

Univerza v Ljubljani  
Fakulteta za elektrotehniko

Drago Kostevc

# Poglavja iz mikrovalov

Druga popravljena in razširjena izdaja

Ljubljana, 2011



---

## **Predgovor k drugi izdaji**

Od prve izdaje je minilo šest let. V teh letih sem v svojem izvodu skript našel kar precej takšnih in drugačnih, bolj ali manj pomembnih napak. Opazil sem, da bi bilo knjigo lažje brati, če bi imela več slik in tudi več zgledov. Med predavanji se je tudi marsikje izkazalo, da je podajanje snovi do študentov bolj prijazno, če jo zasukano malo drugače kakor v skriptah.

Vse skupaj me je prepričalo, da je čas za prenovno knjige.

V tej izdaji sem torej popravil vse napake, ki sem jih opazil, dodal sem mnogo zgledov in slik in nekaj poglavij, pa tudi nit podajanja teče pogosto malo drugače kot v prvi izdaji.

V Trzinu, junija 2011

---

## Knjigi na pot

Pojem mikrovalovi v ožjem pomenu označuje elektromagnetno valovanje z valovnimi dolžinami od 1mm do 1m s pripadajočimi frekvencami od 300 MHz do 300GHz. V širšem pomenu pa pojem zajema vse področje elektrotehnike, ki se ukvarja z visokimi frekvencami. Zajema torej področje elektromagnetnih valovanj, vezij, sistemov, merjenj, pasivnih in aktivnih komponent in pripadajočih tehnologij. Po svetu nekateri mikrovalove imenujejo tudi tehnika visokih frekvenc, kar je morda bolj povedno in morda bolj nevtrarno kot mikrovalovi. Vendar se področje pri nas tradicionalno imenuje mikrovalovi, zato tega nisem želel spreminjati.

Kot sem že zapisal, zajemajo mikrovalovi praktično vsa področja elektrotehnike, vendar specifično na visokih frekvencah. Vsako izmed teh področij je že samo zase znanstvena disciplina in znanstvenik in inženir, ki se ukvarjata s posameznim izmed njih, običajno kar dobro shajata tudi brez temeljitega znanja iz ostalih področij. Uspešen načrtovalec visokofrekvenčnih vezij ali sistemov pa mora razmeroma dobro poznati vsa področja elektrotehnike. Mikrovalovi so zato tipično inženirstvo v klasičnem pomenu te besede. Še pred sto leti je namreč pomenil pojem inženir nekakšnega vseveda za vso tehniko, od načrtovanja do izvedbe. Tisti časi so nepreklicno minili, sedaj je tudi področje elektrotehnike funkcionalno razdeljeno na cel kup podpodročij, ki dostikrat nimajo več dosti skupnega med seboj. Le mikrovalovni inženir mora biti še vedno nekakšen vseved za skoraj vso klasično elektrotehniko, saj se bo pri svojem delu prej ali slej srečal z vsemi njenimi področji.

Glede na to, da tehnika napreduje z velikimi koraki, bi se kdo utegnil vprašati, ali ni morda zaradi vedno manjših vezij umestno frekvenčno mejo, ki označuje začetek mikrovalovnega področja, premakniti k višjim frekvencam, denimo na nekaj gigahertzov. Pomislek je umesten, spomnimo se zato, zakaj sploh posebne metode pri mikrovalovih in kako je določena spodnja meja mikrovalovnega frekvenčnega področja. Posebne mikrovalovne metode se uporabljajo, ko model koncentriranih elementov vezij odpove, ko torej postanejo elementi vezja primerljivi z valovno dolžino signala. Za vezja, ki so sestavljena iz elementov, poznanimi pred desetletji, je to ravno meja, s katero je opredeljena spodnja frekvenčna meja klasičnih mikrovalov (~100 MHz). Vezje, ki je tako majhno, da je valovna dolžina signala s frekvenco nekaj gigahertzov velika v primerjavi z njim, lahko seveda do te frekvence obravnavamo, kakor da je sestavljeno iz diskretnih elementov. Vendar pa je tako majhno vezje sposobno delovati še pri višjih frekvencah, če je načrtano z mikrovalovnimi metodami. Mnogokrat je pomembno, da deluje vezje na najvišji možni frekvenci. Torej, če želimo delati cenovno optimalna visokofrekvenčna vezja, se mikrovalovnemu načrtovanju ne moremo izogniti.

---

Izbira snovi je za učbenik pogosto težavna stvar. Po eni strani je snov predpisana z učnim programom. Vendar je učni program bolj okvir, v katerega učitelj zloži vsebino, ki je vsako leto nekoliko drugačna. Napreduje tudi stroka in tudi učitelj, ki na podlagi izkušenj spreminja vsebino in formo - oboje je pomembno in med seboj povezano. Nekatere vsebine imajo bolj pedagoško in druge bolj strokovno težo in tudi to vpliva na izbor vsebine. Kljub temu pa so si učbeniki za nekatere predmete po vsem svetu zelo podobni, denimo za matematiko, fiziko ali teorijo vezij. Gre za to, da je tvarina pri teh predmetih notranje konsistentna in obenem dobro omejena navzven. Pri mikrovalovih je drugače. Zlepa ne boste našli dveh enakih knjig, še podobnih ne, čeprav bodo imele vse enak ali podoben naslov: variacije na mikrovalove ali visokofrekvenčno tehniko. Za to je več vzrokov, najpomembnejši je, da je področje izredno obsežno, saj vsebuje nadgradnjo za takorekoč celotno elektrotehniko. V eno knjigo ali celo univerzitetni kurz vsi mikrovalovi pač ne grejo, zato je treba vedno narediti 'avtorjev izbor'. In očitno pri izboru avtorji pač upoštevajo različna vodila.

Naj naštejem svoja. Predvsem sem pri izboru upošteval celotni učni program Fakultete za elektrotehniko. Večina teoretičnih izhodišč mikrovalov je že izčrpno obdelana pri drugih predmetih, zato sem jih v teh skriptah izpustil ali pa le na kratko ponovil ali dopolnil.

Moje mnenje je, za razliko od danes prevladujočega drugačnega mnenja, da naj šola, prvič, sistematično uči osnove in principe, na podlagi katerih bo vsak inženir pri svojem specifičnem delu hitro obvladal tudi praktično plat poklica. In drugič, da je prav tako ali pa včasih še bolj od množine osvojenega znanja pomembno šolanje 'samo po sebi', s tem, ko študenta prisili, da osvoji cel kup metod, katerim je skupno samo to, da so med seboj različne! V Sloveniji je danes samo nekaj firm, ki se neposredno ukvarjajo s tehniko mikrovalov in najverjetneje je, da bo prav malo študentov pristalo v kateri izmed njih. Torej se bodo le nekateri študentje udeleževali kot 'mikrovalovni inženirji' in zato knjiga ne more biti napisana, kakor da je namenjena njim. Po drugi strani pa živimo v dobi informacijske revolucije, za katero je osnovna značilnost potreba po nenehnem povečevanju hitrosti prenašanja in obdelave informacij. Kakorkoli zadeve obračamo, to pri današnjem stanju tehnike običajno pomeni vedno višje zgornje frekvence prenašanja in obdelave električnih signalov. To pa pomeni, da 'mikrovalovna doktrina' sicer postopno, vendar nezadržno vstopa v prenašanje vseh signalov in v načrtovanje vseh elektronskih vezij. In to spet pomeni, ker bo večina študentov vendarle tako ali drugače pristala v panogi, ki se ukvarja ali z elektroniko ali s prenašanjem signalov, da bo vsem pri njihovem delu dobrodošel mikrovalovni pogled, čeprav vsakomur na drugačen način.

V skriptah sem se zato trudil, da bi vsem tem bodočim inženirjem, ki bodo začeli svojo poklicno pot v tako različnih okoliščinah, podal predvsem zaokrožene osnove za mikrovalovni pogled na elektrotehniški svet. Osnove bodo namreč ostale veljavne še dolga leta, aparati, tehnologije in industrija pa se bodo spreminjali hitreje, kot jim lahko sledi učbenik.

---

Posamični instrumenti in sestavni deli vezij in sistemov, opisani v skriptah, pri tem služijo kot ilustracija današnjega stanja, pa tudi kot prikaz inženirske iznajdljivosti pri reševanju problemov, ki se pojavljajo pri visokih frekvencah.

Zgodovina mikrovalov se je začela z Maxwellom in Hertzom v devetnajstem stoletju. Iz pleníc so se izvili z razvojem radarjev pred drugo svetovno vojno. Nato jih je dolga leta poganjala hladna vojna, telekomunikacije pa so pobirale drobtine, ki so padale z obložene mize. Poslednja mogočna vzpodbuda jim je bil vesoljski program. Na valovih te plime še sedaj jezdi računalniki, mobiteli ter satelitska televizija in navigacija. Začetek novega tisočletja zaznamuje dokončen prehod v globalno informacijsko družbo in temu prehodu sta dostojen delež nedvomno prispevali znanost in inženirstvo s področja mikrovalov. Prav nobeno področje moderne informacijske družbe, pa naj bo to mobilna telefonija, satelitska televizija, optične zveze ali računalništvo danes ne more shajati brez mikrovalov.

Ob zaključku nastajanja knjige se zahvaljujem prof. dr. Jožetu Mlakarju in prof. dr. Matjažu Vidmarju za skrben pregled besedila in koristne pripombe in nasvete. Za nasvete o poglavju o prenašanju informacij se zahvaljujem tudi prof. dr. Dragu Hercogu. Obenem seveda prevzemam odgovornost za vse napake in nerazumljivosti, ki so v besedilu še ostale.

V Trzinu septembra 2005

# Vsebina

Seznam zgledov .....	vii
Seznam slik .....	ix
1. Uvod .....	1
2. Smerni grafi .....	3
2.1. Definicije .....	3
2.1.1. Vozel .....	4
2.1.2. Veja .....	4
2.1.3. Pot .....	4
2.1.4. Direktna pot .....	4
2.1.5. Elementarna zanka .....	4
2.1.6. Zanka višjega reda .....	5
2.2. Ekvivalence grafov .....	5
2.2.1. Pravilo adicije .....	5
2.2.2. Pravilo multiplikacije .....	6
2.2.3. Pravilo lastne zanke .....	6
2.2.4. Pravilo redukcije odvisnega vozla .....	6
2.2.5. Sklep .....	7
2.3. Masonovo pravilo .....	7
2.4. Smerni grafi nekaterih mikrovalovnih elementov .....	8
2.4.1. Dvopol .....	8
2.4.2. Četveropol .....	9
2.4.3. Napetostni generator .....	9
2.4.4. Prilagojena linija .....	11
2.4.5. Skok karakteristične impedance .....	12
2.4.6. Povezava dveh elementov .....	12
2.5. Literatura .....	23

---

<b>3. Parametri S.....</b>	<b>24</b>
3.1. Uvod.....	24
3.2. Recipročnost.....	25
3.3. Ponovno normiranje.....	30
3.4. Premik referenčne ravnine .....	32
3.5. Brezizgubnost .....	33
3.6. Literatura .....	37
<b>4. Šumne lastnosti elementov sistemov .....</b>	<b>38</b>
4.1. Ekvivalentna spektralna šumna temperatura .....	38
4.1.1. Ekvivalentna spektralna šumna temperatura dvopola.....	38
4.1.2. Ekvivalentna spektralna šumna temperatura četveropola .....	40
4.1.3. Ekvivalentna šumna temperatura verige dveh četveropolov.....	41
4.2. Spektralno šumno število.....	42
4.3. Šumna mera .....	45
4.4. Literatura .....	48
<b>5. Mikrovalovne meritve .....</b>	<b>49</b>
5.1. Uvod.....	49
5.2. Merjenje moči .....	50
5.2.1. Merjenje moči s kalorimetrom.....	51
5.2.2. Merjenje moči s termistorjem.....	51
5.2.3. Merjenje moči s termočlenom.....	56
5.2.4. Merjenje moči z diodo.....	58
5.2.5. Pogreški pri merjenju moči.....	60
5.3. Merjenje šumnega števila .....	63
5.3.1. Primitivni merilnik.....	63
5.3.2. Merilnik s korekcijo sistematskih pogreškov .....	64
5.4. Merilna linija .....	66



<b>5.5. Merjenje parametrov S.....</b>	<b>71</b>
5.5.1. Splošno .....	71
5.5.2. Štiridetektorski analizator vezij .....	80
5.5.3. Metode za kalibriranje štiridetektorskih merilnikov .....	86
5.5.4. Tridetektorski analizator vezij .....	97
5.5.5. Kalibriranje tridetektorskih analizatorjev vezij.....	98
5.5.6. Kalibracija analizatorja vezij z neenakima priključkoma iz iste družine.....	99
5.5.7. Kalibracija merilnika s priključkoma iz različnih družin .....	102
5.5.8. Kalibracijske normale .....	105
5.5.9. Preostali pogoški in verifikacija merilnika .....	108
5.5.10. Odbojnost v časovnem prostoru .....	112
<b>5.6. Merjenje absolutnih vrednosti parametrov S .....</b>	<b>113</b>
5.6.1. Skalarni analizator vezij.....	113
5.6.2. Pogoški skalarnega analizatorja .....	115
<b>5.7. Merjenje frekvence .....</b>	<b>118</b>
5.7.1. Mehanski merilniki frekvence .....	118
5.7.2. Števci frekvence.....	120
<b>5.8. Merjenje snovnih lastnosti .....</b>	<b>124</b>
5.8.1. Merjenje dielektričnosti v valovodu.....	125
5.8.2. Valovna konstanta mikrotrakaste linije .....	127
5.8.3. Merjenje kvalitete resonatorja .....	127
<b>5.9. Literatura.....</b>	<b>128</b>
<b>6. Mikrovalovna vezja .....</b>	<b>129</b>
6.1. Uvod .....	129
6.2. Analiza vezij na podlagi simetrij .....	129
6.2.1. Analiza simetričnega dvovhodnega vezja .....	129
6.2.2. Analiza dvakrat simetričnega štirivhodnega vezja .....	132
6.3. Pasivni elementi mikrovalovnih vezij.....	135
6.3.1. Mikrotrakaste linije .....	135

---

6.3.2.	Koncentrirani elementi .....	140
6.3.3.	Linija kot ekvivalent koncentriranim elementom.....	141
6.4.	Mikrovalovna pasivna vezja.....	144
6.4.1.	Impedančni transformatorji.....	144
6.4.2.	Inverterji .....	148
6.4.3.	Filtri .....	151
6.4.4.	Prilagodilna vezja .....	153
6.5.	Mikrovalovna aktivna vezja.....	155
6.5.1.	Tranzistorski ojačevalniki .....	155
6.5.2.	Oscilatorji z dvopolom .....	167
6.6.	Računalniška optimizacija mikrovalovnih vezij .....	171
6.7.	Literatura .....	172
7.	Mikrovalovni elementi.....	173
7.1.	Uvod.....	173
7.2.	Periodične strukture.....	173
7.2.1.	Floquetov teorem.....	173
7.2.2.	Lastnosti periodičnih struktur .....	174
7.3.	Smerni sklopniki.....	176
7.3.1.	Uvod .....	176
7.3.2.	Valvodni smerni sklopnik.....	178
7.3.3.	Sklopnik s sklopljeno linijo.....	179
7.3.4.	Uporovni mostič.....	182
7.4.	Delilniki in združevalniki .....	183
7.4.1.	Uvod .....	183
7.4.2.	Uporovni delilnik.....	184
7.4.3.	Wilkinsonovo vezje.....	185
7.4.4.	Kvadratni mostič .....	186
7.5.	Nerecipročni pasivni elementi .....	189

7.5.1.	Cirkulatorji.....	189
7.5.2.	Izolatorji.....	190
7.6.	Mikrovalovne elektronke .....	192
7.6.1.	Uvod.....	192
7.6.2.	Refleksni klistron .....	192
7.6.3.	Cev na potujoče valove .....	194
7.7.	Literatura.....	196
8.	Uvod v brezžične komunikacije .....	197
8.1.	Antenske definicije.....	197
8.1.1.	Smerni diagram in širina glavnega snopa .....	198
8.1.2.	Smernost .....	199
8.1.3.	Dobitek in gostota moči oddajne antene .....	202
8.1.4.	Efektivna površina sprejemne antene.....	204
8.1.5.	Povezava dobitka in efektivne površine antene.....	205
8.1.6.	Daljnje polje.....	207
8.1.7.	Ekvivalentna šumna temperatura antene.....	208
8.2.	Razširjanje radijskih valov .....	210
8.2.1.	Fresnelova področja.....	210
8.2.2.	Val nad ravno površino Zemlje .....	214
8.2.3.	Radijski horizont.....	216
8.2.4.	Presih.....	217
8.2.5.	Friisova komunikacijska enačba .....	219
8.2.6.	Osnovni koraki načrtovanja brezžične zveze .....	220
8.3.	Prenašanje informacij.....	221
8.3.1.	Uvod.....	221
8.3.2.	Vernost prenosa.....	222
8.3.3.	Množina informacije.....	222
8.3.4.	Kapaciteta kanala .....	224
8.3.5.	Model telekomunikacijskega sistema.....	225

---

8.3.6.	Uvod v prenos digitalnih signalov .....	228
8.3.7.	Multipleksi .....	231
8.4.	Literatura .....	232
<b>9.</b>	<b>Radarji in navigacijski sistemi .....</b>	<b>233</b>
9.1.	Uvod.....	233
9.2.	Radarji.....	233
9.2.1.	Uvod .....	233
9.2.2.	Kratka zgodovina radarja .....	234
9.2.3.	Uporaba radarja.....	236
9.2.4.	Odmevna površina .....	237
9.2.5.	Dopplerjev nemoduliran (CW) radar.....	237
9.2.6.	Frekvenčno moduliran radar s kontinuiranim signalom (FM-CW) .....	239
9.2.7.	Konvencionalni pulzni radar.....	241
9.2.8.	Pulzni Dopplerjev radar .....	248
9.2.9.	Obdelava radarskih signalov.....	255
9.2.10.	Kako zmanjšati moč radarja? .....	258
9.2.11.	Sklep .....	261
9.3.	Navigacijski sistemi in naprave.....	262
9.3.1.	Uvod.....	262
9.3.2.	Mikrovalovni pristajalni sistem MLS .....	263
9.4.	Literatura .....	263
	<b>Priporočljivo branje.....</b>	<b>264</b>

## Seznam zgledov

Zgled 1 Parametri grafa napetostnega generatorja.....	10
Zgled 2 Matrika porazdelitve verige dveh četveropolov .....	14
Zgled 3 Razpoložljivo ojačenje četveropola.....	16
Zgled 4 Ojačenje vmesnika.....	18
Zgled 5 Močnostno ojačenje četveropola .....	19
Zgled 6 Vhodna odbojnost v trivhodno vezje.....	20
Zgled 7 Parametri S verige treh četveropolov.....	22
Zgled 8 Recipročnost in parametri S.....	25
Zgled 9 Porazdelitvena matrika serijske impedance.....	27
Zgled 10 Porazdelitvena matrika skoka karakteristične impedance .....	29
Zgled 11 Ponovno normiranje dvopola.....	31
Zgled 12 Premik referenčne ravnine prilagojene linije.....	33
Zgled 13 Brezizgubno recipročno dvovhodno vezje.....	35
Zgled 14 Brezizgubno prilagojeno trivhodno vezje.....	36
Zgled 15 Ekvivalentna šumna temperatura upora.....	38
Zgled 16 Ekvivalentna šumna temperatura generatorja.....	39
Zgled 17 Šumno število uporovnega slabilnika.....	44
Zgled 18 Antenski ojačevalnik .....	45
Zgled 19 Meritev odbojnosti z merilno linijo.....	70
Zgled 20 Meritev odbojnosti z merilno linijo v Smithovem diagramu.....	70
Zgled 21 Smernost reflektometra.....	77
Zgled 22 Porazdelitvena matrika serijske impedance.....	131
Zgled 23 Kondenzator kot kratek odsek linije.....	142
Zgled 24 Smernost antene z ozkim glavnim snopom.....	201

Zgled 25 Oddajna moč satelitskega oddajnika.....	204
Zgled 26 Premer antene.....	206
Zgled 27 Meja Fraunhoferjevega področja.....	208
Zgled 28 Šumna temperatura antene.....	209
Zgled 29 Največji polmer prve Fresnelove cone.....	213
Zgled 30 Polje nad ravno površino Zemlje.....	215
Zgled 31 Radijski horizont.....	217
Zgled 32 Razdalja, na kateri radar odkrije 'nevidno' letalo.....	242
Zgled 33 Kotna hitrost in osvetlitveni čas radarja.....	247
Zgled 34 Dopplerjeva frekvenca pulznega radarja.....	249
Zgled 35 Mejna frekvenca sita.....	251
Zgled 36 Slepe in enoveljavne hitrosti radarja.....	253
Zgled 37 Potrebno razmerje med signalom in šumom.....	258

## Seznam slik

Sl. 2.1 Smerni graf enačbe 2.1 .....	3
Sl. 2.2 Smerni graf enačbe 2.2 .....	4
Sl. 2.3 Pravilo adicije .....	5
Sl. 2.4 Pravilo multiplikacije .....	6
Sl. 2.5 Pravilo lastne zanke .....	6
Sl. 2.6 Redukcija odvisnega vozla .....	7
Sl. 2.7 Dvopol in smerni graf dvopola .....	8
Sl. 2.8 Smerni graf četveropola .....	9
Sl. 2.9 Napetostni generator s priključeno linijo .....	9
Sl. 2.10 Smerni graf napetostnega generatorja .....	10
Sl. 2.11 Smerni graf generatorja z bremenom .....	10
Sl. 2.12 Smerni graf prilagojene linije .....	11
Sl. 2.13 Skok karakteristične impedance .....	12
Sl. 2.14 Smerni graf skoka karakteristične impedance .....	12
Sl. 2.15 Verižna vezava dveh četveropolov .....	12
Sl. 2.16 Smerni graf povezave dveh četveropolov .....	13
Sl. 2.17 Smerni graf verige dveh četveropolov .....	13
Sl. 2.18 Poenostavljen smerni graf verige dveh četveropolov .....	13
Sl. 2.19 Povezava dveh vrat, ki nista normirani na isto impedanco .....	14
Sl. 2.20 Smerni graf verige četveropolov z neenakimi normiranimi impedancama .....	14
Sl. 2.21 Smerni graf verige dveh četveropolov .....	14
Sl. 2.22 Redukcija vozla x .....	15
Sl. 2.23 Redukcija lastne zanke vozla y .....	15
Sl. 2.24 Redukcija vozla y .....	15

---

Sl. 2.25 Reducirani smerni graf verige dveh četveropolov .....	16
Sl. 2.26 Smerni graf generatorja z bremenom.....	16
Sl. 2.27 K razpoložljivi moči na izhodu četveropola .....	17
Sl. 2.28 K močnostnemu ojačenju četveropola .....	19
Sl. 2.29 Trivhodno vezje s priključenima odbojnostima $\Gamma_2$ in $\Gamma_3$ .....	20
Sl. 2.30 Smerni graf trivhodnega vezja s priključenima odbojnostima na vratih 2 in 3 .....	21
Sl. 2.31 Smerni graf verige treh četveropolov.....	22
Sl. 3.1 Četveropol, podan s porazdelitveno matriko $\mathbf{S}$ .....	24
Sl. 3.2 Razmere na liniji .....	24
Sl. 3.3 Smerni graf vzbujanja na vhodu in odziva na izhodu četveropola .....	26
Sl. 3.4 Smerni graf vzbujanja na izhodu in odziva na vhodu četveropola .....	26
Sl. 3.5 Serijska impedanca .....	27
Sl. 3.6 K določanju parametrov $S$ serijske impedance.....	28
Sl. 3.7 Skok karakteristične impedance.....	29
Sl. 3.8 Ponovno normiranje vezja .....	30
Sl. 3.9 Smerni graf ponovnega normiranja vezja .....	31
Sl. 3.10 Ponovno normiranje odbojnosti $\Gamma$ .....	31
Sl. 3.11 Smerni graf vezja s premaknjenima referenčnima ravninama na vratih $j$ in $m$ .....	32
Sl. 4.1 O šumnih lastnostih generatorja .....	39
Sl. 4.2 K šumni temperaturi dvovhodnega vezja.....	40
Sl. 4.3 Veriga dveh četveropolov .....	41
Sl. 4.4 Uporovni slabilnik z generatorjem.....	44
Sl. 5.1 Blokovna shema merilnika moči s temperaturno kompenziranim mostičem .....	53
Sl. 5.2 Shema merilne glave s termistorjema .....	55
Sl. 5.3 Električna shema termočlena .....	57
Sl. 5.4 Dioda kot senzor merilnika moči .....	59
Sl. 5.5 Smerni graf generatorja, priključenega na wattmeter .....	60



<u>Seznam slik</u>	xi
Sl. 5.6 Merilnik šumnega števila.....	63
Sl. 5.7 Umerjanje merilnika šumnega števila .....	65
Sl. 5.8 Smerni graf merilne linije.....	67
Sl. 5.9 Prikaz enačbe stojnega vala v kompleksni ravnini .....	68
Sl. 5.10 Vzorec stojnega vala.....	68
Sl. 5.11 Določitev odbojnost v Smithovem diagramu .....	71
Sl. 5.12 Reflektometer z generatorjem in merjeno odbojnostjo .....	74
Sl. 5.13 Smerni graf reflektometra z merjeno odbojnostjo.....	74
Sl. 5.14 Smerni graf pogreškovnega vezja merilnika.....	78
Sl. 5.15 Blokovna shema merilnika s štirimi detektorji.....	80
Sl. 5.16 Pogreškovno vezje štiridetektorskega analizatorja vezij .....	81
Sl. 5.17 Jedro pogreškovnega vezja z označenimi kalibracijskimi meritvami.....	83
Sl. 5.18 Ekvivalentni graf jedra pogreškovnega vezja.....	83
Sl. 5.19 Smerni graf, ki povezuje kalibracijske meritve z neobdelanimi meritvami .....	84
Sl. 5.20 Standardno 12 parametrsko pogreškovno vezje analizatorja vezij.....	85
Sl. 5.21 Meritve za kalibracijo po metodi TMR .....	87
Sl. 5.22 Meritve za kalibracijo po metodi TRL .....	90
Sl. 5.23 Meritve za kalibracijo po metodi LRL .....	93
Sl. 5.24 Pojasnilo prvega koraka pri metodi LRL.....	94
Sl. 5.25 Drugi korak pri kalibraciji po metodi LRL.....	94
Sl. 5.26 Meritve pri kalibraciji RSOL.....	95
Sl. 5.27 Blokovna shema tridetektorskega analizatorja .....	97
Sl. 5.28 Meritve pri kalibraciji TOSL.....	98
Sl. 5.29 H kalibraciji merilnika z enakima priključkoma .....	101
Sl. 5.30 Trije koraki kalibracijskega postopka merilnika z neenakima priključkoma .....	103
Sl. 5.31 Standardno 12 parametrsko pogreškovno vezje, i je 1, 2 ali 0 .....	103
Sl. 5.32 Pogreškovno vezje $E_1$ , določeno pri kalibraciji vrat 1.....	104

---

Sl. 5.33 Pogreškovno vezje $E_2$ , določeno pri kalibraciji vrat 2 .....	104
Sl. 5.34 Najpreprostejši skalarni analizator vezij .....	115
Sl. 5.35 Potek absolutne vrednosti odbojnosti izmerjene preko brezizgubne linije .....	117
Sl. 5.36 Zasnova heterodinskega merilnika frekvence .....	120
Sl. 5.37 Zasnova pretvorbe s fazno sklenjeno zanko .....	123
Sl. 5.38 Valovod z vstavljen dielektrično ploščico v prerezu .....	125
Sl. 5.39 Smerni graf ekvivalentne linijske strukture .....	126
Sl. 6.1 Simetrično dvovhodno vezje .....	129
Sl. 6.2 Serijska impedanca kot zrcalno simetrično dvovhodno vezje .....	131
Sl. 6.3 Odbojnosti $\Gamma_a$ in $\Gamma_b$ serijske impedance .....	132
Sl. 6.4 Dvojno simetrično štirivhodno vezje .....	132
Sl. 6.5 Mikrotrakasta linija v prerezu .....	136
Sl. 6.6 Sklopljena simetrična mikrotrakasta linija .....	139
Sl. 6.7 Sodo in liho vzbujanje simetrične sklopljene mikrotrakaste linije .....	139
Sl. 6.8 Realizacija serijske induktivnosti in serijske kapacitivnosti .....	141
Sl. 6.9 Ekvivalentno vezje kratkega odseka linije .....	141
Sl. 6.10 Enostopenjski impedančni transformator .....	144
Sl. 6.11 Smerni graf enostopenjskega impedančnega transformatorja .....	144
Sl. 6.12 Večstopenjski impedančni transformator .....	145
Sl. 6.13 Smerni graf večstopenjskega transformatorja .....	145
Sl. 6.14 Zvezni transformator z mikrotrakasto linijo .....	146
Sl. 6.15 Uporaba inverterja .....	149
Sl. 6.16 Izvedba serijsko vezanega paralelnega nihajnega kroga .....	149
Sl. 6.17 Širokopasoven inverter .....	150
Sl. 6.18 Nizko sito .....	151
Sl. 6.19 Realizacija nizkega sita z odseki mikrotrakaste linije .....	152
Sl. 6.20 Simetrično pasovno prepustno sito .....	152

Sl. 6.21 Realizacija pasovno prepustnega sita z inverterji.....	152
Sl. 6.22 Realizacija pasovnega filtra z inverterji v mikrotrakasti tehniki.....	153
Sl. 6.23 Prilagajanje idealiziranega bremena.....	154
Sl. 6.24 Stabilnostni krogi v ravnini generatorjeve odbojnosti.....	158
Sl. 6.25 Malosignalni tranzistorski ojačevalnik.....	160
Sl. 6.26 Odvisnost $P_{izh}$ od vhodne moči $P_{vh}$ .....	161
Sl. 6.27 K optimalni odbojnosti generatorja malošumnega ojačevalnika.....	165
Sl. 6.28 Nadomestno vezje oscilatorja z dvopolom.....	168
Sl. 6.29 Dvopolni oscilator s serijskim nihajnim krogom.....	169
Sl. 6.30 Karakteristika napetostno krmiljene negativne upornosti.....	169
Sl. 6.31 Odvisnost moči oscilatorja od upornosti bremena.....	171
Sl. 7.1 Prerez periodične strukture.....	173
Sl. 7.2 Smerni sklopnik z detektorjem, generatorjem in bremenom.....	176
Sl. 7.3 Smerni graf smernega sklopnika z detektorjem.....	177
Sl. 7.4 Poenostavljen smerni graf smernega sklopnika z detektorjem.....	177
Sl. 7.5 Valvodni smerni sklopnik z diskretnima sklopnima odprtinama.....	178
Sl. 7.6 Smerni sklopnik s sklopljeno linijo.....	179
Sl. 7.7 Uporovni mostič za merjenje odbojnosti.....	182
Sl. 7.8 Smerni graf idealnega uporovnega mostiča z detektorjem.....	183
Sl. 7.9 Dvovprega ojačevalnikov z delilnikom in združevalnikom.....	184
Sl. 7.10 Dvovejni uporovni delilnik.....	184
Sl. 7.11 Wilkinsonov dvovejni delilnik.....	186
Sl. 7.12 Kvadratni mostič.....	187
Sl. 7.13 Resonančni cirkulator v mikrotrakasti tehniki.....	189
Sl. 7.14 Izolator, narejen iz cirkulatorja, s pripadajočim smernim grafom.....	191
Sl. 7.15 Shematski prerez refleksnega klistrona.....	193
Sl. 7.16 Prerez cevi na potujoče valove.....	195

---

Sl. 7.17 Ilustracija k delovanju cevi na potujoče valove.....	196
Sl. 8.1 Smerni diagram antene.....	199
Sl. 8.2 K smernosti antene.....	199
Sl. 8.3 K dobitku antene .....	202
Sl. 8.4 Ilustracija k določanju daljnega polja.....	207
Sl. 8.5 Ilustracija k Fresnelovim področjem. ....	210
Sl. 8.6 Fresnelovi kolobarji .....	212
Sl. 8.7 Polje v osi okrogle zaslonke.....	213
Sl. 8.8 Val nad ravno površino Zemlje.....	214
Sl. 8.9 Geometrijski horizont .....	216
Sl. 8.10 Model komunikacijskega sistema .....	225
Sl. 9.1 Nemoduliran Dopplerjev radar. ....	238
Sl. 9.2 Frekvenčno moduliran radar .....	239
Sl. 9.3 Frekvenca oddajane in sprejemanega signala FM radarja .....	239
Sl. 9.4. Blokovna shema konvencionalnega pulznega radarja .....	242
Sl. 9.5 Spekter signala pulznega radarja .....	245
Sl. 9.6 Blokovna shema radarja s procesiranjem Dopplerjevega signala.....	250
Sl. 9.7 Spekter signala Dopplerjevega pulznega radarja.....	251
Sl. 9.8 Filter radarja z dušenjem mirujočih ciljev .....	252
Sl. 9.9 Riceova gostota porazdelitve .....	257
Sl. 9.10 Razmerje $S/N$ kot funkcija $p_d$ in $p_{la}$ .....	258

# 1. Uvod

V mikrovalovih se je udomačila specifična obravnava vezij. Kot elementi vezij se namreč pojavljajo tudi porazdeljeni elementi, torej linije in valovodi. To je posledica dejstva, da pri visokih frekvencah dimenzije elementov in vezij niso zanemarljive v primerjavi z valovno dolžino. Osnovna predpostavka teorije vezij, da imamo opravka s koncentriranimi elementi (kondenzatorji, upori, tuljavami, tranzistorji, četverpoli), ki so med seboj povezani s spojnimi žicami brez dimenzij, v mikrovalovih ne drži. V takih vezjih ni več mogoče meriti toka in napetosti na istem mestu. Razmeroma enostavno pa je meriti napetosti napredujočih in odbitih valov na valovodih. Imitance in imitančne parametre je torej v mikrovalovnih vezjih nemogoče meriti, meriti pa je mogoče odbojnosti in porazdelitveno matriko. Nič ni lažjega kot te parametre pretvoriti v imitančne in na te nasloniti analizo in sintezo mikrovalovnih vezij. Vendar so mikrovalovi ustvarili svoja orodja analize in sinteze vezij, sloneča na neposredni uporabi porazdelitvene matrike.

V mikrovalovih se pojavlja tudi cela kopica novih elementov vezij, ki jih pri nizkih frekvencah ali ne moremo realizirati ali pa ni potrebe po njih. Pasivni značilno mikrovalovni elementi so denimo cirkulatorji, smerni sklopniki, kvadratni mostiči, resonatorji. Aktivni elementi so mikrovalovne elektronke klistron, magnetron, cev na potujoče valove, ki vsi izkoriščajo čas preleta elektronov.

Zaradi posebnosti so se v mikrovalovih razvile specifične merilne metode. Razumevanje teh merilnih metod zahteva znanje splošnih električnih meritev in meritev v elektroniki.

Sistemi, ki za delovanje uporabljajo signale visokih frekvenc so npr. radarji, satelitski sistemi zvez, sistemi zemeljskih usmerjenih zvez, sistemi zemeljskih mobilnih zvez, navigacijski sistemi.

Področja, ki jih mora obvladati vsakdo še preden se prične ukvarjati z mikrovalovi so elektromagnetna valovanja, električna vezja in električne meritve. Do zadnjega letnika študentje ta področja absolvirajo, torej imajo solidne temelje za mikrovalove. Pri mikrovalovih pa se bodo srečali še s specifičnimi orodji za analizo in načrtovanje, merilnimi metodami in instrumenti, elementi vezij, sestavnimi deli in sistemi, ki jih srečujemo in uporabljamo zgolj v tehniki visokih frekvenc.

Omenimo še, da so bili dobesedno do pred nekaj leti mikrovalovi ne le znanost, temveč tudi nekakšna umetnost. Mnoge stvari so bile preveč kompleksne, da bi se jih dalo izračunati do konca, zato se je bilo pri realizaciji treba odločati tudi na podlagi presoje, ki se je ni dalo vedno stlačiti v racionalni okvir. Vsekakor pa je tudi tedaj k pravilnosti presoje poleg izkušenj odločilno pripomoglo

temeljito znanje osnov elektromagnetnih polj in vezij. V dobi zmogljivih računalnikov je neizračunljivih stvari vedno manj, nekatera klasična mikrovalovna področja postajajo del teorije vezij. Kljub temu pa je področje še vedno izredno obsežno, zato šele izkušnje iz novopečenega inženirja naredijo uspešnega mikrovalovnega inženirja.

Pri inženirjih elektronikih je bolj pomembno poznavanje vezij, pri telekomunikacijskih inženirjih pa bolj poznavanje sistemov. Velja pa, da je izreden razvoj telekomunikacij omogočila elektronika, in hkrati tudi, da so razvoj elektronike večinoma poganjale aplikacije na področju telekomunikacij. Večina izdelkov elektronske industrije je namreč tako ali drugače namenjena področju telekomunikacij. Zato je primerno, da se tudi bodoči elektroniški inženirji seznanijo z nekaterimi sistemi in sistemskimi vedami, specifičnimi za tehniko visokih frekvenc in tudi, da se bodoči telekomunikacijski inženirji seznanijo z nekaterimi prijemi obravnave visokofrekvenčnih vezij.

## 2. Smerni grafi

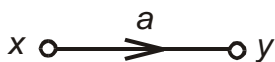
Reševanje enačb, ki popisujejo med seboj povezana večvhodna vezja, je pogosto nepregledno in zamudno. Za pregledno in hitro reševanje sistemov algebraičnih enačb je ameriški inženir Samuel J. Mason leta 1953 predlagal metodo smernih grafov (*signal flow graphs*). V naš prostor je metodo skupaj z izrazoslovjem uvedel zasl. prof. dr. Joško Budin leta 1972.

Smerni graf je slikovna predstavitev sistema algebraičnih enačb. Do iskane rešitve smernega grafa (in torej enačb) pridemo hitro in pregledno s pomočjo metod, ki vsebujejo majhno število pravil, ki si jih ni težko zapomniti. Sisteme linearnih enačb lahko rešimo s pomočjo eliminacije spremenljivk (Gaussova eliminacija) ali s pomočjo determinant matrik (Cramerjevo pravilo). Prvi metodi ustreza redukcija grafov, drugi pa Masonovo pravilo.

### 2.1. Definicije

V sistemu linearnih enačb so spremenljivke povezane med seboj s koeficienti. Vsaka spremenljivka sistema enačb je v grafu predstavljena s točko - *vozlom*, vozli grafa pa so med seboj povezani z usmerjenimi *vejami*, ki predstavljajo koeficiente enačb. Poglejmo si za zgled smerni graf preproste enačbe

$$y = ax . \tag{2.1}$$

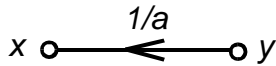


Sl. 2.1 Smerni graf enačbe 2.1

Graf ima dva vozla in eno vejo. Veja ima prevajalni koeficient  $a$  in smer, ki je označena s puščico in kaže iz  $x$  proti  $y$ . Rečemo tudi, da veja izhaja iz vozla  $x$  in se steka v vozlel  $y$ . Zaradi usmerjenih vej imenujemo te grafe smerni grafi. Smer veje implicira vzrok in posledico, puščica kaže torej od vzroka k posledici. Isto enačbo bi lahko napisali tudi v obliki

$$x = \frac{1}{a} y , \tag{2.2}$$

smerni graf te enačbe je na sliki 2.2.



Sl. 2.2 Smerni graf enačbe 2.2

### 2.1.1. Vozel

Vozel smernega grafa predstavlja spremenljivko, zato bo v nadaljnjem tekstu vozela pogosto tudi sinonim za spremenljivko. Vrednost vozla je vsota prispevkov vseh vej, ki se stekajo v ta vozela. V vozela, ki predstavlja neodvisno spremenljivko, se ne steka nobena veja (sicer bi bila njegova vrednost odvisna od vozla, iz katerega bi veja izhajala). Takemu vozlu rečemo *neodvisni vozela* ali tudi *izvor*. Vozlu, ki predstavlja odvisno spremenljivko, rečemo *odvisni vozela*. V njega se veje stekajo in iz njega tudi izhajajo. Odvisnemu vozlu, v katerega se steka več vej, rečemo tudi seštevalni vozela, ker je njegova vrednost enaka vsoti prispevkov teh vej. Vozela, v katerega se vse veje stekajo, imenujemo *ponor*.

### 2.1.2. Veja

Veja smernega grafa povezuje med seboj dva sosednja vozla in predstavlja enega izmed koeficientov sistema enačb. Smer veje označimo s puščico. Veja, ki izhaja iz vozla  $x_i$  in se steka v vozela  $x_k$ , ima prevajalni koeficient  $a_{ki}$  in prispeva k vrednosti vozla  $x_k$  vrednosti vozla  $x_i$ , pomnoženo s prevajalnim koeficientom  $a_{ki}$ .

### 2.1.3. Pot

Pot je skupek zaporednih vej, ki v *isti smeri* vodijo od enega do drugega vozla. *Koeficient poti* je enak produktu koeficientov vseh vej, ki tvorijo pot.

### 2.1.4. Direktna pot

Direktna pot je pot, ki se vsakega od nastopajočih vozlov dotika natančno enkrat in ki ima začetni in končni vozela. Direktne poti sta med seboj različni, če imata različno vsaj eno vejo.

### 2.1.5. Elementarna zanka

Elementarna zanka je vase sklenjena direktna pot, torej takšna direktna pot, pri kateri ne moremo določiti začetnega in končnega vozla. Elementarne zanke rečemo tudi zanka prvega reda, včasih pa ji bomo rekli preprosto kar *zanka*, zanka bo torej sinonim za elementarno zanko. *Koeficient zanke* je enak koeficientu poti, ki tvori zanko. *Lastna zanka* vozla  $x$  pa je zanka, ki se dotika le tega vozla.



Lastno zanko more vsebovati le odvisni vozle, saj se v neodvisni vozle ne steka nobena veja, iz ponora pa nobena veja ne izhaja.

### 2.1.6. Zanka višjega reda

Zanka višjega reda je skupek zank, ki se med seboj ne dotikajo, ki torej nimajo nobenega skupnega vozla. Po dve elementarni zanki, ki se med seboj ne dotikata, tvorita **zanko drugega reda** ali dvojico zank. Po tri elementarne zanke, ki se ne dotikajo med seboj, tvorijo **zanko tretjega reda** ali trojico. Red zanke višjega reda je torej enak številu nedotikajočih se zank, ki tvorijo zanko višjega reda. **Koeficient zanke višjega reda** je enak produktu koeficientov elementarnih zank, ki tvorijo zanko višjega reda.

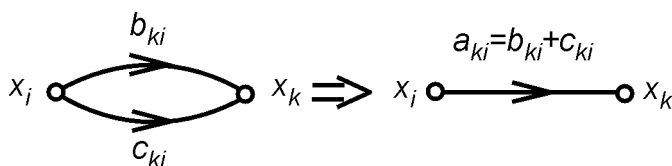
## 2.2. Ekvivalence grafov

Po znanih pravilih lahko vsak sistem linearnih algebraičnih enačb s postopno eliminacijo spremenljivk reduciramo na eno enačbo z eno spremenljivko. Kadar nas zanima le ta spremenljivka, je naloga rešena. Sicer pa lahko dobimo kompletno rešitev (tudi) tako, da ponovimo postopek za vsako spremenljivko, ki nas zanima. Zaporednim poenostavitvam enačb ustrezajo seveda tudi poenostavljeni grafi. Tako postopno poenostavljene grafe pa moremo določiti tudi neposredno iz osnovnega smernega grafa z uporabo pravil o ekvivalenci grafov. Ta pravila uporabljamo torej predvsem za poenostavljanje grafov.

### 2.2.1. Pravilo adicije

Dve vzporedni veji s koeficientoma  $b_{ki}$  in  $c_{ki}$ , ki odtekata iz vozla  $x_i$  v vozle  $x_k$ , lahko nadomestimo z eno vejo s koeficientom  $a_{ki} = b_{ki} + c_{ki}$ . Pravilo ilustrira graf na sliki 2.3.

*Dokaz:*  $x_k = b_{ki}x_i + c_{ki}x_i = (b_{ki} + c_{ki})x_i = a_{ki}x_i \Rightarrow a_{ki} = b_{ki} + c_{ki}$

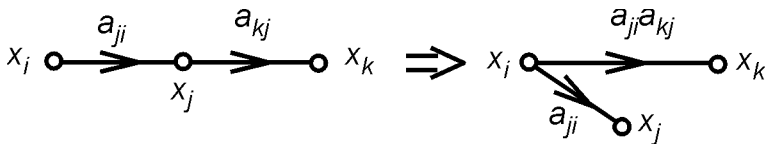


Sl. 2.3 Pravilo adicije

## 2.2.2. Pravilo multiplikacije

Dve zaporedni veji s koeficientoma  $a_{ji}$  in  $a_{kj}$  smemo nadomestiti z eno vejo s koeficientom  $a_{ki} = a_{ji} a_{kj}$ . S tem smo vozle  $x_j$  izpustili. Če nas zanima tudi vrednost spremenljivke  $x_j$ , lahko vozle  $x_j$  v grafu ohranimo kot ponor, v katerega se steka veja  $a_{ji}$  iz vozla  $x_i$ . Pravilo ilustrira graf na sliki 2.4.

*Dokaz:*  $x_j = a_{ji} x_i, x_k = a_{kj} x_j = a_{kj} a_{ji} x_i = a_{ki} x_i \Rightarrow a_{ki} = a_{ji} a_{kj}$



Sl. 2.4 Pravilo multiplikacije

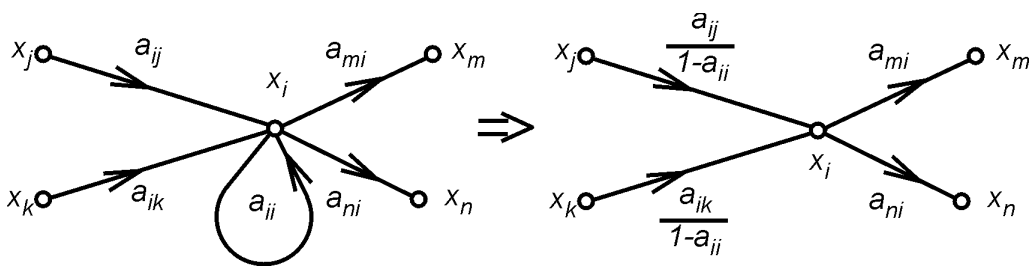
## 2.2.3. Pravilo lastne zanke

Graf z odvisnim vozlom  $x_i$ , ki vsebuje lastno zanko s koeficientom  $a_{ii}$  in v katerega se iz vozlov od  $x_j$  do  $x_k$  stekajo veje od  $a_{ij}$  do  $a_{ik}$ , lahko nadomestimo z grafom z vozlom  $x_i$  brez lastne zanke in vozli  $x_j$

do  $x_k$ , povezanimi z vozlom  $x_i$  z vejami s koeficienti od  $\frac{a_{ij}}{1-a_{ii}}$  do  $\frac{a_{ik}}{1-a_{ii}}$ . Pravilo ilustrira graf na

sliki 2.5.

*Dokaz:*  $x_i = a_{ii} x_i + a_{ij} x_j + \dots + a_{ik} x_k \Rightarrow x_i = \frac{a_{ij}}{1-a_{ii}} x_j + \dots + \frac{a_{ik}}{1-a_{ii}} x_k$



Sl. 2.5 Pravilo lastne zanke

**Zapomnimo si:** Lastna zanka vpliva le na koeficiente pritekajočih vej in nič na koeficiente izhajajočih vej!

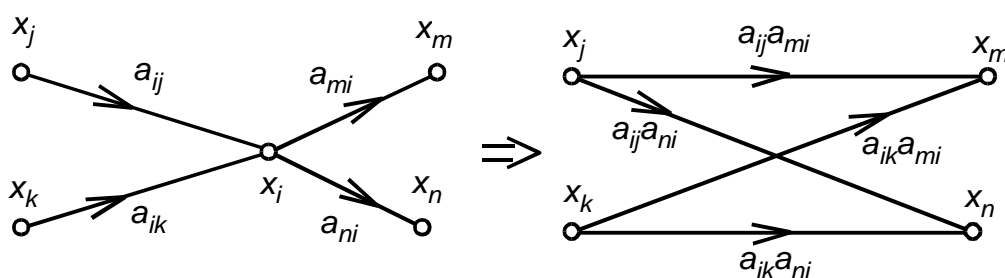
## 2.2.4. Pravilo redukcije odvisnega vozla

Označimo z  $x_i$  odvisni vozle, ki ga želimo iz grafa izpustiti. Če vozle  $x_i$  vsebuje lastno zanko, jo izločimo po pravilu lastne zanke. Nato vsako izmed vseh med seboj različnih direktnih poti, ki tečejo preko vozla  $x_i$ , nadomestimo z vejo s koeficientom te direktne poti. S tem smo vozle  $x_i$  izpustili iz

grafa. Če nas zanima tudi vrednost spremenljivke  $x_i$ , lahko vozle  $x_i$  v grafu ohranimo kot ponor, v katerega se stekajo vse veje, ki so se stekale v odvisni vozle  $x_i$  po izločitvi lastne zanke tega vozla. Pravilo ilustrira graf na sliki 2.6.

*Dokaz:* Označimo z  $x_j$  do  $x_k$  vozle, iz katerih izhajajo veje v vozle  $x_i$ , in z  $x_m$  do  $x_n$  vozle, v katere se stekajo veje iz vozla  $x_i$ . Potem velja:

$$\begin{aligned} x_i &= a_{ij}x_j + \dots + a_{ik}x_k \\ x_m &= a_{mi}x_i & x_m &= a_{mi}a_{ij}x_j + \dots + a_{mi}a_{ik}x_k \\ \cdot & \Rightarrow \\ x_n &= a_{ni}x_i & x_n &= a_{ni}a_{ij}x_j + \dots + a_{ni}a_{ik}x_k \end{aligned}$$



Sl. 2.6 Redukcija odvisnega vozla

Pravila redukcije odvisnega vozla si ni težko zapomniti, velja namreč, da se morajo v grafu vse poti ohraniti.

