

UNIVERZA V LJUBLJANI
FAKULTETA ZA ELEKTROTEHNIKO
LABORATORIJ ZA SEVANJE IN OPTIKO

ELEKTRODINAMIKA

LABORATORIJSKE VAJE

LEON PAVLOVIČ
TOMAŽ KOROŠEC
MATJAŽ VIDMAR

LJUBLJANA, 2016

KAZALO LABORATORIJSKIH VAJ ELEKTRODINAMIKA

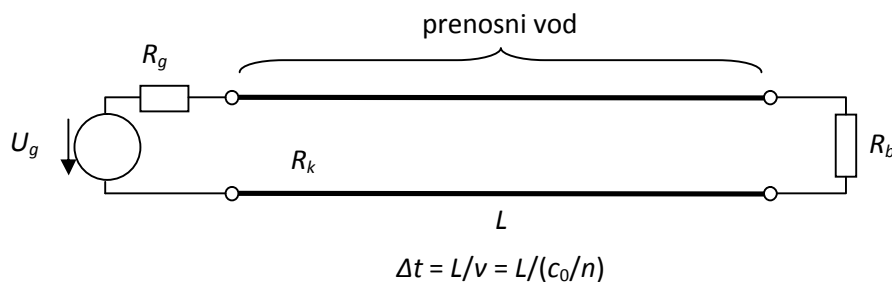
Zaporedje vaj:	(št. strani)
1. Zvonjenje signala na prenosnem vodu	(4+2)
2. Merjenje z "Grid-dip" metrom	(3+2)
3. Merjenje moči	(4+1)
4. Frekvenčni števec	(4+1)
5. Spektralni analizator	(5+1)
6. Parica	(3)
7. Vektorski voltmeter	(3+1)
8. Merjenje odbojnosti z mostičnim reflektometrom	(4+1)
9. Stojni val na prenosnem vodu	(2+2)
10. Merjenje z Lecher-jevim vodom	(4+2)
11. Frekvenčne lastnosti koaksialnega kabla	(3+2)
12. Koaksialni kabel kot rezonator	(3+3)
13. Sevanje izotropnega izvora	(2+2)
14. Bližnje in daljne polje tokovne zankice	(4+3)
15. Merjenje odbojnosti TEM lijaka	(3+2)
16. Rodovi nihanja helij-neonskega laserja	(7+1)
17. Porazdelitev električnega toka na monopolu	(5+5)
18. Tuneliranje elektromagnetnega valovanja	(4+2)
19. Magnetno polje v pravokotnem valovodu	(3+2)
20. Smerni sklopnik	(4+3)
21. Stojni val v pravokotnem valovodu	(3+2)
22. Votlinski rezonator	(3+1)
23. Kožni pojav	(3+1)
24. Kožni pojav v vodi	(2+2)
25. Vektorski analizator vezij	(4+2)
26. Praktična delavnica: FM oddajnik	(4)

VAJA 1: Zvonjenje signala na prenosnem vodu

1. Odboji in zvonjenje signala na prenosnem vodu

Pri velikih dolžinah vodnikov, ko električno vezje ni več zanemarljivo majhno, pojavi v vezju niso trenutni, ampak potrebujejo določen čas. Najenostavnejši primer je vir napetosti, povezan s poljubnim bremenom preko prenosnega voda določene (nezanemarljive) dolžine (slika 1). V tem primeru vir ne ve, kakšno breme je na koncu prenosnega voda in koliko je vod dolg, dokler signal ne prepotuje do konca voda in nazaj (v času $2\Delta t$).

V času $t < 2\Delta t$ vir čuti, kot svoje breme, le vod oz. njegovo karakteristično upornost R_k . Šele po preteku časa $2\Delta t$ vir na svojem izhodu čuti vpliv upornosti dejanskega bremena R_b .



Slika 1: Primer dolgega prenosnega voda.

Če je upornost bremena enaka karakteristični upornosti voda R_k , se ves signal porabi na bremenu, nič signala se ne vrne nazaj do vira in slednji ne bo nikoli izvedel, kaj in na kakšni razdalji je dejansko priključeno – vir ne bo ločil med bremenom z upornostjo R_k na razdalji 5 m ali med neskončno dolgim nezaključnim vodom.

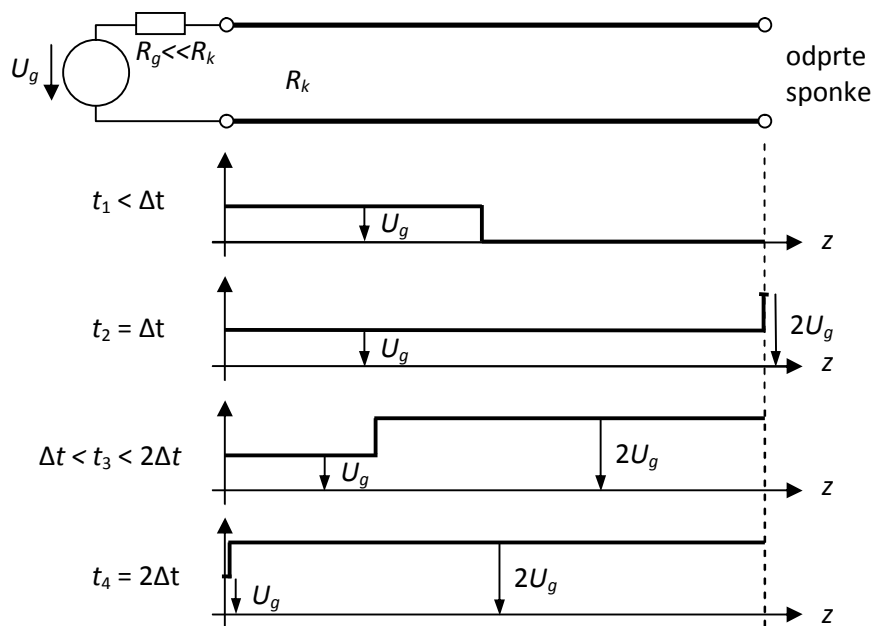
Če upornost bremena ni enaka karakteristični upornosti voda R_k , se del signala od bremena odbije nazaj na vod in potuje v nasprotni smeri, od bremena proti viru. Odbojnost bremena z upornostjo $R = R_b$, priključenega na vod s karakteristično upornostjo R_k , je enaka

$$\Gamma = \frac{R - R_k}{R + R_k}. \quad (1)$$

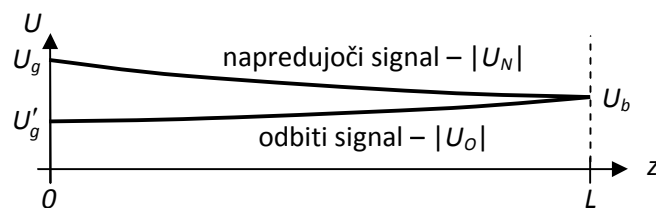
Absolutna vrednost odbojnosti pasivnega bremena je vedno manjša ali enaka 1 ($|\Gamma| \leq 1$), saj se moč na bremenu kvečjemu porabi. Odbojnost je neke vrste merilo za upornost, s tem, da gre za bistveno širši pojem. Odbojnost lahko namreč definiramo ne le pri električnem vezju, temveč tudi pri kateremkoli 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 vira, ko povratni signal doseže vir. Če notranja upornost vira ni enaka karakteristični upornosti voda, se povratni signal zopet odbije proti bremenu. Odbojnost lahko zopet izračunamo po enačbi 1, pri čemer je $R = R_g$. Signal lahko tako potuje od enega konca voda do drugega in se pri tem večkrat odbija od obeh koncev. To se odraža v nihanju napetosti signala na obeh koncih voda, čemur pravimo zvonjenje signala.

Primer poteka napetosti signala na prenosnem vodu zaradi odbojev ob različnih časovnih trenutkih prikazuje slika 2. Slika prikazuje razmere ob idealnih pogojih, ko prenosni vod nima izgub. Pri praktičnih prenosnih vodih imamo opravka tudi z izgubami (npr. izgube v dielektriku koaksialnega kabla, končna prevodnost žile in oklopa, itd.), zaradi katerih napetost ob prehodu iz enega konca voda do drugega nekoliko upade. Vpliv izgub in njihovo relacijo prikazuje slika 3.



Slika 2: Potek napetosti signala vzdolž prenosnega voda v različnih zaporednih trenutkih pri napetostnem viru z nizko upornostjo 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 3: Vpliv izgub pri potovanju signala vzdolž prenosnega voda.

2. Seznam potrebnih pripomočkov

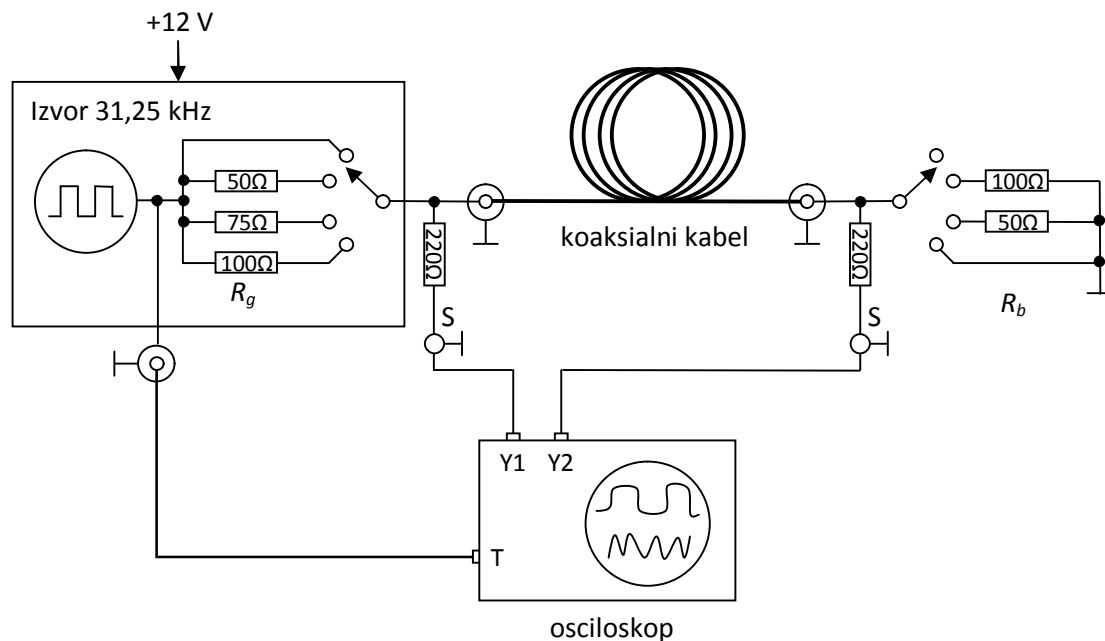
Za izvedbo vaje potrebujemo:

- 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 4.

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Za opazovanje pojava zvonjenja signala moramo uporabiti kabel zadostne dolžine, da je 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 vir s frekvenco 31,25 kHz in nizko izhodno upornostjo, ki približno ustreza kratkemu stiku vira. Zaporedno z virom lahko vključimo različne upore z upornostjo $R = R_g$, ki dajejo v kombinaciji s kablom karakteristične upornosti $R_k = 50 \Omega$ različne odbojnosti vira po enačbi 1. Na izhod vira je priključen koaksialni kabel, ki je na koncu zaključen z različnimi bremenski upori. Med več uporabnimi vrednosti izbiramo s preklopnikom.

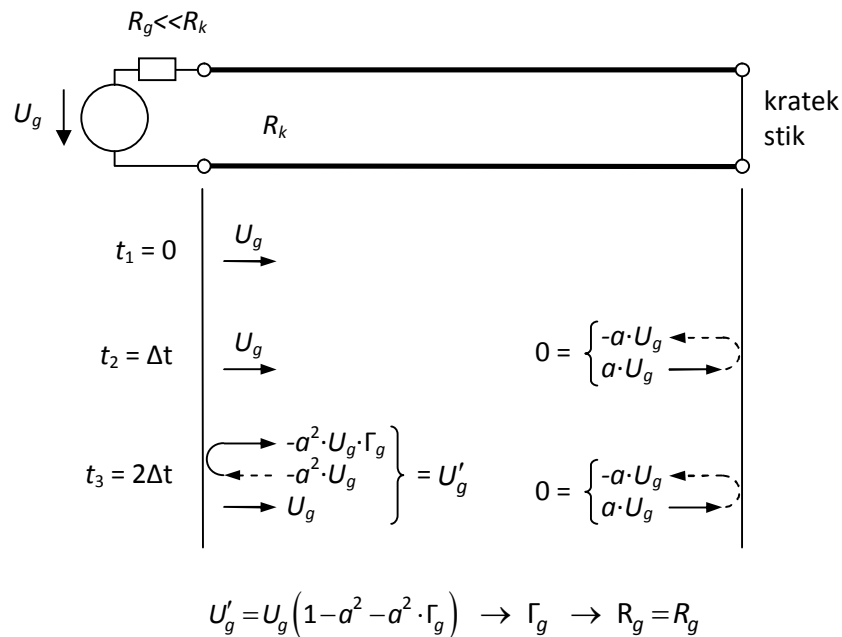


Slika 4: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

Del signala na začetku in koncu kabla vodimo na osciloskop preko visokoohmskih sond, ki neznatno vplivajo na delovanje poskusa, vplivajo pa lahko na samo prikazano sliko na zaslonu osciloskopa. Tudi na povezovalnih kablkih 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 signala na sondah so le-te priključene na opazovane točke zveze preko zaporednih 220-ohmskih uporov, kot je prikazano na sliki 4. Pri izvedbi vaje si ogledamo vpliv zvonjenja sond, tako da te priklopimo neposredno na opazovane točke na kablju, za končno meritev pa sonde povežemo preko zaporednih uporov.

Z vklapljanjem različnih upornosti na strani vira in bremena vzpostavimo različne odbojnosti na posameznih koncih kabla in s tem različen rezultat zvonjenja signala. Iz časovnih potekov lahko razberemo različne značilne podatke naše zveze preko kabla. Iz zakasnitev odbojev lahko razberemo točno dolžino uporabljenega koaksialnega kabla. Upad napetostnega nivoja na vhodu proti nivoju na izhodu kabla pri 50-ohmskem bremenu nam daje podatek o izgubah kabla. Iz spreminjanja nivojev napetosti na strani vira pri kratko sklenjenem izhodu iz vira in neustrežno zaključenem koncu kabla pa lahko ugotovimo notranjo upornost vira, ki ni

idealnih 0Ω . Pri tem moramo upoštevati tudi izračunane izgube kabla. V pomoč pri izračunu odbojnosti in z njo povezane notranje upornosti vira je prikaz na sliki 5.



Slika 5: Prikaz napredujočih in odbitih napetostnih signalov ob različnih časovnih trenutkih na strani napetostnega vira z nizko upornostjo in kratkostičnega bremena.

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 vira (kratek stik – K.S., 50Ω , 75Ω , 100Ω) in upornosti bremena (kratek stik – K.S., 50Ω , 100Ω , 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 vira.

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

VAJA 1: Zvonjenje signala na prenosnem vodu

Uporabljen tip kabla:

Karakteristična upornost kabla: $R_k =$

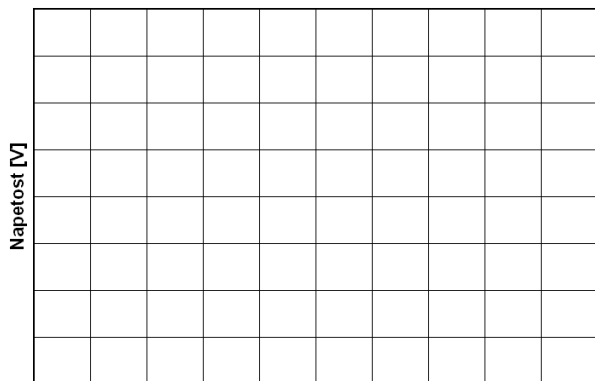
Faktor hitrosti valovanja v kablu: $v/c_0 =$

Odbojnosti različnih upornosti vira in bremena:

$R_g [\Omega]$	Γ_g	$R_b [\Omega]$	Γ_b
0		0	
50		50	
75		100	
100		∞	

Različni časovni poteki napetosti na strani vira in bremena:

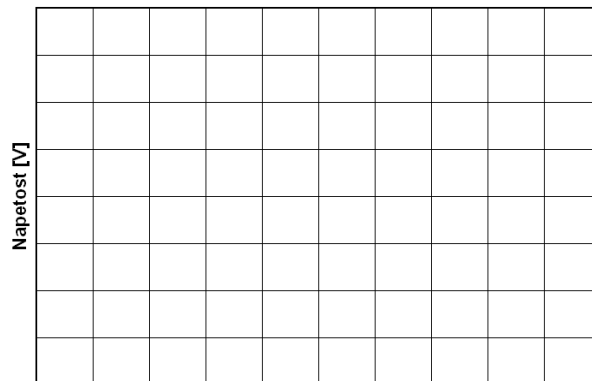
$R_g = K.S., R_b = O.S.$



Čas []

Γ_g	Γ_b	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_7	U_8

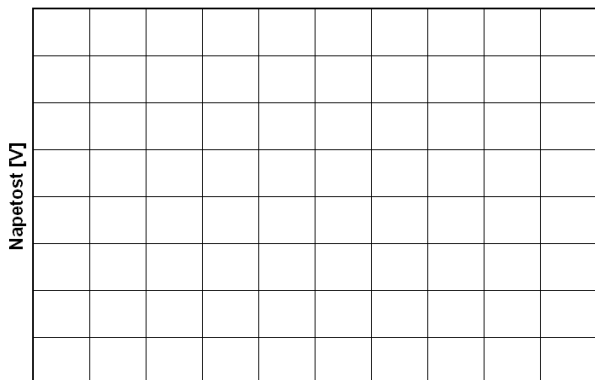
$R_g = K.S., R_b = 100 \Omega$



Čas []

Γ_g	Γ_b	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_7	U_8

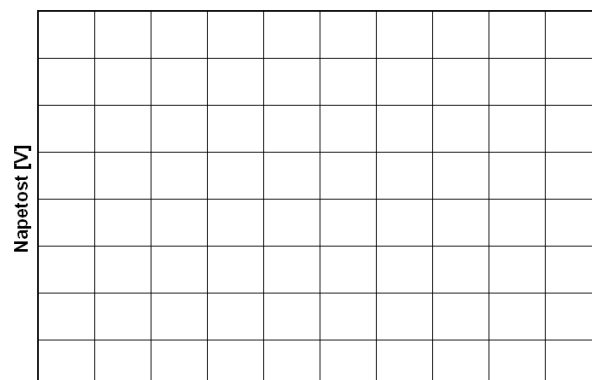
$R_g = K.S., R_b = 50 \Omega$



Čas []

Γ_g	Γ_b	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_7	U_8

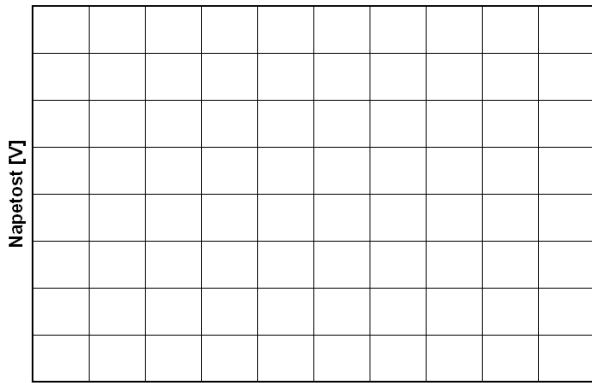
$R_g = K.S., R_b = K.S.$



Čas []

Γ_g	Γ_b	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_7	U_8

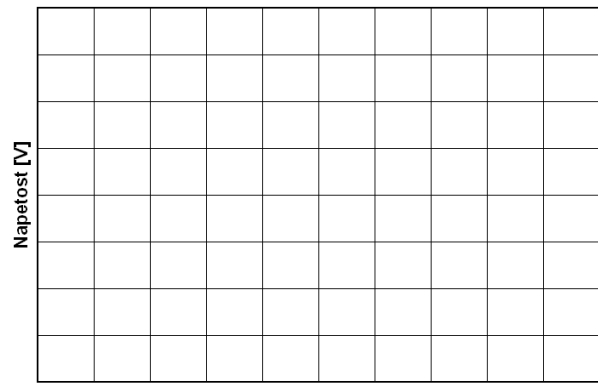
$R_g = \underline{\hspace{2cm}}, R_b = \underline{\hspace{2cm}}$



Čas []

Γ_g	Γ_b	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_7	U_8

$R_g = \underline{\hspace{2cm}}, R_b = \underline{\hspace{2cm}}$



Čas []

Γ_g	Γ_b	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_7	U_8

1. Izračunaj dolžino kabla.

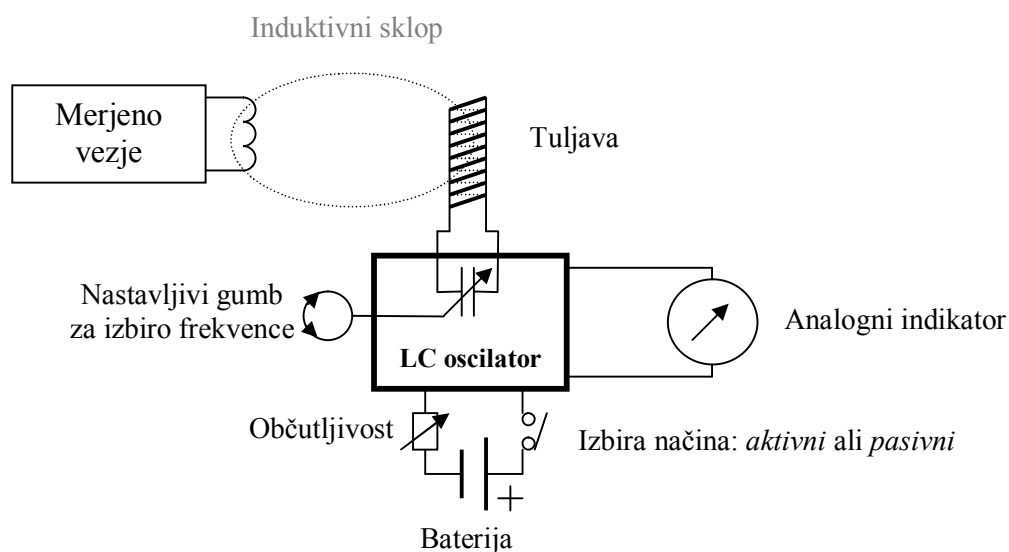
2. Izračunaj izgube kabla.

3. Izračunaj odbojnost in notranjo upornost vira.

VAJA 2: Merjenje z »Grid-dip« metrom

1. Grid-dip meter

Grid-dip meter je eden od osnovnih merilnikov v visokofrekvenčni tehniki. Omogoča merjenje frekvence aktivnih vezij v pasivnem (absorpcijskem) načinu ter merjenje rezonančnih pojavov (rezonančne frekvence) v aktivnem načinu. Njegovo ime izhaja iz časa elektronk, kjer se je za opazovanje pojavov meril tok skozi mrežico (ang. grid). Ob rezonanci se je mrežni tok elektronke zmanjšal in posledica je bila upad (ang. dip) toka. Grid-dip metri so enostavne naprave in se ponavadi mehansko uglasujejo na željeno frekvenco, zato je točnost slednjih redko pod 2 %. Grid-dip meter vsebuje nastavljeni oscilator v širokem frekvenčnem področju (običajno od 1 MHz do preko 250 MHz) z izbiro več zamenljivih tuljav in analogni prikazovalnik (indikator) za opazovanje rezonančnih pojavov. Grid-dip meter, s tipično uporabo z induktivnim sklopom na merjenec, je prikazan na sliki 1.



Slika 1: Funkcionalni načrt grid-dip metra in tipična uporaba.

Delovanje in merjenje z grid-dip metrom je naslednje. Osnovni del merilnika je LC nihajni krog, ki ga sestavljata mehansko nastavljeni kondenzator ter zamenljiva tuljava, ki jo preprosto zamenjamo na zunanji strani ohišja z drugo za drugo frekvenčno območje. Običajno grid-dip metri delujejo v dveh načinih, v *aktivnem* in *pasivnem*.

V *aktivnem* načinu, kjer je LC nihajni krog vzburjen z notranjim oscilatornim vezjem in priključeno baterijo, uporabljamo grid-dip meter kot izvor nedomuliranega signala (funkcija »Osc.«). Gumb za občutljivost oz. jakost signala (ponavadi označen kot »sensitivity«) nastavimo tako, da analogni indikator kaže okoli polovico odklona. Nato na razne merjence (nihajne kroge, rezonančna vezja, antene, kable, itd.) šibko sklopimo zunanjo tuljavo preko induktivnega sklopa in vrtimo nastavljeni gumb za izbiro frekvence. Ob rezonančni frekvenci merjenega vezja, bo sklop iz tuljave grid-dip metra na merjenec največji in kazalec indikatorja bo upadel – viden bo »dip«. Takrat smo izmerili rezonančno frekvenco merjenega vezja. Meritev bo čim točnejša, čim šibkejši bo sklop med tuljavo merilnika in merjenim vezjem. Običajno zadošča razdalja okoli 1-2 cm. Seveda bo ob šibkejšem sklopu tudi »dip« manj izrazit na indikatorju.

V *pasivnem* načinu uporabljamo grid-dip meter kot sprejemnik. Notranji oscilator je ugasnjen in baterija ni priključena. Funkcijsko stikalo pustimo na izbiri »Osc.«. Zunanjo tuljavo

merilnika približamo zunanjemu izvoru signala na merjenem vezju (običajno nihajnemu krogu). Poskrbimo za šibki induktivni sklop, tako da je razdalja med tuljavo in merjenim vezjem okoli 2 cm. Nato vrtimo gumb za frekvenco in opazujemo analogni indikator. Ko nastavljena frekvenca na grid-dip metru ustreza frekvenci merjenega signala, opazimo na analognem indikatorju porast kazalca. Če kazalec prekorači skalo (»se zabije«), potem je sklopljeni signal prevelik in odmaknemo tuljavo proč od merjenca. Obratno, če komaj opazimo porast kazalca ali sploh ne, lahko približamo tuljavo k merjenemu vezju in ponovno poiščemo frekvenco signala.

Grid-dip meter ima še funkcijo »Mod.«, katero uporabljamo pri uglasovanju sprejemnikov. Ta funkcija je enaka aktivnemu načinu uporabe (torej kot izvor signala), s to razliko, da je signal moduliran. Ker gre za enostavno izveden modulator v notranjosti grid-dip metra, je modulacija lahko kombinacija AM in FM.

Funkcija »Batt. check« pa omogoča test priključene baterije. Če je kazalec analognega indikatorja znotraj označenega območja »Batt. ok«, zamenjava baterije ni potrebna.

2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Grid-dip meter s tuljavo za frekvenčno območje 6-18 MHz
- Digitalni frekvenčni števec
- Razni merjenci (nihajni krogi, kabli, VF etiketa proti kraji, itd.)

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Na grid-dip meter priključimo tuljavo za frekvenčno območje 6-18 MHz. Ker gre za enostaven merilnik z več frekvenčnimi območji in mehansko nastavljivo delovno frekvenco preko vrtljivega kondenzatorja, najprej umerimo in zabeležimo odstopanje frekvenčne skale z uporabo digitalnega frekvenčnega števca. Grid-dip meter uporabimo v aktivnem načinu. Zato zavrtimo gumb »sensitivity« in nastavimo odklon kazalca na okoli sredino analognega indikatorja. Tuljavo merilnika približamo sondi od frekvenčnega števca (npr. 1-2 cm), dokler ta ne pokaže smiselne in stabilne vrednosti. Takrat odčitamo frekvenco z zaslona frekvenčnega metra. Digitalni frekvenčni števec je za nekaj velikostnih razredov točnejši od skale grid-dip metra. Zabeležimo si odstopanje resnične frekvence od nastavljenega na skali grid-dip metra. Preverimo celotno skalo grid-dip metra z uporabljenimi tuljavami.

S pomočjo grid-dip metra izmerimo dolžino koaksialnega kabla. Uporabimo kos koaksialnega kabla, katerega en konec pustimo nepovezan (odprte sponke), na drugega pa namestimo tuljavo z enim ali dvema ovojema (povezano med srednjo žilo in oklopom, premera okoli 1-2 cm). Tuljavo na kablju približamo grid-dip metru (npr. 1-2 cm), ki je v aktivnem načinu uporabe. Z vrtenjem skale na grid-dip metru poskušamo najti »dip« na indikatorju. Takrat je kabel dolg točno $n \cdot \lambda / 4$, kjer je n liho naravno število. Če bi uporabili kratkostaknjen koaksialni kabel, bi bila dolžina ob »dip-u« točno $n \cdot \lambda / 2$, kjer je n naravno število.

Želimo narediti tuljavo z določeno induktivnostjo (npr. za uporabo v sprejemniku ali oddajniku). Tuljavo navijemo z lakirano bakreno žico in za določitev približne vrednosti induktivnosti uporabimo znano eksperimentalno Wheeler-jevo formulo po enačbi 1 oz. 2.

$$L[\mu H] = \frac{N^2 * R^2}{9R + 10H} = \frac{N^2 * D^2}{18D + 40H}, \text{ kjer so} \quad (1)$$

polmer R , premer D in dolžina tuljave H v inčah, oziroma

$$L[\mu H] = \frac{1}{0,0254} \frac{N^2 * D^2}{18D + 40H} = \frac{N^2 * D^2}{0,46D + 1,02H}, \text{ kjer so} \quad (2)$$

polmer R, premer D in dolžina tuljave H v metrih ter N število ovojev.

Navito tuljavo povežemo v nihajni krog z znano vrednostjo kondenzatorja. Z grid-dip metrom izmerimo rezonančno frekvenco nihajnega kroga in izračunamo točno vrednost navite tuljave z uporabo enačbe 3.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L * C}} \quad (3)$$

4. Prikaz značilnih rezultatov

Z digitalnim frekvenčnim števcem preverimo točnost narisane skale na grid-dip metru. Zabeležimo si odstopanje skale od dejanske vrednosti. S pomočjo grid-dip metra izmerimo dolžine kablov in jih primerjamo z dolžinami, izmerjenimi z dolžinskim metrom. V laboratoriju navijemo tuljavo željene induktivnosti in njeno resnično induktivnost izmerimo z grid-dip metrom in narejenim nihajnim krogom (izberemo npr. $L=1 \mu H$ in $C=220 \text{ pF}$). Poskusimo tudi ugotoviti rezonančne frekvence varnostnih nalepk za zaščito artiklov pred krajo.

VAJA 2: Merjenje z »Grid-dip« metrom

Izmerite odstopanje frekvenčne skale grid-dip metra z uporabo frekvenčnega števca.

Nastavljena frekvenca na grid-dip metru [MHz]	Izmerjena frekvenca s frekvenčnim števcem [MHz]	Napaka []
6,0		
6,5		
7,0		
7,5		
8,0		
8,5		
9,0		
9,5		
10,0		
10,5		
11,0		
11,5		
12,0		
12,5		
13,0		
13,5		
14,0		
14,5		
15,0		
15,5		
16,0		
16,5		
17,0		
17,5		
18,0		

Izrišite napako v odvisnosti od nastavljene frekvence na graf!

S pomočjo grid-dip metra izmerite dolžino nezaključenega koaksialnega kabla ob četrtvalovni rezonanci na kablu. Prav tako izmerite dolžino kratkostaknjene kabla ob polvalovni rezonanci na kablu.

Tip uporabljenega kabla:

Skrajševalni faktor uporabljenega kabla:

Izmerjena rezonanca nezaključenega kabla:

Izmerjena rezonanca kratkostaknjene kabla:

Izračunana dolžina nezaključenega kabla:

Izračunana dolžina kratkostaknjene kabla:

Izmerjena dolžina nezaključenega kabla z dolžinskim metrom:

Izmerjena dolžina kratkostaknjene kabla z dolžinskim metrom:

Za zaželjeno frekvenco nihajnega kroga, ob znani vrednosti kondenzatorja, izračunajte potrebno induktivnost tuljave. Izdelajte tuljavo z lakirano žico in povežite kondenzator. Izmerite rezonančno frekvenco in izračunajte pravo vrednost induktivnosti tuljave.

Zaželjena frekvenca: $f_z =$

Uporabljen kondenzator: $C =$

Izračunana induktivnost tuljave: $L_i =$

Izmerjena rezonančna frekvenca: $f =$

Resnična vrednost tuljave: $L =$

Izmerite rezonančne frekvence varnostnih etiket proti kraji artiklov v trgovinah:

Etiketa	Rezonančna frekvenca [MHz]
#1	
#2	
#3	
#4	
#5	
#6	
#7	
#8	

Skicirajte tudi oblike etiket (nihajnih krogov).

VAJA 3: Merjenje moči

1. Merilnik moči

Merjenje moči je ena od najbolj osnovnih visokofrekvenčnih meritev. Prvi visokofrekvenčni merilniki moči so bili kalorimetri, kjer se je voda uporabila kot absorber valovanja, vpadna moč pa je bila izračunana glede na dvig temperature vode. Dandanes je na razpolago več tipov merilnikov moči, odvisno od merjenega signala (nemoduliran ali moduliran signal), vhodne občutljivosti merilnika ali pa vrste merjene moči (povprečna, pulzna ali vršna). V grobem se merilniki moči ločijo na bolometriške (moč se izračuna na podlagi spremembe temperature sensorja) in diodne merilnike. Diodni merilniki dosegajo višje občutljivosti (vhodno območje od -70 dBm do +20 dBm) in znajo izmeriti tudi pulzne in vršne moči. Bolometriški merilniki (termistorski in termočlenski) pa merijo izključno povprečno moč, ki je sklopljena na senzor. Vsem merilnikom moči je skupno dejstvo, da merilnik sestavljata močnostna senzorska glava in merilna enota s prikazovalnikom.

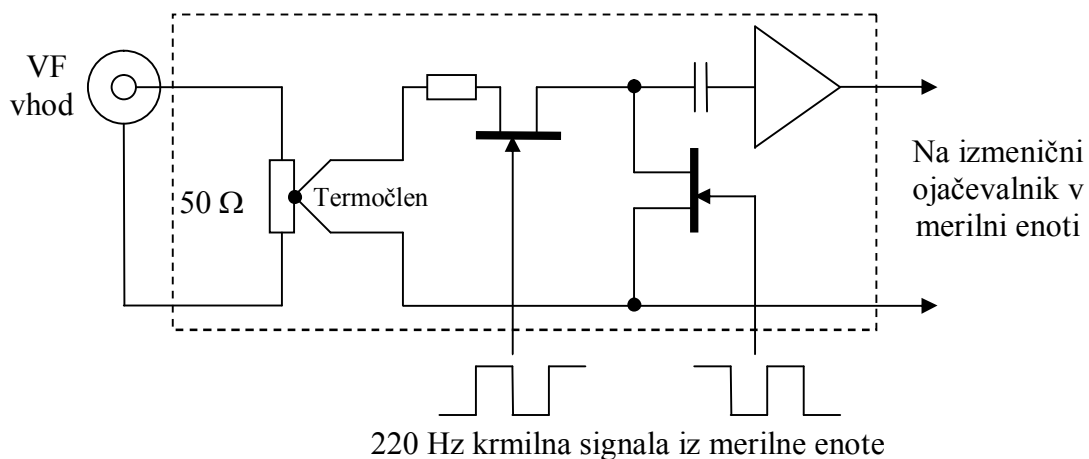
Termistorska merilna glava uporablja senzorski upor (termistor), ki ima negativni temperaturni koeficient. Zato se mu ob vpadni moči in posledičnemu segrevanju (dvig temperature) zniža upornost. Termistor je vezan v mostično vezje, s katerim odčitamo izhodno napetost mostička. Ta je neposredno proporcionalna vhodni moči, ki jo troši termistor. Zato ima termistor kvadratični režim delovanja. Za kompenzacijo sprememb temperature sensorja ima termistorski merilnik moči en dodatni pomožni mostiček, s katerim odšteje vplive sprememb zunanjih dejavnikov (spremembe sobne temperature, segrevanja zaradi uporabnikove roke, itd.). Oba termistorja v obeh mostičkih sta seveda v dobrem temperaturnem stiku, vhodna moč pa je sklopljena le na termistor glavnega mostička. Občutljivost termistorskega merilnika moči je manjša od merilnika s termočlenom.

Merilna močnostna glava, ki uporablja kot senzor termočlen, deluje na principu segrevanja spoja dveh različnih kovin. Tak spoj proizvaja na svojih sponkah napetost, ki je proporcionalna spremembi temperature in tako tudi vhodni visokofrekvenčni moči, ki je sklopljena na tak spoj. Zato ima tudi termočlen kvadratični režim delovanja. Merilniki moči s termočlenom so bolj občutljivi od termistorskih in njihovo vhodno območje moči znaša od -30 dBm navzgor (faktor občutljivosti okoli $\sim 100 \mu\text{V}$ na 1 mW visokofrekvenčne moči), imajo manjšo merilno negotovost zaradi boljše vhodne visokofrekvenčne prilagoditve ter so manj občutljivi na spremembe sobne temperature. Frekvenčno območje znaša tipično od 100 kHz pa vse do 50 GHz, odvisno od izdelanega termočlena (ali verige več termočlenov).

Merilne negotovosti oziroma točnosti merilnikov moči so dokaj različne glede na tip merilnika oz. inštrumenta. Tabela 1 prikazuje merilno negotovost raznih inštrumentov, ki so prisotni v laboratoriju.

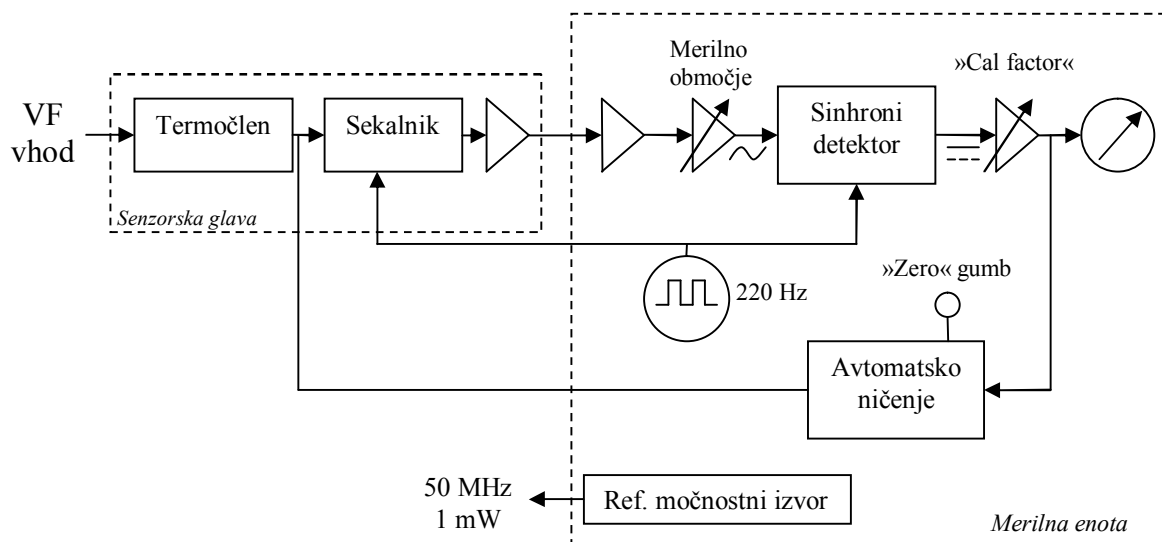
Tabela 1: Merilne negotovosti			
Tip merilnika oz. inštrumenta	Negotovost [%]	Negotovost [dB]	Pogoji
Termočlenska glava (HP 8481A)	+2..3	+0,09..0,13	-20...20 dBm
Diodna glava (HP 8481D)	+3..4	+0,13..0,17	-55...-20 dBm
Spek. analizator (AG 8565EC)	+26/-21	+1	
Spek. analizator (AG E4445A)	+4,4/-4,3	+0,19	
Signalni izvor (AG E4438C)	+12/11	+0,5	
Ref. izhod 50 MHz (HP 435A)	+0,6	+0,026	

Pri vaji bomo uporabili merilnik moči s termočleno senzorsko glavo, zato opis delovanja merilnika ni odveč. Sam senzor daje komaj okoli 100 nV za 1 μ W vhodne moči (spodnje merilno območje). Tako nizko enosmerno napetost težko ojačujemo brez škodljivih pojavov (temperaturno lezenje aktivnih komponent), zato uporabimo napetostni sekalnik (ang. »chopper«) iz dveh poljskih (FET) tranzistorjev. Pridobljeno izmenično napetost pravokotne oblike, proporcionalno izhodni enosmerni napetosti iz termočlena, ojačimo že v sami senzorski glavi, glavno ojačenje pa se naredi v merilni enoti. Poenostavljeno vezje močnostne senzorske glave s termočlenom prikazuje slika 1. Napajalne in krmilne signale dobi glava iz merilne enote. Kjerkoli v glavi bi lahko zaradi uporabe komponent iz različnih kovin nastali novi termočleni, ki bi vnašali znatne pogoške k meritvi, zato je celotno vezje (od vhodnega termočlena do izhodnega ojačevalnika) narejeno iz ene kovine, ponavadi zlata.



Slika 1: Poenostavljeno vezje močnostne senzorske glave s termočlenom.

Merilna enota se sestoji iz nadaljnjih ojačevalnikov, sinhronega detektorja in enosmernega ojačevalnika za prikaz na analognem prikazovalniku. Poleg tega ima enota vezje za avtomatsko ničenje lezenja ojačevalne verige. Poenostavljeni blokovni načrt celotnega merilnika moči z glavo je prikazan na sliki 2.



Slika 2: Poenostavljen blokovni načrt merilnika moči s termočleno senzorsko glavo.

Izmenično napetost iz senzorske glave merilna enota najprej ojači in nato vodi na ojačevalnik z nastavljivim ojačenjem (izbira merilnega območja). Sledi sinhroni detektor, ki spremeni ojačani izmenični signal v enosmerno napetost (sinhrono s frekvenco napetostnega

sekalnika), in nato še enosmerni ojačevalnik, ki krmili analogni prikazovalnik. Frekvenčni odziv termočlena lahko kompenziramo z enosmernim ojačenjem z izbiro nastavitve »Cal factor«. Temperaturno lezenje ojačevalnih stopenj (spremembe ojačenja) se lahko kompenzira z vezjem avtomatskega ničanja, ki ga priključimo v povratno vezavo s pritiskom na gumb za ničanje. Vezje avtomatskega ničanja prišteje k vhodnemu signalu signal s prikazovalnika v protifazi. Tako se odklon prikazovalnika s pritiskom na ničelni gumb postavi na ničlo, če na visokofrekvenčnem vhodu ni signala ter prikazovalnik kaže nek (napačen) odklon. Referenčni izvor s kalibriranim močnostnim nivojem 1 mW (0 dBm) s frekvenco 50 MHz uporabimo za preverjanje delovanja senzorske glave in ostale merilne naprave, ki nimajo kalibriranih močnostnih nivojev.

Močnostno senzorsko glavo s termočlenom največkrat (dokončno) poškodujemo s **preveliko vhodno močjo** (ta je vedno označena na sami glavi, običajno pa znaša +20 dBm povprečne moči ali ustrezno več pri pulzih signalih), **elektrostatiko** (zato se pred meritvijo vedno razelektrimo, tako da se najprej dotaknemo ohišja merilne enote in šele nato senzorske glave) ali pa **mehansko poškodujemo vhodni konektor** (zato vedno vrtimo matico in nikoli same glave).

2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Visokofrekvenčni izvor 2-18 GHz
- Merilnik moči s pripadajočo senzorsko glavo s termočlenom (HP 8481A)
- Priključni kabli
- Zaščitni slabilnik 10 dB za frekvenčno območje do 18 GHz

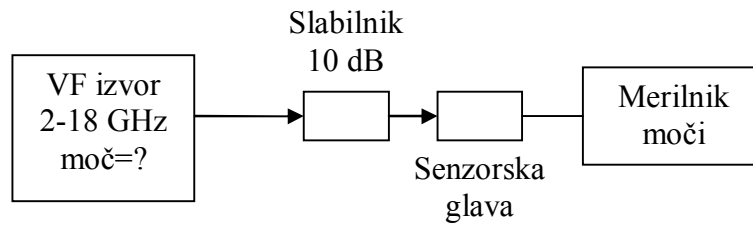
3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Zanima nas največja kalibrirana izhodna moč, ki jo daje visokofrekvenčni izvor v njegovem celotnem frekvenčnem območju. Za merjenje moči uporabimo senzorsko glavo s termočlenom in merilnim območjem od -30 do +20 dBm. Seveda privzamemo, da ima merilna senzorska glava merilnika moči dosti manjšo merilno negotovost, kot pa ima signalni izvor negotovost izhodne jakosti moči (če izvor sploh razpolaga s skalo oz. prikazovalnikom izhodne jakosti moči).

Preden začnemo z meritvijo moči merjenega izvora, poskrbimo za pravilne nastavitve samega merilnika moči. Če je merilnik ugasnjen, preverimo, če je kazalec na ničli. Morebitni odklon popravimo z nastavitvijo vrtljive tuljavice. Merilnik moči nato prižgemo in ga ne ugašamo tekom meritev niti med celotnimi vajami. Senzorsko glavo priključimo na referenčni izhod. Referenčni izvor zaenkrat pustimo ugasnjen. Preverimo morebitni odklon kazalca pri nižjih merilnih območjih (npr. pri -20 dBm ali -25 dBm). Če ta obstaja, pritisnemo tipko za ničanje (»zero«) in počakamo, da se kazalec postavi na ničlo. Merilno območje nato nastavimo na 0 dBm (1 mW) in nastavitve »Cal factor« na 100 % (brez kompenzacije frekvenčnega odziva termočlena). Vključimo referenčni močnostni izvor. Preverimo, ali kazalec kaže točno 0 dBm. Če ne, nastavimo »Cal adjust« potenciometer tako, da kazalec kaže točno 0 dBm oz. 1 mW. Sedaj je merilnik moči pravilno nastavljen in pripravljen za meritve.

Senzorsko glavo priključimo na zaščitni slabilnik, ki je že priključen na merjeni izvor. Vrednost slabilnika seveda poviša merilno območje merilnika moči za vrednost slabljenja. Gumb za kompenzacijo frekvenčnega odziva termočlena nastavimo na ustrezno vrednost, ki je

označena na senzorski glavi ob nastavljeni frekvenci izvora. Z nastavitvijo izhodne moči izvora poiščemo najvišjo kalibrirano izhodno moč (ugasnjena lučka »unleveled«), ki jo izvor daje pri določeni frekvenci. Pri spremembi frekvence pazimo, da ponovno nastavimo kompenzacijo frekvenčnega odziva sensorja.



Slika 3: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

4. Prikaz značilnih rezultatov

Maksimalno moč merjenega izvora (pri ugasnjeni lučki »unleveled«), z upoštevanjem slabilnika, izpišemo v tabelo in narišemo v graf.

VAJA 3: Merjenje moči

Izmerite najvišjo moč izvora v frekvenčnem območju od 2 do 18 GHz.

Frekvenca [GHz]	»Cal factor«	Izmerjena moč [dBm]
2		
2,5		
3		
3,5		
4		
4,5		
5		
5,5		
6		
6,5		
7		
7,5		
8		
8,5		
9		
9,5		
10		
10,5		
11		
11,5		
12		
12,5		
13		
13,5		
14		
14,5		
15		
15,5		
16		
16,5		
17		
17,5		
18		

VAJA 4: Frekvenčni števec

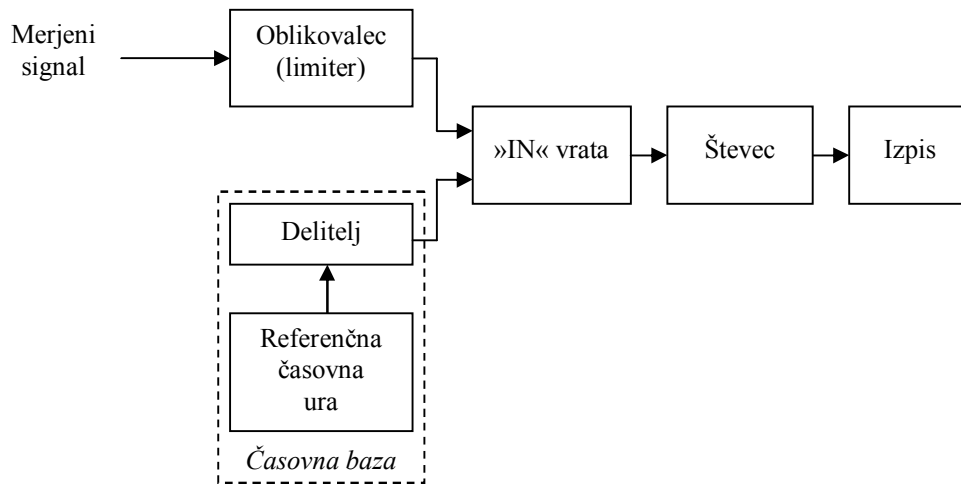
1. Frekvenčni števec

Ena od najtočneje izmerjenih veličin nasploh je vsekakor čas oziroma frekvenca signala $f = 1/t$. Frekvenca signala je enaka številu period v (referenčni) časovni enoti, torej v 1 s. Točnost merjenja časa oz. frekvenca torej zavisi od točnosti in stabilnosti referenčne ure. Tabela 1 navaja okvirne stabilnosti referenčnih ur (elektronska referenčna ura je ponavadi sestavljena iz elektronskega oscilatorja).

Tabela 1: Razredi stabilnosti referenčnih elektronskih ur	
RC oscilator	10^{-2}
Kristalni oscilator (XO)	10^{-8}
Kristalni oscilator v pečici (OCXO)	10^{-10}
Komercialna rubidijeva ura (Rb_{87})	$10^{-12} \dots 10^{-13}$
Komercialni vodikov maser	$10^{-14} \dots 10^{-15}$
Cezijeva ura (Cs_{137})	$10^{-14} \dots 10^{-16}$
Cezijev vodnjak (NIST)	$10^{-17} \dots 10^{-18}$

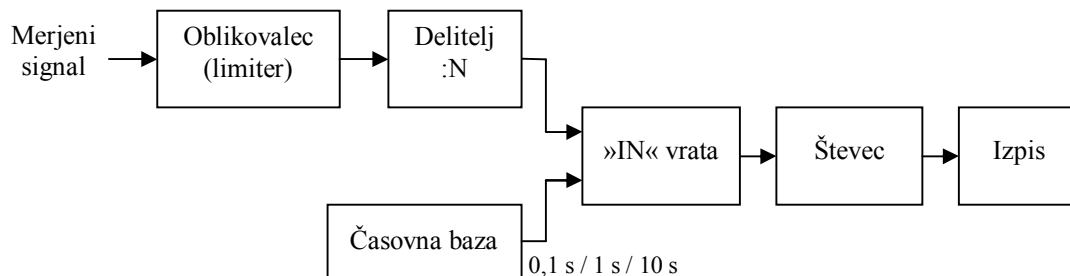
Frekvenčni števec (frekvencmeter) je digitalna naprava, ki vsebuje referenčno časovno uro in števec, ki šteje vhodne periode merjenega signala. V osnovi frekvenčni števec deluje tako, da njegova notranja referenčna ura omogoči štetje period vhodnega signala v časovnem intervalu referenčne ure. Ponavadi ta interval traja 0,1 s, 1 s ali pa tudi 10 s. Ker je referenčna ura ponavadi visokostabilen in frekvenčno točen kristalni oscilator frekvenca 1 MHz ali 5 MHz ali 10 MHz, potrebuje števec za osnovni merilni interval dodatni delitelj. Slednji tvori skupaj z referenčno časovno uro časovno bazo. Seveda mora biti časovni interval čim točnejši, saj od tega zavisi točnost samega frekvenčnega števca. Omenjeni kristalni oscilator je zato temperaturno stabiliziran v pečici (ang. »OCXO«) in toplotno izoliran od okolice, da se njegova frekvenca čim manj spreminja.

Vhodni merjeni signal ponavadi nima logičnega nivoja, primerne za »IN« vrata, ki omogočijo štetje števca, zato je na vhodu ponavadi oblikovalno vezje (limiter ali »schmitt-ov trigger«). To poskrbi za lepo pravokotno obliko, s čim strmejšimi frontami signala. »IN« vrata spustijo oblikovani vhodni signal na števec, ko daje časovna baza visok nivo. Števec šteje periode vhodnega signala in preneha po iztečenem intervalu časovne baze. Če časovna baza traja 1 s (10s; 0,1 s), potem je izmerjeni rezultat točen na 1 Hz (0,1 Hz; 10Hz). Število period iz števca prebere izpisovalno vezje oziroma digitalni prikazovalnik. Blokovni načrt osnovnega frekvenčnega števca je prikazan na sliki 1.



Slika 1: Poenostavljen blokovni načrt frekvenčnega števca.

Če merjeni signal delimo s preddelilcem (ang. »prescaler«) z deliteljem N in šele nato vodimo na »IN« vrata, povišamo vhodno frekvenčno mejo frekvenčnega števca za isti faktor N . Ker pa dobimo v enakem časovnem intervalu časovne baze (npr. v 1 s) N -krat manj period vhodnega signala, izgubimo na ločljivosti meritve. Če hočemo meriti v tem primeru z enako ločljivostjo, potem moramo povečati časovni interval časovne baze za isti faktor N . Seveda je smiselno uporabiti preddelilec le v primeru, ko je slednji mnogo hitrejši od »IN« vrat ter samega števca. Ponavadi preddelilci dvignejo merilno zgornjo frekvenčno mejo v gigaherčno področje, čeprav osnovni frekvenčni števec zmore meriti le do nekaj deset megahercev. Blokovni načrt frekvenčnega števca s preddelilcem prikazuje slika 2.



Slika 2: Poenostavljen blokovni načrt frekvenčnega števca s preddelilcem za povišanje zgornje frekvenčne zmogljivosti frekvenčnega števca.

Ključne lastnosti frekvenčnega števca:

- Vhodna občutljivost je sposobnost merjenja frekvence pri nizkih vhodnih signalih. Občutljivost ne sme biti previsoka, saj bi že najmanjši šum vplival na meritev (še posebej pri visokohmskem vhodu). Vhodni del (oblikovalec vhodnega signala) mora imeti histerezo, da popačenja ali šum v signalu ne kvari meritve. Običajno se za histerezo uporabi »Schmitt-trigger« vezje. Izkaže se, da je optimalna vhodna občutljivost, kjer šum še ne dela težav, okoli 10-20 mV. V točki najvišje občutljivosti vhoda frekvenčnega števca šum že lahko preseže velikost histereze, zato lahko števec prikazuje določeno frekvenco brez priključenega vhodnega signala. Ta pojav je še posebej izrazit pri visokofrekvenčnih števcih v gigaherčnem območju.

- Vhodna impedanca je zelo odvisna od vhodnega dela frekvenčnega števca. Pri nizkih frekvencah je zaželjena visokohmska impedanca ($\sim 1 \text{ M}\Omega$), pri visokih pa 50Ω . Običajno z enim vhodom to ne moremo doseči (brez notranjega preklapljanja signala). Zato sta nizkofrekvenčni in visokofrekvenčni vhod ločena, vsak s svojim konektorjem.
- Tipična merilna napaka, ki se pojavi v enostavnih frekvenčnih števcih s slike 1 in 2, je drhtenje najmanj pomembnega digita. Do te napake pride zaradi nesinhroniziranosti med vhodnim merjenim signalom in uro časovne baze. Napaka se kaže kot naključna sprememba zadnjega digita za ± 1 .

2. Seznam potrebnih pripomočkov

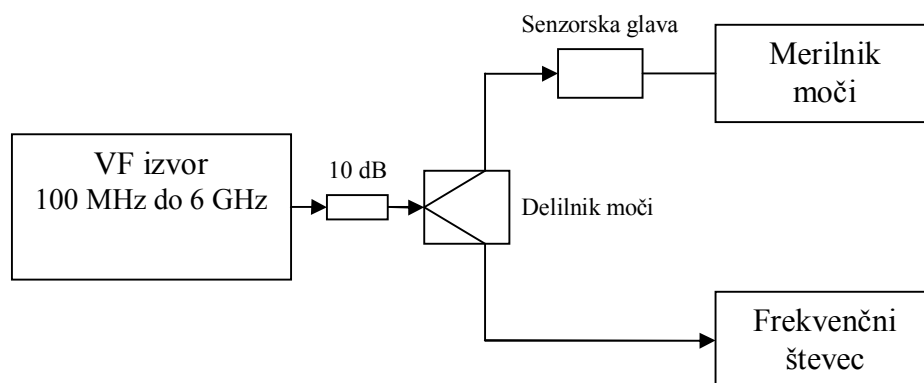
Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Frekvenčni števec (s preddelilcem) za področje do nekaj GHz
- Visokofrekvenčni izvor s frekvenčnim območjem od 100 MHz do 6 GHz
- Merilnik moči s pripadajočo senzorsko glavo
- Zaščitni slabilnik 10 dB
- Delilnik moči 6 dB

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

V prvem delu vaje želimo izmeriti frekvenco visokofrekvenčnega izvora oziroma umeriti njegovo mehansko frekvenčno skalo. Izhodno moč izvora nastavimo na primerno veliko vrednost, saj frekvenčni števec razpolaga z enostavnim prikazovalnikom velikosti vhodnega signala (npr. na $2/3$ območja signala). Sicer frekvenčni števec razpolaga z več vhodi za različna frekvenčna območja, vendar bomo pri tej vaji uporabili samo vhod »MW«. Ker se lahko moč izvora precej spreminja s frekvenco, sprti nastavljamo moč izvora na primerno vrednost za števec.

V drugem delu vaje nas zanima vhodna občutljivost uporabljenega frekvenčnega števca v njegovem celotnem frekvenčnem območju za vhod »MW«. Frekvenco izvora nastavimo na željeno vrednost, nato pa moč izvora počasi znižujemo, dokler ne opazimo, da frekvenčni števec več ne meri pravilno. Takrat smo ravno presegli spodnji nivo občutljivosti števca in si to vrednost tudi zabeležimo. Moč odčitamo na merilniku moči, ki je vezan prav tako na izvor preko delilnika moči. Vezavo inštrumentov in pripomočkov prikazuje slika 3.



Slika 3: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

4. Prikaz značilnih rezultatov

Ker je izmerjena frekvenca izvora s frekvenčnim števcem mnogokrat točnejša od mehanske skale izvora, v tabeli označimo, poleg izmerjene in nastavljene frekvence, tudi frekvenčno napako. Občutljivost frekvenčnega števca tudi dopišemo v tabelo, prav tako pa jo tudi izrišemo na graf.

VAJA 4: Frekvenčni števec

Izmerite odstopanje frekvenčne mehanske skale visokofrekvenčnega izvora s pomočjo digitalnega frekvenčnega števca. Prav tako izmerite vhodno občutljivost vhoda »MW« frekvenčnega števca z uporabo izvora ter merilnika moči.

Frekvenca [GHz]	Odčitana frekvenca [GHz]	Frekvenčno odstopanje []	Občutljivost frekvencmetra [dBm]
0,1			
0,25			
0,5			
0,75			
1			
1,25			
1,5			
1,75			
2			
2,25			
2,5			
2,75			
3			
3,25			
3,5			
3,75			
4			
4,25			
4,5			
4,75			
5			
5,25			
5,5			
5,75			
6			

VAJA 5: Spektralni analizator

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.

Meritev 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.

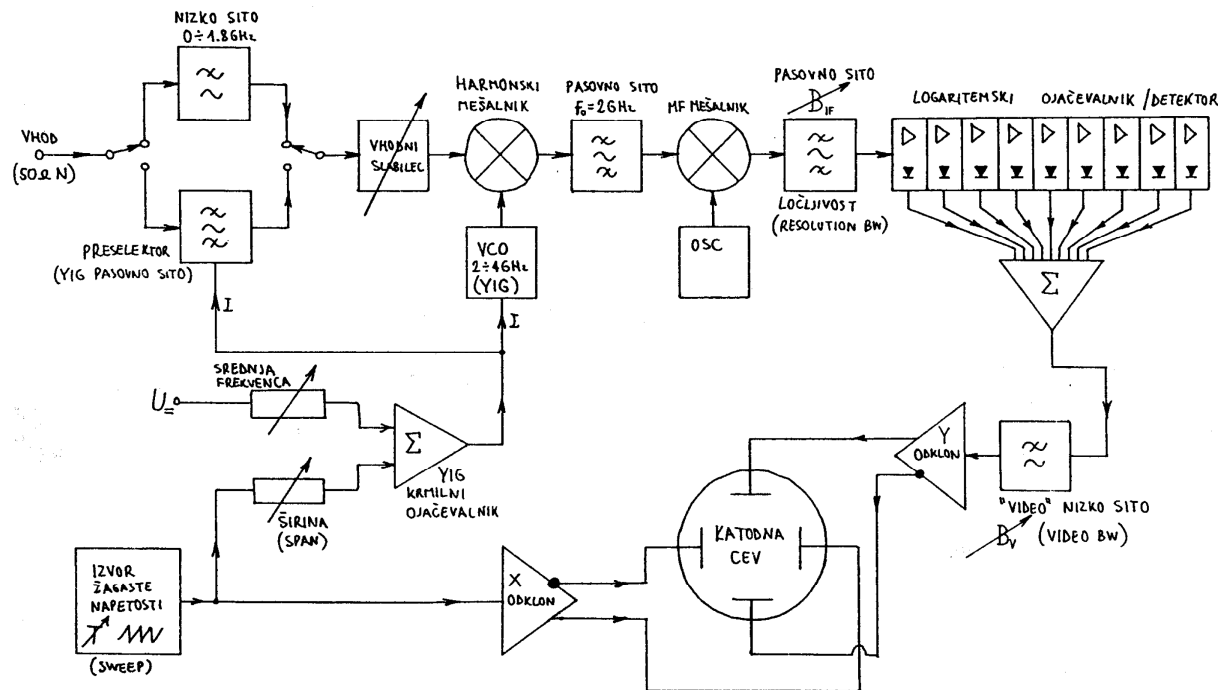
Blokovni načrt tehnične izvedbe visokofrekvenčnega spektralnega analizatorja je prikazan na Sliki 1. Spektralni analizator je izdelan kot sprejemnik z mešanjem s precej visoko prvo medfrekvenco 2 GHz (novejši merilniki 1...5 GHz). Za meritve na frekvencah nižjih od vrednosti medfrekvence tako zadošča 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 premosorazmerna 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 1: Blokni načrt visokofrekvenčnega spektralnega analizatorja.

S preiskovanjem zelenega frekvenčnega področja upravlja izvor žagaste napetosti, ki krmili električno nastavljivi 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.

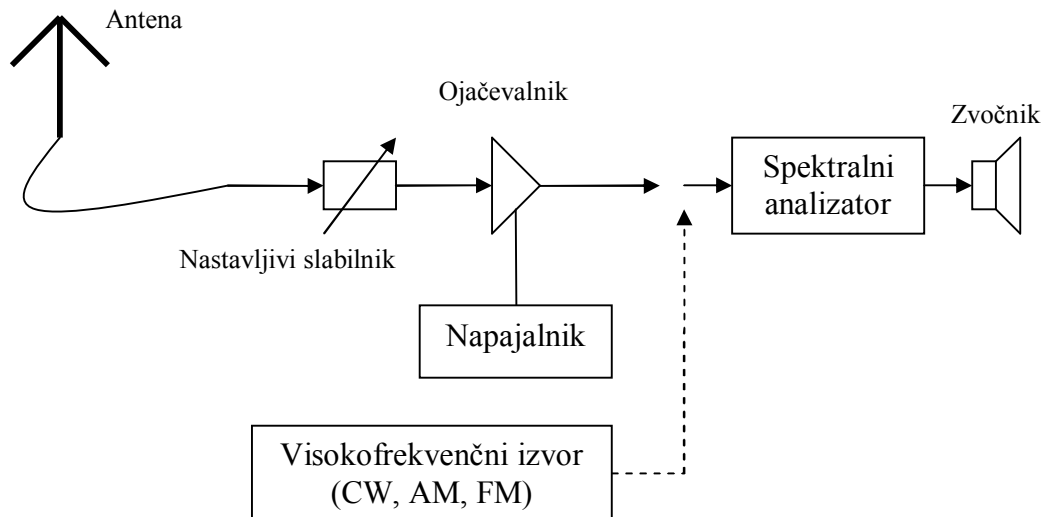
Seveda je možna kombinacija obeh merilnikov: panoramski sprejemnik v visokofrekvenčni glavi in FFT v medfrekvenčni, kar skupno daje hitro in točno meritev v zelo širokem razponu pasovnih širin in jakosti signalov. Za večino visokofrekvenčnih meritev sicer zadošča spektralni analizator v obliki panoramskega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

2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Log-periodično anteno za področje 100 MHz – 1 GHz na vrtiljaku
- Nastavljivi kalibrirani slabilnik
- Malošumni širokopasovni ojačevalnik 25 dB / 1 GHz
- Visokofrekvenčni spektralni analizator 0 – 1 GHz
- Visokofrekvenčni izvor 0 – 1 GHz z možnostjo različnih modulacij
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih inštrumentov je prikazana na Sliki 2.



Slika 2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

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. V frekvenčnem področju od 0 do 1 GHz si pogledamo frekvenčni spekter na zaslonu spektralnega analizatorja in si ogledamo nekaj tipičnih signalov (srednjevalovni oddajnik na 918 kHz, FM radijski oddajniki okoli 100 MHz, letalski pas od 108 do 136 MHz, amaterske in službene zveze med 140 do 170 MHz, DVB-T multipleks v UHF področju in končno tudi GSM signale okoli 930 MHz).

V drugem delu vaje odklopimo antenski kabel z ojačevalnikom in na spektralni analizator neposredno priključimo visokofrekvenčni izvor. Vključimo nekaj vrst modulacij (CW, FM, AM, ...) in si pogledamo frekvenčni spekter teh signalov ob spreminjanju modulatorske frekvence, globine modulacije ali frekvenčnega koleba.

4. Prikaz značilnih rezultatov

Za vsak merjeni signal na spektralnem analizatorju si izberemo primerno ločljivost (medfrekvenčno sito – RBW) in primerno širok prelet frekvenčnega področja.

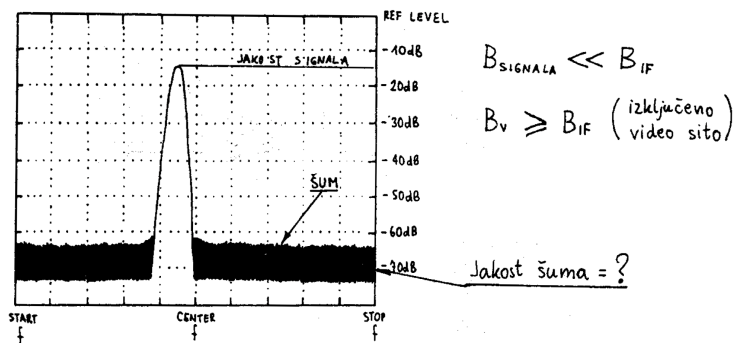
Iz slike na zaslonu potem skušamo razbrati pasovno širino posameznih signalov ter moč, ki jo dobimo na sponkah antene. Z nastavljenim stabilcem preverimo, da so merjeni signali resnični signali in ne slučajno proizvod intermodulacijskega popačenja v ojačevalniku ali spektralnem analizatorju.

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 3. Video sita v tem slučaju ne potrebujemo, ker povprečenje ni potrebno.

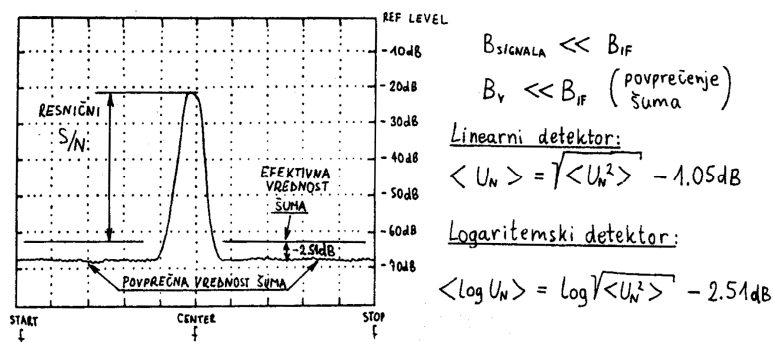
Povprečenje potrebujemo pri meritvi jakosti šuma oziroma jakosti širokopasovnih signalov. Povprečenje vključimo z video sitom, ki je ožje od medfrekvenčnega sita ($B_V \ll B_{\text{IF}}$). Pri uporabi povprečenja moramo poznati delovanje detektorja v spektralnem analizatorju, saj povprečje moči ni enako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

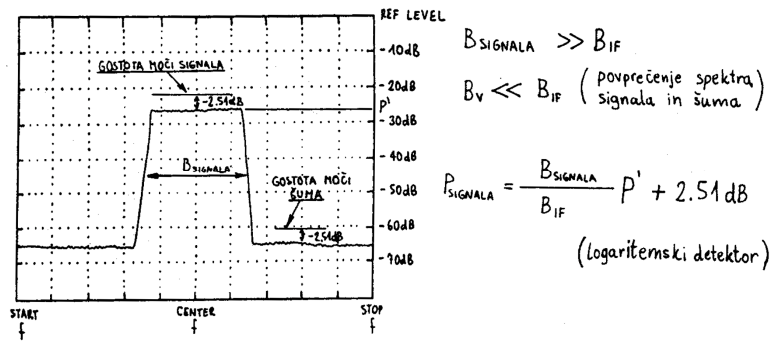
Končno, jakost širokopasovnih signalov merimo na povsem enak način kot jakost šuma. Tudi tu upoštevamo približno Rayleigh-jevo porazdelitev amplitude šuma znotraj pasovne širine spektralnega analizatorja, kar daje faktor -2,51 dB. Ker pri širokopasovnem signalu izmerimo le gostoto moči signala na enoto frekvenčnega spektra, moramo končni rezultat pomnožiti z (efektivno) pasovno širino signala (glej Sliko 5).



Slika 3: Meritev jakosti ozkopasovnih (sinusnih) signalov.



Slika 4: Meritev jakosti šuma in razmerja signal/šum.



Slika 5: Meritev jakosti širokopasovnih signalov.

Za opazovane signale si zabeležimo frekvenco, pasovno širino, moč, razmerje signal/šum, itd. Zapišemo si tudi lastne ugotovitve o merjenih signalih v področju 0 do 1 GHz z antene ter o generiranih signalih iz visokofrekvenčnega izvora, če z njim razpolagamo. Če spektralni analizator vsebuje demodulacijski izhod, merjene signale tudi poslušamo preko zvočnika. Opozorilo - pri uporabi novejših spektralnih analizatorjev moramo paziti pri meritvah povprečnega šuma oziroma širokopasovnih signalov, saj odčitek moči (preko značke-markerja) lahko že sam upošteva faktor 2,51 dB (preveri nastavitve inštrumenta!).

VAJA 5: Spektralni analizator

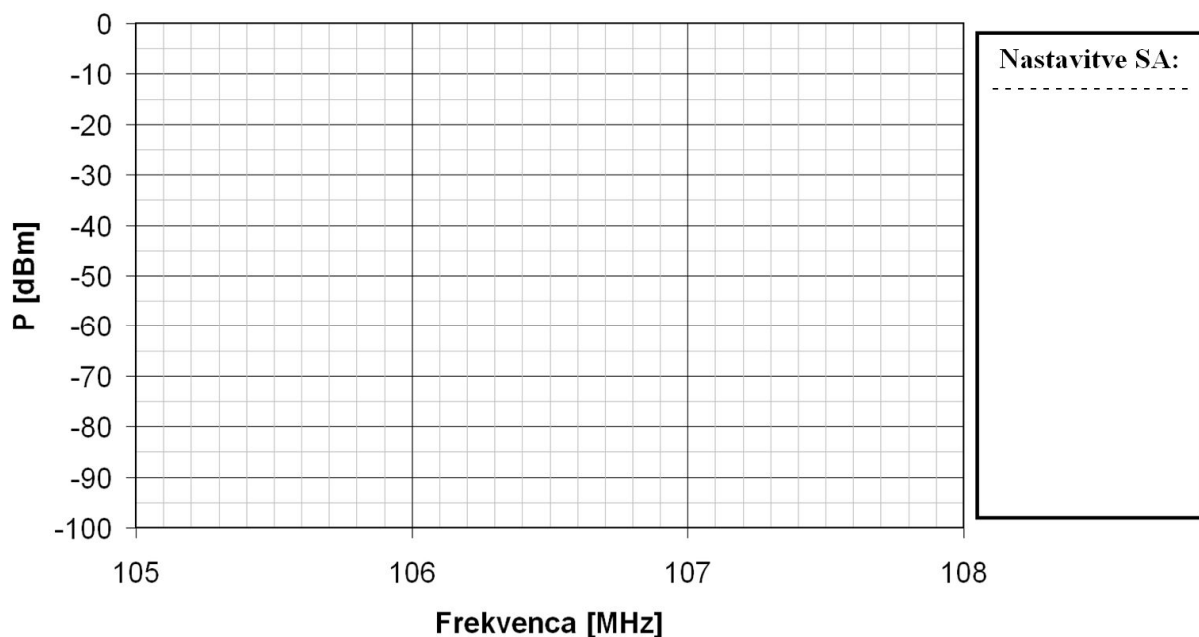
Pri vaji se seznanite z uporabo spektralnega analizatorja.

1. Preučite spekter signalov v frekvenčnem pasu do 1 GHz:
 - a) Poiščite več (vsaj 10) različnih signalov (ozkopasovni, širokopasovni, UKV radio, GSM, DVB-T, službene zveze, letalske zveze, ...).
 - b) Vsak izbrani signal narišite in si poleg zapišite nastavitve spektralnega analizatorja, lastnosti merjenega signala (modulacija, razmerje S/N, pasovna širina, vrsta signala: analogni ali digitalni) ter komentirajte rezultate.

Če vaja razpolaga tudi z visokofrekvenčnim signalnim izvorom, priključite njegov izhod neposredno na vhod spektralnega analizatorja.

2. Preučite signale, ki jih lahko generirate s signalnim izvorom:
 - a) CW signal (npr. frekvenca 500 MHz, moč -20 dBm). Opazujte signal na zaslonu ob spreminjanju medfrekvenčnega sita (RBW) spektralnega analizatorja.
 - b) FM moduliran signal (npr. nosilne frekvence 250 MHz, moči -10 dBm, z modulacijsko frekvenco 3 kHz in kolebom 100 kHz). Spreminjajte frekvenčni koleb in modulacijsko frekvenco in opazujte dogajanje na zaslonu.
 - c) AM moduliran signal (npr. nosilne frekvence 650 MHz, moči -30 dBm, z modulacijsko frekvenco 30 kHz in globino modulacije 100 %). Spreminjajte globino modulacije in opazujte dogajanje na zaslonu spektralnega analizatorja.

Predloga za meritev enega signala v območju UKV FM oddajnikov:



VAJA 6: Parica

1. Neoklopljeni sukani dvovod

Neoklopljeni sukani dvovod (ang. »unshielded twisted pair - UTP«) oziroma parica je eden od najbolj pogosto uporabljenih komunikacijskih bakrenih medijev. Uporablja se od nizkofrekvenčnih analognih telefonskih povezav do gigabitnih računalniških povezav. Sukana vodnika izničujeta sevanje parice v prostor, prav tako pa parica zaradi tega ni preveč občutljiva na zunanja polja (motnje). Parica je komunikacijski prenosni vod z impedanco Z_k , ki jo sestavljata porazdeljena induktivnost žic L/l ter medsebojna porazdeljena kapacitivnost C/l . Najbolj pogosta impedanca parice je $Z_k=100 \Omega$. Glede na uporabo in zahtevane visokofrekvenčne lastnosti ločimo več tipov (kategorij) paric za telekomunikacijske povezave:

- UTP-Cat 1 Prenosne hitrosti do 1 Mbit/s (analogni in ISDN telefon)
- UTP-Cat 2 Prenosne hitrosti do 4 Mbit/s (obročna omrežja z žetonom)
- UTP-Cat 3 Prenosne hitrosti do 10 Mbit/s (obročna omrežja z žetonom)
- UTP-Cat 4 Prenosne hitrosti do 16 Mbit/s (obročna omrežja z žetonom)
- UTP-Cat 5 Prenosne hitrosti do 100 Mbit/s (Ethernet 10 Mbit/s in 100 Mbit/s)
- UTP-Cat 5e Prenosne hitrosti do 1 Gbit/s (gigabitni Ethernet)
- UTP-Cat 6 Prenosne hitrosti do 1 Gbit/s (gigabitni Ethernet)

UTP-Cat 3, 4, 5 in 6 kabl vsebuje 4 parice. UTP-Cat 6 pa ima parice med seboj še dodatno ločene za manjši presluh in motnje. Parica, ki ima boljše visokofrekvenčne lastnosti in je bolj odporna na zunanje motnje, je oklopljena parica (ang. »shielded twisted pair – STP«). Primer neoklopljene UTP in oklopljene STP parice prikazuje slika 1.



Slika 1: Primer UTP (levo) in STP (desno) kabla s štirimi paricami.

Povezave vseh štirih paric na priključne konektorje in vtičnice so standardizirane. Običajno ločimo dvoje tipov kablov UTP:

- Naravnost povezane parice (ang. »straight connection«)
- Navskrižno povezane parice (ang. »crossed connection«)

Kabel, ki ima naravnost povezane parice, uporabljamo za povezavo med končnimi omrežnimi elementi (mrežnimi karticami) ter centralnimi omrežnimi elementi (omrežni usmerjevalniki, ponavljalniki, stikala, itd.). Navskrižne kable pa uporabljamo izključno med končnimi elementi, torej neposredno med mrežnimi karticami. Povezave paric za oba tipa kabla prikazuje slika 2.

2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Kolut UTP-Cat 5 kabla

- Konektorje (RJ-45) za montažo
- Orodje za montažo
- Merilnik lastnosti paric oziroma UTP/STP kablov

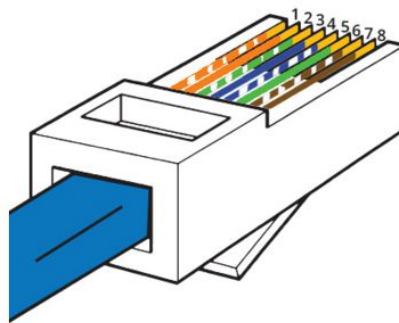


Slika 2: Povezave paric za naravnost (»straight«, leva stran) in navskrižno (»crossed«, desna stran) povezana tipa kabla.

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Zanimajo nas lastnosti UTP kabla, na katerega sami namestimo konektorje. Kabel željene dolžine odrežemo s koluta in se lotimo priprave za montažo konektorjev. Najprej oluščimo zunanji zaščitni PVC plašč. Uporabimo orodje za snemanje izolacij z vodnikov in pri tem pazimo, da ne poškodujemo (zarežemo v) vodnike, temveč samo v izolacijski plašč. Kabel oluščimo približno 12 mm od konca. Izolacijo na posameznih vodnikih pustimo. Vse štiri pance odvijemo in vseh 8 vodnikov razvrstimo po sledečem vrstnem redu za »straight« tip kabla:

1. Belo-oranžna
2. Oranžna
3. Belo-zelena
4. Modra
5. Belo-modra
6. Zelena
7. Belo-rjava
8. Rjava



Na razvrščene vodnike nataknemo majhen plastični pripomoček za razvrstitev vodnikov in tako pripravljen konec kabla vstavimo v ohišje konektorja. Pri tem vodnike porinemo do konca konektorja. Končno uporabimo namenske klešče za krimpanje RJ-45 konektorjev in dokončno sestavimo konektor. Enak postopek ponovimo za drugi konec kabla.

Sestavljen kabel priključimo na glavno (»main«) in oddaljeno (»remote«) enoto merilnika kablov. Če je glavna enota v osnovnem meniju, pritisnemo tipko »Test« za začetek meritve. Merilnik naredi kopico testov in meritev:

- Razpored vodnikov (ang. »wire map«) – merilnik preveri povezanost vodnikov na posamezne pine obeh konektorjev
- Enosmerna upornost posameznih paric
- Impedance posameznih paric
- Dolžina posameznih paric
- Zakasnitev posameznih paric (ang. »propagation delay«)
- Razlika v zakasnitvi posameznih paric (ang. »delay skew«)
- Vstavitveno slabljenje – merilnik grafično prikaže slabljenje s frekvenco do 100 MHz. Na grafu je tudi zgornja še dopustna meja slabljenja. Izmerjen odziv slabljenja mora biti pod mejno krivuljo.
- Povratno slabljenje - odbojnost v decibelih (ang. »return loss«) – merilnik grafično prikaže povratno slabljenje s frekvenco na koncu kabla pri glavni (»main«) in oddaljeni (»remote«) enoti.
- Bližnji presluh (ang. »near-end cross-talk – NEXT«) – merilnik grafično prikaže presluh med posameznimi paricami s frekvenco.
- Reflektometer v časovnem prostoru (ang. »HDTDR«) – merilnik izmeri odboje oziroma impedančne nezveznosti na kablu.

4. Prikaz značilnih rezultatov

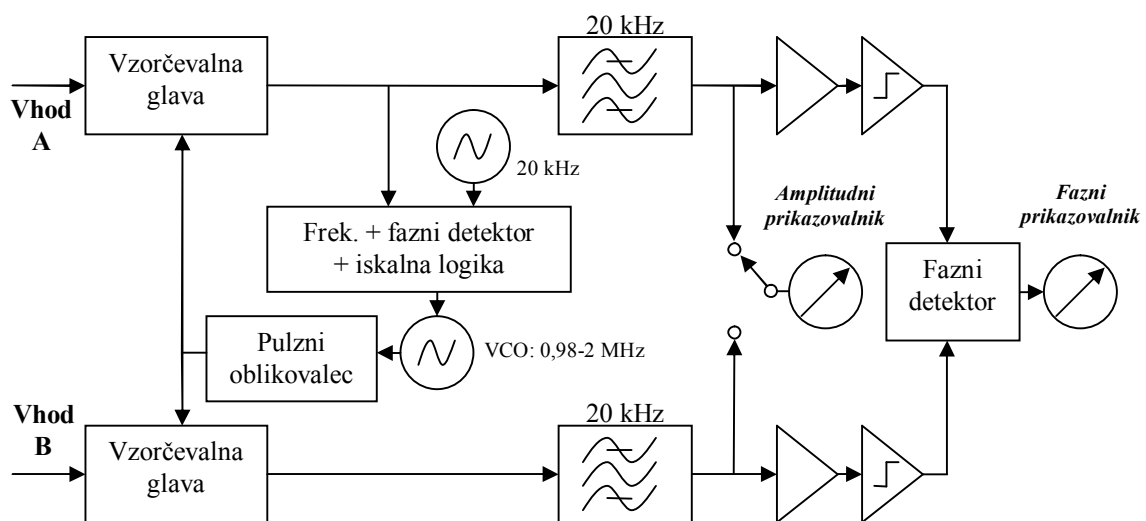
Izmerjene lastnosti kabla (za posamezne parice) zapišemo v tabelo. Izmerjene podatke pošljemo na računalnik (glavna enota merilnika mora biti povezana na osebni računalnik preko USB povezave) in vse podatke stiskamo s pomočjo tiskalnika. Še posebej si pogledamo grafične rezultate (vstavitveno in povratno slabljenje, presluh) in jih tudi komentiramo.

VAJA 7: Vektorski voltmeter

1. Vektorski voltmeter

Pri visokofrekvenčnih meritvah največkrat merimo moč signalov (z merilniki moči) ali njihov frekvenčni spekter (s spektralnim analizatorjem), včasih pa nas zanima tudi faza signala. Ker običajni merilnik moči (s senzorsko glavo s termočlenom ali termistorjem) ali analogni spektralni analizatorji ne merijo faze signala, potrebujemo drugačno merilno napravo. Potrebujemo napravo, katera z detekcijo ne zavrže informacije o fazi. Fazo znajo meriti npr. vektorski voltmeter, analizator vezij (ang. »network analyzer«) ali pa vektorski spektralni analizator. Slednji za detekcijo ne uporablja običajnega amplitudnega logaritemskega detektorja, ki je v vseh analognih spektralnih analizatorjih, temveč uporablja analogno-digitalni pretvornik in digitalno obdelavo signala. Pri meritvah faze se moramo zavedati, da absolutne vrednosti faze signala ne moremo izmeriti. Izmerimo lahko kvečjemu fazno razliko (zasuk) med dvema signaloma enake frekvence ali pa fazno razliko med dvema točkama na prenosnem mediju (ali prostoru), po katerem se širi en sam signal.

Najbolj preprost od vseh visokofrekvenčnih merilnikov faze je vektorski voltmeter. Ima dva vhodna kanala, zna pa izmeriti absolutni vrednosti amplitud obeh vhodnih signalov ter njuno medsebojno fazno razliko. Princip delovanja vektorskega voltmetra je sledeč. Sonda, s katero merimo signal na kanalu A ali B, vsebuje vzorčevalnik (vezje iz štirih mostično-vezanih diod in pomnilni kondenzator). S pomočjo pulzov iz pulznega oblikovalca diode ob določenih intervalih preklopijo vhodno napetost na pomnilni kondenzator. Ta med intervali hrani napetost do naslednjega vzorčevalnega trenutka. Vhodno frekvenčno območje vektorskega voltmetra je od 1 do 1000 MHz, medtem ko je frekvenca vzorčenja omejena z območjem napetostno-krmiljenega oscilatorja med 0,98 do 2 MHz. Frekvenčno-fazni detektor z iskalno logiko krmili napetostno-krmiljen oscilator z žago, dokler ni izhodna frekvenca iz vzorčevalnika kanala A enaka 20 kHz. Takrat se iskanje ugasne in zanka je frekvenčno in fazno ujeta na pod-mnogokratnik vhodne frekvence kanala A. Na tak način inštrument preslika katerokoli vhodno frekvenco v območju 1 do 1000 MHz na medfrekvenco 20 kHz.



Slika 1: Poenostavljen blokovni načrt vektorskega voltmetra.

Medtem, ko iskalna zanka deluje, gori opozorilna lučka na čelni plošči. Oba 20 kHz signala iz vzorčevalnikov A in B ohranjata amplitudni informaciji in fazni zasuk, kot jo imata oba

vhodna signala. Po filtriranju z 20 kHz pasovnim sitom vektorski voltmeter izmeri absolutni vrednosti napetosti obeh signalov, kjer ročno izberemo željen kanal z izbirnim stikalom na prednji plošči inštrumenta. Po nadaljnem ojačevanju in omejevanju, s pomočjo faznega detektorja, merilnik izmeri še fazno razliko med obema signaloma in jo prikaže na analognem prikazovalniku. Blokovni načrt vektorskega voltmetra je prikazan na sliki 1.

Vzorčevalni glavi, ki vsebujeta štiri diode, lahko hitro (dokončno) uničimo s **prevelikim vhodnim signalom** (zato vhodno merjeno visokofrekvenčno napetost na merilni sondi omejimo do največ $1 V_{ef}$ ali za višje napetosti uporabimo zaščitni slabilnik) ali z **elektrostatiko** (zato se pred meritvijo vedno razelektrimo, tako da se najprej dotaknemo ohišja vektorskega voltmetra in šele nato sonde oz. vzorčevalne glave).

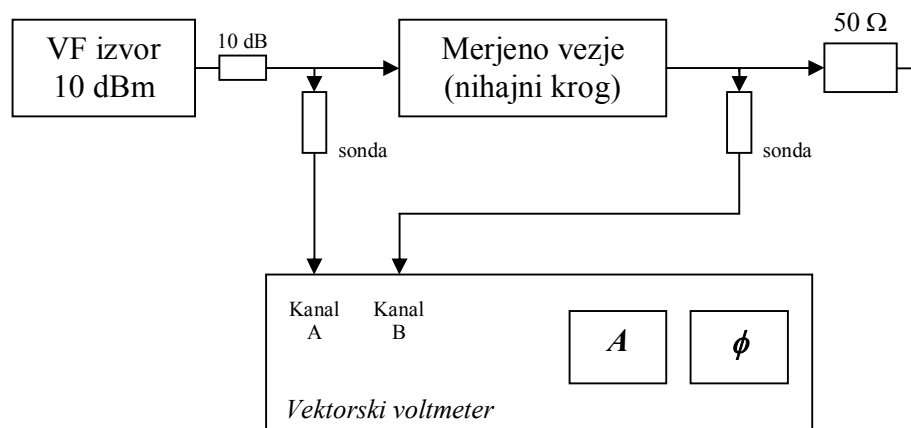
2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Vektorski voltmeter s frekvenčnim območjem 1-1000 MHz in pripadajočima merilnima sondama (vzorčevalnima glavama)
- Visokofrekvenčni izvor s frekvenčnim območjem 250 kHz do 3 GHz, moči 10 dBm
- Merjeno vezje – zaporedni nihajni krog
- Zaščitni slabilnik 10 dB

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Želimo izmeriti amplitudni in fazni potek zaporednega nihajnega kroga. Nihajni krog povežemo z visokofrekvenčnim izvorom in ga na drugi strani zaključimo s prilagojenim bremenom. Na vhod in izhod nihajnega kroga povežemo obe sonde vektorskega voltmetra, kot je to prikazano na sliki 2.



Slika 2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

Pri vaji pazimo, da ne prekrmilimo obeh sond (vzorčevalnih diod) vektorskega voltmetra. Po potrebi popravimo nastavitve vhodnega frekvenčnega območja voltmetra, ko spremenimo frekvenco izvora (ugasnjena lučka na čelni plošči voltmetra). V frekvenčnem območju od 1 do 200 MHz si beležimo izmerjeni amplitudi obeh kanalov voltmetra ter fazni zasuk med obema vhodnima signaloma. Število meritev oz. frekvenčnih točk si izberemo sami, na podlagi ugotovljene rezonančne frekvence nihajnega kroga. V okolici rezonančne frekvence, kjer so spremembe najhitrejše, še posebej zmanjšamo frekvenčni korak.

4. Prikaz značilnih rezultatov

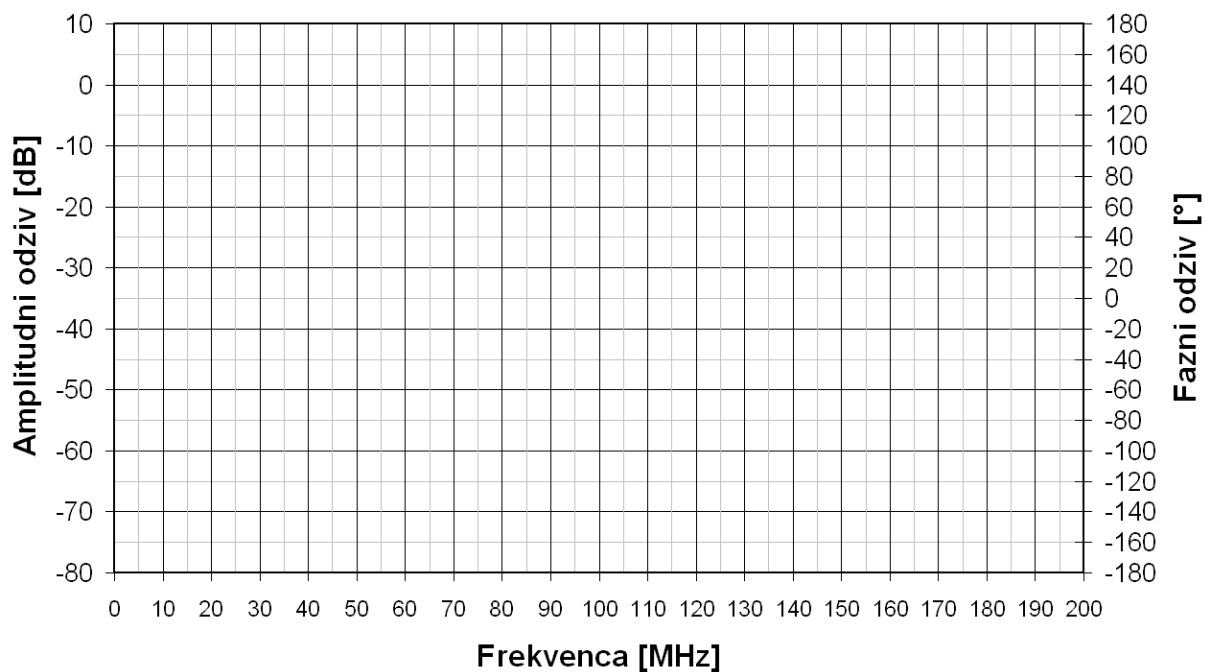
Izmerjeni amplitudni in fazni potek nihajnega kroga vpišemo v tabelo ob merjenih frekvencah. Oba prav tako izrišemo tudi na graf.

VAJA 7: Vektorski voltmeter

Izmerite amplitudno in fazno karakteristiko zaporednega nihajnega kroga z uporabo vektorskega voltmetra. Število frekvenčnih točk znotraj merjenega območja od 1 do 200 MHz si izberete sami glede na zanimivo dogajanje v izmerjenih karakteristikah (npr. po 10 meritev proč od rezonance in vsaj 10 točk okoli rezonance z majhnim frekvenčnim korakom).

Frekvenca [MHz]	Kanal A [dBm]	Kanal B [dBm]	Amplitudni odziv [dB]	Fazni zasuk [°]
1				
...				
...				
...				
200				

Narišite amplitudni in fazni odziv nihajnega kroga na isti graf:



VAJA 8: Merjenje odbojnosti z mostičnim reflektometrom

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

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

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. Od velikosti (absolutne vrednosti) odbojnosti zato zavisijo valovitost ali razmerje stojnega vala na vodu (*ang. standing wave ratio – SWR*). Valovitost je neimenovano realno število med 1 in neskončno (∞) ter ga označimo z ρ oziroma s kratico *SWR* (včasih *VSWR – Voltage SWR*). Relacija med odbojnostjo in valovitostjo je naslednja:

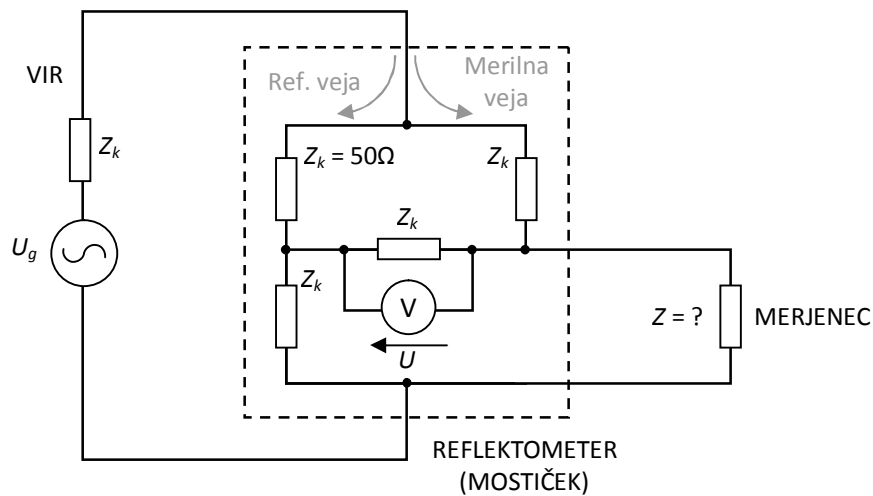
$$\rho = SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}; \quad 1 < \rho < \infty \quad (2)$$

Velikost odbojnosti pogosto podajamo v logaritemskih enotah (decibelih), pri čemer je relacija med linearno in logaritemsko odbojnostjo sledeča:

$$\Gamma_{dB} = 20 \log |\Gamma|; \quad \Gamma_{dB} \leq 0 \text{ dB} \quad (3)$$

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 neznan breme, imamo opravka z mostičnim reflektometrom. Mostični reflektometer temelji na principu Wheatstone-ovega mostiča (*ang. Wheatstone bridge*). Princip delovanja mostičnega reflektometra prikazuje slika 1. Vhodni signal iz vira razdelimo na dve simetrični veji, na eno povežemo znano referenčno breme (50Ω), na drugo pa neznan merjenec. Zaradi razlike impedanc (odbojnosti) referenčnega in neznanega bremena se med njima pojavi napetostna razlika, ki je premosorazmerna odbojnosti Γ neznanega bremena, kot ponazarja enačba 4.

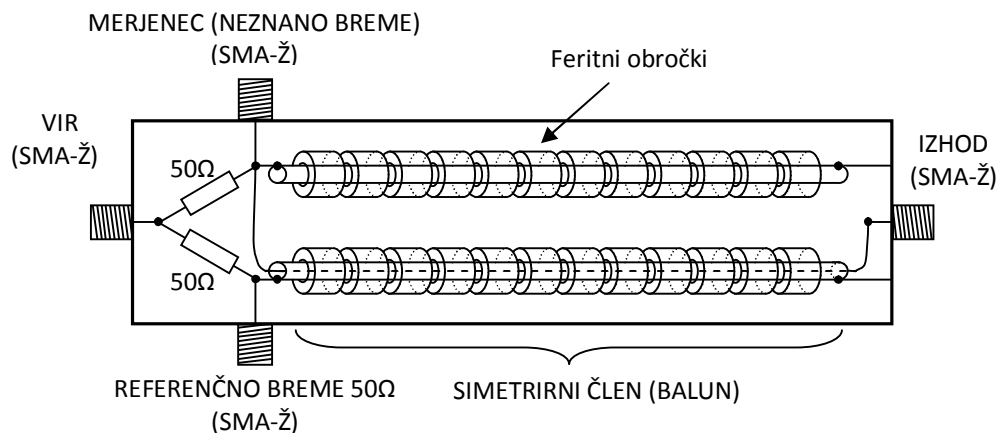
$$U = \frac{U_g}{8} * \frac{Z - Z_k}{Z + Z_k} = \frac{U_g}{8} * \Gamma; \quad Z_k = 50 \Omega \quad (4)$$



Slika 1: Princip uporabe mostička.