### 2.2.5. Sklep

Po teh pravilih lahko še tako zapleten graf postopno spremenimo tako, da lahko v reduciranem grafu izrazimo poljuben odvisni vozle s samimi neodvisnimi vozli. Vendar pa pri kompleksnejših grafih postopek hitro postane nepregleden. Zato so postopki redukcije grafov uporabni le pri razmeroma enostavnih grafih. Za reševanje grafov z mnogimi vozli in vejami uporabljamo raje Masonovo pravilo.

## 2.3. Masonovo pravilo

Namesto s postopno eliminacijo vozlov lahko poljubni odvisni vozle izrazimo s poljubnim neodvisnim vozlom po Masonovem pravilu. Pravilo se glasi takole:

Prevajalni koeficient  $T_{ij}$  med neodvisnim vozlom  $x_j$  in odvisnim vozlom  $x_i$  je enak

$$T_{ij} = \frac{\sum_{k=1}^M T_k \Delta_k}{D} \quad (2.3)$$

kjer simboli pomenijo naslednje:

$D$  je determinanta grafa. Po Masonu jo računamo na sledeč način:

$$D = 1 - \sum L^{(1)} + \sum L^{(2)} - \sum L^{(3)} + \dots + \sum L^{(N)} \quad (2.4)$$

$\sum L^{(i)}$  je vsota koeficientov vseh zank  $i$ -tega reda, ki jih vsebuje graf.

$N$  je red zank najvišjega reda, ki jih vsebuje graf.

$M$  je število vseh direktnih poti med vozloma  $x_i$  in  $x_j$ .

$T_k$  je koeficient  $k$ -te direktne poti med vozloma  $x_j$  in  $x_i$ .

$\Delta_k$  je determinanta podgrafa ali delnega grafa  $k$ -te direktne poti. Ta podgraf dobimo tako, da iz grafa izpustimo vse veje, ki se dotikajo  $k$ -te direktne poti. Zato nekateri imenujejo Masonovo pravilo tudi 'pravilo nedotikajočih se zank'.

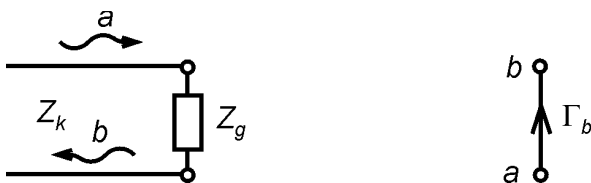
**Zapomnimo si:** Po Masonovem pravilu lahko določimo prevajalni koeficient **med neodvisnim in odvisnim vozlom**, nikakor pa pravilo ne velja za določanje prevajalnega koeficienta med dvema odvisnima vozloma!

## 2.4. Smerni grafi nekaterih mikrovalovnih elementov

Spremenljivke, torej vozli v smernih grafih mikrovalovnih vezij, bodo bodisi napetostni, bodisi normirani valovi. Mikrovalovna vezja ali sisteme gradimo tako, da vrata posameznih elementov med seboj povezujemo neposredno ali z linijami. Če so posamezni gradniki podani s smernimi grafi, je zelo enostavno določiti tudi smerni graf sistema. Tega pa potem rešimo s pomočjo znanih pravil. Smerni grafi so se zato v tehniki visokih frekvenc uveljavili kot močno in prikladno orodje za reševanje sistemov. V tem razdelku bomo spoznali smerne grafe najbolj pogostih mikrovalovnih elementov.

### 2.4.1. Dvopol

Električna shema in pripadajoči graf sta na sliki 2.7, pripadajoči relaciji podajata enačbi 2.5.



Sl. 2.7 Dvopol in smerni graf dvopola

$$b = \Gamma_b a$$

(2.5)

$$\Gamma_b = \frac{Z_b - Z_k}{Z_b + Z_k}$$

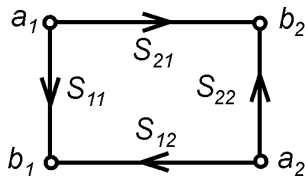
### 2.4.2. Četveropol

Enačbi 2.6 popisujeta odnose med odbitimi in vpadnimi valovi četveropola, pripadajoč smerni graf pa je na sliki 2.8.

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

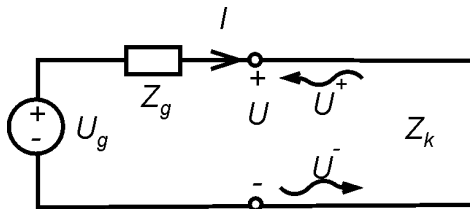
$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

(2.6)



Sl. 2.8 Smerni graf četveropola

### 2.4.3. Napetostni generator



Sl. 2.9 Napetostni generator s priključeno linijo

Z  $U^+$  smo označili vpadni val v generator in z  $U^-$  val, ki izhaja iz generatorja (odbiti val). Iz osnovnih enačb:

$$I = \frac{U^- - U^+}{Z_k} = \frac{U_g - U}{Z_g}$$

$$U = U^- + U^+$$

$$\Gamma_g = \frac{Z_g - Z_k}{Z_g + Z_k}$$

dobimo po kratkem računu

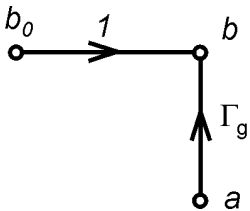
$$U^- = U_g \frac{1 - \Gamma_g}{2} + \Gamma_g U^+ = U_0 + \Gamma_g U^+ .$$

(2.7)

Izrazu  $U_g \frac{1-\Gamma_g}{2}$ , ki smo ga označili z  $U_0$ , bomo rekli **napetostni praval**. Njegov fizikalni pomen je jasen, to je napetost napredujočega vala, ki jo povzroči napetostni generator na neskončno dolgi liniji, na kateri ni odbitega vala (val, ki iz generatorja izhaja, je za linijo napredujoči val). Po tem ovinku preko napetostnih valov enačbe 2.7 ni težko normirati. Z upoštevanjem enačb 3.1 in 3.2 dobimo

$$b = \frac{U_0}{\sqrt{2Z_k}} + \Gamma_g a = b_0 + \Gamma_g a$$

Tudi pomen oznake  $b_0$  je jasen, to je **normirani praval** ali kratko **praval**,  $b_0 = U_g \frac{1-\Gamma_g}{2\sqrt{2Z_k}}$ . Smerni graf napetostnega generatorja je na sliki 2.10.



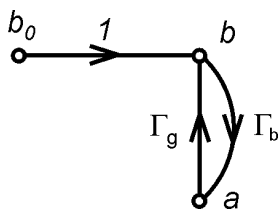
Sl. 2.10 Smerni graf napetostnega generatorja

Določimo parametre smerne grafa napetostnega generatorja še malo drugače:

### Zgled 1 Parametri grafa napetostnega generatorja

*Določi parametre smerne grafa napetostnega generatorja!*

Ni težko ugotoviti, da mora biti graf napetostnega generatorja takšen, kot ga vidimo na sliki 2.10, saj mora biti odziv (generatorjev odbiti val) linearna kombinacija prispevkov vpadnega vala in generatorja. Določiti je treba še parametra  $\Gamma_g$  in  $b_0$ . Določimo ju z uporabo smernih grafov tako, da določimo tok kratkega stika in napetost odprtih sponk. Ustrezní graf je na sliki 2.11,  $\Gamma_b$  je bodisi -1 (kratek stik), bodisi 1 (odprte sponke).



Sl. 2.11 Smerni graf generatorja z bremenom

Očitno velja  $a = b \Gamma_b$ , z uporabo Masonovega pravila dobimo neposredno tudi

$$b = \frac{b_0}{1 - \Gamma_g \Gamma_b}$$

Napetost odprtih sponk  $U_0$  je ( $\Gamma_b$  je enaka 1)

$$U_0 = U_g = (b + a) \sqrt{2Z_k} = 2b \sqrt{2Z_k} = \frac{2b_0 \sqrt{2Z_k}}{1 - \Gamma_g}, \text{ torej}$$

$$b_0 = \frac{U_g (1 - \Gamma_g)}{2 \sqrt{2Z_k}}$$

Tok kratkega stika  $I_k$  ( $\Gamma_b$  je enaka -1) je

$$I_k = \frac{U_g}{Z_g} = (b - a) \sqrt{\frac{2}{Z_k}} = 2b \sqrt{\frac{2}{Z_k}} = \frac{2b_0}{1 + \Gamma_g} \sqrt{\frac{2}{Z_k}} = \frac{U_g (1 - \Gamma_g)}{Z_k (1 + \Gamma_g)},$$

iz česar dobimo

$$\frac{1 - \Gamma_g}{1 + \Gamma_g} = \frac{Z_k}{Z_g} \text{ in tudi}$$

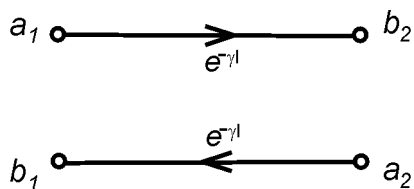
$$\Gamma_g = \frac{Z_g - Z_k}{Z_g + Z_k}$$

#### 2.4.4. Prilagojena linija

Matrika porazdelitve prilagojene linije je:

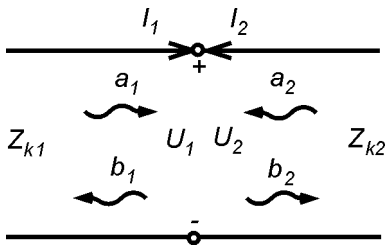
$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{bmatrix}$$

Pripadajoč graf je na sliki 2.12.



Sl. 2.12 Smerni graf prilagojene linije

### 2.4.5. Skok karakteristične impedance

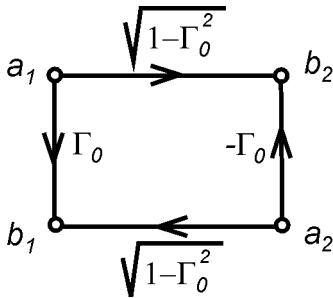


Sl. 2.13 Skok karakteristične impedance

Parametri in smerni graf skoka karakteristične impedance so določeni v zgledu (Zgled 10 Porazdelitvena matrika skoka karakteristične impedance) v poglavju 3.2. Podajmo le rezultat:

$$S = \begin{bmatrix} \Gamma_0 & \sqrt{1-\Gamma_0^2} \\ \sqrt{1-\Gamma_0^2} & -\Gamma_0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

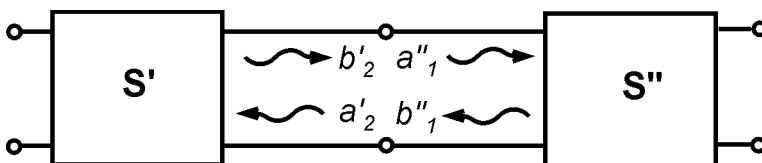
$$\Gamma_0 = \frac{Z_{k2} - Z_{k1}}{Z_{k2} + Z_{k1}} \quad (2.9)$$



Sl. 2.14 Smerni graf skoka karakteristične impedance

### 2.4.6. Povezava dveh elementov

Poglejmo si za zgled verigo dveh četveropolov (slika 2.15).



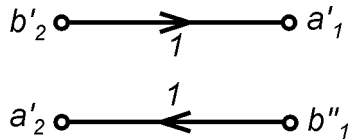
Sl. 2.15 Verižna vezava dveh četveropolov

Naj bosta vrati četveropola, ki ju spojimo, normirani na isto karakteristično impedanco  $Z_k$ . Takrat velja, da je vpadni napetostni val v desni četveropol hkrati tudi odbiti napetostni val iz levega četveropola in obratno. Obenem sta med seboj enaka tudi ustrezna normirana valova, torej:



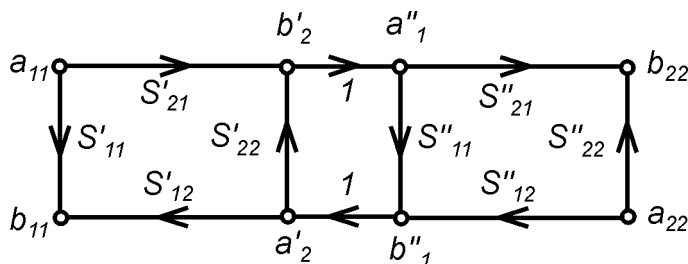
$$\begin{aligned} a''_1 &= b'_2 \\ a'_2 &= b''_1 \end{aligned} \quad (2.10)$$

Smerni graf teh enačb je:



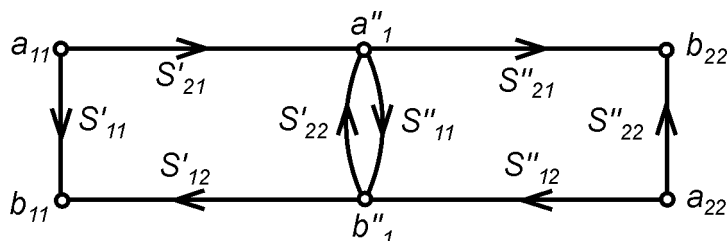
Sl. 2.16 Smerni graf povezave dveh četveropolov.

Združimo grafe obeh četveropolov in njune povezave (slika 2.17):



Sl. 2.17 Smerni graf verige dveh četveropolov

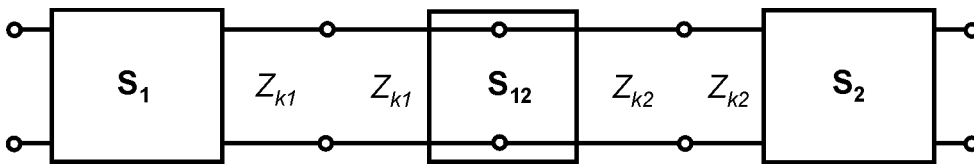
Običajno že v prvem koraku po znanih pravilih odstranimo po enega izmed vozlov, ki sta med seboj enaka, tako da dobimo poenostavljen graf, ki je na sliki 2.18.



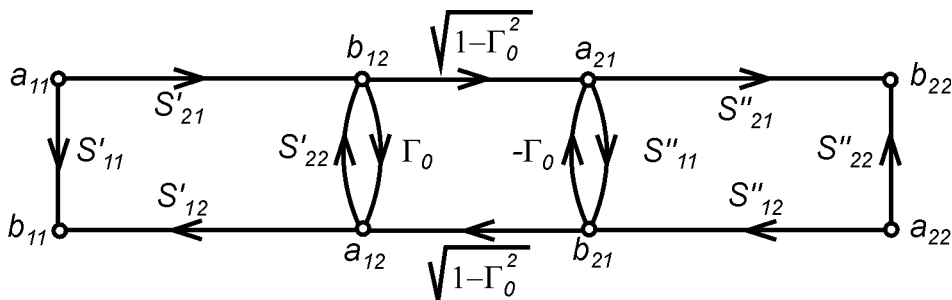
Sl. 2.18 Poenostavljen smerni graf verige dveh četveropolov

Vidimo, da je povezovanje smernih grafov dveh med seboj povezanih večvhodnih vezij zelo enostavno opravilo, grafa kar spojimo skupaj, in sicer vozle odbitega vala prvega četveropola z vozlom vpadnega vala drugega četveropola ter vozle odbitega vala drugega četveropola z vozlom vpadnega vala prvega četveropola. Ključna za spajanje grafov je očitno enačba 2.10, zato velja pravilo za spajanje grafov splošno za povezovanje večvhodnih vezij in ne le za verigo dveh četveropolov. Če vhoda, ki ju povežemo, nista normirana na isto karakteristično impedanco, njuna grafa spojimo preko grafa ustreznega skoka karakteristične impedance. Tako za oba spoja grafov velja, da je normirna impedanca na obeh straneh enaka in torej velja enačba 2.10. Razmere ilustrira

slika 2.19, smerni graf pa je na sliki 2.20. S četveropolom  $S_{12}$  smo označili skok karakteristične impedance. Odbojnost  $\Gamma_0$  je definirana z enačbo 2.9.



Sl. 2.19 Povezava dveh vrat, ki nista normirani na isto impedanco

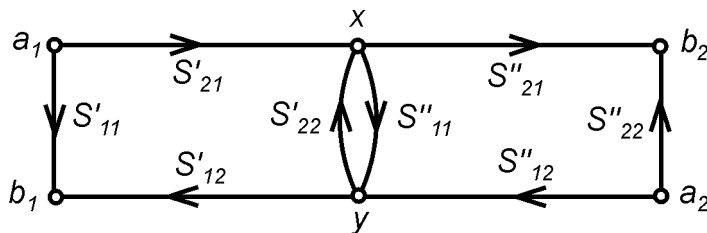


Sl. 2.20 Smerni graf verige četveropolov z neenakima normirnima impedancama

Ilustrirajmo povedano v tem poglavju z nekaj zgledi.

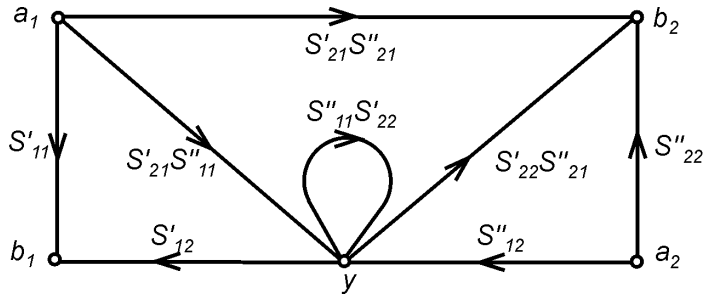
### Zgled 2 Matrika porazdelitve verige dveh četveropolov

Z uporabo ekvivalence grafov določi matriko porazdelitve verige dveh četveropolov.



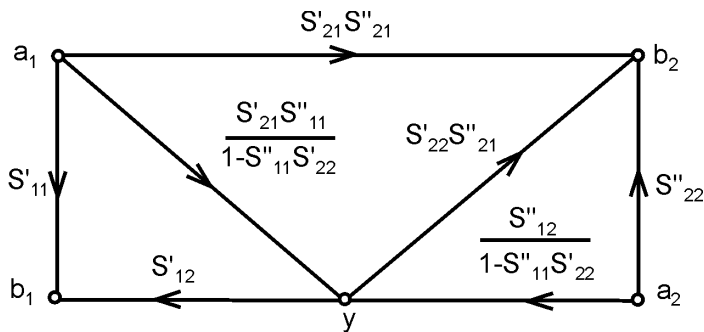
Sl. 2.21 Smerni graf verige dveh četveropolov

Skupna vozla smo označili z  $x$  in  $y$ . Ko bomo po pravilih ekvivalentnih grafov odstranili ta dva vozla, bo preostanek grafa graf četveropola, koeficienti njegovih vej pa parametri  $S$  verige. Odstranimo najprej vozle  $x$  po pravilu redukcije odvisnega vozla. Rezultat je na sliki 2.22.



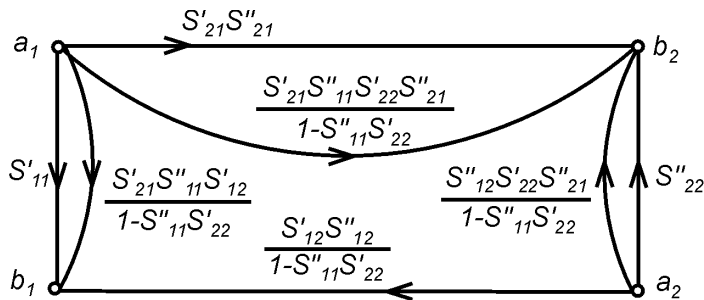
Sl. 2.22 Redukcija vozla x

Odstranimo lastno zanko vozla y po pravilu lastne zanke. Rezultat je na sliki 2.23.



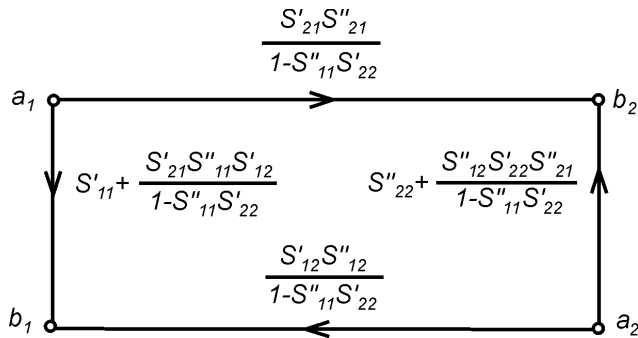
Sl. 2.23 Redukcija lastne zanke vozla y

Odstranimo še vozle y po pravilu redukcije odvisnega vozla, pa smo že skoraj na koncu poti. Rezultat tega koraka je na sliki 2.24.



Sl. 2.24 Redukcija vozla y

V zadnjem koraku združimo še pare vzporednih vej po pravilu adicije pa dobimo rezultat na sliki 2.25.



Sl. 2.25 Reducirani smerni graf verige dveh četverpolov

Dobili smo smerni graf dvovhodnega vezja, koeficienti vej so očitno parametri  $S$ , ki smo jih želeli določiti. Napišimo jih

$$S = \begin{bmatrix} S'_{11} + \frac{S'_{21}S''_{11}S'_{12}}{1 - S''_{11}S'_{22}} & \frac{S'_{21}S''_{21}}{1 - S''_{11}S'_{22}} \\ \frac{S'_{12}S''_{12}}{1 - S''_{11}S'_{22}} & S''_{22} + \frac{S''_{12}S'_{22}S''_{21}}{1 - S''_{11}S'_{22}} \end{bmatrix}.$$

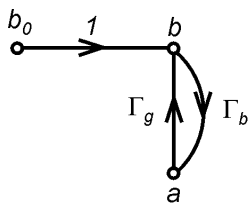
Vidimo, da je že pri razmeroma enostavnem grafu redukcija zamudna. Zato se uporablja res le pri zelo enostavnih grafih. Seveda pa moremo običajno z nekaj vaje združiti več korakov v enega. Bralec naj za vajo določi parametre verige dveh četverpolov po Masonovem pravilu.

### Zgled 3 Razpoložljivo ojačenje četveropola

Z uporabo smernih grafov določi razpoložljivo ojačenje četveropola.

Razpoložljivo ojačenje (*available gain*) četveropola je razmerje med razpoložljivo močjo na izhodu iz četveropola in razpoložljivo močjo generatorja.

Določimo najprej razpoložljivo moč generatorja. Generator daje razpoložljivo moč bremenu takrat, ko je  $\Gamma_b = \Gamma_g^*$  (teorem o maksimalnem prenosu moči, napisan za odbojnosti). Določimo to moč, pri tem si pomagajmo z grafom na sliki 2.26. Pomen generatorjevih parametrov je razložen v razdelku 2.4.3.



Sl. 2.26 Smerni graf generatorja z bremenom

Moč, ki v breme vstopa, je enaka absolutni vrednosti vpadnega normiranega vala, moč, ki iz njega izstopa, pa absolutni vrednosti odbitega normiranega vala. Razlika teh moči je moč, ki se porablja na bremenu:

$$P_b = |b|^2 - |a|^2 = |b|^2 (1 - |\Gamma_b|^2). \quad (2.11)$$

Če odstranimo vozle  $a$ , dobimo

$$b = b_0 \frac{1}{1 - \Gamma_g \Gamma_b}. \quad (2.12)$$

Moč, ki se troši na bremenu, je torej za poljubno breme izražena z normiranim pravalom generatorja in z odbojnostima generatorja in bremena takole

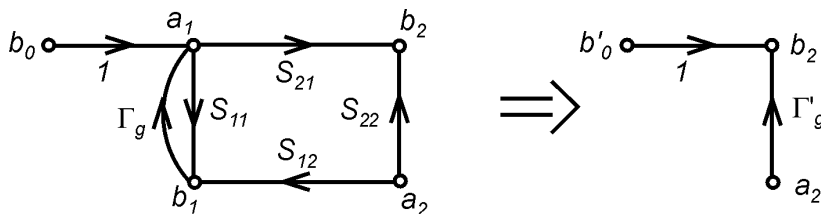
$$P_b = \frac{|b_0|^2 (1 - |\Gamma_b|^2)}{|1 - \Gamma_g \Gamma_b|^2}. \quad (2.13)$$

Razpoložljiva moč (*available power*) pa je enaka ( $\Gamma_b = \Gamma_g^*$  !)

$$P_{gA} = \frac{|b_0|^2}{1 - |\Gamma_g|^2}. \quad (2.14)$$

**Zapomnimo si:** Razpoložljiva moč generatorja je lastnost generatorja in ni nič odvisna od tega, ali je generator obremenjen in kako je obremenjen, podobno kot je prostornina lonca lastnost lonca in ni nič odvisna od tega, ali je lonec poln ali prazen. Šele, ko litrski lonec napolnimo do roba, bo v njem res liter tekočine in ko na generator priključimo breme z odbojnostjo  $\Gamma_b = \Gamma_g^*$ , bo generator v to breme resnično oddajal svojo razpoložljivo moč.

Poglejmo sedaj še, kolika je razpoložljiva moč na izhodu četverpola, priključenega na generator, pomagajmo si s sliko 2.27



Sl. 2.27 K razpoložljivi moči na izhodu četverpola

Iz levega smernega grafa dobimo desnega z odstranitvijo vozlov  $a_1$  in  $b_1$  po pravilih o ekvivalenci grafov. Rezultat za praval  $b'_0$  in odbojnost  $\Gamma'_g$  ekvivalentnega generatorja je:

$$b'_0 = \frac{b_0 S_{21}}{1 - \Gamma_g S_{11}} \quad (2.15)$$

$$\Gamma'_g = S_{22} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_g}{1 - \Gamma_g S_{11}} = \Gamma_{izh}$$

Odbojnost ekvivalentnega generatorja  $\Gamma_g$  navadno označimo z  $\Gamma_{izh}$ , ta odbojnost je namreč izhodna odbojnost v četverpol, ki je na vhodu zaključen z generatorjevo odbojnostjo. Razpoložljiva moč tega ekvivalentnega generatorja je enaka (primerjaj z enačbo 2.14)

$$P_{izhA} = \frac{|b'_0|^2}{1 - |\Gamma'_g|^2}. \quad (2.16)$$

Upoštevajmo še enačbo 2.15, pa dobimo

$$P_{izhA} = \frac{|b_0|^2 |S_{21}|^2}{|1 - \Gamma_g S_{11}|^2 (1 - |\Gamma_{izh}|^2)}. \quad (2.17)$$

Razpoložljivo ojačenje pa je

$$G_A = \frac{P_{izhA}}{P_{gA}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_g|^2)}{|1 - \Gamma_g S_{11}|^2 (1 - |\Gamma_{izh}|^2)}. \quad (2.18)$$

**Zapomnimo si:** Razpoložljivo ojačenje četveropola je skupna lastnost zgolj četveropola in generatorja in ni nič odvisno od tega, ali je četverpol na izhodu obremenjen in kako je obremenjen. Razpoložljivo ojačenje je pravzaprav mera za razpoložljivo moč četveropola skupaj z generatorjem, saj velja

$$P_{izhA} = G_A P_{gA}. \quad (2.19)$$

#### Zgled 4 Ojačenje vmesnika

Z uporabo smernih grafov določi ojačenje vmesnika.

Ojačenje vmesnika (*transducer gain*) je razmerje med močjo na izhodu iz četveropola (ki se porablja na bremenu na izhodu) in razpoložljivo močjo generatorja. Razpoložljivo moč generatorja smo določili že v prejšnjem zgledu (enačba 2.14). Za določitev moči na bremenu uporabimo smerni graf s slike 2.26 in enačbo 2.13, v katero vstavimo parametre ekvivalentnega generatorja, določene z enačbo 2.15:

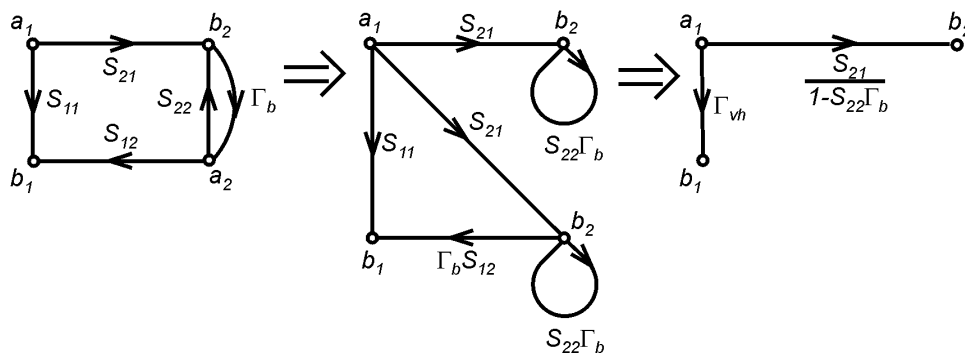
$$P_{izh} = P_b = \frac{|b'_0|^2 (1 - |\Gamma_b|^2)}{|1 - \Gamma'_g \Gamma_b|^2} = \frac{|b_0|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_b|^2)}{|1 - \Gamma_g S_{11}|^2 |1 - \Gamma_{izh} \Gamma_b|^2} \quad (2.20)$$

$$G_T = \frac{P_{izh}}{P_{gA}} = \frac{(1 - |\Gamma_g|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_b|^2)}{|1 - \Gamma_g S_{11}|^2 |1 - \Gamma_{izh} \Gamma_b|^2} \quad (2.21)$$

**Zapomnimo si:** Ko je četveropol na izhodu konjugirano prilagojen, je ojačenje vmesnika enako razpoložljivemu ojačenju četveropola. Ojačenje vmesnika in razpoložljivo ojačenje četveropola sta torej v enakem odnosu kakor moč na bremenu in razpoložljiva moč generatorja.

### Zgled 5 Močnostno ojačenje četveropola

Močnostno ojačenje (*power gain*) četveropola je razmerje med močjo na izhodu iz četveropola in močjo na vходу v četveropol. Razmere ilustrira smerni graf na sliki 2.28.



Sl. 2.28 K močnostnemu ojačenju četveropola

Moč  $P_{vh}$ , ki se porablja na vходу v četveropol, je enaka (primerjaj tudi z enačbo 2.11):

$$P_{vh} = |a_1|^2 - |b_1|^2 = |a_1|^2 (1 - |\Gamma_{vh}|^2).$$

Odbojnost  $\Gamma_{vh}$  določimo tako, da iz smernega grafa odstranimo vozla  $a_2$  in  $b_2$ :

$$\Gamma_{vh} = S_{11} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_b}{1 - \Gamma_b S_{22}}. \quad (2.22)$$

Moč  $P_{izh}$ , ki se porablja na bremenu, je enaka

$$P_{izh} = |b_2|^2 - |a_2|^2 = |b_2|^2 (1 - |\Gamma_b|^2).$$

Vrednost vozla  $b_2$  lahko izrazimo z vozlom  $a_1$ , če iz grafa odstranimo vozle  $a_2$  in  $b_2$ :

$$b_2 = \frac{a_1 S_{21}}{1 - \Gamma_b S_{22}}.$$

Moč na izhodu je torej

$$P_{izh} = \frac{|a_1|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_b|^2)}{|1 - \Gamma_b S_{22}|^2},$$

močnostno ojačenje pa

$$G_p = \frac{P_{izh}}{P_{vh}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_b|^2)}{|1 - \Gamma_b S_{22}|^2 (1 - |\Gamma_{vh}|^2)}. \quad (2.23)$$

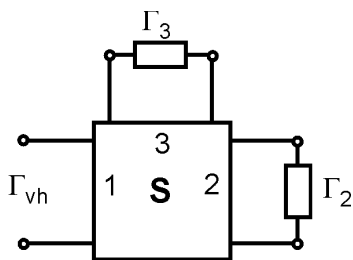
Iz rezultata vidimo, da lastnosti generatorja pri močnostnem ojačenju ne sodelujejo.

**Zapomnimo si:** Močnostno ojačenje samo po sebi ne pove dosti o četveropolu. V posebnih primerih je namreč lahko močnostno ojačenje razveseljivo veliko, vendar je četveropol na vходу neprilagojen, zato je vhodna moč v četveropol majhna in je zato kljub velikemu močnostnemu ojačenju tudi izhodna moč majhna. Močnostno ojačenje je torej nekakšna utvara, uporabno sliko o dogajanju v dvojčku generator-četveropol dajeta ojačenje vmesnika in razpoložljivo ojačenje, ker sta navezana na razpoložljivo moč generatorja.

### Zgled 6 Vhodna odbojnost v trivhodno vezje

S pomočjo Masonovega pravila določi vhodno odbojnost v trivhodno vezje, ki je na vratih 2 in 3 zaključeno z odbojnostma  $\Gamma_2$  in  $\Gamma_3$ .

Vezje je na sliki 2.29.



Sl. 2.29 Trivhodno vezje s priključenima odbojnostima  $\Gamma_2$  in  $\Gamma_3$ .

Matrika porazdelitve trivhodnega vezja je

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$

Izpišimo si še enačbe, ki povezujejo odbite valove z vpadnimi valovi:

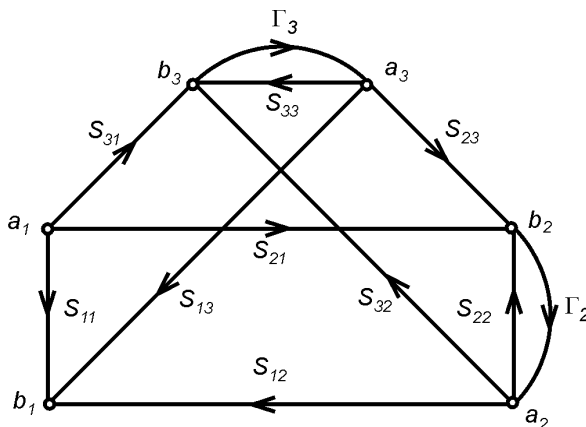


$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}a_3$$

$$b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}a_3$$

Spomnimo se grafa bremena in pravila za spajanje grafov povezanih večvhodnih vezij, pa lahko narišemo smerni graf vezja s slike 2.29 (slika 2.30). Oznake vozlov na vratih 2 in 3 se nanašajo na valove, ki pripadajo trivhodnemu vezju. Torej sta spremenljivki  $b_2$  odbiti val in  $a_2$  vpadni val v vrata 2 dvovhodnega vezja. Seveda je val  $a_2$  hkrati odbiti val od bremena  $\Gamma_2$  in  $b_2$  hkrati vpadni val v breme  $\Gamma_2$ . Analogno velja tudi za vrata 3.



Sl. 2.30 Smerni graf trivhodnega vezja s priključenima odbojnostima na vratih 2 in 3

Vhodno odbojnost v vezje podaja prevajalni koeficient med neodvisnim vozlom  $a_1$  in odvisnim vozlom  $b_1$ , torej:

$$\Gamma_{vh} = \frac{b_1}{a_1}$$

Ta koeficient lahko izrazimo s pomočjo Masonovega pravila.

Graf vsebuje tri zanke prvega reda s koeficienti  $\Gamma_2 S_{22}$ ,  $\Gamma_3 S_{33}$ ,  $\Gamma_3 S_{23} \Gamma_2 S_{32}$  in eno zanko drugega reda s koeficientom  $\Gamma_2 S_{22} \Gamma_3 S_{33}$ . Determinanta grafa je torej:

$$D = 1 - (\Gamma_2 S_{22} + \Gamma_3 S_{33} + \Gamma_2 S_{32} \Gamma_3 S_{23}) + (\Gamma_2 S_{22} \Gamma_3 S_{33})$$

Direktnih poti med vozlova  $a_1$  in  $b_1$  je pet, s koeficienti  $T_1 = S_{11}$ ,  $T_2 = S_{21} \Gamma_2 S_{12}$ ,  $T_3 = S_{31} \Gamma_3 S_{13}$ ,  $T_4 = S_{31} \Gamma_3 S_{23} \Gamma_2 S_{12}$  in  $T_5 = S_{21} \Gamma_2 S_{32} \Gamma_3 S_{13}$ . Podgraf prve direktne poti je glede zank enak grafu vezja, torej je determinanta podgrafa prve direktne poti kar enaka determinanti grafa  $D_1 = D$ . Podgrafa druge in tretje direktne poti sta enostavnejša od grafa vezja in vsak od njiju vsebuje le po eno zanko prvega reda. Determinanti sta tako  $D_2 = 1 - \Gamma_3 S_{33}$  in  $D_3 = 1 - \Gamma_2 S_{22}$ . Podgrafa

četrte in pete direktne poti ne vsebujeta nobene zanke, njuna determinanta je torej  $D_4 = D_5 = 1$ . Vhodna odbojnost v podano vezje je torej:

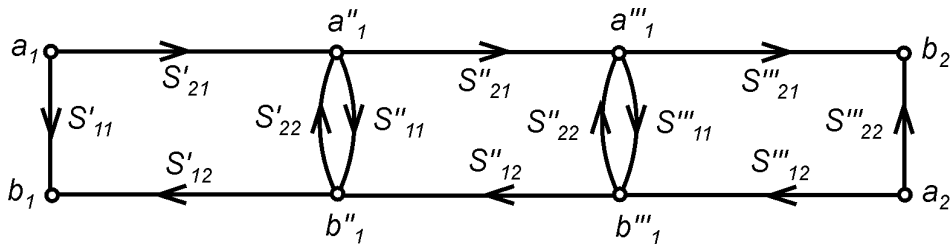
$$\Gamma_{vh} = \frac{T_1 D_1 + T_2 D_2 + T_3 D_3 + T_4 D_4 + T_5 D_5}{D}$$

$$\Gamma_{vh} = S_{11} + \frac{S_{21} \Gamma_2 S_{12} (1 - \Gamma_3 S_{33}) + S_{31} \Gamma_3 S_{13} (1 - \Gamma_2 S_{22}) + S_{31} \Gamma_3 S_{23} \Gamma_2 S_{12} + S_{21} \Gamma_2 S_{32} \Gamma_3 S_{13}}{1 - (\Gamma_2 S_{22} + \Gamma_3 S_{33} + \Gamma_2 S_{32} \Gamma_3 S_{23}) + (\Gamma_2 S_{22} \Gamma_3 S_{33})}$$

### Zgled 7 Parametri $S$ verige treh četverpolov

Z uporabo Masonovega pravila določi parametre  $S$  verige treh četverpolov.

Smerni graf verige treh četverpolov je na sliki 2.31



Sl. 2.31 Smerni graf verige treh četverpolov

Določimo prevajalni parameter  $S_{21}$ , ki je prevajalni koeficient med neodvisnim vozlom  $a_1$  in odvisnim vozlom  $b_2$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}.$$

Graf vsebuje tri zanke prvega reda in eno zanko drugega reda, determinanta grafa je

$$D = 1 - (S'_{22} S''_{11} + S''_{22} S'''_{11} + S'_{22} S''_{21} S'''_{11} S'_{12}) + (S'_{22} S''_{11} S''_{22} S'''_{11}). \quad (2.24)$$

Direktna pot med vozlova  $a_1$  in  $b_2$  je ena sama, s koeficientom  $S'_{21} S''_{21} S'''_{21}$ . Podgraf te poti ne vsebuje nobene zanke, njegova determinanta je torej 1. Rezultat je

$$S_{21} = \frac{S'_{21} S''_{21} S'''_{21}}{1 - (S'_{22} S''_{11} + S''_{22} S'''_{11} + S'_{22} S''_{21} S'''_{11} S'_{12}) + (S'_{22} S''_{11} S''_{22} S'''_{11})}.$$

Določimo še odbojnostni parameter  $S_{11}$ , ki je prevajalni koeficient med neodvisnim vozlom  $a_1$  in odvisnim vozlom  $b_1$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}.$$

Determinanto grafa smo določili že z enačbo 2.24.

Direktne poti med vozlova  $a_1$  in  $b_1$  so tri, s koeficienti  $S'_{11}$ ,  $S'_{21}S''_{11}S'_{12}$  in  $S'_{21}S''_{21}S'''_{11}S''_{12}S'_{12}$ . Determinanta  $\Delta_1$  podgrafa prve direktne poti je kar enaka determinanti grafa  $D$ , determinanta  $\Delta_2$  podgrafa druge direktne poti je enaka  $1 - S''_{22}S'''_{11}$  in determinanta  $\Delta_3$  tretje direktne poti je enaka 1. Rezultat je

$$S_{11} = S'_{11} + \frac{S'_{21}S''_{11}S'_{12}(1 - S''_{22}S'''_{11}) + S'_{21}S''_{21}S'''_{11}S''_{12}S'_{12}}{1 - (S'_{22}S''_{11} + S''_{22}S'''_{11} + S'_{22}S''_{21}S'''_{11}S''_{12}) + (S'_{22}S''_{11}S''_{22}S'''_{11})}$$

Bralec naj za vajo določi še ostala parametra verige, za preizkus pa ju ni težko uganiti.

## 2.5. Literatura

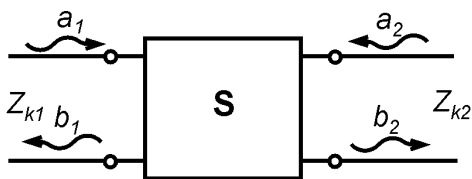
- [1.] Budin J., *Mikrovalovna pasivna vezja*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1973
- [2.] Hoffmann M. H. W., *Hochfrequenztechnik*, Springer 1997

## 3. Parametri S

### 3.1. Uvod

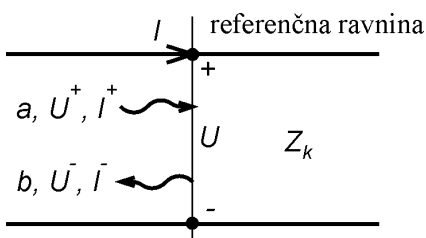
Obravnava sistemov z uporabo vpadnih in odbitih valov namesto napetosti in tokov na sponkah večvhodnih vezij ima trdno fizikalno ozadje. Pri visokih frekvencah so vezja med seboj običajno povezana z linijami, obravnava dogajanja na liniji s pomočjo napredujočih in odbitih valov pa zelo poenostavi analizo. Naravno je, da smatramo iz vrat vezja izhajajoče valove za odziv na vpadne valove. Vpadne valove običajno označimo z  $a$ . Iz vrat izhajajoči valovi so lahko odbiti ali prevedeni valovi, običajno jih označimo z  $b$ . Definijska enačba za porazdelitveno matriko je torej:  $\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a}$ , pri čemer sta  $\mathbf{b}$  in  $\mathbf{a}$  stolpca valov,  $\mathbf{S}$  pa porazdelitvena matrika.

Poglejmo si opisano na dvovhodnem vezju (slika 3.1):



Sl. 3.1 Četverpol, podan s porazdelitveno matriko  $\mathbf{S}$

Vpadni in odbiti valovi so lahko normirani ali pa tudi napetostni valovi. Valove normiramo tako, da je kvadrat absolutne vrednosti enak moči, ki jo s sabo nosi val. Razmere definira slika 3.2.



Sl. 3.2 Razmere na liniji

Relacije med normiranimi valovi in napetostnimi in tokovimi valovi so za realno karakteristično impedanco linije naslednje:

$$|a_i|^2 = P_i^+ = \frac{U_i^+ I_i^{+*}}{2} = \frac{U_i^+ U_i^{+*}}{2Z_{ki}} = \frac{|U_i^+|^2}{2Z_{ki}} = \frac{|I_i^+|^2 Z_{ki}}{2} \quad (3.1)$$

$$a_i = \frac{U_i^+}{\sqrt{2Z_{ki}}} = I_i^+ \sqrt{\frac{Z_{ki}}{2}}$$

Na podoben način lahko dobimo tudi naslednje relacije:

$$b_i = \frac{U_i^-}{\sqrt{2Z_{ki}}} = -I_i^- \sqrt{\frac{Z_{ki}}{2}} \quad (3.2)$$

Da bodo enačbe kompletne, dodajmo še naslednje, ki povezujejo napetost in tok na liniji v referenčni ravnini z napetostnimi in tokovimi valovi, saj jih še bomo večkrat potrebovali:

$$U = U^+ + U^-$$

$$I = I^+ + I^- = \frac{U^+ - U^-}{Z_k} \quad (3.3)$$

Za četveropol na sliki 3.1 rečemo, da ima podane parametre  $S$  na vratih 1 normirane na karakteristično impedanco  $Z_{k1}$  in na vratih 2 na karakteristično impedanco  $Z_{k2}$ . Pogosto so podani parametri  $S$  na vseh vratih normirani na isto karakteristično impedanco. Takrat je porazdelitvena matrika za napetostne valove enaka porazdelitveni matriki za normirane valove. V takih primerih lahko namesto z normiranimi računamo kar z napetostnimi valovi. Vezja namreč vzbujamo z (napetostnimi ali tokovimi) generatorji in tudi odzive na detektorjih bomo običajno podali z napetostmi. Tako se torej izognemo dvakratnemu pretvarjanju.

V vseh nadaljnjih izvajanjih bomo pri izvajanju in računanju uporabljali smerne grafe, ki smo jih spoznali v poglavju Smerni grafi.

## 3.2. Recipročnost

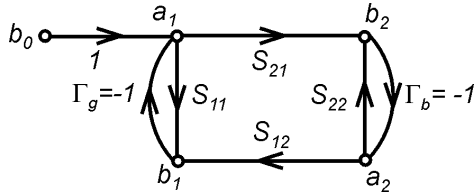
Četveropol je recipročen, če ostane pri zamenjavi vhoda in izhoda razmerje med tokovim odzivom in napetostnim vzbujanjem nespremenjeno ali pa, če ostane pri zamenjavi vhoda in izhoda razmerje med napetostnim odzivom in tokovim vzbujanjem nespremenjeno.

Iz vezij se spomnimo, da pogoj pri imitančnih matrikah pomeni, da mora biti matrika diagonalno simetrična. Poglejmo si na naslednjem zgledu, kako se glede recipročnosti obnaša porazdelitvena matrika.

### *Zgled 8 Recipročnost in parametri S*

*Z uporabo smernih grafov pokaži, kako se recipročnost odraža na lastnostih parametrov S.*

Na vhod četveropola priključimo idealni napetostni generator z napetostjo  $U_{g1}$  in na izhodu kratek stik. Smerni graf kaže slika 3.3. Odbojnosti generatorja in bremena sta enaki  $-1$ . Pri izvajanju bomo uporabljali enačbe 3.1 do 3.3.



Sl. 3.3 Smerni graf vzbujanja na vohodu in odziva na izhodu četveropola

Praval generatorja  $b_0$  je podan z (poglavje 2.4.3)

$$b_0 = \frac{U_g(1-\Gamma_g)}{2\sqrt{2Z_{k1}}} = \frac{U_g}{\sqrt{2Z_{k1}}}$$

Tok na bremenu je podan z

$$I_2 = (b_2 - a_2)\sqrt{\frac{2}{Z_{k2}}} = b_2(1-\Gamma_b)\sqrt{\frac{2}{Z_{k2}}} = 2b_2\sqrt{\frac{2}{Z_{k2}}}$$

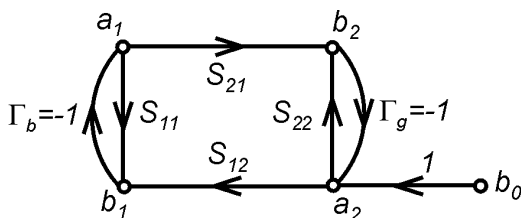
Vozel  $b_2$  dobimo po Masonovem pravilu

$$b_2 = \frac{b_0 S_{21}}{D} = \frac{U_g S_{21}}{D\sqrt{2Z_{k1}}}, \text{ pri čemer je } D \text{ determinanta grafa.}$$

Razmerje med odzivom in vzbujanjem je torej

$$\frac{I_2}{U_g} = \frac{2S_{21}}{D\sqrt{Z_{k1}Z_{k2}}}.$$

Zamenjajmo sedaj mesti vzbujanja in odziva, smerni graf je na sliki 3.4.



Sl. 3.4 Smerni graf vzbujanja na izhodu in odziva na vohodu četveropola

Podobno kot prej lahko napišemo

$$I_1 = 2b_1\sqrt{\frac{2}{Z_{k1}}}$$

in  $b_1$  (determinanta D je enaka kot prej,  $\Gamma_b = \Gamma_g^- = -1$ ):

$$b_1 = \frac{U_g S_{12}}{D\sqrt{2Z_{k2}}}.$$

Razmerje med odzivom in vzbujanjem je torej

$$\frac{I_1}{U_g} = \frac{2S_{12}}{D\sqrt{Z_{k1}Z_{k2}}}.$$

Če naj bo razmerje med odzivom in vzbujanjem v obeh primerih enako, mora veljati

$$S_{12} = S_{21},$$

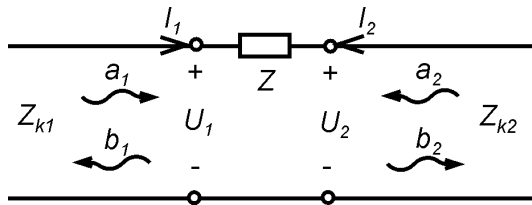
kar je pogoj za recipročnost, izražen s parametri S. Očitno je pogoj enak kot za imitančne matrike, **matrika recipročnega vezja mora biti diagonalno simetrična.**

V naslednjem zgledu določimo porazdelitveno matriko serijske impedance.

### **Zgled 9 Porazdelitvena matrika serijske impedance**

*Določi parametre S serijske impedance.*

Serijska impedanca je na sliki 3.5:



Sl. 3.5 Serijska impedanca

Definicijske enačbe za parametre S so

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

Na podlagi enačb 3.1, 3.2 in 3.3.lahko napišemo

$$U_i = U_i^+ + U_i^- = (a_i + b_i) 2\sqrt{Z_{ki}} \quad (3.4)$$

$$I_i = I_i^+ - I_i^- = (a_i - b_i) \frac{2}{\sqrt{Z_{ki}}} \quad (3.5)$$

Četveropolni enačbi za napetosti in tokove pa sta:

$$I_1 = -I_2. \quad (3.6)$$

$$U_1 = U_2 - I_2 Z \quad (3.7)$$

Določimo najprej parameter  $S_{11}$ .

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (3.8)$$

Na podlagi enačbe 3.7, ob upoštevanju enačb 3.4 in 3.5 in pogoja  $a_2=0$  velja

$$(a_1 + b_1) 2\sqrt{Z_{k1}} = 2b_2\sqrt{Z_{k2}} + b_2 \frac{2}{\sqrt{Z_{k2}}} Z, \quad (3.9)$$

na podlagi enačbe 3.6 ob upoštevanju 3.4 in 3.5 pa še

$$(a_1 - b_1) \frac{2}{\sqrt{Z_{k1}}} = b_2 \frac{2}{\sqrt{Z_{k2}}} \quad (3.10)$$

Izrazimo  $b_2$  iz enačbe 3.10 in ga vstavimo v enačbo 3.9, pa dobimo

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{Z + Z_{k2} - Z_{k1}}{Z + Z_{k2} + Z_{k1}}$$

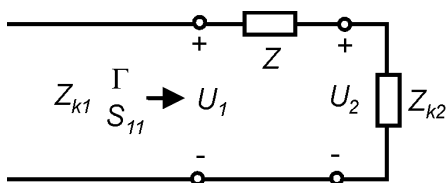
Določimo še parameter  $S_{21}$ , ki je

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

Sedaj izrazimo  $b_1$  iz enačbe 3.10 in ga vstavimo v enačbo 3.9, pa dobimo

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{2\sqrt{Z_{k1}Z_{k2}}}{Z + Z_{k2} + Z_{k1}}$$

Po krajši poti, če se ne bi sprenevedali, da ne vemo ničesar o odbojnostih in linijah, pa bi dobili parametra na sledeč način: Parameter  $S_{11}$  je vhodna odbojnost  $\Gamma$  v četveropol, ko na izhodu iz četveropola ni vpadnega vala (enačba 3.8), ko je torej linija na izhodu prilagojena. V tem primeru je vhodna impedanca v linijo na izhodu enaka karakteristični impedanci linije  $Z_{k2}$ , nadomestno vezavo kaže slika 3.6.



Sl. 3.6 K določanju parametrov S serijske impedance.



Parameter  $S_{11}$  je torej

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z + Z_{k2} - Z_{k1}}{Z + Z_{k2} + Z_{k1}}.$$

Za določitev parametra  $S_{21}$  pa velja (slika 3.6, napetostni delilnik!)

$$U_2 = U_1 \frac{Z_{k2}}{Z + Z_{k2}}$$

$$b_2 2\sqrt{Z_{k2}} = a_1 (1 + S_{11}) 2\sqrt{Z_{k1}} \frac{Z_{k2}}{Z + Z_{k2}} \text{ in torej}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{(1 + S_{11})\sqrt{Z_{k1}}}{\sqrt{Z_{k2}}} \frac{Z_{k2}}{Z + Z_{k2}} = \frac{2\sqrt{Z_{k1}Z_{k2}}}{Z + Z_{k2} + Z_{k1}}$$

Parametra  $S_{12}$  in  $S_{22}$  določimo na enak način, lahko ju pa seveda kar napišemo iz že določenih, tako da med seboj zamenjamo indeksa 1 in 2.  $S_{12}$  je seveda enak parametru  $S_{21}$ , saj je vezje recipročno, torej

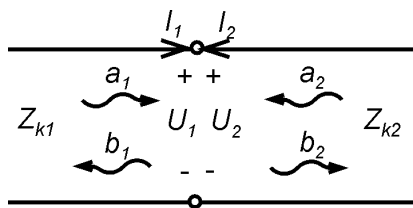
$$S_{22} = \frac{Z + Z_{k1} - Z_{k2}}{Z + Z_{k2} + Z_{k1}}$$

$$S_{12} = \frac{2\sqrt{Z_{k1}Z_{k2}}}{Z + Z_{k2} + Z_{k1}}.$$

### Zgled 10 Porazdelitvena matrika skoka karakteristične impedance

Določi parametre S skoka karakteristične impedance.

Poglejmo si še, kakšna je porazdelitvena matrika skoka karakteristične impedance (slika 3.7)



Sl. 3.7 Skok karakteristične impedance

V prejšnjem zgledu smo določili porazdelitveno matriko serijske impedance. Če privzamemo, da je impedanca  $Z$  enaka 0, opisujejo parametri skok karakteristične impedance:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{Z_{k2} - Z_{k1}}{Z_{k2} + Z_{k1}} = \Gamma_0 \\ S_{22} &= -\Gamma_0 \end{aligned} \quad (3.11)$$

Velja tudi

$$\frac{Z_{k2}}{Z_{k1}} = \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \quad (3.12)$$

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Z_{k1}Z_{k2}}}{Z_{k2} + Z_{k1}} = S_{12}$$

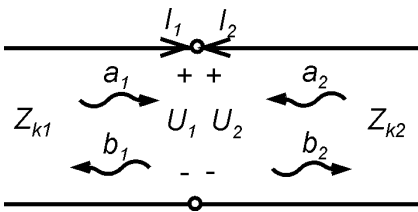
Z upoštevanjem enačbe 3.12 pa hitro pridemo tudi do

$S_{21} = \sqrt{1 - \Gamma_0^2}$ . Matrika porazdelitve skoka karakteristične impedance je torej

$$S = \begin{bmatrix} \Gamma_0 & \sqrt{1 - \Gamma_0^2} \\ \sqrt{1 - \Gamma_0^2} & -\Gamma_0 \end{bmatrix}.$$

S parametri skoka karakteristične impedance se bomo še večkrat srečali.

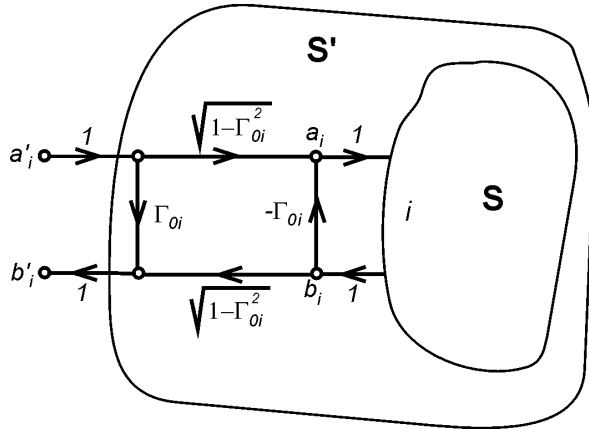
### 3.3. Ponovno normiranje



Sl. 3.8 Ponovno normiranje vezja

Pogosto bomo naleteli na naslednji problem: Poznamo parametre porazdelitvene matrike  $S$  vezja, normirane na posameznih  $i$ -tih vratih na karakteristično impedanco  $Z_{ki}$ , potrebujemo pa parametre tega vezja  $S'$ , normirane na posameznih  $i$ -tih vratih na karakteristično impedanco  $Z'_{ki}$ . (slika 3.8). Velja ugotovitev, da vezje ostaja enako, le njegova porazdelitvena matrika se spremeni, porazdelitveni parametri se pač nanašajo na vezje skupaj s priključenimi linijami na vseh vratih. Iz slike 3.8 sledi, da je treba na vseh vratih karakteristične impedance linij  $Z_{ki}$  spremeniti v  $Z'_{ki}$ . S to ugotovitvijo si lahko pomagamo, kadar moramo neposredno za podano vezja določati parametre  $S'$ . Kadar pa imamo parametre  $S$  že podane, velja, da je sedaj na vsakih vratih priključen skok karakteristične impedance iz  $Z'_{ki}$  v  $Z_{ki}$  (sliki 3.8 in 3.9). Skok karakteristične impedance je določen z odbojnostjo  $\Gamma_0$ , ki smo jo določili že v *Zgledu* (Zgled 10 Porazdelitvena matrika skoka karakteristične impedance). Za naš primer je odbojnost skoka karakteristične impedance posameznih vrat določena takole:

$$\Gamma_{0i} = \frac{Z_{ki} - Z'_{ki}}{Z_{ki} + Z'_{ki}}.$$

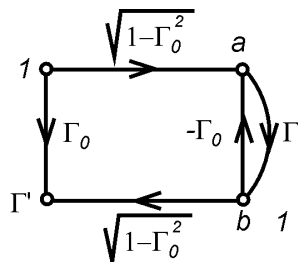


Sl. 3.9 Smerni graf ponovnega normiranja vezja

**Zgled 11 Ponovno normiranje dvopola**

Določi, kolikšna je odbojnost dvopola  $\Gamma$ , normirana na karakteristično impedanco  $Z'_k$ , če imamo podano odbojnost dvopola  $\Gamma$ , normirano na karakteristično impedanco  $Z_k$ .

Smerni graf, ki ilustrira zgled, je na sliki 3.10.



Sl. 3.10 Ponovno normiranje odbojnosti  $\Gamma$

Po Masonu lahko napišemo

$$\Gamma' = \Gamma_o + \frac{(1 - \Gamma_o^2)\Gamma}{1 + \Gamma\Gamma_o} = \frac{\Gamma + \Gamma_o}{1 + \Gamma\Gamma_o} \tag{3.13}$$

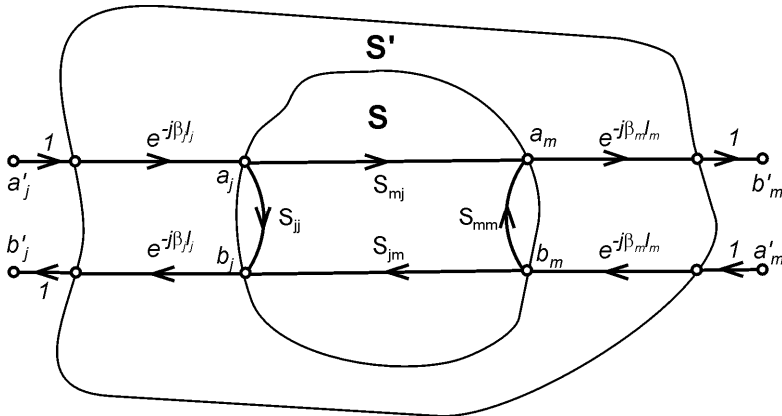
Preizkusimo rezultat. Če vstavimo v enačbo 3.13

$$\Gamma_o = \frac{Z_k - Z'_k}{Z_k + Z'_k} \text{ in } \Gamma = \frac{Z - Z_k}{Z + Z_k} \text{ dobimo za odbojnost } \Gamma':$$

$$\Gamma' = \frac{Z - Z'_k}{Z + Z'_k}, \text{ kar je seveda pričakovano.}$$

### 3.4. Premik referenčne ravnine

Poznamo parametre porazdelitvene matrike  $S$  vezja, normirane na  $i$ -tih vratih na karakteristično impedanco  $Z_{ki}$ . Če na posamezna vrata priključimo po  $l_i$  dolge odseke linije s karakteristično impedanco  $Z_{ki}$  in faznim številom  $\beta$ , rečemo, da smo premaknili referenčne ravnine posameznih vrat za  $\beta l_i$  navzven. Na tak način smo dobili novo vezje s spremenjenimi parametri  $S'$ . Zanima nas, kakšni so ti parametri. Poglejmo si smerni graf tega novega vezja.



Sl. 3.11 Smerni graf vezja s premaknjenima referenčnima ravninama na vratih  $j$  in  $m$ .

Očitno velja za parametre  $S'$  novega vezja za vsak  $m$  in  $j$  zveza

$$S'_{mj} = S_{mj} e^{-j(\beta_m l_m + \beta_j l_j)} = S_{mj} e^{j\varphi_{mj}}.$$

Očitno se pri tako definiranjem premiku referenčne ravnine spremeni samo faza posameznih parametrov  $S$ . Poglejmo si ta zasuk faze malo bolj natančno:

$$\varphi_{mj} = -(\beta_m l_m + \beta_j l_j) = -\left(\omega \frac{l_m}{v_m} + \omega \frac{l_j}{v_j}\right) = -(\omega T_m + \omega T_j) = -\omega(T_m + T_j).$$

Ugotovili smo, da je zasuk faze popolnoma določen z zakasnitvijo premika referenčne ravnine<sup>1</sup>, če podamo premik z dolžino, moramo podati tudi fazno hitrost.

Seveda lahko referenčno ravnino premaknemo tudi v vezje in ne le iz njega. V enačbi to preprosto upoštevamo s predznakom pri dolžinah odsekov linij. Kadar ima vezje v svoji notranjosti izvedene povezave med notranjim elementom in zunanji vrata z linijami, ima tak računski postopek tudi fizikalni pomen, z njim določimo parametre notranjega elementa.

<sup>1</sup> To velja le za nedisperzivne linije

### Zgled 12 Premik referenčne ravnine prilagojene linije

Določi dolžino prilagojene linije, če poznaš frekvenčni potek parametra  $S_{21}$ .

Porazdelitvena matrika linije je

$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{bmatrix}.$$

Prevajalni parameter prilagojene linije je podan z

$$S_{21} = S_{12} = e^{-\gamma l} = e^{-\alpha l} e^{-j\beta l} = |S_{21}| e^{j\varphi}$$

Faza prevajalnega parametra je podana z

$$\varphi = -j\beta l = -j \frac{\omega}{v_f} l = -j\omega T$$

Faza prevajalnega parametra je torej linearna funkcija frekvence, parameter  $T$  pa ima pomen zakasnitve signala. Linija je očitno navzven podana z zakasnitvijo in ta zakasnitev je določena z naklonom faze prevajalnega parametra v odvisnosti od frekvence.

Če parametrom  $S$  linije premaknemo referenčno ravnino navznoter ravno za toliko, kot je dolžina linije, bo prevajalni parameter tako nastalega četveropola enak

$$S'_{21} = S_{21} e^{-j(-\beta l)} = e^{-\alpha l} e^{-j(\beta l - \beta l)} = e^{-\alpha l}$$

Očitno smo s premikom referenčne ravnine 'poravnali' fazo prevajalnega parametra na vrednost 0.

Ker je v grafu funkcije mnogo lažje oceniti, ali je njena vrednost 0, kot pa določati njen nagib, je recept za določanje dolžine oziroma zakasnitve linije naslednji:

Izmeri prevajalne parametre linije v širokem frekvenčnem področju, nato pa izmerjenim parametrom premakni referenčno ravnino tako, da bo njihova faza v vsem frekvenčnem področju enaka 0. Premik, potreben za to transformacijo, je dolžina oziroma zakasnitev merjene linije.

## 3.5. Brezizgubnost

Za brezizgubno vezje velja, da se na njem ne porablja delovna moč. To pomeni, da mora biti vsota moči, ki v vezje priteka, enaka vsoti moči, ki iz vezja odteka. V posamezna vrata vezja priteka moč z vpadnim valom in odteka z odbitim valom. Za vezje z  $N$  vrati torej velja relacija

$$\sum_{n=1}^N |b_n|^2 = \sum_{n=1}^N |a_n|^2. \quad (3.14)$$

Če izrazimo odbite valove z vpadnimi z matriko porazdelitve  $\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a}$ , velja  $b_n = \sum_{i=1}^N S_{ni}a_i$  in enačba

3.14 se glasi

$$\sum_{n=1}^N \left| \sum_{i=1}^N S_{ni}a_i \right|^2 = \sum_{n=1}^N |a_n|^2 \quad (3.15)$$

Enačba 3.15 mora veljati za vsako kombinacijo vpadnih valov, torej za katerokoli vzbujanje. Poglejmo si jo najprej za primer, ko so vsa vzbujanja razen  $j$ -tega enaka 0. To je primer, ko so vsa vrata razen  $j$ -tih zaključena z normirno impedanco, na  $j$ -tih vratih pa je priključen generator. Enačba 3.15 se v tem primeru glasi

$$\sum_{n=1}^N |S_{nj}a_j|^2 = |a_j|^2. \text{ Iz tega sledi}$$

$$|a_j|^2 \sum_{n=1}^N |S_{nj}|^2 = |a_j|^2 \text{ in}$$

$$\sum_{n=1}^N |S_{nj}|^2 = 1. \quad (3.16)$$

Enačba 3.16 velja seveda za vsak  $j$  med 1 in  $N$ . Z besedami jo lahko opišemo kot: vsota absolutnih vrednosti parametrov  $S$  po stolpcih mora biti enaka 1.

Naj bodo v drugem primeru vsa vzbujanja razen  $j$ -tega in  $m$ -tega enaka 0. To je primer, ko so vsa vrata razen  $j$ -tih in  $m$ -tih zaključena z normirno impedanco, na  $j$ -tih in  $m$ -tih vratih pa je priključen generator. Enačba 3.15 se v tem primeru glasi

$$\sum_{n=1}^N |S_{nj}a_j + S_{nm}a_m|^2 = |a_j|^2 + |a_m|^2, \text{ iz česar sledi}$$

$$\sum_{n=1}^N (S_{nj}a_j + S_{nm}a_m)(S_{nj}a_j + S_{nm}a_m)^* = |a_j|^2 + |a_m|^2$$

$$\sum_{n=1}^N |S_{nj}a_j|^2 + \sum_{n=1}^N |S_{nm}a_m|^2 + \sum_{n=1}^N (S_{nj}a_j)(S_{nm}a_m)^* + \sum_{n=1}^N (S_{nm}a_m)(S_{nj}a_j)^* = |a_j|^2 + |a_m|^2$$

$$|a_j|^2 \left( \sum_{n=1}^N |S_{nj}|^2 - 1 \right) + |a_m|^2 \left( \sum_{n=1}^N |S_{nm}|^2 - 1 \right) + \sum_{n=1}^N (S_{nj}a_j)(S_{nm}a_m)^* + \sum_{n=1}^N (S_{nm}a_m)(S_{nj}a_j)^* = 0$$

Če upoštevamo enačbo 3.16, velja

$$\sum_{n=1}^N S_{nj}S_{nm}^* a_j a_m^* + \sum_{n=1}^N S_{nj}^* S_{nm} a_j^* a_m = 0. \quad (3.17)$$

Ta enačba mora veljati za vsako vzbujanje  $a_j$  in  $a_m$ , pogledjmo kakšna je za dve posebni vzbujanji. Najprej pogledjmo, kakšna je za vzbujanje  $a_m = a_j$ :

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^N S_{nj} S_{nm}^* |a_j|^2 + \sum_{n=1}^N S_{nj}^* S_{nm} |a_j|^2 &= 0 \\ |a_j|^2 \sum_{n=1}^N (S_{nj} S_{nm}^* + S_{nj}^* S_{nm}) &= 0 \\ \sum_{n=1}^N (S_{nj} S_{nm}^* + S_{nj}^* S_{nm}) &= 0 \end{aligned} \quad (3.18)$$

Pogledjmo še, kakšna je za vzbujanje  $a_m = -ja_j$ :

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^N S_{nj} S_{nm}^* j |a_j|^2 - \sum_{n=1}^N S_{nj}^* S_{nm} j |a_j|^2 &= 0 \\ j |a_j|^2 \sum_{n=1}^N (S_{nj} S_{nm}^* - S_{nj}^* S_{nm}) &= 0 \\ \sum_{n=1}^N (S_{nj} S_{nm}^* - S_{nj}^* S_{nm}) &= 0 \end{aligned} \quad (3.19)$$

Seštejmo enačbi 3.18 in 3.19, pa dobimo še drugi pogoj za recipročnost

$$\sum_{n=1}^N S_{nj} S_{nm}^* = 0,$$

ki ga z besedami povemo takole: skalarni produkt vsakega stolpca s katerimkoli drugim konjugiranim stolpcem je nič. Indeksa  $m$  in  $j$  ne smeta biti med seboj enaka, kadar sta enaka, gre za vzbujanje na istih vratih, za ta primer pa velja enačba 3.16.

Obe pravili skupaj pomenita, da mora biti porazdelitvena matrika S za brezizgubna vezja unitarna matrika, katere lastnosti strnemo v naslednjo kompaktno obliko.

$$\mathbf{S}^{*T} = \mathbf{S}^{-1}$$

Do te enačbe bi lahko prišli tudi naravnost iz enačbe 3.14 zgolj po matematični poti.

### **Zgled 13 Brezizgubno recipročno dvovhodno vezje**

*Pokaži, kako se brezizgubnost dvovhodnega vezja odraža na lastnostih njegovih parametrov S.*

Iz enačb 3.16 in 3.19 dobimo za poljuben četveropol:

$$\begin{aligned} |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 &= 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 &= 1 \end{aligned}$$

$$S_{11}S_{12}^* + S_{21}S_{22}^* = 0.$$

Če upoštevamo recipročnost in označimo  $S_{11} = |S_{11}|e^{j\phi_1}$ , velja tudi:

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 &= |S_{12}|^2 = 1 - |S_{11}|^2 \\ |S_{22}|^2 &= |S_{11}|^2 \\ |S_{11}||S_{21}|e^{j(\phi_1 - \phi_{21})} + |S_{11}||S_{21}|e^{j(-\phi_{22} + \phi_{21})} &= 0 \\ \phi_1 - \phi_{21} &= \pi - \phi_{22} + \phi_{21} \\ 2\phi_{21} - \phi_{22} &= \phi_1 - \pi \end{aligned}$$

Brezizgubni recipročni četverpol ima torej samo tri proste parametre porazdelitvenih parametrov, en modul in dve fazi.

Posebej zanimiva za brezizgubna dvovhodna vezja je relacija  $|S_{21}|^2 = 1 - |S_{11}|^2$ . Poglejmo, kaj pomeni za frekvenčne filtre, ki so tipični brezizgubni četverpoli. Kadar je filter prilagojen, je absolutna vrednost njegove prevajalne funkcije enaka 1. To velja očitno za filter v prepustnem področju. Kadar pa je absolutna vrednost njegove prevajalne funkcije blizu 0, kar velja za filter v zapori, je filter popolnoma neprilagojen. Filter v zapori torej ne slabi signala, temveč ga na vhodnih vratih odbije in prilagajanje filtra v zapornem področju je brezupno početje.

#### **Zgled 14 Brezizgubno prilagojeno trivhodno vezje**

*Pokaži, kako se brezizgubnost trivhodnega vezja odraža na lastnostih njegovih parametrov S.*

Iz enačb 3.16 in 3.19 dobimo najprej za poljubno trivhodno vezje:

$$\begin{aligned} |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 &= 1 & S_{11}S_{12}^* + S_{21}S_{22}^* + S_{31}S_{32}^* &= 0 \\ |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 + |S_{32}|^2 &= 1 & S_{11}S_{13}^* + S_{21}S_{23}^* + S_{31}S_{33}^* &= 0 \\ |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{33}|^2 &= 1 & S_{12}S_{13}^* + S_{22}S_{23}^* + S_{32}S_{33}^* &= 0 \end{aligned}$$

Upoštevajmo še, da je vezje prilagojeno na vseh vratih, torej da velja  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ , pa dobimo:

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 &= 1 & S_{31}S_{32}^* &= 0 \\ |S_{12}|^2 + |S_{32}|^2 &= 1 & S_{21}S_{23}^* &= 0 \\ |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 &= 1 & S_{12}S_{13}^* &= 0 \end{aligned}$$

Denimo, da velja  $S_{31} \neq 0$ . Iz zgornjih enačb v tem primeru po vrsti sledi:

$$S_{32} = 0 \Rightarrow |S_{12}| = 1 \Rightarrow S_{13} = 0 \Rightarrow |S_{23}| = 1 \Rightarrow S_{21} = 0 \Rightarrow |S_{31}| = 1 \quad (3.20)$$



Tako, krog je sklenjen. Edino nerecipročno brezizgubno trivhodno vezje je lahko na vseh vratih prilagojeno. Vezju, ki izkazuje zgornje lastnosti, rečemo cirkulator.

Prejšnji zgled je nadvse poučen. Kaže, da je brezizgubno trivhodno recipročno vezje nemogoče prilagoditi na vseh treh vratih hkrati in je zato vsak tak poskus pri sintezi trivhodnih vezij vnaprej obsojen na neuspeh.

### 3.6. Literatura

- [1.] Mlakar J., *Elektromagnetna valovanja*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1995
- [2.] Mlakar J., *Linearna vezja in signali*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1997
- [3.] Budin J., *Mikrovalovna pasivna vezja*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1973
- [4.] Collin, R. E., *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill, 1992

## 4. Šumne lastnosti elementov sistemov

Vzroki šumov na elementih so različni in njihovo obravnavo bomo prepustili kvantni mehaniki. Z elektrotehniškega stališča je najvažnejša ugotovitev, da se šumu na elementih nikakor ne moremo izogniti in da prisotnost šuma odločilno vpliva na kapaciteto komunikacijskega kanala. Poznavanje šumnih lastnosti je torej pomembno pri načrtovanju telekomunikacijskih sistemov.

### 4.1. Ekvivalentna spektralna šumna temperatura

#### 4.1.1. Ekvivalentna spektralna šumna temperatura dvopola

Šumne lastnosti elementov elektronskih vezij so zelo odvisne od frekvence. Zato jih običajno podajamo v obliki spektralne gostote razpoložljive šumne moči  $N(f)$ . Ekvivalentna spektralna šumna temperatura dvopola je definirana kot

$$T_{eq}(f) = \frac{N(f)}{k} \quad (4.1)$$

pri čemer je  $k$  Boltzmannova konstanta, katere vrednost je  $1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K. Na prvi pogled je izraz privlečen za lase in nima s temperaturo skupnega nič drugega kot enote. Poglejmo si zato, kolikšna je šumna temperatura najpreprostejšega šumnega dvopola, upora.

#### *Zgled 15 Ekvivalentna šumna temperatura upora*

*Določi ekvivalentno šumno temperaturo upora.*

Znano je, da je vse do zelo visokih frekvenc spektralna gostota razpoložljive šumne moči upora odvisna zgolj od temperature in znaša  $N(f) = kT$  (Johnson-Nyquistova formula). Šumu na uporu zato rečemo tudi toplotni (termični) šum. Šumu, katerega spektralna gostota moči je konstantna, pa rečemo beli šum, toplotni šum je torej beli šum do zelo visokih frekvenc. Vendar zato, da signal označimo za beli šum, ni dovolj le, da je 'bel', mora biti tudi 'šum', torej mora biti naključen. Če beli šum opazujemo v časovnem prostoru, se ta naključnost pokaže tako, da je gostota verjetnosti pojavljanja posameznih vrednosti šuma enaka Gaussovi gostoti verjetnosti. Belemu šumu zato pogosto rečemo tudi Gaussov šum.

Iz enačbe 4.1 sledi, da je ekvivalentna šumna temperatura  $T_{eq}$  upora kar enaka njegovi dejanski temperaturi  $T$ :

$$T_{eq} = \frac{kT}{k} = T$$

Ekvivalentno šumno temperaturo dvopola očitno lahko interpretiramo takole: **Ekvivalentna spektralna šumna temperatura dvopola je tista temperatura, pri kateri bi imel upor enako razpoložljivo šumno moč kot dani dvopol.**

**Zapomnimo si:** Ekvivalentna šumna temperatura nima sama po sebi nič skupnega s temperaturo, na kateri je dvopol, temveč je le mera za razpoložljivo šumno moč dvopola. Vendar je res, da je večina šumnih mehanizmov povezana s temperaturo. Običajno torej šumna temperatura elementov raste s temperaturo.

Če imamo podano šumno temperaturo dvopola (kadar ne bo dvoma da imamo v mislih ekvivalentno spektralno šumno temperaturo ji bomo pogosto rekli kar šumna temperatura) lahko zelo enostavno določimo spektralno gostoto razpoložljive šumne moči, ki je

$$N = kT_{eq}. \quad (4.2)$$

Pogosto nas seveda zanima tudi razpoložljiva šumna moč v ožjem ali širšem frekvenčnem intervalu. Če je v danem intervalu spektralna gostota moči konstantna, je razpoložljiva šumna moč podana z

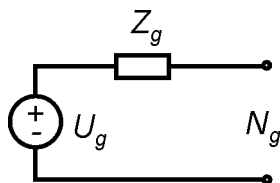
$$P = N\Delta f, \text{ sicer pa je treba moč izračunati z integriranjem: } P = \int_{f_1}^{f_2} Ndf.$$

**Zapomnimo si:** Ekvivalentna šumna temperatura je mera za **razpoložljivo** šumno moč, kakšno šumno moč bo element v resnici dajal v vezje, je odvisno od vhodne odbojnosti v vezje!

### Zgled 16 Ekvivalentna šumna temperatura generatorja

*Določi ekvivalentno šumno temperaturo generatorja.*

Generator je dvopol in in zanj velja vse doslej povedano. Glede na prejšnji zgled (Zgled 15 Ekvivalentna šumna temperatura upora) pa lahko rečemo tudi, da se glede šumnih lastnosti generator obnaša tako, kot bi šumela njegova notranja upornost (ali realni del njegove notranje impedance), ki bi bila na temperaturi  $T_{eq}$ .



Sl. 4.1 O šumnih lastnostih generatorja

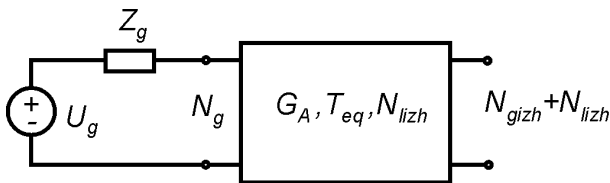
$$N_g = kT_{eq}$$

### 4.1.2. Ekvivalentna spektralna šumna temperatura četveropola

K šumu na izhodu dvovhodnega vezja prispevata šum generatorja in šum dvovhodnega vezja. Ker sta šuma nekorelirana, je razpoložljiva gostota šumne moči  $N_{izh}$  na izhodu dvovhodnega vezja enaka vsoti gostote razpoložljive moči  $N_{gizh}$ , ki jo prispeva šumni generator s šumno temperaturo  $T_g$  na vhodu v vezje in lastne razpoložljive gostote šumne moči vezja  $N_{lizh}$ . Prispevek šumnega generatorja k razpoložljivi šumni moči na izhodu iz četveropola je produkt razpoložljivega ojačenja četveropola in razpoložljive moči generatorja (enačba 2.19), torej

$$N_{gizh} = N_g G_A = T_g k G_A. \quad (4.3)$$

Gostota lastne razpoložljive šumne moči četveropola je lastnost vezja in je odvisna predvsem od impedance generatorja na vhodu vezja, bolj pohlevno pa tudi od frekvence, torej  $N_{lizh} = N_{lizh}(f, Z_g)$ . Prav zato, ker je šumna moč na izhodu vezja odvisna tudi od zaključitve na vhodu in ne le od vezja samega, šumne lastnosti vezja študiramo in podajamo vedno v povezavi z generatorjem. Razmere ilustrira slika 4.2.



Sl. 4.2 K šumni temperaturi dvovhodnega vezja

Skupna razpoložljiva šumna moč na izhodu iz četveropola je torej

$$N_{izh} = N_{gizh} + N_{lizh} = T_g k G_A + N_{lizh} = \left( T_g + \frac{N_{lizh}}{k G_A} \right) k G_A \quad (4.4)$$

Izraz  $\frac{N_{lizh}}{k G_A}$ , ki v zgornji enačbi določa četveropolov prispevek, prispeva k razpoložljivi šumni moči na izhodu četveropola na enak način kot šumna temperatura generatorja. Definirajmo torej ekvivalentno spektralno šumno temperaturo dvovhodnega vezja kot

$$T_{eq} = \frac{N_{lizh}}{k G_A}. \quad (4.5)$$

Napišimo enačbo 4.4 z upoštevanjem enačbe 4.5, pa dobimo

$$N_{izh} = (T_g + T_{eq}) k G_A = T_s k G_A. \quad (4.6)$$

Šumna temperatura četveropola pomeni torej nekakšno ekvivalentno šumno temperaturo četveropola, podano na vhod četveropola.

Mimogrede smo definirali še **šumno temperaturo sistema**  $T_s$ , ki podaja skupno razpoložljivo šumno moč generatorja in četveropola, podano na vhod četveropola.

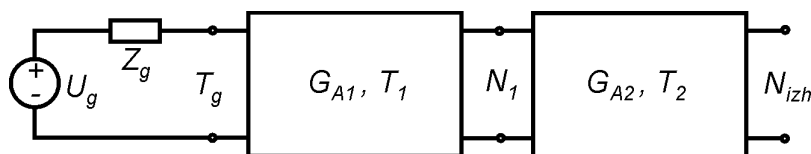
Očitno lahko interpretiramo vezje s slike 4.2 tudi kot generator z razpoložljivo močjo signala  $P_{raz} = P_{rg} G_A$  in razpoložljivo šumno temperaturo

$$T = (T_g + T_{eq}) G_A. \quad (4.7)$$

**Zapomnimo si:** Šumna temperatura četveropola podaja **razpoložljivo** šumno moč četveropola in je razen od frekvence pomembno odvisna tudi od odbojnosti generatorja na vhodu v četveropol. Neupoštevanje tega dejstva je pogost vir napak pri računanju šumnih lastnosti.

### 4.1.3. Ekvivalentna šumna temperatura verige dveh četveropolov

Označimo s  $T_1$  in  $T_2$  ekvivalentni šumni temperaturi in z  $G_{A1}$  in  $G_{A2}$  razpoložljivi ojačeni obeh četveropolov, razmere ilustrira slika 4.3.



Sl. 4.3 Veriga dveh četveropolov

Na verigo s slike 4.3 lahko formalno gledamo kot na vezavo ekvivalentnega generatorja s šumno temperaturo  $T = (T_g + T_1) G_{A1}$  in četveropola z razpoložljivim ojačenjem  $G_{A2}$  in šumno temperaturo  $T_2$ . S smiselno uporabo enačbe 4.6 dobimo:

$$N_{izh} = (T + T_2) k G_{A2} = \left( (T_g + T_1) G_{A1} + T_2 \right) k G_{A2}$$

$$N_{izh} = \left( T_g + T_1 + \frac{T_2}{G_{A1}} \right) k G_{A1} G_{A2} = (T_g + T_{eq}) k G_A. \quad (4.8)$$

Z  $G_A$  smo označili razpoložljivo ojačenje verige, ki je produkt razpoložljivih ojačenj obeh četveropolov v verigi. Člen, ki smo ga označili s  $T_{eq}$ , igra očitno enako vlogo kot ustrezní člen v enačbi 4.6. Ekvivalentna šumna temperatura verige je torej

$$T_{eq} = T_1 + \frac{T_2}{G_{A1}}. \quad (4.9)$$

Iz enačbe 4.6 je razvidno, da bo četveropol doprinesel k šumu sistema relativno tem manj, čim večja bo šumna temperatura generatorja. Iz enačbe 4.7 pa je razvidno, da se šumna temperatura verige z vsakim ojačevalnikom poveča najmanj za ojačenje tega ojačevalnika. Razumljivo je tedaj, da k šumu sistema največ prispeva prvi ojačevalnik, vsak naslednji pa manj, kar je lepo razvidno tudi iz enačbe 4.9.

Na enak način, kot smo zgradili enačbo 4.9, lahko zgradimo tudi formulo za verigo večih ojačevalnikov, tako da rekurzivno uporabimo enačbo 4.9.

Na koncu izvajanj je lepo razvidno, zakaj uporabljamo razpoložljive moči in ojačenja namesto dejanskih moči in ojačenj, zato namreč, ker te veličine niso odvisne od bremen, temveč zgolj od generatorjev in četveropolov.

**Zapomnimo si:** Kljub (ali morda prav zaradi) navidezni preprostosti izrazov velja opozoriti na past, ki je pogosto vzrok napak pri računanju šumnih lastnosti v netrivialnih primerih. Nikakor ne smemo pozabiti, da se razpoložljivo ojačenje in šumna temperatura drugega četveropola nanašata na izhodno impedanco prvega četveropola, ki je seveda odvisna od generatorjeve impedance.

Običajno so sicer v tehniki visokih frekvenc generatorji, bremena in prav tako vsi dvovhodni elementi prilagojeni. Takrat so prilagojene tudi verige in razpoložljiva ojačenja in šumne temperature se običajno podajajo za tak primer. To je vzrok, da pogosto 'pozabimo' na to podrobnost takrat, ko bi jo bilo treba upoštevati.

## 4.2. Spektralno šumno število

Znano je, da v telekomunikacijah ni pomembna moč šuma sama po sebi, temveč razmerje med močjo signala in močjo šuma. Razmerju rečemo navadno kar razmerje signal šum, označimo pa z  $S/N^1$  (kot *signal* in *noise*). Pogostost pojavljanja napak pri prenosu digitalnih signalov in kanalska kapaciteta sta funkciji tega razmerja. Vsak četveropol v verigi doda k šumu še svoj šum in očitno je, da je razmerje signal šum na izhodu iz četveropola manjše ali kvečjemu enako kot razmerje signal šum na vhodu v četveropol.

Priročno bi bilo vpeljati mero za zmanjšanje razmerja signal šum na izhodu iz četveropola glede na razmerje signal šum na vhodu v četveropol. Če s  $P$  označimo razpoložljivo moč signala, z  $N$  pa spektralno gostoto razpoložljive moči šuma, se kvocient razmerja med razpoložljivo močjo signala in razpoložljivo močjo šuma v frekvenčnem pasu  $\Delta f$  na vhodu v četveropol in razmerja med

---

<sup>1</sup> V tem poglavju bomo z  $S/N$  označevali razmerje med razpoložljivo močjo signala in razpoložljivo močjo šuma

razpoložljivo močjo signala in razpoložljivo močjo šuma v frekvenčnem pasu  $\Delta f$  na izhodu iz četveropola izraža takole:

$$\frac{(S/N)_{vh}}{(S/N)_{izh}} = \frac{\frac{P_{vh}}{N_{vh}\Delta f}}{\frac{P_{izh}}{N_{izh}\Delta f}}. \quad (4.10)$$

Izrazimo ta kvocient (v nadaljnjem tekstu mu bomo na kratko rekli **kvocient šumnih razmerij**) z ekvivalentnimi šumnimi temperaturami, uporabimo enačbo 4.6 :

$$\frac{(S/N)_{vh}}{(S/N)_{izh}} = \frac{(P_{vh})(N_{izh}\Delta f)}{(P_{izh})(N_{vh}\Delta f)} = \frac{(P_{vh})((T_g + T_{eq})kG_A\Delta f)}{(P_{vh}G_A)(T_g k\Delta f)} = 1 + \frac{T_{eq}}{T_g} \quad (4.11)$$

Kot vidimo, je kvocient šumnih razmerij določen z ekvivalentnima šumnima temperaturama četveropola in generatorja. Zato ta kvocient sam po sebi ni primeren za karakterizacijo šumnih lastnosti samega četveropola, temveč le za karakterizacijo šumnih lastnosti dvojčka generator-ojačevalnik. Za določitev lastnosti samega četveropola standardiziramo kvocient šumnih razmerij na vnaprej dogovorjen generator, tako določen kvocient šumnih razmerij pa imenujemo šumno število.

#### Definirajmo:

**Šumno število** je kvocient šumnih razmerij pri standardni spektralni šumni temperaturi generatorja, ki je  $T_0 = 290K$ , torej:

$$F = 1 + \frac{T_{eq}}{T_0} \quad (4.12)$$

Šumno število se navadno podaja v decibelih, tako kot razmerje med močjo signala in močjo šuma. Seveda pa ne smemo pozabiti, da šumno število ne podaja neposredno kvocienta šumnih razmerij za poljuben generator na vhodu v četveropol, temveč le za standardni generator s šumno temperaturo  $T_0$ . Lahko pa kvocient šumnih razmerij določimo s pomočjo enačb 4.11 in 4.12 :

$$\frac{(S/N)_{vh}}{(S/N)_{izh}} = 1 + (F - 1) \frac{T_0}{T_g}. \quad (4.13)$$

Z enačbo 4.13 lahko torej določimo kvocient šumnih razmerij, če poznamo šumno število četveropola. Tudi kvocient šumnih razmerij običajno podamo v decibelih. Taka izražava je posebej prikladna za računanje, saj dobimo razmerje med signalom in šumom na izhodu iz četveropola preprosto tako, da od razmerja med signalom in šumom na vhodu odštejemo kvocient šumnih

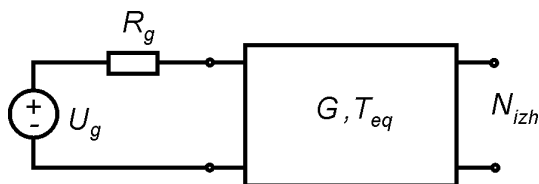
razmerij (v dB). Z upoštevanjem enačb 4.9 in 4.13 lahko izrazimo tudi šumno število verige dveh četverpolov

$$F = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_{A1}}. \quad (4.14)$$

**Zapomnimo si:** Kvocientu šumnih razmerij se v žargonu v tehniki visokih frekvenc na žalost pogosto reče kar šumno število<sup>2</sup>. To je vir številnih nesporazumov in napačnih uporab. Šumno število je merilo šumnih lastnosti četverpola samega po sebi. Če pa hočemo za dvojček četverpol - generator določiti kvocient šumnih razmerij, moramo pri tem upoštevati tudi generatorjevo šumno temperaturo (enačba 4.13)! Pri generatorjevih temperaturah, ki so blizu ali večje od  $T_0$ , ne bo nič hudega, če bomo na to pozabili. Pri temperaturi generatorja, ki je mnogo manjša od  $T_0$ , pa lahko znaša napaka tudi nekaj decibelov!

### Zgled 17 Šumno število uporovnega slabilnika

Določi šumno število prilagojenega uporovnega slabilnika na sobni temperaturi.



Sl. 4.4 Uporovni slabilnik z generatorjem

Če je slabilnik prilagojen, sta močnostno ojačenje in ojačenje vmesnika enaka razpoložljivemu ojačenju in to ojačenje smo označili z  $G$ . Za slabilnik pa običajno ne podajamo ojačenja, temveč slabljenje  $A = \frac{1}{G}$ .

Ko je šumna temperatura generatorja enaka  $T_0$  (šumno število se nanaša na kvocient šumnih razmerij, ko je šumna temperatura generatorja enaka  $T_0$ , enačba 4.12), bo po enačbi 4.8 spektralna gostota razpoložljive šumne moči na izhodu iz slabilnika enaka

$$N_{izh} = (T_g + T_{eq}) k G = (T_0 + T_{eq}) k G$$

Tudi šumna temperatura ekvivalentnega generatorja, ki ga tvorita generator in slabilnik, je enaka  $T_0$ , saj je slabilnik sestavljen iz uporov na sobni temperaturi (glej tudi Zgled 16

<sup>2</sup> Nekateri avtorji kvocientu šumnih razmerij rečejo obratnovalno šumno število, šumnemu številu pa standardno šumno število.



Ekvivalentna šumna temperatura generatorja). Spektralna gostota razpoložljive šumne moči na izhodu iz slabilnika bo torej enaka

$$N_{izh} = kT_0.$$

Torej

$$(T_0 + T_{eq}) k G = kT_0$$

$$T_{eq} = \frac{T_0(1-G)}{G}$$

in iz enačbe 4.12

$$F = 1 + \frac{T_{eq}}{T_0} = 1 + \frac{T_0(1-G)}{T_0 G} = \frac{1}{G} = A$$

Šumno število uporabnega slabilnika je torej enako njegovemu slabljenju. Rezultat si zasluži komentar. Razlaga je preprosta. Na vhodu v slabilnik je razmerje med signalom in šumom določeno z močjo signala in močjo šuma, moč šuma pa je takšna, kot če bi imel generator notranjo ohmsko upornost na sobni temperaturi. Tudi na izhodu iz slabilnika je moč šuma enaka kot na izhodu iz generatorja, saj ima tudi ekvivalentni generator, sestavljen iz generatorja in slabilnika, notranjo ohmsko upornost na sobni temperaturi. Moč signala na izhodu iz slabilnika pa je od vhodne moči manjša za slabljenje  $A$ . Razmerje med signalom in šumom na vhodu se je torej v primerjavi z razmerjem med signalom in šumom na izhodu zmanjšalo za  $A$ , to pa je po definiciji ravno šumno število!

Rezultat lahko takole posplošimo: **vsak četverpol, katerega slabljenje povzročajo ohmske izgube, ima šumno število enako slabljenju**. To velja torej tudi za linijo z izgubami ali za filter z izgubami v prepustu. Tako linija kot filter sta pogosta na vhodu v sprejemnik, kjer je šumno število ključni sistemski podatek.

### 4.3. Šumna mera

Šumno temperaturo verige dveh četverpolov smo določili z enačbo 4.9. Če v verigi zamenjamo vrstni red četverpolov, se bo v splošnem šumna temperatura spremenila. Zanima nas, kateri vrstni red je glede šumne temperature boljši, torej katera izmed obeh možnih verig ima manjšo šumno temperaturo. Za ilustracijo povedanega si najprej oglejmo zgled.

#### *Zgled 18 Antenski ojačevalnik*

*Pokaži, zakaj je pogosto treba neposredno na anteno priključiti antenski ojačevalnik.*

Televizijsko anteno postavimo na streho in jo 'naravnamo na dober sprejem' s pomočjo prenosnega televizorja. Na prenosnem televizorju je slika dobra. Nato anteno s koaksialnim kablom povežemo s televizorjem v dnevni sobi in slika ni več dobra. Kaj se je zgodilo?

Denimo da ima kabel slabljenje 6 dB (torej je tudi šumno število kabla 6 dB), da ima sprejemnik v televizorju šumno število 3 dB in da je šumna temperatura antene kar  $T_0$ .

S povezavo televizorja s kablom smo naredili verigo, ki jo sestavljata kabel in sprejemnik. Šumno število te verige je določeno z enačbo 4.14

$$F = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_{A1}} = 4 + \frac{2-1}{0,25} = 8 = 9 \text{ dB}$$

V našem primeru, ko je šumna temperatura antene enaka  $T_0$ , je poslabšanje razmerja med signalom in šumom kar enako šumnemu številu. Poslabšanje se je torej povečalo s 3dB na 9 dB (za 6 dB), kar se na sliki opazi. Kaj storiti?

Ena možnost bi bila, preseliti televizor na podstrešje. Ker ta možnost ni prav posebno praktična, preselimo na podstrešje samo ojačevalnik. Takemu ojačevalniku rečemo antenski ojačevalnik, recimo da ima naš ojačenje 12 dB in šumno število 2 dB (malo boljše kot televizor)

Šumno število tega antenskega ojačevalnika s priključenim kablom vred je:

$$F = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_{A1}} = 1,56 + \frac{4-1}{16} = 1,77 = 2,5 \text{ dB}$$

Šumno število antenskega ojačevalnika, kabla in televizijskega sprejemnika pa je sedaj

$$F = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_{A1}} = 1,77 + \frac{2-1}{4} = 2,52 = 4,0 \text{ dB},$$

torej se razmerje med signalom in šumom sedaj poslabša le za 1 dB, kar je praktično neopazno.

Zgled je poučen in nauk je naslednji:

**V vsakem sprejemnem sistemu mora biti čimbliže anteni malošumni sprejemnik s primernim ojačenjem.**

Videli smo torej, da s stališča šuma še zdaleč ni vseeno, ali imamo v verigi najprej kabel z izgubami in nato ojačevalnik, ali pa obratno.

Poglejmo si sedaj, kako določimo optimalni vrstni red četveropolov v verigi, ko ta ni viden že na prvi pogled. Zato bomo definirali še eno šumno lastnost četveropola, šumno mero. Napišimo si enačbo 4.9 še enkrat za oba primera verige

$$T_{12} = T_1 + \frac{T_2}{G_{A1}}$$

$$T_{21} = T_2 + \frac{T_1}{G_{A2}}.$$

Prva enačba podaja šumno temperaturo verige, v kateri je na prvem mestu četveropol 1 in druga šumno temperaturo verige, v kateri je na prvem mestu četveropol 2. Poglejmo, katere lastnosti morata imeti četveropola, da bo imela manjšo šumno temperaturo prva kombinacija. Takrat mora veljati neenačba

$$T_1 + \frac{T_2}{G_{A1}} \leq T_2 + \frac{T_1}{G_{A2}}. \quad (4.15)$$

Glede na ojačenje obeh četveropolov imamo štiri možnosti obravnave te neenačbe. Pri prvih treh šumna temperatura posameznih četveropolov ne igra nobene vloge, važno je le ojačenje.

1. Kadar sta obe ojačenji enaki 1, velja enačaj. Takrat je očitno vseeno, kateri izmed četveropolov je na prvem mestu.
2. Kadar ima en četveropol ojačenje 1 in drugi ojačenje različno od 1, velja neenačba, če postavimo na prvo mesto četveropol z večjim ojačenjem.
3. Kadar ima en četveropol ojačenje večje od 1 in drugi ojačenje manjše od 1, velja neenačba, če postavimo na prvo mesto četveropol z večjim ojačenjem.
4. Obe ojačenji sta ali večji ali manjši od 1. V tem primeru si moramo neenačbo 4.15 pogledati bolj podrobno. Iz neenačbe 4.15 sledi

$$T_1 - \frac{T_1}{G_{A2}} \leq T_2 - \frac{T_2}{G_{A1}}$$

$$T_1 \left( 1 - \frac{1}{G_{A2}} \right) \leq T_2 \left( 1 - \frac{1}{G_{A1}} \right)$$

$$\frac{T_1}{\left( 1 - \frac{1}{G_{A1}} \right)} \leq \frac{T_2}{\left( 1 - \frac{1}{G_{A2}} \right)} \quad (4.16)$$

Izraz  $\frac{T}{\left(1 - \frac{1}{G_A}\right)}$  bomo imenovali šumna mera četveropola. Očitno bo neenačba 4.15 izpolnjena, če

bo na prvem mestu v verigi četveropol z manjšo šumno mero. Sedaj tudi vidimo, zakaj nismo kar takoj 'zastavili' reševanje neenačbe na tak način kot v točki 4. Do neenačbe 4.16 smo prišli namreč tako, da smo obe strani neenačbe 4.15 delili s členoma  $\left(1 - \frac{1}{G_{Ai}}\right)$ , zato noben izmed členov ne sme biti enak 0 in oba morata imeti isti predznak. Zato smo vse posebne primere odpravili v točkah od 1 do 3.