Sposobnost mostičnega reflektometra, da razlikuje med obema vejama mostička, imenujemo smernost (*ang. directivity*). Smernost je enaka odbojnosti, ki nam jo pokaže mostični reflektometer, ko na obe veji mostička priključimo enaki bremenima (npr. 50 Ω). 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 (*ang. BALAnced to UNbalanced*) 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 simetričnikom pa potrebuje visokofrekvenčni merilnik (ponavadi spektralni analizator ali pa merilnik moči). Spektralni analizator ali pa merilnik moči ne merita faze signala, zato ne moremo vedeti faze izmerjene odbojnosti. Načrt mostičnega reflektometra s simetričnikom prikazuje slika 2. Simetrični člen poskrbi za preslikavo simetričnega izhoda iz obeh vej mostička na asimetrični izhod vezja (koaksialni konektor) z impedančno preslikavo 1:1.



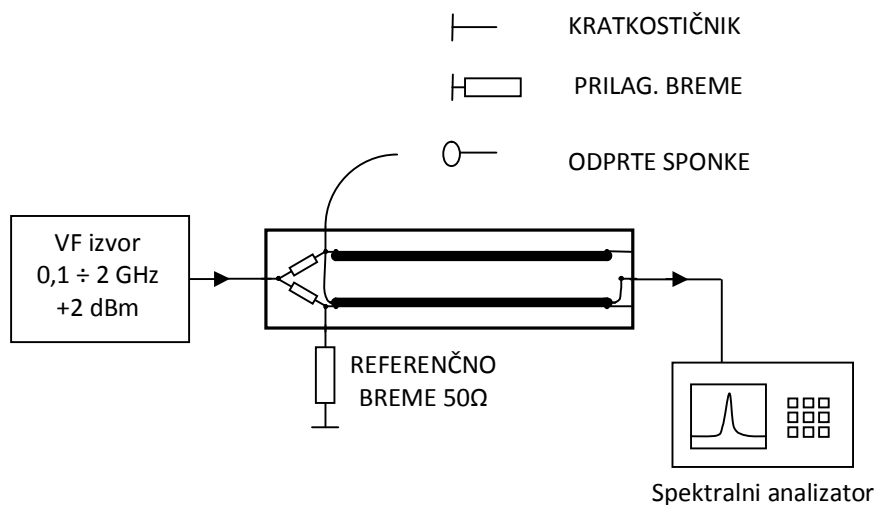
Slika 2: Načrt mostičnega reflektometra.

2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- izvor v frekvenčnem področju od 100 MHz do 2 GHz izhodne moči +2 dBm
- mostični reflektometer s simetričnim členom
- visokofrekvenčni spektralni analizator
- merjence: prilagojeno breme, kratak stik, odprte sponke, slabilniki različnih vrednosti
- priključne kable za vse povezave

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na sliki 3.



Slika 3: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

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 4, je izhodna napetost sorazmerna odbojnosti, od nje pa se razlikuje za faktor $U_g/8$. Če merimo moč (namesto napetosti) in upoštevamo napetost na sponkah vira U_g' , dobimo naslednjo enačbo:

$$U_g' = U_g / 2 \Rightarrow U^2 = \frac{U_g'^2}{4} * |\Gamma|^2 \Rightarrow P = \frac{P_{\max}}{16} * |\Gamma|^2 \quad (5)$$

Meritev najprej izvedemo za kratkostičnik in odprte sponke, ki imata absolutno vrednost odbojnosti $|\Gamma|$ enako 1. Pri tem preverimo, če je odbojnost konstantna preko celotnega opazovanega frekvenčnega pasu 100 MHz do 2 GHz. Amplitudo odčitavamo na skali spektralnega analizatorja. Seveda uporabimo linearno amplitudno skalo, če merilnik z njo razpolaga.

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

Nazadnje pomerimo še odbojnosti neznanih merjencev (slabilnikov različnih vrednosti).

4. Prikaz značilnih rezultatov

Pri vaji izmerimo odbojnosti kratkega stika, odprtih sponk, prilagojenega bremena in nekaj različnih slabilnikov v frekvenčnem pasu od 100 MHz do 2 GHz. Za vrednost odbojnosti slabilnikov pričakujemo dvojno vrednost slabljenja, saj se signal na poti do nezaključenega izhoda slabilnika oslabi za vrednost slabljenja, se nato popolnoma odbije na odprtih sponkah, in se še enkrat oslabi v povratni smeri. Izmerjene frekvenčne poteke odbojnosti za vse merjence tudi izrišemo na graf.

VAJA 8: Merjenje odbojnosti z mostičnim reflektometrom

Vhodna moč v mostiček: $P_{max} =$

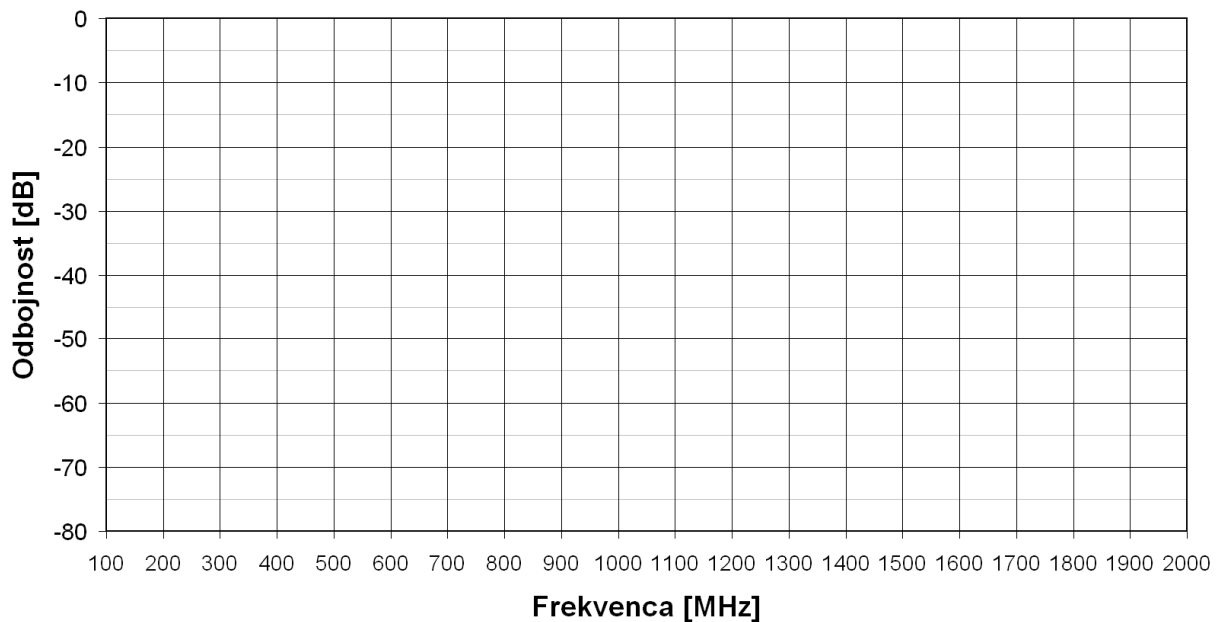
Slabilnik #1:

Slabilnik #2:

Meritve:

f [MHz]	Kratek stik		Odp. sponke		Prilag. breme		Slabilnik #1		Slabilnik #2	
	P []	$ \Gamma $ []	P []	$ \Gamma $ []	P []	$ \Gamma $ []	P []	$ \Gamma $ []	P []	$ \Gamma $ []
100										
500										
1000										
1500										
2000										

Grafi:

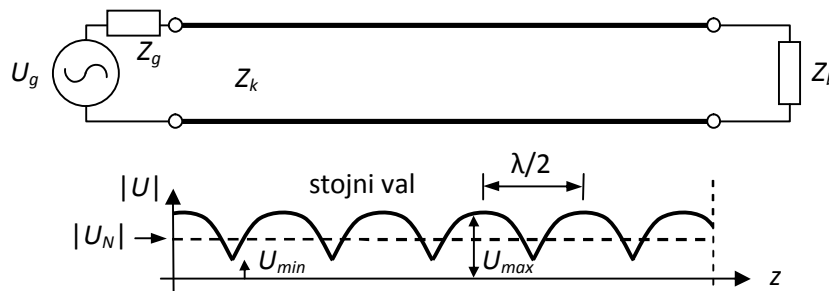


VAJA 9: Stojni val na prenosnem vodu

1. Stojni val na prenosnem vodu

Kakor pri zvonjenju signala ob enosmernih razmerah (vhodni signal je stopnica), se tudi pri izmeničnih signalih (vhodni signal je sinusoida) na prenosnih vodih pojavijo napredujoči in odbiti valovi, ki so posledica odbojnosti virov in bremen. Pri izmeničnih signalih pride vpliv odbojev do izraza predvsem pri dolžinah vodov, ki so mnogo večje od valovne dolžine prenašanega signala ($L \gg \lambda$). Tedaj imamo zaradi odbojev na vodu 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 voda seštevata, na drugih pa odštevata.

Ovojnica tako seštetega signala tvori t. i. stojni val (*ang. standing wave*), ki ima vzdolž voda 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 1.



Slika 1: Primer stojnega vala na prenosnem vodu.

Vrednosti maksimumov U_{max} in minimumov U_{min} stojnega vala so odvisni od amplitud napredujočega in odbitega vala oz. posledično od odbojnosti bremena, izvora in karakteristične impedance prenosne linije Z_k . Razmerje med maksimumi in minimumi stojnega vala U_{max}/U_{min} imenujemo razmerje stojnega vala (*ang. standing wave ratio – SWR*) oziroma valovitost ρ , ki je neposredno povezana z odbojnostjo Γ preko enačbe:

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

Moramo se zavedati, da je valovitost definirana le na brezizgubnem vodu (oz. na vodu z zelo majhnimi izgubami), saj se valovitost spreminja z dolžino izgubnega voda. Pri vaji bomo opazovali obliko stojnega vala na vodu pri različnih priključenih bremenih.

2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor izmeničnega signala s frekvenco okoli 3 GHz z možnostjo amplitudne modulacije 1 kHz.
- Koaksialni merilni vod z utorom.
- 1 kHz merilni sprejemnik za prikaz valovitosti (SWR).
- Različna zaključitvena bremena.

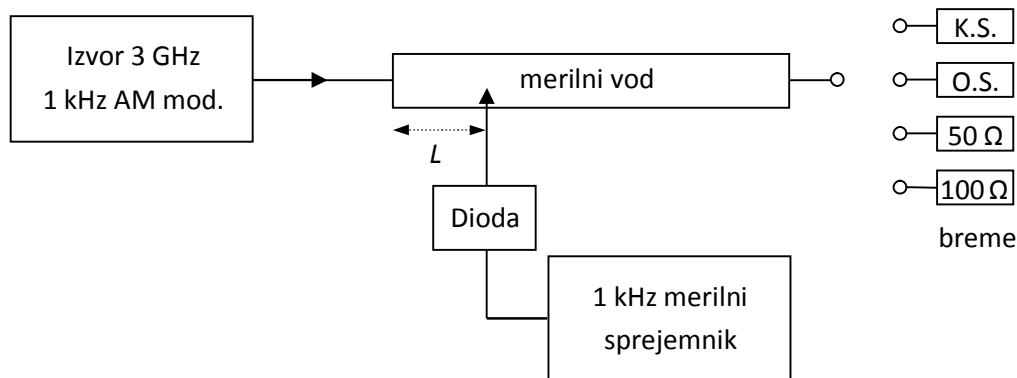
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 2.

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Za opazovanje pojava stojnega vala na vodu mora biti slednji dovolj dolg v primerjavi z valovno dolžino signala, da maksimumi in minimumi pridejo do izraza. Pri vaji, kot prenosni vod, uporabimo zračni koaksialni vod z utorom dolžine 45 cm, vanj pa iz visokofrekvenčnega (VF) vira pošiljamo signal frekvenca 3 GHz (valovna dolžina 10 cm). Frekvenca signala je dovolj velika, da se na uporabljenem vodu vzpostavi kar nekaj minimumov in maksimumov stojnega vala. Za opazovanje pojava tako zadostuje meritev jakosti signala že na krajšem delu celotnega voda.

VF izvor amplitudno moduliramo s pravokotnim signalom frekvenca 1 kHz, da lahko signal detektiramo z detektorsko diodo. Detektirani signal vodimo na 1 kHz merilni sprejemnik za prikaz valovitosti, kjer odčitavamo vrednosti napetosti stojnega vala.



Slika 2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

4. Prikaz značilnih rezultatov

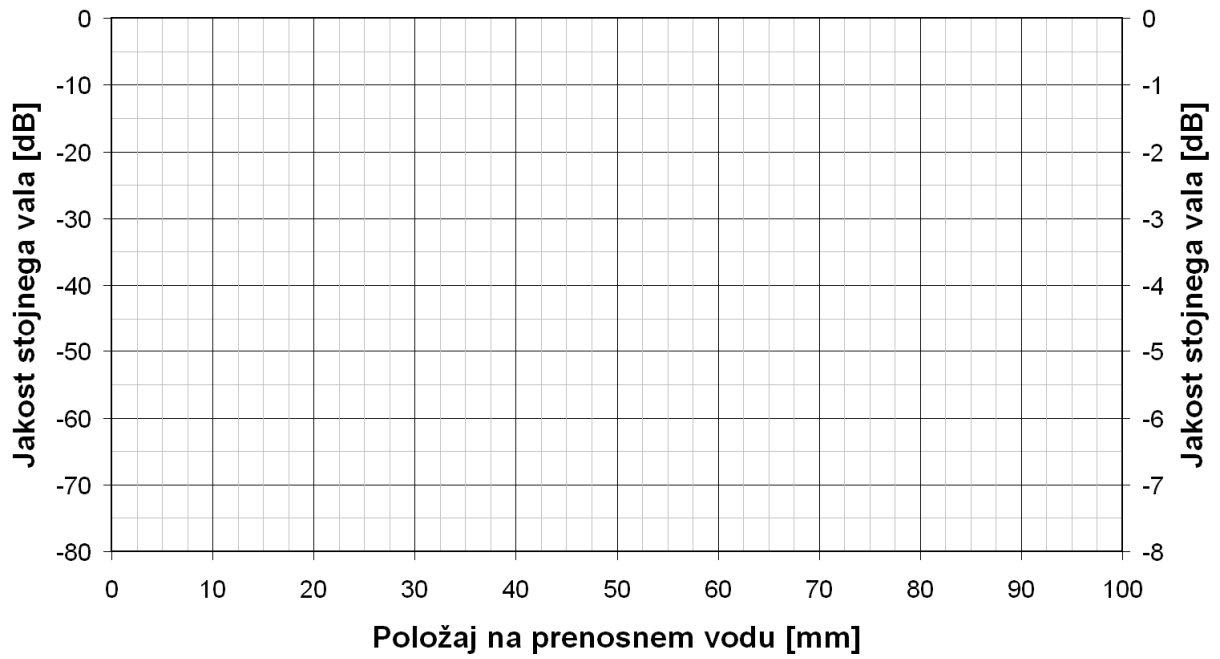
Pri vaji izmerimo vzorce stojnega vala za različna bremena na koncu merilnega voda – odprte sponke (O.S.), kratek stik (K.S.), 50-ohmsko breme ter 100-ohmsko breme.

Za vsak primer pomerimo jakost signala v nekaj zaporednih točkah vzdolž merilnega voda, tako da zajamemo vsaj dva maksimuma in minimuma stojnega vala. Vse izmerjene vzorce stojnega vala izrišemo na graf, pri čemer krivulje normiramo na maksimalno vrednost 0 dB. To pri meritvi naredimo tako, da najprej poiščemo vrh stojnega vala (maksimalni odklon na sprejemniku), in takrat z gumbom ojačenje nastavimo odklon po skali na 0 dB.

VAJA 9: Stojni val na prenosnem voduFrekvenca signala: $f =$ Valovna dolžina signala: $\lambda =$ **Meritve:**

položaj [mm]	U_{norm} [dB]			
	O.S. ($\infty \Omega$)	K.S. (0Ω)	50Ω	100Ω
0				
5				
10				
15				
20				
25				
30				
35				
40				
45				
50				
55				
60				
65				
70				
75				
80				
85				
90				
95				
100				

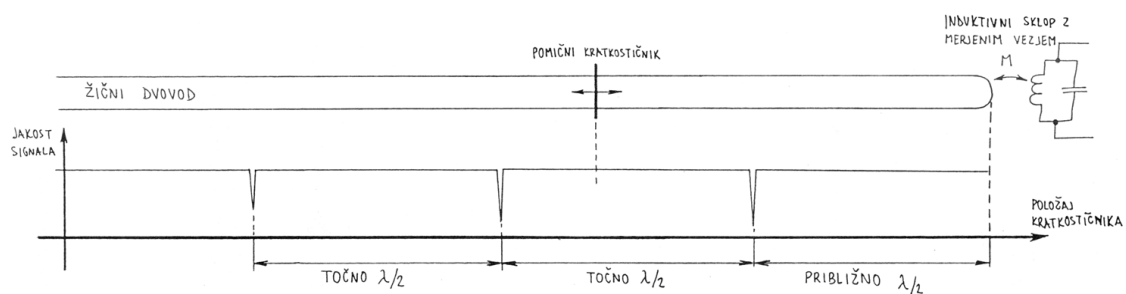
Grafi:



VAJA 10: Merjenje z Lecher-jevim vodom

1. Lecher-jev vod

Ena od osnovnih meritev v visokofrekvenčni tehniki je meritev frekvence oziroma valovne dolžine signala. Za merjenje frekvence obstaja več merilnih pripomočkov, od grid-dip metra, digitalnega frekvenčmetra ter končno do spektralnega analizatorja. Grid-dip metri so enostavne naprave in se ponavadi mehansko uglašujejo na željeno frekvenco, zato je točnost slednjih redko pod 2 %. Digitalni frekvenčmetri so za nekaj velikostnih razredov točnejši, vendar pa imajo pomembno pomanjkljivost. Namreč, ob kopici motenj (podharmonikov, višje harmonskih komponent in drugih nezaželenih signalov) poleg koristnega signala na vhodu digitalnega frekvenčmetra, lahko izmerijo popolnoma napačno frekvenco. Spektralni analizator sicer ni toliko točen, kot digitalni frekvenčmeter, zna pa izmeriti tudi zelo šibke motnje poleg koristnega signala. Seveda je to zapleten in ponavadi drag inštrument. Obstaja pa še en način merjenja frekvence, ki je izredno enostaven in pasiven (ne potrebuje lastnega napajanja), hkrati pa se da z njim doseči točnost merjenja frekvence pod 1 %. To omogoča zračni dvovod, sestavljen iz dveh okroglih žic, ki je imenovan Lecher-jev vod (po avstrijskem fiziku Ernstu Lecherju, 1856-1926). Na eni strani je Lecher-jev vod kratkostaknjen, na drugi strani pa nezaključen. Lecher-jev vod je prikazan na sliki 1.



Slika 1: Princip uporabe Lecher-jevega voda.

Delovanje in merjenje z Lecher-jevim vodom je naslednje. Kratkostaknjeni konec voda približamo izvoru signala in ga nanj induktivno sklopimo. Sklop bo največji takrat, ko bo ravnina Lecher-jevega voda pravokotna na magnetno polje vira. Inducirana napetost v dvovodu požene tok po obeh vodnikih in ustvari val, ki se širi proti nezaključenemu delu Lecher-jevega voda. Poleg Lecher-jevega dvovoda uporabimo še premični kratkostičnik, katerega med meritvijo premikamo in kratkostičimo dvovod na določenih razdaljah od kratkostaknjenega konca voda. Kratkostaknjeni del dvovoda predstavlja pri določeni frekvenci rezonator in na tem delu Lecher-jevega voda se ustvari stojni val z ničloma (vozloma) napetosti oziroma s maksimumoma (hrbtoma) toka na obeh kratkostaknjenih koncih. Prva resonanca se bo tako pojavila, ko bo premični kratkostičnik na *približno* $\lambda/2$ od kratkostaknjenega konca voda. Približno zato, ker imata oba kratkostičnika nekaj parazitne induktivnosti, zaradi česar je izmerjena dolžina prve rezonance nekaj pod $\lambda/2$. Vse naslednje resonance pa se bodo pojavljale na *točnih* razdaljah $\lambda/2$ med seboj, saj je napaka zaradi parazitnih induktivnosti kratkostičnikov konstantna z razdaljo vzdolž voda.

Ker gre za zračni dvovod, se na njemu širi TEM valovanje s približno svetlobno hitrostjo. Običajno dielektričnost zraka zanemarimo, zato lahko privzamemo kar svetlobno hitrost c_0 . Frekvenco signala merjenega vira lahko približno izmerimo že pri položaju prve rezonance, točneje pa seveda šele z razliko razdalje položaja kratkostičnika pri prvi in drugi rezonanci. Še

točnejšo meritev dobimo iz razdalje med več zaporednimi položaji rezonanc, kjer razdaljo ustrezno delimo.

Frekvenčno območje Lecher-jevega voda je na spodnjem koncu omejeno z dolžino samega voda, na zgornjem pa z začetkom razširjanja višjih valovodnih rodov, ki niso TEM ter se ne razširjajo s svetlobno hitrostjo. Višji rodovi se na Lecher-jevem vodu pojavijo, ko je razdalja med žicama dvovoda primerljiva s polovico valovne dolžine.

2. Seznam potrebnih pripomočkov

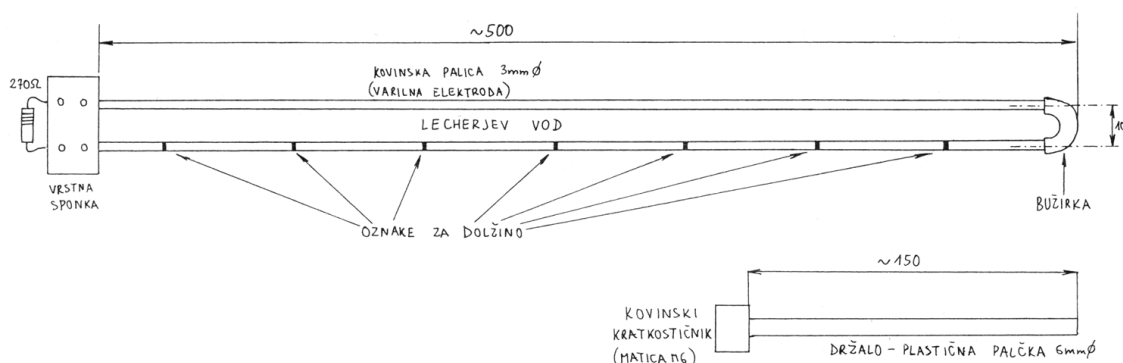
Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor izmeničnega signala s frekvenco od nekaj sto MHz do nekaj GHz z zmožnostjo AM modulacije.
- Odprt koaksialni merilni vod s pripadajočim diodnim detektorjem.
- Lecher-jev vod dolžine 0,5 m in kratkostičnik na palčki.
- SWR merilnik.
- Zaključitveno breme.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na sliki 4.

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

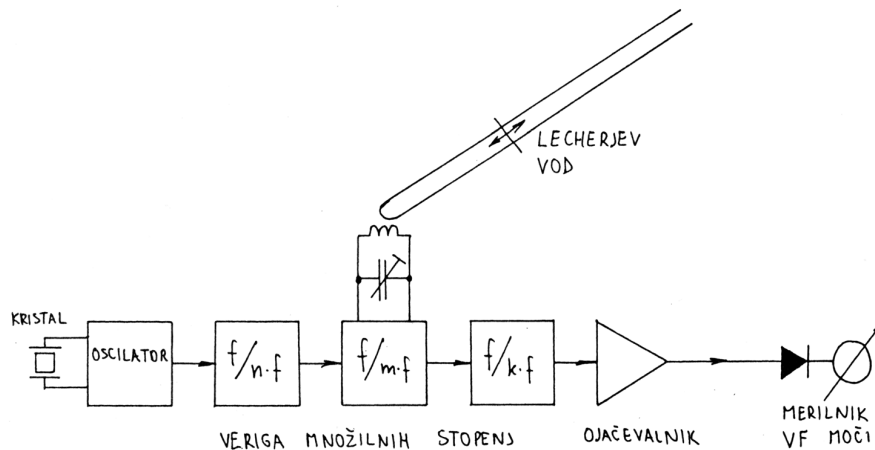
Pri praktičnih meritvah na nezaključen del Lecher-jevega voda običajno priključimo upor z vrednostjo okoli 300Ω , kateri poskrbi za dušitev rezonanc preostalega (nekratkostaknjene) voda. Izdelani Lecher-jev vod na vajah je z dolžino okoli pol metra primeren za približno merjenje frekvence nekje nad 300 MHz oziroma točno merjenje frekvence nad 600 MHz, ko sta na vodu že vsaj dve rezonanci. Ker izračunavamo frekvenco merjenega vira preko razdalje položajev kratkostičnika, si na eno žico narišemo merilo za lažje in priročneje odčitavanje. Bužirka na koncu Lecher-jevega voda pa preprečuje morebitne kratke stike na merjeni napravi, kateri med meritvijo približamo in nanjo sklopimo Lecher-jev vod. Praktično izvedbo Lecher-jevega voda prikazuje slika 2.



Slika 2: Praktična izvedba Lecher-jevega voda.

Merjenje poteka tako, da z eno roko primemo izolacijski del Lecher-jevega voda (plastično ohišje vrstne sponke) ter ga približamo merjenemu viru signala. Pazimo, da vod orientiramo tako, da zajamemo čim več magnetnega polja, ter da ga približamo v točki maksimalnega (hrbta) toka vira. Ker je Lecher-jev vod pasiven, potrebujemo prikazovalnik rezonanc v okviru merjene naprave oziroma poskusa. Običajno so to merilniki nivojev signala v oddajniških in sprejemniških vezjih, merilniki moči, valovitosti ali pa katerikoli drug indikator signala, na

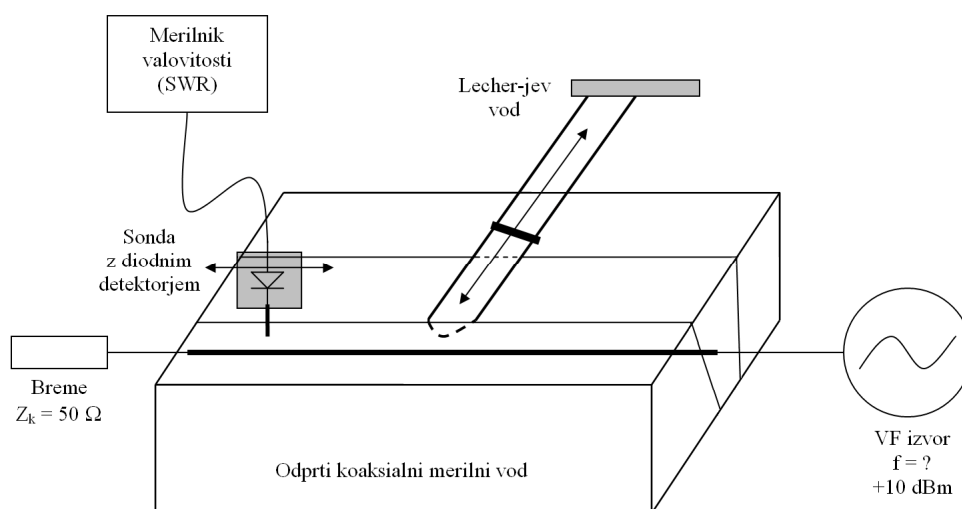
katerega vplivamo z Lecher-jevim vodom. Primer meritve na oddajniških množilnih stopnjah je prikazan na sliki 3.



Slika 3: Tipična meritev verige množilnih stopenj oddajnika z Lecher-jevim vodom.

Pri vaji merimo frekvenco izvora s pomočjo rezonanc na Lecher-jevem vodu. Najprej nastavimo položaj sonde z diodo v tak položaj na odprtem koaksialnem merilnem vodu, da merilnik valovitosti pokaže maksimum. Ker je koaksialni merilni vod zaključen s prilagojenim bremenom, pričakujemo majhno valovitost v vodu. Tako položaj sonde z diodo ni potrebno prilagajati z vsako frekvenco. Če opazimo precejšnjo valovitost, potem je potrebno pri vsaki frekvenci sondo postaviti v položaj za maksimalni odklon.

Nato približamo Lecher-jev vod, ki ga držimo samo z eno roko za plastično držalo, v režo koaksialnega voda. Ker je sklop na Lecher-jev vod največji ob srednji žili koaksialnega voda, poskusimo vod čimbolj približati srednji žili, brez da bi občutno zmotili polje v reži. Lecher-jev vod pravilno orientiramo za največji magnetni sklop. Nato uporabimo kratkostičnik na palčki in poskušamo najti rezonance na Lecher-jevem vodu. Rezonance, ki se kažejo kot upad odklona kazalca, opazujemo na zaslonu merilnika valovitosti. Pri tem kratkostičnik počasi premikamo od kratkostaknjenega konca voda proti izoliranemu držalu. Ob opaženih resonancah si zabeležimo položaj premičnega kratkostičnika na vodu in iz izmerjenih razdalj položajev izračunamo frekvenco vira.



Slika 4: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

4. Prikaz značilnih rezultatov

Z uporabo Lecher-jevega voda merimo frekvenco visokofrekvenčnega izvora, kateri nima označene frekvenčne skale. Ugotovimo celotno frekvenčno območje izvora. Pri frekvencah med 300 in 600 MHz se zavedamo, da je točnost meritve omejena zaradi same dolžine Lecher-jevega voda (ena sama rezonanca). Pri frekvencah nad 1 GHz pa poskusimo točneje izmeriti frekvenco z meritvijo razdalje med več zaporednimi rezonancami in ustreznim deljenjem. Izrišemo frekvenčno skalo za uporabljeni izvor in na podlagi več izmerjenih točk znotraj frekvenčnega območja izvora ocenimo linearnost frekvenčne skale izvora.

VAJA 10: Merjenje z Lecher-jevim vodom

Narišite frekvenčno skalo za uporabljeni izvor in označite spodnjo in zgornjo frekvenčno mejo ter dovolj točk znotraj obeh meja, da lahko ocenite linearnost skale.

Meritve:

Nastavitev frekvence izvora [mm]	Položaj kratkostičnika [mm]				Izračunana frekvenca izvora [MHz]
	1. rezonanca	2. rezonanca	3. rezonanca	4. rezonanca	

Graf:

VAJA 11: Frekvenčne lastnosti koaksialnega kabla

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 bolj prevodnih materialov, pri čemer pa smo omejeni s samimi naravnimi lastnostmi. Zato izgube v vodniku predstavljajo glavni omejevalni faktor pri prenosu signala prek kabla.

Izgunna upornost kovine za enosmerne signale je podana kot

$$R = \frac{\rho L}{A} \quad (1)$$

pri čemer je ρ specifična upornost kovine, L dolžina vodnika in A presek vodnika (žile oz. oklopa). Iz izgubne upornosti izhaja relacija za vrednost izgub, ki so običajno podane v logaritemskih enotah (decibeli – dB). Za enosmerne signale ($f = 0$) so tako izgube v vodniku podane kot

$$\alpha[\text{dB}] = \frac{10}{\ln 10} \frac{\rho L}{Z_k A} \quad (2)$$

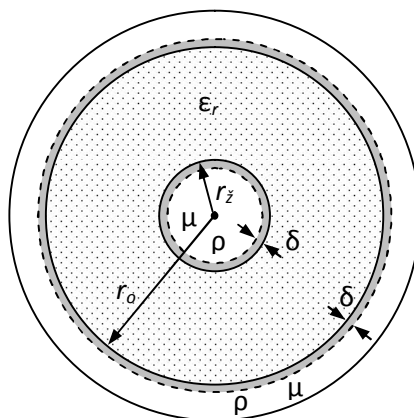
Pri višjih frekvencah izgube v vodniku naraščajo kot posledica kožnega pojava (*ang. skin effect*) v kovini, zaradi katerega večina toka teče le po tanki plasti na površini kovine, kot prikazuje Slika 1. Na ta način se namreč upornost kovine poveča. Debelini plasti pri kožnem pojavu pravimo vdorna globina δ in je podana kot

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}}; \quad \omega = 2\pi f. \quad (3)$$

Izgunna upornost kovine je tedaj podana kot

$$R = \frac{\rho L}{A} = \frac{\rho L}{o \cdot \delta} = \frac{L}{o} \sqrt{\frac{\omega\mu\rho}{2}} = w\sqrt{f}. \quad (4)$$

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



Slika 1: Ponazoritev kožnega pojava v koaksialnem kablu.

Pri visokih frekvencah ($f \neq 0$) tako za vrednost izgub dobimo naslednjo relacijo:

$$\alpha[\text{dB}] = \frac{10}{\ln 10} \frac{\sqrt{\epsilon_r} L}{Z_0} \sqrt{\frac{\omega \rho \mu}{2}} \frac{\frac{1}{r_z} + \frac{1}{r_o}}{\ln \frac{r_o}{r_z}}. \quad (5)$$

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 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. Ta je odvisen od frekvence signala, dolžine kabla in hitrosti potovanja signala po kablu po enačbi

$$\varphi = kL = (\omega/v)L; \quad \omega = 2\pi f. \quad (6)$$

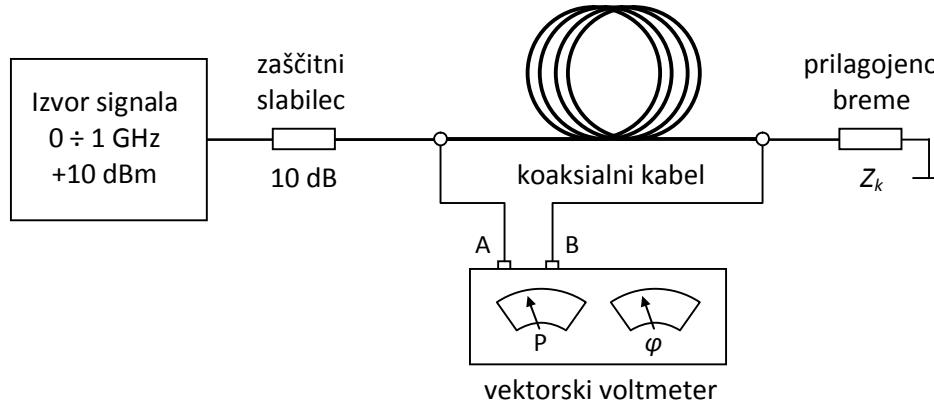
Tako dobljen fazni zasuk je podan v radianih (rad).

2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Izvor izmeničnega signala v frekvenčnem področju 0 do 1 GHz z izhodno močjo do 10 dBm (10 mW) na 50-ohmskem bremenu.
- Vektorski voltmetar za dano frekvenčno področje.
- Koaksialni kabel neznane dolžine nekaj deset metrov.
- Zaščitni 10 dB slabilec.
- Zaključitveno (prilagojeno) breme.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 2.



Slika 2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Meritve izvedemo v frekvenčnem pasu od 0 do 1 GHz, za kar potrebujemo ustrezen vir izmeničnega signala z nastavljivo frekvenco signala. Vhodna moč v kabel naj bo 0 dBm. Pri tem med vir in kabel vstavimo še ustrezen zaščitni slabilec signala, da ob morebitni maksimalni izhodni moči vira ne moremo prekrmiti vektorskega voltmetra. Nastavljena izhodna moč vira 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.

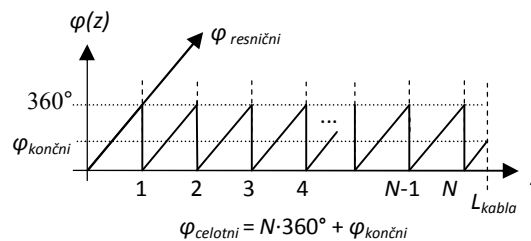
Za meritev slabljenja kabla in fazne zakasnitve bomo uporabili vektorski voltmeter. S slednjim izmerimo moč signala na vhodu in na izhodu iz kabla, razmerje obeh vrednosti pa

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:

$$\text{Moč: } P[\text{dBm}] = 10 \log \frac{P}{1\text{mW}}, \quad (7)$$

$$\text{Slabljenje: } a = \frac{P_{izh}}{P_{vh}} \rightarrow a[\text{dB}] = 10 \log(a) = 10 \log \left(\frac{P_{izh}}{P_{vh}} \right) = P_{izh}[\text{dBm}] - P_{vh}[\text{dBm}]. \quad (8)$$

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 $+180^\circ$). Pri tem predstavlja izmerjena faza le fazni preostanek, ki pri dani frekvenci prekorači celo število period signala, saj je dejanski fazni zasuk v merjencu lahko večji od 360° . Dejanski fazni zasuk dobimo tako, da frekvenco signala postopoma povečujemo od najnižje navzgor ter pri tem štejemo celo število period, kjer prikazana faza na vektorskem voltmetru preskoči za eno periodo. Pri meritvi lahko celo število period preštujemo 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 $N \cdot 360^\circ + \varphi_{končni}$. Zgled preskokov faze na vektorskem voltmetru prikazuje Slika 3.



Slika 3: Prikaz preskokov faze na vektorskem voltmetru

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

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.

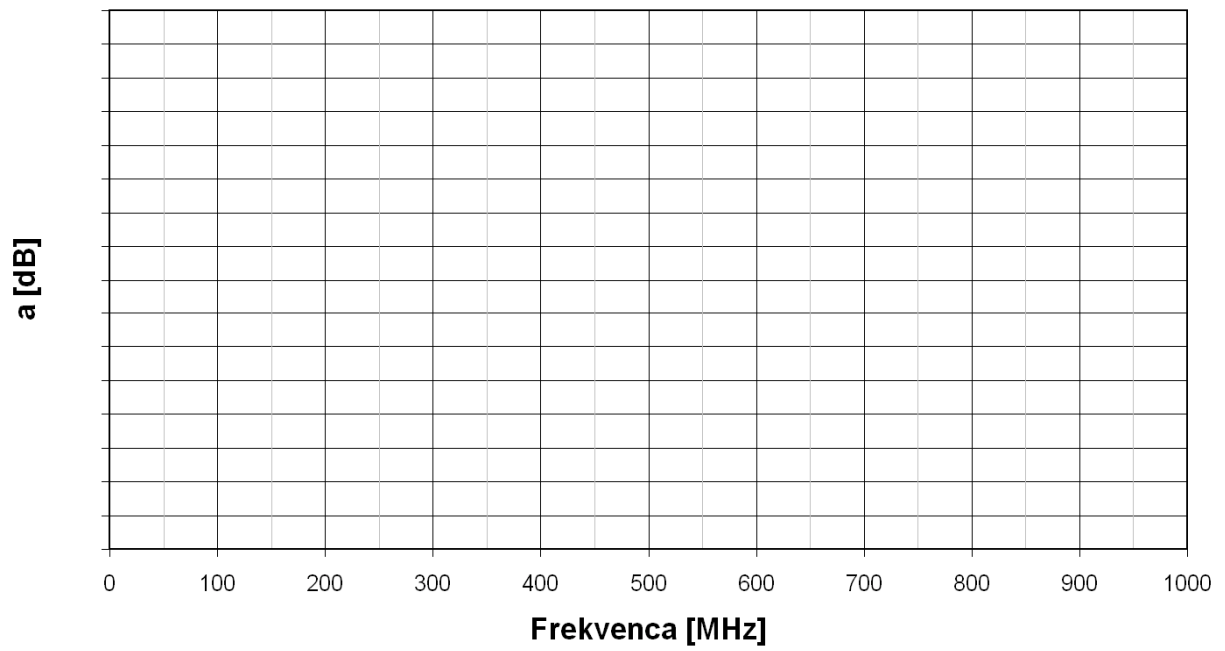
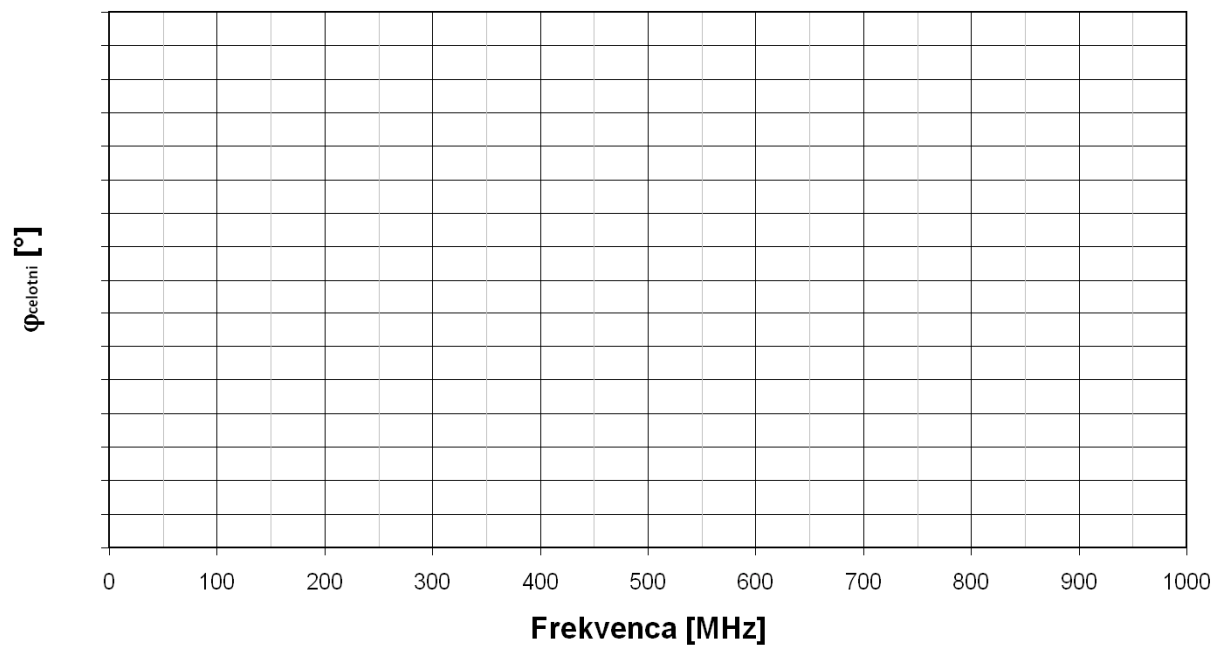
VAJA 11: Frekvenčne lastnosti koaksialnega kabla

Uporabljen tip kabla:

Faktor hitrosti kabla: $v/c_0 =$ **Meritve:**

f [MHz]	Slabljenje kabla			Fazni zasuk kabla	
	$P_g = A$ [dBm]	$P_b = B$ [dBm]	$\alpha = P_b - P_g$ [dB]	φ [°]	φ_{celotni} [°]
1					
2					
5					
10					
50					
100					
150					
200					
250					
300					
350					
400					
450					
500					
550					
600					
650					
700					
750					
800					
850					
900					
950					
1000					

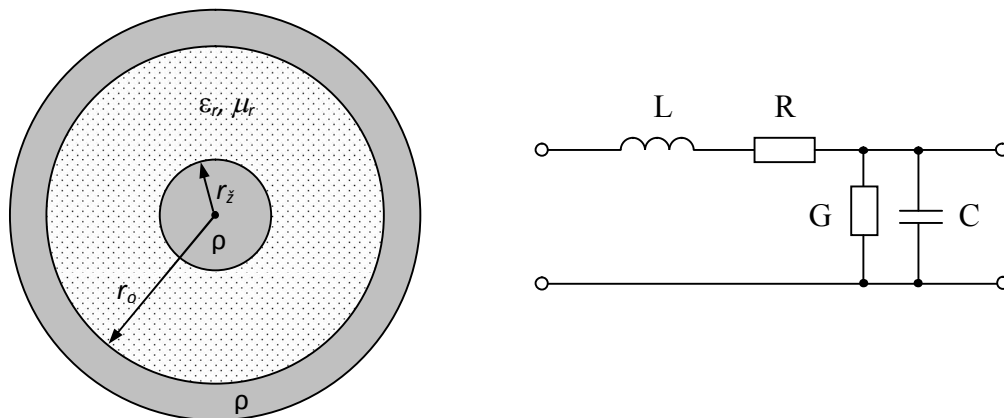
Izračun dolžine kabla:

Grafi:**Slabljenje kabla****Fazni zasuk kabla**

VAJA 12: Koaksialni kabel kot rezonator

1. Koaksialni kabel

Eden najbolj uporabljenih visokofrekvenčnih vodov je koaksialni kabel. Sestavljajo ga kovinski srednji vodnik (srednja žila), dielektrik in kovinski oklop. Ponavadi ima čez oklop prevlečen še plastični zaščitni sloj, ni pa nujno (npr. poltrdi koaksialni kabli so brez zaščite). Srednja žila in oklop sta lahko sestavljena iz prepleta več tanjših vodnikov, lahko pa tudi iz enega samega. Dielektrik pogosto uporabljenih koaksialnih kablov je ponavadi polietilen (PE) ali teflon (politetrafluoretilen - PTFE), obstajajo pa tudi izvedbe z zračnimi celicami. Presek koaksialnega voda in električno nadomestno vezje sta prikazana na sliki 1.



Slika 1: Presek koaksialnega voda in njegovo nadomestno vezje.

Označene veličine v preseku kablov so naslednje: relativna dielektričnost ϵ_r , relativna permeabilnost μ_r , specifična upornost vodnikov ρ , polmer srednjega vodnika r_z in polmer oklopa r_o . Označene veličine v nadomestnem vezju pa so: porazdeljena induktivnost vodnikov L , porazdeljena upornost vodnikov pri nizkih frekvencah R (pri višjih frekvencah izgube povečuje kožni pojav), porazdeljena prevodnost dielektrika G (ponavadi zelo nizka) in porazdeljena kapacitivnost C . Porazdeljeni induktivnost in kapacitivnost sta enaki:

$$\frac{L}{l} = \frac{\mu_0 \mu_r \ln \frac{r_o}{r_z}}{2\pi} \text{ [H/m]} \quad \frac{C}{l} = \frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln \frac{r_o}{r_z}} \text{ [F/m]}$$

Najbolj pogosta karakteristična impedanca koaksialnih kablov je 50Ω , saj je ta vrednost dober kompromis med nizkimi izgubami in zmožnostjo prenosa visokih moči (obe lastnosti izhajata iz geometrije kablov). Iz obeh porazdeljenih induktivnosti in kapacitivnosti izhaja karakteristična impedanca koaksialnega kablov, ki je enaka:

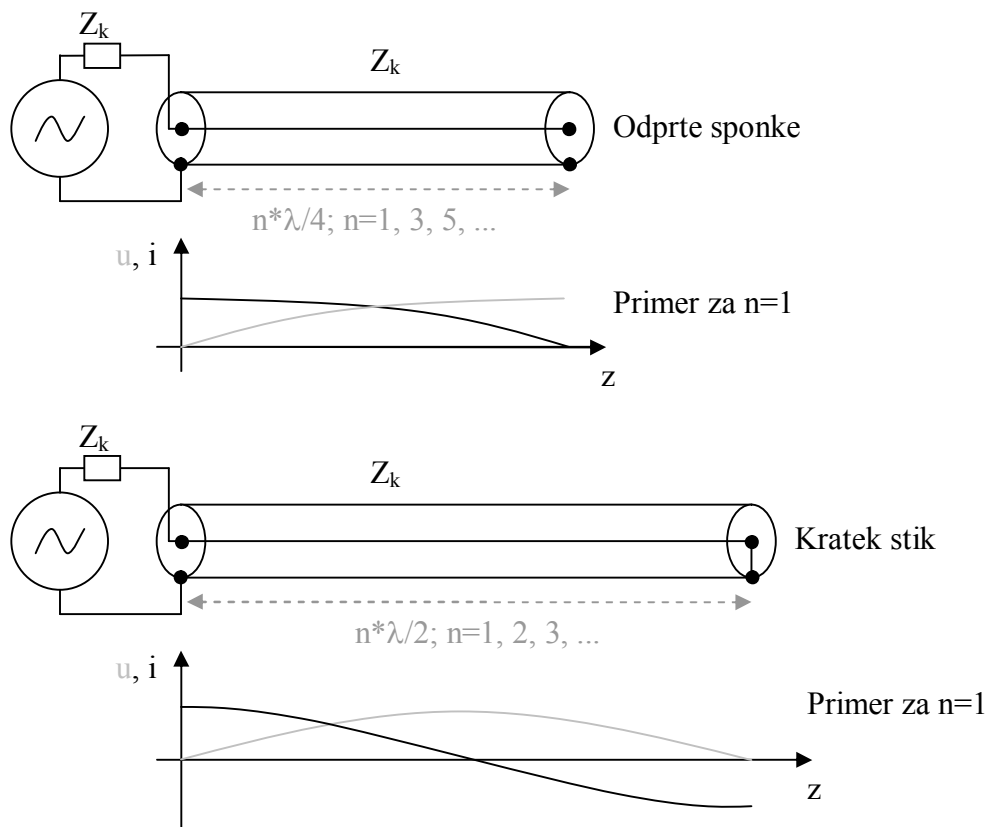
$$Z_k = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ [\Omega]}$$

Hitrost razširjanja TEM valovanja v koaksialnem kablov določata relativni dielektričnost in permeabilnost s sledečo enačbo:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r \mu_0 \mu_r}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}, \quad c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}, \quad \epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}, \quad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

TEM valovanje se širi od frekvence nič naprej, zgornjo mejo frekvenčnega območja kabla pa določa začetek razširjanja prvega naslednjega rodu, to je TE_{11} .