### **Optimalen malošumni ojačevalnik**

V tem poglavju smo spoznali, da k šumu sprejemnika največ prispeva prvi, vhodni ojačevalnik, vendar ne le s tem, da ima čimmanjšo šumno temperaturo, temveč mora imeti hkrati tudi veliko ojačenje, skratka, imeti mora čimmanjšo šumno mero.

**Vhodne malošumne ojačevalnike torej načrtujemo na čimmanjšo šumno mero.**

## **4.4. Literatura**

[1.] Hoffmann M. H. W., *Hochfrequenztechnik*, Springer 1997

## 5. Mikrovalovne meritve

### 5.1. Uvod

Mikrovalovne meritve po tradiciji obsegajo meritve različnih električnih lastnosti vezij, delov vezij in delov sistemov pri visokih frekvencah, medtem ko sistemske meritve visokofrekvenčnih sistemov po tradiciji spadajo v meritve v telekomunikacijah.

Vsako področje tehnike in znanosti si izoblikuje svoja posebna orodja za merjenje, obenem pa pri merjenju uporablja tudi metode in instrumente iz bližnje in širše okolice. Mikrovalovne meritve se naslanjajo predvsem na meritve iz elektronike, seveda pa poznajo tudi čisto posebne svoje metode. V tem poglavju se bomo ukvarjali predvsem s principi in metodami, specifičnimi za mikrovalovne meritve. Vzorčevalne osciloskope, spektralne analizatorje in vektorske voltmetre pogosto uporabljamo v mikrovalovih. Toda principi vzorčevalnega osciloscopa, spektralnega analizatorja in vektorskega voltmetra niso specifični za mikrovalove, saj se uporabljajo tudi pri merjenju signalov nizkih frekvenc in so poznani iz meritev v elektroniki, zato jih ne bomo obravnavali. Prav tako ne bomo obravnavali naključnih pogoškov, ker jih temeljito obdelajo že splošne meritve.

Pri visokih frekvencah je merjenje napetosti ali toka na predpisanem mestu ali zelo težavno ali nemogoče, včasih pa tok in napetost sploh nista definirana. Zato raje merimo normirane valove v linijah ali valovodih. To pa potegne za sabo tudi merjenje valovnih parametrov. Velik del standardnih mikrovalovnih meritev obsega zato merjenje parametrov porazdelitvene matrike ali njihovih absolutnih vrednosti.

Tudi moč se meri pri visokih frekvencah čisto drugače kot pri nizkih, zato si bomo ogledali tudi meritve moči. Spoznali bomo tudi nekaj za visoke frekvence značilnih metod merjenja frekvence. Prav tako si bomo ogledali merjenje šumnega števila. Merjenje šumnih lastnosti sicer ni specifično za visoke frekvence, je pa zato šumno število pomembno predvsem pri visokih frekvencah.

Nekakšna krona mikrovalovnih meritev je merjenje električnih snovnih lastnosti. Snovne lastnosti se v električnih lastnostih merjencev izražajo posredno in 'pomešano' z drugimi lastnostmi, zato je težko najti metode, ki v rezultatu meritve primerno 'razgalijo' ravno iskano lastnost. Pri izbiri primerne metode pride zato do izraza celokupno inženirjevo poznavanje elektrotehnike in ne le specifično poznavanje mikrovalovnih meritev.

Značilnost mikrovalovnih meritev je uporaba vedno dražjih instrumentov, v katere je vgrajena najzahtevnejša tehnologija procesiranja signalov visokih frekvenc, zato takih instrumentov pri nas ni na pretek in inženir je pri merjenju pogosto prepuščen pomanjkljivi opremljenosti in lastni iznajdljivosti. V nasprotju s tem je računalnik povsod, kjer je še kaj prostora, prav tako pa že vsak elektronski instrument vsebuje mikroprocesor in večina jih preko vodila in vmesnika zmore komunicirati tudi z drugimi instrumenti in z namiznim računalnikom.

Vsa ta dejstva skupaj nakazujejo, da lahko mnoge moderne merilne metode uporabljamo tudi na starejših instrumentih, povezanih z računalniki. Na podlagi celokupnega elektrotehničnega znanja, posebnega znanja iz mikrovalov in še bolj posebnega iz mikrovalovnih meritev bo spreten in sposoben inženir torej mogel mnoge natančne meritve izvesti po svojih metodah, ki jih bo meritvi in merilni opremljenosti primerno izpeljal iz poznanih merilnih principov.

Temeljito poznavanje merilnih metod in principov ter osnov elektrotehnike v najširšem smislu je torej veliko bolj pomembno kot poznavanje posameznih instrumentov. V učbeniku zato obravnavamo predvsem merilne metode in principe, manj pa merilne instrumente.

Vredno je omeniti, da se je zgodba o povezavi računalnikov z elektronskimi instrumenti začela ravno z mikrovalovnim avtomatskim analizatorjem vezij v šestdesetih letih dvajsetega stoletja. Takrat so bili namreč računalniki še drage naprave in vkalkulirati se jih je dalo le v ceno mikrovalovnih instrumentov. In morda je vredno omeniti tudi, da smo prvi računalniško voden merilni sistem na Fakulteti za elektrotehniko zgradili ravno v Laboratoriju za mikrovalovno tehnologijo že pred tridesetimi leti, namenjen pa je bil ravno merjenju z analizatorjem vezij.

Zgodba o mikrovalovnih meritvah se je pričela konec 19. stoletja s Heinrichom Hertzom, ki je z merjenjem dokazal obstoj elektromagnetnega valovanja. Odmeven uspeh so dosegli v šestdesetih letih dvajsetega stoletja, ko sta (elektrotehnika in ne fizika!) Penzias in Wilson izmerila šum ozadja in potrdila teorijo o prapoku.

## 5.2. Merjenje moči

Trenutna moč, ki teče v dvopol, je produkt napetosti na vhodu dvopola in toka, ki teče v dvopol. Običajno nas zanima delovna, torej povprečna moč, ta pa je za harmonično vzbujanje enaka

$$P = \operatorname{Re} \left( \frac{UI^*}{2} \right) = \frac{1}{2} U_0 I_0 \cos \varphi, \text{ pri čemer sta } U \text{ in } I \text{ kazalca napetosti in toka na vhodu v dvopol, } U_0 \text{ in}$$

$I_0$  amplitudi napetosti in toka ter  $\varphi$  faza med tokom in napetostjo. Pri nizkih frekvencah merimo moč tako, da merimo tok, napetost in fazo in izračunamo moč, ki teče v dvopol (ki je lahko elektromotor, radijski oddajnik ali stanovanjska hiša). Čeprav toka in napetosti ne moremo meriti natančno na istem mestu, so valovne dolžine tako velike, da je pogrešek pri merjenju faze zanemarljiv. Pri

visokih frekvencah pa žal ni tako, že majhna razdalja med senzorjema za merjenje toka in napetosti povzroči velik pogrešek v merjenju faze in s tem tudi moči. Prav tako je merjenje faze med dvema signaloma z visoko frekvenco razmeroma zahteven podvig, tako da bi bili wattmetri, ki bi delovali po tem načelu, nerazumno dragi.

Zato pri merjenju moči pri visokih frekvencah merimo neposredno moč, ki teče v senzor wattmetra. Če nas zanima moč, ki jo oddaja generator v prilagojeno breme ali razpoložljiva moč generatorja, bo treba senzor priključiti na generator, bodisi neposredno, bodisi preko slabilnika. Če pa nas zanima moč, ki teče v anteno, jo bo treba izmeriti posredno, s pomočjo primerne smernega sklopnika.

V tem razdelku se bomo ukvarjali le z merjenjem delovne moči kontinuirnih signalov. Tako moč je tudi najlažje izmeriti.

### 5.2.1. Merjenje moči s kalorimetrom

Kalorimetričnih metod je več. So natančne in se uporabljajo predvsem kot referenčne meritve pri umerjanju senzorjev v metroloških laboratorijih, zato jih ne bomo obravnavali.

Omenimo le pretočno, ki je zelo enostavna in ne tako natančna, da bi se uporabljala kot referenčna metoda. Pri tej metodi mikrovalovna moč segreva senzor, ta pa tekočino, ki se pretaka skozenj. Če poznamo pretok, specifično toploto tekočine in razliko temperatur tekočine pred vstopom v senzor in po izstopu iz njega, lahko izračunamo moč, ki greje tekočino. Če z  $W$  označimo energijo, s  $c$  specifično toploto, z  $m$  maso, s  $\phi_m$  masni pretok in z  $\Delta T$  razliko temperatur, velja:

$$W = cm\Delta T$$

$$\frac{dW}{dt} = P = c \frac{dm}{dt} \Delta T = c\phi_m \Delta T$$

Na prvi pogled je očitno, da metoda ni primerna za merjenje majhnih moči. Za merjenje velikih moči pa je prav uporabna, mimogrede poskrbi še za hlajenje sensorja, kar je lahko pri velikih močeh hud problem. Predvsem pa nazorno prikazuje merilni princip.

### 5.2.2. Merjenje moči s termistorjem

Senzor wattmetra je termistor. Termistor je polprevodnik z negativno temperaturno odvisnostjo upornosti. Z merjenjem upornosti termistorja lahko torej posredno merimo moč, ki teče v senzor in ga greje. Merilna metoda je enostavna in v principu zelo natančna. Dovajana energija se spremeni v toploto, ki nato kot toplotni tok prehaja v okolico. Dovajana energija v časovni enoti je enaka delovni moči, razlika med temperaturo sensorja in temperaturo okolice pa je premosorazmerna toplotnemu toku, ki je premosorazmeren delovni moči. Povedano na kratko: mera za merjeno moč je

razlika med temperaturo senzorja in temperaturo okolice. Vendar princip iz večih razlogov ni neposredno uporaben.

Temperatura okolice se neprestano spreminja, zato bi bilo treba instrumentu kar naprej nastavljati ničelni odklon. Z merjenjem upornosti tudi dodatno grejemo termistor, kar povečuje pogrešek. Pri različnih dovajanih močeh ima senzor različno temperaturo in zato tudi različno upornost in različno odbojnost. Odbojnost senzorja pa je, kot bomo videli pri analizi merilnih pogreškov, pomembna za sistematski pogrešek merilnika.

Seveda bi bilo škoda zaradi opisanih pomanjkljivosti ne uporabljati tako imenitne merilne metode. Zgodba o merjenju moči s temperaturno odvisnimi senzorji zato v začetku pripoveduje o merilnikih z mostičnimi vezji, pri katerih je bil tok v prečni veji mostiča nelinearno povezan z močjo wattmetra. Ti merilniki so bili opisanim pomanjkljivostim primerno nenatančni.

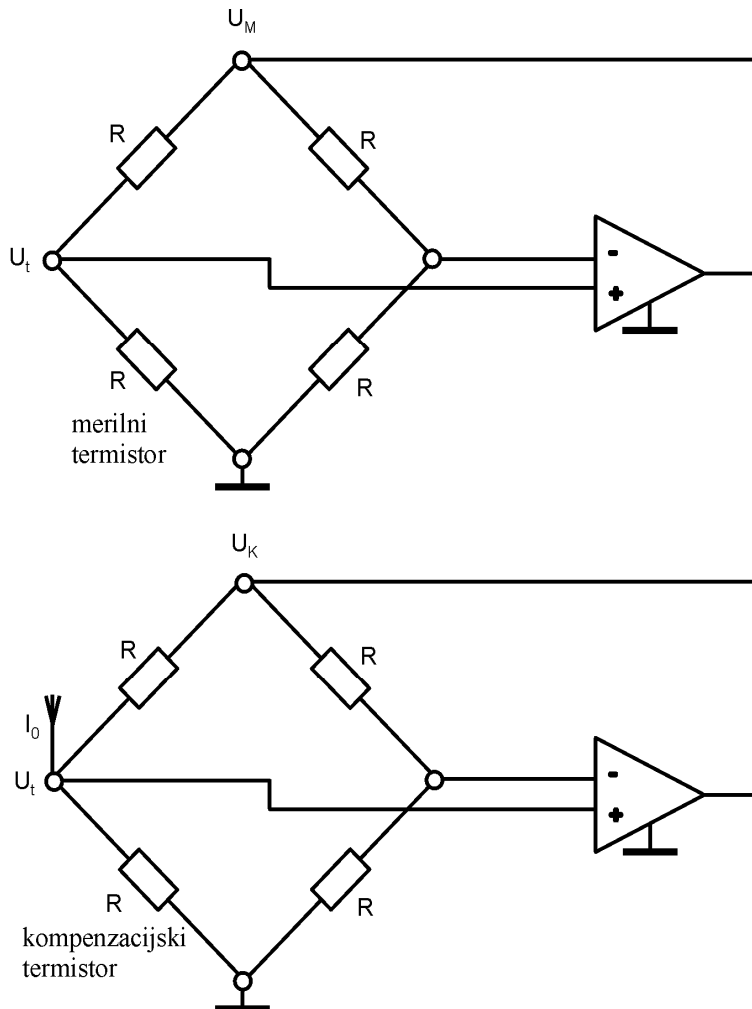
Naslednji korak je bilo mostično vezje, v katerem je bilo poskrbljeno, da je bila temperatura merilnega termistorja konstantna. Temperatura termistorja je konstantna, če je moč, ki ga greje, konstantna. Ker se mikrovalovna moč, ki jo merimo, spreminja, je senzor poleg visokofrekvenčne moči grela tudi nizkofrekvenčna moč, vezje wattmetra pa je s pomočjo regulacijske zanke poskrbelo, da je bila upornost senzorja (in s tem temperatura in torej tudi vsota obeh moči) konstantna. S tem so ubili dve muhi na en mah: odbojnost senzorja se ni spreminjala z močjo, obenem pa ni bilo treba meriti upornosti in izmerjene vrednosti pretvarjati v moč. Tedaj namreč še ni bilo mikroračunalnikov in je morala vse pretvorbe opraviti analogna elektronika. Visokofrekvenčna moč je bila enaka razliki med neko konstanto in nizkofrekvenčno močjo, ki je ni bilo težko meriti. Vrednost konstante je bila enaka nizkofrekvenčni moči, ko na senzor ni bila priključena visokofrekvenčna moč, določiti jo je bilo torej treba s umerjanjem ničelne točke instrumenta. Praktično je bilo umerjanje izvedeno tako, da je merilec nastavil odklon instrumenta na ničlo, ko je bila visokofrekvenčna moč enaka nič. Tak instrument je bil pa že kar 'zaresen', razmeroma natančen merilnik moči. Imel je le še eno hibo, ničelna točka se mu je spreminjala s temperaturo okolice. Razlaga je preprosta: dovajani moči je proporcionalna razlika med temperaturo senzorja in temperaturo okolice in ne neposredno temperatura senzorja. Če bi bila temperatura okolice konstantna, bi bilo vse v redu. Če pa se temperatura okolice pri nespremenjeni visokofrekvenčni moči poveča, bo konstantna temperatura senzorja zagotovljena že pri manjši dovedeni nizkofrekvenčni moči in instrument zato izmeri večjo visokofrekvenčno moč. Ali, drugače povedano, merilnik ne loči med energijo, ki jo senzorju dovede visokofrekvenčna moč in med energijo, ki mu jo dovede povišana zunanja temperatura. Kadar se temperatura okolice zmanjša, lahko tak merilnik kaže tudi negativno moč. No, temperatura okolice se v laboratoriju običajno ne spreminja niti zelo hitro, niti za zelo velike vrednosti, zato je bil instrument kar uporaben, le ničelni odklon je bilo treba res zelo pogosto kontrolirati. Še najboljše bi



bilo, ko bi nenehno merili zunanjo temperaturo in jo pri merjenju ustrezno upoštevali. Ta princip pa bomo podrobno spoznali v naslednjem razdelku.

### Termistor v temperaturno kompenziranem mostiču

Blokovna shema merilnika je na sliki 5.1.



Sl. 5.1 Blokovna shema merilnika moči s temperaturno kompenziranim mostičem

Merilnik sestavljata dva Wheatstoneova mostiča. V prvem je merilni termistor, torej termistor, na katerega je priključena visokofrekvenčna moč. V drugem je kompenzacijski termistor, ki služi merjenju zunanje temperature. Oba termistorja sta nameščena v merilni glavi wattmetra na istem toplotno prevodnem bloku, da zunanja temperatura enako vpliva na oba. Prav tako morata biti vsklajeni njuni temperaturno uporovni karakteristiki. V prečnih vejah mostičev sta kot indikatorja neuravnoteženosti priključena operacijska ojačevalnika.

Vsak od obeh merilnih mostičev deluje sam zase takole: Termistor ima negativno temperaturno karakteristiko. Ko ga karkoli (priključena visokofrekvenčna moč ali zunanja temperatura) segreje, se

mu upornost zmanjša, zato se zmanjša tudi napetost  $U_t$  na njem. Zato se zmanjša tudi napetost na izhodu operacijskega ojačevalnika ( $U_M$  oziroma  $U_K$ ). To pa povzroči manjši enosmerni tok skozi termistor in s tem manjšo porabo enosmerne moči na njem. Mehanizem povratne regulacijske zanke deluje torej tako, da je mostič vedno v (skoraj popolnem) ravnotežju (napetost na vhodu operacijskega ojačevalnika je navidezno enaka 0!). Upornost termistorja je torej vedno enaka referenčni upornosti  $R$ , to pa pomeni, da je termistor vedno na isti temperaturi, kar pa spet pomeni, da je vsota moči, ki ga grejejo, konstantna.

Pred meritvijo izmerimo napetosti na obeh mostičih, označimo ju z  $U_{M0}$  in  $U_{K0}$ . S  $P_{VF}$  označimo visokofrekvenčno moč, ki jo dovajamo merilnemu termistorju, s  $P_{oM}$  in  $P_{oK}$  pa ekvivalentno moč, s katero modeliramo dovajanje moči, ki je posledica temperature okolice. Glede na te oznake in na povedano v prejšnjem odstavku lahko napišemo naslednji enačbi:

$$\begin{aligned}\frac{U_{M0}^2}{4R} &= \frac{U_M^2}{4R} + P_{VF} + P_{oM} \\ \frac{U_{K0}^2}{4R} &= \frac{U_K^2}{4R} + P_{oK}\end{aligned}\quad (5.1)$$

Izmeriti želimo seveda  $P_{VF}$ , iz enačb 5.1 sledi

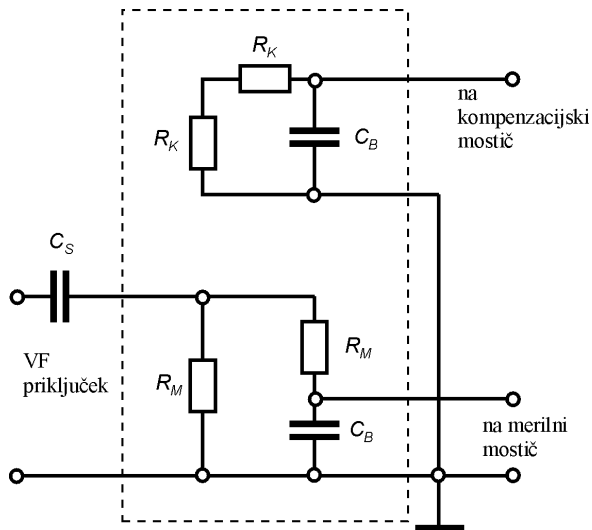
$$P_{VF} = \frac{U_K^2 - U_M^2}{4R} + \frac{U_{M0}^2 - U_{K0}^2}{4R} + P_{oK} - P_{oM} \quad (5.2)$$

Izraz ni preveč prijazen, zato ga poenostavimo. Zasnova merjenja sloni na predpostavki, da sta  $P_{oK}$  in  $P_{oM}$  enaka in se zato kompenzirata. To sicer ni čisto res, je pa zelo dober približek, če je merilna glava izdelana tako, da zunanja temperatura enako vpliva na oba termistorja in če sta njuni uporovno-temperaturni karakteristiki vsklajeni. Prav tako pri kalibriranju merilnika v resnici ne izmerimo napetosti  $U_{M0}$  in  $U_{K0}$ , temveč raje poskrbimo, da sta med seboj enaki in se zato v enačbi 5.2 prav tako kompenzirata. Izenačimo ju tako, da spreminjamo predtok  $I_0$  skozi referenčni termistor, dokler napetosti nista enaki. Med kalibracijo to namesto nas pravzaprav opravi elektronika, ko ji 'ukažemo' (nastavi ničelni odklon!), naj to stori. Enačba 5.2 se tako poenostavi v končno enačbo

$$P_{VF} = \frac{U_K^2 - U_M^2}{4R} = \frac{(U_K - U_M)(U_K + U_M)}{4R} \quad (5.3)$$

Ta enačba je pa že povsem primerna za prikazovanje z orodji analogne elektronike. V to, kako je konkretno izvedeno prikazovanje z analognimi elektronskimi vezji, se ne bomo spuščali, ker ni pomembno. Wattmetrov, ki delujejo po opisanem merilnem principu, je pri nas veliko. Omeniti velja, da imajo napetosti  $U_M$  in  $U_K$  dostopni tudi na zunanjih priključkih, tako da ju je možno natančno izmeriti z digitalnim voltmetrom. Iz njiju lahko z enačbo 5.3 izračunamo visokofrekvenčno moč in se tako izognemo pogreškam analogne elektronike prikazovalnika.

Vse impedance pri visokih frekvencah so standardizirane na  $50 \Omega$ . Zato mora biti tudi upornost termistorja  $50 \Omega$ , kar pa ni preveč primerno za mostič. Zato sta oba termistorja narejena tako, da ju sestavljata po dva termistorja z upornostjo  $100 \Omega$ . Za enosmerne razmere sta vezana zaporedno, za visokofrekvenčne pa je merilni termistor vezan vzporedno. Shema je na sliki 5.2.



Sl. 5.2 Shema merilne glave s termistorjema

Dinamično področje merilnika s temperaturno kompenziranim termistorjem je od  $-20 \text{ dBm}$  do  $10 \text{ dBm}$ <sup>1</sup>.

Dobre strani termistorja v temperaturno kompenziranem mostiču kot senzorja mikrovalovne moči so:

- ne glede na moč, ki teče v senzor, ima senzor vedno enako odbojnost
- spreminjanje karakteristike termistorja zaradi staranja ne vpliva na natančnost merjenja moči, saj merimo moč po substitucijski metodi.

Slabe strani pa so:

- majhna merilna dinamika
- temperatura okolice v principu vpliva na meritev, zato je kljub kompenzacijskemu mostiču predvsem pri merjenju majhnih moči treba pogosto kontrolirati nastavitve ničelne točke
- senzor je zelo občutljiv na preobremenitve (faktor 3)

<sup>1</sup> dBm je uveljavljena enota za moč v tehniki visokih frekvenc. Pomeni moč v primerjavi z močjo  $1 \text{ mW}$ , izraženo v dB. Za večje moči, denimo pri oddajnikih, se uporablja tudi enota dBW, ki pomeni moč v primerjavi z močjo  $1 \text{ W}$ , izraženo v dB

### 5.2.3. Merjenje moči s termočlenom

Senzor wattmetra je spoj dveh kovin - termočlen. Na spoju dveh kovin nastane napetost, ki je premosorazmerna temperaturi spoja. Pojav je poznan kot Seebeckov pojav, v vsakdanjem življenju vezij pa običajno ne pride do izraza. Kadar v vezju teče tok in je torej zanka sklenjena, spoji vedno nastopajo v parih. Če so vsi spoji na enaki temperaturi, se napetosti paroma kompenzirajo. Kadar želimo pojav izkoriščati, poskrbimo, da je eden izmed spojev na drugi temperaturi kot vsi ostali. Takrat je napetost premosorazmerna razliki med temperaturo tega in temperaturo ostalih spojev. Pojav se izkorišča za natančne termometre z velikim temperaturnim obsegom. Pojav je tudi obrnljiv, če teče tok v zanki, sestavljeni iz takih spojev, se toplota prenaša iz enega na drug spoj. Tako moremo pojav izkoriščati tudi za hlajenje, le da mu takrat običajno rečejo Peltierov pojav.

Nas bo zanimala predvsem uporaba za merjenje visokofrekvenčne moči. Ideja je preprosta: en spoj naj greje visokofrekvenčna moč, ki jo želimo meriti, drugi naj bodo na zunanji temperaturi, pa bo napetost v zanki proporcionalna visokofrekvenčni moči.

Temperatura, za katero se segreje telo nad temperaturo okolice, je proporcionalna dovajani moči in toplotni upornosti telesa proti okolici:

$$\Delta T = \alpha P,$$

$\alpha$  je toplotna upornost telesa proti okolici.

Če s  $P_{VF}$  označimo dovajano visokofrekvenčno moč, s  $T_o$  temperaturo okolice in s  $T_{VF}$  temperaturo senzorja, lahko zgornjo enačbo napišemo tudi takole:

$$T_{VF} - T_o = \alpha P_{VF}. \quad (5.4)$$

Napetost, ki jo v zanki generirata spoja na temperaturah  $T_1$  in  $T_2$ , pa je

$$U = k_1 (T_1 - T_2). \quad (5.5)$$

Če je prvi spoj na temperaturi, ki je posledica dovajane visokofrekvenčne moči in drugi na temperaturi okolice, velja, da je  $T_{VF} = T_1$  in  $T_2 = T_o$  in zato tudi  $U = k_1 \alpha P_{VF}$  in torej

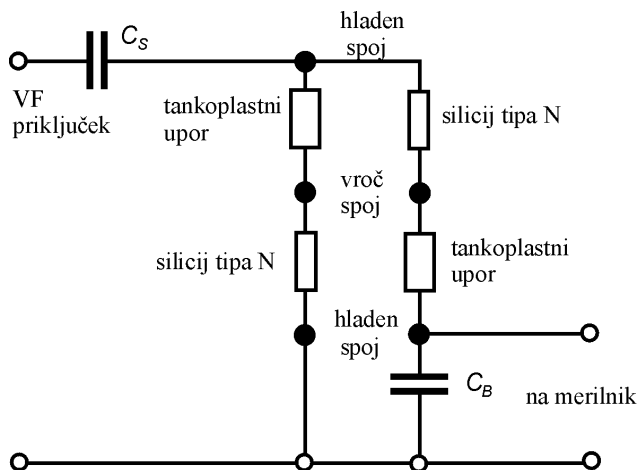
$$U = k P_{VF}. \quad (5.6)$$

#### Izvedba merilnika s termočlenom

Kakor je princip meritve enostaven, je izvedba iz večih razlogov tehnično zelo zahtevna. Zato je princip sam za merjenje moči neuporaben, dokler ni podprt s konkretno tehnično rešitvijo, ki zagotavlja primerno natančnost merilnika. Za zgled si bomo zato ogledali (seveda zgolj načelno) izvedbo termočlena HP 8481A in merilnika HP435A firme Hewlett Packard.

Za spoj se uporablja tantalov nitrid in silicij tipa N. Konstanta  $k$  za tak spoj je  $100 \mu\text{V/mW}$ . Ker želimo s takimi merilniki meriti moči velikostnega razreda mikrowattov, moramo natančno meriti enosmerne napetosti razreda mikrovoltov, kar je zelo zahtevna naloga. Zato povečamo konstanto tako, da v senzorju uporabimo dva termočlena, vezana zaporedno. Element, ki ga greje visokofrekvenčna moč, je tankoplastni upor iz tantalovega nitrida. Na enem (srednjem) koncu je spojen na silicij tipa N, na drugem (zunanjem) robu ima zlate priključke. Tudi silicij ima na robu zlate priključke. Upor je na robu debelejši in v sredini tanjši, zato se v sredini segreva bolj kakor na robu. S celotno konstrukcijo merilne glave je tudi poskrbljeno, da sta oba zunanja roba (uporov in silicijev) na temperaturi okolice. Vroč spoj je torej v sredini in hladen na robu.

Na isti rezini sta dva taka termočlena. Električno shemo kaže slika 5.3. Vidimo, da sta za visokofrekvenčno vzbujanje upora vezana vzporedno, torej mora imeti vsak vrednost upornosti  $100 \Omega$ . Konstanta  $k$  dveh tako združenih členov je  $160 \mu\text{V/mW}$ .



Sl. 5.3 Električna shema termočlena

Tako dobljeno napetost moramo z merilnikom še izmeriti. Znano je, da lezenje delovnih točk zelo otežuje merjenje majhnih enosmernih napetosti. En način, kako se izogniti težavi je, majhno enosmerno napetost z elektronskim stikalom pretvoriti v izmenično napetost. Izmenično napetost je treba še primerno ojačiti in nato s sinhronim detektorjem izmeriti njeno amplitudo, ki je proporcionalna merjeni enosmerni napetosti. Tak princip uporablja merilnik HP 435A.

Konstanta  $k$  termočlena se iz raznih vzrokov s časom počasi spreminja. Zato imajo merilniki moči s termočlenom vgrajen nizkofrekvenčni referenčni oscilator, katerega razpoložljiva moč je določena. Pred meritvijo je potrebno termočlen priključiti na ta generator in 'naravnati' konstanto merilnika tako, da kaže poznano moč referenčnega oscilatorja. Dinamično področje merilnika moči s termočlenom kot senzorjem mikrovalovne moči je od  $-25 \text{ dBm}$  do  $20 \text{ dBm}$ .

Dobre strani termočlena kot senzorja mikrovalovne moči so:

- zunanja temperatura v principu ne vpliva na meritev, zato je vpliv spreminjanja zunanje temperature zelo majhen
- senzor ni zelo občutljiv na preobremenitve (faktor 10).

Slabe strani pa so :

- pred meritvijo je treba merilnik kalibrirati na končni odklon, kar vnaša dodaten pogrešek, wattmeter s termočlenom je torej v principu manj natančen kot wattmeter s termistorjem.

#### 5.2.4. Merjenje moči z diodo

Senzor wattmetra je dioda. Tok diode v odvisnosti od napetosti opisuje enačba

$$i = I_s (e^{\alpha u} - 1).$$

$I_s$  je tok nasičenja,  $\alpha$  je konstanta, obratno sorazmerna s temperaturo,  $\alpha \propto \frac{1}{T}$ .

Če enačbo razvijemo v Taylorjevo vrsto, dobimo

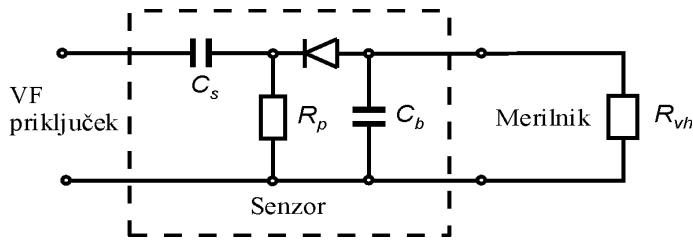
$$i = I_s \left( \alpha u + \frac{(\alpha u)^2}{2!} + \frac{(\alpha u)^3}{3!} + \dots \right).$$

Poglejmo si, kakšen tok teče skozi diodo, če jo vzbujamo z majhnim harmoničnim signalom  $u = U_0 \cos(\omega t)$ . Za majhne signale zanemarimo vse člene razen prvih dveh in po krajšem računu dobimo

$$i \doteq I_s \frac{\alpha^2}{4} U_0^2 + I_s \alpha U_0 \cos(\omega t) + I_s \frac{\alpha^2}{4} U_0^2 \cos(2\omega t). \quad (5.7)$$

Na diodi se poleg izmenične pojavi tudi enosmerna komponenta toka, proporcionalna kvadratu amplitude izmenične napetosti. Pogosto rečemo, da ima dioda za majhne signale kvadratno karakteristiko. Kot usmernik, pri katerem je enosmerna komponenta prenosorazmerna amplitudi izmenične napetosti, deluje dioda šele pri velikih signalih. Prag, do katerega velja kvadratna karakteristika, je za Schottkyjevo diodo napetost, podana z močjo  $-20$  dBm na impedanci  $50 \Omega$ . Ker je tudi moč senzorja prenosorazmerna s kvadratom amplitude izmenične napetosti, lahko diodo uporabimo kot senzor mikrovalovne moči.

Električna shema detektorja z diodo kot senzorjem visokofrekvenčne moči je na sl. 5.4.



Sl. 5.4 Dioda kot senzor merilnika moči

Iz enačbe 5.7 je videti, da je diferencialna upornost diode za majhne signale enaka  $R_d = \frac{1}{\alpha I_s}$

(linearni člen v enačbi 5.7) in torej proporcionalna temperaturi. Visokofrekvenčni vhod v senzor mora biti prilagojen neodvisno od temperature, zato za prilagoditev skrbi upor  $R_p$ , ki je visokofrekvenčno vezan paralelno k diodi. Upornost upora  $R_p$  mora biti mnogo manjša od upornosti diode  $R_d$ , da spreminjanje njene vrednosti s temperaturo ne bo preveč vplivala na vhodno odbojnost v senzor, po drugi strani pa spet ne sme biti premajhna, sicer bi se vsa mikrovalovna moč porabila v uporu  $R_p$ . Dober kompromis med občutljivostjo in temperaturnimi lastnostmi je, kadar je med njima razmerje 1:50. Izmenični del toka diode teče skozi kondenzator  $C_b$ , enosmerni pa skozi upor  $R_{vh}$ , ki predstavlja vhodno upornost merilnika.

Dioda se kot senzor moči obnaša podobno kot termočlen. Napetost na njej je majhna in karakteristika diode se spreminja s staranjem. Merilnik z diodnim senzorjem mora zato izpolnjevati podobne zahteve kot merilnik s termočlenom. Zato isti merilniki uporabljajo za senzorje termočlene in diode. Med seboj se senzorja razlikujeta po občutljivosti. Dioda je namreč za faktor 3000 občutljivejša od termočlena, zato se uporablja predvsem za merjenje zelo majhnih moči. Dinamično področje merilnika moči z diodnim senzorjem je od  $-70$  dBm do  $-20$  dBm. Zgornja meja podaja mejo natančnega merjenja, saj smo že omenili, da ima dioda do te meje kvadratično karakteristiko. Diodo pa lahko obremenimo z močjo do 23 dBm, kar je faktor 20 000 na zgornjo mejo natančnega merjenja.

Dobre strani diode kot senzorja mikrovalovne moči so:

- velika občutljivost
- velika dinamika
- neobčutljivost na preobremenitve (faktor 20 000).

Slabe strani pa so :

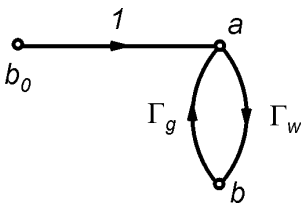
- primerna samo za merjenje majhnih moči

- v principu ne meri moči, temveč kvadrat napetosti, sorazmernostna konstanta pa je odvisna tudi od temperature. Kljub kompenzacijam je zato izmed vseh treh senzorjev najmanj natančen.

## 5.2.5. Pogreški pri merjenju moči

### 5.2.5.1. Pogreški zaradi neprilagoditve merilne glave

Senzor se nahaja v merilni glavi, ki ima visokofrekvenčni priključek in je s kablom povezana z merilnikom. Moč, ki teče v merilno glavo, označili jo bomo s  $P_w$ , ni odvisna le od generatorja, temveč tudi od odbojnosti merilne glave. Zato ta moč sama zase ni merodajna za meritev. Z meritvijo visokofrekvenčne moči želimo običajno izmeriti moč, ki bi jo generator oddajal v brezodbojno breme, označimo jo s  $P_0^1$ . Včasih pa nas zanima tudi razpoložljiva moč generatorja (glej tudi Zgled 3 Razpoložljivo ojačenje četveropola), označimo jo s  $P_{raz}$ . Določimo te moči s pomočjo smernega grafa generatorja, priključenega na wattmeter (slika 5.5.)



Sl. 5.5 Smerne graf generatorja, priključenega na wattmeter

$a$  je normirani napredujoči val v wattmeter,  $b$  je normirani odbiti val od wattmetra,  $b_0$  pa je

normirani praval generatorja  $b_0 = \frac{U_0(1-\Gamma_g)}{2\sqrt{2Z_k}}$  (glej tudi razdelek 2.4.3.). Določimo najprej moč  $P_0$ ,

ki bi jo generator dovajal brezodbojnemu wattmetru. Odbojnost wattmetra bi bila v tem primeru enaka nič, tudi odbiti val  $b$  bi bil enak nič in moč na bremenu bi bila moč, ki jo nosi praval

$$P_0 = |b_0|^2. \quad (5.8)$$

Moč  $P_w$ , ki se porablja v merilni glavi z odbojnostjo  $\Gamma_w$ , pa je razlika med močjo, ki jo nosi napredujoči val, ki vpada v merilno glavo in močjo, ki se od nje odbija

$$P_w = |a|^2 - |b|^2 = |a|^2 - |\Gamma_w|^2 |a|^2 = |a|^2 (1 - |\Gamma_w|^2) = P_n (1 - |\Gamma_w|^2). \quad (5.9)$$

<sup>1</sup> Prilagojeno breme je breme, ki je prilagojeno na impedanco, na katero so normirani parametri S in ne na impedanco generatorja! Moč, ki jo daje generator v prilagojeno breme torej v splošnem ni razpoložljiva moč generatorja.



Člen  $|a|^2$  je moč, ki jo nosi napredujoči val, zato smo ga označili s  $P_n$ . Določimo ga iz smernega grafa na sliki 5.5

$$a = \frac{b_0}{1 - \Gamma_g \Gamma_w}, \quad |a|^2 = P_n.$$

Moč  $P_w$ , ki se porablja v merilni glavi, je torej

$$P_w = \frac{|b_0|^2 (1 - |\Gamma_w|^2)}{|1 - \Gamma_g \Gamma_w|^2} = \frac{P_0 (1 - |\Gamma_w|^2)}{|1 - \Gamma_g \Gamma_w|^2}. \quad (5.10)$$

Ker merimo  $P_w$ , zanima pa nas  $P_0$ , enačbo obrnimo:

$$P_0 = \frac{P_w}{1 - |\Gamma_w|^2} |1 - \Gamma_g \Gamma_w|^2 = P_n |1 - \Gamma_g \Gamma_w|^2. \quad (5.11)$$

Tako, iz moči wattmetra in odbojnosti generatorja in wattmetra smo določili moč, ki bi jo generator dajal v prilagojeno breme. Člen  $1 - |\Gamma_w|^2$  je lastnost senzorja in ga lahko izmeri že proizvajalec. Za oceno pogreška zaradi neprilagoditve je torej merodajen člen  $|1 - \Gamma_g \Gamma_w|$ . Običajno ne poznamo niti odbojnosti generatorja, niti odbojnosti wattmetra, temveč le oceno njihovih absolutnih vrednosti, zato ocenimo meje, v katerih je ta člen:

$$1 - |\Gamma_g| |\Gamma_w| \leq |1 - \Gamma_g \Gamma_w| \leq 1 + |\Gamma_g| |\Gamma_w|, \quad (5.12)$$

torej

$$|1 - \Gamma_g \Gamma_w| = 1 \pm |\Gamma_g| |\Gamma_w|$$

iz česar sledi ob upoštevanju 5.11:

$$P_0 = P_n |1 - \Gamma_g \Gamma_w|^2 = P_n |1 \pm |\Gamma_g| |\Gamma_w||^2 \cong P_n (1 \pm 2|\Gamma_g| |\Gamma_w|) = P_n (1 \pm \delta)$$

$$\delta = 2|\Gamma_g| |\Gamma_w|$$

Pri merjenju moči je torej zgornja meja relativnega pogreška zaradi neprilagoditve senzorja pri majhnih neprilagoditvah generatorja in senzorja enaka  $2|\Gamma_g| |\Gamma_w|$ .

Razpoložljivo moč generatorja smo določili v zgledu (Zgled 3 Razpoložljivo ojačenje četveropola).

Skladno z oznakami iz tega razdelka in upoštevanje enačbo 5.11 je določena takole:

$$P_{raz} = \frac{P_0}{(1-|\Gamma_g|^2)} = \frac{P_n}{(1-|\Gamma_g|^2)} |1-\Gamma_g \Gamma_w|^2. \quad (5.13)$$

### 5.2.5.2. Pogreški senzorja

Del mikrovalovne moči  $P_w$ , ki vpada v merilno glavo, se na poti do senzorja 'izgubi', denimo za gretje sten. Če tega dejstva ne bi upoštevali, bi merilnik sistematsko kazal manjšo moč od tiste, ki vpada v merilnik. Moč, ki dejansko greje senzor, bodisi termistor, termočlen ali dioda, bomo imenovali moč senzorja  $P_s$  in to moč pravzaprav meri senzor. Razmerje med močjo senzorja in med močjo, ki vpada v merilno glavo, imenujemo efektivni izkoristek merilne glave:

$$\eta_e = \frac{P_s}{P_w}.$$

Efektivni izkoristek merilne glave je odvisen od frekvence in ga običajno poda proizvajalec. Poglejmo si še enkrat enačbo 5.11 in jo malo preoblikujmo

$$P_0 = \frac{P_w}{1-|\Gamma_w|^2} |1-\Gamma_g \Gamma_w|^2 = \frac{P_s}{\eta_e (1-|\Gamma_w|^2)} |1-\Gamma_g \Gamma_w|^2$$

Člen  $\eta_e (1-|\Gamma_w|^2)$  je odvisen samo od lastnosti merilne glave in senzorja. Imenuje se kalibracijski faktor  $k$  in ga izmeri proizvajalec za vsako glavo posebej in tabelo običajno natisne kar na merilno glavo. Torej

$$P_0 = \frac{P_s}{k} |1-\Gamma_g \Gamma_w|^2.$$

Združimo to enačbo z enačbo 5.11, pa dobimo

$$P_0 = P_n |1-\Gamma_g \Gamma_w|^2 = \frac{P_s}{k} |1-\Gamma_g \Gamma_w|^2$$

Merilniki so običajno izvedeni tako, da lahko na njih ročno nastavimo kalibracijski faktor, merilnik pa pri merjenju ne prikaže moči senzorja, temveč neposredno kvocient med  $P_s$  in  $k$ . Imenujmo zato ta kvocient izmerjena moč  $P_{izm}$ , torej:

$$P_n = \frac{P_s}{k} = P_{izm}. \quad (5.14)$$

Tako, krog je sklenjen. Iz rezultata je razvidno, da z mikrovalovnim merilnikom moči merimo neposredno (seveda s sistematskim pogreškom) visokofrekvenčno moč, ki jo nosi napredujoči val na liniji, na katero je priključena glava merilnika. Zato smo v enačbi 5.11 moč  $P_0$ , ki bi jo generator

dajal v brezodbojno breme, izrazili s to močjo. Napišimo za konec še enkrat enačbo 5.11 v končni obliki

$$P_0 = P_{izm} |1 - \Gamma_g \Gamma_w|^2 \doteq P_{izm} (1 \pm 2|\Gamma_g||\Gamma_w|). \quad (5.15)$$

## 5.3. Merjenje šumnega števila

### 5.3.1. Primitivni merilnik

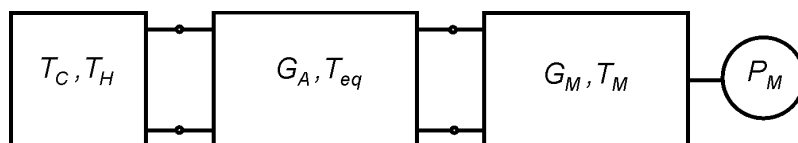
Šumne lastnosti četverpola lahko podamo z ekvivalentno šumno temperaturo ali s šumnim številom (poglavje 4). Merilniki šumnih lastnosti pravzaprav merijo ekvivalentno šumno temperaturo, kot rezultat meritve pa prikažejo tudi šumno število merjenca. Vendar se tradicionalno imenujejo merilniki šumnega števila, zato jih bomo tako imenovali tudi mi. V tem in naslednjem poglavju pa si bomo ogledali merjenje ekvivalentne spektralne šumne temperature.

Skupna razpoložljiva moč četverpola s šumnim generatorjem v ozkem frekvenčnem pasu  $\Delta f$  je enaka (enačba 4.8)

$$P_{izh} = (T_g + T_{eq}) k G_A \Delta f.$$

Osnovna ideja merjenja ekvivalentne šumne temperature  $T_{eq}$  je, izmeriti  $P_{izh}$  s pomočjo ozkopasovnega merilnika moči pri dveh znanih generatorjevih šumnih temperaturah in iz dveh enačb izračunati  $T_{eq}$  in  $G_A$ . Šumni izvor je dioda v verigi s slabilnikom. Ko skozi diodo ne teče tok, se glede šuma obnaša kot upor in šumna temperatura šumnega izvora je enaka dejanski temperaturi izvora, generator je 'hladen'. Ko skozi diodo teče tok je šum diode zelo velik, velika je tudi njena ekvivalentna šumna temperatura, generator je 'vroč'. Frekvenčno odvisnost njegove ekvivalentne šumne temperature za vnaprej predpisan tok diode izmeri in poda proizvajalec.

Ozkopasovni merilni ojačevalnik naj ima pasovno širino  $\Delta f$ , razpoložljivo ojačenje  $G_M$  in ekvivalentno spektralno šumno temperaturo  $T_M$ . Na izhodu izmerjeno moč označimo s  $P_M$ . Šumni izvor naj ima ekvivalentno spektralno šumno temperaturo  $T_g$ , ki je bodisi  $T_C$ , bodisi  $T_H$  (kot *cold* in *hot*). Merjeni ojačevalnik naj ima ekvivalentno spektralno šumno temperaturo  $T_{eq}$  in ojačenje  $G_A$ . Razmere ilustrira slika 5.6.



Sl. 5.6 Merilnik šumnega števila

Moč  $P_M$ , ki jo meri merilnik, je (poglavje 4.1.3)

$$P_M = \left( (T_g + T_{eq})G_A + T_M \right) k G_M \Delta f \quad . \quad (5.16)$$

Označimo s  $P_{MH}$  odčitek merilnika pri šumni temperaturi generatorja  $T_H$  in s  $P_{MC}$  odčitek merilnika pri šumni temperaturi generatorja  $T_C$ , pa lahko napišemo enačbo

$$\frac{P_{MH}}{P_{MC}} = \frac{T_H + T_{eq} + \frac{T_M}{G_A}}{T_C + T_{eq} + \frac{T_M}{G_A}} = Y \quad . \quad (5.17)$$

Po kratkem računu dobimo

$$T_{eq} = \frac{T_H - T_C Y}{Y - 1} - \frac{T_M}{G_A} \quad . \quad (5.18)$$

Če je merilni ojačevalnik malošumen in ima merjeni ojačevalnik veliko ojačenje, hkrati pa merimo četveropol z velikim šumnim številom, smemo enačbo poenostaviti in dobimo

$$T_{eq} \cong \frac{T_H - T_C Y}{Y - 1} \quad . \quad (5.19)$$

Na tak način so delovali merilniki nekoč, ko še ni bilo mikroročunalnikov. Če predpostavimo še, da je  $T_C \cong T_0$  dobimo iz enačbe 5.19 ob upoštevanju enačbe 4.12 zelo preprost izraz za šumno število  $F$

$$F = \frac{\frac{T_H}{T_0} - 1}{Y - 1} = \frac{ENR}{Y - 1} \quad . \quad (5.20)$$

Odstihamal je običaj, da proizvajalec namesto s  $T_H$  poda šumno temperaturo 'vročega' izvora z veličino ENR (*excess noise ratio*) v decibelih.

$$ENR[dB] = 10 \log \left( \frac{T_H}{T_0} - 1 \right) \quad (5.21)$$

### 5.3.2. Merilnik s korekcijo sistematskih pogreškov

Ker danes ni težko računati, si lahko privoščimo računsko bolj zahteven postopek meritve. Določimo torej šumno temperaturo merilnega ojačevalnika  $T_M$  in ojačenje merjenega četveropola  $G_A$ , da bomo lahko pri določanju šumne temperature uporabljali natančno enačbo 5.18. V ta namen razdelimo meritev v dva dela, najprej merilnik umerimo, nato pa izmerimo še šumno število.