Koaksialni kabel lahko uporabimo kot rezonator, ko je njegova dolžina enaka $n\lambda/4$. Zanimive rezonančne pojave dobimo, ko uporabimo nezaključen (nepovezan) kos koaksialnega kabla dolžine $n\lambda/4$, pri čemer je n liho naravno število. Prav tako nas zanimajo rezonance kratkostičenega kabla, ko je njegova dolžina enaka $n\lambda/2$, kjer je n naravno število. V obeh primerih se pojavi v kablju stojni val, ko se na priključni in oddaljeni strani pojavijo maksimumi in minimumi (napetosti in tokov). Ko imamo opravka z nezaključenim kablom dolžine $\lambda/4$, se odprte sponke nepovezanega konca kabla preslikajo na drugo stran v kratek stik. Zato ob taki frekvenci dobimo v prevajalni karakteristiki ničlo. Prav tako dobimo ničlo v prevajalni karakteristiki ob frekvenci, ko je dolžina kratkostičenega kabla enaka $\lambda/2$. Pri uporabi realnih kablov z izgubami seveda ničle nadomestijo minimumi, ki so tem bolj izraziti, čim manj izgub ima uporabljeni kabel. Razmere napetosti in tokov v obeh primerih prikazuje slika 2.



Slika 2: Razmere pri koaksialnem kablju pri četrtvalovni rezonanci z odprtimi sponkami in polovični rezonanci s kratkim stikom.

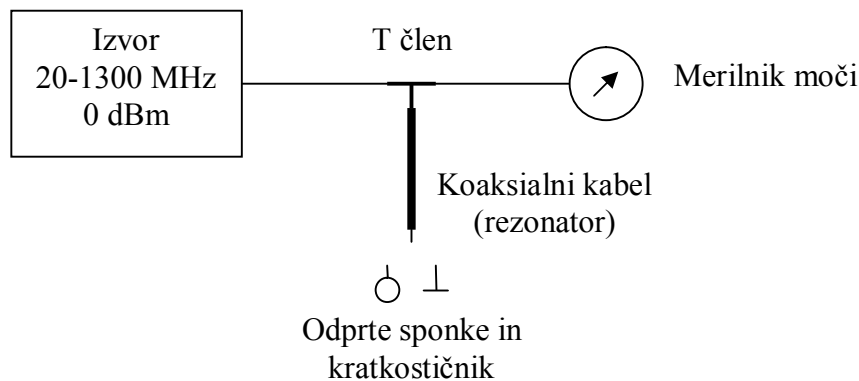
2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Visokofrekvenčni izvor 20-1300 MHz, moči 1 mW
- Merilnik moči s pripadajočo merilno močnostno glavo
- Priključni kabli
- Merjeni koaksialni kabel dolžine 0,25 m, uporabljen kot rezonator

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Meritev prevajalne karakteristike koaksialnega rezonatorja izvedemo s pomočjo visokofrekvenčnega izvora, merilnika moči in povezujočega voda, na katerega je priključen koaksialni rezonator. Postavitev merilnih pripomočkov prikazuje slika 3.



Slika 3: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

Pri nizkih frekvencah nezaključen kabel ne bo imel nobenega vpliva, kratkostičen pa ima ničlo v prevajalni karakteristiki že pri frekvenci nič. Frekvenco izvora višamo z majhnim korakom in sproti beležimo odčitek na merilniku moči. Frekvenčni korak mora biti dovolj majhen, da izmerimo globoke in izrazite minimume. Na podlagi razlik med minimumi lahko izračunamo točno dolžino uporabljenega rezonatorja, ki vsebuje tudi vplive priključkov (npr. t-člena in kratkostičnika). Z višanjem frekvence se povečujejo tudi izgube povezujočega voda med izvorom in merilnikom moči, zato amplituda maksimumov upada s frekvenco.

4. Prikaz značilnih rezultatov

Če uporabimo izvor moči 1 mW (0 dBm) in merimo decibele na merilniku moči, lahko takoj izmerimo prevajalno karakteristiko, brez nepotrebne preračunavanja odčitkov in moči izvora. Prevajalno karakteristiko obeh rezonatorjev (nezaključenega in kratkostičenega) izrišemo na isti graf. Iz razmikov med minimumi izračunamo točno dolžino obeh rezonatorjev.

VAJA 12: Koaksialni kabel kot rezonator

Izmerite frekvenčni prevajalni karakteristiki nezaključenega in kratkostaknjene koaksialnega rezonatorja ob nastavljeni moči izvora na 0 dBm.

Uporabljeni tip kabla:

Skrajševalni faktor kabla:

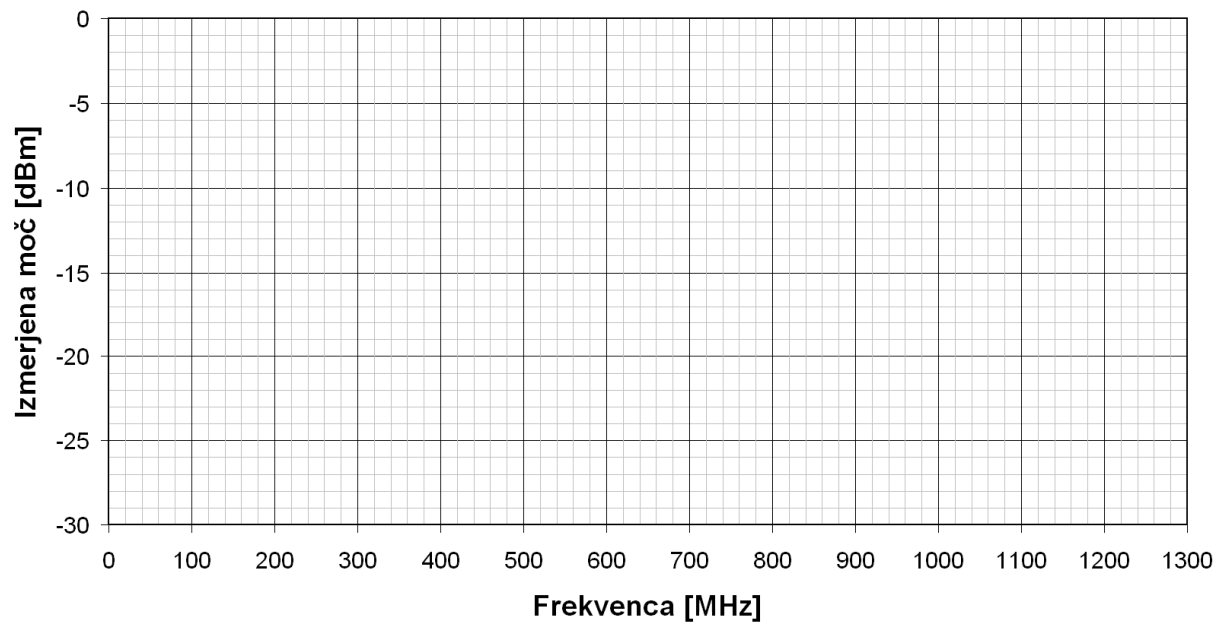
Dolžina nezaključenega rezonatorskega kabla:

Nezaključen koaksialni rezonator					
Frekvenca [MHz]	Izmerjena moč [dBm]	Frekvenca [MHz]	Izmerjena moč [dBm]	Frekvenca [MHz]	Izmerjena moč [dBm]
20		520		1020	
40		540		1040	
60		560		1060	
80		580		1080	
100		600		1100	
120		620		1120	
140		640		1140	
160		660		1160	
180		680		1180	
200		700		1200	
220		720		1220	
240		740		1240	
260		760		1260	
280		780		1280	
300		800		1300	
320		820			
340		840			
360		860			
380		880			
400		900			
420		920			
440		940			
460		960			
480		980			
500		1000			

Dolžina kratkostaknjene rezonatorskega kabla:

Kratkostaknjen koaksialni rezonator					
Frekvenca [MHz]	Izmerjena moč [dBm]	Frekvenca [MHz]	Izmerjena moč [dBm]	Frekvenca [MHz]	Izmerjena moč [dBm]
20		520		1020	
40		540		1040	
60		560		1060	
80		580		1080	
100		600		1100	
120		620		1120	
140		640		1140	
160		660		1160	
180		680		1180	
200		700		1200	
220		720		1220	
240		740		1240	
260		760		1260	
280		780		1280	
300		800		1300	
320		820			
340		840			
360		860			
380		880			
400		900			
420		920			
440		940			
460		960			
480		980			
500		1000			

Narišite oba frekvenčna poteka na isti graf!

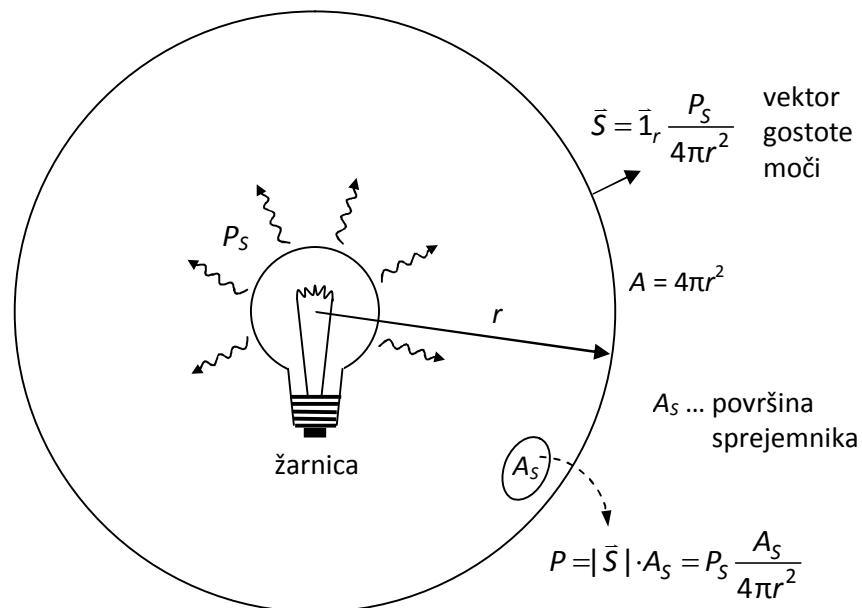


VAJA 13: Sevanje izotropnega izvora

1. Slabljenje radijskega valovanja v praznem prostoru

Do razširjanja elektromagnetnega valovanja v prostor oziroma do sevanja pride pri izmeničnih signalih. Največkrat ga izrabljamo pri visokih frekvencah. Pri sevanju v praznem prostoru se sevana moč enakomerno razširja v prostor, zaradi česar gostota moči upada s kvadratom razdalje ($1/r^2$).

Izotropni izvor seva enakomerno v vse smeri prostora, zaradi česar je gostota moči na določeni razdalji v vseh smereh enaka. Primer izotropnega izvora je žarnica, ki seva elektromagnetno valovanje v svetlobnem spektru. Sprejeta moč na razdalji r je odvisna od velikosti sprejemnika, ki prestreže izsevano valovanje. Razmere in relacije prikazuje Slika 1.



Slika 1: Žarnica, kot izotropni izvor sevanja.

2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

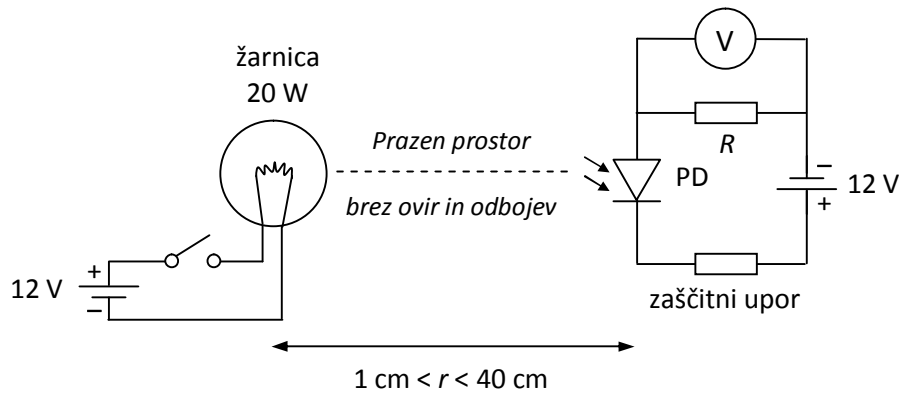
- Izotropni izvor svetlobe – žarnica 12V, 20W.
- Sprejemnik s fotodiodo, z zaporednim uporom za meritev toka in z zaporednim zaščitnim uporom.
- Ustrezna napajalnika za žarnico in sprejemnik.
- Digitalni voltmeter.
- Stojala na vodilu za žarnico in sprejemnik.
- Priključne kable za vse povezave.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 2.

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Kot izotropni izvor uporabimo žarnico z nitko iz wolframa, ki seva svetlobno valovanje. Uporabimo žarnico moči 20 W, da je na razdalji nekaj 10 cm od izvora 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 $1\text{ k}\Omega$. Poleg zaporednega upora za meritev napetosti je v tokokrog fotodiode, ki je napajana z napetostjo $+12\text{ V}$, 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 2.



Slika 2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

4. Prikaz značilnih rezultatov

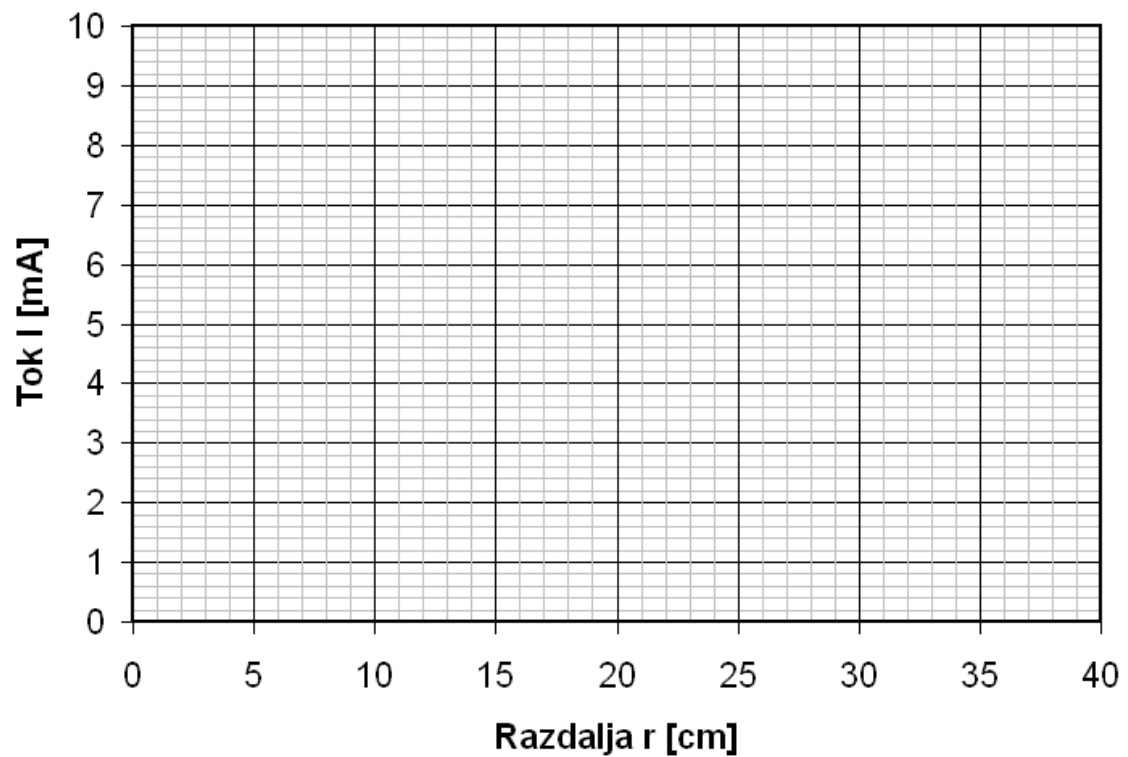
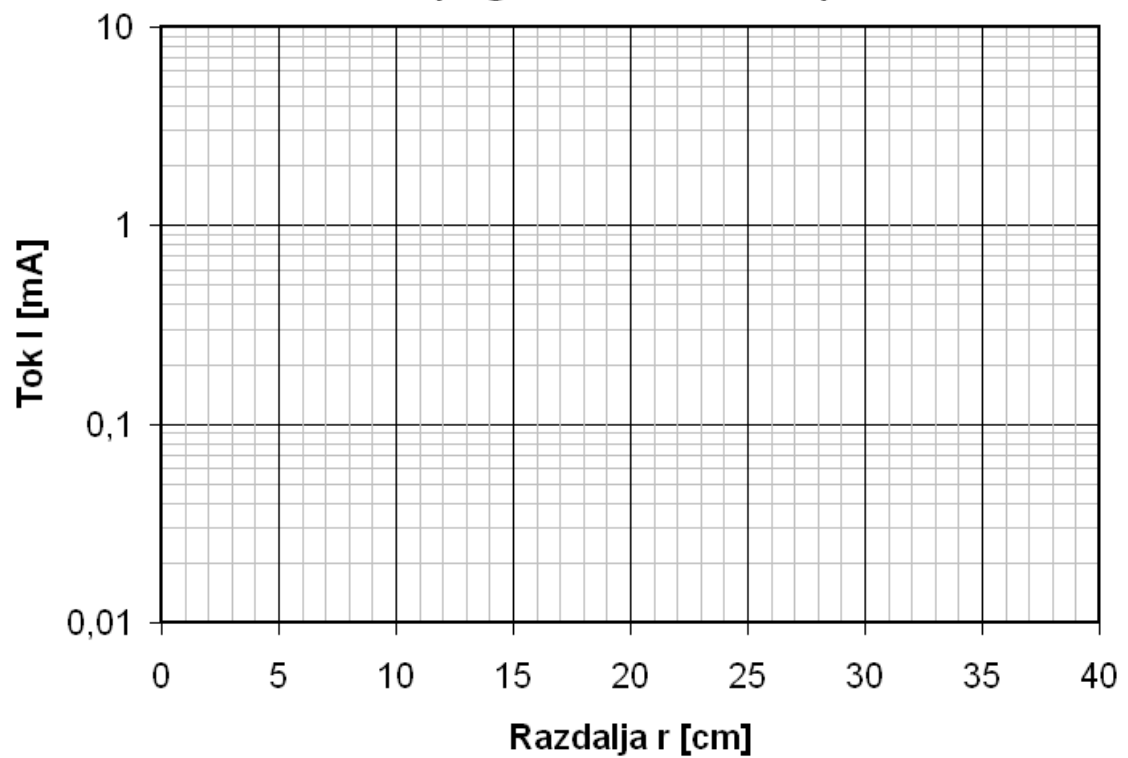
Pri vaji izmerimo tok fotodiode preko meritve napetosti na zaporednem uporu znane upornosti pri različnih razdaljah r med žarnico, kot izotropnim izvorom sevanja, in fotodiodo, kot sprejemnikom. Na ta način izmerimo odvisnost sprejete sevanne moči od razdalje od izvora. Pri tem izmerimo tudi tok fotodiode pri ugasnjeni žarnici, ki je posledica svetlobe okolice (dnevna svetloba ali luči). S tem ocenimo vpliv okolice na rezultate meritev.

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

VAJA 13: Sevanje izotropnega izvoraSerijska upornost, na kateri merimo napetost: $R =$ **Meritve:**

Razdalja r [cm]	Napetost na uporu R U [V]	Tok skozi fotodiodo I [mA]
izključena žarnica		
2		
3		
4		
5		
6		
7		
8		
9		
10		
12		
14		
16		
18		
20		
22		
24		
26		
28		
30		
32		
34		
36		
38		
40		

Grafi:

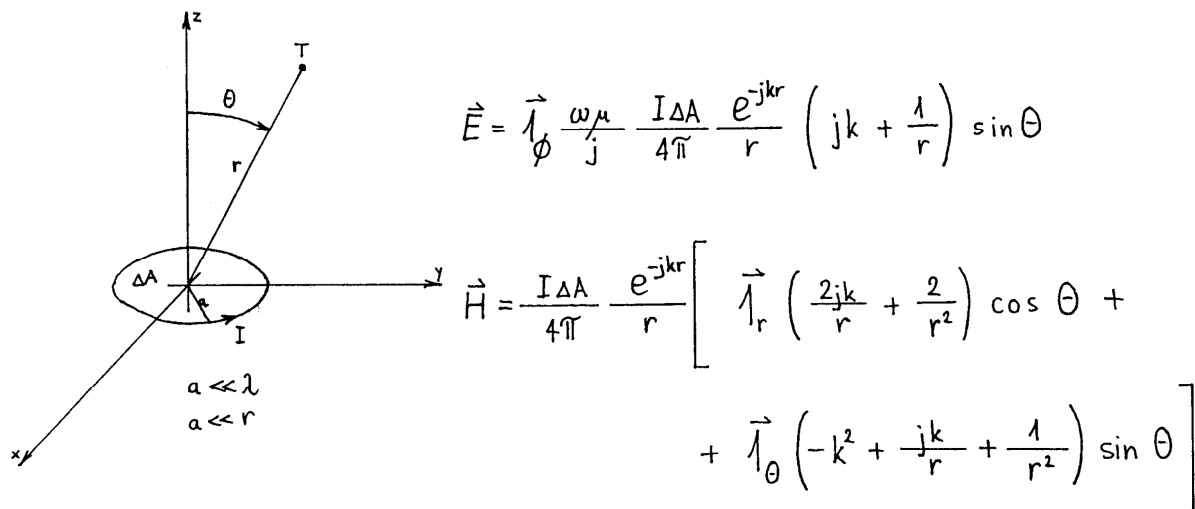
**Tok fotodiode v odvisnosti od razdalje
(linearna skala)****Tok fotodiode v odvisnosti od razdalje
(logaritemska skala)**

VAJA 14: Bližnje in daljnje polje tokovne zankice

1. Polje tokovne zankice

Odnose med bližnjim in daljnjim poljem si najlažje ogledamo na primeru polja najenostavnejših virov: 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 prikazana na Sliki 1. 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 do točke, kjer merimo polje.



Slika 1: Električno in magnetno polje tokovne zankice.

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 jih v izrazu za električno polje 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 prikazana na Sliki 2 za dva najbolj zanimiva primera: ko se zankici nahajata v isti ravnini (samo theta komponenta polja) in ko se zankici nahajata na isti osi (samo radialna komponenta polja).

Zankice v isti ravnini :

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

Zankice z isto osjo :

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

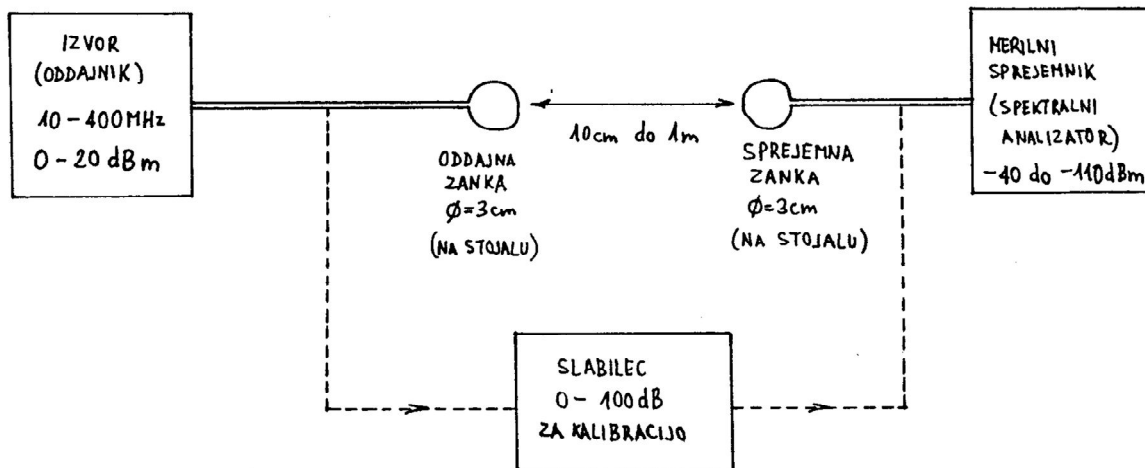
Slika 2: Inducirana napetost v drugi zanki (magnetna sonda).

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 Ω 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 kabli.
- Nastavljiv slabilec za kalibracijo merilnega sistema, do 100 dB v korakih po 10 dB.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na Sliki 3.



Slika 3: Vezava merilnih instrumentov.

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.

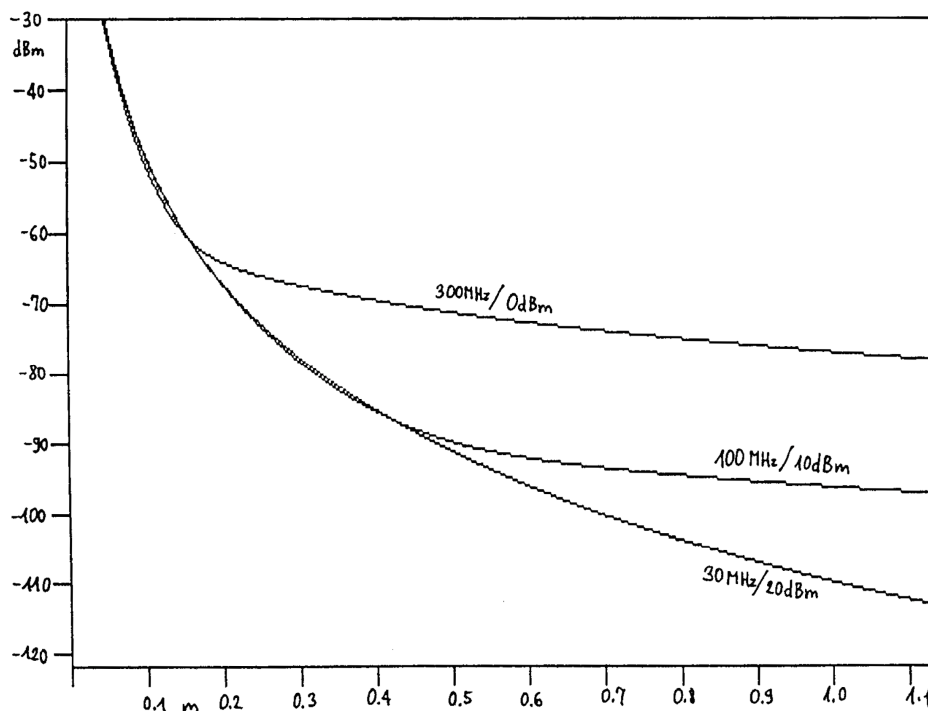
Glede na majhno razpoložljivo moč izvora (do 100 mW) potrebujemo občutljiv sprejemnik. Za vajo je najprimernejši spektralni analizator oziroma kakšen drug selektivni sprejemnik (da izločimo motnje ostalih oddajnikov) z občutljivostjo med -90 in -120 dBm. Sprejemnik kalibriramo tako, da njegov vhod priključimo 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 uglaševanju sprejemnika spet kalibrirati sistem z merilnim slabilcem.

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 .

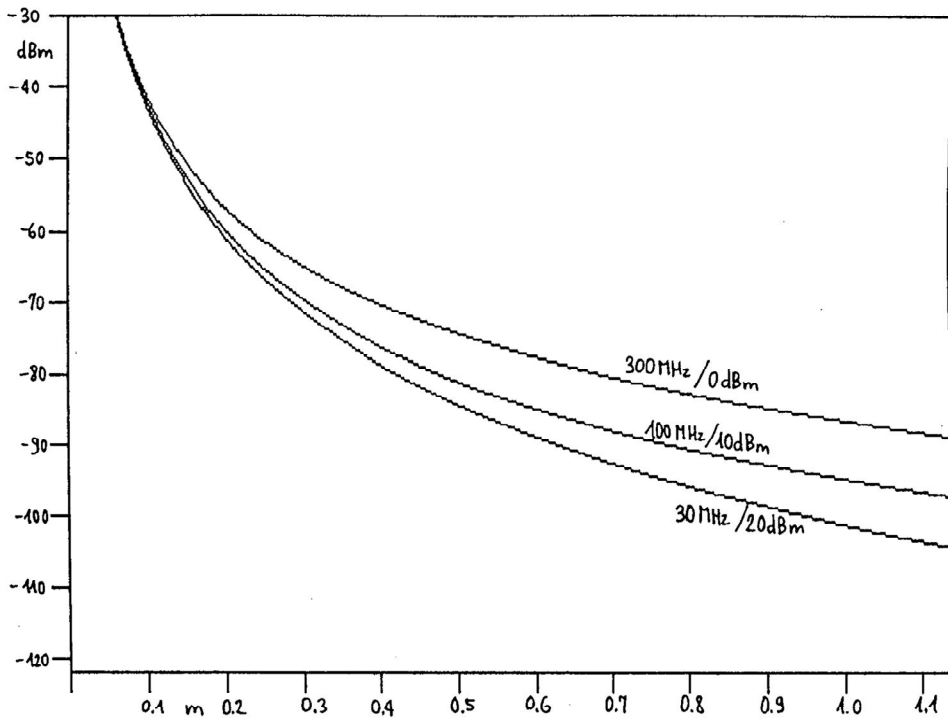
Na Sliki 4 je prikazan teoretski rezultat za zankice v isti ravnini, se pravi za theta komponento polja. Theta komponenta nastopa v bližnjem in daljnem polju, zato na diagramu lahko opazimo prehod, ko začne polje počasneje upadati. V diagramih na Sliki 4 je na nižjih frekvencah ustrezno povečana moč 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).



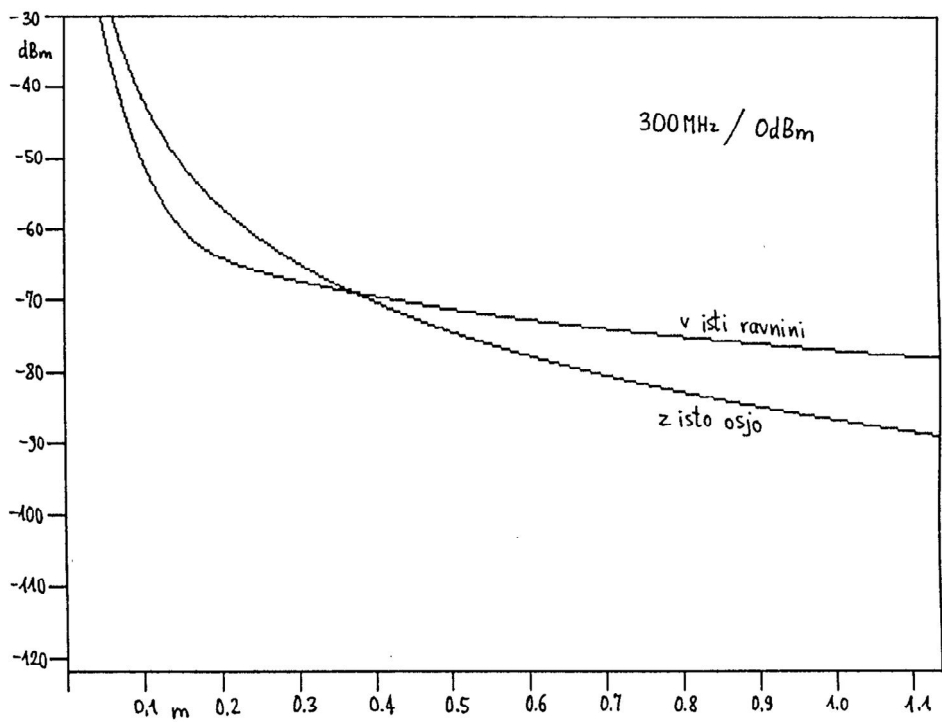
Slika 4: Slabljenje med zankicama v isti ravnini.

Na Sliki 5 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 6 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: Slabljenje med zankicama z isto osjo.



Slika 6: Primerjava med različnima orientacijama.

VAJA 14: Bližnje in daljnje polje tokovne zankice**Meritve:**

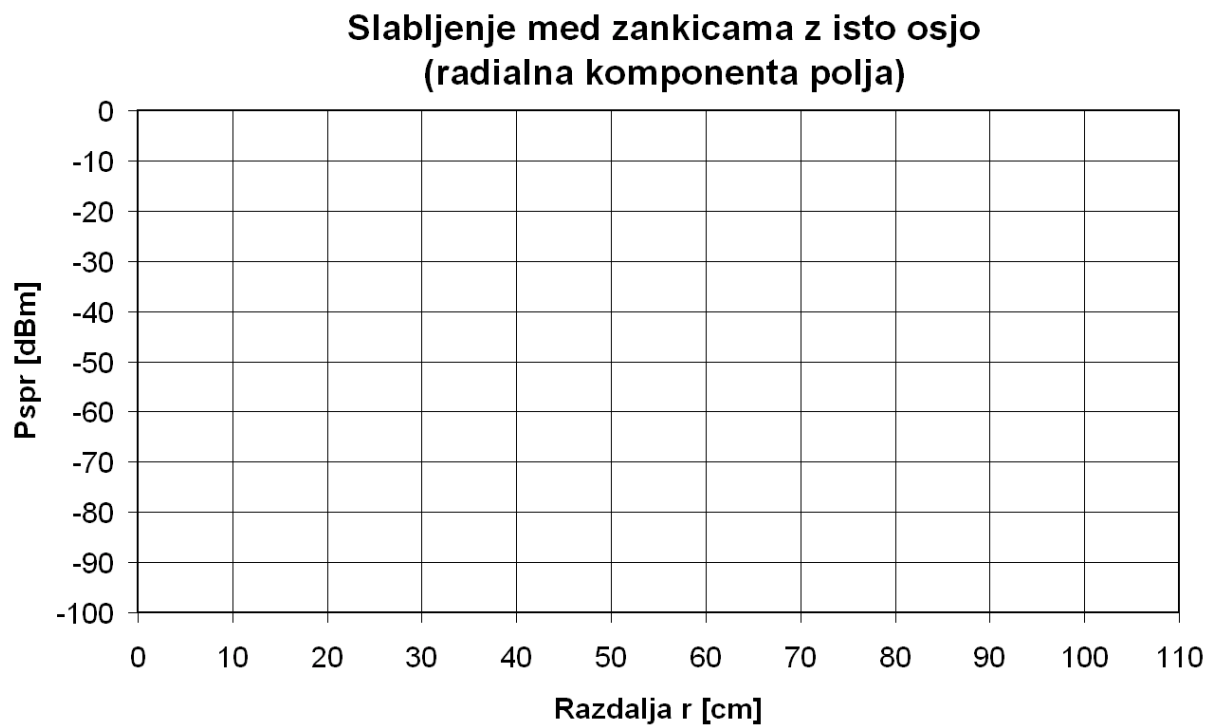
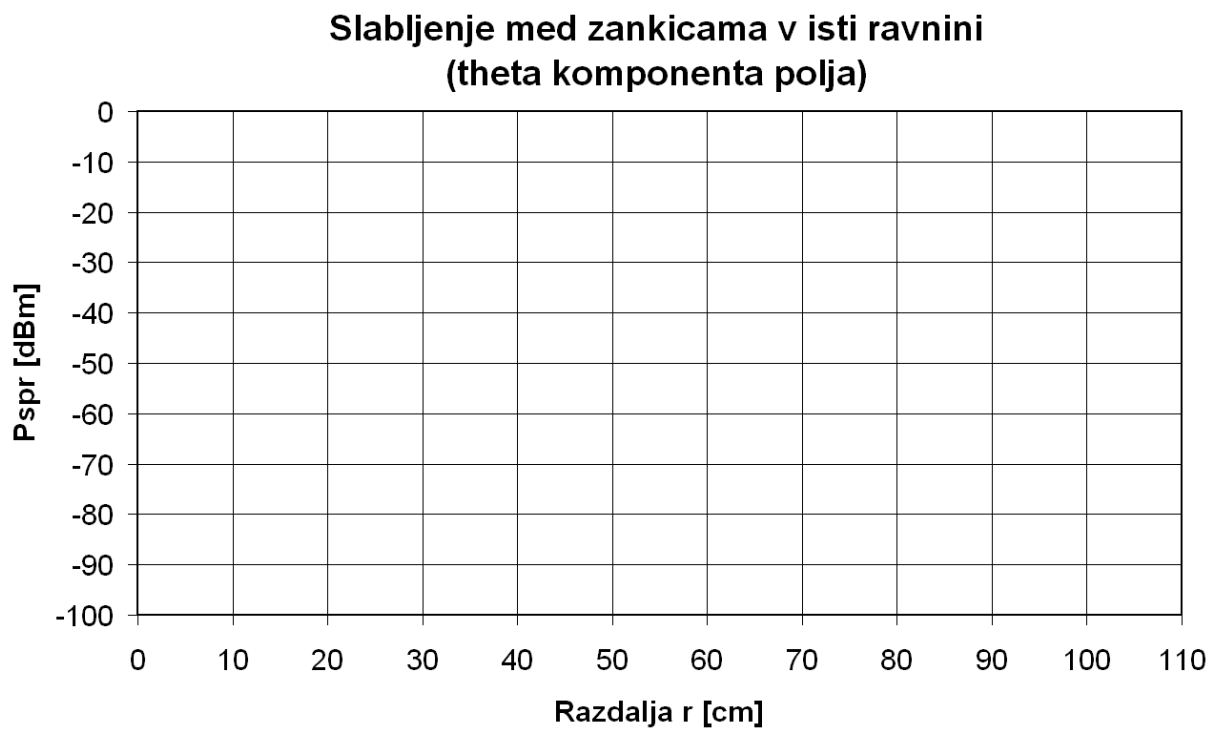
Slabljenje med zankicama v isti ravnini (meritev theta komponente magnetnega polja):

Razdalja med zankicama	f = 300 MHz $P_{\text{odd}} = 0 \text{ dBm}$	f = 100 MHz $P_{\text{odd}} = 6,5 \text{ dBm}$	f = 30 MHz $P_{\text{odd}} = 13 \text{ dBm}$
r [cm]	P_{spr} [dBm]	P_{spr} [dBm]	P_{spr} [dBm]
10			
20			
30			
40			
50			
60			
70			
80			
90			
100			
110			

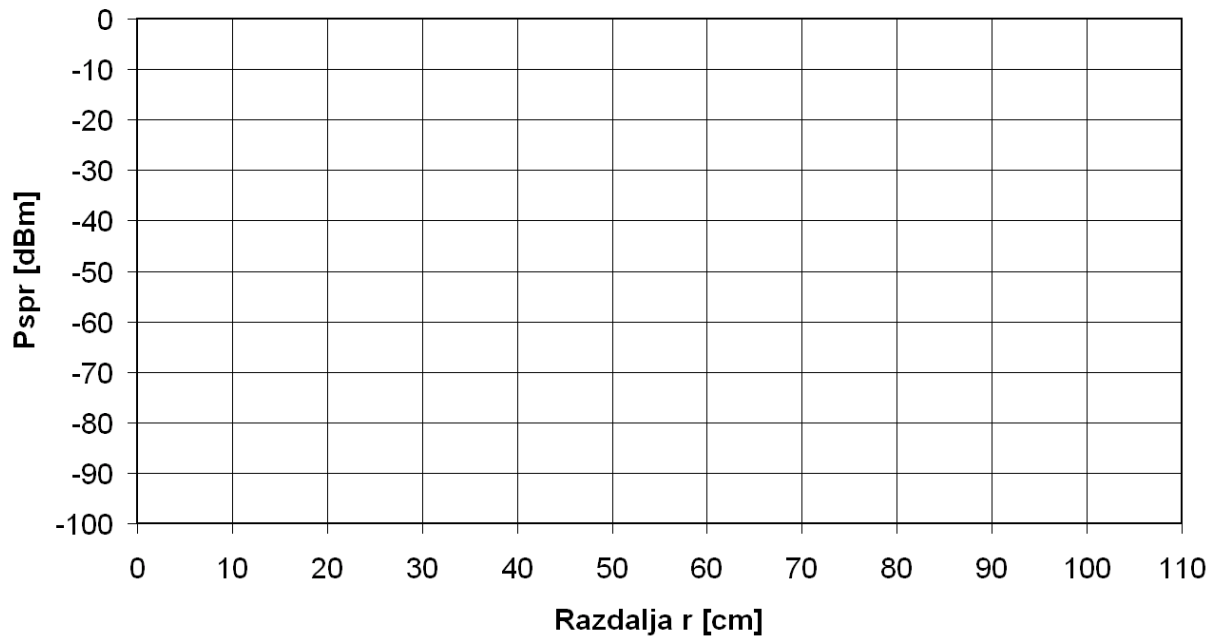
Slabljenje med zankicama z isto osjo (meritev radialne komponente magnetnega polja):

Razdalja med zankicama	f = 300 MHz $P_{\text{odd}} = 0 \text{ dBm}$	f = 100 MHz $P_{\text{odd}} = 6,5 \text{ dBm}$	f = 30 MHz $P_{\text{odd}} = 13 \text{ dBm}$
r [cm]	P_{spr} [dBm]	P_{spr} [dBm]	P_{spr} [dBm]
10			
20			
30			
40			
50			
60			
70			
80			
90			
100			
110			

Grafi:



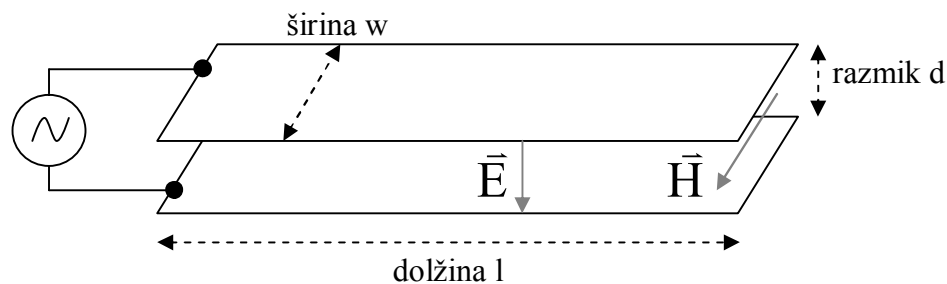
**Primerjava med obema orientacijama zankic
pri 300 MHz**



VAJA 15: Merjenje odbojnosti TEM lijaka

1. TEM lijakasta antena

Ena od prvih in najbolj preprostih prenosnih linij je vsekakor dvovod. Še dandanes je sukani dvovod (parica) najbolj razširjen prenosni medij za hitra lokalna računalniška omrežja. Sestava dvovoda je zelo enostavna: dva kovinska trakova ali okrogli žici, ki ohranjata medsebojno razdaljo, in se po dolžini ne spreminjata v prečnih izmerah (premer žice ali širina traku). Elektromagnetno valovanje, ki se širi po taki prenosni liniji od frekvenca nič naprej, je t.i. prečno elektro-magnetno oz. TEM valovanje. Trakasti dvovod je prikazan na sliki 1.



Slika 1: Trakasti zračni dvovod.

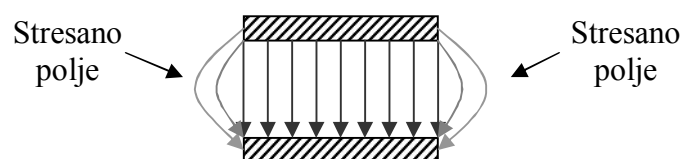
TEM valovanje sestavljata dve komponenti, električno polje \vec{E} in magnetno polje \vec{H} , katerih smer je pravokotna na smer razširjanja valovanja, ki je vzdolž trakastega dvovoda (od izvora proč). Prav tako sta vektorja električnega in magnetnega polja med seboj pravokotna ter v točnem razmerju valovne impedanace $|\vec{E}|/|\vec{H}| = Z$. Prečni izmeri trakastega dvovoda, širina w in razmik d , določata karakteristično impedanco tega dvovoda. V primeru zračnega trakastega dvovoda je njena karakteristična impedanca določena z naslednjo enačbo:

$$Z_k = \sqrt{\frac{\mu_0 \frac{d}{w}}{\varepsilon_0 \frac{w}{d}}} = \frac{d}{w} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx \frac{d}{w} \cdot 377 \Omega$$

Hitrost razširjanja valovanja v vzdolžni smeri je, v primeru zračnega trakastega dvovoda, seveda enaka hitrosti svetlobe c_0 :

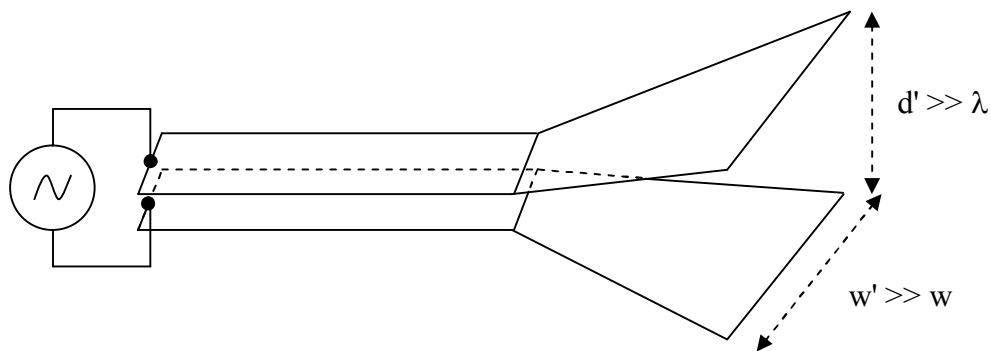
$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \frac{d}{w} \cdot \varepsilon_0 \frac{w}{d}}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} = c_0 \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

Električno polje je v glavnem porazdeljeno med obema trakovoma, manjši del pa je prisoten na straneh dvovoda. Polju, ki poteka na straneh dvovoda, pravimo stresano polje in je prikazano na sliki 2.



Slika 2: Stresano električno polje na straneh zračnega trakastega dvovoda.

Dokler je razdalja med trakovima (razmik d) majhna napram valovni dolžini, je stresanega polja malo. V tem primeru je tudi prosti (odprti) konec dvovoda, na sliki 1 desno, enak odprtim sponkam z odbojnostjo $\Gamma \approx +1$. Če razmik d povečamo vse do $\lambda/2$ se razmere spremenijo. Informacija o koncu trakov doseže valovanje točno na sredi med obema trakovima z zakasnitvijo cele četrt periode. Z zakasnjeno informacijo, se pravi z informacijo z napačno fazo, se valovanje točno na sredini med trakovima sploh ne odbije, temveč nadaljuje svojo pot v isti smeri naprej v prostor. Pri razmiku $d = \lambda/2$ je odbojnost takega dvovoda $|\Gamma| \approx 0,3$. V kolikor razmik d povečamo na več kot λ , postane tak dvovod že dokaj učinkovita antena in odbojnost takrat znaša $\Gamma \approx 0$. Trakasti zračni dvovod, ki se od ene razdalje naprej razširi (povečanje razmika d in širine trakov w v enakem razmerju), imenujemo TEM lijakasta antena. TEM lijak je prikazan na sliki 3.



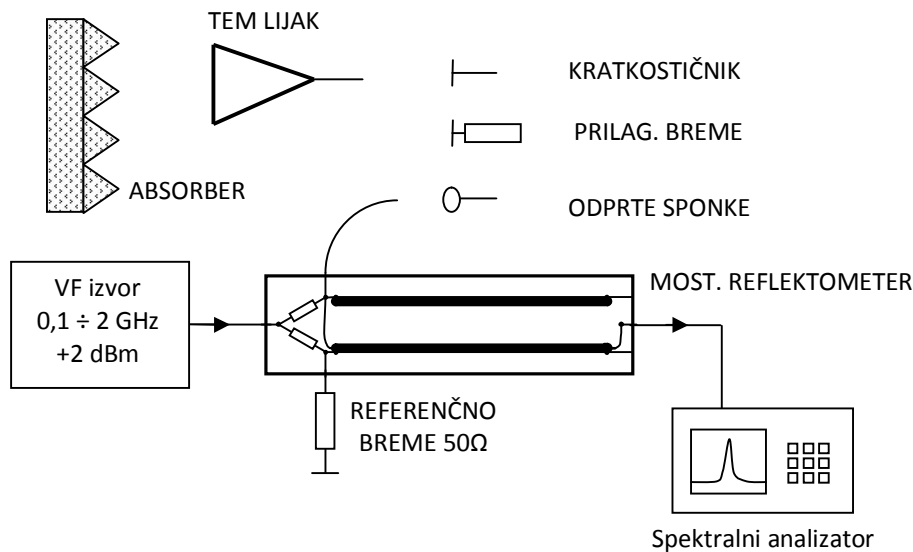
Slika 3: Zračni trakasti dvovod, ki se razširi v TEM lijakasto anteno.

2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- izvor v frekvenčnem področju od 100 MHz do 2 GHz izhodne moči +2 dBm
- mostični reflektometer s simetričnim členom
- visokofrekvenčni spektralni analizator
- pripomočki za kalibracijo: prilagojeno breme, kratek stik in odprte sponke
- merjenec: TEM lijakasta antena
- kos mikrovalovnega absorberja
- priključne kable za vse povezave

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov je prikazana na sliki 4.



Slika 4: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

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. Enačba napetostnega odziva mostičnega reflektometra je enaka $U = U_g/8 * \Gamma$. Če merimo moč (namesto napetosti) in upoštevamo napetost na sponkah vira U_g' , dobimo naslednjo enačbo:

$$U_g' = U_g/2 \Rightarrow U^2 = \frac{U_g'^2}{4} * |\Gamma|^2 \Rightarrow P = \frac{P_{\max}}{16} * |\Gamma|^2$$

Meritev najprej izvedemo za kratkostičnik in odprte sponke, ki imata absolutno vrednost odbojnosti $|\Gamma|$ enako 1. Pri tem preverimo, če je odbojnost konstantna preko celotnega opazovanega frekvenčnega pasu 100 MHz do 2 GHz. Jakost moči odčitavamo na skali spektralnega analizatorja. Seveda uporabimo linearno amplitudno skalo, če merilnik z njo razpolaga.

V drugem delu meritve priključimo na merilni vhod mostička prilagojeno koaksialno breme (50 Ω), ki nam predstavlja idealno prilagoditev $|\Gamma| = 0$. Izmerjena vrednost odbojnosti nam v tem primeru predstavlja smernost samega mostička, ki nam omejuje merilno točnost. Nazadnje pomerimo še odbojnost TEM lijakaste antene, pri čemer pred odprtino lijaka postavimo dovolj velik kos mikrovalovnega absorberja. Ker je TEM lijak v osnovi sestavljen iz trakastega dvovoda, inštrumenti pa imajo večinoma koaksialni priključek, je na merjeni anteni še prilagodilni člen (ang. balun) med asimetričnim koaksialnim priključkom ter simetričnim zračnim dvovodom.

4. Prikaz značilnih rezultatov

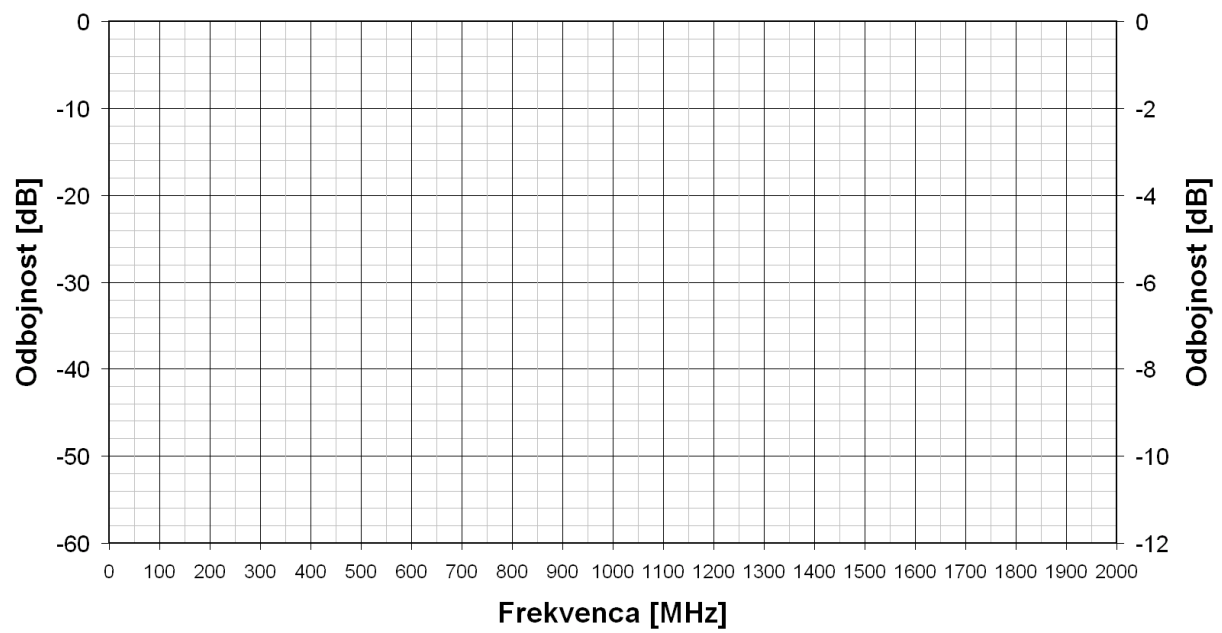
Pri vaji izmerimo najprej odbojnosti kratkega stika, odprtih sponk in prilagojenega bremena v frekvenčnem pasu od 100 MHz do 2 GHz, da ocenimo merilno točnost mostičnega reflektometra. Nato izmerimo še odbojnost TEM lijaka. Izmerjene frekvenčne poteke odbojnosti za vse meritve izrišemo na graf, kjer uporabimo linearno in še decibelsko skalo.

VAJA 15: Merjenje odbojnosti TEM lijakaVhodna moč v mostiček: $P_{max} =$ **Meritve:**

	Kratek stik		Odp. sponke		Prilag. breme	
f [MHz]	P []	$ \Gamma $ []	P []	$ \Gamma $ []	P []	$ \Gamma $ []
100						
500						
1000						
1500						
2000						

	TEM lijak	
f [MHz]	P []	$ \Gamma $ []
100		
200		
300		
400		
500		
600		
700		
800		
900		
1000		
1100		
1200		
1300		
1400		
1600		
1800		
2000		

Grafi:

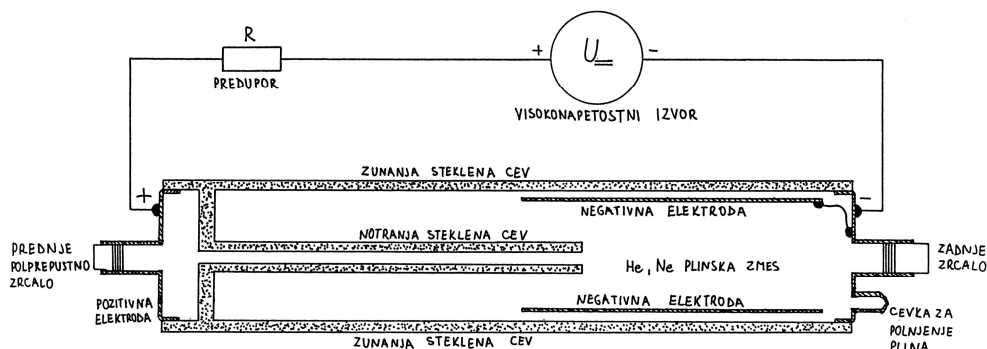


VAJA 16: Rodovi nihanja helij-neonskega laserja

1. Helij-neonska laserska cev

Čeprav se helij-neonski (HeNe) laser običajno ne uporablja za optične komunikacije po svetlovodih, je delovanje te vrste laserja zelo podobno drugim vrstam laserjev. Za razliko od polprevodniških laserjev je helij-neonski laser mnogo večji, ponavadi je v steklenem ohišju in običajno oddaja vidno svetlobo. Zaradi slednjega lahko konstrukcijo laserja in vse pojave opazujemo kar s prostim očesom. Poleg tega se helij-neonski laser uporablja kot izvor zelo kvalitetne svetlobe za celo vrsto poskusov v optiki. Zaradi velike dolžine optičnega rezonatorja (okoli 30000 valovnih dolžin) je frekvenčni spekter HeNe laserja zelo ozek, dosti ožji od polprevodniških laserjev.

Konstrukcija helij-neonskega laserja je prikazana na sliki 1. Ker je aktivna laserska snov zmes plinov, mora biti ohišje laserja hermetično zaprta cev: to je naloga zunanje steklene cevi in dveh kovinskih pokrovov, privarjenih na oba konca cevi. Energijo za delovanje dovajamo v plinsko zmes preko električnega preboja v plinu. Električno gledano je HeNe laser torej tlivka, z nekaterimi posebnostmi. V HeNe laserju je aktivna laserska snov plin neon. Dodatek helija znatno izboljšuje izkoristek črpanja ustreznih energijskih nivojev neona, kar omogoči da sploh dosežemo lasersko ojačenje svetlobe.



Slika 1: Zgradba HeNe laserske cevi.

Elektrode tlivke so zelo velike, da omejujemo segrevanje. V tlivkah se najbolj segreva negativna elektroda zaradi katodnega padca potenciala tik ob površini elektrode. Iz tega razloga kot katoda ne zadošča sam pokrovček cevi, pač pa je v stekleno cev vgrajena dodatna kovinska cev kot negativna elektroda. Če se elektrode HeNe laserja pregrejejo, to lahko povzroči osvobajanje plinov, ujetih na površini kovin, ki spremenijo sestavo plinov v cevi in preprečijo delovanje laserja.

Za vse vrste laserjev je značilno, da moramo dovesti zelo veliko količino energije na enoto aktivne snovi, da sploh dosežemo uporabno lasersko ojačenje. V plinskem laserju to storimo tako, da pot električnemu preboju zožimo na manj kot kvadratni milimeter s pomočjo dodatne, notranje steklene cevi. Čeprav med delovanjem laserja opazimo žarenje plina tudi drugod, je žarenje plina v notranji cevi dosti močnejše in samo tu pride do pojava laserskega ojačenja svetlobe. Ozka steklena cev je potrebna tudi zato, ker se spodnji energijski nivo neona prazni pri trkih atomov neona ob steno cevi.

Da dosežemo samostojno nihanje laserja, moramo aktivno lasersko snov vstaviti v rezonator, ki daje na določenih frekvencah zadosti močno povratno vezavo. Rezonator sestavimo iz dveh zrcal na obeh koncih cevi. Zrcala so izdelana iz stekla, ki je na notranji strani prevlečeno

z več plastmi različnih dielektrikov. Debeline in lomni količniki teh plasti so tako izbrani, da dosežemo odboj na želeni valovni dolžini in preprečimo odboj na drugih valovnih dolžinah.

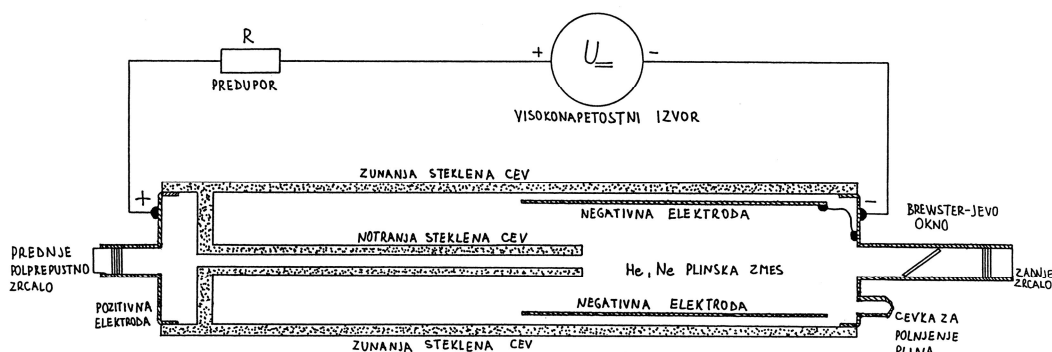
Če bi izdelali rezonator HeNe laserja z idealnimi zrcali, ki enako odbijajo vse valovne dolžine, bi takšen laser deloval v bližnjem infrardečem (nevidnem) področju, ker je tu ojačenje aktivne snovi največje. Da dosežemo delovanje laserja na valovni dolžini 632.8 nm (rdeča svetloba), potrebujemo zrcala, ki dobro odbijajo to valovno dolžino in hkrati čimmanj odbijajo infrardečo svetlobo. S primernimi (frekvenčno-odvisnimi) zrcali dosežemo nihanje laserja tudi na drugih valovnih dolžinah v vidnem spektru (oranžna, rumena ali zelena svetloba).

HeNe laserska cev je običajno dolga okoli 20 cm. Pri tej dolžini cevi potrebujemo za optimalno delovanje laserja na eni strani polprepustno zrcalo, ki prepušča približno 5 % vpadne svetlobe ter odbija preostalih 95 % svetlobe nazaj v laser. Na drugi strani laserskega rezonatorja bi želeli idealno zrcalo za delovno valovno dolžino 632.8 nm, vendar v praksi dobimo tudi tu nekaj prepuščene svetlobe.

Ker znaša dolžina rezonatorja več kot 30000 valovnih dolžin pri delovni frekvenci laserja, ima takšen rezonator zelo dosti rezonančnih frekvenc. Resonančne frekvence so v primeru ravnih zrcal razmahnjene za $\Delta f = c/2d$, kjer je c svetlobna hitrost in d razdalja med zrcaloma. Ker je razmak med posameznimi rezonancami manjši od spektralne širine aktivne plinske zmesi, HeNe laser niha na več (običajno treh, odvisno od dolžine cevi) spektralnih črtah hkrati.

Zaradi rotacijsko-simetrične konstrukcije laserske cevi je polarizacija HeNe laserja nedoločena. Zaradi pozitivne povratne vezave v laserju bo tudi najmanjša dvolomnost zrcal povzročila, da bo laser rajši nihal z določeno polarizacijo. Ravnina polarizacije je nestabilna in se s segrevanjem laserske cevi počasi spreminja.

Delovanje HeNe laserja s povsem določeno linearno polarizacijo dosežemo z vgradnjo steklene ploščice v rezonator, ki mora biti nagnjena za Brewster-jev kot glede na smer žarka v rezonatorju. Izvedba polarizirane HeNe laserske cevi je prikazana na sliki 2. Brewster-jevo okno sicer odbija komaj kakšnih 10 % svetlobe z nezaželeno polarizacijo, vendar je to povsem zadosti, da prepreči nihanje laserja z neželeno polarizacijo.



Slika 2: Zgradba polarizirane HeNe laserske cevi.

2. Rodovi nihanja HeNe laserske cevi

Laserski izvor svetlobe je v marsičem podoben običajnim električnim oscilatorjem. Vsak električni oscilator potrebuje ojačevalnik in povratno vezavo, ki določa frekvenco nihanja oscilatorja. Na frekvenco nihanja električnega oscilatorja seveda vplivajo tudi lastnosti

ojačevalnika, predvsem frekvenčni potek ojačenja in nelinearne lastnosti ojačevalnika pri velikih signalih v področju zasičenja.

Laserski izvor svetlobe vsebuje kot ojačevalnik aktivno snov, ki daje lasersko ojačenje svetlobe. Povratno vezavo zagotovimo z zrcali različnih izvedb. Zrcala tvorijo optični rezonator, ki je frekvenčno močno odvisen. Tudi lasersko ojačenje aktivne snovi je frekvenčno odvisno. Za razliko od električnih ojačevalnikov, ki se običajno obnašajo kot nizkoprepustna sita, se obnaša lasersko ojačenje kot pasovno sito okoli ene ali več različnih valovnih dolžin, ki ustrezajo laserskim energijskim prehodom v aktivni snovi.

Frekvenčni potek in število rezonančnih frekvenc optičnega rezonatorja sta odvisna od vrste uporabljenih zrcal in njihove medsebojne namestitve. V laserjih z dvema koncentriranima zrcaloma na obeh koncih rezonatorja (imenovan tudi Fabry-Perot ali FP rezonator) je število rezonančnih frekvenc izredno visoko, nekje med 1000 in 1000000. Število rezonančnih frekvenc lahko znižamo z uporabo frekvenčno odvisnih zrcal oziroma z uporabo porazdeljene povratne vezave (angl. distributed feed-back ali DFB laser).

Kot posledica velikega števila rezonančnih frekvenc laserji običajno nihajo na več različnih valovnih dolžinah hkrati. Ker so laserski rezonatorji običajno podolgovate oblike, največkrat opazimo le vzdolžne rodove vrste TEM_{00n} . Pri širših rezonatorjih (laserji velike moči) opazimo tudi pojav prečnih rodov vrste TE_{lmn} in TM_{lmn} . Medtem ko vzdolžni rodovi kazijo le frekvenčni spekter izhodne svetlobe, prečni rodovi kazijo tudi obliko izhodnega žarka laserja.

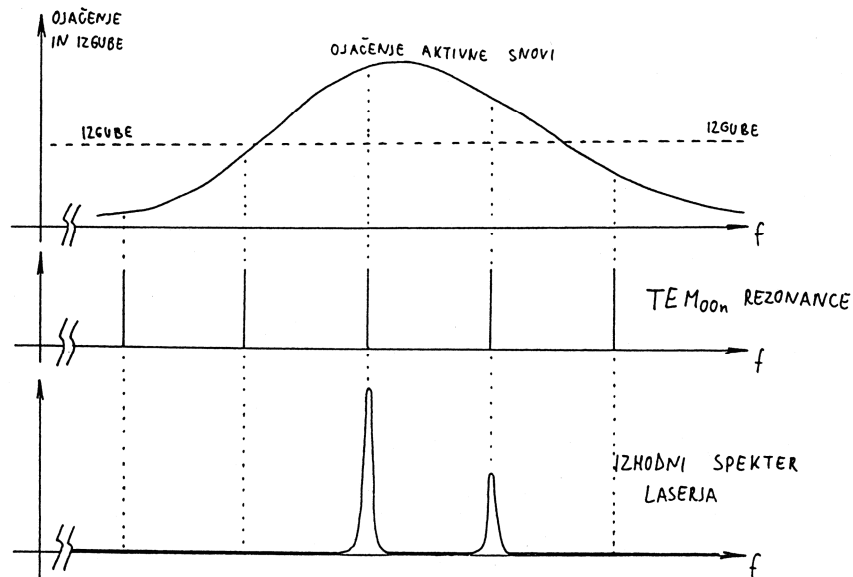
HeNe laser je plinski laser z majhnim ojačenjem in zelo podolgovatim rezonatorjem preseka okoli 1 mm in dolžine okoli 250 mm. V HeNe laserju zato običajno opazimo le pojav več vzdolžnih TEM rodov. Aktivna snov, primerno vzbujeni Ne atomi, daje lasersko ojačenje na več različnih valovnih dolžinah. Z uporabo frekvenčno odvisnih zrcal na obeh koncih rezonatorja dosežemo delovanje laserja na valovnih dolžinah okoli 632.8 nm (vidna rdeča svetloba).

Vzbujeni Ne atomi so razmeroma ozkopasoven ojačevalnik na frekvenci 474 THz, ki ustreza valovni dolžini 632.8 nm. Frekvenčna pasovna širina ojačenja aktivne snovi (vzbujenih Ne atomov) je v velikostnem razredu nekaj GHz oziroma komaj nekaj milijonink osrednje frekvence 474 THz.

Pri dolžini laserske cevi 250 mm so posamične rezonančne frekvence TEM rodov med sabo razmaknjene za 600 MHz. Pasovna širina vsake posamične rezonance je v velikostnem razredu 1 MHz. Helij-neonski laser zato običajno niha na več spektralnih črtah hkrati, kot je to prikazano na sliki 3.

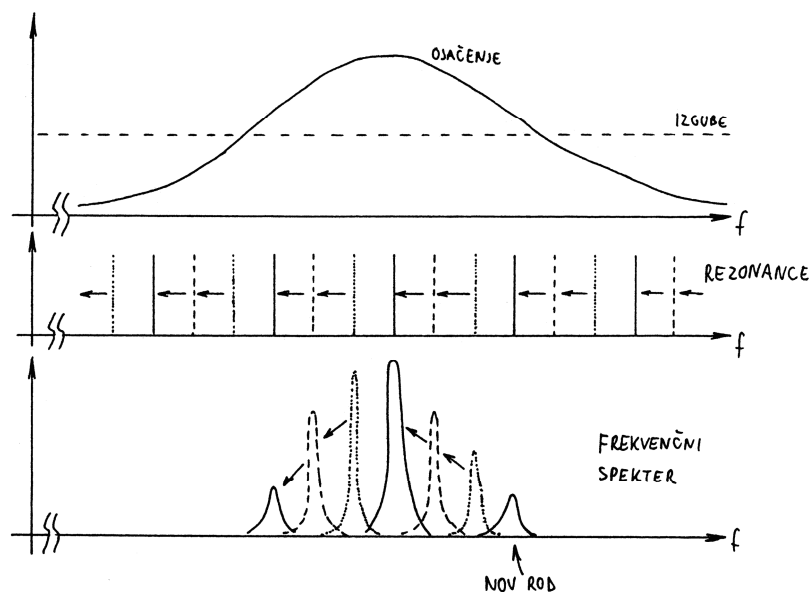
Med delovanjem se HeNe laserska cev segreva, pri tem se cev razteza in razdalja med zrcali se počasi povečuje z naraščajočo temperaturo. Z razmikanjem zrcal se spreminjajo rezonančne frekvence posameznih rodov. Ker nudi aktivna snov zadostno ojačenje za vzdrževanje nihanja le v omejenem frekvenčnem pasu, nihanje določenega rodu presahne, ko frekvenca rodu zdrsne izven območja ojačenja aktivne snovi, kot je to prikazano na sliki 4.

Hkrati lahko začne laser nihati na povsem novem rodu, ki je ravnokar vstopil v območje zadostnega ojačenja aktivne snovi. Ob vklopu HeNe laserja opazimo pojav preskoka rodov s periodo v velikostnem razredu 10 sekund. Z rastočo temperaturo cevi postaja pojav počasnejši in se povsem ustavi, ko doseže temperatura cevi ravnotežno stanje.



Slika 3: Ojačenje, izgube, rezonance in spekter HeNe laserja.

Tudi ko HeNe laserska cev nima vgrajenega Brewstrovega okna, so posamični TEM rodovi linearno polarizirani. V nepolarizirani laserski cevi so sosednji rodovi vedno ortogonalno polarizirani, zato se s preskokom rodov menja tudi polarizacija izhodne svetlobe.



Slika 4: Časovni razvoj frekvenčnega spektra laserja.

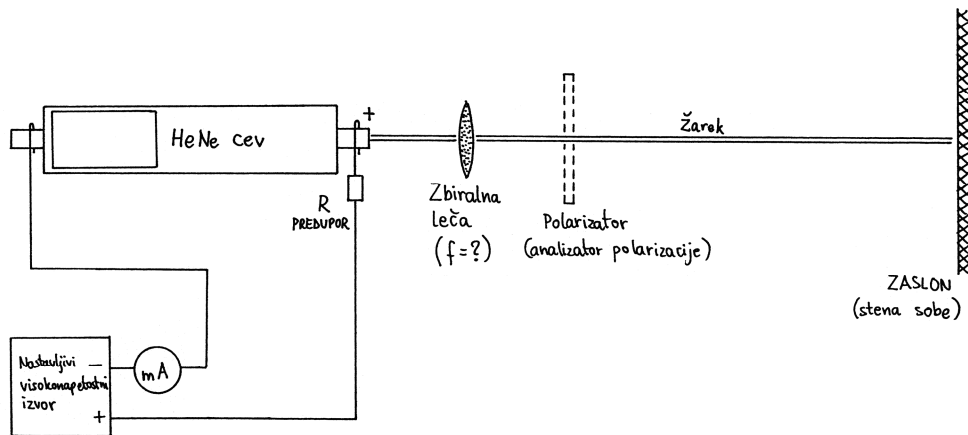
3. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Običajno, nepolarizirano HeNe lasersko cev (brez ohišja)
- Polarizirano HeNe lasersko cev (brez ohišja)
- Več različnih preduporov $100 \text{ k}\Omega - 5 \text{ M}\Omega$
- Nastavljivi visokonapetostni izvor za napajanje cevi
- Si fotodiodo s predojačevalnikom in napajalnikom

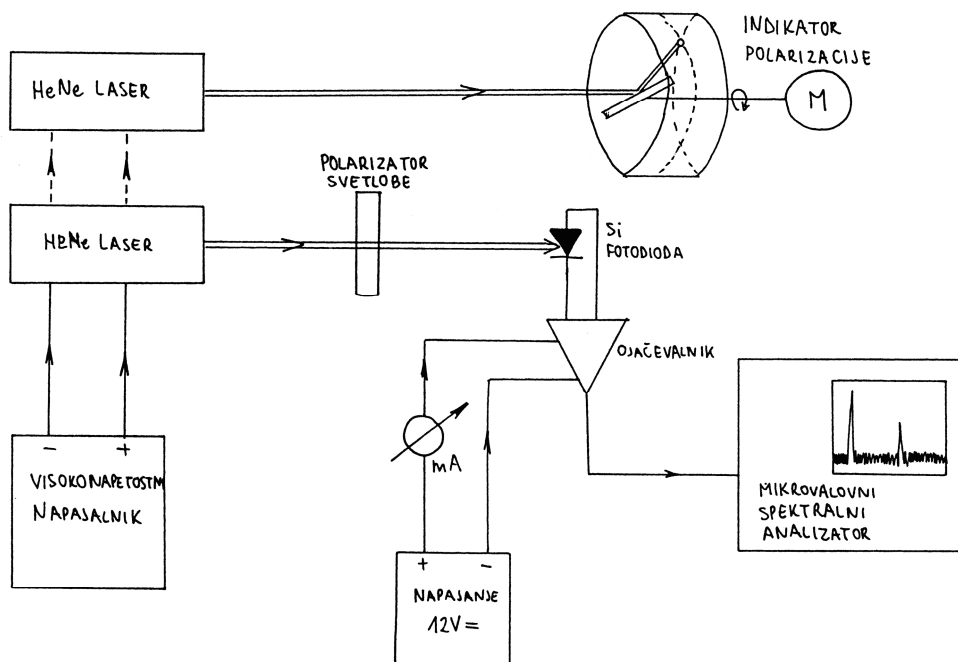
- Mikrovalovni (radijski) spektralni analizator 0-2 GHz
- Nastavljivi polarizator svetlobe
- Indikator polarizacije svetlobe z vrtečim Brewstrovim zrcalom
- Mikro/miliampermeter za merjenje toka fotodiode
- Optično klop s podstavki za sestavljanje vaje

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov za meritev polarizacije in delovnega režima v laserski cevi (tlivka ali laserska svetloba) sta prikazana na sliki 5.



Slika 5: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov za meritev polarizacije in delovnega režima.

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov za meritev nihanja rodov v laserski cevi sta prikazana na sliki 6.



Slika 6: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

4. Obrazložitev in opis poteka vaje

4.1. Polarizacija in delovni režim laserske cevi

Za napajanje laserske cevi potrebujemo ustrezen visokonapetostni izvor. Laserska cev dane dolžine potrebuje za vžig napetost okoli 6 kV, med normalnim delovanjem pa znaša padec napetosti na cevi okoli 1200 V. Idealen izvor za napajanje laserske cevi je tokovni generator, praktično pa uporabljamo napetostni izvor z zaporedno vezanim preduporom.

Pri priključitvi cevi pazimo na polariteto. Laserska cev bi sicer delovala tudi z obratno polariteto oziroma pri napajanju z izmeničnim tokom, vendar bi se zaradi prekomernega segrevanja elektrod življenjska doba cevi precej zmanjšala.

Med delovanjem cevi opazimo močno svetlo-roza-rdečo svetlobo predvsem v notranjosti tanke notranje cevi. Ta svetloba vsebuje več povsem različnih spektralnih črt in je odvisna izključno od plinske zmesi ter jakosti toka skozi cev. Vzдолžna in prečna koherentna dolžina te svetlobe so zelo majhne in ustrezajo svetlobi tlivke, zato s takšno svetlobo težko opazimo interferenčne pojave.

Na obeh koncih laserske cevi pa izhaja svetloba povsem drugačne rdeče barve. Ker so rodovi v laserskem rezonatorju skoraj TEM, nihajo zaključne ploskve rezonatorja – zrcala skoraj povsem sofazno in je laserska svetloba usmerjena v obliko tankega žarka, ki po premeru ustreza premeru notranje steklene cevi v laserski cevi. Zaradi velike vzdolžne in prečne koherentne dolžine opazimo interferenčne pojave (migotanje, zrnatost) na vseh predmetih, ki so obsijani z lasersko svetlobo.

Izkoristek HeNe laserja je zelo majhen. Cev dolžine 20 cm normalno deluje pri toku 5 mA in napetosti 1200 V, se pravi troši električno moč 6 W, izhodna svetlobna moč v obliki laserske svetlobe pa znaša komaj 2 mW. Kljub majhni moči je laserska svetloba nevarna za človeško oko, ker zaradi velike prečne koherentne dolžine oko fokusira lasersko svetlobo v eno samo točko na mrežnici.

4.2. Meritev nihanja rodov v laserski cevi

Vzdolžni rodovi v helij-neonskem laserju se neposredno kažejo v frekvenčnem spektru izhodne svetlobe, zato jih lahko neposredno opazujemo z optičnim spektralnim analizatorjem. Nihanje HeNe laserja na več rodovih zmanjšuje za več velikostnih razredov koherentno dolžino izhodne svetlobe, kar lahko opazujemo z interferometrom.

Usihanje posameznih rodov, pojav novih rodov in preskakovanje med rodovi opazimo tudi s fotodiodo kot majhne spremembe izhodne moči laserja, kar lahko izmerimo z meritvijo enosmernega toka skozi fotodiodo. Nihanje laserja na več rodovih lahko povzroči interferenčni pojav, ki ga opazimo kot amplitudno modulacijo izhodne svetlobe s povsem določenimi frekvencami, ki natančno ustrezajo dolžini laserske cevi.

Glede na dolžine razpoložljivih laserskih cevi pričakujemo električne signale v frekvenčnem področju od 300 MHz do 1000 MHz. Takšne signale najlažje opazujemo in izmerimo z mikrovalovnim (radijskim) spektralnim analizatorjem. Iz izmerjene frekvence lahko potem natančno izračunamo razdaljo med zrcali znotraj laserske cevi. Iz celotnega frekvenčnega spektra lahko tudi določimo število rodov, na katerih hkrati niha laserska cev.

Interferenco med rodovi HeNe laserja najlažje opazimo pri polarizirani laserski cevi, saj imajo tu vsi rodovi isto polarizacijo in bo interferenčni pojav na fotodiodi vedno viden. Pri nepolarizirani HeNe laserski cevi so sosednji rodovi med sabo ortogonalno polarizirani, zato takšna svetloba ne tvori nobenega interferenčnega pojava na fotodiodi.

Pri nepolarizirani HeNe laserski cevi zato najprej določimo obe ravnini polarizacije rodov s pomočjo indikatorja polarizacije z vrtečim Brewstrovim zrcalom. Nato lasersko cev usmerimo na fotodiodo, vmes pa vstavimo polarizator. Polarizator zavrtimo tako, da je njegova ravnina pod kotom 45° glede na ravnini rodov v laserski cevi. Ko na mikrovalovnem spektralnem analizatorju opazimo interferenčni signal, z vrtenjem polarizatorja poskusimo izboljšati maksimum. Če pri nepolarizirani laserski cevi odstranimo zunanji polarizator, interferenčni pojav izgine oziroma močno oslabi.

5. Prikaz značilnih rezultatov

Pri HeNe plinskem laserju lahko enostavno opazujemo ter izmerimo prag laserja. Prag laserja je tista moč vzbujanja laserja, ki ravno zadošča za nihanje laserja. Pri laserjih z električnim vzbujanjem (plinski, polprevodniški) običajno definiramo tok praga laserja. Če laser vzbuja z manjšim tokom od praga, bo ojačenje laserja premajhno za vzdrževanje laserskega nihanja in naprava bo oddajala le običajno svetlobo tlivke ali svetleče diode. Električni ekvivalent te zadnje vrste svetlobe je šum ojačevalnika, ki ima preslabotno povratno vezavo, da bi nihal kot oscilator.

Pri 20 cm dolgem HeNe laserju znaša običajni delovni tok 5 mA, prag delovanja laserja pa zagotavlja proizvajalec manj kot 3 mA. Praktično lahko prag laserja izmerimo tako, da zaporedno z lasersko cevjo vežemo miliampermeter in spreminjamo predupor. Pri zadosti velikem preduporu laserska svetloba izgine, ostane pa običajna svetloba tlivke.

S pomočjo izmerjenega delovnega toka, ocenjene napajalne napetosti 1200 V in iz laserja prebrane izhodne optične moči izračunamo izkoristek HeNe laserja.

Polarizacijo laserske cevi preverimo s pomočjo polarizatorja svetlobe, ki ga vstavimo kot analizator v izhodni svetlobni snop. Pri polarizirani laserski cevi lahko z vrtenjem polarizatorja poiščemo oster minimum, ki se s časom ne spreminja. Pri nepolarizirani cevi lahko sicer tudi najdemo minimum, ki pa začne slabeti, povsem izgine in se čez čas spet prikaže na istem mestu, to je pri istem kotu zasuka analizatorja.

Zabeležimo si tudi oznako in vrsto izmerjenih laserskih cevi, izmerjeno frekvenco interference rodov, izračunano razdaljo med zrcali laserskega rezonatorja in število rodov. Pri daljših ceveh lahko opazimo interferenco med več kot dvema rodovoma, kar opazimo kot višje harmonske frekvence ter kot dodaten interferenčni pojav v okolici osnovne interferenčne frekvence, saj razlike frekvenc posameznih rodov niso povsem enake.

VAJA 16: Rodovi nihanja helij-neonskega laserja**Meritve:**

Oznaka laserske cevi	Pragovni tok I_{prag} [mA]	Polariziranost	Izhodna moč [mW]	Izkoristek cevi [%]	Frekvenca interference [MHz]	Število rodov	Razdalja med zrcaloma

VAJA 17: Porazdelitev električnega toka na monopolu

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 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.

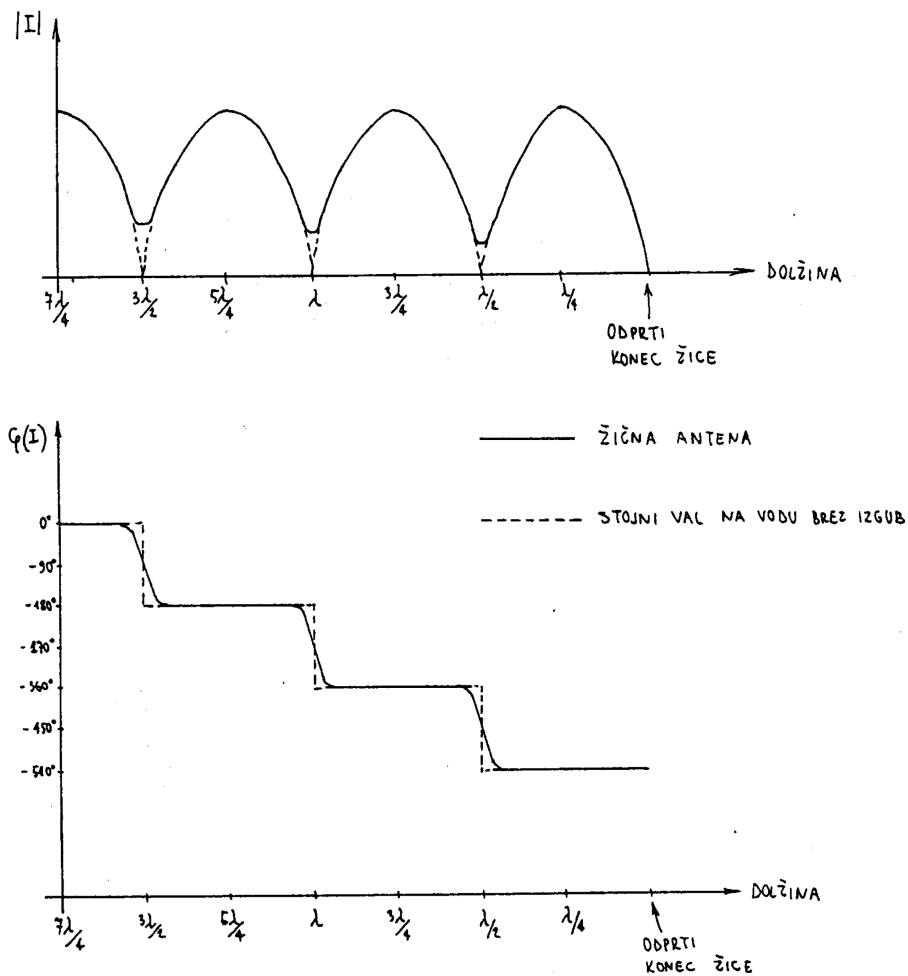
Ker pa nimamo brezizgubnega TEM voda, pač pa anteno, ki nekaj dovedene električne moči tudi izseva, vozli toka niso točno enaki nič, pač pa tu absolutna vrednost toka doseže minimum, faza pa je za 90 stopinj premaknjena glede na fazo toka v hrbtu (glej Sliko 1). Minimumi toka so seveda tembolj globoki, čim tanjša je žica, saj je tanjša žica bolj podobna prenosnemu vodu.

2. Seznam potrebnih pripomočkov

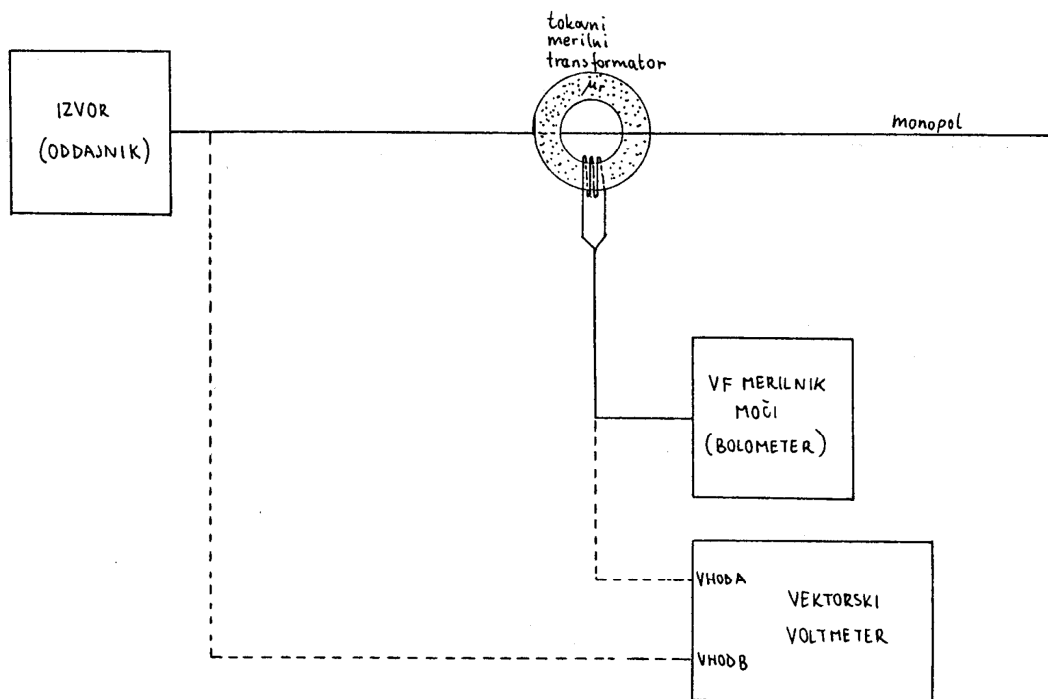
Za izvedbo vaje potrebujemo:

- 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 2.



Slika 1: Porazdelitev amplitude in faze toka na žični anteni



Slika 2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov

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.

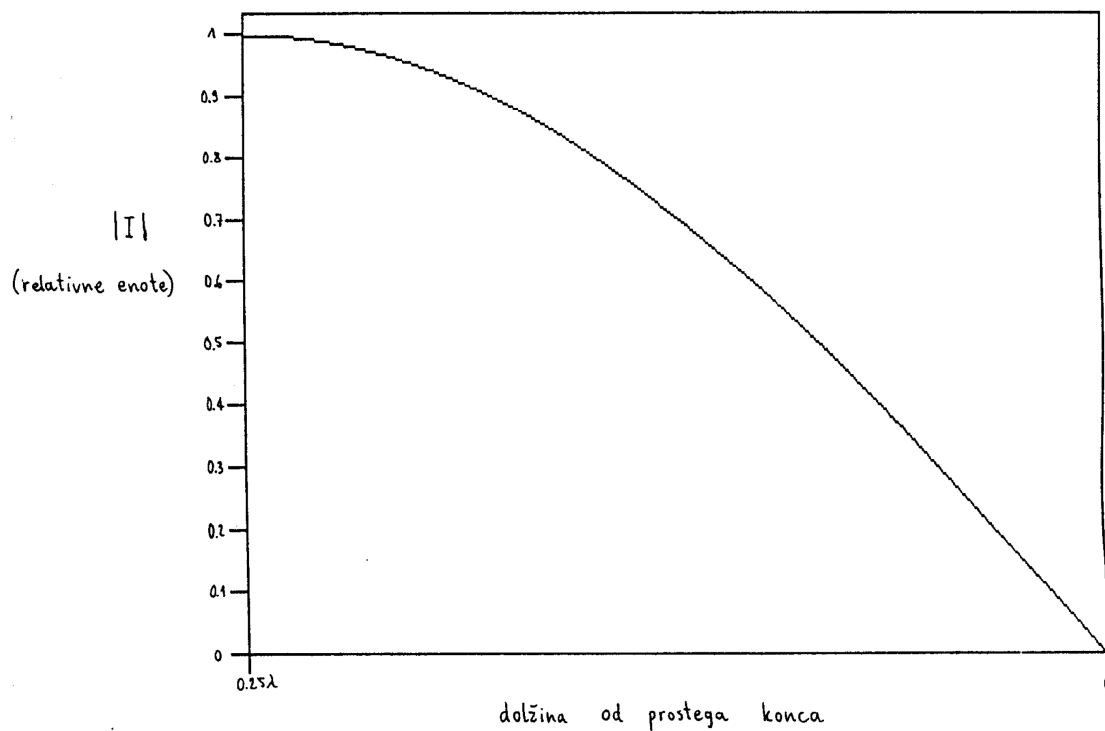
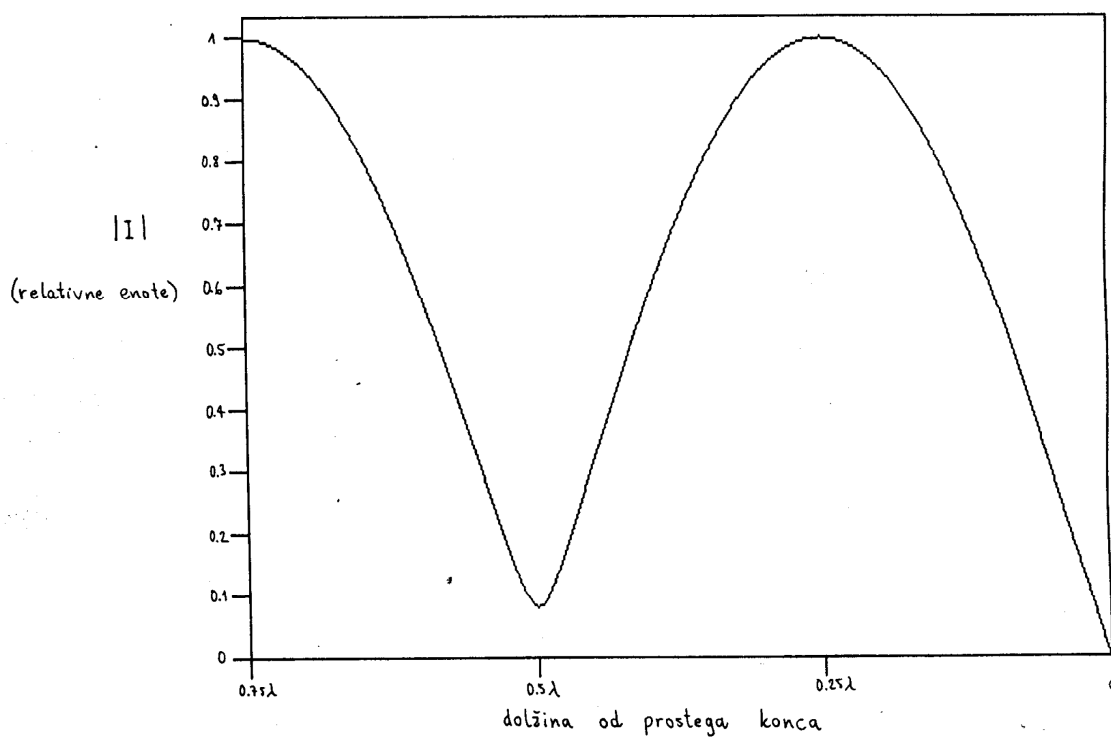
Izhodna impedanca generatorja je običajno 50Ω , vhodna impedanca opisane antene, se pravi monopola in protiuteži iz ohišja generatorja, pa je zelo spremenljiva. Zato se vsiljeni tok na priključku monopola zelo spreminja s frekvenco, kljub konstantni izhodni moči generatorja na standardnem 50-ohmskem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

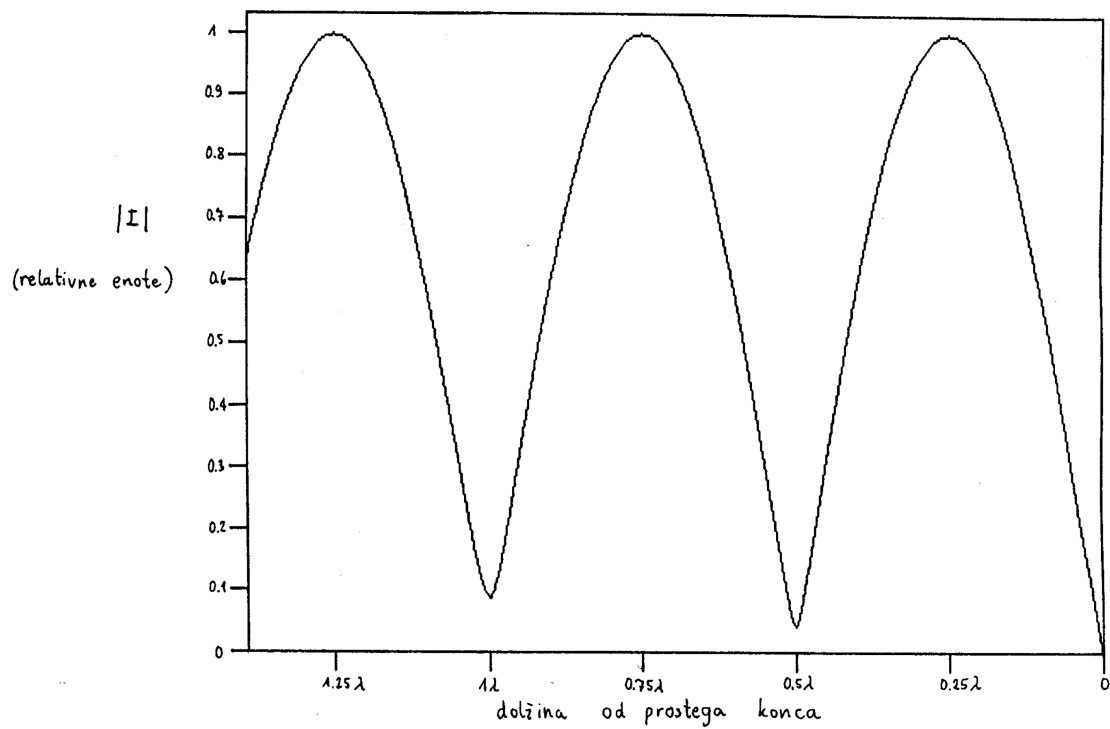
Uporabljena sonda za tok (tokovni merilni transformator) ima seveda celo vrsto pomanjkljivosti. Vsak merilnik toka odžira del moči iz vezja in ga tako moti. Uporabljena sonda vstavlja dodatno impedanco vezano zaporedno z žico merjenega monopola. Pri meritvah na antenah pa se pojavi še problem dovodnih 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.

4. Prikaz značilnih rezultatov

Vajo izvedemo na treh različnih frekvencah. Najnižjo frekvenco izberemo tako, da je dolžina monopola približno enaka četrt valovne dolžine (Slika 3). Srednjo frekvenco izberemo tako, da je dolžina monopola približno tri četrt valovne dolžine (Slika 4). Končno, najvišjo frekvenco izberemo tako, da je monopol dolg več valovnih dolžin (Slika 5). Posebno pazimo na položaj in globino minimumov!