Sl. 5.7 Umerjanje merilnika šumnega števila

Pri umerjanju priključimo merilnik neposredno na šumni izvor. Pri pisanju enačb si pomagajmo s sliko 5.7. Velja

$$P_k = (T_g + T_M) k G_M \Delta f. \quad (5.22)$$

Označimo s  $P_{kH}$  odčitek merilnika pri šumni temperaturi generatorja  $T_H$  in s  $P_{kC}$  odčitek merilnika pri šumni temperaturi generatorja  $T_C$ , pa lahko napišemo enačbo

$$\frac{P_{kH}}{P_{kC}} = \frac{T_H + T_M}{T_C + T_M} = Y_k. \quad (5.23)$$

Iz te enačbe sledi

$$T_M = \frac{T_H - T_C Y_k}{Y_k - 1}. \quad (5.24)$$

S kalibracijo smo torej neposredno določili šumno temperaturo merilnega ojačevalnika, pa še en podatek imamo v dobrem. Sama meritev šumnega števila je enaka kot smo jo že opisali pri primitivnem merilniku, tudi oznake ohranimo. S kombinacijo enačb 5.16 in 5.22 pri obeh šumnih temperaturah lahko izračunamo še razpoložljivo ojačenje  $G_A$

$$\frac{P_{MH} - P_{MC}}{P_{kH} - P_{kC}} = \frac{(T_H - T_C) k G_A G_M \Delta f}{(T_H - T_C) k G_M \Delta f} = G_A. \quad (5.25)$$

Sedaj lahko za določitev ekvivalentne šumne temperature merjenega četveropola uporabljamo natančno enačbo 5.18

$$T_{eq} = \frac{T_H - T_C Y}{Y - 1} - \frac{T_M}{G_A}.$$

Seveda s tem nismo odstranili vseh pogreškov. Zato na koncu opozorimo na nekaj podrobnosti, ki vplivajo na natančnost meritve. V poglavju o ekvivalentnih šumnih temperaturah smo neprestano poudarjali, da govorimo o razpoložljivih močeh in razpoložljivih ojačenjih. Z merilnikom seveda ne merimo razpoložljive, temveč dejanske moč. V enačbi 5.16, iz katere smo izpeljali vse ostale, torej nastopa dejanska moč. Dejansko moč na izhodu četveropola povezuje z razpoložljivo močjo generatorja ojačenje vmesnika in ne razpoložljivo ojačenje. Kot pa smo povedali že večkrat, so četveropoli, ki jih uporabljamo v tehniki visokih frekvenc, običajno prilagojeni in v tem primeru je

ojačenje vmesnika enako razpoložljivemu ojačenju in tudi razpoložljiva moč je enaka dejanski moči. Zato pa mora biti merilni ojačevalnik dobro prilagojen.

Prav tako smo poudarjali, da je šumna temperatura odvisna od odbojnosti na vhodu četveropola. Vendar nas običajno zanima šumna temperatura pri prilagojenem vhodu, saj bo četveropol tudi deloval v takem režimu. Zato mora biti dobro prilagojen tudi šumni izvor. Toda impedanca diode se s tokom spreminja, zato je impedanca izvora kljub stabilniku v toplem režimu drugačna kot v hladnem, zato sta tako  $T_{eq}$  kot tudi  $G_A$  v toplem režimu drugačna kot v hladnem. Prav tako sta ojačenje in šumna temperatura merilnega ojačevalnika odvisna od prilagoditve na vhodu in torej med kalibracijo drugačna kot med meritvijo. Vse povedano je težko zajeti v kvantitativno oceno preostalih pogreškov. Zadovoljimo se torej z oceno, da je pogrešek pri merjenju šumnega števila nekaj desetink decibela, kar je za karakterizacijo elementov sistemov (ojačevalniki, mešalniki ipd) običajno dovolj.

Kadar želimo s takim merilnikom meriti tudi šumno temperaturo neprilagojenih elementov, denimo tranzistorjev, pa stvari nenadoma niso več tako prijazne. Nikakor namreč ne veljajo več predpostavke o prilagojenosti. Merjenje šumnega števila takih elementov presega vsakdanjo inženirsko prakso, tako da se s tem ne bomo ukvarjali. Omenimo le eno možnost merjenja minimalnega šumnega števila tranzistorja, brez poglobljanja v podrobnosti. S prilagodilnim vezjem na vhodu in izhodu prilagodimo merjenec tako, da bo skupaj s prilagodilnimi vezji imel pri dani frekvenci najmanjšo šumno število in hkrati največje ojačenje. Če upoštevamo še šumna števila prilagodilnih vezij, na tak način izmerimo minimalno šumno število tranzistorja. Če po končani meritvi izmerimo še odbojnost v vhodno prilagodilno vezje, poznamo tudi odbojnost generatorja, za katero velja to šumno število. Oba podatka sta ključna (vendar ne tudi zadostna) za načrtovanje malošumnega ojačevalnika s tranzistorjem.

Seveda je merilnik v resnici mnogo bolj kompleksen, kot prikazuje blokovna shema na sliki 5.6. V resnici gre za ozkopasovni ( $\Delta f$  v enačbi 5.16) superheterodinski sprejemnik z večkratnim mešanjem, kajti moči, ki jih je treba izmeriti, so ekstremno nizke (v frekvenčnem pasu 20 MHz je razpoložljiva šumna moč, ki jo ima dvopol z ekvivalentno šumno temperaturo 300 K, enaka 0,08 pW).

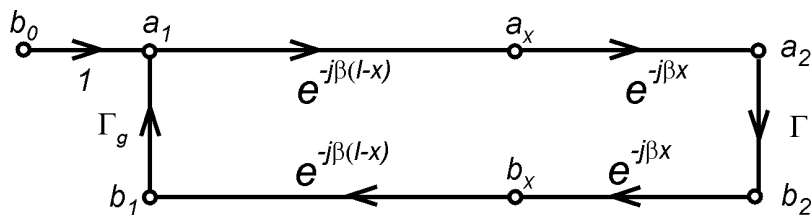
## 5.4. Merilna linija

Merilna linija je najstarejši in najpreprostejši pripomoček za različna merjenja v mikrovalovih. Za merjenje odbojnosti se resda ne uporablja več, ker so jo zamenjali analizatorji vezij, za študij dogajanja na valovodni strukturah pa je še vedno primerna, zato ji bomo posvetili eno poglavje.

Z merilno linijo poimenujemo precizen odsek valovoda z vzdolžno režo, v katero sega sonda z detektorjem. Sonda je na vozičku, ki omogoča njeno premikanje vzdolž valovoda. Merilna linija je opremljena z merilom, ki omogoča natančno določanje lege sonde.

Sonda je z valovodom sklopljena kapacitivno, odčitek detektorja je proporcionalen napetosti na mestu, na katerem se nahaja (ali električnemu polju v valovodu, če gre za valovodno merilno linijo). Sonda s svojo prisotnostjo na liniji spreminja tudi vzorec stojnega vala na liniji in tako vnaša v meritev pogrešek. Zato mora biti rahlo sklopljena z valovodom, da čim manj moti polje v njem. Detektor je običajno širokopasovni diodni, enak kot za merjenje moči. Z njim v principu merimo kvadrat absolutne vrednosti napetosti, če je le signal na njem dovolj majhen (glej tudi poglavje o merjenju moči z diodnim senzorjem). Ker je enosmerna napetost na detektorju zelo majhna in bi jo bilo težko natančno meriti, je napetost generatorja amplitudno modulirana z vlakom pravokotnih impulzov. Čas trajanja impulzov je mnogo daljši od periode visokofrekvenčnega signala, tako da v vsakem impulzu posebej opazujemo stacionarno stanje. Na izhodu iz detektorja pa dobimo vlak pravokotnih impulzov, katerih vršna vrednost je proporcionalna kvadratu absolutne vrednosti napetosti na liniji. To nizkofrekvenčno napetost lahko opazujemo na osciloskopu ali merimo z elektronskim voltmetrom.

Privzemimo da sonda ne moti polja, da torej z detektorjem merimo takšno napetost, kot bi bila brez prisotnosti sonde in da je linija brez izgub. Dolžino linije označimo z  $l$ , oddaljenost sonde od bremena z  $x$ . Napetost na mestu  $x$  na liniji določimo s pomočjo smerne grafa merilne linije na sliki 5.7.



Sl. 5.8 Smerni graf merilne linije

Ker nas zanima napetost, obe odbojnosti pa sta normirani na karakteristično impedanco iste linije, je najprimerneje računati kar z napetostnimi valovi,  $a_x$  in  $b_x$  naj bosta torej napetostna valova. Velja

$$U(x) = a_x + b_x = a_x + a_x \Gamma e^{-j2\beta x} = a_x (1 + \Gamma e^{-j2\beta x}) = a_x (1 + \Gamma(x))$$

$$a_x = b_0 \frac{e^{-j\beta(l-x)}}{1 - \Gamma \Gamma_g e^{-j2\beta l}}$$

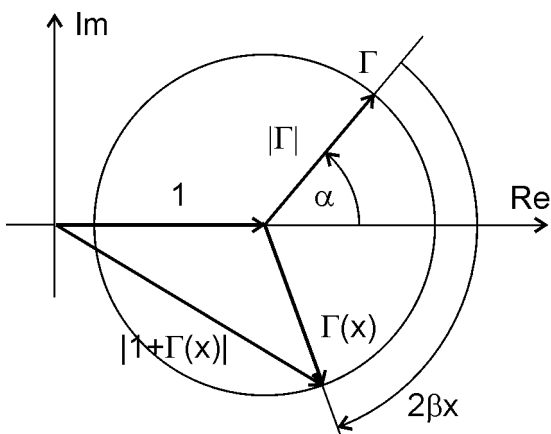
$b_0$  je generatorjev praval, ki smo ga določili v razdelku 2.4.3. Končni rezultat za absolutno vrednost napetosti na liniji je

$$|U(x)| = \left| U_g \frac{(1 - \Gamma_g) e^{-j\beta l}}{2(1 - \Gamma \Gamma_g e^{-j2\beta l})} \right| |1 + \Gamma e^{-j2\beta x}| = U_0 |1 + \Gamma e^{-j2\beta x}|. \quad (5.26)$$

Rezultat je znan, pomeni pa, da obliko porazdelitve amplitude napetosti vzdolž linije narekuje odbojnost bremena. Tej porazdelitvi rečemo tudi vzorec stojnega vala. Od generatorjevih lastnosti je odvisna zgolj multiplikativna konstanta. Vzorec stojnega vala določa kvocient

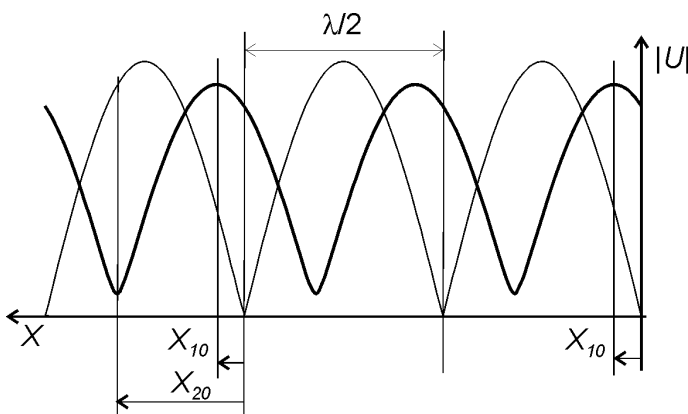
$$\frac{|U(x)|}{U_0} = |1 + \Gamma e^{-j2\beta x}|.$$

Enačbo ilustrira slika 5.9. Velja  $\Gamma = |\Gamma| e^{j\alpha}$



Sl. 5.9 Prikaz enačbe stojnega vala v kompleksni ravnini

Porazdelitev amplitud napetosti vzdolž linije za odbojnost na sliki 5.9 je na sliki 5.10. prikazana s krepko črto.



Sl. 5.10 Vzorec stojnega vala

Kako merimo z merilno linijo? S premikanjem sonde po liniji poiščemo minimalno in maksimalno amplitudo in odčitamo vrednosti. S kvocientom teh vrednosti dobimo neubranost



$$\frac{|U|_{\max}}{|U|_{\min}} = \rho = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (5.27)$$

in iz nje absolutno vrednost odbojnosti.

Če označimo odbojnost  $\Gamma = |\Gamma|e^{j\alpha}$ , potem lego maksimumov  $x_{1k}$  določa enačba

$$\alpha - 2\beta x_{1k} = k2\pi \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (5.28)$$

Fazo merjene odbojnosti  $\alpha$  določimo iz lege prvega minimuma

$$\alpha = 2\beta x_{10} = \frac{4\pi}{\lambda} x_{10} \quad (5.29)$$

Faznega števila ni treba poznati vnaprej, saj lahko valovno dolžino določimo iz razdalje med dvema minimumoma, ki je enaka polovični valovni dolžini. Če pa za linijo poznamo odvisnost faznega števila od frekvence lahko mimogrede izračunamo še frekvenco signala.

Lego, to je oddaljenost prvega maksimuma od bremena je nemogoče izmeriti neposredno. Zato to lego izmerimo posredno. Pred meritvijo na mesto bremena priključimo kratek stik, ki ima odbojnost  $-1$ . Vzorec stojnega vala kratkega stika bo merilno linijo po celi dolžini označil z minimumi, od bremena oddaljenimi za celoštevilčni mnogokratnik polovične valovne dolžine. Na sliki 5.10 je ta vzorec narisani s tanko črto. Poiščimo s sondo enega izmed njih in si zapomnimo njegovo lego. Ko kratek stik, s katerim smo merilno linijo kalibrirali, zamenjamo z merjeno odbojnostjo, bo prvi minimum (in seveda tudi maksimum) med označeno lego in generatorjem oddaljen od označene lege natanko toliko, kot je razdalja prvega minimuma (in maksimuma) od bremena, saj si tudi ti minimi in maksimi sledijo po polovični valovni dolžini.

**Pomni:** S kratkim stikom smo definirali referenčno ravnino merilne linije in s tem hkrati tudi referenčno ravnino merjenega bremena.

Seveda pa med meritvijo ne smemo spreminjati frekvence. Če uporabljamo linearen in ne kvadratični detektor, je bolje določati minimume, ker so bolj ostri od maksimumov, kar je razvidno s slike 5.9. Za kvadratični detektor pa so minimumi in maksimumi enako ostri.

Zato, da se izognemo zmešnjavi ali nesporazumom, z merilno linijo pogosto merimo lege ali minimumov ali maksimumov. Če torej med priključenim kratkim stikom določimo lego izbranega kratkega stika, tudi med priključenim merjenim bremenom določimo lego temu najbližjega minimuma v smeri generatorja. Razliki med tema legama rečemo premik minimuma. Na sliki (Sl. 5.10 Vzorec stojnega vala) smo ta premik minimuma označili z  $x_{20}$ . Faza odbojnosti se v tem primeru določi takole

$$\alpha = \frac{4\pi}{\lambda} x_{10} = \frac{4\pi}{\lambda} \left( x_{20} - \frac{\lambda}{4} \right) = 4\pi \left( \frac{x_{20}}{\lambda} - \frac{1}{4} \right)$$

Ilustrirajmo povedano s kratkim zgledom.

### ***Zgled 19 Meritev odbojnosti z merilno linijo***

*Kako merimo odbojnost z merilno linijo?*

Z merilno linijo izmerimo naslednje:

$$|U_{\max}| = 152 \text{ mV}$$

$$|U_{\min}| = 15,0 \text{ mV}$$

Razdalja med minimumom in maksimumom je 14,43 mm

Premik minimuma je  $l=18,25$  mm, na sliki (Sl. 5.10 Vzorec stojnega vala) smo ga označili z  $x_{20}$

Iz enačbe 5.27 dobimo neposredno  $\rho=10,1$ .

Če enačbo obrnemo, dobimo še

$$|\Gamma| = 0,82.$$

Iz razdalje med maksimumom in minimumom določimo valovno dolžino  $\lambda=57,72$  mm. Če je merilna linija zračna koaksialna linija, lahko iz valovne dolžine določimo tudi frekvenco  $f=5,18$  GHz.

Iz premika minimuma dobimo še fazo odbojnosti

$$\alpha = 4\pi \left( \frac{l}{\lambda} - \frac{1}{4} \right) = 0,832 \text{ rad} = 47,7^\circ$$

### ***Zgled 20 Meritev odbojnosti z merilno linijo v Smithovem diagramu***

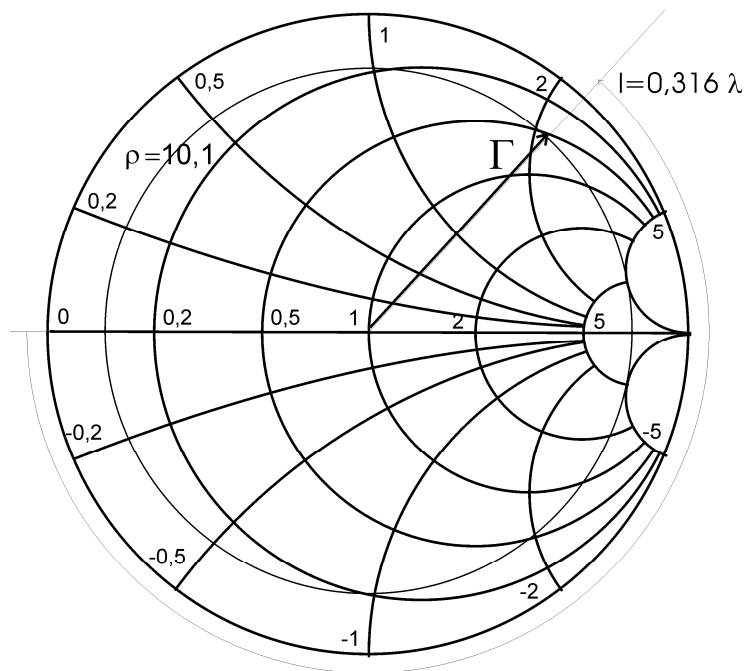
*Kako izmerimo odbojnost z merilno linijo s pomočjo Smithovega diagrama?*

Podatka, ki ju potrebujemo za določitev odbojnosti v Smithovem diagramu sta neubranost in premik minimuma v valovnih dolžinah ( $l/\lambda$ ). Neubranost smo že določili, premik v valovnih dolžinah pa je  $l/\lambda=0,316$ .

V Smithovem diagramu s šestilom odmerimo polmer kroga konstantne neubranosti, merilo je na robu Smithovega diagrama in je običajno označeno z SWR (*standing wave ratio*), in narišemo krog konstantne neubranosti (SWR=10,1). Mimogrede odčitamo na sosednjem

merilu še tej neubranosti ustrezno absolutno vrednost odbojnosti ( $|\Gamma| = 0,82$ ) in če smo natančni, dobimo enak rezultat kot pri računanju.

Premik minimuma  $l$  pomeni razdaljo od bremena do prvega minimuma. Minimum stojnega vala napetosti v Smithovem diagramu je pri odbojnosti  $-1$ . Od te odbojnosti se je torej treba premakniti za razdaljo  $l$  proti bremenu, da pridemo v odbojnost bremena. Na robu Smithovega diagrama odčitamo še tej odbojnosti pripadajoč kot  $\alpha$ . Če smo risali natančno, bo ta kot do stopinje natančno enak kotu, ki smo ga dobili z računanjem



Sl. 5.11 Določitev odbojnosti v Smithovem diagramu

## 5.5. Merjenje parametrov S

### 5.5.1. Splošno

#### 5.5.1.1. Uvod

Za načrtovanje mikrovalovnih vezij in sistemov moramo poznati parametre uporabljenih elementov vezij, denimo tranzistorjev ali diod, pa tudi že zgrajenih vezij, denimo sklopnikov ali detektorjev, ki jih želimo vgraditi v sistem. Pogosto je edina pot do parametrov ta, da jih izmerimo sami. Pri visokih frekvencah so edini parametri, ki jih je mogoče neposredno meriti, parametri S. Merjenje parametrov S je torej pomembno področje, ki ga mora obvladati vsak inženir, ki se ukvarja z načrtovanjem visokofrekvenčnih vezij.

Pri merjenju porazdelitvene matrike se bomo omejili na merjenje porazdelitvene matrike dvopolov in četveropolov. Za merjenje teh porazdelitvenih matrik se uporabljajo skoraj izključno vektorski analizatorji vezij. Vektorski analizator vezij je instrument, ki meri vpadne in odbite napetostne valove na liniji pred in za merjencem po amplitudi in fazi. Pri nas bi takšnim meritvam napetosti rekli kazalčne meritve. Vendar se je izraz vektorski merilnik, ki prihaja iz ameriškega govornega področja, tako udomačil, da ga ne kaže spreminjati. Vpadne in odbite valove na liniji običajno ločimo med seboj s pomočjo smernih sklopnikov, merilnik pa je ozkopasovni superheterodinski sprejemnik z večkratnim mešanjem. Na trgu so merilniki z dvojimi, trojimi in tudi štirimi priključnimi vratmi, tako da lahko merimo z njimi neposredno parametre vezij z do štirimi vrati.

Mi se bomo omejili na prikaz merilnikov z dvojimi vrati. Za merjenje četveropolnih parametrov  $S$  priključimo merjenec na oboja vrata, za merjenje odbojnosti pa le na ena. **Pri merjenju odbojnosti sodeluje torej le en del merilnika, rekli mu bomo reflektometer.** Ker imajo merjenci zelo različne priključke, moramo pred merjenjem na vrata analizatorja priključiti kable s priključki, ki ustrezajo merjenčevim priključkom. Tem kablom bomo rekli prehodi ali priključki merilnika.

Prva generacija teh instrumentov se je pojavila v šestdesetih letih dvajsetega stoletja. Imeli so po dva detektorja, ki so ju s stikali preklapljali na posamezne smerne sklopnike. Meritve z vektorskimi analizatorji prve generacije so bile zelo nenatančne, poglavitni vir pogreškov so bili sistematski pogreški, ki so jih vnašali neidealni smerni sklopniki in neprilagojena bremena in ki jih je bilo na enostaven način nemogoče odstraniti iz meritev. Za učinkovito orodje za analizo in korekcijo teh sistematskih pogreškov se je izkazalo modeliranje realnega merilnika s pogreškovnim vezjem. Če poznamo parametre pogreškovnega vezja merilnika, lahko iz neobdelanih meritev izračunamo natančne vrednosti merjenčevih parametrov  $S$ . Vendar pa je računanja zelo veliko, pa tudi čisto enostavno ni (gre za računanje s kompleksnimi števili, pri novejših algoritmih tudi za določanje eksponentnih in trigonometričnih funkcij), tako da brez računalnika (v kakršnikoli obliki že) nikakor ne gre. Vektorski merilnik, dopolnjen za računalnikom, ki iz meritev računsko odstrani sistematske pogreške, imenujemo avtomatski vektorski analizator vezij. Prav je, da povemo, da je prvi vektorski merilnik s korekcijo sistematskih pogreškov na trgu ponudila firma Hewlett Packard pod imenom avtomatski analizator vezij v letu 1967. Prav zato je avtomatski vektorski analizator vezij še vedno sinonim za vektorski merilnik s korekcijo sistematskih pogreškov. Merilnik je bil čisto običajen vektorski analizator firme HP, ki mu je bil dodan še računalnik. Vse skupaj je obsegalo prostora za dve spodobni omari, stalo pa je približno toliko, kolikor stanejo avtomatski analizatorji vezij še dandanes, torej nekaj stotisoč dolarjev.

Pred merjenjem z avtomatskim vektorskim analizatorjem vezij je treba določiti pogreškovno vezje merilnika, temu procesu rečemo kalibracija. Med kalibracijo je treba opraviti toliko neodvisnih

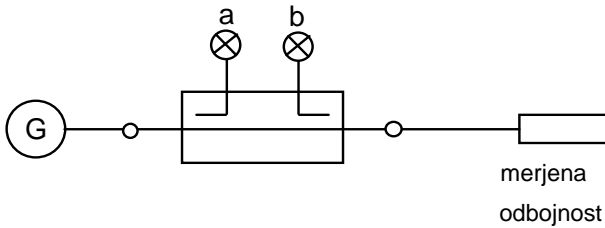
meritev, kolikor je parametrov pogreškovnega vezja. Te meritve opravljamo na znanih odbojnostnih in prevajalnih normalah. Poznamo različne konfiguracije analizatorjev vezij, različna pogreškovna vezja in veliko kalibracijskih normal. Zato je znanih tudi mnogo različnih kalibracijskih metod in zato spada h kalibraciji merilnika tudi izbira primerne kalibracijske metode. Kalibracijske metode se med seboj razlikujejo po natančnosti in trajanju postopka kalibracije. Razlikujejo pa se tudi po primernosti, predvsem glede tipa priključkov. V tehniki visokih frekvenc je standardiziranih mnogo različnih koaksialnih in valovodnih priključkov (konektorjev), ki zagotavljajo, da lahko elemente sistemov priključujemo med seboj. Znani pa so tudi nestandardni, 'ad hoc' priključki, ki jih proizvajalci uporabljajo za spajanje elementov v okviru svojih sistemov. Zgled nestandardnega priključka je recimo mikrotrakasta linija ali priključki za povezavo podsklopov na enem integriranem vezju. Za standardne priključke so primerne druge kalibracijske metode kot za nestandardne. Tudi frekvenčno področje, v katerem merimo, vpliva na izbiro metode. Ponovljive in neponovljive nezveznosti pri priključevanju normal med kalibracijo povzročajo pogreške pri določanju pogreškovnega vezja, ti pa pogreške pri merjenju. Nekatere metode so na te pogreške bolj občutljive in druge manj. Nekateri pogreški pri določanju pogreškovnega modela bolj vplivajo na natančnost merjenja na robu Smithovega diagrama, drugi spet bolj v središču. Inženir mora torej razmeroma dobro poznati tipe kalibracijskih metod, da bo lahko za vsako meritev izbral optimalno metodo z optimalnimi normalami. V okviru nekaterih metod namreč lahko nekatere normale izbiramo, v okviru drugih pa te izbire nimamo.

Zato se bomo seznanili s sistematiko kalibracijskih metod, pa tudi z nekaterimi najbolj znanimi in uporabljanimi metodami. Kalibracija merilnika pa je šele prvi korak do meritve. Pri visokih frekvencah gre namreč pri priključevanju in merjenju rado kaj narobe. Meritve so zelo občutljive na umazane ali poškodovane priključke in to tem bolj, čim višja je frekvenca, pri kateri merimo. Zato je kalibracija merilnika brez verifikacije le polovično opravljeno delo. Pri verifikaciji izmerimo še dodatne normale, katerih lastnosti dobro poznamo. Nekatere kalibracijske metode ponujajo mimogrede tudi verifikacijo, saj vsebujejo več meritev kot je parametrov pogreškovnega vezja, te meritve pa omogočajo oceniti kvaliteto kalibracije.

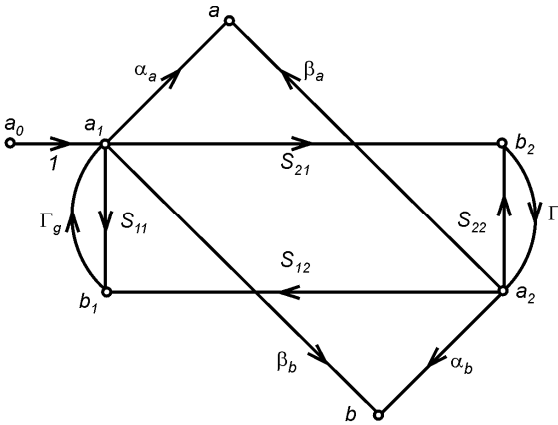
Glede na vse povedano v prejšnjih odstavkih je inženir pri merjenju parametrov  $S$  pred kompleksno nalogo. Izbrati mora primerno metodo, v okviru metode primerne normale. Pred merjenjem mora izbrati še primerno verifikacijo. Nato mora sistem kalibrirati in verificirati. Če gre na tej poti karkoli narobe, bo sistem pri verifikaciji 'padel', kar se pogosto zgodi tudi pri najskrbnejšem merjenju. V takih primerih mora inženir znati ugotoviti, zakaj se je to zgodilo in odpraviti vzrok.

### 5.5.1.2. Primitivni reflektometer

Za osnovo merjenj parametrov  $S$  si oglejmo princip merjenja odbojnosti. Ključni element merilnika je smerni sklopnik z detektorjem. Dvojnemu smernemu sklopniku skupaj z detektorjema (slika 5.12), bomo rekli reflektometer, njegov smerni graf z bremenom je na sliki 5.13. Pomen oznak je brez posebnega komentarja razviden iz poglavja o smernih sklopnikih (Poglavje 7.3 Smerni sklopniki).



Sl. 5.12 Reflektometer z generatorjem in merjeno odbojnostjo



Sl. 5.13 Smerni graf reflektometra z merjeno odbojnostjo

Označimo z  $M = \frac{b}{a}$  odčitek reflektometra. Z uporabo Masonovega pravila lahko neposredno zapišemo (determinanta grafa D se iz rezultata pokrajša)

$$M = \frac{\beta_b (1 - S_{22}\Gamma) + S_{21}\alpha_b\Gamma}{\alpha_a (1 - S_{22}\Gamma) + S_{21}\beta_a\Gamma}.$$

Izraz preuredimo takole:

$$M = \frac{\frac{\beta_b}{\alpha_a} + \left( S_{21} \frac{\alpha_b}{\alpha_a} - S_{22} \frac{\beta_b}{\alpha_a} \right) \Gamma}{1 + \left( S_{21} \frac{\beta_a}{\alpha_a} - S_{22} \right) \Gamma} = \frac{A + B\Gamma}{1 + C\Gamma}. \quad (5.30)$$

Smerni sklopniki primitivnega reflektometra morajo izpolnjevati naslednje ocene, sicer so za meritve neuporabni:

$$\begin{aligned} \left| \frac{\beta}{\alpha} \right| < |S_{22}| \ll 1 \quad |S_{21}| \approx 1 \\ |\alpha_b| \approx |\alpha_a| \approx |\alpha| \quad |\beta_b| \approx |\beta_a| \approx |\beta| \end{aligned} \quad (5.31)$$

Smerni sklopniki morajo biti torej dobro prilagojeni in morajo imeti veliko smernost. Če upoštevamo enačbo 5.30 in ocene 5.31, dobimo tudi naslednje ocene

$$|A| \ll 1 \quad |B| \approx 1 \quad |C| \ll 1. \quad (5.32)$$

Na podlagi teh ocen velja

$$M \cong A + B\Gamma - BC\Gamma^2 \cong B\Gamma. \quad (5.33)$$

$$\Gamma \cong \frac{M}{B} = kM \quad (5.34)$$

Reflektometer lahko torej uporabljamo neposredno za merjenje odbojnosti. Z vektorskim voltmetrom moramo izmeriti napetosti na detektorjih  $a$  in  $b$ , ju pretvoriti v napredujoča vala  $a$  in  $b$  in njun kvocient pomnožiti s konstanto  $k$ . V pionirskih časih merjenja odbojnosti je vse to naredila analogna elektronika, seveda pa le to in nič drugega. Konstanto  $k$  je bilo treba pred meritvijo določiti s kalibracijo. Iz enačb 5.33 in 5.34 je očitno, da je najprimernejša vrednost za to konstanto enaka  $k = \frac{1}{B}$ . Običajno je bilo pri kalibraciji treba pri priključenih znani odbojnosti nastaviti instrument tako, da je bila izmerjena odbojnost enaka znani odbojnosti. Tehnično je bilo to izvedeno s spreminjanjem ojačenja (absolutne vrednosti in faze) enega izmed obeh merilnih ojačevalnikov. Za odbojnostno normalo se je pretežno uporabljalo kratek stik z odbojnostjo  $-1$ .

Poglejmo, kakšno vrednost je pri taki kalibraciji dobila konstanta  $k$  in ocenimo sistematske pogreške tako kalibriranega reflektometra. Z  $\Gamma_m$  označimo izmerjeno odbojnost merilnika. Glede na enačbo 5.34 definirajmo

$$\Gamma_m = kM. \quad (5.35)$$

Po kalibriranju merilnika s kratkim stikom velja

$$\Gamma_m = \Gamma = -1.$$

Upoštevajmo še enačbi 5.30 in 5.34, pa dobimo

$$-1 = kM = k \frac{A-B}{1-C} \Rightarrow k = \frac{1-C}{B-A}. \quad (5.36)$$

Očitno za  $k$  nismo dobili najprimernejše vrednosti, reflektometer bo zato 'škilil'. Napišimo enačbo 5.35 še enkrat z upoštevanjem enačb 5.30 in 5.36

$$\Gamma_m = \frac{1-C}{B-A} \frac{A+B\Gamma}{1+C\Gamma}.$$

Ob upoštevanju ocen 5.32 lahko po pravilih približnega računanja napišemo

$$\Gamma_m \cong \frac{A}{B} - C\Gamma - C\Gamma^2 + \Gamma = \Delta\Gamma + \Gamma. \quad (5.37)$$

Veličina, ki smo jo označili z  $\Delta\Gamma$  je očitno (ocenjeni) absolutni pogrešek merjenja odbojnosti  $\Gamma$ . Ocenimo njegovo največjo absolutno vrednost, torej zgornjo mejo absolutnega pogreška

$$|\Delta\Gamma| \leq \left| \frac{A}{B} \right| + |C||\Gamma| + |C||\Gamma|^2. \quad (5.38)$$

Pogrešek je sestavljen iz treh členov. Prvi člen ni nič odvisen od merjene odbojnosti, temveč le od reflektometra. Ob upoštevanju ocen 5.31 in enačbe 5.30 je razvidno, da je ta člen približno enak smernosti reflektometra, zato rečemo temu delu pogreška kar smernost (*directivity*). Zadnji del pogreška je proporcionalen kvadratu absolutne vrednosti merjene odbojnosti. Sorazmernostna konstanta  $|C|$  je približno enaka (spet upoštevamo enačbo 5.30 in oceno 5.31) absolutni vrednosti parametra  $S_{22}$ , zato jo imenujemo prilagoditev izvora (*source match*). Srednji del pogreška je proporcionalen absolutni vrednosti merjene odbojnosti, sorazmernostni konstanti rečemo zato kar pogrešek odbojnosti (*reflection error*). Imenovanja so uveljavljena, zato jih ne kaže spreminjati.

Pogreški so veliki, predvsem v bližini središča Smithovega diagrama, kjer prevladuje pogrešek zaradi smernosti in na robu, kjer prevladuje pogrešek zaradi neprilagojenega smernega sklopnika. Zato je bilo v pionirskih časih takega merjenja odbojnosti nadvse pomembno, da so bile ključne lastnosti uporabljenih smernih sklopnikov čim boljše.

Če bi s kalibracijo določili vrednost konstante  $k$  v skladu z enačbo 5.34 na  $k = \frac{1}{B}$ , bi lahko določili

mejo pogreška neposredno iz enačbe 5.33 na  $|\Delta\Gamma| \leq \left| \frac{A}{B} \right| + |C||\Gamma|^2$ , kar je očitno manj od pogreška,

ocenjenega v enačbi 5.38. Večji pogrešek je posledica preveč enostavne kalibracije. Seveda bi lahko z bolj domišljeno kalibracijo določili konstanto  $k$  bolj optimalno in zmanjšali pogrešek reflektometra. Vendar je to drobnjakanje, zadeve se bomo namreč lotili bolj odločno in raje v enem zamahu odstranili vse tri pogreške.



### Zgled 21 Smernost reflektometra

*Določi smernost reflektometra!*

V tem poglavju smo ugotovili, da je pogrešek reflektometra pri merjenju odbojnosti z majhno absolutno vrednostjo (blizu središča Smithovega diagrama) približno enak smernosti reflektometra, torej je smernost ključni podatek reflektometra. Kako jo določimo? Zelo enostavno. Najprej reflektometer umerimo, kot smo spoznali v tem poglavju. Nato na njega priključimo prilagojeno breme<sup>1</sup> in izmerimo njegovo odbojnost.

Odbojnost prilagojenega bremena je enaka 0, vendar bomo z merilnikom kljub temu izmerili odbojnost, različno od nič, izmerili bomo namreč ravno pogrešek reflektometra. Iz slike (Sl. 5.12) je vidno, da detektor *a* meri vpadni val, detektor *b*, ki naj bi meril odbiti val, pa meri zgolj neželeni val, ki je posledica vpadnega vala (želenega vala ni, saj je odbojnost enaka 0). Meritev *M* je torej kvocient med neželenim in želenim valom, to pa je smernost sklopnika.

Rezultat (smernost *D*) podamo v dB, v neposredni okolici središča Smithovega diagrama pa ga lahko uporabljamo tudi za korekcijo merjenih vrednosti

Kot je znano, je v zgodovini merilnih instrumentov naloge, ki jih je nekoč izpolnjevala elektronika na zelo kompleksen način, postopno prevzemal računalnik. Rešitev problema velikih sistematskih pogreškov primitivnega reflektometra je namreč na dlani. Treba je le natančno določiti (in ne le oceniti, kar smo storili v tem poglavju) koeficiente *A*, *B* in *C*, pa lahko za določitev merjene odbojnosti uporabljamo natančno enačbo 5.30, le obrniti jo je treba. S tem pa se bomo ukvarjali v naslednjem razdelku.

#### 5.5.1.3. Reflektometer s korekcijo sistematskih pogreškov

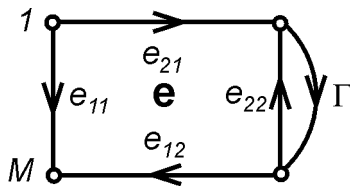
Zvezo med odčitkom merilnika *M* in merjeno odbojnostjo podaja enačba 5.30, napišimo jo še enkrat, da jo bomo imeli pri roki

$$M = \frac{A + B\Gamma}{1 + C\Gamma}. \quad (5.39)$$

Zvezo med odbojnostjo in odčitkom opisuje bilinearna transformacija, kar je pričakovan rezultat, saj imamo opravka z linearnimi vezji in smo takih transformacij vajeni že iz osnov (linearnih) vezij. Znano je, da bilinearna transformacija povezuje tudi vhodno odbojnost v četveropol z odbojnostjo bremena na izhodu četveropola. Uvedimo zato za modeliranje reflektometra fiktivni četveropol s porazdelitveno matriko **e**, imenovan **pogreškovno vezje** (*error model*), ki bo merjeno odbojnost *Γ*

<sup>1</sup> Kako realiziramo takšno breme bomo spoznali v poglavju 5.5.8.3 Prilagojeno breme.

povezoval z odčitkom  $M$  enako, kakor ju z enačbo 5.39 povezuje naš merilnik. Smerni graf modela merilnika je na sliki 5.14.



Sl. 5.14 Smerni graf pogreškovnega vezja merilnika

Vhodna odbojnost  $M$  je (z  $\Delta$  smo označili determinanto  $e_{11}e_{22}-e_{21}e_{12}$ )

$$M = e_{11} + \frac{e_{21}e_{12}\Gamma}{1 - e_{22}\Gamma} = \frac{e_{11} - \Delta\Gamma}{1 - e_{22}\Gamma}. \quad (5.40)$$

S primerjanjem enačb 5.40 in 5.39 lahko enoveljavno pretvorimo koeficiente  $A$ ,  $B$  in  $C$  v parametre pogreškovnega vezja in obratno. Reflektometer torej lahko modeliramo s pogreškovnim vezjem  $\mathbf{e}$ . Na izhodu pogreškovnega vezij je priključena merjena odbojnost  $\Gamma$ , z merilnikom pa merimo vhodno odbojnost  $M$ , ki ji bomo rekli neobdelana meritev (*raw measurement*). Pogreškovno vezje je formalno čisto navaden četveropol, le da smo za porazdelitveno matriko namesto običajne oznake  $\mathbf{S}$  izbrali oznako  $\mathbf{e}$ , da poudarimo pomen. Očitno je tudi, da moramo od štirih parametrov pogreškovnega vezja poznati le tri, saj  $e_{21}$  in  $e_{12}$  nastopata v produktu.

Če bi se na sliki 5.14 ravnali po oznakah, ki smo jih navajeni iz poglavja o smernih grafih, bi neodvisni vozel, označen z 1, označili z  $a$ , tistega, ki smo ga označili z  $M$ , pa z  $b$ . Obenem bi morali povedati še, da je  $M$  kvocient med  $b$  in  $a$ . Pri modeliranju reflektometra (kasneje bomo isto videli pri analizatorjih vezij) je zato v navadi, da neodvisnemu vozlu pripišemo vrednost 1 in tako odvisni vozli dobijo vrednost  $M$  ustrezne neobdelane meritve. Tako se izognemo ponavljajočim se kvocientom, predvsem pa dodatnim miselnim skokom pri tolmačenju in študiranju pogreškovnih vezij.

Z uvedbo modeliranja s pogreškovnim vezjem lahko merilnik obravnavamo kot linearno vezje, vezja pa so elektrotehniku domača, saj ima z njimi opravka vsak dan. Še posebej z uporabo smernih grafov je tako obravnavanje različnih merilnikov (v naslednjih poglavjih bomo spoznali tudi merilnike porazdelitvene matrike) zelo enostavno in nazorno.

Če poznamo pogreškovno vezje  $\mathbf{e}$ , lahko pretvorimo (korigiramo) neobdelano meritev  $M$  v merjeno odbojnost  $\Gamma$  tako, da 'obrnemo' enačbo 5.40. Rezultat kaže enačba 5.41, izmerjeni odbojnosti  $\Gamma$  pa bomo včasih rekli tudi korigirana meritev ali pa kar preprosto meritev.

$$\Gamma = \frac{M - e_{11}}{-\Delta + e_{22}M} \quad (5.41)$$

#### 5.5.1.4. Kalibriranje reflektometra

Pri merjenju odbojnosti z reflektometrom s korekcijo sistematskih pogreškov je ključno poznavanje pogreškovnega vezja, sama meritev je potem trivialna (enačba 5.41). Poglavitno pri merjenju torej ni samo merjenje odbojnosti, to je le pika na i, temveč postopek določanja pogreškovnega vezja, to je kalibracija. Zato bomo v poglavju z naslovom Merjenje parametrov  $S$  govorili predvsem o kalibriranju, bodisi reflektometra, bodisi analizatorjev vezij, o merjenju pa le mimogrede.

Ker moramo s kalibracijo reflektometra določiti tri med seboj neodvisne parametre pogreškovnega vezja  $e_{11}$ ,  $e_{22}$  in  $\Delta$ , potrebujemo tri meritve odbojnosti poznanih, med seboj različnih bremen - odbojnostnih normal. Iz teh meritev, označenih z  $M_p$ , dobimo z upoštevanjem enačbe 5.40 sistem treh linearnih enačb

$$\begin{aligned} e_{11} + e_{22}M_1\Gamma_1 - \Delta\Gamma_1 &= M_1 \\ e_{11} + e_{22}M_2\Gamma_2 - \Delta\Gamma_2 &= M_2, \\ e_{11} + e_{22}M_3\Gamma_3 - \Delta\Gamma_3 &= M_3 \end{aligned} \quad (5.42)$$

iz katerih ni težko izračunati parametrov pogreškovnega vezja. Da bo sistem enačb čimbolje pogojen, morajo biti odbojnosti  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$  in  $\Gamma_3$  med seboj čimbolj različne. Običajno zato za te tri normale vzamemo kratek stik, odprte sponke in idealno prilagojeno breme s pripadajočimi odbojnostmi  $-1, 1$  in  $0$ .

#### 5.5.1.5. Vektorski analizatorji vezij

Poglejmo si sedaj še, kako merimo parametre  $S$  četveropolov. Iz definicijske enačbe parametrov  $S$  četveropola:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (5.43)$$

sledi:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \\ S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (5.44)$$

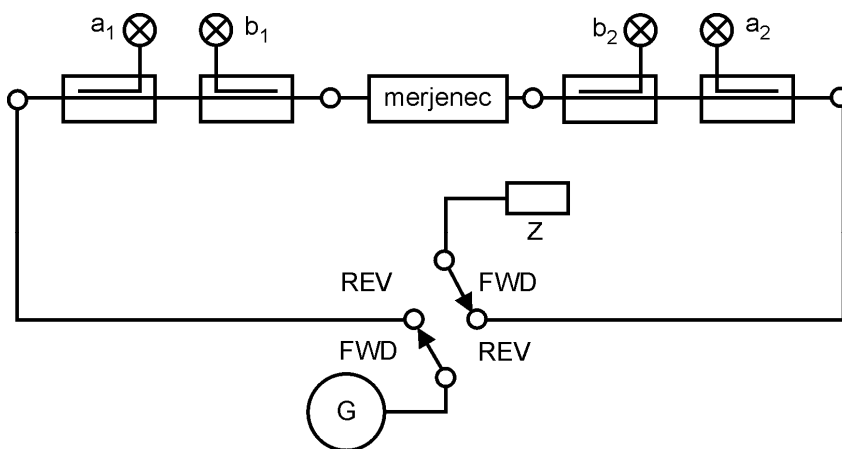
Za merjenje odbojnostnih parametrov  $S_{11}$  in  $S_{22}$  imamo orodje že pripravljeno, to je reflektometer iz prejšnjega poglavja. Pri merjenju prevajalnih parametrov  $S_{21}$  in  $S_{12}$  pa je treba izmeriti še kvocient

med prevedenim in vpadnim valom. Iz enačb 5.44 je razvidno še, da mora biti pri merjenju parametrov  $S_{11}$  in  $S_{21}$  poskrbljeno za to, da je vpadni val  $a_2$  v vrata 2 enak 0, pri merjenju  $S_{12}$  in  $S_{22}$  pa, da je enak 0 vpadni val v vrata 1. Za tehnično izvedbo povedanega je na razpolago mnogo možnosti, mi si bomo ogledali dve.

## 5.5.2. Štiridetektorski analizator vezij

### 5.5.2.1. Splošno

Blokovna shema mikrovalovnega dela štiridetektorskega vektorskega analizatorja vezij je na sliki 5.15.



Sl. 5.15 Blokovna shema merilnika s štirimi detektorji

V položaju stikal FWD (*forward*) gre visokofrekvenčni signal iz generatorja po liniji skozi reflektometer z detektorjema  $a_1$  in  $b_1$  na vходу v merjeni četveropol, skozi merjenec in skozi reflektometer z detektorjema  $a_2$  in  $b_2$  na izhodu iz merjenega četveropola v prilagojeno breme  $Z$ . V položaju stikal REV (*reverse*) je pot signala ravno obratna. Signal iz detektorjev se v instrumentu seveda obdelava na različne in tehnično tudi zelo zahtevne načine, vendar se v podrobno izvedbo ne bomo spuščali.

Podobno so bili zgrajeni tudi prvi analizatorji, vendar so imeli le dva detektorja, ki jih je bilo možno s stikali priključevati na smerne sklopnike, saj je za meritev dovolj, da merimo hkrati le kvocient med dvema odzivoma. Vendar so ta stikala vnašala dodatne pogreške, zato so danes na smerne sklopnike detektorji fiksno priključeni, bodisi štirje, bodisi trije, kot bomo videli v naslednjem poglavju. S stikali pa je opremljena elektronika pri obdelavi signalov.

Običajno je indikator vala iz generatorja uporovni delilnik in ne smerni sklopnik. To nič ne spremeni pogreškovnega vezja, le njegovi parametri so drugačni, te pa tako ali tako določimo s kalibracijo. Razlaga s smernimi sklopniki pa je bolj nazorna.

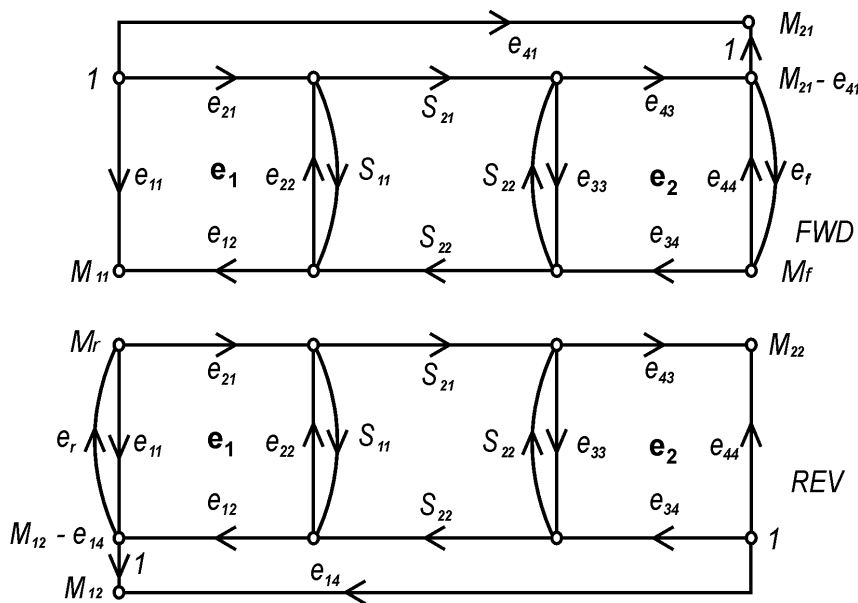
Označimo vse možne neobdelane meritve merilnika  $M$  pri položaju stikal FWD z

$$M_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad M_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad M_f = \frac{a_2}{a_1} \quad (5.45)$$

in pri položaju stikal REV z

$$M_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad M_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad M_r = \frac{a_1}{a_2} \quad (5.46)$$

Če bi bilo breme  $Z$  brezodbojno in sklopnika idealna bi bile neobdelane meritve  $M_{11}$ ,  $M_{21}$ ,  $M_{12}$  in  $M_{22}$  kar enake parametrom  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{12}$  in  $S_{22}$ . Na tak način so merili parametre  $S$  primitivni analizatorji vezij, natančnost meritve je bila odvisna predvsem od kvalitete smernih sklopnikov (glej tudi poglavje 5.5.1.2) in od prilagoditve bremena  $Z$ . V štiridetektorskih merilnikih imamo v položaju stikal FWD in REV na voljo še četrti detektor ( $a_2$  oziroma  $a_1$ ), zato lahko opravimo še pomožni meritvi  $M_f$  in  $M_r$ . Meritvi bomo uporabili za določanje vpliva neidealne zaključitve  $Z$  (če bi bilo breme  $Z$  idealno prilagojeno, bi bili obe meritvi enaki 0). Neobdelane meritve  $M$  s parametri  $S$  povezuje pogreškovno vezje, katerega smerni graf je na sliki 5.16.



Sl. 5.16 Pogreškovno vezje štiridetektorskega analizatorja vezij

Kako pridemo do tega smerne grafa? Merjenčeve porazdelitvene parametre smo označili z matriko  $S$ . V delnih grafih, označenih z  $e_1$  in  $e_2$ , prepoznamo grafa reflektometrov na obeh vratih analizatorja vezij (slika 5.14). Temu delu pogreškovnega vezja bomo rekli jedro. Odbojnost  $e_f$  je odbojnost bremena  $Z$  skupaj s stikalom na vratih 2, ko je vzbujanje na vratih 1 in sta stikali v položaju FWD. Podobno je  $e_r$  odbojnost zaključitve pri položaju stikal REV. Meritvi  $M_{21}$  in  $M_{12}$  sta superpozicija

prispevka reflektometrov in prispevka neposrednega presluha med detektorji vpadnih in prevedenih valov, ki ga modeliramo s koeficientoma  $e_{41}$  in  $e_{14}$ .