Slika 3: Porazdelitev toka na monopolu dolžine $0,25\lambda$ Slika 4: Porazdelitev toka na monopolu dolžine $0,75\lambda$



Slika 5: Porazdelitev toka na monopolu dolžine $1,39\lambda$

VAJA 17: Porazdelitev električnega toka na monopolu

Dolžina monopola: _____ cm

Meritve:Monopol dolžine $0,25 \lambda$:

Frekvenca generatorja =

Razdalja od konca d [cm]	Jakost signala [mV]	Normirana jakost električnega toka $ I $	Faza električnega toka φ [°]
100			
90			
80			
70			
60			
50			
40			
30			
20			
10			
0			

Monopol dolžine $0,75 \lambda$:

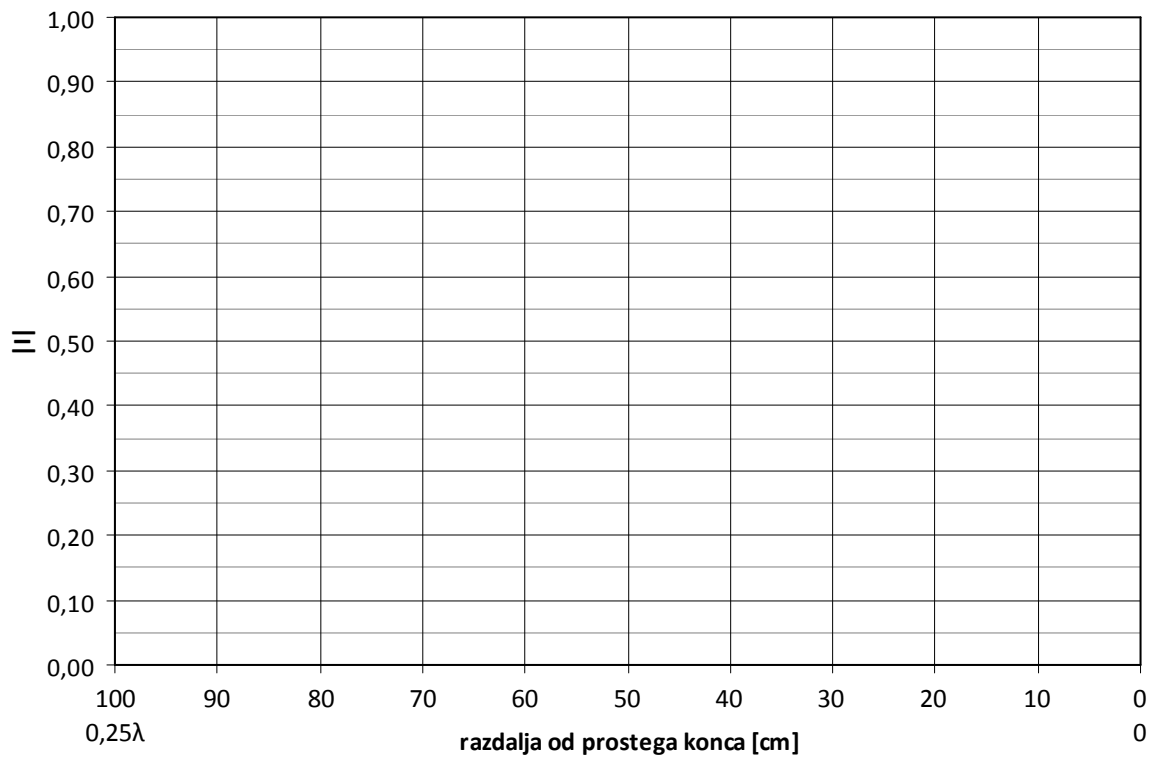
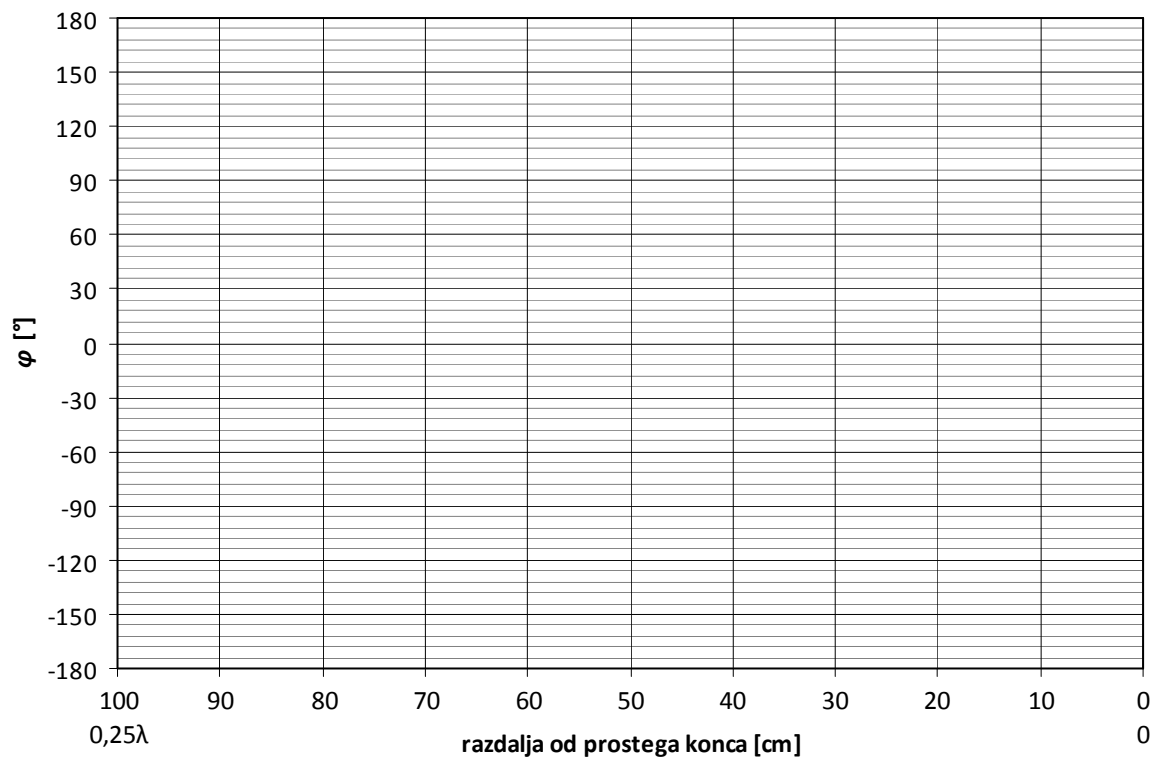
Frekvenca generatorja =

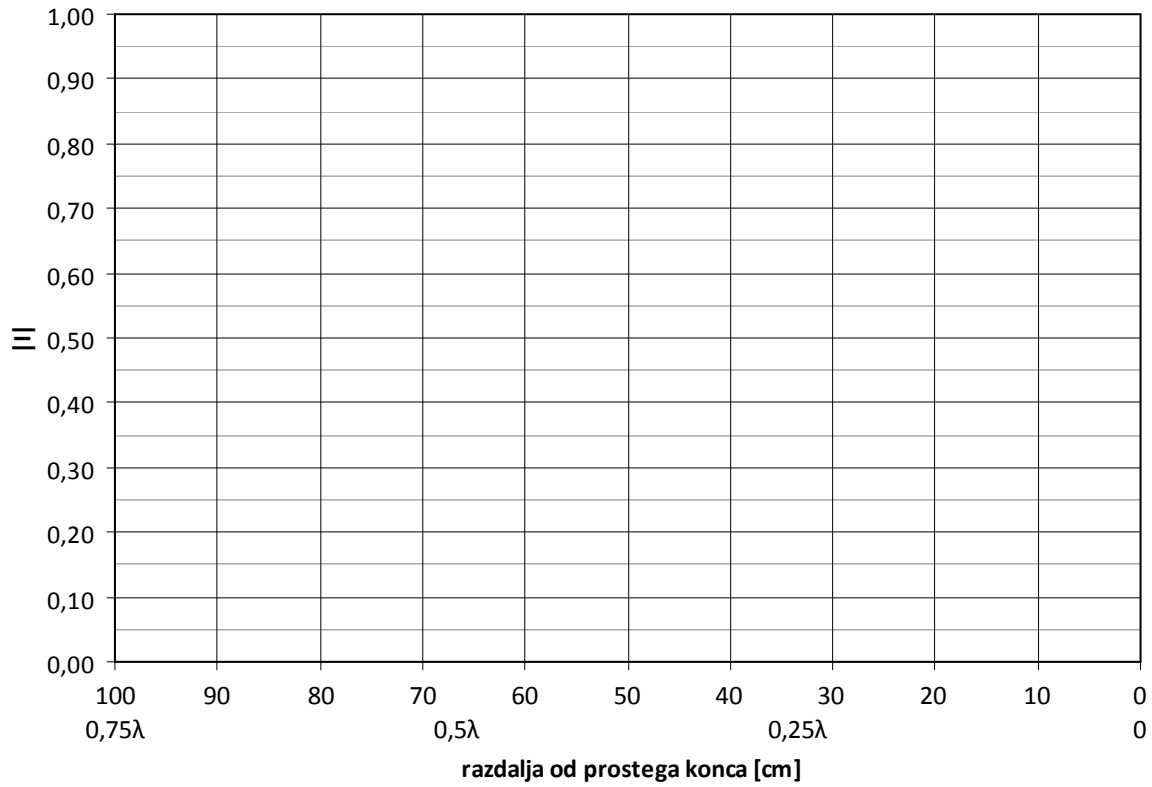
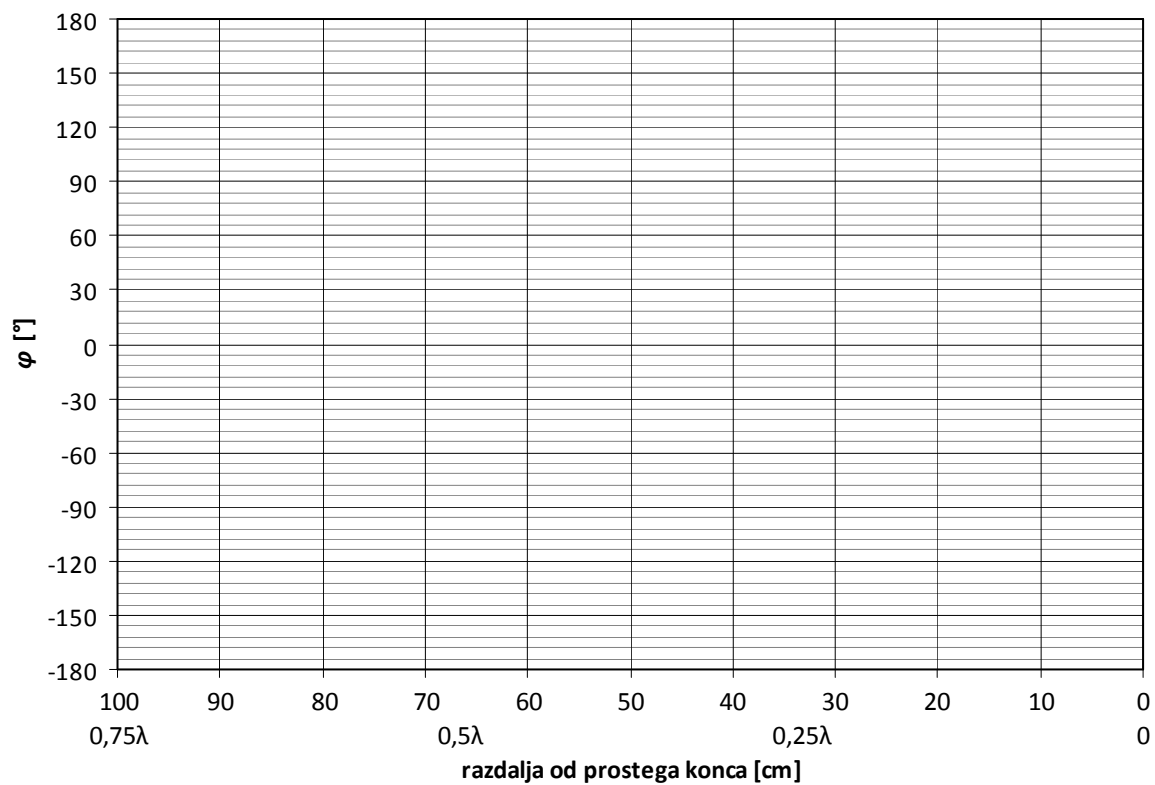
Razdalja od konca d [cm]	Jakost signala [mV]	Normirana jakost električnega toka $ I $	Faza električnega toka φ [°]
100			
90			
80			
70			
60			
50			
40			
30			
20			
10			
0			

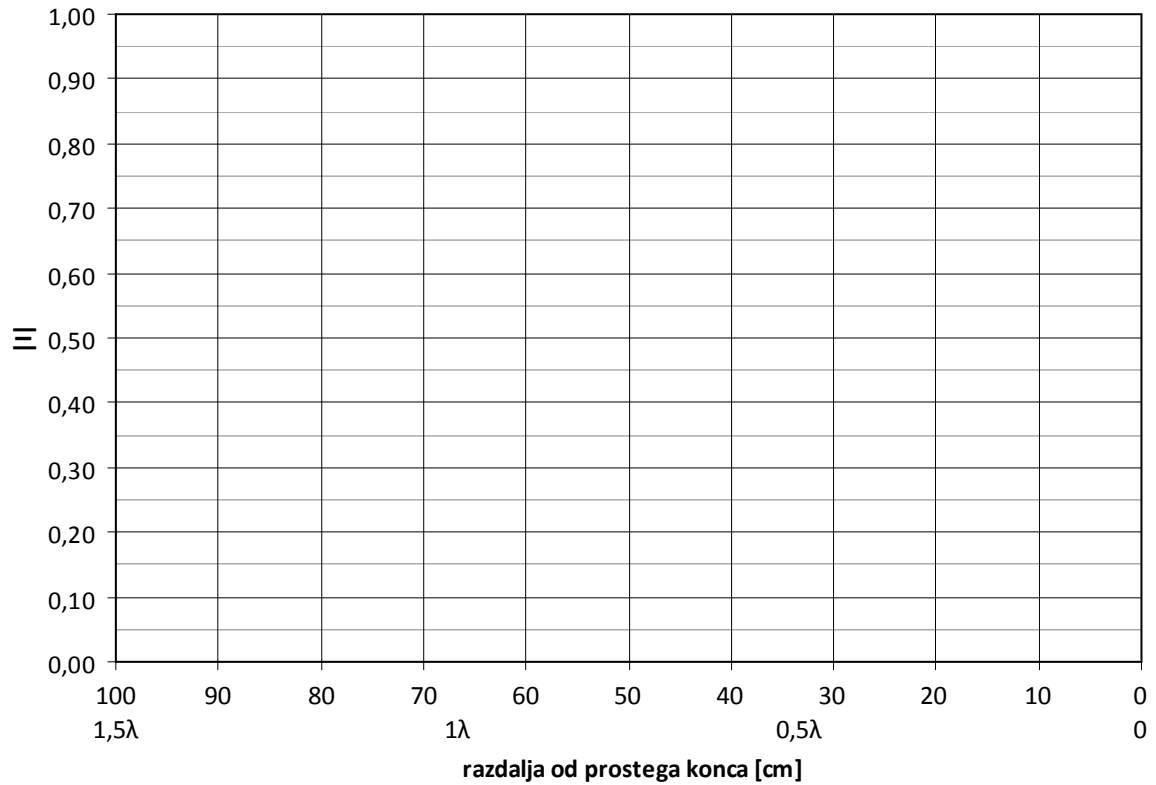
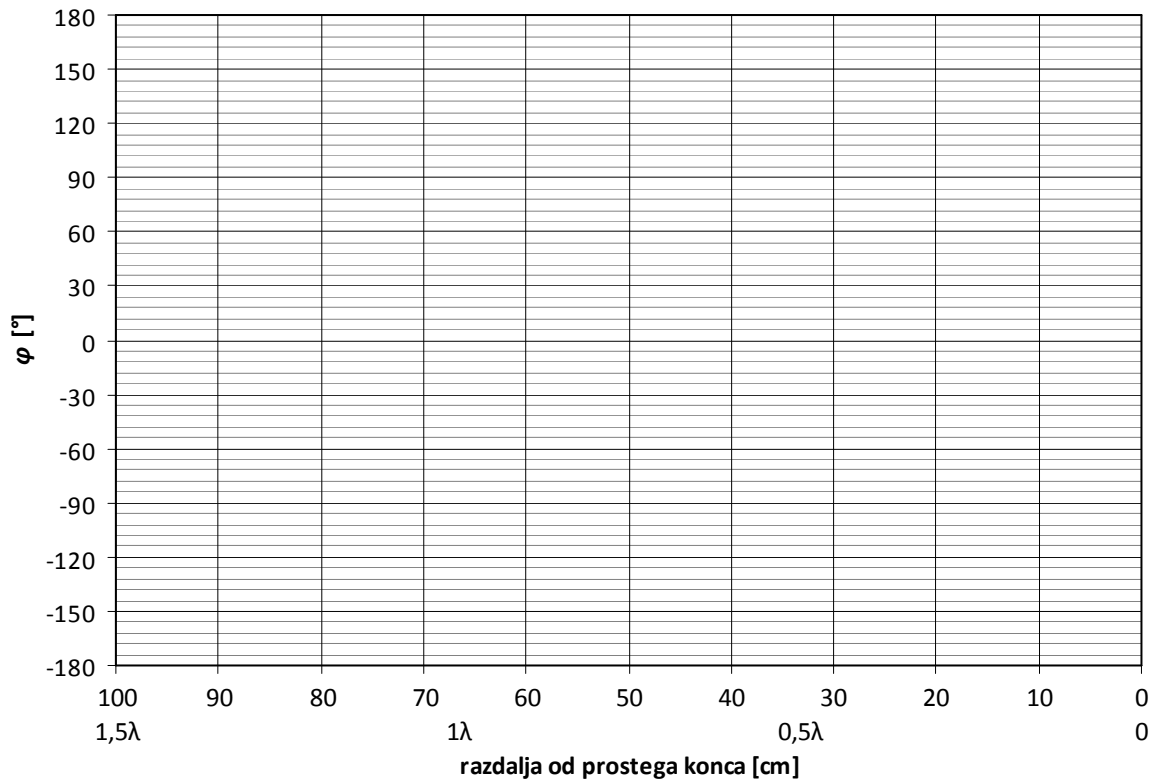
Monopol dolžine $1,5 \lambda$:

Frekvenca generatorja =

Razdalja od konca d [cm]	Jakost signala [mV]	Normirana jakost električnega toka $ I $	Faza električnega toka φ [°]
100			
90			
80			
70			
60			
50			
40			
30			
20			
10			
0			

Grafi:Porazdelitev jakosti toka na monopolu dolžine $0,25 \lambda$ Porazdelitev faze toka na monopolu dolžine $0,25 \lambda$ 

Porazdelitev jakosti toka na monopolu dolžine $0,75 \lambda$ Porazdelitev faze toka na monopolu dolžine $0,75 \lambda$ 

Porazdelitev jakosti toka na monopolu dolžine $1,5 \lambda$ Porazdelitev faze toka na monopolu dolžine $1,5 \lambda$ 

VAJA 18: Tuneliranje elektromagnetnega valovanja

1. Popolni odboj in tuneliranje

Na meji dveh snovi, v katerih se valovanje širi z različnimi hitrostmi, običajno opazimo dva pojava: lom valovanja v drugo snov in odboj valovanja nazaj v isto snov. Smeri lomljenega in odbitega valovanja določa Snell-ov lomni zakon. Lomni zakon enostavno razložimo tako, da mora biti fazni zamik med vpadnim, odbitim in lomljenim valovanjem enak kjerkoli na meji dveh snovi.

Ko je valovna dolžina vpadnega valovanja zadosti majhna (velik lomni količnik prve snovi) in je vpadni kot (glede na pravokotnico mejne ploskve) zadosti velik, se lahko zgodi, da v drugi snovi z nižjim lomnim količnikom ne more obstajati potujoče valovanje v nobeni smeri, ki bi izpolnjevalo zahtevo po enakem faznem zamiku v katerikoli točki mejne ploskve.

Ko lomljeno valovanje ne more obstajati, se celotna moč vpadnega valovanja pretvori v odbito valovanje. Pojav zato imenujemo popolni odboj. Popolni odboj praktično izkoriščamo v številnih napravah, naprimer v električnih in svetlobnih valovodih brez kovinskih sten, kar omogoča zelo majhno slabljenje.

Enostavna zahteva po enakem faznem zamiku kjerkoli na mejni ploskvi seveda ne more razložiti, kaj se pri popolnem odboju točno dogaja v drugi snovi, kjer ne moremo poiskati lomljenega valovanja. Točnejša obravnava popolnega odboja pokaže, da sega valovanja tudi v drugo snov z nižjim lomnim količnikom. Jakost valovanja v drugi snovi eksponentno upada z oddaljenostjo od meje snovi. Valovne fronte so pravokotne na mejo snovi in se pomikajo v smeri meje snovi. Valovanje v drugi snovi prenaša le jalovo (reaktivno) moč.

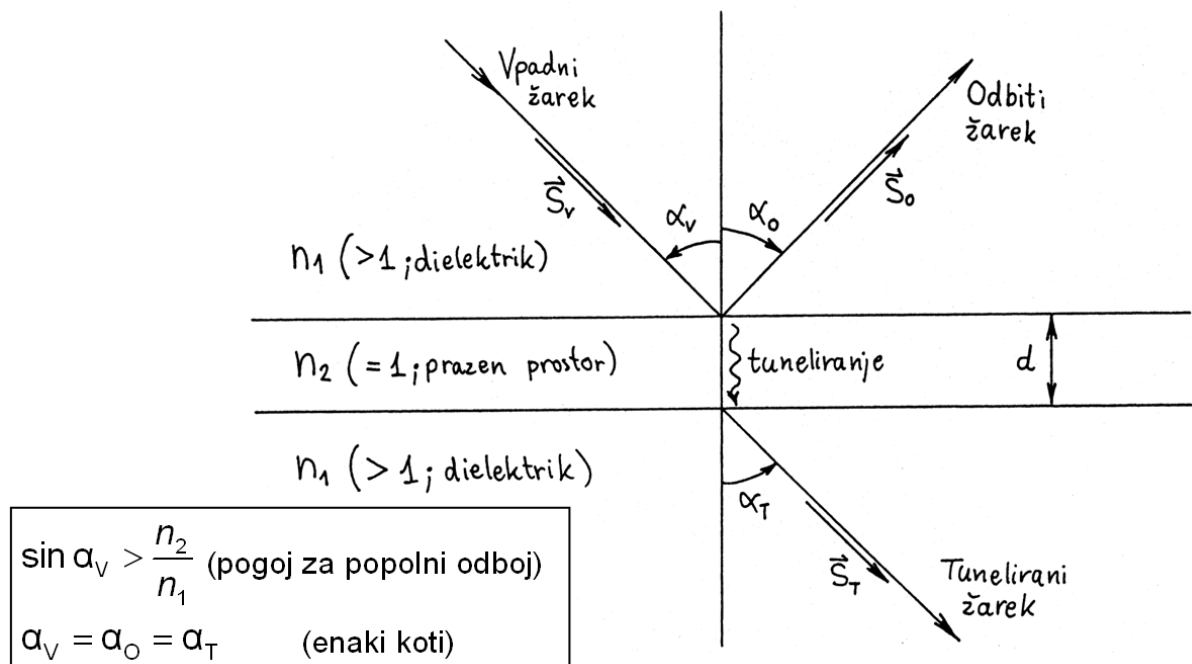
Pri praktični uporabi popolnega odboja moramo upoštevati, da pri pojavu sodeluje tudi snov z nižjim lomnim količnikom, kjer ne dobimo potujočega valovanja. Določiti je treba, koliko mora biti debela plast snovi z nižjim lomnim količnikom, da pojav popolnega odboja ne bo moten. Če plasti snovi z nižjim lomnim količnikom sledi spet snov z dovolj visokim lomnim količnikom, pride do tuneliranja dela moči valovanja, kar odžira moč odbitemu valovanju.

Najenostavnejši primer tuneliranja (elektromagnetnega ali drugačnega) valovanja je prikazan na sliki 1. Vpadno valovanje se širi po gornjem polprostoru z visokim lomnim količnikom n_1 in se večinoma odbije na meji plasti (debeline d) z nižjim lomnim količnikom n_2 . Del valovanja tunelira skozi plast n_2 v spodnji polprostor, ki ima spet visok lomni količnik n_1 .

Ista zahteva, kot za Snell-ov lomni zakon, takoj pove, da se tunelirano valovanje širi v isti smeri kot vpadno valovanje. V plasti z nižjim lomnim količnikom n_2 dobimo dve rešitvi za eksponentno upadajoče oziroma naraščajoče polje. Skupno polje obeh rešitev prenaša delovno moč tuneliranemu valovanju v spodnjem polprostoru z visokim lomnim količnikom n_1 .

Ker je elektromagnetno valovanje prečno (transverzalno) valovanje, dobimo seveda dve različni razmerji glede na smer elektromagnetnega polja: TE (električno polje vzporedno z mejno ploskvijo) in TM (magnetno polje vzporedno z mejno ploskvijo).

Kljub izpolnjeni zahtevi za popolni odboj je v slučaju tuneliranja moč odbitega žarka oslABLJENA glede na moč vpadnega žarka. Razlika moči gre v tunelirani žarek. Tuneliranje valovanja je zato pomemben izgubni mehanizem v dielektričnih valovodih. Pri ukrivljeni mejni ploskvi snovi lahko pride do tuneliranja že v sami snovi z nižjim lomnim količnikom n_2 , kar pomeni izgube na vseh krivinah dielektričnega valovoda.



Slika 1: Tuneliranje elektromagnetnega valovanja.

Moč tuneliranega valovanja zelo hitro upada z naraščanjem debeline d plasti z nižjim lomnim količnikom n_2 . Razmerje gostot moči tuneliranega in vpadnega valovanja je podano z izrazom

$$\frac{S_T}{S_V} = \frac{1}{1 + \frac{(1+u)^2}{4u} \operatorname{sh}^2 v},$$

kjer je

$$v = k_2 d \sqrt{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \sin^2 \alpha - 1}$$

in u , ki je različen za TE/TM

$$u_{TE} = \frac{\sin^2 \alpha - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2}{\cos^2 \alpha}, \quad u_{TM} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^4 u_{TE}.$$

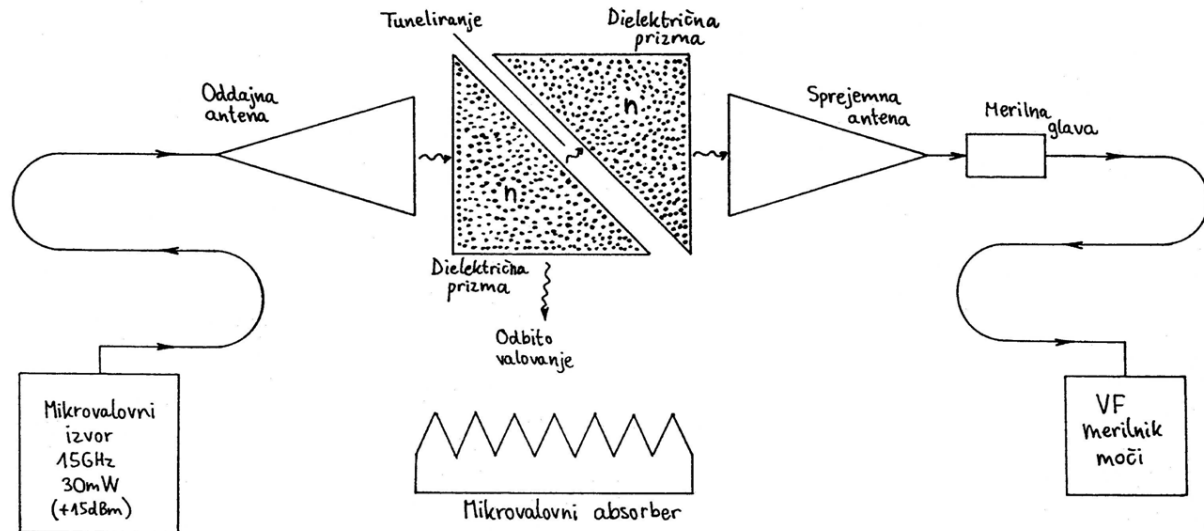
2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Nemoduliran mikrovalovni izvor za 15 GHz moči 30 mW (+15 dBm)
- Dve anteni (valovodna lijaka) za 15 GHz, na podstavkih
- Dve veliki dielektrični prizmi iz voska

- VF (mikrovalovni) merilnik moči s toplotno glavo
- Kos mikrovalovnega absorberja za frekvenčni pas 15 GHz
- Ravnilo za merjenje razdalje med prizmama in antenama

Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov sta prikazana na sliki 2.



Slika 2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Za vajo si oglejmo tuneliranje valovanja skozi špranjo med dvema dielektričnima prizmama. Prizmi potrebujemo zato, da lahko valovanje vzbudimo in merimo jakost odbitega ter tuneliranega valovanja v praznem prostoru. Pri uporabi 45-stopinjskih prizem mora biti lomni količnik n večji od korena iz 2 (dielektričnost večja od 2), da dobimo popolni odboj na stranici prizme, ki ustreza hipotenuzi osnovnice.

Poskus tuneliranja na svetlobnih frekvencah bi zahteval zelo točne premike obeh prizem, saj ima tuneliranje domet le nekaj valovnih dolžin, se pravi nekaj mikrometrov. Tuneliranje zato lažje opazujemo na nižjih frekvencah, pri večjih valovnih dolžinah. Za laboratorijski poskus so najprimernejši mikrovalovi. Pri frekvenci 15 GHz znaša valovna dolžina v praznem prostoru 2 cm. Prizmi sta izdelani iz svečnega voska (parafina) z relativno dielektričnostjo $\epsilon_r = 2,1$.

Kot izvor valovanja uporabimo mikrovalovni oddajnik na frekvenci 15 GHz z izhodno močjo okoli 30 mW. Oddajnik napaja anteno, mikrovalovni valovodni lijak, ki seva linearno polarizirano valovanje. Enako anteno uporabimo tudi na sprejemni strani. Sprejemno anteno povežemo na VF merilnik moči. Merilnik moči ima ločeno merilno glavo, ki jo priključimo neposredno na sprejemno anteno, da so izgube čimmanjše.

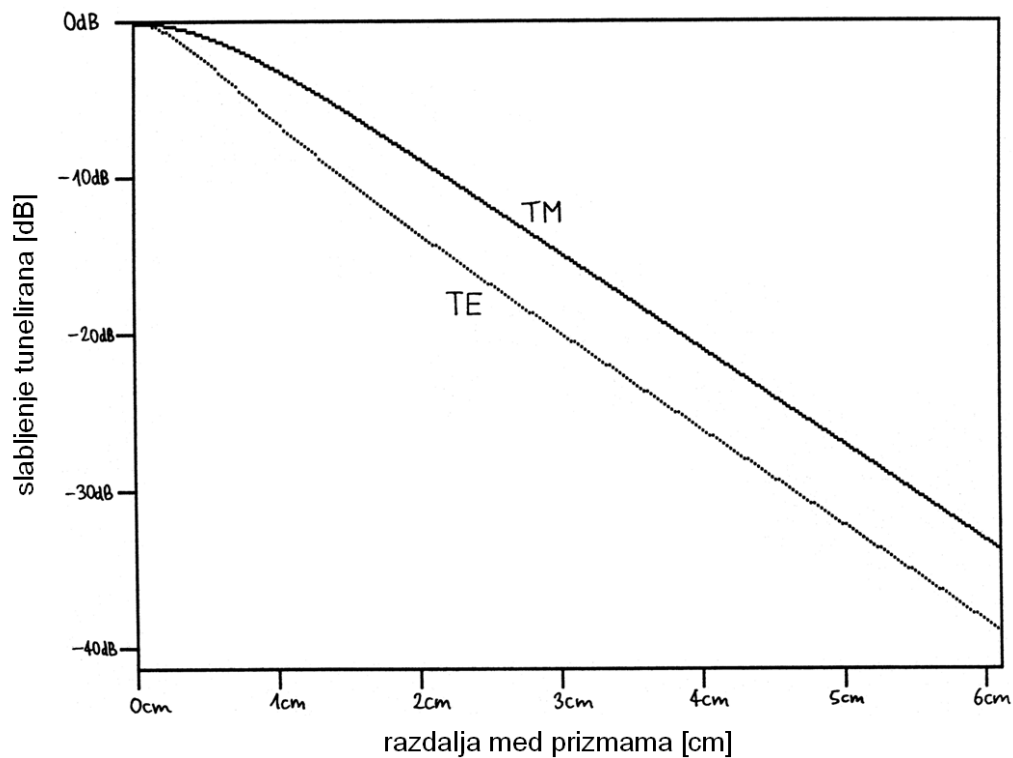
Pri postavljanju vaje pazimo, da so oddajna antena, obe prizmi in sprejemna antena točno orientirani in poravnani v vrsto, saj je jakost tuneliranja močno odvisna od vpadnega kota valovanja. Pri izvedbi vaje nas motijo tudi odbiti valovi na ostalih stranicah prizem in drugih predmetih v sobi. Glavnino seveda predstavlja odbito valovanje pri samem tuneliranju, ki ga skušamo zadržati s kosom mikrovalovnega absorberja. Kose mikrovalovnega absorberja

lahko dodatno namestimo tudi drugam, da izločimo neželene odboje, ki kazijo točnost meritve.

4. Prikaz značilnih rezultatov

Pri vaji skušamo izmeriti jakost tuneliranega valovanja kot funkcijo razdalje d med prizmama. Slabljenje tuneliranja je seveda odvisno od polarizacije vpadnega valovanja. Polarizacijo valovanja izbiramo tako, da primerno zasukamo oddajno in sprejemno anteno. Prizem ne obračamo, saj so pretežke in izdelane iz krhke snovi (voska).

Izračunano slabljenje tuneliranja je za dani primer prikazano na sliki 3. Pri vaji skušamo izmeriti in narisati dve podobni krivulji za TE in TM polarizaciji vpadnega valovanja. Rezultat vaje seveda vsebuje celo vrsto motilnih pojavov, kot so odboji na vstopni in izstopnih straneh prizem ter odboji od drugih predmetov v sobi. Uporabljene antene so premajhne, da bi v prizmah dobili povsem ravne valovne fronte.



Slika 3: Slabljenje tuneliranega valovanja.

Končno pri vaji zamenjamo položaja sprejemne antene in absorberja ter poskus ponovimo za obe polarizaciji TE in TM. Na ta način skušamo izmeriti slabljenje odbitega valovanja zaradi tuneliranja. Rezultat prikažemo z diagramom, kot funkcijo razdalje d med prizmama, na podoben način, kot v slučaju slabljenja tuneliranega valovanja.

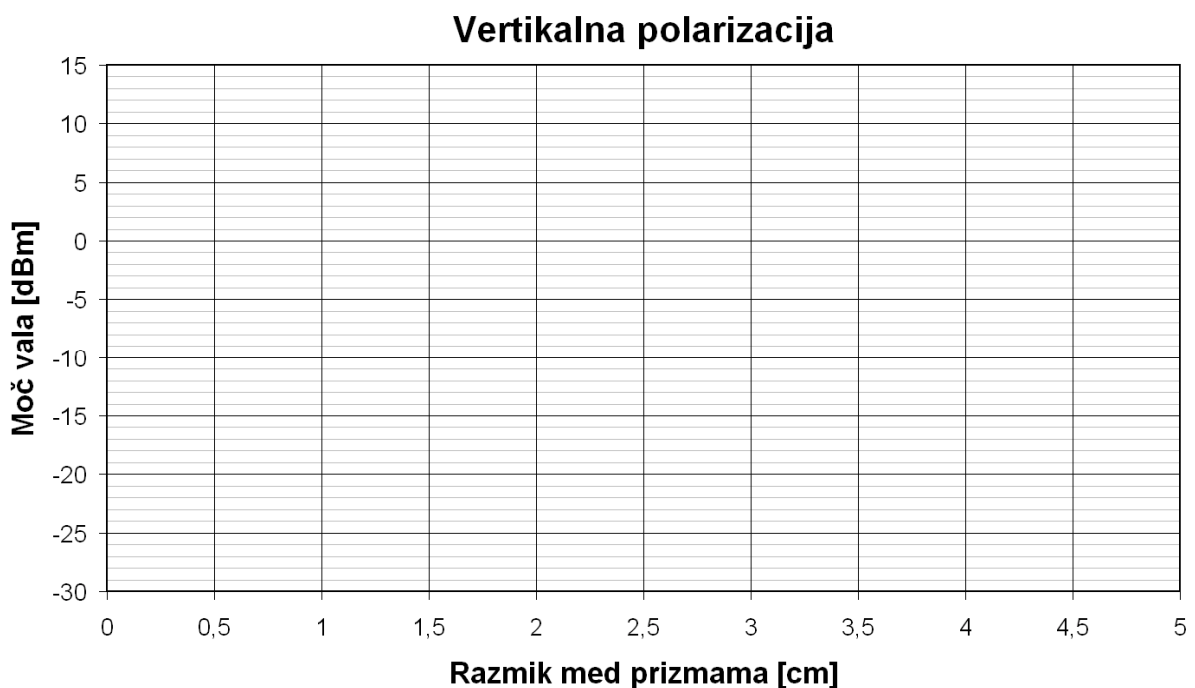
VAJA 18: Tuneliranje elektromagnetnega valovanja

Izmeri jakost tuneliranega in odbitega valovanja po spodnji tabeli ter nariši grafe jakosti obeh valovanj za obe polarizaciji.

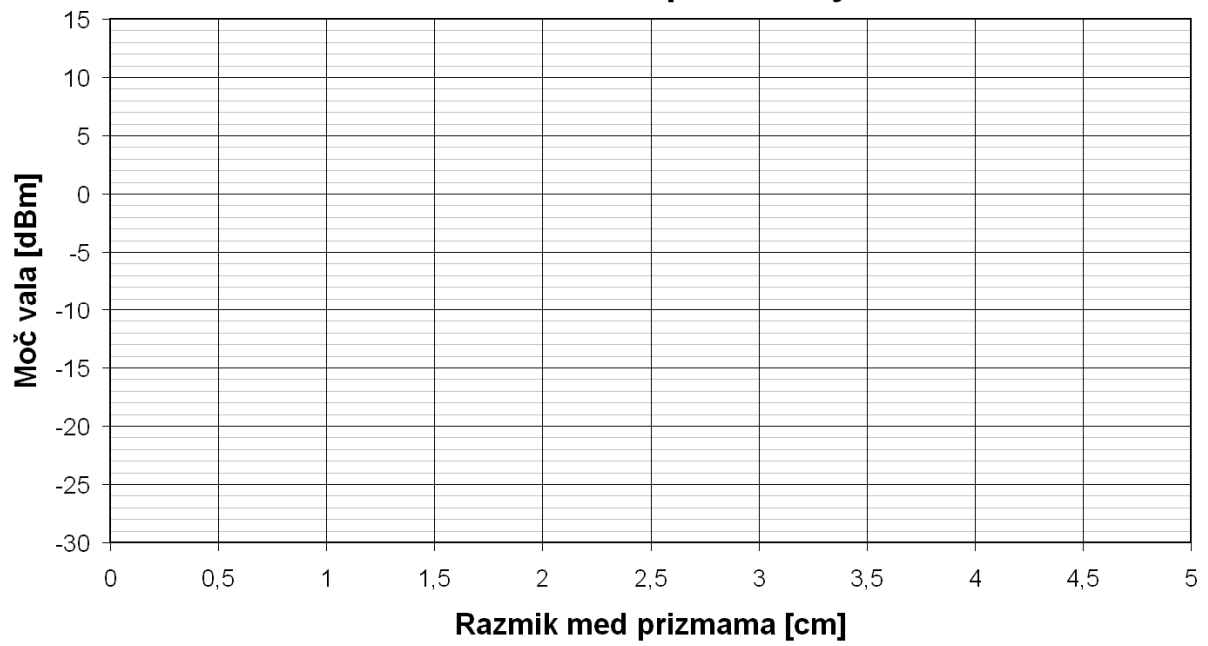
Meritve:

Razmik med prizmama [cm]	Moč tuneliranega vala [dBm]		Moč odbitega vala [dBm]	
	Vertikalna polarizacija	Horizontalna polarizacija	Vertikalna polarizacija	Horizontalna polarizacija
0,0				
0,5				
1,0				
1,5				
2,0				
2,5				
3,0				
3,5				
4,0				
4,5				
5,0				

Grafi:



Horizontalna polarizacija



Primerjava tuneliranega VP in HP vala



VAJA 19: Magnetno polje v pravokotnem valovodu

1. Magnetno polje v pravokotnem kovinskem valovodu

Osnovni rod, ki se širi v pravokotnem kovinskem valovodu, je TE_{10} . Ima realno fazno konstanto β in kritično valovno dolžino $\lambda_c = 2a$, pri čemer je a širša stranica valovoda. V kolikor je valovna dolžina večja od λ_c (frekvenca nižja od f_c), fazna konstanta β postane imaginarna in polje se ne širi po valovodu, saj eksponentno upada. Fazna konstanta β je definirana z naslednjo enačbo:

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}, \text{ kjer so}$$

k valovno število, λ valovna dolžina, ω krožna frekvenca, c hitrost valovanja v valovodu in a njegova širša stranica.

Električno polje rodu TE_{10} v valovodu ima samo eno (prečno) komponento E_y , magnetno polje pa sestavljata prečna komponenta H_x in vzdolžna komponenta H_z :

$$E_y = -\frac{j\omega\mu a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}$$

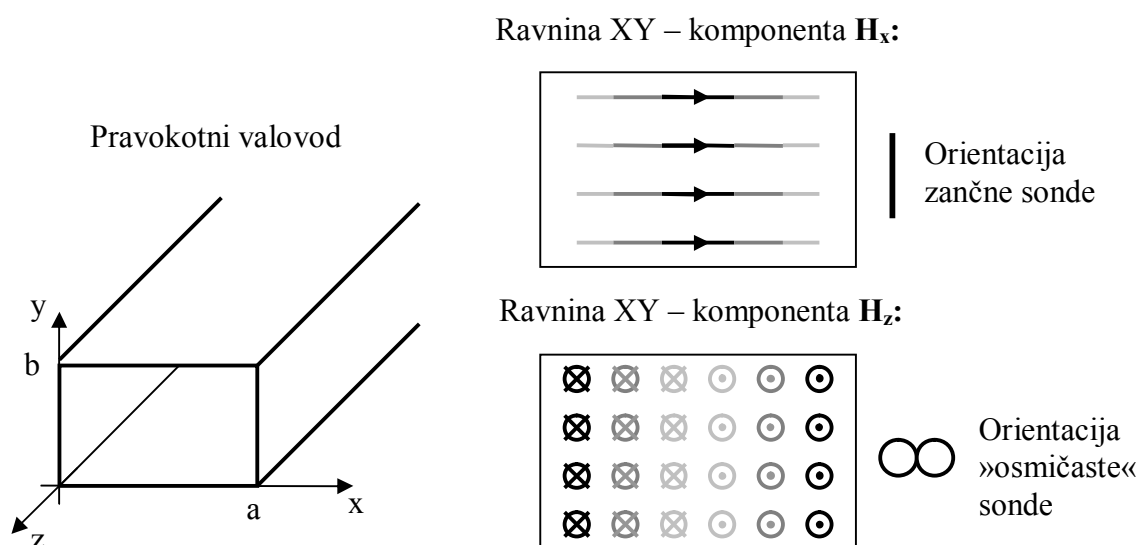
$$H_x = \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}$$

$$H_z = A_{10} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}$$

$$E_x = E_z = H_y = 0, \text{ kjer so}$$

ω krožna frekvenca, μ permeabilnost prostora v valovodu, β fazna konstanta, a širša stranica valovoda in A_{10} jakost rodu TE_{10} .

Za merjenje magnetnega polja uporabimo zančne antene oz. zančne sonde. Magnetno polje po prerezu valovoda s pravilno orientacijo zančne sonde je prikazano na sliki 1.



Slika 1: Pravokotni valovod in magnetno polje v prečni ravnini XY.

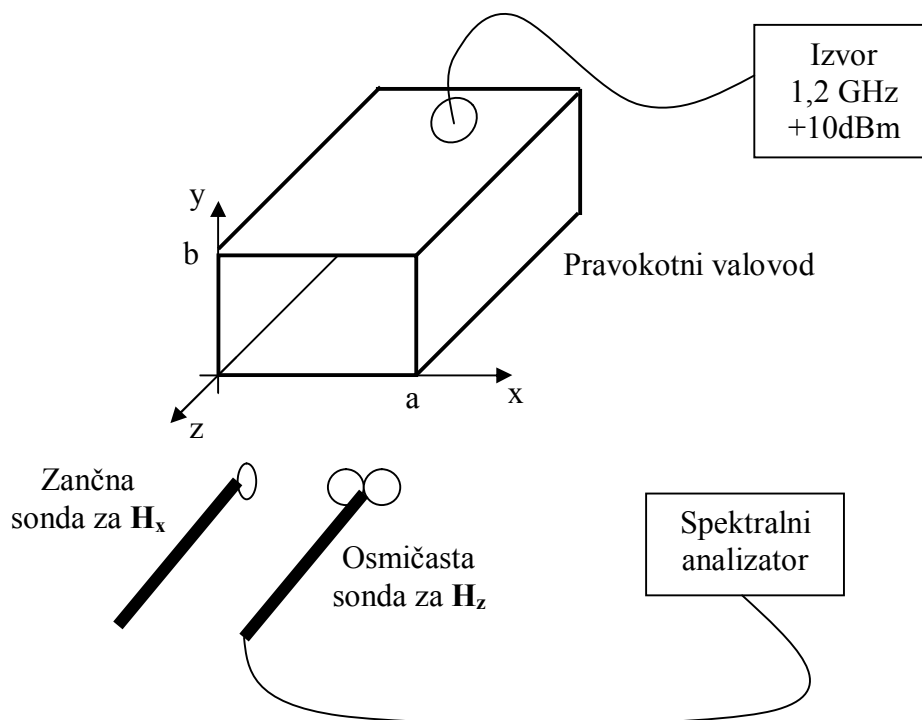
2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Visokofrekvenčni izvor s frekvenco okoli 1,2 GHz
- Spektralni analizator
- Odprt pravokotni valovod za frekvenčno območje 0,8 – 1,4 GHz z vstavljenim stiroporjem in milimetrsko skalo
- Zračni sondi za prečne in vzdolžne komponente magnetnega polja
- Priključni kabli

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Če želimo meriti magnetno polje, moramo uporabiti zelo majhno zračno anteno oziroma sondo, saj slednja ne sme bistveno motiti merjenega magnetnega polja. Premer in celotna velikost zračne sonde tako ne sme biti večja kot $\lambda_0/10$. Zračna antena mora biti orientirana tako, da zajema čimveč magnetnega polja. Ker merimo posamezne komponente magnetnega polja v valovodu, mora biti zanka orientirana čimbolj na željeno komponento (H_x ali H_z). Za merjenje komponente H_x uporabimo zračno sondo, za komponento H_z pa »osmičasto« sondo. Preverimo tudi, če obstaja komponenta H_y . Za lažje merjenje komponent polja na določeni poziciji v valovodu, vstavimo v valovod kos stiroporja z milimetrsko skalo. Sondo previdno prislonimo na stiroporno oporo na željeni poziciji in odčitamo izmerjeno moč na spektralnem analizatorju.



Slika 2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

Pri merjenju še posebej pazimo na krhki sondi, da ju ne poškodujemo. Zato ravnamo z njima tekom vaje zelo previdno. Da priključni kabel sonde ne bi motil polja v valovodu, je zato na kabelčku mnogo feritnih obročk, ki slabijo tok na samem oklopu kabelčka.

4. Prikaz značilnih rezultatov

Pri vaji izmerimo komponenti magnetnega polja H_x in H_z v pravokotnem kovinskem valovodu. Za komponento H_x uporabimo zančno sondo, za H_z pa osmičasto. Z zančno sondo preverimo tudi ali obstaja komponenta H_y . Sondi držimo v taki orientaciji, da magnetne silnice prebadajo čim večjo površino zanke. Sondi postavljamo previdno na milimetrski papir v valovodu za lažje pozicioniranje. Izmerjeni porazdelitvi obeh komponent magnetnega polja v kovinskem pravokotnem valovodu izrišemo na graf.

VAJA 19: Magnetno polje v pravokotnem valovodu

Izmerite porazdelitev komponent magnetnega polja H_x in H_z po prerezu pravokotnega valovoda.