Analizatorji vezij brez korekcije pogreškov se skoraj ne uporabljajo več, zato zgolj omenimo kalibriranje takšnega analizatorja, pri katerem za merilni rezultat privzamemo neobdelane meritve  $M$ . Za merjenje odbojnostnih parametrov ga kalibriramo enako kot primitivni reflektometer, torej s kratkim stikom, za merjenje prevajalnih parametrov pa s sklenjenimi vrati.

Določanje pogreškovnega vezja analizatorja vezij s štirimi detektorji bomo razdelili v dva koraka. V prvem bomo določili parametre  $e_{41}$  in  $e_{14}$  ter  $e_f$  in  $e_r$  z obrobja pogreškovnega vezja merilnika in pripravili vse potrebno za drugi, težji korak, v katerem bomo določili še jedro pogreškovnega vezja.

### 5.5.2.2. Določitev obrobni parametrov

V tem koraku bomo določili obrobne parametre  $e_{41}$  in  $e_{14}$  ter  $e_f$  in  $e_r$  pogreškovnega vezja merilnika. Ime ne pomeni vrednostne sodbe, to torej niso manj pomembni parametri od ostalih, temveč z imenom zgolj ugotavljamo, da ležijo na obrobju smernega grafa. To dejstvo pomaga, da jih lahko določimo na razmeroma enostaven način. Poglejmo, kako.

Najprej določimo koeficienta presluha  $e_{41}$  in  $e_{14}$ . To storimo tako, da razklenemo vrati merilnika in oboja vrata zaključimo s prilagojenim bremenom. ‘Merjeni četveropol’ ima v tem primeru prevajalna parametra enaka 0, z merjenjem prevajalnih parametrov izmerimo neposredno oba presluha  $e_{41}$  in  $e_{14}$ . Nato določimo še merilnikovi notranji odbojnosti  $e_f$  in  $e_r$ . Iz smernega grafa na sliki 5.16 je neposredno razvidno, da velja

$$M_f = (M_{21} - e_{41}) e_f \quad M_r = (M_{12} - e_{14}) e_r \quad (5.47)$$

in torej

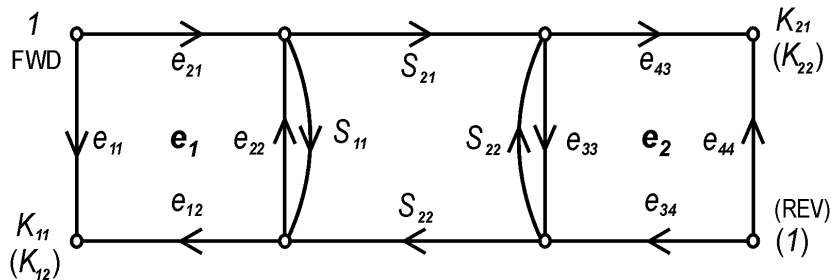
$$e_f = \frac{M_f}{(M_{21} - e_{41})} \quad e_r = \frac{M_r}{(M_{12} - e_{14})}. \quad (5.48)$$

Ob prvi priliki, ko bomo med kalibriranjem merili prevajalne parametre, moramo torej opraviti še pripadajoči pomožni meritvi  $M_f$  in  $M_r$ , in iz njiju z enačbama 5.48 določiti parametra  $e_r$  in  $e_f$ . Odslej niti med kalibriranjem niti med merjenjem ne bo več treba uporabljati četrtega detektorja.

Korak določanja obrobni parametrov pogreškovnega vezja je v bistvu enak za vse kalibracijske metode štiridetektorskih merilnikov, zato se ga pri opisovanju kalibracijskih metod za štiridetektorski analizator običajno izpusti.

### 5.5.2.3. Določitev kalibracijskih meritev

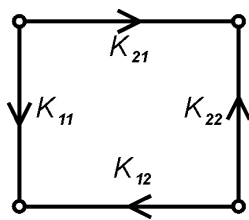
Sedaj pa si pripravimo še vse potrebno za drugi korak, v katerem bomo določili še parametre  $e_1$  in  $e_2$ , ki predstavljajo jedro pogreškovnega vezja štiridetektorskega analizatorja. V ta namen iz smernega grafa na sliki 5.16 to jedro izluščimo (slika 5.17).



Sl. 5.17 Jedro pogreškovnega vezja z označenimi kalibracijskimi meritvami

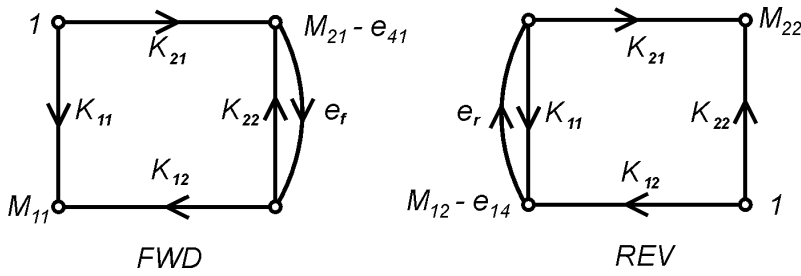
Jedro pogreškovnega vezja se s preklapljanjem stikal FWD in REV ne spreminja, spreminja se le mesto vzbujanja, torej lega neodvisnega vozla. Zato lahko za obe vzbujanji uporabljamo isti smerni graf. Ko so stikala v položaju FWD, je vzbujanje  $I$  na levi, odziva sta  $K_{11}$  in  $K_{21}$ , ko so stikala v položaju (REV), je vzbujanje ( $I$ ) na desni, odziva pa sta ( $K_{22}$ ) in ( $K_{12}$ ). Spremenljivkam, označenim s  $K$ , bomo rekli kalibracijske meritve štiridetektorskega merilnika. Te spremenljivke bi bile odziv na vzbujanji FWD in REV, če bi iz vezja odstranili obrobne parametre in bi od pogreškovnega vezja ostalo le njegovo jedro.

Določimo sedaj kalibracijske meritve  $K$  iz izmerjenih neobdelanih meritev  $M$  s pomočjo že določenih parametrov pogreškovnega vezja  $e_{41}$  in  $e_{14}$  ter  $e_f$  in  $e_r$ . Za lažje razumevanje tega koraka si najprej narišimo poenostavljen ekvivalentni graf jedra pogreškovnega vezja s slike 5.17 (slika 5.18)



Sl. 5.18 Ekvivalentni graf jedra pogreškovnega vezja

Sedaj pa si narišimo še enkrat smerni graf pogreškovnega vezja s slike 5.16, le namesto jedra vrišimo njegov ekvivalentni graf s slike 5.18. Rezultat je na sliki 5.19.



Sl. 5.19 Smerni graf, ki povezuje kalibracijske meritve z neobdelanimi meritvami

Iz grafa na sliki 5.19 lahko neposredno napišemo naslednje relacije

$$\begin{aligned}
 M_{11} &= K_{11} + \frac{K_{21}K_{12}e_F}{1 - K_{22}e_F} & M_{21} - e_{41} &= \frac{K_{21}}{1 - K_{22}e_F} \\
 M_{22} &= K_{22} + \frac{K_{21}K_{12}e_R}{1 - K_{11}e_R} & M_{12} - e_{14} &= \frac{K_{12}}{1 - K_{11}e_R}
 \end{aligned}
 \quad (5.49)$$

Določiti moramo kalibracijske meritve  $\mathbf{K}$ , zato moramo zgornje enačbe obrniti. Po kratkem računu dobimo

$$\begin{aligned}
 K_{11} &= \frac{M_{11} - (M_{12} - e_{14})(M_{21} - e_{41})e_F}{1 - (M_{12} - e_{14})(M_{21} - e_{41})e_F e_R} \\
 K_{12} &= \frac{(M_{12} - e_{14}) - M_{11}(M_{12} - e_{14})e_R}{1 - (M_{12} - e_{14})(M_{21} - e_{41})e_F e_R} \\
 K_{21} &= \frac{(M_{21} - e_{41}) - M_{22}(M_{21} - e_{41})e_F}{1 - (M_{12} - e_{14})(M_{21} - e_{41})e_F e_R} \\
 K_{22} &= \frac{M_{22} - (M_{21} - e_{41})(M_{12} - e_{14})e_R}{1 - (M_{12} - e_{14})(M_{21} - e_{41})e_F e_R}
 \end{aligned}
 \quad (5.50)$$

Tako, prvi korak pri kalibraciji merilnika je končan. Popolni smerni graf pogreškovnega vezja merilnika s slike 5.16 smo v prejšnjem poglavju 'oklestili' obrobnih parametrov, tako da nam je za kalibracijo ostalo le še jedro pogreškovnega vezja. V tem poglavju pa smo transformirali neobdelane meritve  $M$  v kalibracijske meritve  $K$ , ki pripadajo temu jedru.

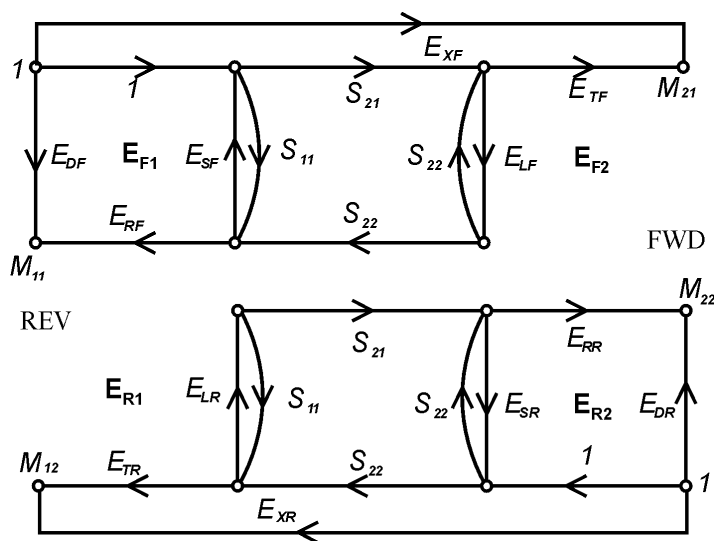
Poglavitna naloga pri kalibriranju pa nas pravzaprav še čaka, glasi pa se: iz primerne nabora kalibracijskih meritev  $K$  določiti jedro pogreškovnega vezja analizatorja, to je pogreškovni vezji (ki jim včasih rečejo tudi pogreškovni škatli)  $\mathbf{e}_1$  in  $\mathbf{e}_2$ . S to nalogo se bomo spopadli v poglavju o metodah za kalibriranje štiridetektorskih merilnikov, pred tem pa si pogledajmo še, kako iz neobdelanih meritev  $M$  s pomočjo pogreškovnega vezja določimo merjenčeve parametre  $S$ .



### 5.5.2.4. Merjenje z uporabo standardnega pogreškovnega vezja

Za transformacijo neobdelanih meritev  $M$  v parametre  $S$  merjenega četverpola se najbolj pogosto uporablja pogreškovno vezje, poznano kot standardno pogreškovno vezje analizatorjev vezij. Včasih ga omenjajo tudi kot 12 parametrsko pogreškovno vezje, pa tudi kot popolno pogreškovno vezje. To pogreškovno vezje je primerno za popis vseh tipov analizatorjev vezij.

Zelo enostavno ga je dobiti iz pogreškovnega vezja štiridetektorskega merilnika s slike 5.16. Ko je kalibracija opravljena in poznamo parametre tega pogreškovnega vezja, vozlov  $M_F$  in  $M_R$  ne potrebujemo več in ju smemo odstraniti. Smerni graf pogreškovnega vezja, ki ga dobimo na tak način, je na sliki 5.20.



Sl. 5.20 Standardno 12 parametrsko pogreškovno vezje analizatorja vezij

Z  $E_{F1}$  in  $E_{F2}$  ter z  $E_{R1}$  in  $E_{R2}$  smo označili dele pogreškovnih vezij, ki pripadajo vratom 1 oziroma 2 pri položajih stikal FWD oziroma REV. S primerjavo smernih grafov s slik 5.16 in 5.20 se ni težko prepričati, da veljajo za koeficiente  $E$  naslednje relacije

$$\begin{aligned}
 E_{XF} &= e_{41} & E_{XR} &= e_{14} \\
 E_{DF} &= e_{11} & E_{DR} &= e_{44} \\
 E_{RF} &= e_{21}e_{12} & E_{RR} &= e_{43}e_{34} \\
 E_{SF} &= e_{22} & E_{SR} &= e_{33} \\
 E_{XF} &= e_{41} & E_{XR} &= e_{14} \\
 E_{TF} &= \frac{e_{21}e_{43}}{1 - e_{44}e_F} & E_{TR} &= \frac{e_{34}e_{12}}{1 - e_{11}e_R} \\
 E_{LF} &= e_{33} + \frac{e_{43}e_{34}e_F}{1 - e_{44}e_F} & E_{LR} &= e_{22} + \frac{e_{21}e_{12}e_R}{1 - e_{11}e_R}
 \end{aligned} \tag{5.51}$$

Z nekaj truda lahko neobdelane meritve  $M$  transformiramo preko pogreškovnega vezja  $E$  v merjenčeve parametre  $S$  z uporabo enačb, napisanih na podlagi grafa s slike 5.20. Transformacijske enačbe so:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{A(1 + DE_{SR}) - BCE_{LF}}{N} & S_{12} &= \frac{C[1 + A(E_{SF} - E_{LR})]}{N} \\ S_{21} &= \frac{B[1 + D(E_{SR} - E_{LF})]}{N} & S_{22} &= \frac{D(1 + AE_{SR}) - BCE_{LR}}{N} \end{aligned} \quad (5.52)$$

$$\begin{aligned} A &= \frac{M_{11} - E_{DF}}{E_{RF}} & B &= \frac{M_{21} - E_{XF}}{E_{TF}} \\ C &= \frac{M_{12} - E_{XR}}{E_{TR}} & D &= \frac{M_{22} - E_{DR}}{E_{RR}} \end{aligned} \quad (5.53)$$

$$N = (1 + AE_{SF})(1 + DE_{SR}) - BCE_{LF}E_{LR}$$

V enačbah 5.51 štiri koeficienti  $e_{21}$ ,  $e_{12}$ ,  $e_{43}$  in  $e_{34}$  nastopajo zgolj v štirih produktih  $e_{21}e_{12}$ ,  $e_{21}e_{43}$ ,  $e_{43}e_{34}$  in  $e_{34}e_{12}$ . Ravno zato smo lahko tako lepo nadomestili smerni graf s slike 5.16 z grafom na sliki 5.20. Obenem pa to pomeni tudi, da za določitev pogreškovnega vezja  $E$  ni treba poznati vseh štirih produktov, temveč le tri izmed njih, saj produkti med seboj niso neodvisni in lahko četrtega določimo na podlagi enakosti

$$e_{21}e_{12} e_{43}e_{34} = e_{21}e_{43} e_{34}e_{12}. \quad (5.54)$$

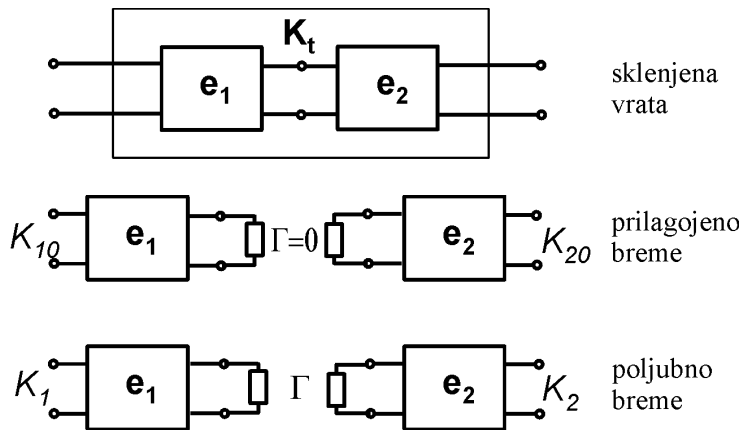
**Tako, mimogrede smo pokazali, da je pri kalibriranju štiridetektorskega vektorskega analizatorja treba določiti le sedem med seboj neodvisnih parametrov pogreškovnega vezja.** Sedaj smo pripravljeni, da se lotimo kalibracijskih metod.

### 5.5.3. Metode za kalibriranje štiridetektorskih merilnikov

V telekomunikacijah, pa tudi v vsakdanjem življenju, je zelo udomačen do bralca sicer silno neprijazen slog pisanja, v katerem mrgoli kratic, povzetih iz anglosaksonskega govornega področja. Spomnimo le na vsem znani ISDN, pa GPS, GSM, CD, DVD in VHS. Vendar ustreznih slovenskih sopomenk ni in se jih tudi nihče ne trudi iskati, tako se je vesoljno slovenstvo obsojeno med seboj pogovarjati z besedami, ki so nepregibne in zato s slovenskim govorom nezdržljive. Tudi v žargonu, ki se uporablja v tehniki visokih frekvenc, je nekaj podobnega. Jezik se pač obnaša ekonomično in najbrž bi bilo smešno govoriti o 'metodi sklenjenih vrat, prilagojenega bremena in odbojnosti'. Kot je v navadi, bomo zato vse kalibracijske metode poimenovali po uporabljenih kalibracijskih normalah z njihovimi kraticami. Za sklenjena vrata merilnika bomo tako uporabljali kratico T (*thru*), za prilagojeno breme M ali L (*match, load*), za linijo L (*line*) in za odbojnost R (*reflect*).

Kot smo povedali že v prejšnjem poglavju, bodo vse kalibracijske metode, ki jih bomo opisovali v tem poglavju, namenjene določitvi jedra pogreškovnega vezja štiridetektorskega merilnika, torej pogreškovnemu vezju na sliki 5.17. Na smerni graf s te slike se nanašajo tudi označbe kalibracijskih meritev  $K$ .

### 5.5.3.1. Metoda TMR (thru-match-reflect)



Sl. 5.21 Meritve za kalibracijo po metodi TMR

Kalibracijske normale, ki jih moramo izmeriti med kalibracijo po metodi TMR so naslednje (slika 5.21)

- Sklenjeni vrati T (*thru*). Pripadajočo kalibracijsko meritev označimo s  $K_t$ .
- Prilagojeno breme M (*match*) na obeh vratih merilnika. Pripadajoči kalibracijski meritvi označimo s  $K_{10}$  in  $K_{20}$ .
- Breme R (*reflect*) s poljubno odbojnostjo  $\Gamma$  na obeh vratih merilnika. Pripadajoči kalibracijski meritvi označimo s  $K_1$  in  $K_2$ .

Enačbe, ki popisujejo meritve, je možno napisati naravnost iz smernega grafa s slike 5.17 ob upoštevanju označb s slike 5.21. Enačbe so:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2 &= \mathbf{T}_t \\
 -\Delta_1 \Gamma + e_{11} + e_{22} K_1 \Gamma &= K_1 \\
 -\Delta_2 \Gamma + e_{44} + e_{33} K_2 \Gamma &= K_2 \\
 e_{11} &= K_{10} \\
 e_{44} &= K_{20}
 \end{aligned} \tag{5.55}$$

V prvi enačbi so s  $\mathbf{T}$  označene ustrezne valovne prevajalne matrike. Ni težko ugotoviti, zakaj so v našem primeru primerno orodje prav te matrike. Podobno kot pri verižni matriki, ki jo poznamo iz

vezij, je valovna prevajalna matrika verige dveh četverpolov produkt prevajalnih matrik obeh četverpolov. Zvezo med prevajalno matriko  $\mathbf{T}$  in porazdelitveno matriko  $\mathbf{S}$  podaja enačba

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Delta & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix} \frac{1}{S_{21}} \quad (5.56)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$$

Pokazati se da, da veljajo naslednje enačbe

$$\begin{aligned} e_{44} &= -\frac{T_{t11}e_{22} - \Delta_1 T_{t21}}{T_{t12}e_{22} - \Delta_1 T_{t22}} \\ e_{33} &= \frac{T_{t12} - e_{11}T_{t22}}{T_{t12}e_{22} - \Delta_1 T_{t22}} \\ \Delta_2 &= -\frac{T_{t11} - e_{11}T_{t21}}{T_{t12}e_{22} - \Delta_1 T_{t22}} \\ e_{21}e_{43} &= \frac{e_{21}e_{12}}{T_{t12}e_{22} - \Delta_1 T_{t22}} \\ e_{12}e_{34} &= \frac{e_{21}e_{12} \cdot e_{43}e_{34}}{e_{21}e_{43}} \end{aligned} \quad (5.57)$$

ki povezujejo parametre pogreškovnega vezja  $\mathbf{e}_2$  in parametre pogreškovnega vezja  $\mathbf{e}_1$  s parametri izmerjene prevajalne matrike  $\mathbf{T}_1$ . Z  $\Delta_1$  in  $\Delta_2$  smo označili determinanti pogreškovnih vezij  $\mathbf{e}_1$  in  $\mathbf{e}_2$

$$\Delta_1 = e_{11}e_{22} - e_{12}e_{21} \quad \Delta_2 = e_{44}e_{33} - e_{43}e_{34} \quad (5.58)$$

Vpeljimo še pomožni veličini

$$\begin{aligned} R &= \frac{T_{t11} + K_2 T_{t12}}{T_{t21} + K_2 T_{t22}} \\ R_0 &= \frac{T_{t11} + K_{20} T_{t12}}{T_{t21} + K_{20} T_{t22}} \end{aligned} \quad (5.59)$$

in po kratkem računu dobimo sistem

$$\begin{aligned} -\Delta_1 \Gamma + e_{11} + e_{22} K_1 \Gamma &= K_1 \\ -\Delta_1 + e_{11} \Gamma + e_{22} R &= R \Gamma \\ e_{11} &= K_{10} \\ -\Delta_1 + e_{22} R_0 &= 0 \end{aligned} \quad (5.60)$$

Rešitev tega sistema je

$$\begin{aligned}
 e_{11} &= K_{10} \\
 e_{22} &= \Gamma \frac{R - K_{10}}{R - R_0} \\
 \Delta_1 &= R_0 \Gamma \frac{R - K_{10}}{R - R_0} \\
 \Gamma &= \pm \sqrt{\frac{(K_1 - K_{10})(R - R_0)}{(K_1 - R_0)(R - K_{10})}}
 \end{aligned}
 \tag{5.61}$$

Vse še manjkajoče koeficiente pogreškovnega vezja dobimo s pomočjo enačb 5.57 in 5.58.

Vidimo, da ni treba natančno poznati odbojnosti  $\Gamma$  normale R, izračunamo jo v postopku kalibracije do predznaka natančno. Ta normala je torej pomožna in ne primarna normala – v postopku kalibracije je potrebna, ni pa treba natančno poznati njene odbojnosti. To le navidez nasprotuje pričakovanju, da moremo za normalo uporabiti le znan element. Z meritvijo R namreč na račun ene dodatne neznanke pridobimo dva med seboj neodvisna podatka. Iz osmih skalarnih meritev (štiri pri T, po dve iz M in R) dobimo torej sedem med seboj neodvisnih parametrov pogreškovnega vezja in še odbojnost  $\Gamma$  pomožne kalibracijske normale R. Pri tej normali je važno, da je njena odbojnost ponovljiva (najbolje je da je obakrat ista, če to ni mogoče, pa čimbolj enaka) in da se čimbolj razlikuje od odbojnosti idealno prilagojenega bremena. Za to normalo se običajno uporablja kratek stik ali odprte sponke.

Očitno je metoda zelo gospodarna, saj ne vsebuje niti ene odvečne meritve.

#### **Dobre strani kalibracijske metode TMR so:**

- Majhno število uporabljenih normal
- Samo ena natančno poznana normala M
- Med kalibracijo določena odbojnost  $\Gamma$  normale R lahko služi za verifikacijo kalibracije

#### **Slabe strani metode pa so:**

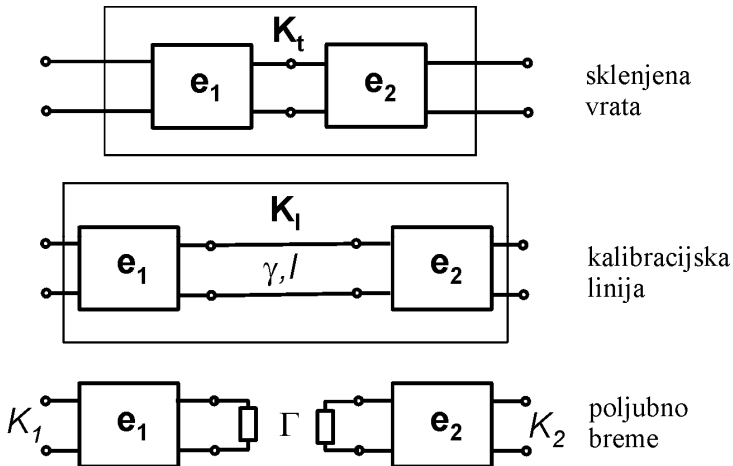
- Brezodbojno normalo M je težko izdelati
- Uporabna je le za kalibriranje štiridetektorskih analizatorjev

#### **5.5.3.2. Metoda TRL (thru-reflect-line)**

Kalibracijske normale, ki jih moramo izmeriti med kalibracijo po metodi TRL so naslednje (glej tudi sliko 5.22):

- Sklenjena vrata T (*thru*). Pripadajočo kalibracijsko meritev označimo s  $\mathbf{K}_t$ .

- Kalibracijska linija L (*line*) z dolžino  $l$  in valovno konstanto  $\gamma$ . Pripadajočo kalibracijsko meritev označimo s  $K_1$ .
- Brene R (*reflect*) s poljubno odbojnostjo  $\Gamma$  na obeh vratih merilnika. Pripadajoči kalibracijski meritvi označimo s  $K_1$  in  $K_2$ .



Sl. 5.22 Meritve za kalibracijo po metodi TRL

Prva in zadnja kalibracijska meritev je enaka kot pri metodi TMR, zato je tudi pot do rešitve podobna. Enačbe, ki popisujejo meritve, je možno napisati naravnost iz smernega grafa s slike 5.17 ob upoštevanju označb na sliki 5.22:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2 &= \mathbf{T}_t \\
 \mathbf{T}_1 \mathbf{T}_l \mathbf{T}_2 &= \mathbf{T}_l \\
 -\Delta_1 \Gamma + e_{11} + e_{22} K_1 \Gamma &= K_1 \\
 -\Delta_2 \Gamma + e_{44} + e_{33} K_2 \Gamma &= K_2
 \end{aligned} \tag{5.62}$$

$$\mathbf{T}_l = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{\gamma l} \end{bmatrix} \tag{5.63}$$

$\Delta_1$  in  $\Delta_2$  smo definirali v enačbi 5.58. Spet se v prvi in drugi enačbi pojavljajo valovne prevajalne matrike, enako kakor pri metodi TMR. Zvezo med valovno in porazdelitveno matriko smo podali z enačbo 5.56.

Enačbe 5.62 predstavljajo sistem desetih nelinearnih enačb s kompleksnimi koeficienti. Podali bomo zgolj rezultat, ki je:

$$\begin{aligned}
e_{11} &= A \\
e_{22} &= -B\Delta_1 \\
\Delta_1 &= \Gamma \frac{A - R}{1 + BR} \\
\Gamma &= \pm \sqrt{\frac{(1 + BR)(A - K_1)}{(1 + BK_1)(A - R)}}
\end{aligned} \tag{5.64}$$

Pomožne veličine so

$$\begin{aligned}
A &= \frac{L_{12}}{L_{22} - e^{-\gamma l}} & B &= \frac{L_{21}}{L_{22} - e^{-\gamma l}} \\
R &= \frac{T_{t11} + K_2 T_{t12}}{T_{t21} + K_2 T_{t22}} \\
\begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} &= \mathbf{L} = \mathbf{T}_\ell \mathbf{T}_t^{-1} \\
ch(\gamma l) &= \frac{L_{11} + L_{22}}{2}
\end{aligned} \tag{5.65}$$

V rešitvi potrebujemo  $e^{-\gamma l}$  in ne  $ch(\gamma l)$ . Vendar velja relacija  $e^{\gamma l} \approx L_{22}$ , s pomočjo katere lahko določimo, kateri koren za  $e^{-\gamma l}$  je pravilen. Vse še manjkajoče koeficiente pogreškovnega vezja dobimo, enako kot pri metodi TMR, s pomočjo enačb 5.57 in 5.58.

Za določitev osmih parametrov pogreškovnega vezja smo opravili deset meritev (enačbe 5.62). Vendar lahko določimo kot stranski rezultat kalibracijskega postopka še dva podatka o kalibracijskih normalah. Prvi je  $e^{-\gamma l}$  kalibracijske linije. To je podatek, iz katerega lahko določimo valovno konstanto kalibracijske linije. Drugi podatek pa je odbojnost  $\Gamma$  normale R, enako kot pri metodi TMR.

Povejmo še nekaj o kalibracijski liniji. Privzeli smo, da ima linija eno samo valovno konstanto  $\gamma$  (enačba 5.63). Torej se mora na tej liniji razširjati en sam rod valovanja. To ni prehuda omejitev, običajno uporabljamo linije le do tistih frekvenc, pri katerih to drži. Prav tako smo privzeli tudi, da je linija brezodbojna. Iz tega najprej sledi to, da mora biti linija homogena, torej da se ne sme spreminjati vzdolž propagacijske osi. Drugič pa iz tega sledi, da kalibracijska linija pri tej metodi nastopa neposredno kot brezodbojni standard. Parametri  $S$ , ki jih bomo merili s tem merilnikom, bodo torej normirani na karakteristično impedanco kalibracijske linije. Če pa ta ni definirana (denimo, da uporabljamo mikrotrakasto linijo ali odsek valovoda), bodo merjeni parametri  $S$  normirani na valovodno strukturo kalibracijske linije. Kakršnekoli priključke že ima merilnik, ki ga kalibriramo, je s temi priključki vedno definirana prečna struktura valovoda, za katerega so ti priključki narejeni, torej je natančno definirana tudi kalibracijska linija metode TRL. Dolžina kalibracijske linije ne sme biti enaka mnogokratniku polovične valovne dolžine, takrat enačbe 5.62

postanejo singularne. Fizikalno je to dejstvo lahko razumljivo, če ima linija majhne izgube, se pri polovični valovni dolžini obnaša tako, kot bi bila njena dolžina enaka 0 in torej ponavljamo meritev T.

Povejmo še, da smo pri kalibraciji opravili eno meritev več kot je potrebno za določitev kalibracijskega modela. Vprašanje je, ali lahko iz te meritve dobimo še kakšno informacijo, ali pa gre za redundantno meritev. Izkaže se, da gre za slednje. Pri merjenju kalibracijske linije, ki smo ga označili z  $M_i$ , je namreč ena izmed prevajalnih meritev odveč, ker smo vse informacije o obojesmernem prevajanju merilnika dobili iz prevajalnih meritev T, kalibracijska linija pa je recipročen element. Torej nam ta meritev ne prinaša nič novega. Vendar jo pri računanju vseeno uporabljamo, ker jo lahko koristno uporabimo pri postopkih verifikacije kalibracije.

**Dobre strani kalibracijske metode TRL so:**

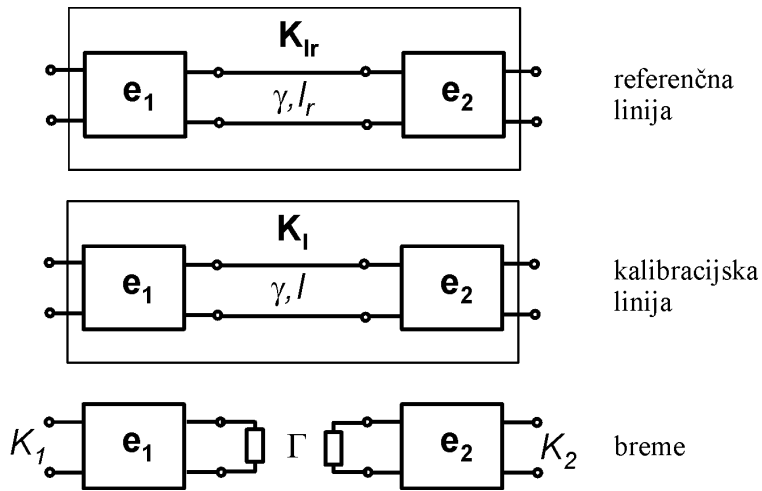
- Majhno število uporabljenih normal
- Samo ena natančno poznana normala L, pa še pri tej mora biti natančno določen le prečni prerez linije, njena dolžina je poljubna.
- Zelo primerna je za kalibriranje analizatorjev z nestandardnimi priključki, saj je mnogo lažje izdelati nestandarden valovod kot nestandardno brezodbojno breme.
- Med kalibracijo določena odbojnost  $\Gamma$  normale R in prevajalni parameter  $e^{-\alpha}$  linije služita za verifikacijo kalibracije

**Slabe strani metode pa so:**

- Odpove pri polovični valovni dolžini kalibracijske linije
- Uporabna je le za kalibriranje štiridetektorskih analizatorjev



### 5.5.3.3. Metoda LRL (line-reflect-line)



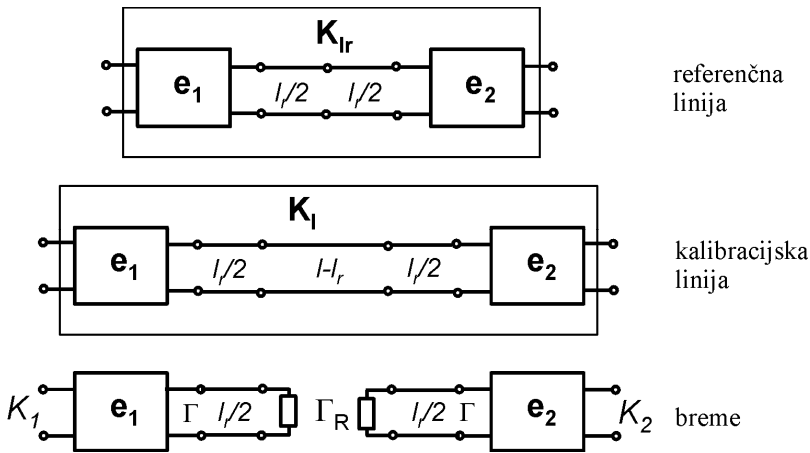
Sl. 5.23 Meritve za kalibracijo po metodi LRL

Kalibracijske normale, ki jih moramo izmeriti med kalibracijo po metodi LRL so naslednje (slika 5.23):

- Referenčna kalibracijska linija RL (*reference line*) z dolžino  $l_r$  in valovno konstanto  $\gamma$ . Pripadajočo kalibracijsko meritev označimo s  $\mathbf{K}_{lr}$ .
- Kalibracijska linija L (*line*) z dolžino  $l$  in z enako valovno konstanto  $\gamma$  kot referenčna linija. Pripadajočo kalibracijsko meritev označimo s  $\mathbf{K}_l$ .
- Brema R (*reflect*) s poljubno odbojnostjo  $\Gamma$  na obeh vratih merilnika. Pripadajoči kalibracijski meritvi označimo s  $K_1$  in  $K_2$ .

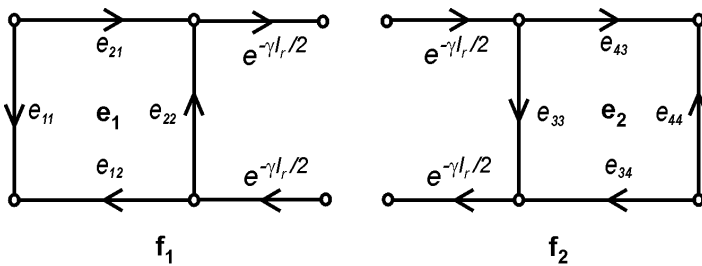
Očitno je metoda zelo podobna metodi TRL, le da je treba namesto sklenjenih vrat izmeriti še eno linijo, ki jo bomo imenovali referenčno. Liniji morata biti seveda različno dolgi. Kalibracijo bomo opravili v dveh korakih.

V prvem koraku izračunamo koeficiente pogreškovnega vezja tako, kot da bi bila namesto referenčne linije pri prvi meritvi izmerjena sklenjena vrata, torej enako, kot pri metodi TRL. Rezultat bo pogreškovno vezje, ki ima referenčno ravnino vrat na sredini referenčne linije. Pojasnimo to s pomočjo slike 5.24. Za lažji potek razmišljanja vzemimo, da je kalibracijska linija daljša od referenčne.



Sl. 5.24 Pojasnilo prvega koraka pri metodi LRL

Označimo dobljeno pogreškovno vezje vrat 1, ki je veriga vezja  $\mathbf{e}_1$  in polovice referenčne linije, z  $\mathbf{f}_1$  in dobljeno pogreškovno vezje vrat 2, ki je veriga polovice referenčne linije in vezja  $\mathbf{e}_2$ , z  $\mathbf{f}_2$ . (smerni graf je na sliki 5.25).



Sl. 5.25 Drugi korak pri kalibraciji po metodi LRL

Očitno velja

$$\begin{aligned}
 f_{11} &= e_{11} & f_{44} &= e_{44} \\
 f_{21}f_{12} &= e_{21}e_{12}e^{-\gamma l} & f_{43}f_{34} &= e_{43}e_{34}e^{-\gamma l} \\
 f_{22} &= e_{22}e^{-\gamma l} & f_{33} &= e_{33}e^{-\gamma l} \\
 f_{21}f_{43} &= e_{21}e_{43}e^{-\gamma l} & f_{34}f_{12} &= e_{34}e_{12}e^{-\gamma l}
 \end{aligned} \quad (5.66)$$

Odbojnost  $\Gamma$  normale R povezuje z izračunano odbojnostjo  $\Gamma_R$  (glej tudi sliko 5.24) enačba

$$\Gamma = \Gamma_R e^{-\gamma l}. \quad (5.67)$$

Tako, prvi korak je končan, pred drugim korakom je treba ugotoviti, da imamo za izračun parametrov pogreškovnega vezja  $\mathbf{e}_1$  in  $\mathbf{e}_2$  premalo podatkov, če ne poznamo niti odbojnosti bremena R niti parametrov linij. Torej moramo eno izmed teh normal poznati. Možni sta dve varianti.

- Poznamo odbojnost normale R. V tem primeru iz enačbe 5.67 določimo  $e^{-\gamma l}$  in vrednost uporabimo za izračun  $\mathbf{e}_1$  in  $\mathbf{e}_2$  v obrnjenih enačbah 5.66.

- Poznamo dolžino in disperzijsko enačbo referenčne linije. V tem primeru vrednost  $e^{-\gamma l}$  določimo iz znane vrednosti  $\gamma(l-l_R)$ , ki je stranski rezultat kalibracije (glej metodo TRL).

#### Dobre strani kalibracijske metode LRL so:

- Majhno število uporabljenih normal.
- Natančno mora biti določen le prečni prerez obeh linij, dolžini sta poljubna.
- Uporabna je za kalibriranje analizatorjev z nestandardnimi priključki, saj je mnogo lažje izdelati nestandarden valovod kot nestandardno brezodbojno breme.
- Uporabna je pri kalibriranju analizatorjev, ki jim iz kateregakoli razloga ni mogoče neposredno skleniti obojih vrat.

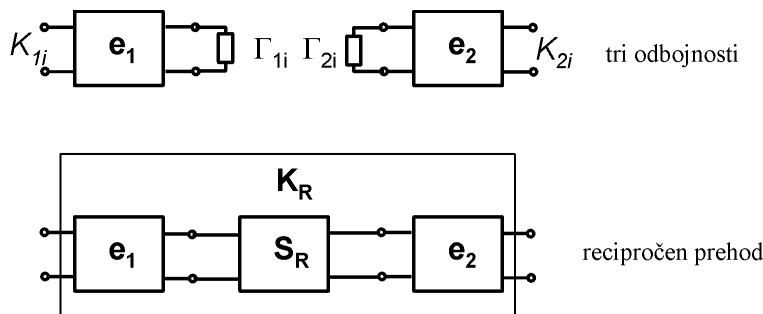
#### Slabe strani metode pa so:

- Odpove, ko je razlika med dolžinama kalibracijske in referenčne linije enaka mnogokratniku polovične valovne dolžine.
- Uporabna je le za kalibriranje štiridetektorskih analizatorjev.

#### 5.5.3.4. Metoda ROSL (reciprocal-open-short-load)

Kalibracijske normale, ki jih moramo izmeriti med kalibracijo po metodi ROSL so naslednje (slika 5.26):

- Po tri različne odbojnostne normale s poznanimi odbojnostmi  $\Gamma_{11}$ ,  $\Gamma_{12}$  in  $\Gamma_{13}$  ter  $\Gamma_{21}$ ,  $\Gamma_{22}$  in  $\Gamma_{23}$  na obeh vratih merilnika. Pripadajoče meritve smiselno označimo s  $K_{11}$ ,  $K_{12}$  in  $K_{13}$  ter  $K_{21}$ ,  $K_{22}$  in  $K_{23}$ . Te normale so običajno odprte sponke, kratak stik in prilagojeno breme, ni pa nujno.
- Poljuben recipročen četveropol. Pripadajočo meritev označimo s  $\mathbf{K}_R$ .



Sl. 5.26 Meritve pri kalibraciji RSOL

Kalibracijski postopek poteka v dveh korakih. V prvem iz meritev odbojnosti določimo parametre  $e_{11}$ ,  $e_{22}$  in  $e_{21}e_{12}$  ter  $e_{44}$ ,  $e_{33}$  in  $e_{43}e_{34}$ , povsem enako, kot določimo parametre pogreškovnega vezja

reflektometra (enačbe 5.42). V prvem koraku tako določimo šest od sedmih parametrov pogreškovnega vezja.

Iz meritve  $\mathbf{K}_R$  (štiri meritve) določimo še zadnji parameter in mimogrede še tri parametre recipročnega četveropola. Potrebne enačbe, ki pripadajo verigi  $\mathbf{e}_1$ ,  $\mathbf{S}_R$  in  $\mathbf{e}_2$ , so

$$\begin{aligned} K_{R21} &= \frac{e_{21}e_{43}S_{R21}}{D} \\ K_{R12} &= \frac{e_{12}e_{34}S_{R12}}{D} \end{aligned} \quad (5.68)$$

D je determinanta pripadajočega grafa. Determinante pri kalibracijskem postopku ne potrebujemo, saj se v naslednji enačbi pokrajša

$$\frac{e_{21}e_{43}}{e_{12}e_{34}} = \frac{K_{R21}}{K_{R12}} \quad (5.69)$$

Upoštevajmo še enačbo 5.54, pa dobimo po kratkem računu

$$\begin{aligned} e_{21}e_{43} &= \pm \sqrt{\frac{K_{R21}}{K_{R12}} \cdot e_{34}e_{43} \cdot e_{21}e_{12}} \\ e_{12}e_{34} &= \frac{e_{21}e_{12} \cdot e_{43}e_{34}}{e_{21}e_{43}} \end{aligned} \quad (5.70)$$

Kalibracija je končana, zadnji parameter smo določili do predznaka natančno. Predznak lahko določimo, če poznamo približno fazo prevajalnega parametra  $S_{R21}$  recipročnega prehoda. Za realne analizatorje in prehode velja namreč relacija  $K_{R21} \approx e_{21}e_{43}S_{R21}$ , zato izberemo tisti predznak, ki bolje ustreza tej relaciji. Približne faze prevajalnega parametra prehoda ni težko določiti, saj so taki prehodi običajno valovodne strukture s približno linearno fazo.

#### **Dobre strani kalibracijske metode ROSL so:**

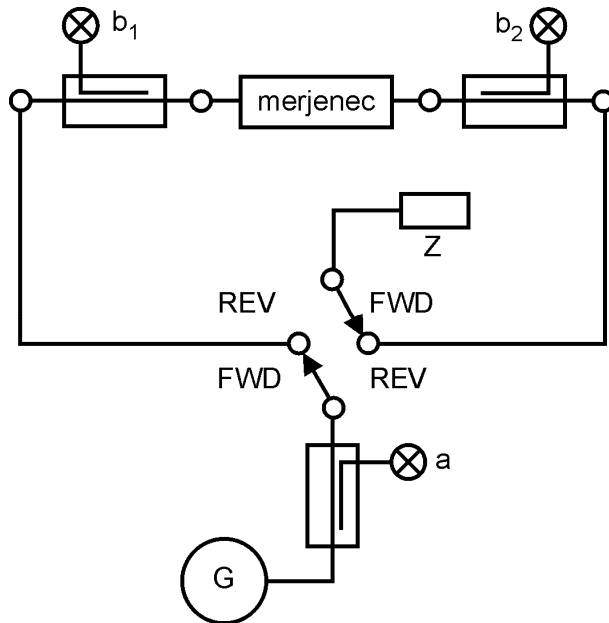
- Uporabna je pri kalibriranju analizatorjev, ki jim iz kateregakoli razloga ni mogoče neposredno skleniti obojih vrat.

#### **Slabe strani metode pa so:**

- Potrebni je šest natančno poznanih odbojnostnih normal.
- Iz prejšnjega razloga (ki je hiba tudi sam po sebi) je neprimerna za kalibriranje analizatorjev z nestandardnimi priključki.
- Uporabna je le za kalibriranje štiridetektorskih analizatorjev.

### 5.5.4. Tridetektorski analizator vezij

Visokofrekvenčni del je najdražji del merilnika. Zato so se uveljavili tudi merilniki, ki so kompromis med dvodetektorskimi (ki jih že dolgo ne delajo več) in štiridetektorskimi. To so tridetektorski merilniki, blokovna shema takega merilnika je na sliki 5.27.



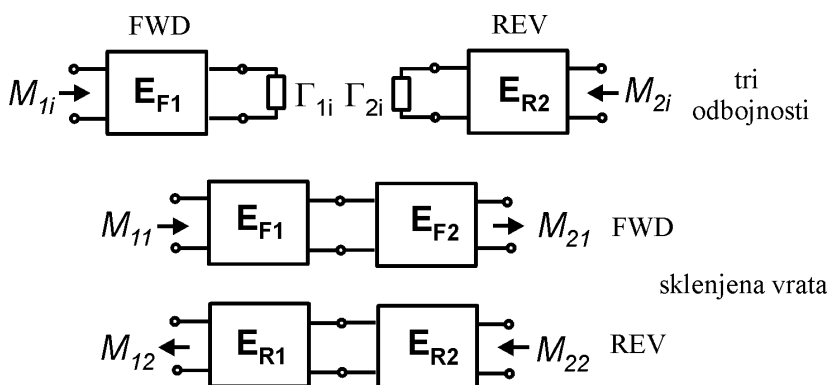
Sl. 5.27 Blokovna shema tridetektorskega analizatorja

Vidimo, da je merilnik zelo podoben štiridetektorskemu, le da ima namesto dveh ločenih sklopnikov in detektorjev za merjenje napredujočega vala v prva in druga vrata merjenca le en sklopnik z detektorjem, povezanim z generatorjem. S premislekom ni težko ugotoviti, da velja tudi za tridetektorski merilnik enako izhodiščno pogreškovno vezje, kot za štiridetektorskega, saj je princip merjenja povsem enak. Signal gre preko reflektometra, preko merjenega četveropola in spet preko reflektometra v prilagojeno breme  $Z$ , enkrat preko vhoda na izhod (FWD), drugač preko izhoda na vhod (REV). Vendar se merilnika med seboj razlikujeta v pomembni podrobnosti. Ker ima tridetektorski merilnik zaradi varčnosti prvi smerni sklopnik z detektorjem v tej verigi priključen neposredno na generator, manjka v verigi sklopnik z detektorjem, s katerim bi lahko opravili pomožni meritvi, ki smo ju pri štiridetektorskih merilnikih označili z  $M_f$  in  $M_r$ . To pa pomeni, da v postopku kalibracije ne moremo neposredno izmeriti parametrov  $e_f$  in  $e_r$ . Pri kalibraciji tridetektorskih merilnikov zato ne moremo najprej določiti obrobni parametrov in nato s primerno kalibracijsko metodo še jedra, kakor smo to storili pri kalibraciji štiridetektorskih analizatorjev. Prihranek pri ceni torej prinese nevšečnosti pri kalibriranju takih merilnikov, pri kalibriranju tridetektorskih analizatorjev se moramo neposredno lotiti kar standardnega pogreškovnega vezja s slike 5.20.

### 5.5.5. Kalibriranje tridetektorskih analizatorjev vezij

Za kalibriranje tridetektorskih analizatorjev vezij se uporablja pravzaprav le ena kalibracijska metoda, to je metoda TOSL (thru-open-short-load). To je metoda, ki se je uporabljala že za kalibriranje dvodetektorskih merilnikov in ima privilegij, da se imenuje preprosto kar kalibracijska metoda, takrat je bila namreč edina. Je ena izmed redkih metod za neposredno določanje standardnega 12 parametrskega pogreškovnega vezja merilnika. Oznake meritev in oznake pogreškovnih škatel  $E_{F1}$  in  $E_{F2}$  ter z  $E_{R1}$  in  $E_{R2}$  se nanašajo na sliko 5.20. Pri kalibriranju jedra štiridetektorskih merilnikov smo uporabljali transformirane kalibracijske meritve  $K$ , sedaj bomo uporabljali neposredno neobdelane kalibracijske meritve, ki jih bomo označili z  $M$ . Kalibracijske normale, ki jih moramo izmeriti med kalibracijo po metodi TOSL, so naslednje (slika 5.28):

- Po tri različne odbojnostne normale s poznanimi odbojnostmi  $\Gamma_{11}$ ,  $\Gamma_{12}$  in  $\Gamma_{13}$  ter  $\Gamma_{21}$ ,  $\Gamma_{22}$  in  $\Gamma_{23}$  na obeh vratih merilnika. Pripadajoče kalibracijske meritve smiselno označimo s  $M_{11}$ ,  $M_{12}$  in  $M_{13}$  ter  $M_{21}$ ,  $M_{22}$  in  $M_{23}$ . Te normale so običajno odprte sponke, kratek stik in prilagojeno breme (odtod ime), ni pa nujno.
- Sklenjeni vrati 1 in 2. Pripadajoče kalibracijske meritve označimo z  $M_{11}$ ,  $M_{21}$ ,  $M_{12}$  in  $M_{22}$ .