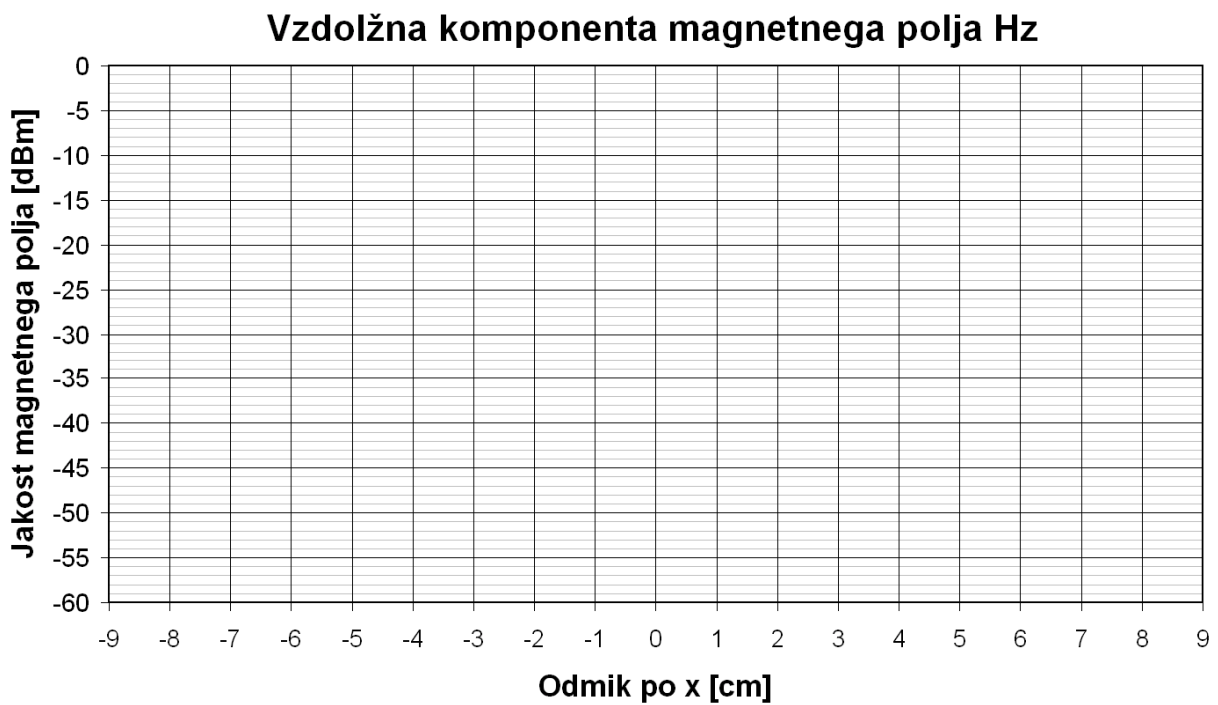
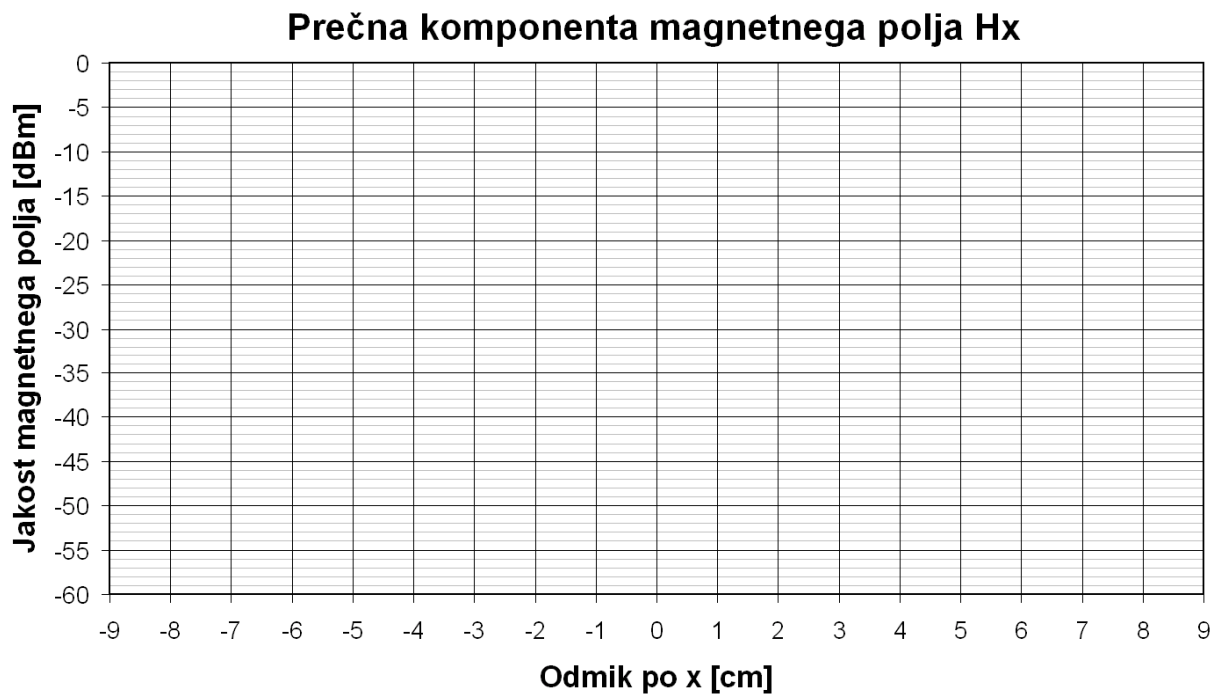
Velikost uporabljenega valovoda: $a =$, $b =$

Meritve:

Komponenta magnetnega polja H_x [dBm]											
	Odmik po x [cm]										
Odmik po y [cm]	-9	-7	-5	-3	-1	0	1	3	5	7	9
4											
2											
0											
-2											
-4											

Komponenta magnetnega polja H_z [dBm]											
	Odmik po x [cm]										
Odmik po y [cm]	-9	-7	-5	-3	-1	0	1	3	5	7	9
4											
2											
0											
-2											
-4											

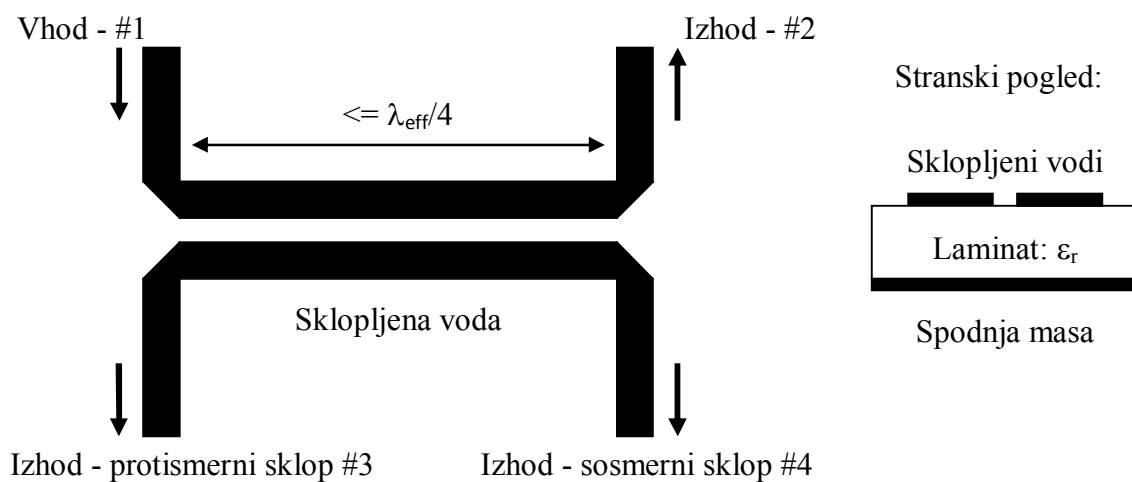
Grafi:



VAJA 20: Smerni sklopnik

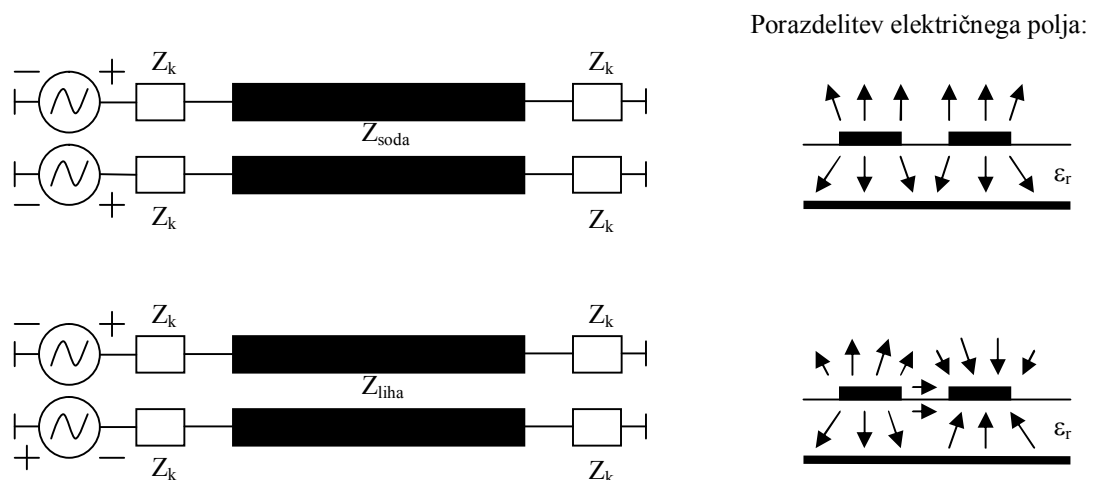
1. Smerni sklopnik

Smerni sklopnik je visokofrekvenčni pasivni element, ki loči med napredujočim in odbitim valom, katera se hkrati širita po sklopniku. Zato ima, poleg vhodnega in izhodnega priključka, še dva dodatna priključka, ki dajeta informacijo (sklop) o obeh valovih. Sosmerni sklop dobimo na priključku, ki je v smeri napredujočega vala. Obratno, protismerni sklop dobimo na priključku, ki je v obratni smeri od napredujočega vala. Obstajajo tudi izvedbe s samo tremi priključki (vhodni, izhodni in sklopljeni), odvisno za kateri sklop je sklopnik narejen. Sklopniki so lahko v mnogo izvedbah, od valovodnih do mikrotrakastih izvedb. Običajno je sklopnik sestavljen iz vsaj treh vodnikov, od katerih sta vsaj dva medsebojno kapacitivno in induktivno sklopljena (tretji vodnik je ozemljitveni vod - masa). Primer tipične mikrotrakaste izvedbe sklopnika je prikazan na sliki 1.



Slika 1: Smerni sklopnik v mikrotrakasti izvedbi.

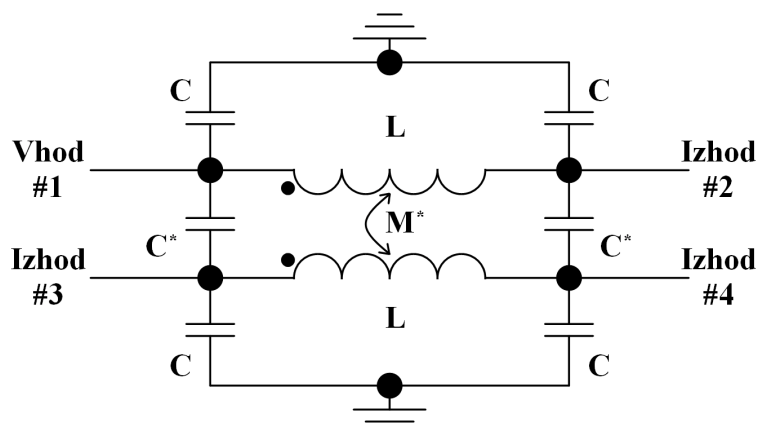
Za TEM valovanje (z enojnim rodom) vemo, da se lahko širi le na dvovodniških (ali več) strukturah. Skozi mikrotrakasti trovodniški sklopnik, se lahko širita dva (približna) TEM rodova. Prvi rod, imenujemo ga *sodi rod*, dobimo, ko vzbujamo oba voda sofazno. Drugi rod, imenujemo ga *lihi rod*, dobimo, ko oba voda vzbujamo protifazno. Razmere prikazuje slika 2.



Slika 2: Liho in sodo vzbujanje mikrotrakastega sklopnika in pripadajoči porazdelitvi električnega polja okoli obeh sklopljenih vodov.

Če bi imel sklopnik na obeh straneh sklopljenih vodov enak in homogen dielektrik enake debeline, potem bi se skozi sklopnik širil pravi TEM val. V tem primeru bi bili tudi hitrosti valovanja obeh rodov (lihega in sodega) enaki – velja za TEM sklopnik. Enaki zato, ker je električno polje pri obeh rodovih enakomerno porazdeljeno v zgornjem in spodnjem dielektriku. V primeru s slike 1 in 2, kjer imamo mikrotrakasti sklopnik, kateri ima spodaj laminat z ϵ_r in maso, na zgornji strani pa samo zrak (dielektrik je torej nehomogen), se širi samo približni TEM val. V tem primeru hitrosti obeh rodov nista enaki. To je razumljivo, saj je porazdelitev polja ob lihem in sodem rodu različna v zraku in dielektriku. Sodi rod ima manj električnega polja v zraku, kot lihi rod. Zato je tudi hitrost razširjanja sodega rodu nižja.

Sklopnik s homogenim dielektrikom ima lastnost, da je njegov sosmerni sklop enak nič pri vseh frekvencah. Protismerni sklop pa ima periodično obliko. Pri nizkih frekvencah je blizu nič, največji sklop doseže pri dolžini sklopnika $\lambda_{\text{eff}}/4$ in ponovno nič pri $\lambda_{\text{eff}}/2$ in tako naprej. Med izhodom (#2) in protismernim sklopom (#3) obstaja tudi 90° fazna zakasnitev. Nadomestno vezje sklopnika s homogenim dielektrikom (protismerni sklopnik) je prikazano na sliki 3. Protismerni sklopnik je naprava, ki meri napetost na vodu preko kapacitivnega delilnika: medsebojna kapacitivnost C^* in tok na vodu preko tokovnega merilnega transformatorja: medsebojna induktivnost M^* . Ker se napredujoči in odbiti val na prenosnem vodu razlikujeta v medsebojni fazi toka in napetosti, vzorce toka in napetosti seštejemo v fazi ali v protifazi, da dobimo signale, ki so sorazmerni le napredujočemu oziroma le odbitemu valu na prenosnem vodu.



Slika 3: Nadomestno vezje protismernega smernega sklopnika.

Mikrotrakasti sklopnik nima homogenega dielektrika, saj se valovanje širi tako v zgornjem dielektriku (zrak), kakor tudi v substratu (laminat z ϵ_r). Dielektrik povleče vase električno polje, zato je električni sklop šibkejši od magnetnega in rezultat je sosmerni sklop. Protismerni sklop je pri nizkih frekvencah podoben protismernemu sklopu sklopnika s homogenim dielektrikom (periodična oblika in maksimum pri $\lambda_{\text{eff}}/4$), pri višjih frekvencah pa lahko precej odstopa.

Glavne lastnosti smernega sklopnika določajo tri veličine:

- Protismerni sklop: $C_{dB} = 10 \log \frac{P_{\#1}}{P_{\#3}}$

- Smernost: $D_{dB} = 10 \log \frac{P_{\#3}}{P_{\#4}}$
- Izolacija: $I_{dB} = 10 \log \frac{P_{\#1}}{P_{\#4}}$

Protismerni sklop daje informacijo o velikosti napredujočega vala v sklopniku. Običajno znaša sklop med 10 do 30 dB. Smernost določa sposobnost razlikovanja sklopnika med napredujočim (protismerni sklop) in odbitim (sosmerni sklop) valom. Čim višja je smernost, tem boljši je sklopnik. Če je sklopnik simetričen, potem je sosmerni sklop zelo majhen in posledično smernost zelo velika. Tipične vrednosti smernosti za dobre sklopnike so nad 30 dB. Izolacijo lahko opišemo s sklopom in smernostjo, $I_{dB} = C_{dB} + D_{dB}$.

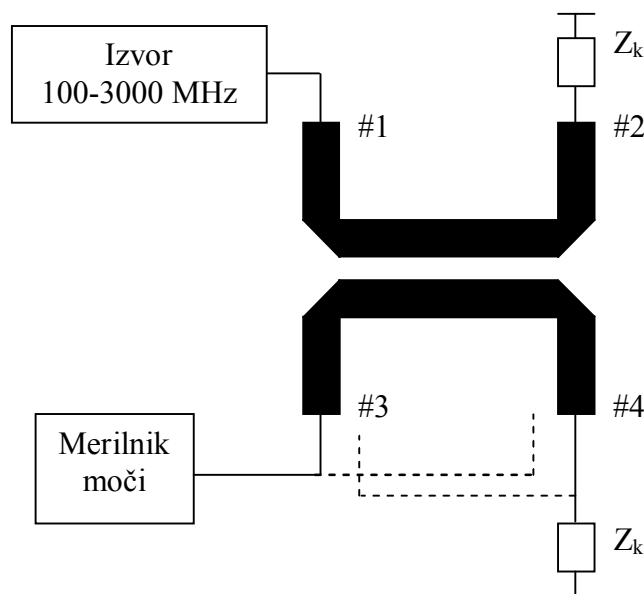
2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Visokofrekvenčni izvor 100-3000 MHz, moči 15 dBm (31 mW)
- Merilnik moči s pripadajočo merilno močnostno glavo
- Priključni kabli
- Merjeni smerni sklopnik v mikrotrakasti izvedbi
- Zaključna prilagojena bremena 50Ω

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Pri vaji izmerimo lastnosti mikrotrakastega smernega sklopnika. Na vhodni priključek (#1) povežemo visokofrekvenčni izvor. Na izhodni priključek (#2) povežemo prilagojeno breme. Za meritev protismernega sklopa povežemo merilno močnostno glavo na protismerni izhod (#3) in sosmerni izhod (#4) zaključimo z bremenom. Za meritev izolacije povežemo merilno močnostno glavo na sosmerni izhod (#4) in protismerni izhod (#3) zaključimo z bremenom. Iz obeh meritev lahko izračunamo smernost sklopnika in ugotovimo za katero frekvenčno območje je narejen.



Slika 4: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

4. Prikaz značilnih rezultatov

S pomočjo frekvenčnega poteka protismernega sklopa in izolacije v frekvenčnem območju od 100 MHz do 3 GHz izračunamo frekvenčni potek smernosti mikrotrakastega sklopnika. Glede na periodično obliko protismernega sklopa ocenimo delovno frekvenčno območje sklopnika. To ugotovimo glede na ničle v poteku protismernega sklopa, saj so maksimumi precej bolj široki. Iz izmerjene dolžine sklopljenih vodov in frekvence ob maksimalnem protismernem sklopu (dolžina sklopljenih vodov enaka $\lambda_{\text{eff}}/4$) določimo efektivno dielektrično konstanto mikrotrakastega voda. Vse frekvenčne poteke (protismerni sklop, izolacija in smernost) izrišemo na isti graf.

VAJA 20: Smerni sklopnik

Izmerite frekvenčna poteka sklopa in izolacije ter izračunajte frekvenčni potek smernosti. Nastavite moč izvora na 15 dBm.

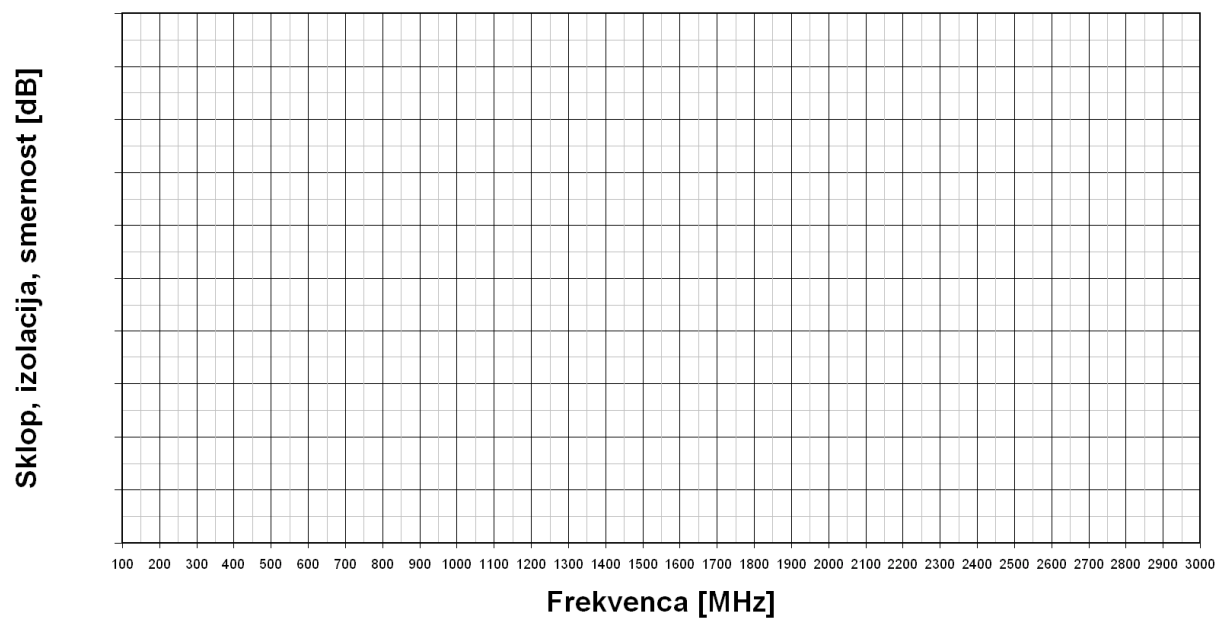
Dolžina sklopljenih vodov: $l =$

Izračunana efektivna dielektrična konstanta: $\epsilon_{r\text{-eff}} =$

Meritve:

Frekvenca [MHz]	Protismerni sklop C_{dB}	Izolacija I_{dB}	Smernost D_{dB}
100			
150			
200			
250			
300			
350			
400			
450			
500			
550			
600			
650			
700			
750			
800			
850			
900			
950			
1000			
1050			
1100			
1150			
1200			
1250			
1300			
1350			
1400			

1450			
1500			
1550			
1600			
1650			
1700			
1750			
1800			
1850			
1900			
1950			
2000			
2050			
2100			
2150			
2200			
2250			
2300			
2350			
2400			
2450			
2500			
2550			
2600			
2650			
2700			
2750			
2800			
2850			
2900			
2950			
3000			

Graf:

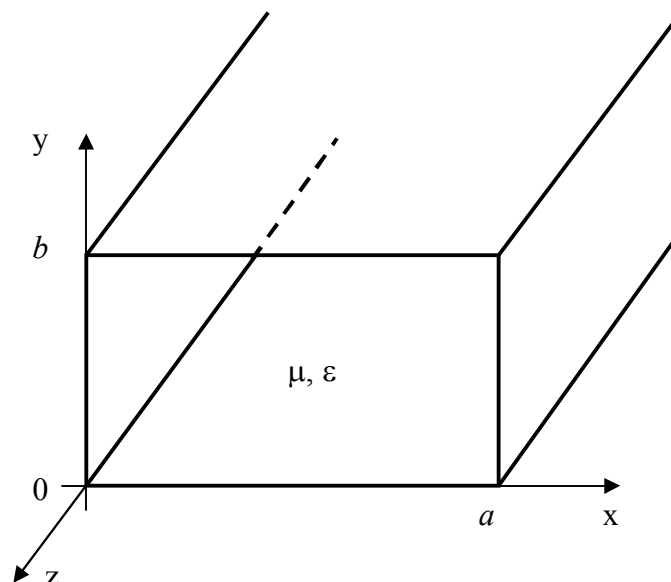
VAJA 21: Stojni val v pravokotnem valovodu

1. Pravokotni kovinski valovod

Prenosne vode, po katerih se širi valovanje, ločimo v grobem na dve skupini: vodi iz enega samega vodnika in vodi iz dveh vodnikov. Tipični primer prenosnega voda iz dveh vodnikov je koaksialni vod, iz enega vodnika pa valovod (okrogla ali pravokotna kovinska cev).

Pri frekvencah nad nekaj GHz so izgube v koaksialnih vodih vedno bolj omejujoč dejavnik pri prenosu signalov oz. valovanja, saj izgube rastejo s frekvenco. Dielektrične izgube, izgube zaradi kožnega pojava na žili in oklopu ter sevalne izgube skozi oklop koaksialnega voda zmanjšujejo dragoceno pridobljeno moč iz oddajniških stopenj ali pa povečujejo šumno število v sprejemnih sistemih. V koaksialnem vodu se širi primarno valovanje (osnovni rod) TEM. Ta ima spodnjo mejno frekvenco nič oziroma širi se lahko od enosmerne frekvence dalje. Zgornja frekvenčna meja koaksialnega voda je določena z začetkom razširjanja višjih rodov. TEM valovanje nima vzdolžnih komponent polja v smeri širjenja.

V valovodih se širijo drugi tipi rodov, to so TE (transverzalno električni) ali TM (transverzalno magnetni) rodovi. Ti imajo spodnjo (kritično) frekvenčno mejo razširjanja f_c (ang. »cut-off frequency«) višjo od nič. Z razliko od TEM rodu imajo TE in TM rodovi vzdolžne komponente polja (TE rodovi imajo vzdolžne magnetne komponente polja H_z različne od nič, TM rodovi pa imajo vzdolžne električne komponente polja E_z različne od nič). Izgube pravokotnega valovoda so neskončno velike vse do mejne frekvence f_c osnovnega rodu, nato s frekvenco najprej upadajo (raztegovanje cikcakanja vala), potem pa zopet s frekvenco začnejo naraščati (vzdolžni tokovi in kožni pojav v stenah). Zgornja frekvenčna meja uporabnosti kovinskega pravokotnega valovoda je zopet določena z začetkom razširjanja višjih rodov.



Slika 1: Pravokotni kovinski valovod.

Valovna dolžina valovanja v pravokotnem kovinskem valovodu, ponavadi označena z λ_g , ni enaka valovni dolžini v praznem prostoru λ_0 , temveč se spreminja in je definirana z enačbo 1:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}}, \quad (1)$$

pri čemer je $\lambda_c = c/f_c$ kritična valovna dolžina in je določena z velikostjo pravokotnega valovoda po enačbi (2).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} * \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2)$$

Prvi in osnovni rod, ki se lahko širi v prikazanem valovodu s slike 1, je rod TE₁₀ (m=1, n=0), zato znaša kritična frekvenca

$$f_c = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{c}{2a}, \quad (3)$$

kjer je a dolžina širše stranice pravokotnega valovoda.

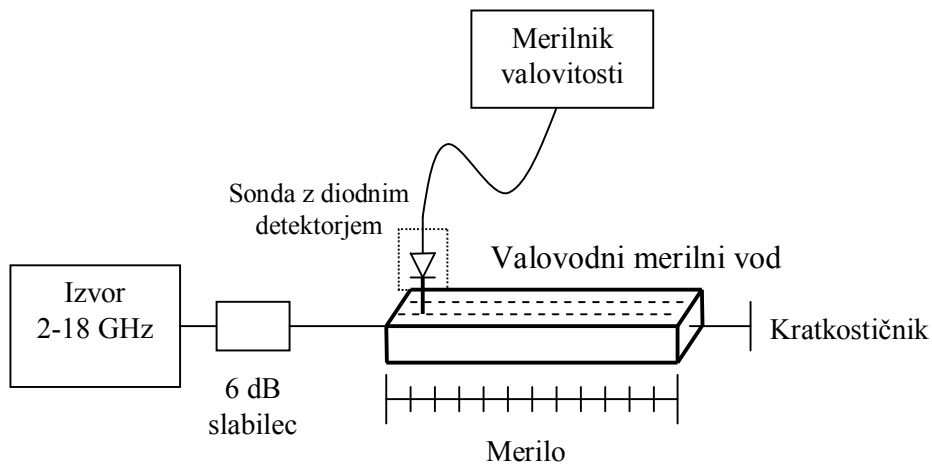
2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Visokofrekvenčni izvor 2-18 GHz
- Merilnik valovitosti
- Valvodni merilni vod z diodnim detektorjem
- Kratkostičnik
- Zaščitni slabilec 6 dB

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Meritev valovne dolžine v pravokotnem kovinskem valovodu izmerimo s pomočjo odprtega valovodnega merilnega voda in pripadajočo merilno sondo z detektorsko diodo. Da lahko točno izmerimo periodični pojav stojnega vala v valovodnem merilnem vodu, poskrbimo za čimvečjo valovitost. Zaradi tega merilni vod zaključimo s kratkim stikom. Ob nastavljeni frekvenci izvora s premikanjem premične sonde poiščemo minimum stojnega vala (saj je točnost položaja sonde bolj izrazita kot pri maksimumu) na merilniku valovitosti in si zabeležimo položaj sonde na valovodu. Nato premaknemo sondo v položaj naslednjega minimuma in si ponovno zabeležimo položaj. Razlika med obema položajema ustreza točni polovici valovne dolžine v pravokotnem valovodu $\lambda_g/2$. Pri krajših valovnih dolžinah lahko izmerimo razliko med več zaporednimi minimumi in rezultat ustrezno delimo. To naredimo za frekvence izvora malenkost pod kritično frekvenco f_c do okoli $2*f_c$.



Slika 2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

4. Prikaz značilnih rezultatov

Valovno dolžino v valovodu izmerimo z nastavljanjem frekvence izvora v območju od kritične frekvence do dvojne kritične frekvence danega valovoda. Potek valovne dolžine v valovodu λ_g , kot funkcijo frekvence, izrišemo na graf.

VAJA 21: Stojni val v pravokotnem valovodu

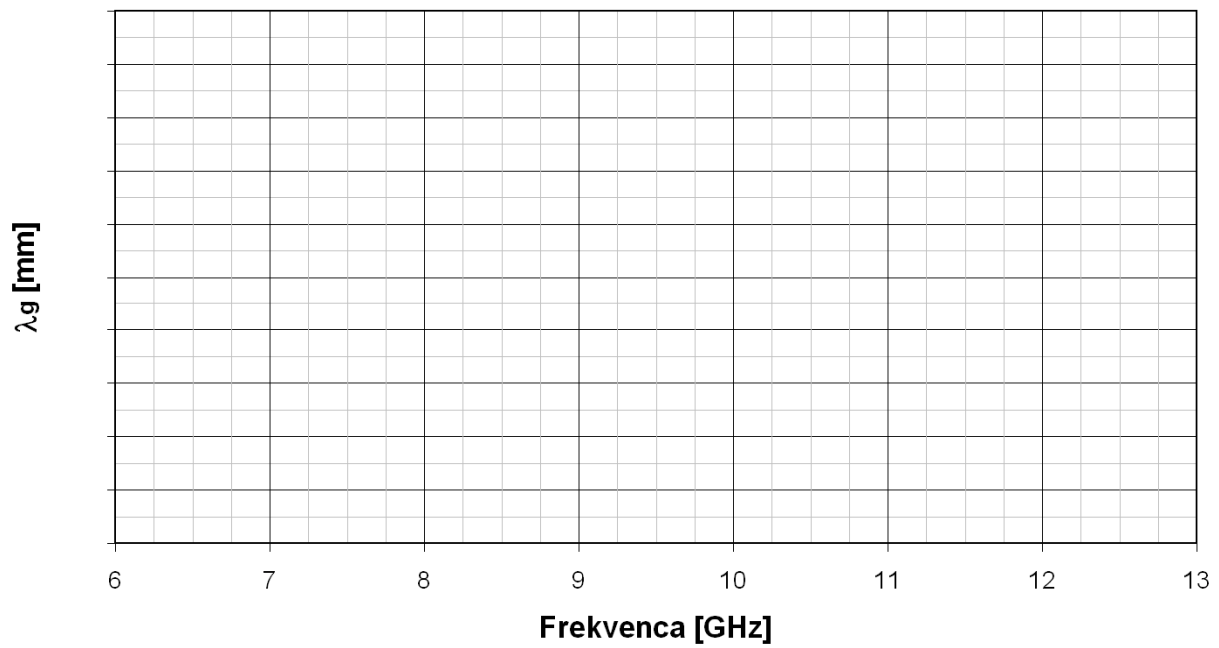
Izmerite valovno dolžino v kovinskem pravokotnem valovodu λ_g v odvisnosti od frekvence izvora.

Velikost uporabljenega valovoda: $a =$, $b =$

Izračunana kritična frekvenca valovoda: $f_c =$

Meritve:

Frekvenca [GHz]	Izmerjena $\lambda_g/2$ [mm]	λ_g [mm]
6,0		
6,25		
6,5		
6,75		
7,0		
7,25		
7,5		
7,75		
8,0		
8,5		
9,0		
9,5		
10,0		
10,5		
11,0		
11,5		
12,0		
12,5		

Graf:**Valovna dolžina v valovodu**

VAJA 22: Votlinski rezonator

1. Votlinski rezonator

Osnovni rod, ki se širi v pravokotnem kovinskem valovodu, je TE_{10} , pri čemer prvi indeks označuje smer x (širša stranica valovoda) in drugi indeks smer y (ožja stranica valovoda). Električno polje rodu TE_{10} v valovodu ima samo eno (prečno) komponento E_y , magnetno polje pa sestavljata prečna komponenta H_x in vzdolžna komponenta H_z :

$$E_y = -\frac{j\omega\mu a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}$$

$$H_x = \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}$$

$$H_z = A_{10} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}$$

$$E_x = E_z = H_y = 0$$

Če pravokotni kovinski valovod zapremo s kovinskima stenama (torej ga kratkostaknemo v ravnini XY na razdalji $z=0$ in $z=d$), dobimo kvadrasti votlinski rezonator, ki je prikazan na sliki 1. Seveda moramo v rezonator postaviti priključke. Če delamo votlinsko rezonatorsko sito potrebujemo dva priključka, enega za vzbujanje (vhod) in drugega za odvzem signala (izhod), na primernem mestu v votlini in s primernim električnim (paličasta sonda) ali magnetnim (zančna sonda) sklopom. Lahko pa tudi vzbujujemo oz. odvezujemo signal preko majhne odprtine v stenah votlinskega rezonatorja. Tak rezonator shranjuje v svoji votlini (prostornina V) električno in magnetno energijo, katera pa se porablja zaradi končne prevodnosti sten (površina A) in izgub dielektrika, seveda, če je votlina z njim napolnjena. Kvaliteta Q votlinskega rezonatorja je sorazmerna prostornini V in obratno sorazmerna površini A .

Ker smo kratkostaknili valovod po smeri z , dobijo zgornje komponente električnega in magnetnega polja še odvisnost po z . Če se omejimo le na rod TE_{10l} , pri čemer tretji indeks l označuje smer z , dobimo:

$$E_y = E_{y0} \sin \frac{\pi x}{a} \sin \frac{l\pi z}{d}$$

$$H_x = H_{x0} \sin \frac{\pi x}{a} \cos \frac{l\pi z}{d}$$

$$H_z = H_{z0} \cos \frac{\pi x}{a} \sin \frac{l\pi z}{d}$$

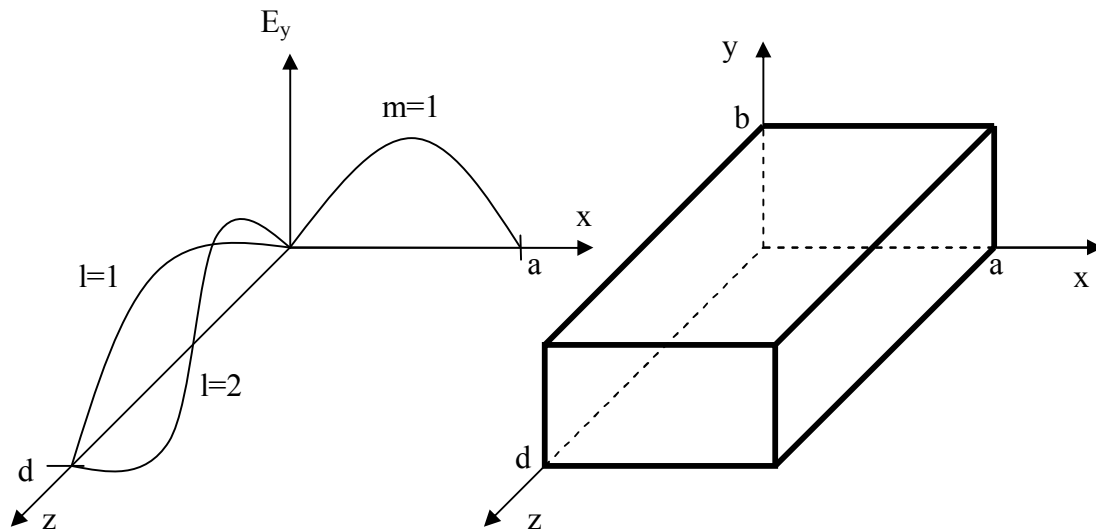
$$E_x = E_z = H_y = 0$$

Komponente polja imajo torej sinusno ali kosinusno porazdelitev po smereh x in z . Indeks l je naravno število in rodovi si sledijo tako: TE_{101} , TE_{102} , itd. Primer porazdelitve komponente električnega polja E_y za omenjena rodova je prikazan na sliki 1. Seveda je v splošnem možnih rodov neskončno in zavzemajo obliko TE_{mnl} , kjer so m , n in l naravna števila.

V splošnem primeru so rezonančne frekvence kvadrastega votlinskega rezonatorja sledeče:

$$f_{mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2},$$

kjer so m, n in $l = 1, 2, 3, \dots$, a stranica rezonatorja v smeri x , b stranica rezonatorja v smeri y in d dolžina rezonatorja v smeri z .



Slika 1: Kvadrasti votliniski rezonator in primer porazdelitve komponente električnega polja E_y za rodova TE_{101} in TE_{102} .

2. Seznam potrebnih pripomočkov

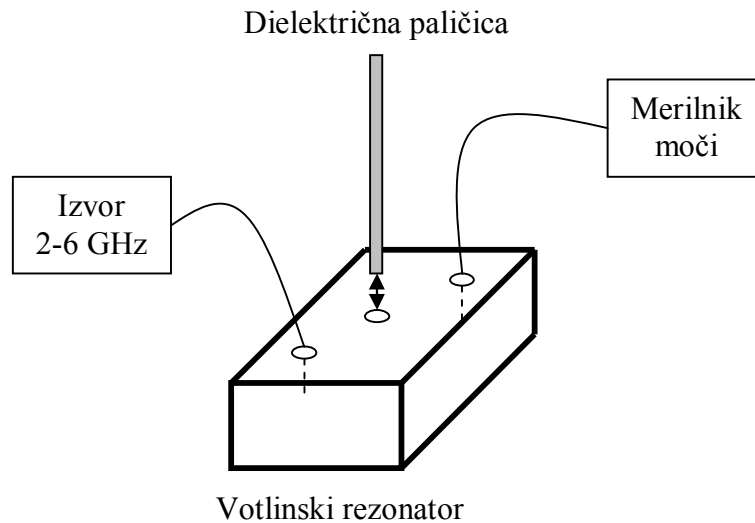
Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Visokofrekvenčni izvor 2-6 GHz
- Merilnik moči s pripadajočo merilno močnostno glavo
- Priključni kabli
- Merjeni kvadrasti votliniski rezonator, z izmerami 55 x 35 x 120 mm (a, b, d)
- Dielektrična paličica za ugaševanje rezonatorskih frekvenc

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Zanimajo nas rezonančne frekvence kvadrastega votlinskega rezonatorja. Uporabljeni votliniski rezonator vzbujamo z električnim poljem, saj imata priključna konektorja v votlini vsak svojo paličasto sondo. Na sredini votlinskega rezonatorja je luknja, v katero lahko vstavimo dielektrično paličico za ozkopasovno ugaševanje rezonančnih frekvenc. Seveda bo imela paličica vpliv le na tiste rezonance, ki imajo na tem položaju (sredina votline) hrbet električnega polja. Tiste rezonance, ki imajo na sredi votline vozle, ne bodo čutile vpliv paličice oz. bo njen vpliv zelo majhen. Rezonančne frekvence poiščemo z nastavljanjem frekvence izvora in opazovanjem detektirane moči na drugem konektorju. Zavedati se moramo, da so rezonance, zaradi visoke kvalitete votlinskega rezonatorja (Q je nekaj tisoč), zelo ozkopasovne. Zato iščemo rezonance votlinskega rezonatorja z majhnim frekvenčnim korakom, še najbolje zvezno z ročnim nastavljanjem preko vrtljivega gumba na izvoru. Glede na izmere votline izračunamo približno najnižjo rezonančno frekvenco rodu TE_{101} , in iskanje rezonanc začnemo malo pod to vrednostjo. Glede na uporabljeni votliniski rezonator začnemo iskati rezonance pri okoli 2 GHz in si zabeležimo vse rezonančne frekvence do 6

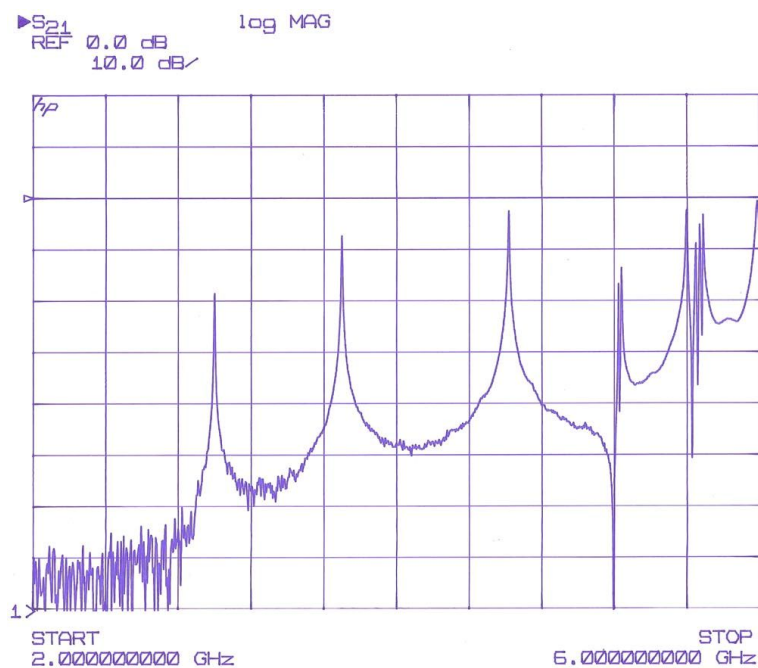
GHz. Ob vsaki najdeni rezonanci poskusimo ugotoviti vpliv dielektrične paličice, tako da jo v celoti vstavimo v luknjo na sredini rezonatorja, in si pribeležimo vpliv (da ali ne). Ta bo na merilniku opazen kot upad izmerjene moči.



Slika 2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

4. Prikaz značilnih rezultatov

Izmerimo rezonančne frekvence kvadrastega votlinskega rezonatorja in si zabeležimo vpliv dielektrične paličice. Glede na zelo ozkopasovne rezonance spreminjamo frekvenco zvezno v območju od 2 do 6 GHz. Ob vsaki rezonanci tudi preverimo vpliv dielektrične paličice in ugotovimo, za kateri rod TE_{mnl} ali TM_{mnl} gre. Primer prevajalne funkcije kvadrastega votlinskega sita je prikazan na sliki 3.



Slika 3: Izmerjena prevajalna karakteristika votlinskega rezonatorskega sita.

VAJA 22: Votlinski rezonator

Izmerite rezonančne frekvence votlinskega rezonatorskega sita v območju od 2 do 6 GHz in ugotovite za kateri rod TE_{mnl} ali TM_{mnl} gre ter izračunajte njegovo rezonančno frekvenco.

Izmere votline: $a =$, $b =$, $d =$

Izračunana frekvenca najnižjega rodu TE_{101} : $f =$

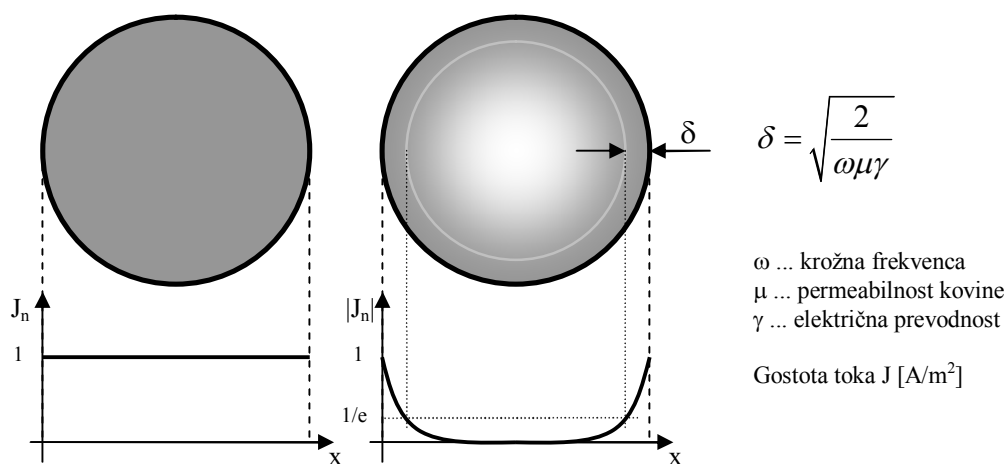
Moč izvora: $P_g =$ dBm

Rezonanca	Izmerjena frekvenca [GHz]	Izmerjena moč [dBm]	Vpliv paličice DA/NE	Rod TE_{mnl} / TM_{mnl}	Izračunana frekvenca [GHz]
#1					
#2					
#3					
#4					
#5					
#6					
#7					
#8					
#9					
#10					

VAJA 23: Kožni pojav

1. Kožni pojav in kvaliteta tuljave

Pri frekvenci nič teče (enosmerni) tok po celotnem preseku kovinskega vodnika. Z naraščajočo frekvenco električno polje v kovinskem vodniku usiha eksponencialno od roba vodnika proti sredini, zato tudi jakost toka usiha eksponencialno. Kako globoko bo tekel tok v kovinskem vodniku je odvisno od električne prevodnosti in permeabilnosti kovine vodnika, hkrati pa tudi od frekvence. Pojav, kjer izmenični tok teče pri (visokih) frekvencah le na tankem sloju na površini vodnika, imenujemo kožni pojav (ang. »skin effect«). Električna prevodnost, permeabilnost in frekvenca so vse obratno sorazmerne debelini sloja, kjer teče tok. Debelini oziroma globini plasti, kjer jakost toka pade na $1/e$ od začetne vrednosti (na površini vodnika), pravimo vdorna globina δ . Razmere z normirano gostoto enosmerne toka skozi vodnik in z normirano gostoto izmeničnega toka s kožnim pojavom v kovinskem vodniku prikazuje slika 1.



Slika 1: Porazdelitev gostote enosmerne toka skozi celoten prerez kovinskega vodnika (levo) in radialno -eksponencialno upadajočo gostoto izmeničnega toka v kovinskem vodniku (desno).

Vdorna globina δ je za srebrn (Ag: $\gamma=61 \cdot 10^6$ S/m, $\mu_r=1$), bakren (Cu: $\gamma=56 \cdot 10^6$ S/m, $\mu_r=1$), aluminijast (Al: $\gamma=38 \cdot 10^6$ S/m, $\mu_r=1$) in železen (Fe: $\gamma=10,3 \cdot 10^6$ S/m, $\mu_r=4000$) vodnik pri več frekvencah prikazana v tabeli 1.

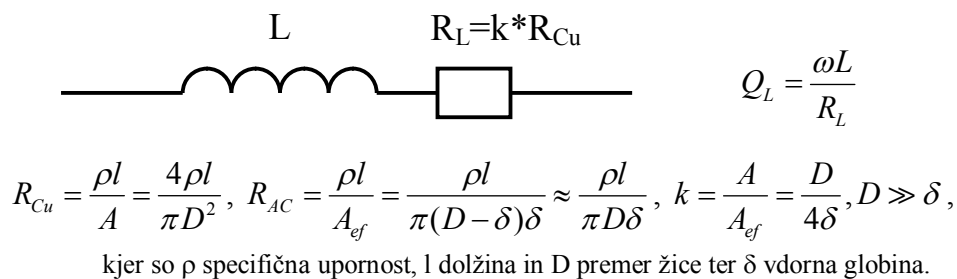
Frekvenca	δ_{Ag}	δ_{Cu}	δ_{Al}	δ_{Fe}
100 Hz	6,4 mm	6,7 mm	8,2 mm	0,25 mm
10 kHz	0,64 mm	0,67 mm	0,82 mm	25 μ m
1 MHz	64 μ m	67 μ m	82 μ m	2,5 μ m
100 MHz	6,4 μ m	6,7 μ m	8,2 μ m	0,25 μ m
10 GHz	0,64 μ m	0,67 μ m	0,82 μ m	25 nm

Tabela 1: Vdorna globina v srebrnem, bakrenem, aluminijastem in železnem vodniku v odvisnosti od frekvence.

Kožni pojav pri visokih frekvencah predstavlja frekvenčno-odvisne izgube. Visokofrekvenčni tok se skoncentrira le na tankem sloju na površini vodnika A_{ef} , zato je efektivna upornost žice

R_{AC} višja od upornosti $R_{DC}=R_{Cu}$ pri enosmernem toku (površina vodnika A). Izgube še dodatno povečuje hrapavost površine vodnika. Zato se v visokofrekvenčni praksi uporablja (spolirana) posrebrena bakrena žica za tuljave, saj je prevodnost srebra višja (manjše izgube). Prav tako so izgube manjše pri večji površini, torej debelejšem vodniku.

Če uporabljamo zračno-navito tuljavo do nekaj sto megahercev, poskrbimo, da uporabimo čim debelejšo ter po možnosti posrebreno žico. Tako bodo izgube tuljave manjše ter posledično kvaliteta tuljave višja. Višja kvaliteta tuljave v praktičnem vezju (npr. situ) pomeni manjše vstavitveno slabljenje in strmejši boki sita. Poenostavljen model izgub tuljave (brez upoštevanja hrapavosti) je torej ohmska upornost žice R_{Cu} , pomnožena z razmerjem efektivne površine A_{ef} , po kateri teče tok pri določeni frekvenci, in celotne površine žice A . Nadomestno vezje tuljave in definicije izgubnih upornosti prikazuje slika 2.



Slika 2: Nadomestno vezje zračne tuljave pri visokih frekvencah in definicija kvalitete tuljave.