Sl. 5.28 Meritve pri kalibraciji TOSL

Pravzaprav je treba določiti tudi presluha  $E_{XF}$  in  $E_{XR}$ , vendar se ju določi natančno tako, kakor smo povedali v poglavju o kalibriranju štiridetektorskih analizatorjev.

Nadaljnji postopek izvedemo v dveh korakih. V prvem iz meritev odbojnosti določimo parametre  $E_{DF}$ ,  $E_{RF}$  in  $E_{SF}$  ter  $E_{DR}$ ,  $E_{RR}$  in  $E_{SR}$  enako kot v prvem koraku metode ROSL, le oznake parametrov so sedaj drugačne, ker je pogreškovno vezje malo drugačno. Tako določimo 8 od 12 parametrov pogreškovnega vezja. Preostale štiri parametre  $E_{TF}$  in  $E_{LF}$  ter  $E_{TR}$  in  $E_{LR}$  določimo v drugem koraku s pomočjo enačb, ki popisujejo meritve sklenjenih vrat, ki jih napišemo neposredno iz grafa standardnega pogreškovnega vezja na sliki 5.20 ob upoštevanju označb s slike 5.28:

$$\begin{aligned}
 M_{11} &= E_{DF} + \frac{E_{LF} E_{RF}}{1 - E_{LF} E_{SF}} & M_{22} &= E_{DR} + \frac{E_{LR} E_{RR}}{1 - E_{LR} E_{SR}} \\
 M_{21} &= \frac{E_{TF}}{1 - E_{LF} E_{SF}} & M_{12} &= \frac{E_{TR}}{1 - E_{LR} E_{SR}}
 \end{aligned}
 \tag{5.71}$$

Najprej določimo neposredno iz prvih dveh enačb parametra  $E_{LF}$  in  $E_{LR}$  (vsi drugi, ki nastopajo v obeh enačbah, so že določeni), nato pa iz drugih dveh še  $E_{TF}$  in  $E_{TR}$ .

**Dobre strani kalibracijske metode TOSL so:**

- Uporabna je pri kalibriranju vseh analizatorjev, saj z njo določimo neposredno standardno pogreškovno vezje.
- Iz prejšnjega razloga velja za standardno metodo, zato so kalibracijske normale za standardne priključke zelo razširjene. Zato jo pozna večina inženirjev in, kot smo že rekli, velja za generično kalibracijsko metodo.

**Slabe strani metode pa so:**

- V odvisnosti od priključkov potrebujemo tri ali celo šest natančno poznanih odbojnostnih normal.
- Iz prejšnjega razloga (ki je hiba tudi sam po sebi) je neprimerna za kalibriranje analizatorjev z nestandardnimi priključki.

### 5.5.6. Kalibracija analizatorja vezij z neenakima priključkoma iz iste družine

Pri kalibriranju vektorskih merilnikov se pri kalibracijskih metodah molče predpostavlja, da sta priključka na obeh vratih merilnega sistema enaka in da ima takšne priključke tudi merjenec.

Na prvi pogled je to morda samoumevno, le kako bi lahko imela merjenec in merilnik različna priključka? Odgovor je, da ne samo lahko, temveč je to celo običajno. Priključki so namreč nekaj podobnega, čemur v vsakdanjemu življenju rečemo vtič in vtičnica. Vtiči so običajno na električnih napravah, vtičnice pa na stenah. Dokler priključujemo električne naprave na omrežje, deluje. Če poskusimo povezati dve napravi med seboj, pa ne gre. Seveda naprav med seboj običajno ne povezujemo, kadar pa kalibriramo merilnik, je treba med seboj povezovati vrata merilnika z merjencem in normalami na različne načine in nobena kombinacija vtičev in vtičnic z nobeno kalibracijsko metodo ne deluje tako kot bi morala glede vsega, česar smo se naučili v prejšnjih poglavjih.

Kalibracijske metode so zato neposredno uporabne le, kadar ima merilnik brezspolne priključke. Takšni so denimo valovodni priključki s prirobnico. Ti priključki so enaki na merilniku, merjencu in na vseh normalah in jih seveda lahko med seboj priključujemo po mili volji. Pri vseh ostalih meritvah pa bo treba kalibracijske metode bolj ali manj zapleteno prirediti.

Dokler se uporabljena priključka med seboj razlikujeta le kot vtič in vtičnica, govorimo o priključkih iz iste družine in v tem poglavju si bomo ogledali kalibriranje merilnika s priključki iz iste družine.

### **5.5.6.1. Priključka nasprotnega spola**

Kadar sta priključka merilnika (in merjenca) nasprotnega spola (vtič in vtičnica), lahko pri kalibraciji brez težav izvedemo meritev neposredno sklenjenih vrat, pri nobeni izmed meritev pa ne moremo uporabljati na obojih vratih istih kalibracijskih normal, zato je ostanek kalibracijskega postopka odvisen od uporabljene kalibracijske metode.

Najenostavneje gre pri metodi TOSL. Kalibracijske normale za to metodo vsebujejo komplet odbojnostnih normal za oba spola priključkov. Ker pri tej metodi kalibriramo vsaka vrata posebej in je podana odbojnost vsake normale posebej, s kalibracijo ni nikakršnih težav.

Pri kalibraciji po metodi TRL pa mora biti odbojnost normale R na obeh vratih enaka. Kadar ima merilnik brezspolne konektorje, je to prednost, uporabimo lahko namreč kar isto normalo. V našem primeru pa bo treba uporabiti normalo z enako odbojnostjo. Poljubnih bremen proizvajalci normal ne izdelujejo v dvojniku, vendar je nekaj izjem. Največkrat uporabljana odbojnostna normala je iz različnih razlogov še vedno kratek stik. Odkar so se pojavili avtomatski vektorski merilniki, so referenčne ravnine konektorjev definirane, odbojnosti odbojnostnih normal za oba priključka pa podane (in vsklajene) na to referenčno ravnino. Za vse standardne priključke proizvajajo vsklajene kratke stike. Kadar uporabljamo za normalo R par vsklajenih kratkih stikov, se lahko zanesemo na to, da bosta odbojnosti obeh enaki. Enakost teh odbojnosti je v razredu ponovljivosti priključevanja, s stališča meritev torej lahko privzamemo, da je breme isto. Za nekatere standardne priključke se dobijo tudi na tak način vsklajene odprte sponke. Vendar velja pri odprtih sponkah paziti. Običajno so odprte sponke modelirane s frekvenčno odvisno kapacitivnostjo. Normali sta vsklajeni, če sta modelirani z istim modelom. Samo po sebi je razumljivo, da mora imeti kalibracijska linija nasprotnospolna priključka.

Vse povedano o normali R velja seveda tudi za kalibracijo TMR. Tudi prilagojena bremena s spolnimi priključki vedno prodajajo v parih za oba priključka.

Pogreški dobljenega merilnega modela so istega razreda, kot bi bili pogreški, če bi pri enakih lastnostih priključkov pri kalibraciji mogli uporabljati iste namesto enakih normal.

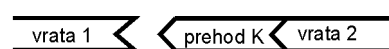


### 5.5.6.2. Priključka istega spola

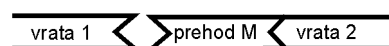
V tem primeru sta priključka pravzaprav enaka, ki pa ju prav zato ne moremo med seboj neposredno povezati, torej je nemogoča kalibracijska meritev sklenjenih vrat. Ker večina standardnih kalibracijskih meritev za eno izmed kalibracijskih normal uporablja sklenjena vrata T, za kalibracijo ne moremo uporabiti nobene izmed njih. Smola je, da je med merjenci ravno takšen primer najbolj pogost. Toda ravno zato, ker je primer pogost, je človekova iznajdljivost našla bolj ali manj uspešne poti za njegovo rešitev. Nakazali bomo dve.

Najprej se seveda ponuja uporaba katere izmed metod, ki sklenjenih vrat med kalibracijo ne potrebujejo, opisali smo dve, metodo RSOL in LRL. Žal sta obe uporabni le za kalibriranje štiridetektorskih merilnikov.

Pri drugi rešitvi med kalibracijo pri meritvi sklenjenih vrat začasno na enih izmed vrat zamenjamo merilni prehod M z nasprotnospolnim kalibracijskim prehodom K in tako omogočimo meritev sklenjenih vrat (slika 5.29).



1. korak: prehod za kalibriranje s sklenjenimi vrati



2. korak: prehod za merjenje

Sl. 5.29 H kalibraciji merilnika z enakima priključkoma

Ostale kalibracijske meritve lahko naredimo v prvem ali drugem koraku. Če jih naredimo v drugem koraku, lahko na obeh vratih uporabljamo iste odbojnostne normale. Parametri prehodov M in K morajo biti seveda med seboj enaki. Na razpolago moramo imeti torej pare prehodov z deklarirano enakimi parametri. Metoda ni popolnoma natančna, vendar se v kompletnih kalibracijskih normal za spolne priključke običajno nahajajo tudi paroma enaki prehodi, skupaj s paroma enakimi odbojnostmi, ki smo jih omenili v prejšnjem razdelku. Metoda je zelo enostavna in je v inženirski praksi najpogosteje uporabljana za kalibriranje merilnika z istospolnima priključkoma. Zato je primerno opozoriti na pogosto nekorektno uporabo te metode. Uporabljeni prehodi morajo namreč resnično imeti enake parametre, takšni pa so le prehodi, ki so narejeni s tem namenom. Običajni, na pogled enaki prehodi, tem zahtevam ne ustrezajo. Preostali pogreški merilnika, kalibriranega po tej metodi s pomočjo običajnih prehodov so pogosto veliko večji od pričakovanih za merilnik s korekcijo sistematskih pogreškov.

### 5.5.6.3. Sklep

Iz povedanega v tem poglavju je razvidno, da problemi kalibriranja merilnika z neenakima priključkoma niso akademski. Pri resničnem merjenju ni prav nič važno, kateri priključki so za kalibracijo bolj in kateri manj udobni, saj jih narekujejo priključki merjenca. Tudi zadrege zaradi pomanjkljive opreme so pri nas pri delu mikrovalovnih inženirjev pogoste. Večinoma se ob takih priložnostih tisti, ki kalibrira sistem, zateče k rešitvi, ki kalibrira merilnik bistveno manj kvalitetno, kakor bi bilo mogoče. Zelo razširjena je vsakdanja različica uporabe kratkega prehoda namesto meritve sklenjenih vrat, češ, 'saj nima izgub, faza merjenca me pa ne zanima'. Faza prevajalnih parametrov merjenca morda res ni važna, je pa faza prevajalnega parametra sklenjenih vrat ključen podatek za algoritem, ki določa pogreškovni model merilnika. Rezultat takšne meritve s pregrešno dragim instrumentom je pogosto manj natančen (koliko manj, je odvisno tudi od uporabljene kalibracijske metode) od rezultata merjenja z analizatorjem vezij brez korekcije sistematskih pogreškov.

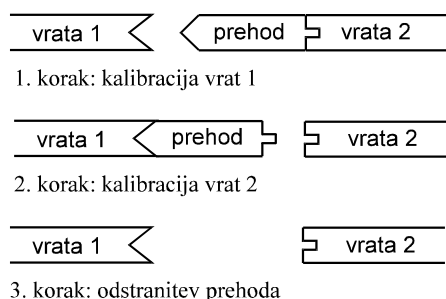
### 5.5.7. Kalibracija merilnika s priključkoma iz različnih družin

S primeri iz prejšnjega poglavja pa še nismo izčrpali vseh možnosti različnih priključkov. V vsaki deželi so družine vtičev in vtičnic drugačne, zato popotniki za britje v tujih deželah poleg brivskega aparata potrebujejo tudi prehod. V mikrovalovih je podobno, poznamo cel kup različnih družin priključkov in elementi imajo lahko na posameznih vratih tudi priključke iz različnih družin. Najbolj pogost zgled za tak element je ravno prehod, torej element, ki služi za medsebojno povezavo naprav z različnimi priključki. Prehod z valovoda na koaksialno linijo služi recimo za povezavo lijakaste valovodne antene s koaksialnim kablom. Seveda je treba znati izmeriti tudi parametre  $S$  takšnega prehoda, zato pa mora imeti tudi merilnik primerne prehode in, kar je najvažnejše, pred meritvijo ga je treba kalibrirati.

Pogledali si bomo popolnoma splošen postopek kalibracije merilnika s priključki iz različnih družin. Za kalibracijo merilnika po tem postopku potrebujemo kalibracijske normale za obe družini priključkov in poljuben recipročen prehod iz ene družine priključkov na drugo. Prehod ni precizna kalibracijska normala, temveč je uporaben vsak prehod, le ponovljive lastnosti mora imeti pri večkratnem priključevanju.

Postopek pri kalibraciji poteka v treh korakih. V prvem je treba priključiti prehod na priključek vrat 2. Tako ima merilnik med prvim korakom začasno na obeh vratih priključka iz družine 1. Ta začasni merilnik je treba kalibrirati po katerikoli metodi, primerni za merilnik s temi priključki. Imenujmo ta korak "kalibracija vrat 1". V drugem koraku je treba isti prehod priključiti na vrata 1 in ponoviti postopek s "kalibracijo vrat 2" po poljubni metodi, primerni za merilnik s priključki na vratih 2. V

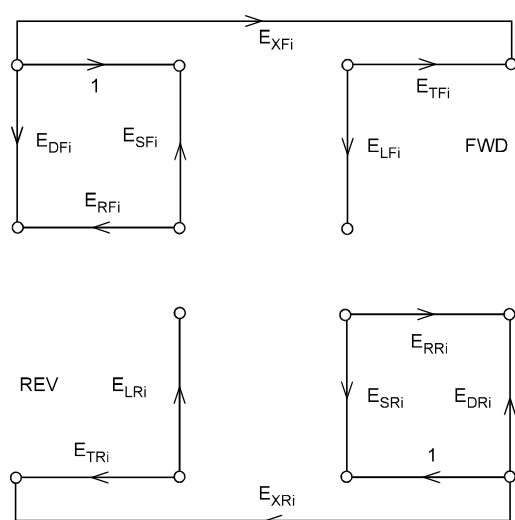
tretjem koraku iz pogreškovnih modelov, izračunanih za oba začasna merilnika iz prvih dveh korakov, izračunamo pogreškovni model merilnika brez prehoda. Pred merjenjem moramo prehod tudi fizično odstraniti z merilnika, zato imenujemo tretji korak “odstranitev prehoda”. Shematsko so ti trije koraki prikazani na sliki (Sl. 5.30 Trije koraki kalibracijskega postopka).



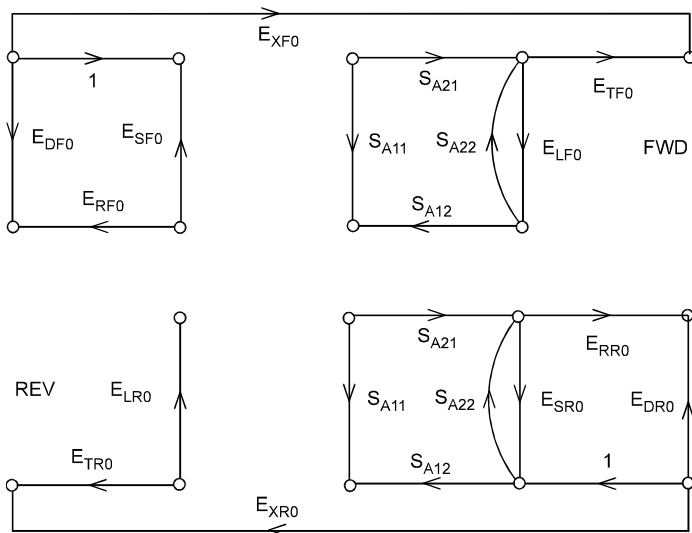
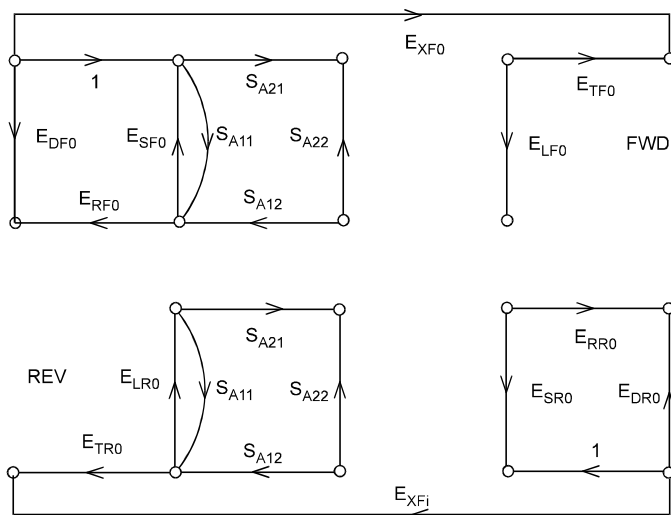
Sl. 5.30 Trije koraki kalibracijskega postopka merilnika z neenakima priključkoma

Rezultat kalibracij vrat 1 in 2 bo podan v obliki dveh 12 parametrskih pogreškovni vezij (Sl. 5.20 Standardno 12 parametrsko pogreškovno vezje analizatorja vezij), označmo ju z  $\mathbf{E}_1$  in  $\mathbf{E}_2$ . Pogreškovno vezje merilnika po odstranitvi prehoda označimo z  $\mathbf{E}_0$ , porazdelitveno matriko prehoda pa z  $\mathbf{S}_A$ .

Narišimo si ta graf še enkrat in sicer brez merjenja, da bo zadeva bolj pregledna, in z oznakami, primernimi za kalibracijski postopek, ki ga opisujemo (Sl. 5.31 Standardno 12 parametrsko pogreškovno vezje,  $i$  je 1, 2 ali 0). Pogreškovno vezje začasnega merilnika  $\mathbf{E}_1$ , ki ga določimo pri kalibraciji vrat 1, je sestavljeno iz  $\mathbf{E}_0$  in  $\mathbf{S}_A$  tako, kot je videti iz smernega grafa (Sl. 5.32 Pogreškovno vezje  $\mathbf{E}_1$ , določeno pri kalibraciji vrat 1). Analogno velja za začasni merilnik  $\mathbf{E}_2$  (Sl. 5.33 Pogreškovno vezje  $\mathbf{E}_2$ , določeno pri kalibraciji vrat 2).



Sl. 5.31 Standardno 12 parametrsko pogreškovno vezje,  $i$  je 1, 2 ali 0

Sl. 5.32 Pogreškovno vezje  $E_1$ , določeno pri kalibraciji vrat 1Sl. 5.33 Pogreškovno vezje  $E_2$ , določeno pri kalibraciji vrat 2

S primerjanjem smernih grafov posameznih korakov kalibracije lahko napišemo neposredno naslednje relacije

$$E_{DF0} = E_{DF1}$$

$$E_{DR0} = E_{DR2}$$

$$E_{SF0} = E_{SF1}$$

$$E_{SR0} = E_{SR2}$$

$$E_{RF0} = E_{RF1}$$

$$E_{RR0} = E_{RR2}$$

$$E_{LF0} = E_{LF2}$$

$$E_{LR0} = E_{LR1}$$

$$E_{TF0} = E_{TF2}$$

$$E_{TR0} = E_{TR1}$$

$$E_{XF0} = E_{XF1} = E_{XF2}$$

$$E_{XR0} = E_{XR1} = E_{XR2} ,$$

s katerimi je določeno pogreškovno vezje merilnika po odstranitvi prehoda. Enačb je dovolj, da lahko določimo tudi parametre  $S$  prehoda. Z upoštevanjem grafa (Sl. 5.32 Pogreškovno vezje  $E_1$ , določeno pri kalibraciji vrat 1) lahko napišemo naslednje enačbe:

$$E_{DR1} = E_{DR0} + \frac{E_{RR0} S_{A22}}{1 - E_{SR0} S_{A22}}$$

$$E_{SR1} = S_{A11} + \frac{S_{A21} S_{A12} E_{SR0}}{1 - E_{SR0} S_{A22}}$$

$$E_{RR1} = \frac{S_{A21} S_{A12} E_{RR0}}{(1 - E_{SR0} S_{A22})^2}$$

in iz njih še

$$S_{A11} = E_{SR1} - \frac{E_{RR1} E_{SR2}}{E_{RR2} + E_{SR2} (E_{DR1} - E_{DR2})}$$

$$S_{A22} = \frac{E_{DR1} - E_{DR2}}{E_{RR2} + E_{SR2} (E_{DR1} - E_{DR2})}$$

$$S_{A21} = S_{A12} = \frac{\pm \sqrt{E_{RR1} E_{RR2}}}{E_{RR2} + E_{SR2} (E_{DR1} - E_{DR2})}$$

Prevajalni parameter prehoda lahko določimo le za recipročen prehod in le do predznaka natančno. Zato moramo poznati približno fazo prevajalnega parametra prehoda, kar običajno ni prehoda zahteva.

Metoda je pravzaprav nastala kot metoda za merjenje parametrov  $S$  prehodov. Kadar nas zanimajo le parametri (enega) recipročnega prehoda, jih določimo že med postopkom kalibriranja merilnika, če seveda za 'poljuben prehod' pri kalibriranju izberemo ravno tistega, ki ga želimo izmeriti.

### 5.5.8. Kalibracijske normale

Pri kalibriranju uporabljamo dve vrsti kalibracijskih normal, primarne in pomožne. Za primarne velja, da moramo njihove parametre poznati natančno, pri pomožnih pa je treba parametre poznati le približno.

Kalibracijske normale morajo biti časovno stabilne, torej se njihove lastnosti s časom ne smejo spreminjati. Predvsem velja to za primarne normale, manj pa za pomožne. Njihove lastnosti naj bodo zato po možnosti odvisne le od mehanskih dimenzij in (skoraj) nič od električnih lastnosti materialov.

### 5.5.8.1. Odsek referenčnega homogenega valovoda

Uporablja se kot brezodbojni standard pri metodah TRL in LRL. Odsek valovoda z enakim prečnim prerezom, kot so priključki merilnika, se da za standardne priključke izdelati zelo natančno. Koaksialne kalibracijske linije običajno nimajo povezanega plašča in žile in linijo sestavimo šele takrat, ko jo 'vpnemo' med oba priključka analizatorja. Na tak način linija sama nima nikakršnih prehodov in s prehodi povezanih odbojev. Taka linija je najnatančnejši brezodbojni standard, kar jih poznamo. Po drugi strani lahko za vsak nestandarden priključek in z njim povezano valovodno strukturo izdelamo kalibracijske linije različnih dolžin. Izdelati natančno brezodbojno linijo je mnogo lažje kot izdelati natančen brezodbojen dvopol.

Valovod, sestavljen iz več verižnih odsekov homogenih valovodov z različnimi preseki, se uporablja v glavnem kot verifikacijska normala. Značilen predstavnik te družine standardov je "stopničasta" koaksialna linija, torej linija, ki ima različne karakteristične impedance posameznih odsekov. Parametri  $S$  takšne linije se dajo zelo natančno izračunati iz dimenzij linije in se s frekvenco spreminjajo v širokem obsegu absolutnih vrednosti (predvsem odbojnostnih) parametrov. S takšno linijo lahko torej razmeroma enostavno verificiramo merilnik.

### 5.5.8.2. Slabilnik

Uporablja se za verifikacijo natančnosti merjenja absolutne vrednosti prevajalnih parametrov. Pri nekaterih kalibracijskih metodah se uporablja kot primarna normala ob predpostavki, da sta parametra  $S_{11}$  in  $S_{22}$  enaka 0, kar za resnične slabilnike velja res zelo približno. Uporaba slabilnika kot brezodbojne normale je zato običajno izhod v sili, ko nimamo na razpolago nobene ustrežnejše brezodbojne normale.

### 5.5.8.3. Prilagojeno breme

Prilagojena bremena se uporabljajo za brezodbojne normale, žal pa nas je narava pri brezodbojnem standardu prikrajšala. Takšne naravne normale, kot je odsek valovoda, namreč v naravi v 'enovhodni' izvedbi ni. Oziroma je, vendar je nepraktična za izdelavo, to je namreč neskončno dolg odsek valovoda. Enovhodno brezodbojnost lahko realiziramo na dva načina, ali z aproksimacijo ali pa s simulacijo neskončno dolge linije.

Brezodbojnost aproksimiramo na tak način, da na koncu kratkega odseka referenčnega valovoda dodamo 'brezodbojno' zaključitev. Brezodbojnost dosežemo s primerno prostorsko porazdelitvijo izgubnega, uporovnega materiala. Pri koaksialni liniji je to običajno sofisticirano priključen tankoplastni upor z upornostjo enako karakteristični impedanci linije. Zadeva razmeroma dobro deluje pri nizkih frekvencah, potem pa vedno slabše, ker parazitne reaktance na neizogibnih

nezveznostih povzročajo odboje vpadnega vala. Pri valovodih je brezodbojnost realizirana kot klinasta plast s primerno površinsko upornostjo, ki povzroči, da se večina energije vpadnega vala spremeni v toploto. Ta bremena so običajno boljša od koaksialnih, saj morajo dobro delovati le v frekvenčnem področju ene oktave, v katerem se v valovodu širi le dominantni rod. Takim bremenom rečemo **fiksna bremena**, da jih ločimo od drsnih, o katerih bomo govorili v naslednjem odstavku.

Neskončno dolgo linijo simuliramo z **drsnim bremenom**. Drсно breme je sinonim za linijo, na koncu katere je breme, ki mu lahko lego na tej liniji spreminjamo. Kadar je linija brez izgub, se njena vhodna odbojnost v odvisnosti od lege bremena spreminja po krožnici, katerega središče je v odbojnosti 0, ki je vhodna odbojnost v neskončno dolgo linijo. Središče kroga in s tem brezodbojnost torej definira linija, na koncu katere je breme in ne breme samo, njegova odbojnost definira polmer kroga. Iz tega bi nepoučeni utegnili sklepati, da je neubranost bremena na koncu linije poljubna, vendar ni tako.

Poglejmo, zakaj ne. V ta namen si oglejmo, kako kalibriramo vektorski analizator, kadar za brezodbojnostno normalo uporabljamo dršno breme. Kalibracijska meritev, ki pripada brezodbojnosti, naj bo označena s  $K_0$ . Vendar neposredno te meritve ne moremo opraviti, lahko opravimo le cel kup meritev  $K_{0i}$ , pripadajočih  $i$ -tim legam drsnega bremena. Tudi meritve  $K_{0i}$  bodo prav tako kot merjene odbojnosti ležale na krožnici, saj jih z njimi povezuje bilinearna preslikava preko pogreškovnega vezja. Vendar še vedno ne vemo, kam se preslika središče merjenih točk  $K_0$ , saj je znano, da se središče kroga pri bilinearni transformaciji ne preslika v središče transformiranega kroga. Vendar, čim manjša bo neubranost drsnega bremena, tem bližje središču preslikanega kroga se bo preslikalo središče odbojnosti drsnega bremena. Zato morajo biti drsna bremena čim bolj ubrana. Pri kalibraciji je treba s primernim algoritmom poiskati središče kroga, na katerega krožnici ležijo meritve  $K_{0i}$ , to središče je aproksimacija meritve  $K_0$ .

Podobno kot smo rekli za kalibracijske koaksialne linije, so tudi koaksialna drsna bremena izdelana brez prehoda na priključek, tako da jih moramo pri merjenju 'vpeti' v priključek merilnika. Tako se izognemo dodatnim odbojem na nezveznostih.

#### 5.5.8.4. Brezizgubna odbojnost

Predstavnik teh normal sta dva, kratek stik in odprte sponke. Najbolj znana kalibracijska normala sploh je kratek stik, ki se ga je včasih uporabljalo za kalibriranje primitivnega reflektometra. Neposredno kot normala ni najbolj primeren, ker ravno na mestu priključitve teče velik tok, kar pomeni, da je dober stik ključnega pomena za definirane izgube. Zato se dostikrat uporablja odmaknjen kratek stik. To je kratek stik na koncu odseka valovoda. Tako je na mestu kratkega stika

fiksen stik, priključek pa za večino frekvenc ni na mestu velikih tokov (pri katerih frekvencah teče kljub vsemu skozi stik velik tok, naj bralec ugotovi sam).

V tehniki koaksialnih priključkov lahko izdelamo tudi odprte sponke, tudi te so pogosto izvedene kot odmaknjene odprte sponke. Za kratek stik in odprte sponke namreč velja, da ju je za večino priključkov veliko lažje (ali pa sploh edino mogoče) izdelati na koncu definirano dolge linije kot pa natančno v referenčni ravnini konektorja. Da odprte sponke ne sevajo, imajo zaslon, to je kratek odsek valovoda, ki ima mejno frekvenco višjo kot so frekvence, do katerih se uporablja priključek. Po tem valovodu se valovanje ne more širiti. Odbojnost v takšno strukturo je po absolutni vrednosti enaka 1, faza pa se s frekvenco obnaša tako, kot da bi bila na koncu linije priključena frekvenčno odvisna kapacitivnost.

V valovodni tehniki pa odprtih sponk tudi na tak način ni mogoče realizirati. Zato jih izvedemo z  $\lambda/4$  odmaknjenim kratkim stikom. Seveda pa se narava ne pusti goljufati na tako cenen način, takšen element ima značaj odprtih sponk le pri eni frekvenci, v splošnem se mu odbojnost s frekvenco spreminja po obodu Smithovega diagrama. Takim 'odprtim sponkam' zato raje rečemo odmaknjen kratek stik. Posebej pri kalibriranju analizatorjev z valovodnimi priključki se pogosto namesto odprtih sponk, kratkega stika in prilagojenega bremena uporabljajo trije različno odmaknjeni kratki stiki. Enostavno jih je izdelati, njihova vhodna odbojnost pa je natančno izračunljiva iz frekvence in mehanskih mer, zato so tako rekoč idealne odbojnostne normale.

#### **5.5.8.5. Neprilagoditvene normale**

Te normale se v glavnem uporabljajo kot verifikacijske normale. Imajo namreč definirano neubranost, torej absolutno vrednost odbojnosti. Izdelane so na enak način kot brezodbojna bremena, le da breme na koncu valovoda ni brezodbojno, temveč ima predpisano odbojnost. Vhodna odbojnost v takšno strukturo se torej s frekvenco vrti po krogu konstantne neubranosti. Seveda bi bilo to res v idealnem primeru, v resnici pa razmerje stojnega vala ni konstantno zaradi reaktanc nezveznosti in torej 'opleta' okrog nominalne vrednosti. Zato je uporaba teh elementov v verifikacijske namene omejena predvsem na nižje frekvence.

#### **5.5.9. Preostali pogreški in verifikacija merilnika**

Pogreške delimo v sistematske in naključne. Naključni pogreški pri merjenju z analizatorji vezij niso v načelu nič drugačni kot pri ostalih meritvah v elektroniki. Vpliv naključnih pogreškov zmanjšamo s ponavljanjem meritev, sodobni merilniki praviloma ponavljajo meritve nekaj desetkrat. Ključni del pogreškov pa pri merjenju z analizatorji vezij kljub korekciji še vedno izvira iz sistematskih pogreškov, zato si oglejmo vzroke teh preostalih sistematskih pogreškov.



Večji del preostalih sistematskih pogreškov, ki jih nikakor ne moremo odstraniti, izvira iz nelinearnosti merilnika. Pri opisu analizatorja in kalibracijskih metod smo vseskozi predpostavljali, da je merilnik linearen, kar seveda ni res, saj je na vhodu sestavljen iz elektronskih vezij. Nelinearnost se popravlja tako, da se pri analogno digitalni pretvorbi uporablja linearizacijska transformacijska tabela, ki jo v merilnik vgradi proizvajalec. Kljub temu pa ocenjujemo mejo absolutnega pogreška, ki je posledica nelinearnosti, na nekaj tisočink, recimo na  $|\Delta M| < 0,005$ .

Sistematski pogreški so tudi posledica pogreškov pri kalibraciji, torej pri določanju pogreškovnega vezja. Za te pogreške je več vzrokov. Najpomembnejši je, da se v kalibracijskem postopku uporabljeni parametri normal razlikujejo od resničnih parametrov normal. Za to sta dva vzroka. Prvi je, da poznamo parametre normal le do določenega pogreška natančno, drugi pa tiči v neponovljivosti priključevanja. Posledice obeh so kvantitativno primerljive, pri obravnavi pa jih lahko strpamo v isti koš in govorimo o pogreških normal. Če ima denimo breme, za katerega smo pri kalibraciji privzeli, da je brezodbojno, odbojnost  $\Delta \Gamma$  in ne 0, kakor zahteva kalibracijski algoritem, potem je  $\Delta \Gamma$  pogrešek brezodbojne normale. Pri tem je čisto vseeno, ali je ta odbojnost posledica umazanih priključkov ali slabe izvedbe brezodbojnega bremena. Tako kalibriran merilnik bo 'škilil' - meril bo parametre  $S$ , normirane na impedanco uporabljene normale in ne na brezodbojno impedanco, tovrstnemu pogrešku reflektometra smo v poglavju o primitivnem reflektometru rekli smernost. Podobno bi lahko ugotovili za vse kalibracijske normale, da vnašajo s svojimi pogreški pogreške v pogreškovno vezje in posledično v meritve.

Podobno, kot smo sestavili pogrešek primitivnega reflektometra, bi lahko sestavili tudi preostali pogrešek reflektometra in tudi analizatorja vezij. Pogreški imajo enako ime, le da jim pritaknemo še prilastek preostali (*residual*), torej preostala smernost, preostala prilagoditev izvora, preostali pogrešek odbojnosti. Seveda so preostali pogreški bistveno manjši od pogreškov primitivnega reflektometra. Pogreški nekaterih normal bolj vplivajo na ene in drugih na druge pogreške. V prejšnjem odstavku smo denimo ugotovili najpomembnejši vzrok preostale smernosti merilnika, to je pri vseh kalibracijskih metodah pogrešek brezodbojne normale. Pogreški normal z veliko neubranostjo vplivajo bolj na pogreške na robu Smithovega diagrama, torej na preostalo prilagoditev izvora in preostali pogrešek odbojnosti. Ni si težko predstavljati, da bi bilo treba za kvantitativno oceno vpliva pogreškov normal na pogreške pogreškovnih vezij študirati vsako kalibracijsko metodo posebej. Študij vpliva pogreškov normal v okviru posameznih kalibracijskih metod presega okvir tega učbenika. Vendar je bilo doslej povedanega dovolj, da si lahko bralec sam ustvari vsaj kvalitativno sliko o vplivu posameznih normal na pogrešek pogreškovnega vezja in posledično na pogrešek merilnika.

Pri visokih frekvencah je ponovljivost priključkov ključni problem pri meritvah, zato posvetimo tej temi še nekaj pozornosti. Čim višje frekvence merimo, tem bolj važno je, da so priključki čisti in mehansko nepoškodovani. Nepogrešljivo orodje pri merjenju je zato lupa, čistilne palčke in izopropilni alkohol za čiščenje ter rokavice, ki preprečujejo odtise mastnih rok na neprimernih mestih. Kadar gre pri visokofrekvenčnih meritvah kaj narobe, mora inženir vedno najprej pomisliti na to, da so priključki umazani ali celo poškodovani.

Pogreškovno vezje je treba seveda določiti za vsako frekvenco posebej, frekvenčnih točk je od nekaj deset do nekaj sto. Zaradi praviloma dolgih priključnih kablov je spreminjanje faze (in zato odvisnost parametrov pogreškovnega modela) s frekvenco zelo strmo. Normale, ki jih priključujemo zaporedoma, morajo biti zato izmerjene vedno pri enakih frekvencah in seveda mora biti pri enakih frekvencah kot kalibracija izvedena tudi meritev parametrov  $S$ . Ponovljivost nastavljanja frekvence generatorja torej bistveno vpliva na natančnost določanja pogreškovnega modela, zato se za generatorje uporabljajo izključno frekvenčni sintetizatorji.

Nekajkrat smo pri opisovanju kalibracijskih metod že omenili referenčno ravnino priključkov. Dokler imamo opravka s standardnimi priključki, so stvari glede referenčne ravnine jasne, za to, da bo vse v redu, poskrbita proizvajalca priključkov in kalibracijskih normal. Pri nestandardnih priključkih pa se utegne stvar zaplesti. Za zgled omenimo tranzistor kot element vezja. Kot bomo videli v poglavju 6.5.1, potrebujemo za načrtovanje malosignalnega tranzistorskega ojačevalnika njegova parametre  $S$ . Lahko jih poda proizvajalec, lahko jih izmerimo sami. Obakrat se pojavi isto vprašanje: kako je definirana referenčna ravnina podanih parametrov? Kadar parametre merimo sami, moramo sami definirati tudi referenčno ravnino, skupaj s priključno linijo. Priključna linija bo pogosto mikrotrakasta linija z impedanco 50 ohmov, referenčno ravnino izberemo tako, da bo najbolj praktična za priključevanje tranzistorja v (prilagodilno) vezje. Važno je le, da sta **referenčni ravnini pri merjenju in priključevanju v vezje enaki**, in temu ustrezno je treba izdelati pomožne priključke za merjenje parametrov. Kadar uporabljamo proizvajalčeve parametre, se moramo zanesti na skico, s katero proizvajalec definira referenčni ravnini na vhodu in izhodu. Če skice ni ali je nejasna, so podani parametri praviloma neuporabni.

No, merilnik smo bolj ali manj natančno umerili. Vendar se glede na vse doslej povedano v tem poglavju (pa tudi v vseh prejšnjih) lahko upravičeno vprašamo: Ali je kalibracija uspela, ali pa je šlo kaj od mnogih stvari narobe in imamo pred sabo neumen stroj, vreden desetine milijonov, ki bo dajal od sebe povsem napačne rezultate meritev?

Pravilo, ki nam pomaga odgovoriti na to vprašanje in ki ga ne smemo nikoli pozabiti, se glasi: merilnik je treba **verificirati po vsaki kalibraciji**. To pomeni, da se moramo na dodaten, od kalibracijske metode neodvisen način prepričati, da je kalibracija uspela. Načinov je veliko, nekaj jih

bomo našteli, spreten inženir se bo katerega domislil tudi sam. Načini verifikacije so namreč odvisni od normal, ki jih imamo na razpolago, zato je treba pri verifikaciji včasih tudi improvizirati.

Naštejmo nekaj možnih verifikacij merilnika.

Pri kalibracijskih metodah TMR, TRL, LRL in RSOL pri kalibraciji uporabljamo tudi normale, ki jih ni treba natančno poznati. To so bodisi normala R, pa dolžina kalibracijske linije, pa recipročni prehod. Med kalibracijo poleg parametrov pogreškovnega vezja določimo tudi parametre teh normal. Vendar uporabljene normale v večini primerov kljub temu dobro poznamo. Za normalo R običajno uporabimo odprte sponke ali kratek stik, tudi kalibracijskih linij se običajno po laboratoriju ne tare, tako da prav vsako temeljito poznamo, prav tako prehode z enih priključkov na druge. Če na koncu kalibracije pogledamo stranski rezultat, ki podaja te parametre, jih lahko primerjamo z našim védenjem o njih. Če je oboje med sabo skregano, kalibracija gotovo ni uspela, treba je samo še ugotoviti, zakaj. Kot smo že omenili, pa je vzrok ponavadi v umazanih ali poškodovanih priključkih.

Pri metodi TOSL te možnosti nimamo, tam so čisto vse kalibracijske meritve namenjene določanju pogreškovnega vezja. Za verifikacijo merilnika moramo torej opraviti vsaj eno meritev s še ne uporabljeno normalo. To utegne biti težavna naloga, saj je ravno ta metoda znana kot potratna glede porabljenih normal. No, nekaj jih je še ostalo. Omenimo odsek prilagojene linije, ki je pri tej kalibraciji ne potrebujemo. Tudi odsek linije (ni treba, da je idealno prilagojena, zadošča, da ima majhne izgube) zaključen s kratkim stikom je odličen verifikacijski standard. Vhodna odbojnost v tako strukturo se namreč s frekvenco 'sprehaja' skoraj natanko po obodu Smithovega diagrama (zakaj, naj ugotovi bralec sam), zato je primerna normala za testiranje preostale prilagoditve izvora. Vsak sistematski pogrešek pri določanju pogreškovnega vezja se zelo dramatično pokaže tako, da krog merjene odbojnosti sega preko roba Smithovega diagrama. Omenimo tudi linijo s stopničastim potekom karakteristične impedance, ki je sploh namenjena predvsem verifikacijskim meritvam. Vse verifikacijske metode, navedene v tem odstavku, so seveda uporabne tudi za verifikacijo ostalih kalibracijskih metod.

No, merilnik smo verificirali, zdaj lahko končno začnemo z njim početi to, čemur je namenjen, namreč meriti.

Vsi pogreški, razen pogreškov normal, se na enak način pojavljajo pri merjenju, kakor so se pojavljali pri kalibraciji. Zato ponovljivost stikov, nelinearnost merilnika, ponovljivost nastavljanja frekvence tudi med merjenjem vnašajo pogreške. K tem pogreškom pa se pritakne še nekaj novih in sicer zato, ker začne pri merjenju igrati vlogo tudi čas, o katerem pri kalibraciji nismo govorili, predpostavljali smo, da pač kalibracijo opravimo hitro.

Pogrešek merjenja, ki je posledica naključnih pogreškov merilnika, učinkovito zmanjšamo s (kazalčnim) povprečenjem meritev. Lahko si 'privoščimo' tudi več deset ali stokratno ponavljanje meritev, večino časa pri merjenju namreč porabimo za priključevanje normal ali merjenca, sama meritev pa poteka zelo hitro.

Na pogreške pri dolgotrajnem merjenju dodatno vpliva spreminjajoča se temperatura okolice in sicer na dva poglobitna načina. Prvi in pomembnejši je, da se s temperaturo okolice spreminjajo električne lastnosti priključnih kablov merilnika. Kabli so dolgi približno en meter in pri tej dolžini tudi zelo majhne spremembe električnih lastnosti pri visokih frekvencah hitro nanesejo spremembo faze v razredu nekaj stopinj, kar pomeni neposredno spremembo pogreškovnega vezja merilnika, to pa seveda odločilno vpliva na natančnost meritve. Druga posledica sprememb temperature je lezenje elektronike, ki ima prav tako za posledico spremembo pogreškovnega vezja. Vendar je pogrešek zaradi lezenja pri sodobnih analizatorjih majhen.

Vse skupaj pa vendarle pomeni, da je treba merilniku občasno pogledati pod prste in preveriti, ali je še vedno dovolj natančen za meritve, ki jih opravljamo. Kolikokrat to storiti pa je odvisno od tolikih vzrokov, da se ne da predpisati časa. Merilec mora presoditi okoliščine in se odločiti v vsakem primeru posebej.

Omenimo še, da je idealna normala za verifikacijo, da se merilnik s časom ni 'odpeljal' predaleč, meritev sklenjenih vrat. Za priključitev je od vseh prevajalnih normal najbolj preprosta (če jo le priključki dopuščajo), vedno je na razpolago in tudi njenih parametrov si ni težko zapomniti.

### **5.5.10. Odbojnost v časovnem prostoru**

Odziv na enotino stopnico ali na enotin impulz v časovnem prostoru nam lahko včasih o lastnostih merjenca pove veliko več kot še tako natančno izmerjeni parametri  $S$  v frekvenčnem prostoru. To velja predvsem za študij prehodov, pri katerih igra pomembno vlogo mesto in model nezveznosti. Določanje mesta poškodbe kabla pa je sploh tipičen, vsem znan zgled uporabe opazovanja odziva dvopola na enotino stopnico v časovnem prostoru.

Če vzorčevalnik vzorčevalnega osciloskopa namestimo na linijo, ki jo na eni strani vzbujaemo z vlakom pravokotnih impulzov, na drugi strani pa je obremenjena z dvopolom, bomo na zaslonu osciloskopa lahko opazovali stacionarno stanje ponavljajočih se odzivov dvopola na enotino stopnico. Pogoji, da bo časovna ločljivost metode primerna za karakterizacijo visokofrekvenčnih lastnosti merjenca je, da mora biti eden izmed bokov ponavljajoče se stopnice primerno strm in da je osciloskop sinhroniziran na ta bok. Pogoji, da bodo odzivi res kvazistatični pa je, da morajo biti časovne konstante opazovanega dvopola bistveno krajše od periode ponavljajoče se stopnice.

Za opazovanje odziva v časovnem prostoru potrebujemo torej generator zelo strmih ponavljajočih se stopnic in vzorčevalni osciloskop z visoko zgornjo mejno frekvenco. Lahko pa uporabimo tudi vektorski analizator vezij. Poglejmo si, zgolj načelno, kako.

Kot vemo, je Fourierov transform odziva na enotin impulz enak prevajalni funkciji sistema. Posamezen parameter  $S$  je prevajalna funkcija, ki povezuje odbiti val z vpadnim valom. Inverzni Fourierov transform parametra  $S$  je torej odbojnostni ali prevajalni odziv na enotin impulz v časovnem prostoru, njegov integral pa odziv na enotino stopnico. V času zmogljivih računalnikov, hitre Fourierove transformacije in natančno izmerjene prevajalne funkcije z avtomatskim analizatorjem vezij se torej sama ponuja možnost, določiti iz odziva v frekvenčnem prostoru odziv v časovnem prostoru. Vektorski analizatorji to možnost kot opcijo resnično ponujajo. Opozoriti velja le na nekaj stvari.

Ker izmerjeni parametri  $S$  niso zvezna funkcija frekvence, saj jih izmerimo pri končnem številu diskretnih frekvenc, izmerimo pravzaprav diskretni Fourierov transform za pozitivne frekvence. Za realna vezja lahko določimo tudi vrednosti transformata pri negativnih frekvencah. Če želimo določiti inverzni transform pa morajo biti frekvence po frekvenčni osi porazdeljene ekvidistantno za pozitivne in negativne frekvence. To pa bo res le v primeru, če bodo frekvence, pri katerih merimo parametre  $S$ , v celoštevilčnem zaporedju  $nf_0$ , začenši z  $n=1$ . Prav tako z analizatorjem praviloma ne moremo izmeriti odziva pri frekvenci 0, ki ga pri določanju inverznega transformata tudi potrebujemo. Pri odzivu na enotin impulz ga sicer interpoliramo iz ostalih vrednosti in običajno ne prinese omembe vrednega pogoška. Drugače pa je pri določanju odziva na enotino stopnico. Ker gre za integral, se lahko napaka zelo poveča, zato je določanje odziva na enotino stopnico iz odbojnosti trd oreh.

V podrobnosti določanja odziva v časovnem prostoru pa se ne bomo spuščali. Problemi so sorodni onim pri vzorčevanju v časovnem prostoru in pravzaprav niso problemi meritev, temveč problemi procesiranja merilnih rezultatov.

## 5.6. Merjenje absolutnih vrednosti parametrov $S$

### 5.6.1. Skalarni analizator vezij

Pogosto nas za nekatere elemente sistemov ne zanimajo popolni parametri  $S$ , temveč zgolj njihove absolutne vrednosti. To so denimo slabilniki, pa filtri in antene in ojačevalniki. Ti elementi bodo v sistemu postali del verige in pogosto je s systemskega stališča načrtovanja takšne verige potrebno za sestavne dele zagotoviti zgolj to, da so absolutne vrednosti nekaterih parametrov v predpisanih

mejah. Najvažnejši parameter je običajno neubranost  $\rho$  na vhodu v element. Če je element dvopol (denimo antena ali breme), velja

$$\rho = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}, \quad (5.72)$$

torej je dovolj da izmerimo absolutno vrednost odbojnosti. Če je element četveropol, je pomemben podatek vhodna oziroma izhodna neubranost pri prilagojenem izhodu oziroma vhodu. Ta podatka sta s parametri  $S$  povezana takole

$$\rho_{vh} = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|}$$

$$\rho_{izh} = \frac{1+|S_{22}|}{1-|S_{22}|} \quad (5.73)$$

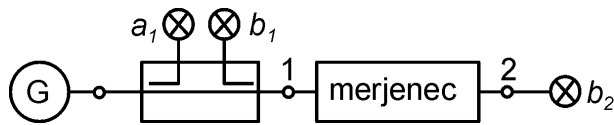
Kadar za slabilnik podajamo ‘slabljenje’ (ki je razmerje med močjo na vhodu in močjo na izhodu četveropola) ali za ojačevalnik ‘ojačenje’ (ki je razmerje med močjo na izhodu in močjo na vhodu četveropola) in pri tem nič ne povemo, za katere moči gre (razpoložljive, dejanske) in pri kakšnih odbojnostih (generatorja, bremena), je v navadi, da je z močjo na vhodu mišljena moč, ki jo nosi vpadni val v vrata 1 in z močjo na izhodu moč, ki jo nosi val, ki izhaja iz vrat 2 in sicer pri prilagojenem izhodu. To razmerje pa je določeno z  $|S_{21}|^2$ , podaja pa se navadno v dB. Za slabljenje torej velja  $A = -20 \log |S_{21}|$  in za ojačenje  $G = 20 \log |S_{21}|$ .

Merjenje faze, ki je potrebno pri analizatorjih vezij, zelo podraži merilnik. Merilniki, ki ne merijo faze, so zato lahko občutno cenejši od analizatorjev vezij. Ker v nasprotju z analizatorji vezij, ki merijo ‘vektorsko’, merijo zgolj ‘skalarno’, se jih je (spet z ozirom na izvor instrumentov iz dežel, kjer govorijo angleško) oprijelo ime skalarni analizatorji vezij, meritvam pa običajno rečemo skalarne meritve.