Prikazano nadomestno vezje velja le do določene zgornje frekvenčne meje, saj nato vpliva na lastnosti tuljave tudi kapacitivnost med ovoji in priključnimi žicami. To pomeni, da bo pri neki višji frekvenci tuljava postala vzporedni nihajni krog. Pri vaji bomo uporabljali zračno navito tuljavo precej pod to frekvenčno mejo in s tem zanemarili vpliv te parazitne kapacitivnosti.

2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Visokofrekvenčni izvor, frekvence 1 do 1000 MHz (lahko kot vgrajen izvor v spektralnem analizatorju – sledilni izvor)
- Spektralni analizator, 1 do 1000 MHz
- Nastavljiv zaporedni nihajni krog z zračno tuljavo in nastavljivim kondenzatorjem
- Priključne kable
- Slabilnika 20 dB (2 kosa)

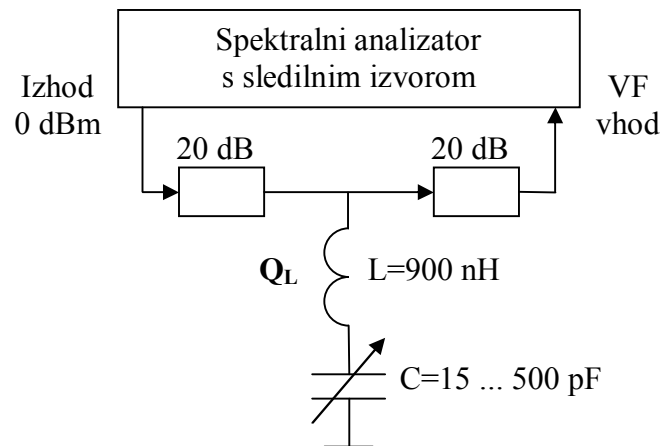
3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Zanima nas frekvenčna odvisnost visokofrekvenčnih izgub žice od tuljave in njena kvaliteta Q_L . Izgube tuljave se višajo s korenem od frekvence, prav tako tudi kvaliteta tuljave. Izgube žice, ki nastanejo zaradi kožnega pojava bomo izmerili s pomočjo zaporednega nihajnega kroga. Vezavo inštrumentov in pripomočkov prikazuje slika 3.

Izgube nihajnega kroga sestavljata izgubi tuljave in kondenzatorja. Običajno so izgube kondenzatorjev precej manjše od izgub tuljav, zato skupne izgube nihajnega kroga določa le tuljava.

V rezonanci nihajni krog predstavlja čisto ohmsko breme, ki ga določata ohmska upornost žice tuljave in upornost zaradi kožnega pojava, kot je prikazano na sliki 2. Ker zaporedna

rezonanca predstavlja nizko upornost, pričakujemo v frekvenčnem odzivu na zaslonu spektralnega analizatorja minimum signala točno pri rezonančni frekvenci. Z nastavljenim kondenzatorjem lahko poljubno nastavljamemo rezonančno frekvenco. Izgube in kvaliteta tuljave sta frekvenčno odvisni, zato se globina minimuma signala spreminja. Iz izmerjene globine minimuma lahko izračunamo skupne izgube tuljave R_L in njeno kvaliteto.



Slika 3: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

Če izračunamo prenos moči iz izhoda sledilnega izvora na vhod spektralnega analizatorja v primeru priključenega in nepriključenega nihajnega kroga iz slike 3, dobimo naslednjo enačbo

$$\frac{P'}{P} = \left(\frac{2R_L}{Z_k + 2R_L} \right)^2 \Rightarrow R_L = \frac{Z_k}{2} \frac{\sqrt{\frac{P'}{P}}}{1 - \sqrt{\frac{P'}{P}}},$$

kjer je P' moč na vhodu spektralnega analizatorja v primeru priključenega nihajnega kroga, P moč na vhodu spektralnega analizatorja brez nihajnega kroga, Z_k karakteristična impedanca 50Ω in R_L je skupna izgubna upornost tuljave. S pomočjo enačbe s slike 2 lahko končno izračunamo kvaliteto tuljave.

Če imamo nihajni krog priključen v merilno vezje ves čas in nastavljen »raven odziv« na določeni črti na zaslonu spektralnega analizatorja (moč P), lahko moč P' preprosto odčitamo kot globino minimuma od te črte (zanima nas le razmerje moči, ne pa absolutni vrednosti).

4. Prikaz značilnih rezultatov

V vaji, kot končni rezultat, narišemo frekvenčno odvisnost kvalitete tuljave na graf ter jo primerjamo z idealnim potekom ($Q_L \approx \alpha \sqrt{f}$). Kvaliteto izračunamo iz skupne izgubne upornosti tuljave R_L , ki jo izračunamo iz izmerjenih minimumov signala v rezonancah. Pri odčitavanju zaslona spektralnega analizatorja poskušamo biti čim bolj točni (odčitki na 0,5 dB), zato uporabimo dovolj majhno frekvenčno preletavanje, npr. 2 MHz/razdelek. Vse meritve in izračunane vrednosti zapišemo tudi v tabelo.

VAJA 23: Kožni pojav

S pomočjo nihajnega kroga poskušamo določiti izgubno upornost R_L ter kvaliteto uporabljene tuljave Q_L . Meritve ter vmesne izračunane vrednosti zapišemo v tabelo, frekvenčni potek kvalitete pa narišemo na graf.

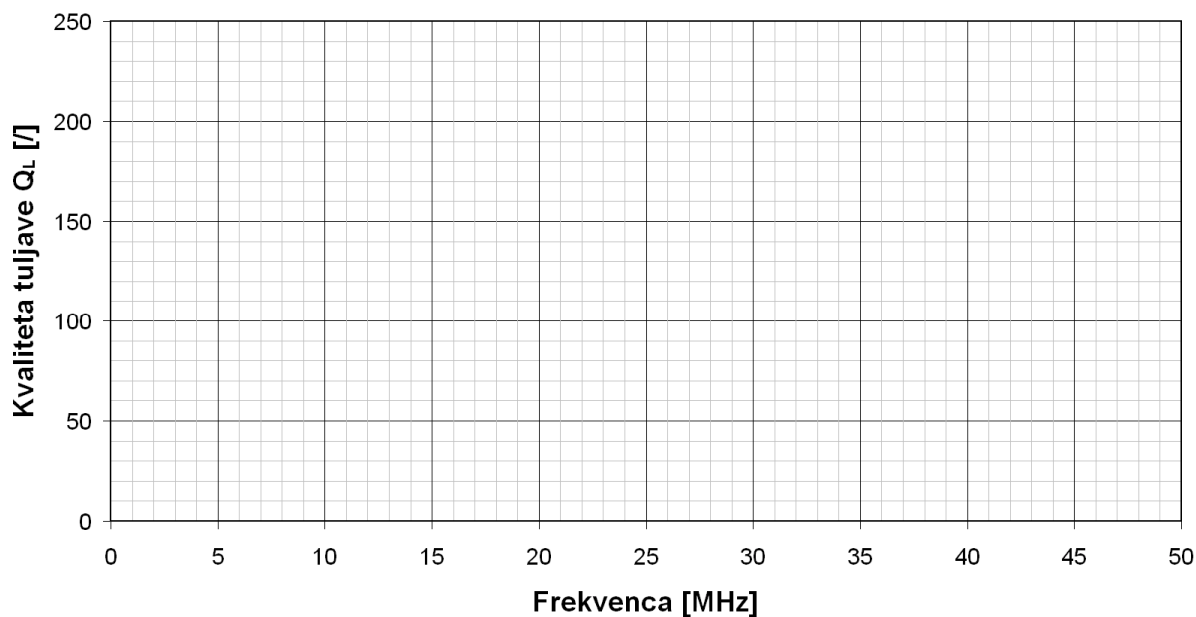
Tuljava ima naslednje podatke: število obojev $N=18$; premer tuljave $d=6,5$ mm; dolžina tuljave $l=10$ mm; $\phi_{\text{žice}} = 0,3$ mm; teflonski tuljavnik; induktivnost $L=0,9$ μH .

Izberite vsaj 10 frekvenčnih točk med obema mejnima rezonančnima frekvencama!

Meritve:

Frekvenca [MHz]	Izmerjeni P-P' [dB]	Izračunana R_L [Ω]	Izračunana Q_L [/]	Idealna $Q_L=\alpha v f$ [/]

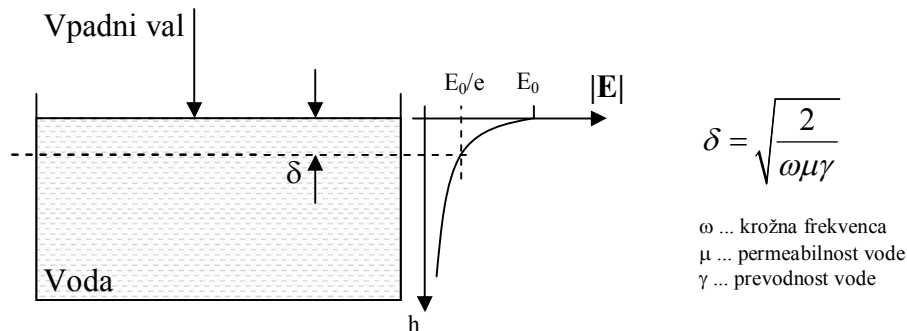
Graf:



VAJA 24: Kožni pojav v vodi

1. Kožni pojav v vodi

Kakor v primeru kovinskega vodnika, kjer se električno polje in tok skoncentrirata le na površini vodnika, pride kožni pojav do izraza tudi v primeru vode. Nazoren primer je komunikacija s podmornico, kjer imamo opravka s tem omejujočim pojavom (problemom). Pri vseh materialih z od nič različno električno prevodnostjo usiha amplituda valovanja eksponentno z globino v material. Globini, kjer polje upade na $1/e$ od začetne vrednosti (na površini prevodnika), pravimo vdorna globina δ . Razmere za primer vode prikazuje slika 1.



Slika 1: Kožni pojav v vodi.

Vdorno globino različnih voda si lahko izračunamo sami. Relativna dielektričnost vode $\epsilon_r=80$, relativna permeabilnost $\mu_r=1$, prevodnost vode pa zavisi in se močno spreminja z vsebnostjo snovi, ki so raztopljene v njej. Najmanjšo prevodnost ima destilirana voda (okoli $\gamma=0,0002$ S/m), nato voda iz pipe (okoli $\gamma=0,01$ S/m), največjo prevodnost pa ima morska voda (okoli $\gamma=4$ S/m).

2. Seznam potrebnih pripomočkov

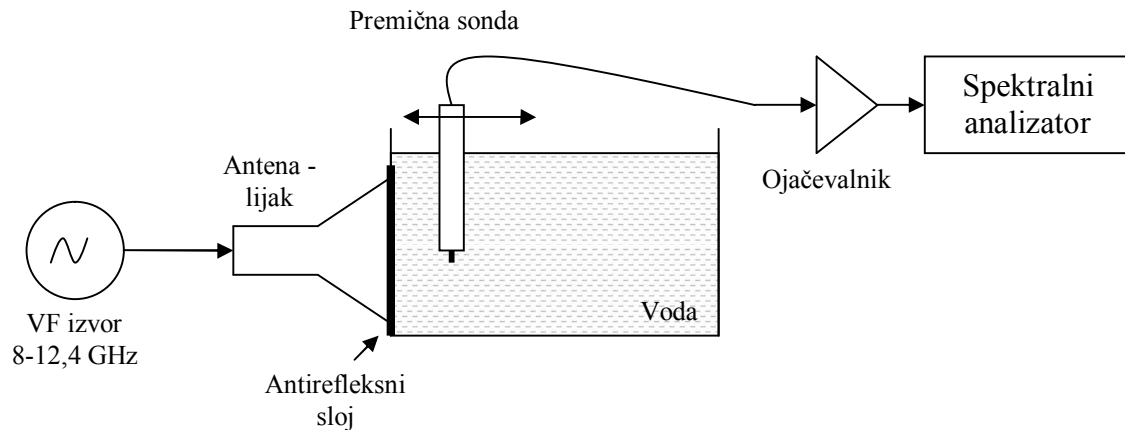
Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Visokofrekvenčni izvor za X področje (8-12,4 GHz)
- Primerno anteno (pravokotni piramidni lijak) za X področje
- Bazenček za vodo in primerno količino destilirane vode
- Primerno sondo za X področje, ki bo potopljena v vodi
- Ojačevalnik za X področje
- Spektralni analizator za X področje

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Na bazenček s strani namestimo pravokotni lijak. Priporočljivo je, da uporabimo antirefleksni sloj med odprtino lijaka in stranico bazenčka, da bo odboj zaradi visoke dielektričnosti vode manjši. Najbolje je, da kot antiodbojni sloj uporabimo steklo ($\epsilon_r=5,5$) debeline okoli 3-4 mm za delovne frekvence v X področju. Sondo potopimo v vodo in opazujemo detektirani signal na zaslonu spektralnega analizatorja. Če sondo približamo stranici bazenčka, kjer se nahaja lijak, opazimo hiter dvig moči signala. Nasprotno, če od te stranice oddaljujemo sondo, sprejeta moč v sondi hitro upade v šum spektralnega analizatorja. Ker voda močno duši

vsakršne visokofrekvenčne signale, ne pričakujemo nobenih motenj pri meritvi. Vežavo inštrumentov in pripomočkov prikazuje slika 2.



Slika 2: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

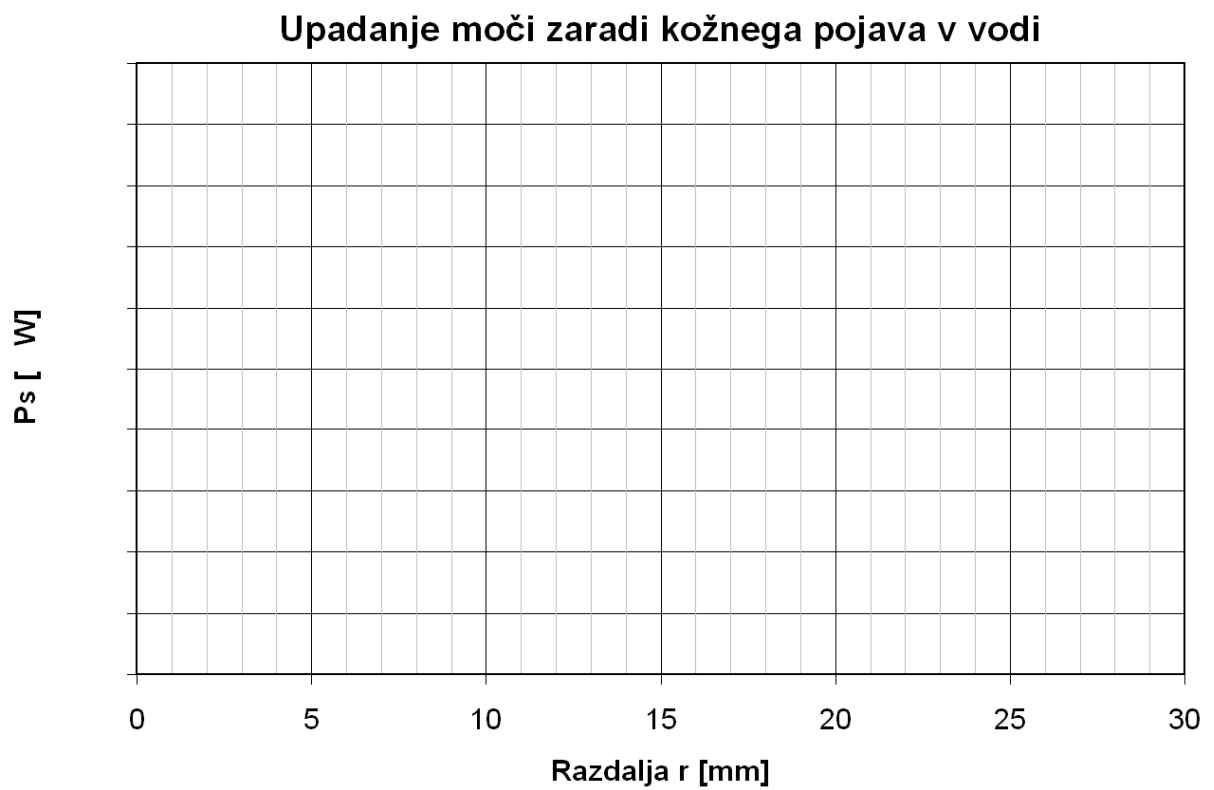
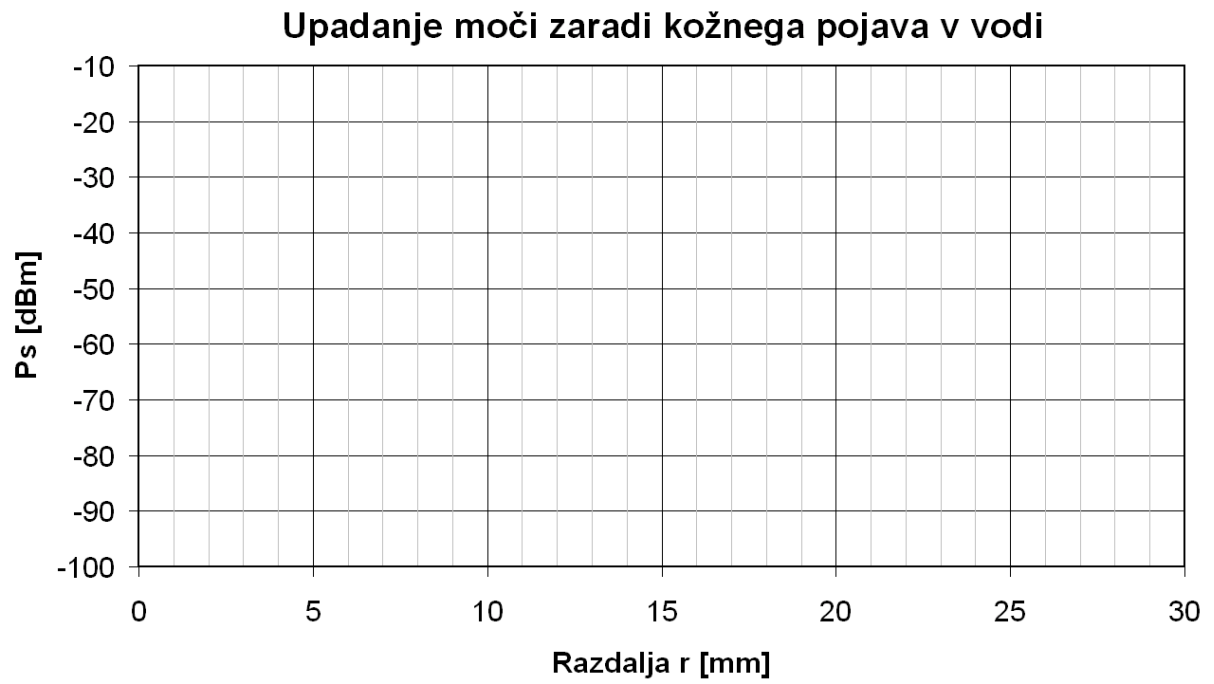
4. Prikaz značilnih rezultatov

Izmerjeno upadanje moči signala v odvisnosti od oddaljenosti od stranice bazenčka, kjer je lijak, izpišemo v tabeli in narišemo na grafe. Merimo pri frekvencah 8, 10 in 12 GHz ter sondo pomikamo po 1 mm. Meritev začnemo v položaju sonde tik ob stranici in jo nato pomikamo proč, dokler še lahko izmerimo moč signala na spektralnem analizatorju (ko se signal skriva v šum). Grafe izrišemo enkrat z decibelsko skalo, drugič z linearno. Iz rezultatov meritev izračunamo vdorno globino pri posameznih frekvencah. Primerjamo upadanje izmerjene krivulje z eksponentno funkcijo.

VAJA 24: Kožni pojav v vodi**Meritve:**

Upadanje moči v odvisnosti od razdalje med stranico bazenčka in sondo:

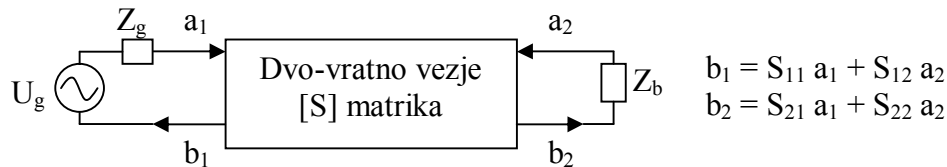
Razdalja	Frekvenca 8 GHz	Frekvenca 10 GHz	Frekvenca 12 GHz
r [mm]	P_s [dBm]	P_s [dBm]	P_s [dBm]
0			
1			
2			
3			
4			
5			
6			
7			
8			
9			
10			
11			
12			
13			
14			
15			
16			
17			
18			
19			
20			
21			
22			
23			
24			
25			
26			
27			
28			
29			
30			

Grafi:

VAJA 25: Vektorski analizator vezij

1. S parametri in vektorski analizator vezij

S parametri so definirani s potujočimi napetostnimi valovi (napredujoči val a_1 , odbiti val b_1 , napredujoči val a_2 in odbiti val b_2) in so za dvo-vratno vezje prikazani na sliki 1.



Slika 1: Definicija S parametrov pri dvo-vratnem vezju.

Pomen posameznih S parametrov je sledeč: S_{11} in S_{22} predstavljata kompleksno vhodno in izhodno odbojnost, S_{12} in S_{21} pa prenosno kompleksno ojačenje v povratni in napredujoči smeri, kot je to ponazorjeno z naslednjimi enačbami:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \dots \text{vhodna odbojnost ob prilagojenem izhodu (} Z_b = Z_k \text{)}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \dots \text{izhodna odbojnost ob prilagojenem vhodu (} Z_g = Z_k \text{ in } U_g = 0 \text{)}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \dots \text{ojačenje v napredujoči smeri ob prilagojenem izhodu}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \dots \text{ojačenje v povratni smeri ob prilagojenem vhodu}$$

Merjenje S parametrov najpogosteje izvajamo s pomočjo smernih sklopnikov, saj slednji znajo ločiti med napredujočim in odbitim valom. Ker so valovi kompleksne veličine, potrebujemo za njihovo merjenje merilnik amplitude in faze. Eden od takih merilnikov je tudi vektorski kvocientni sprejemnik. Ta je običajno, poleg vseh potrebnih smernih sklopnikov, vgrajen v merilnik, ki ga imenujemo (mikrovalovni) vektorski analizator vezij (ang. »vector network analyzer«). Z njim lahko neposredno merimo vse štiri S parametre. Načrt vektorskega analizatorja vezij je prikazan na sliki 2. S pomočjo meritev amplitude in faze valov na vratih 1 (A), vratih 2 (B) in napredujočega vala iz izvora (R), lahko izmerimo vse štiri S parametre:

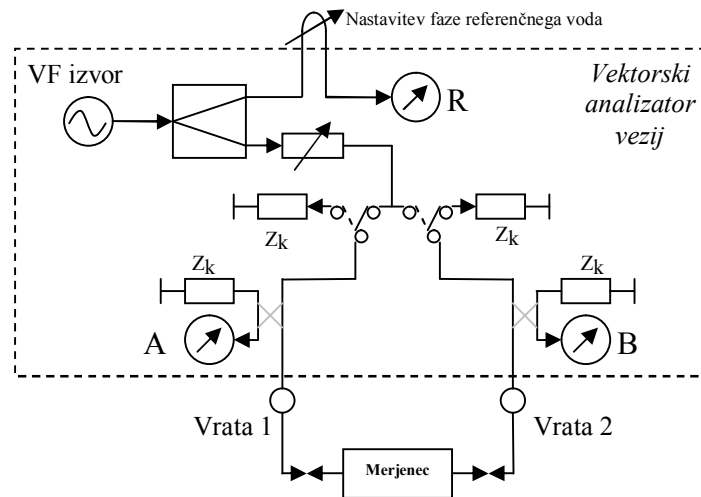
$$S_{11} = A / R \text{ (stikalo v prikazanem položaju)}$$

$$S_{22} = B / R \text{ (stikalo v črtkanem položaju)}$$

$$S_{21} = B / R \text{ (stikalo v prikazanem položaju)}$$

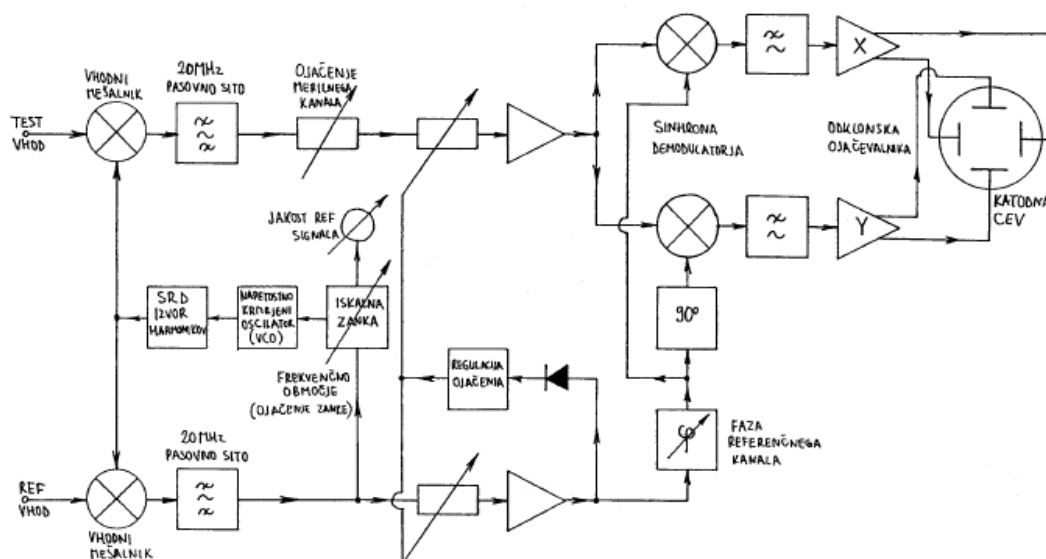
$$S_{12} = A / R \text{ (stikalo v črtkanem položaju)}$$

Merjeni S parameter na analizatorju vezij izberemo s pripadajočo tipko. Takrat v notranjosti analizator preklopi med ustreznimi smernimi sklopniki in merilniki amplitude in faze. Prikazani analizator vezij uporablja samo dva smerna sklopnika (označena z »X«), ki sklopita na merilnik (A ali B) odbiti val z merjenca. Kot omenjeno, meritev amplitude in faze med merjenimi signali (A ali B proti R), lahko izvedemo s pomočjo vektorskega kvocientnega merilnega sprejemnika, katerega blokovni načrt je prikazan na sliki 3.



Slika 2: Poenostavljen načrt vektorskega analizatorja vezij.

Vektorski kvocientni sprejemnik vsebuje dva skoraj povsem enaka kanala za obdelavo vhodnih visokofrekvenčnih signalov. Sprejemnik meri razmerje amplitud in razliko v fazi med referenčnim signalom (REF vhod, povezan na izvor R) in merjenim signalom (TEST vhod, povezan na A ali B). Rezultat meritve se lahko prikaže na več različnih načinov, najbolj običajen pa je polarni prikazovalnik s katodno cevjo, na katerem položaj svetle pike neposredno ustreza kazalcu odbojnosti v Smith-ovem diagramu.



Slika 3: Vektorski kvocientni sprejemnik.

Ker je vektorski merilni sprejemnik načrtovan za delovanje v zelo širokem frekvenčnem pasu (100 MHz - 20 GHz), se oba vhodna signala najprej mešata na primerno vrednost medfrekvence (okoli 20 MHz). Merilni sprejemnik vsebuje iskalno zanko, ki sama nastavi lokalni oscilator na potrebno frekvenco. Lokalni oscilator deluje v frekvenčnem področju 60-150 MHz, za mešanje višjih vhodnih frekvenc poskrbi izvor harmonikov s SRD diodo. Ker se ojačenje fazno-sklenjene povratne zanke viša sorazmerno z redom harmonika, moramo ojačenje faznega primerjalnika vedno prilagoditi delovni frekvenci, da se zanka zanesljivo in stabilno ujame na željeni signal.

Iskalna zanka se vedno ujame na signal v referenčnem kanalu. Na REF vhod moramo zato pripeljati signal primerne jakosti, kar nam pokaže tudi ustrezeni inštrument z vrtljivo tuljavico.

Referenčni kanal tudi krmili regulacijo ojačenja obeh kanalov in to tako, da je izhodna amplituda referenčnega kanala konstantna. Merilni sprejemnik sicer omogoča dodatno nastavljanje ojačenja merilnega kanala in popravek faze referenčnega kanala.

Realno in imaginarno komponento razmerja dobimo z dvema množilnikoma, ki delujeta kot sinhrona demodulatorja. Ko z dvema nizkoprepustnima sitoma odstranimo ostanke medfrekvence, enosmerni komponenti ojačimo ter z njima krmilimo odklonske plošče katodne cevi.

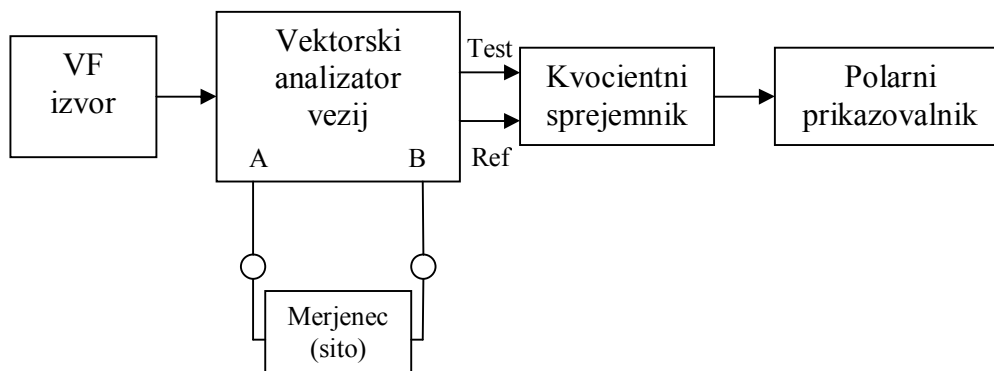
2. Seznam potrebnih pripomočkov

Za izvedbo vaje potrebujemo:

- Vektorski analizator vezij s pripadajočim visokofrekvenčnim izvorom (400 MHz – 1 GHz) ter polarnim prikazovalnikom
- Prilagojeno breme
- Kratkostičnik
- Različne merjence – sita za različna frekvenčna območja

3. Obrazložitev in opis poteka vaje

Vektorski analizator vezij meri amplitude in faze valov, ki vpadajo v in izhajajo iz merilnih vrat (običajno samo dvoje vrat) vektorskega analizatorja vezij. Preden začnemo z meritvami, je potrebno vsak vektorski analizator vezij umeriti oziroma kalibrirati. Vzrok za to je kopica sistemskih pogreškov, ki jih vnašajo priključni kabli različnih dolžin, smernosti uporabljenih smernih sklopnikov, slabljenje in fazni zasuk povezav in komponent v analizatorju, odbojnosti notranjih zaključnih bremen in izvorov, ipd. Običajno zadošča, da vektorski analizator vezij umerimo na vsakih merilnih vratih s kalibracijskim kratkim stikom, odprtimi sponkami in prilagojenim bremenom. Za meritve prenosnih karakteristik (vstavitevno slabljenje S_{21} in povratno slabljenje S_{12}) potrebujemo še umerjanje s kratkim vodom med vrati (oz. med merilnimi priključnimi kabli). Pri vaji se zadovoljimo z umerjanjem s kratkostičnikom in prilagojenim bremenom. Prepričamo se, da kaže vektorski analizator vezij svetlo točko na sredi Smith-ovega diagrama pri priključenem prilagojenem bremenu, ter odbojnost $1\angle 180$ ($\Gamma = -1$) pri priključenem kratkem stiku. Preverimo tudi odprte sponke, tako da pustimo konektor nepriključen ($\Gamma = 1$). Šele nato lahko priključimo merjenec (sito) in odčitamo njegove S parametre z zaslona prikazovalnika. Vezavo inštrumentov in pripomočkov prikazuje slika 4.



Slika 4: Razporeditev in vezava merilnih pripomočkov.

4. Prikaz značilnih rezultatov

Za različna sita izmerimo vse štiri S parametre (amplitudo in fazo) v širšem frekvenčnem območju. Za končni grafični prikaz amplitud obeh odbojnosti (S_{11} in S_{22}) ter obeh prevajalnih slabljenj (S_{21} in S_{12}) sit v kartezičnem grafu z decibelno skalo preračunamo amplitudo S parametra z linearno skalo, prikazano na polarnem prikazovalniku, z enačbo $S_{dB}=20*\log|S|$. Ko amplituda na zaslonu pade pod 0,5 ali manj, lahko ustrezno povečamo ojačenje kvocientnega merilnika, da lažje odčitamo nizke amplitude in kote faz S parametrov. Pri tem se zavedamo, da sprememba ojačenja za +6 dB spremeni linearno skalo na zaslonu za 2x. Izmerjene vrednosti in izračunane S parametre izpišemo v tabeli, S parametre v decibelih s fazami pa izrišemo na grafe.

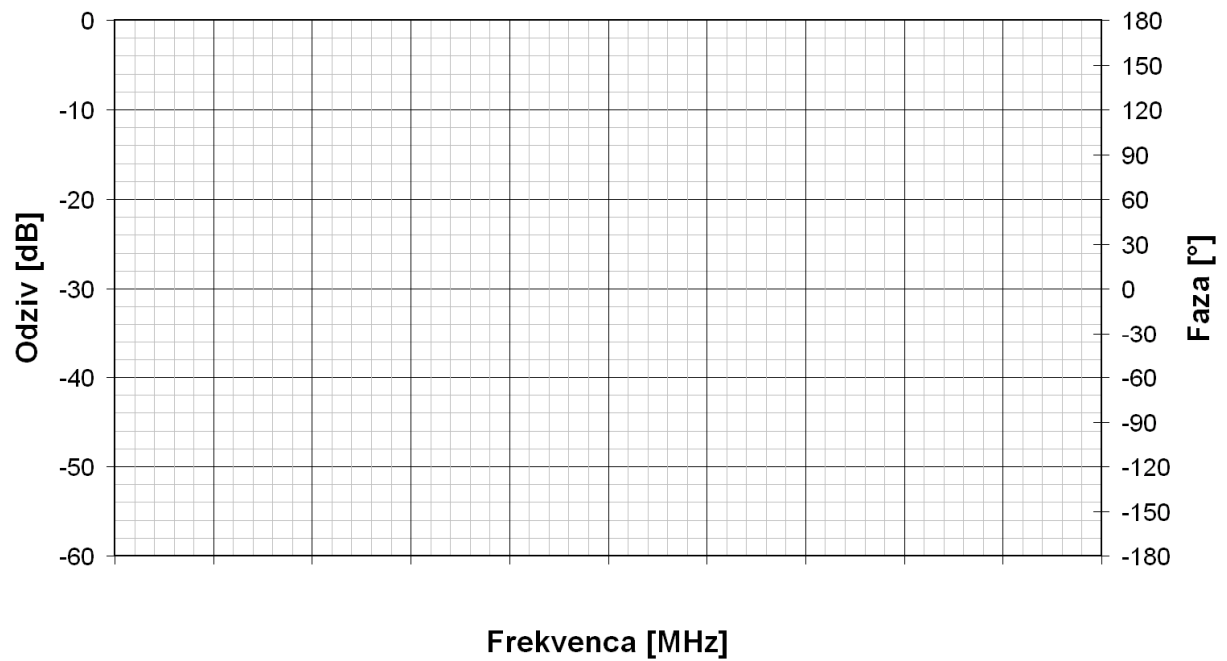
VAJA 25: Vektorski analizator vezij

S pomočjo kompleta vektorskega analizatorja vezij izmerite vse štiri S parametre (absolutne vrednosti in faze) merjenih sit. Ugotovite, kakšen tip sita merite (nizko, visoko, prepustno ali zaporno sito) in si izberite dovolj frekvenčnih točk znotraj in zunaj prepustnega/zapornega pasu sita.

Absolutne vrednosti S parametrov preračunajte v decibele in jih izrišite s pripadajočimi fazami na isti graf.

Meritve:

Frekvenca [MHz]	$ S_{11} $ [-]	ϕ_{11} [°]	$ S_{22} $ [-]	ϕ_{22} [°]	$ S_{21} $ [-]	ϕ_{21} [°]	$ S_{12} $ [-]	ϕ_{12} [°]

Graf:

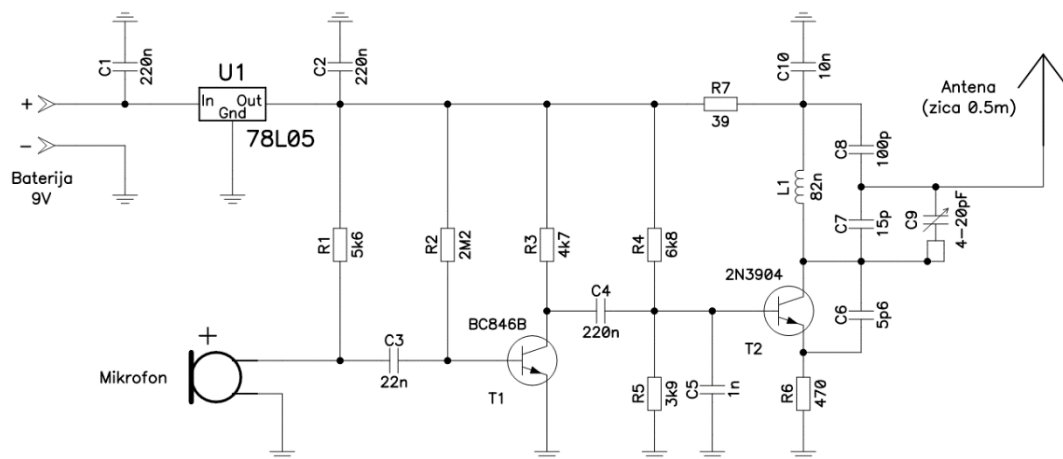
Praktična delavnica: FM oddajnik

1. Uvod

Namen praktične delavnice pri predmetu Elektrodinamika je seznanitev študentov s preprostim vezjem, ki deluje na relativno visokih frekvencah okoli 100 MHz. Vezje FM oddajnika sestavljajo mikrofonski ojačevalnik zvočnega signala ter visokofrekvenčni oscilator, katerega frekvenca oddajanja se lahko nastavi v celotnem FM UKV območju od 88 do 108 MHz. Oscilator je s pomočjo ojačanega signala iz mikrofona frekvenčno moduliran, zato se ga lahko razločno sprejema z vsakim UKV radijskim sprejemnikom.

2. Delovanje vezja

Električna vezava oziroma shema vezja je prikazana na sliki 1. FM oddajnik potrebuje enosmerno napajanje (9 V baterijo), kjer je minus sponka povezana na maso vezja. Napetost iz baterije stabilizira napetostni regulator U1 78L05, ki napetost pretvori na 5 V. To je potrebno zaradi praznjenja baterije, ki bi posledično spreminjalo delovno točko oscilatornega tranzistorja T2 2N3904 in s tem izhodno frekvenco FM oddajnika. Tako ni potrebno konstantno popravljanje sprejemane frekvence na radijskem sprejemniku, dokler ni baterija skoraj popolnoma izpraznjena (<7 V).



Slika 1 – Električna shema FM oddajnika.

FM oddajnik pretvarja zvočno valovanje v električni signal s pomočjo mikrofona. Vezje, ki ga bomo izdelali, uporablja aktivni mikrofonski ojačevalnik. Ta mikrofonski ojačevalnik je v obliki majhne kovinske kapsule, znotraj pa vsebuje tudi ojačevalnik (poleg samega mikrofona) in zato potrebuje tudi

napajanje. Napajanje mu dovaja upor R1 in tipična napetost delovne točke na mikrofonskem izhodu je okoli 3,5 V.

Tranzistor T1 BC846B ojačuje šibki signal iz mikrofona na primerno jakost za modulacijo delovne točke oscilatornega tranzistorja T2 2N3904. Delovna točka tranzistorja T1 je izvedena z uporom R2 in R3. Tipična enosmerna napetost na kolektorju T1 s pravilno delovno točko je okoli 2,5 V.

Tranzistor T2 2N3904 pretvarja enosmerno napetost v visokofrekvenčni izmenični signal in mu zato običajno pravimo oscilator. Delovna točka je nastavljena z upori R4, R5 in R6. Baza tranzistorja je izmenično v kratkem stiku proti masi preko kondenzatorja C5. Zato lahko z voltmetrom preverimo bazno napetost, ki je običajno okoli 2 V. Pri kolektorski in emitorski napetosti pa moramo biti bolj previdni, saj je v teh dveh točkah prisotna zmerno velika visokofrekvenčna izmenična napetost. Preprosta direktna priključitev voltmetra bi vplivala na visokofrekvenčno delovanje oscilatorja in voltmeter bi lahko pokazal napačne vrednosti. Ta vpliv lahko omilimo tako, da kolektorsko in emitorsko napetost pomerimo z voltmetrom preko zaporednega 1k Ohm $\frac{1}{4}$ W upora, ki smo mu skrajšali priključne žičke na manj kot 5 mm (upor zvežemo na konico rdeče plus merilne sponke in se dotaknemo merjene točke preko skrajšane uporabne žičke). Ta upor deluje kot dušilka za visokofrekvenčne signale, zato naša meritev delovne točke na kolektorju in emitorju ne moti delovanja vezja.

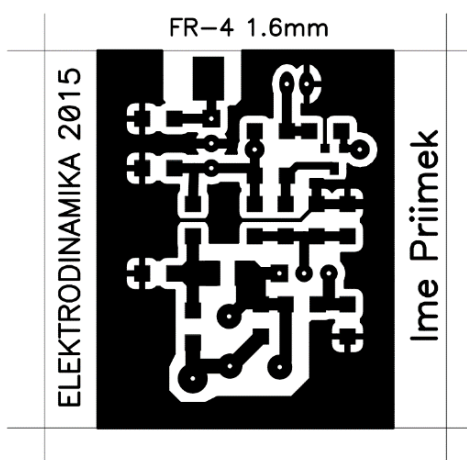
Oscilatorni tranzistor T2 je v bistvu ojačevalnik z ozemljeno bazo. Da ojačevalnik postane oscilator (izvor izmeničnega signala), potrebuje pozitivno povratno vezavo. Za to poskrbi kondenzator C6. V vezavi z ozemljeno bazo daje ojačevalnik le veliko napetostno ojačanje, tokovno ojačanje pa je manjše od enote. Kondenzator C6 pri tem preslika visoko impedanco nihajnega kroga s tuljavo L1 na nizko impedanco spoja BE tranzistorja. Slednja je zelo nizka predvsem zaradi visoke kapacitivnosti C_{BE} , večji del katere predstavlja dinamična kapacitivnost manjšinskih nosilcev v PN spoju v prevodni smeri.

Na kolektor je priključen vzporedni nihajni krog, ki ga sestavljajo tuljava L1 ter zaporedna vezava C8 in C7 in C9, antena in zaporedna vezava C6 in C_{BE} . Vrednosti elementov so izbrane tako, da z vrtenjem trimera (folijskega) kondenzatorja C9 lahko uglasimo frekvenco FM oddajnika v celotnem pasu od 88 do 108 MHz. Impedanco antene, ki je lahko kos trde bakrene žice premera 0,5 mm in dolžine okoli 0,5 m, prilagodimo v nihajni krog preko napetostnega delilnika, ki ga sestavljajo enaki kondenzatorji, kot sam nihajni krog. Načeloma bi lahko anteno priključili tudi na kolektor tranzistorja T2, vendar bi bil takrat oscilator še bolj občutljiv na premike antene in prostor okoli nje.

Frekvenčno modulacijo oddajnika dosežemo z ojačanim signalom iz mikrofona tako, da ta izmenični signal premika delovno točko tranzistorja T2. Kapacitivnost manjšinskih nosilcev je premo sorazmerna toku skozi PN spoj v prevodni smeri in predstavlja večji del kapacitivnosti C_{BE} , ki je del nihajnega kroga. Povrh se z napetostjo spreminja tudi kapacitivnost zaporne plasti C_{CB} , ki je tudi del nihajnega kroga, in posledično frekvenca osciliranja. Enosmerna sprememba delovne točke tranzistorja T2 zaradi mikrofonskega signala sicer povzroča tudi rahlo amplitudno modulacijo oddajnika.

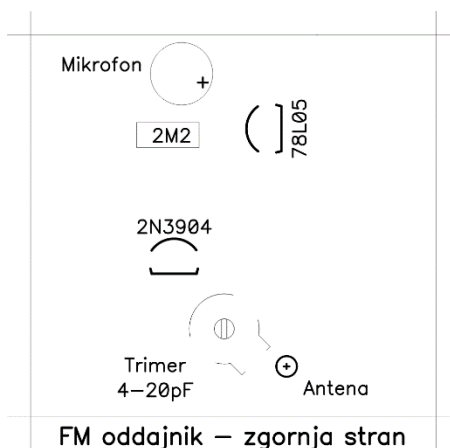
3. Izdelava vezja

Vsa visokofrekvenčna vezja potrebujejo za pravilno in zanesljivo delovanje ustrezno praktično izvedbo. V primeru FM oddajnika bomo izdelali enostransko tiskano vezje na FR-4 laminatu. Vezje izdelamo z nekaj klasičnimi elementi (ang. »through-hole«), ki se pritrdijo/položijo na ploščico z ene strani in spajkajo z druge strani, večina elementov pa je za površinsko gradnjo (ang. »SMD«) in se spajka na isti strani ter hkrati ni potrebno krivljenje žičk elementa ter nadležno vrtanje ploščice. Načrtovani bakreni sloj na spodnji strani ploščice, kjer se bo izvajalo spajkanje, prikazuje slika 2. Tiskano vezje (TIV) bomo izdelali s postopkom prenosa tonerja direktno na bakreni sloj ploščice z uporabo laminatorja. Nato bomo ploščico potopili v kislino, kjer se bo nezaščiteni baker odjedkal in ostal bo samo še načrtovani sloj s slike 2.



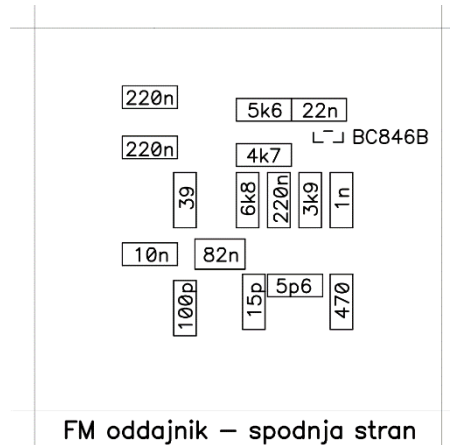
Slika 2 – Tiskano vezje FM oddajnika (spodnja stran).

Razporeditev klasičnih elementov na zgornji strani ploščice, za katere bo potrebno vrtanje, prikazuje slika 3.



Slika 3 – Razporeditev elementov na zgornji strani ploščice FM oddajnika.

Razporeditev SMD elementov na spodnji strani ploščice pa prikazuje slika 4.



Slika 4 – Razporeditev elementov na spodnji strani ploščice FM oddajnika.

4. Umerjanje in preizkušanje vezja

Dokončno izdelano vezje najprej še enkrat vizuelno pregledamo za morebitnimi kratkimi stiki, pravilno namestitvijo elementov in pa tudi slabo zaspajkanimi spoji (nesijoč, zrnat, nagrbančen ali hrapav spoj), katere seveda popravimo. Nato vezje priključimo na laboratorijski nastavljeni usmernik (napajalnik) in ob začetni napetosti 0 V dvignemo napetost vse do 9 V ter hkrati opazujemo tok. Pravilno delujoč FM oddajnik porabi pri 9 V napajalni napetosti od 8 do 9 mA toka. Če poraba toka ni pravilna, preverimo delovne točke in napetosti regulatorja, mikrofona in obeh tranzistorjev ter odpravimo nepravilnosti.

Če razpolagamo z visokofrekvenčnim spektralnim analizatorjem, preverimo frekvenčno pokrivanje FM oddajnika, ki mora biti vse od okoli 85 MHz do preko 110 MHz. Prepričamo se tudi, da ima zadovoljivo FM modulacijo (FM koleb). Ob enakomernem žvižganju, pri oddaljenosti do mikrofona okoli 0,5 m, mora biti vidna FM modulacija s širino nekaj 100 kHz. Ker je FM oddajnik zmerno občutljiv na jakost zvoka, se zavedamo, da ne smemo biti preveč glasni, ker bo drugače zvok na radijskem sprejemniku popačen zaradi prevelike modulacije FM oddajnika. Če ga postavimo na polico v sobi, bomo v večini primerov na radijskem sprejemniku v drugi sobi razločno in glasno slišali vso dogajanje v »opazovani« sobi.

Če oscilator noče zanihati oziroma niha nestabilno, je temu mogoče vzrok prenizka impedanca antene. V tem primeru skrajšamo antensko žico in poskusimo znova. Vezje oscilatorja je načrtovano za antensko žico, ki ni rezonančna in je krajša od četrte valovne dolžine!