Blokovna shema skalarnega analizatorje vezij se v načelu nič ne razlikuje od, denimo, tridetektorskega analizatorja na sliki 5.27. Razlike se pokažejo šele na izvedbeni ravni. Možne so seveda najrazličnejše konfiguracije, najpopolnejša je takšna, kakršno smo opisali za tridetektorski analizator, le da merilnik meri zgolj absolutne vrednosti parametrov. Mi pa opišimo le najpreprostejšo izvedbo.

Namesto ozkopasovnega sprejemnika z večkratnim mešanjem lahko uporabimo kar širokopasovni diodni detektor, v principu tak, kakršnega smo spoznali že pri merjenju moči. Za merjenje prevedenega vala se priključi detektor kar na izhodna vrata merjenca. Manjkajo tudi stikala, ki preklaplajo generator iz vhoda na izhod merjenega četveropola, za merjenje vzvratnih parametrov

moramo pač ročno obrniti merjeni četveropol. Blokovna shema tako oskubljenega merilnika je na naslednji sliki (Sl. 5.34)



Sl. 5.34 Najpreprostejši skalarni analizator vezij

S skalarnim analizatorjem merimo v principu enako kot s primitivnim vektorskim analizatorjem. Naj  $M_r$  pomeni odčitek pri merjenju odbojnostnih (*reflection*) parametrov in  $M_t$  odčitek pri merjenju prevajalnih (*transmission*) parametrov, torej

$$M_r = \frac{b_1}{a_1} \quad M_t = \frac{b_2}{a_1}. \quad (5.74)$$

Merjene parametre iz odčitkov določimo na sledeč način:

$$\begin{aligned} S_r &= k_r M_r \\ S_t &= k_t M_t \end{aligned} \quad (5.75)$$

Konstanti  $k_r$  in  $k_t$  določimo s kalibracijo, ki poteka podobno kot kalibracija primitivnega analizatorja vezij. Več o kalibraciji bomo povedali v naslednjem razdelku.

## 5.6.2. Pogreški skalarnega analizatorja

Pogreške bomo razdelili v tri tipe:

- pogreški pri merjenju odbojnosti
- pogreški pri merjenju odbojnostnih parametrov četveropolov in
- pogreški pri merjenju prevajalnih parametrov četveropolov.

### Pogreški pri merjenju odbojnosti.

Meritev odbojnosti dvopolov poteka podobno kot s primitivnim reflektometrom, saj sedaj zaradi skalarnih meritev nimamo možnosti natančno določiti pogreškovnega vezja merilnika. Če kalibriramo skalarni reflektometer z eno odbojnostno normalo, denimo s kratkim stikom, je ocena pogreškov enaka, kot smo jo podali z enačbo 5.38. Za tokratno rabo jo napišimo malo drugače:

$$|\Delta\Gamma| \leq |a| + |b||\Gamma| + |c||\Gamma|^2 \quad (5.76)$$

Pri vektorskih analizatorjih se nismo ukvarjali s parametri pogreškovnega vezja, saj smo jih določili s kalibracijo. Sedaj pa so parametri pogreškovnega vezja ključni za natančnost meritve, zato si jih oglejmo bolj podrobno.

Od merjene odbojnosti neodvisni del pogreška, ki ga prispeva člen  $|a|$ , je zelo enostavno interpretirati in določiti<sup>1</sup>. Priključimo na merilnik brezodbojno normalo, pa ne bo pokazal odbojnosti 0, temveč  $|a|$ . To je smernost reflektometra, na detektor odbitega vala  $b_l$  se sklaplja samo neželeni val, zelenega smo z brezodbojno normalo postavili na 0. Pri skalarnih analizatorjih je smernost reflektometra ključnega pomena za natančnost meritve, tega dela pogreška namreč nikakor ne moremo odstraniti iz meritve.

Pač pa lahko zmanjšamo drugi del pogreška. V ta namen kalibrirajmo merilnik ne z eno, temveč z dvema odbojnostima z enako absolutno vrednostjo in nasprotno fazo (s kratkim stikom in odprtimi sponkami). Konstanto merilnika  $k_r$  postavimo kot srednjo vrednost med obema konstantama. Pokazati se da, da pri takem kalibriranju zelo zmanjšamo člen  $|b|$  v enačbi 5.76., člena  $a$  in  $c$  pa ostaneta enaka. Tako postavljena konstanta merilnika  $k_r$  ustreza  $k_r = \frac{1}{B}$  iz poglavja 5.5.1.2. Torej smo že nekoliko zmanjšali celotni pogrešek, večji del preostalega pogreška je sedaj odvisen od kvadrata merjene odbojnosti, pogledjmo si približno relacijo

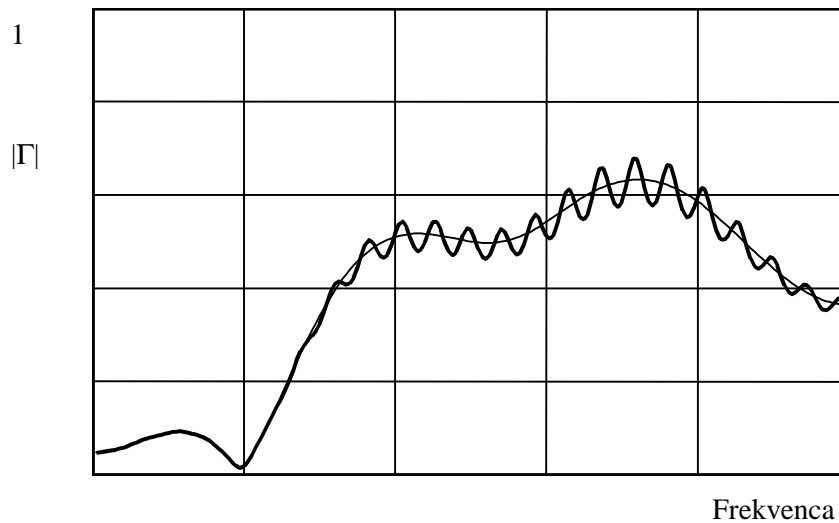
$$|\Gamma_m| \cong |\Gamma + a + c\Gamma^2| = |a + \Gamma(1 + c\Gamma)|. \quad (5.77)$$

Iz enačbe je razvidno, da igra pri seštevanju pogreškov najvažnejšo vlogo faza merjene odbojnosti, ki je sicer res ne merimo, toda pogreški se kljub temu seštevajo kot kompleksna števila. Ta del pogreška lahko zmanjšamo tako, da pri merjenju priključimo merjenec na merilnik preko precizne linije brez izgub. Ker so členi  $a$ ,  $b$  in  $c$  predvsem posledica neidealnosti resničnih električnih vezij, so zvezne in tudi pohlevne funkcije frekvence. Če pri merjenju merjeno odbojnost prisilimo k temu, da se ji bo s frekvenco hitro sukala faza, in natančno to storimo, če merimo odbojnost preko primerno dolge linije, bo člen  $c\Gamma$  v oklepaju v enačbi 5.77 s spreminjanjem frekvence v kompleksni ravnini 'krožil' okrog 1. Na prikazovalniku skalarnega merilnika bo rezultat (če zanemarimo člen  $a$ , za katerega pa smo že rekli, da mora biti majhen) 'opletal' okrog  $|\Gamma|$  in zelo dober približek absolutne vrednosti odbojnosti bo srednja vrednost med obema vrednostima, med katerima opleta merilni rezultat. S tem postopkom pa smo skoraj popolnoma odstranili še pogrešek zaradi člena  $c$ . Tipičen frekvenčni potek absolutne vrednosti odbojnosti, transformirane preko linije, prikazuje slika 5.35. Opazno je, da je razmah opletanja proporcionalen absolutni vrednosti odbojnosti in pri majhnih

<sup>1</sup> Glej tudi Zgled 21.



neubranostih skoraj izgine. Tanka črta prikazuje pravo vrednost absolutne vrednosti merjene odbojnosti.



Sl. 5.35 Potek absolutne vrednosti odbojnosti izmerjene preko brezizgubne linije

#### Pogreški pri merjenju odbojnostnih parametrov četveropolov

Ko z merilnikom merimo odbojnostne parametre, merimo v resnici vhodno odbojnost v četveropol, ki je na nasprotnih vratih zaključen z določeno impedanco. Samo kadar je ta impedanca ravno  $Z_k$  (brezodbojnost), na katero želimo da bi bili normirani parametri  $S$ , bo vhodna odbojnost v resnici odbojnostni parameter četveropola, sicer pa bo odbojnost zaključitvene impedance v meritev vnesla pogrešek. Pri vektorskih analizatorjih tega dejstva nismo posebej poudarjali, saj smo tam neobdelane meritve preko pogreškovnega vezja transformirali v natančne parametre  $S$  in bi bil tak komentar le brez potrebe zapletel razlago. Pri skalarnih merilnikih pa se temu pogrešku ne moremo izogniti. V pomoč pri oceni tega pogreška nam bo vhodna odbojnost v obremenjen četveropol, ki smo jo določili že v zgladu (Zgled 5 Močnostno ojačenje četveropola, enačba 2.22). Če enačbo obrnemo, dobimo

$$S_{11} = \Gamma_{vh} - \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_b}{1 - \Gamma_b S_{22}} \quad (5.78)$$

Drugi člen v enačbi predstavlja pogrešek meritve. Čeprav absolutna vrednost odbojnosti bremena (ki je v našem primeru odbojnost detektorja  $b_2$ ) ni nič, pa vendar velja, da je majhna, saj gre za merilno opremo. Zato s premislekom ugotovimo:

- Kadar merimo četveropole z majhno absolutno vrednostjo prevajalnih parametrov (slabilnik), smemo vpliv drugega člena brez slabe vesti zanemariti.

- Bolj previden je treba biti pri merjenju četveropolov z majhnim slabljenjem (filter v prepustu!). Dajmo jih vse v en koš in ocenimo

$$\Delta S_{ii} < |\Gamma_b|$$

### Pogreški pri merjenju prevajalnih parametrov četveropolov

Za merjenje prevajalnih parametrov določimo konstanto  $k_r$  običajno s sklenitvijo vrat, nič pa ni narobe, če pri enakih priključkih uporabimo tudi prehod brez izgub ('palčko').

Glede pogreškov se zadovoljimo z ugotovitvijo, da je pri merjenju realnih četveropolov s skalarnim analizatorjem vezij umestno zanemariti pogrešek pri merjenju prevajalnih parametrov. Ugotovitev sloni na oceni, da je detektor  $b_2$  običajno dobro prilagojen, prav tako je običajno dobro prilagojen tudi izhod reflektometra (*source match*) (glej tudi poglavje 5.5.1.2), razmeroma dobro pa so običajno prilagojeni tudi merjeni četveropoli. Utemeljitev povedanega prepustimo bralcu, ker pot do nje ni niti težka niti dolgotrajna. Za utemeljitev priporočamo uporabo standardnega pogreškovnega vezja s slike 5.20.

## 5.7. Merjenje frekvence

Pojem frekvence je ozko povezan s periodičnimi signali in s tem s časom, saj velja

$$f = \frac{1}{T} \quad (5.79)$$

pri čemer smo s  $T$  označili periodo. Meritve časa s pomočjo atomskih ur so danes najnatančnejše meritve sploh. Frekvenca  $f$  iz enačbe 5.79 je osnovna frekvenca periodičnega signala in le za harmonične signale tudi edina frekvenca, ki je prisotna v spektru periodičnega signala.

Za merjenje visokih frekvenc včasih izkoriščamo tudi dejstvo, da je frekvenca povezana tudi z dolžino, saj velja

$$f = \frac{v_f}{\lambda} \quad (5.80)$$

pri čemer je  $v_f$  fazna hitrost in  $\lambda$  valovna dolžina.

### 5.7.1. Mehanski merilniki frekvence

#### 5.7.1.1. Resonatorski merilnik

Za merilnik frekvence lahko uporabljamo kratek odsek valovoda, na katerega je rahlo sklopljen resonator, ki ga vstavimo med generator in detektor. Princip meritve je sledeč:

V resonatorju, ki ga vzbujamo s signalom s frekvenco, ki je različna od njegove resonančne frekvence, se ne more razviti stojni val in za valovod, na katerega je sklopljen, predstavlja zgolj reaktivno obremenitev. Odziv detektorja torej narekuje prevajalni parameter odseka valovoda, ki je pohlevna funkcija frekvence. Ko pa je frekvenca vzbujanja enaka resonančni frekvenci, se v resonatorju razvije stojni val, izgube v stenah resonatorja narastejo, kar pomeni, da resonator za valovod, na katerega je sklopljen, predstavlja realno obremenitev. Absolutna vrednost prevajalnega parametra resonančnega merilnika se pri resonančni frekvenci zato zmanjša. Odziv detektorja v odvisnosti od frekvence generatorja vsebuje značilno resonančno krivuljo, obrnjeno na glavo, mesto vdolbine na frekvenčni osi narekuje resonančna frekvenca resonatorja.

Da bo merilnik uporaben za merjenje frekvenc, mora imeti resonator veliko kvaliteto, takrat bo resonančna krivulja ozka in resonančno frekvenco bo možno natančno odčitati. Kvalitete valovodnih resonatorjev so velikostnega razreda  $10^4$ , torej je relativni pogrešek meritve razreda  $10^{-4}$ . Seveda mora biti resonančna frekvenca resonatorja nastavljiva. To je izvedeno tako, da spreminjamo lego ene izmed stranic valovoda. Drsnik je povezan z vijakom in opremljen z merilom za resonančno frekvenco.

Kadar s takim merilnikom merimo frekvenco, mu s primerno hitrostjo spreminjamo resonančno frekvenco in opazujemo odziv detektorja. Odziv detektorja se počasi spreminja, nato pa, ko z resonančno frekvenco 'zadenemo' frekvenco generatorja, silovito upade.

### 5.7.1.2. Merjenje frekvence z merilno linijo

Z merilno linijo lahko merimo valovno dolžino signala, saj je razdalja med dvema minimumoma enaka polovični valovni dolžini.

Če je merilna linija koaksialna, se na njej razširja TEM val, zato velja

$$f = \frac{c}{\lambda}$$

Če je merilna linija valovodna, velja disperzijska enačba  $\beta = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_k}{\omega}\right)^2}$  iz katere ni težko

izpeljati enačbe

$$f = c \sqrt{\frac{1}{\lambda^2} + \frac{1}{\lambda_k^2}}$$

Z  $\lambda$  smo obakrat označili izmerjeno valovno dolžino, z  $\omega_k$  in  $\lambda_k$  pa kritično frekvenco oziroma kritično valovno dolžino, ki je odvisna od prečnega prereza valovoda. Obakrat nastopa v enačbah tudi  $c$  za svetlobno hitrost.

Ta metoda je primerna le za merjenje visokih frekvenc, saj bi bila merilna linija za merjenje valovne dolžine signalov nizkih frekvenc, denimo pod 100 MHz, predolga.

## 5.7.2. Števci frekvence

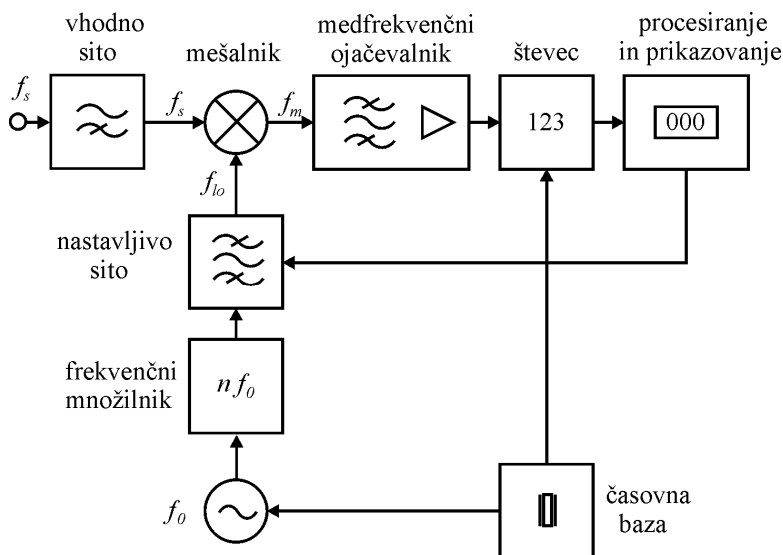
Števci frekvence so nedvomno najnatančnejše orodje za merjenje frekvenc, bodisi nizkih, bodisi visokih. Visokofrekvenčni števci imajo le eno hibo, so namreč zelo dragi. Prav zato se včasih za merjenje frekvence še vedno uporabljajo mehanski merilniki, predvsem resonatorji.

Števci frekvence običajno štejejo število prehodov signala preko ničle v časovni enoti, ali pa štejejo število pretečenih časovnih enot med dvema prehodoma signala preko ničle. Modifikacija drugega principa je, da pred merjenjem z delilnikom frekvence signala povečamo periodo in s tem tudi število časovnih enot v periodi in tako zmanjšamo napako štetja.

Žal vse te zasnove za neposredno merjenje visokih frekvenc odpovedo, ker so elektronska vezja za izpolnjevanje takih nalog prepočasna. Frekvenco signala je treba zato najprej pretvoriti v nižjo frekvenco in jo šele potem določiti po enem izmed prej omenjenih načinov. V tem poglavju si bomo ogledali dve zasnovi pretvorbe.

### 5.7.2.1. Heterodinski pretvornik

Blokovna shema heterodinskega pretvornika je na sliki 5.36.



Sl. 5.36 Zasnova heterodinskega merilnika frekvence

Visokofrekvenčni signal s frekvenco  $f_s$  presejemo s primernim vhodnim sitom, na mešalniku zmešamo s signalom lokalnega oscilatorja s frekvenco  $f_{lo}$  in dobljeni signal s frekvenco  $f_m$  presejemo in ojačimo s pasovnim ojačevalnikom. Signalu iz mešalnika običajno rečemo medfrekvenčni signal,

njegovi frekvenci vmesna frekvenca ali pogosto kar medfrekvenca, pasovnemu ojačevalniku pa medfrekvenčni ojačevalnik ali medfrekvenčno sito. Tak sklop je v telekomunikacijah zelo pogosto uporabljan v mnogih različicah in se imenuje heterodinski (ali tudi superheterodinski) sprejemnik, odtod ime pretvornika. Na koncu s števcem izmerimo vmesno frekvenco in iz znane frekvence lokalnega oscilatorja, ki jo določa časovna baza, izračunamo frekvenco signala.

Pri superheterodinskem sprejemniku je običajno na vhodu nastavljivo pasovno sito, v našem primeru je na vhodu visoko sito.

Frekvence, ki jih dobimo iz mešalnika, so:

$$f_m = |f_s \pm f_{lo}| \quad (5.81)$$

Enačba je večlična, toda medfrekvenčno in vhodno sito superheterodinskega sprejemnika sta vedno izbrana tako, da velja v enačbi samo minus, torej je vmesna frekvenca razlika med frekvenco signala in frekvenco lokalnega oscilatorja, odtod ime medfrekvenca. Heterodinski pretvornik torej frekvenco pretvarja navzdol.

Toda s tem večličnosti še nismo čisto odpravili, sedaj je enačba takšna:

$$f_s = f_{lo} \pm f_m \quad (5.82)$$

V našem primeru jo obvladamo tako, da poskrbimo, da je frekvenca lokalnega oscilatorja vedno manjša od frekvence signala, zato velja v enačbi 5.82 znak plus.

Lokalni oscilator sestavljajo nizkofrekvenčni referenčni oscilator s frekvenco  $f_0$ , množilnik frekvence in nastavljivo pasovno sito. S tako zasnovo dobimo za mešanje na razpolago cel spekter višjih harmonskih frekvenc z natančno poznanimi frekvencami  $nf_0$ , nastavljivo pasovno sito pa poskrbi, da pride na mešalnik dejansko le ena izmed njih in da vemo, katera. Enačba 5.82 je za ta primer torej:

$$f_s = nf_0 + f_m \quad (5.83)$$

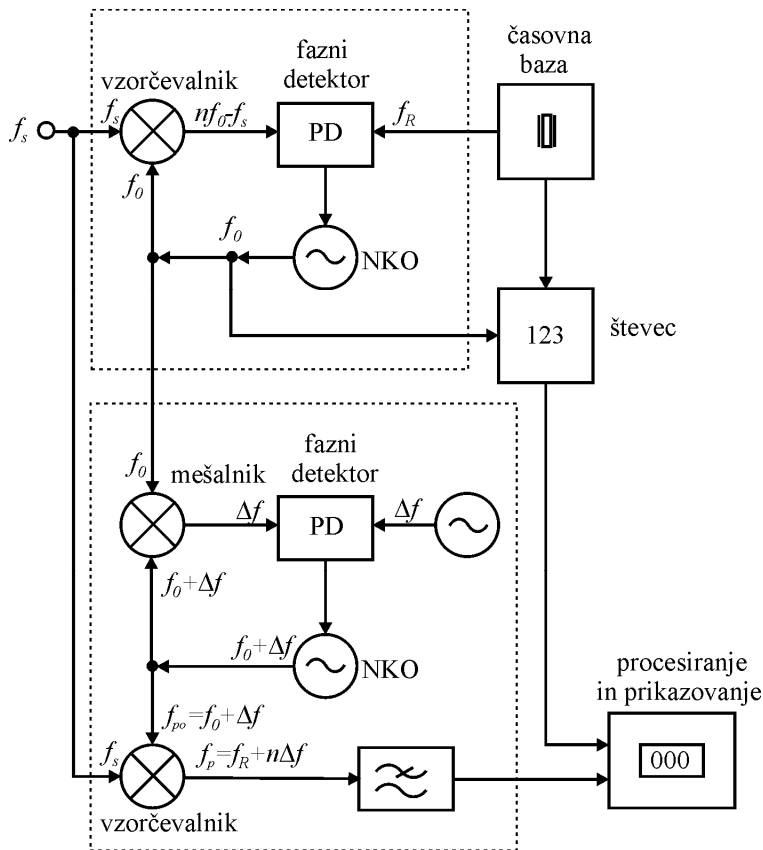
Pasovna širina  $B$  medfrekvenčnega ojačevalnika je malo večja od frekvence referenčnega oscilatorja  $f_0$ , njegovi mejni frekvenci pa označimo z  $f_{sp}$  in  $f_{zg}$ . Medfrekvenčni signal bo torej prišel na vhod števca le, če bo frekvenca medfrekvenčnega signala med  $f_{sp}$  in  $f_{zg}$ . Mejna frekvenca vhodnega visokega sita je enaka  $f_0 + f_{sp}$ . Meritev poteka avtomatsko, nastavljivo pasovno sito lokalnega oscilatorja se po vrsti nastavlja na harmonske frekvence referenčnega oscilatorja. Ko začne z  $n=1$ , je iz enačbe 5.83 razvidno, da pride na števec medfrekvenčni signal, če je frekvenca vhodnega merjenega signala med  $f_0 + f_{sp}$  in  $f_0 + f_{zg}$ . Če je frekvenca signala v tem območju, jo bo merilnik izmeril, sicer bo postavil  $n=2$  in 'pogledal', če je frekvenca merjenega signala med  $2f_0 + f_{sp}$  in  $2f_0 + f_{zg}$ . Ker je pasovna širina medfrekvenčnega ojačevalnika malo večja od frekvence  $f_0$  referenčnega oscilatorja, bo tako prečesal vse frekvenčno področje. Obenem je s tem postopkom zagotovljeno, da

bo takrat, ko se na števcu prvič pojavi medfrekvenčni signal, frekvenca lokalnega oscilatorja nižja od frekvence signala. Takrat merilnik izmeri frekvenco medfrekvenčnega signala in z enačbo 5.83 izračuna frekvenco merjenega signala.

Frekvenca referenčnega oscilatorja je običajno nekaj sto MHz in temu ustrezno malo večja mora biti glede na povedano v prejšnjem odstavku pasovna širina medfrekvenčnega ojačevalnika, da lahko 'ujame' vse možne frekvence. Merilnik torej ne more med seboj ločiti dveh signalov, katerih frekvenci se med seboj razlikujeta za manj kot teh nekaj sto MHz. Šumna pasovna širina je določena s pasovno širino medfrekvenčnega ojačevalnika in je zato velika. Tak števec ima torej majhno ločljivost in majhno občutljivost.

### **5.7.2.2. Pretvorba s fazno sklenjeno zanko**

Blokovna shema merilnika je na sliki 5.37. Lokalni oscilator s frekvenco  $f_0$  je napetostno krmiljeni oscilator. Uporabljeni mešalnik se od običajnega loči po tem, da daje na izhodu signal, ki vsebuje tudi mešalne produkte z več stotimi višjimi harmonskimi frekvencami lokalnega oscilatorja velikih amplitud. Takemu mešalniku rečemo vzorčevalnik (*sampler*). Signal iz vzorčevalnika je priključen na vhod faznega detektorja, na njegov drugi vhod je priključen referenčni oscilator iz časovne baze. Izhod iz faznega detektorja je vezan na vhod napetostno krmiljenega lokalnega oscilatorja vzorčevalnika. Ta fazno sklenjena zanka skrbi, da je frekvenca napetostno krmiljenega oscilatorja ravno pravšnja, da je mešalni produkt ene izmed harmonskih frekvenc lokalnega oscilatorja in frekvence vhodnega signala  $f_s$  enak frekvenci referenčnega signala  $f_R$  (zgornji del slike 5.37, enačba 5.85).



Sl. 5.37 Zasnova pretvorbe s fazno sklenjeno zanko

Enačbe mešanja so podobne onim v prejšnjem poglavju. Množilnik zaradi uporabe vzorčevalnika ni potreben, ker signal na izhodu iz vzorčevalnika že vsebuje produkte z višjimi harmonskimi komponentami lokalnega oscilatorja. Označimo z  $f_s$  frekvenco vhodnega signala, z  $f_m$  medfrekvenco in z  $f_{lo}$  frekvenco lokalnega oscilatorja, pa velja naslednja enačba vzorčevalnika (primerjaj tudi z enačbo 5.82) :

$$f_s = nf_{lo} \pm f_m \quad (5.84)$$

Fazno sklenjena zanka poskrbi, da je medfrekvenco  $f_m$  enaka referenčni frekvenci  $f_R$ . Produkt  $nf_0$  je lahko večji ali manjši od  $f_s$ , enoveljavnost predznaka zagotovi nesimetrični fazni detektor. Zaradi enostavnejše nadaljnje razlage se odločimo, da velja znak minus. V zgornjem delu slike 5.37 smo tudi frekvenco lokalnega oscilatorja označili z  $f_0$ . Velja torej

$$f_s = nf_{lo} - f_m = nf_0 - f_R \quad (5.85)$$

S števcem moramo izmeriti frekvenco  $f_0$  in določiti faktor  $n$ , pa lahko z uporabo enačbe 5.85 določimo frekvenco signala. Faktor  $n$  določimo tako, da merjeni signal frekvence  $f_s$  mešamo še na enem vzorčevalniku (spodnji del slike 5.37), tokrat s signalom lokalnega oscilatorja s frekvenco

$f_{po} = f_o + \Delta f$ . Označimo medfrekvenco tega vzorčevalnika z  $f_p$  in spet uporabimo enačbo vzorčevalnika 5.84, ki se za ta vzorčevalnik glasi

$$f_s = nf_{po} - f_p$$

Iz nje dobimo:

$$f_p = nf_{po} - f_s = n(f_o + \Delta f) - (nf_o - f_R) = f_R + n\Delta f. \quad (5.86)$$

Izmeriti je torej treba frekvenco  $f_p$  in iz znanih  $f_R$  in  $\Delta f$  določiti faktor  $n$ . Signal frekvence  $f_{po} = f_o + \Delta f$  dobimo iz napetostno krmiljenega oscilatorja, ki je vpet v fazno sklenjeno zanko, ki skrbi, da je razlika med njegovo frekvenco  $f_{po}$  in frekvenco signala  $f_o$  enaka frekvenci pomožnega oscilatorja  $\Delta f$ . Del merilnika, s katerim določamo faktor  $n$ , je na spodnjem delu slike 5.37.

Šumna pasovna širina je v primerjavi s heterodinskim pretvornikom zaradi uporabe fazno sklenjene zanke zelo zmanjšana ( $\approx 100\text{kHz}$ ).

## 5.8. Merjenje snovnih lastnosti

Pri načrtovanju cele vrste visokofrekvenčnih elementov, od linij in valovodov do kondenzatorjev in cirkulatorjev, ter pri vrsti industrijskih postopkov, denimo visokofrekvenčnem segrevanju, je treba poznati dielektričnost  $\epsilon$  ali permeabilnost  $\mu$  uporabljene snovi.

Za uvod v merjenje snovnih lastnosti si oglejmo znan način merjenja dielektričnosti. Najprej izdelamo kondenzator, za dielektrik vzamemo merjeno snov. Kapacitivnost je enoveljavno odvisna od geometrije kondenzatorja in dielektričnosti dielektrika in se jo da za nizke frekvence iz teh podatkov natančno izračunati. Nato izmerimo kapacitivnost tega kondenzatorja. Ker je zveza med dielektričnostjo in kapacitivnostjo enoveljavna, lahko račun obrnemo, če ne analitično, pa numerično, in iz kapacitivnosti določimo  $\epsilon_r$ . Vendar lahko na tak način merimo dielektričnost le do določene najvišje frekvence, ki je odvisna od merilne opreme in dimenzij kondenzatorja. Za višje frekvence bo treba namesto merilnika kapacitivnosti uporabiti merilnik odbojnosti in element obravnavati denimo kot odsek linije. Merjenje in račun sta torej postala bolj zahtevna, metoda pa se v svojem bistvu ni nič spremenila. Splošna načela pri merjenju snovnih lastnosti pri visokih frekvencah bodo torej slej ko prej sledeča:

- V prvem koraku bomo izdelali element, ki vsebuje tudi snov, katere lastnost želimo izmeriti. Biti mora takšen, da je vsaj ena njegova električna lastnost pomembno odvisna od snovnih lastnosti snovi, ki jo vsebuje, in to na enoveljaven in izračunljiv način. Običajno je element čim bolj preprost, praviloma so potem tudi lastnosti preprosteje izračunljive.



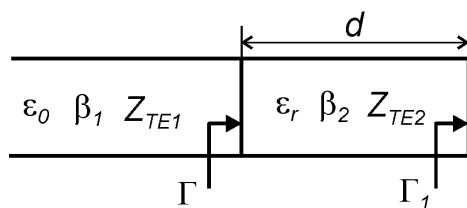
- V drugem koraku bomo to električno lastnost izmerili.
- V tretjem koraku bomo iz nje izračunali snovno lastnost.

Najtežje si je domisliti primeren element in torej primerno metodo. Navadno smo omejeni z robnimi pogoji, kot so recimo: ali imamo na razpolago dovolj snovi, ali je tekoča ali trdna, ali jo smemo z merjenjem poškodovati itd. Običajno jih je toliko, da se vsakdanjem v življenju inženirja naloga merjenje snovne konstante pogosto glasi: 'najprej izumi primerno metodo in šele potem izmeri'. Iz omenjenih razlogov namreč univerzalnih merilnikov snovnih konstant na trgu takorekoč ni.

Kljub temu opišimo za ilustracijo povedanega nekaj električnih lastnosti, ki lahko služijo za določitev dielektričnosti. Eno smo omenili že v uvodu, to je kapacitivnost kondenzatorja. Opis naj služi predvsem za spodbujanje domišljije pri iskanju podobnih metod in tudi za ilustracijo, kako zavita je včasih pot do snovne konstante tudi pri najpreprostejših metodah.

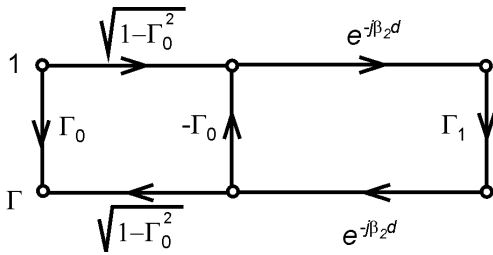
### 5.8.1. Merjenje dielektričnosti v valovodu

Vstavimo ploščico iz dielektrika debeline  $d$  v valovod in valovod za ploščico zaključimo z definirano odbojnostjo  $\Gamma_1$ . Struktura je zelo dobro definirana in njena vhodna odbojnost enostavno določljiva. Določimo to vhodno odbojnost. Valovod naj bo pravokoten s širšo stranico  $a$ , v njem naj se razširja dominantni rod  $TE_{10}$ . Označimo fazno število v zračnem valovodu z  $\beta_1$  in v valovodu, izpolnjenem z dielektrikom, z  $\beta_2$ . Analogno označimo transverzalne valovne impedance za rodove TE z  $Z_{TE1}$  in z  $Z_{TE2}$ . Zanima nas odbojnost na meji med zračnim valovodom in valovodom, izpolnjenim z dielektrikom, normirana na zračni valovod, saj merilnik odbojnosti lahko kalibriramo samo na ta valovod. Razmere ilustrira slika (Sl. 5.38).



Sl. 5.38 Valovod z vstavljenjo dielektrično ploščico v prerezu

Vhodno odbojnost se da izračunati na različne načine, mi jo bomo izračunali z uporabo smernih grafov. Linijski ekvivalent tej valovodni strukturi je vhodna odbojnost v linijo s karakteristično impedanco  $Z_{TE2}$ , ki je dolga  $d$  in na koncu zaključena z odbojnostjo  $\Gamma_1$ , normirana na karakteristično impedanco  $Z_{TE1}$ . Smerni graf je na sliki (Sl. 5.39).



Sl. 5.39 Smerni graf ekvivalentne linijske strukture

Odbojnost  $\Gamma_0$  je definirana s skokom karakteristične impedance (poglavje 2.4.5)

$$\Gamma_0 = \frac{Z_{TE2} - Z_{TE1}}{Z_{TE2} + Z_{TE1}}$$

Po kratkem računu dobimo za vhodno odbojnost  $\Gamma$ :

$$\Gamma = \frac{\Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-j2\beta_2 d}}{1 + \Gamma_0 \Gamma_1 e^{-j2\beta_2 d}} \quad (5.87)$$

Izkaže se, da je najprimernejša zaključitev z odprtimi sponkami, kar realiziramo z  $\lambda/4$  oddaljenim kratkim stikom. Če torej upoštevamo, da je odbojnost  $\Gamma_1 = 1$ , da je transversalna valovna impedance za rodove TE enaka  $Z_{TE} = \frac{\omega\mu}{\beta}$  in da za navadne dielektrike velja  $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$ , dobimo po kratkem računu:

$$\Gamma = \frac{\beta_1 - j\beta_2 \operatorname{tg}(\beta_2 d)}{\beta_1 + j\beta_2 \operatorname{tg}(\beta_2 d)} = e^{j\varphi} \quad (5.88)$$

Merimo odbojnost  $\Gamma$ , torej kot  $\varphi$ . Napišimo enačbo še malo drugače, da bo bolj primerna za reševanje:

$$(\beta_1 d) \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = -(\beta_2 d) \operatorname{tg}(\beta_2 d) \quad (5.89)$$

V enačbi 5.89 poznamo vse spremenljivke, razen faznega števila  $\beta_2$ . Enačbo rešimo po katerikoli metodi reševanja nelinearnih enačb. Iz faznega števila  $\beta_2$  dobimo ob upoštevanju disperzijske enačbe

$$\beta_2 = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \text{ rezultat}$$

$$\epsilon_r = \lambda_0^2 \left( \frac{1}{\lambda_2^2} + \frac{1}{\lambda_k^2} \right)$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}, \quad \lambda_2 = \frac{2\pi}{\beta_2}, \quad \lambda_k = 2a$$

Z  $\lambda_2$  smo označili valovno dolžino v merjenem dielektriku in z  $\lambda_k$  kritično valovno dolžino.

Pri opisu merilnega postopka smo zanemarili izgube dielektrika, torej imaginarni del dielektrične konstante. Očitno je, da ob upoštevanju izgub absolutna vrednost izračunane odbojnosti ne bi bila natančno ena, temveč malo manjša, velja ocena

$$|\Gamma| \cong 1 - 2\alpha_2 d \quad (5.90)$$

pri čemer je  $\alpha_2$  konstanta slabljenja valovoda. Konstanta slabljenja pa ni odvisna le od dielektrika, temveč tudi od kovine v stenah valovoda, oba prispevka sta primerljiva in bi ju bilo težko ločiti med seboj. Predvsem pa je konstanta slabljenja za običajne dielektrike in valovode tako majhna, da je nemogoče izmeriti odbojnost tako natančno, da bi iz zgornje enačbe dobili kakršenkoli uporaben podatek za konstanto slabljenja. Metoda je torej neprimerna za določanje izgub dielektrika.

### 5.8.2. Valovna konstanta mikrotrakaste linije

Dielektrično konstanto lahko uspešno merimo tudi tako, da izmerimo prevajalne parametre linije z merjenim dielektrikom. Če imamo na razpolago tanko ploščico dielektrika, je treba na njem kar najnatančneje izdelati nekaj mikrotrakastih linij. Disperzijske lastnosti mikrotrakaste linije je možno natančno določiti iz dimenzij in relativne dielektričnosti podlage. Če tako linijo uporabimo za kalibracijo vektorskega merilnika po metodi TRL, lahko iz znane dolžine določimo valovno konstanto pri vseh merjenih frekvencah in nato še dielektričnost. Dolžino linije lahko izberemo tako veliko, da postane merljiva tudi konstanta slabljenja, ki kaže na imaginarni del dielektrične konstante. Metoda je torej uporabna (čeprav ne tudi zelo primerna, ker je konstanta slabljenja pomembno odvisna tudi od drugih parametrov linije) tudi za oceno izgub dielektrika.

Za povrh pa lahko pri tej metodi iz znane dielektričnosti izračunamo še karakteristično impedanco linije, ki jo je sicer zelo težko izmeriti neposredno.

### 5.8.3. Merjenje kvalitete resonatorja

Resonatorji imajo v mikrovalovih posebno mesto, saj so ključni pri realizaciji mnogih elementov sistemov, omenimo le pasovna sita in oscilatorje. V začetku mikrovalovne zgodbe so se uporabljali samo votlinski resonatorji, sedaj pa njihovo vlogo prevzemajo tudi dielektrični in ponekod tudi linijski resonatorji. Najvažnejša lastnost resonatorja pa je njegova kvaliteta in običajno velja: resonator je tem boljši, čim večjo kvaliteto ima.

Merjenje kvalitete resonatorjev z visoko kvaliteto je zahtevno opravilo. Kvaliteta je povezana z razmerjem med delovno močjo, ki se porablja na dvopolu, in maksimalno nakopičeno energijo na

resonatorju. Predvsem pri merjenju velikih kvalitete je težko razmejiti (silno majhno) delovno moč, ki se porablja ravno na merjenem resonatorju, od vseh ostalih delovnih moči, ki spremljajo meritev.

No, če se zadovoljimo z oceno, da z meritvijo ne vplivamo preveč na kvaliteto merjenega resonatorja, in če ne rabimo zelo natančno izmerjene kvalitete, se lahko zadovoljimo s prav preprosto meritvijo kvalitete. Kot vemo, je kvaliteta definirana s pasovno širino resonančne krivulje, to pa lahko izmerimo na različne načine. Na resonančni krivulji torej odčitamo širino pri polovični moči in uporabimo definicijsko enačbo

$$Q = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (5.91)$$

In zakaj smo metodo merjenja kvalitete strpali ravno v poglavje o merjenju snovnih lastnosti? Natančno merjenje velikih kvalitete je zelo specifično opravilo, povezano s tolikimi robnimi pogoji, da v resničnem življenju zahteva takorekoč vsako tako merjenje 'metodo po meri' - podobno kot merjenje snovnih lastnosti. To je stična točka obeh meritev. Pri merjenju dielektričnosti dielektrika z majhnimi izgubami, torej z majhnim  $\tan(\delta)$ , je zelo primerno iz dielektrika izdelati resonator in mu izmeriti kvaliteto. Kvaliteta je tesno povezana ravno s  $\tan(\delta)$ , zato lahko iz kvalitete razmeroma natančno določimo imaginarni del dielektrične konstante. Merjenje kvalitete je torej primerna metoda za določanje imaginarnega dela dielektrične konstante.

## 5.9. Literatura

- [1.] Thumm M., Wiesbeck W., Kern S. : *Hochfrequenzmesstechnik*, B. G. Teubner Stuttgart 1997

## 6. Mikrovalovna vezja

### 6.1. Uvod

Električno vezje je skupina med seboj povezanih pasivnih in aktivnih elementov, denimo uporov, kondenzatorjev, diod, tranzistorjev, elektronk. Tako realizirana vezja imajo najrazličnejše lastnosti: ojačujejo, filtrirajo, usmerjajo signale. Vse metode analize in sinteze vezij, tako linearnih kot tudi nelinearnih, ki so jih študentje spoznali do sedaj, so seveda uporabne tudi pri višjih frekvencah. Vendar se pri obravnavi vezij pri visokih frekvencah pojavi še nekaj dodatnih okoliščin, ki analizo in sintezo otežijo.

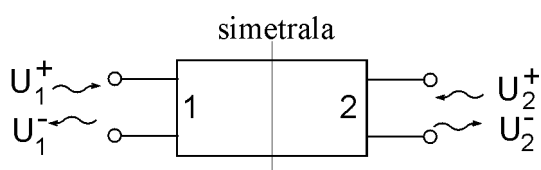
Prva okoliščina je že večkrat omenjeno dejstvo, da elementi pri visokih frekvencah ne delujejo več kot koncentrirani elementi. Pri analizi vezij bo torej treba upoštevati bolj kompleksne modele elementov, s tem pa tudi modeli preprostih vezij postanejo zelo kompleksni. Vendar to v dobi računalnikov ni prehuda ovira, bo pač računalnik računal prevajalno funkcijo malo dalj časa. Zaplete pa se pri sintezi vezij. Sinteza vezij sloni namreč brez izjem na realizaciji prevajalnih funkcij z RLC elementi, teh pa v naravi (vsaj pri visokih frekvencah) ni. Kako torej zgraditi vezje, če nimamo opek, ki smo jih navajeni?

Poiskati bo pač treba druge in drugačne in o tem in osnovnih metodah sinteze mikrovalovnih vezij bomo spregovorili v tem poglavju.

### 6.2. Analiza vezij na podlagi simetrij

Če pri analizi linearnih simetričnih vezij upoštevamo simetrijo, to v posameznih primerih zelo poenostavi analizo. Poglejmo si zato, kako pri analizi upoštevamo simetrijo dvovhodnega in štirivhodnega vezja.

#### 6.2.1. Analiza simetričnega dvovhodnega vezja



Sl. 6.1 Simetrično dvovhodno vezje

a) Vzbujujmo najprej dvovhodno simetrično vezje na obeh vratih sofazno z enakim vpadnim valom. Takemu vzburjanju rečemo sodo vzburjanje. Za sodo vzburjanje velja torej

$$U_{a1}^+ = U_{a2}^+ = U^+ . \quad (6.1)$$

V mislih prerežimo vezje po simetrali na dva dela. V vsaki od prerezanih vej tečeta proti prerezu toka, ki morata biti med seboj enaka, če je vzburjanje sofazno in vezje simetrično. Po I. Kirchoffovem zakonu mora biti tudi njuna vsota enaka 0. Oba pogoja sta lahko izpolnjena le, če sta oba toka enaka 0. Če toka označimo z  $I_l$  in  $I_d$ , velja torej

$$I_l = I_d = 0 .$$

Če pa v prerezu vej tokovi ne tečejo, lahko vezje v tem prerezu tudi dejansko prerežemo, ne da bi se v vezju karkoli spremenilo. Vezje lahko torej pri sodem vzburjanju po simetrali ločimo na dve vezji, ki imata v ravnini prereza odprte sponke.

Za odzive obeh vezij velja

$$\begin{aligned} U_{a1}^- &= \Gamma_{a1} U_{a1}^+ = \Gamma_{a1} U^+ \\ U_{a2}^- &= \Gamma_{a2} U_{a2}^+ = \Gamma_{a2} U^+ . \end{aligned}$$

Obe vezji sta enaki, saj analiziramo simetrično vezje, torej velja

$$\begin{aligned} \Gamma_{a1} &= \Gamma_{a2} = \Gamma_a \\ U_{a1}^- &= U_{a2}^- = U_a^- = \Gamma_a U^+ . \end{aligned}$$

Ker sta vezji odprtospončni, lahko napišemo tudi

$$\Gamma_a = \Gamma_o$$

b) Vzbujujmo sedaj simetrično vezje na obeh vratih z enakim vpadnim valom protifazno. Takemu vzburjanju rečemo liho vzburjanje. Za liho vzburjanje velja

$$U_{b1}^+ = -U_{b2}^+ = U^+ . \quad (6.2)$$

Napetosti vzdolž vezja proti skupnemu vozlišču, ki je skupno tudi obema vratoma, bo glede na simetralo vezja sedaj nedvomno liha funkcija. Odtod tudi ime vzburjanja. Pri sodem vzburjanju so bile napetosti sode funkcije, vendar nas takrat napetosti niso zanimale. Vrednost lihe funkcije v koordinatnem izhodišču je enaka 0. V prerezu vej po simetrali smemo torej vsa vozlišča prereza povezati z referenčnim vozliščem, pa se nič v vezju ne bo spremenilo. Vezje tako razpade v dve vezji, ki imata v prerezu kratkostaknjene sponke.

Spet sta vezji med seboj enaki, velja torej

$$U_{b1}^- = \Gamma_{b1} U_{b1}^+ = \Gamma_b U^+$$

$$U_{b2}^- = \Gamma_{b2} U_{b2}^+ = -\Gamma_b U^+$$

Ker sta vezji kratkostični, lahko napišemo tudi

$$\Gamma_b = \Gamma_k.$$

Poglejmo si sedaj odziv na vsoto obeh vzbujanj. Za linearna vezja velja, da je odziv na vsoto vzbujanj enak vsoti odzivov na posamezna vzbujanja. Velja torej

$$U_1^+ = U_{a1}^+ + U_{b1}^+ = U^+ + U^+ = 2U^+$$

$$U_2^+ = U_{a2}^+ + U_{b2}^+ = U^+ - U^+ = 0$$

$$U_1^- = U_{a1}^- + U_{b1}^- = \Gamma_a U^+ + \Gamma_b U^+ = (\Gamma_a + \Gamma_b) U^+$$

$$U_2^- = U_{a2}^- + U_{b2}^- = \Gamma_a U^+ - \Gamma_b U^+ = (\Gamma_a - \Gamma_b) U^+$$

Če je vezje na obeh vratih normirano na isto karakteristično impedanco, je porazdelitvena matrika za normirane valove enaka porazdelitveni matriki za napetostne valove. Velja torej

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{U_1^-}{U_1^+} \right|_{U_2^+=0} = \frac{(\Gamma_a + \Gamma_b) U^+}{2U^+} = \frac{\Gamma_a + \Gamma_b}{2}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{U_2^-}{U_1^+} \right|_{U_2^+=0} = \frac{(\Gamma_a - \Gamma_b) U^+}{2U^+} = \frac{\Gamma_a - \Gamma_b}{2}$$

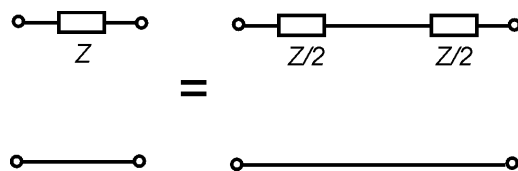
Ker je vezje simetrično, velja tudi

$$S_{12} = S_{21}$$

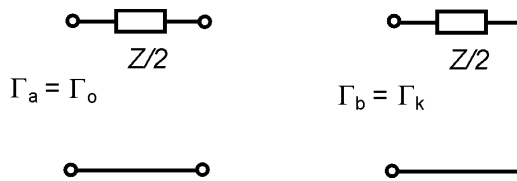
$$S_{22} = S_{11}$$

### **Zgled 22** Porazdelitvena matrika serijske impedance

Določi porazdelitveno matriko serijske impedance.



Sl. 6.2 Serijska impedanca kot zrcalno simetrično dvovhodno vezje

Sl. 6.3 Odbojnosti  $\Gamma_a$  in  $\Gamma_b$  serijske impedance

Odbojnosti  $\Gamma_a$  in  $\Gamma_b$  sta

$$\Gamma_a = 1$$

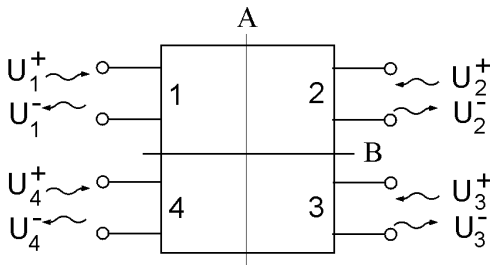
$$\Gamma_b = \frac{\frac{Z}{2} - Z_k}{\frac{Z}{2} + Z_k} = \frac{Z - 2Z_k}{Z + 2Z_k}$$

Iz tega določimo  $S_{21}$  in  $S_{11}$ :

$$S_{11} = \frac{\Gamma_a + \Gamma_b}{2} = \frac{Z}{Z + 2Z_k}$$

$$S_{21} = \frac{\Gamma_a - \Gamma_b}{2} = \frac{2Z_k}{Z + 2Z_k}$$

## 6.2.2. Analiza dvakrat simetričnega štirivhodnega vezja



Sl. 6.4 Dvojno simetrično štirivhodno vezje

Podobno kot v prejšnjem poglavju bomo tudi sedaj vzbujanje sestavili kot superpozicijo sodih in lihih vzbujanj. Ker sta ravnini simetrij sedaj dve, bodo možne štiri kombinacije takih vzbujanj, označimo jih s črkami od  $a$  do  $d$ .

a) Sodo vzbujanje glede na obe simetrijski ravnini. Vzbujanje najlepše opazujemo v tabeli vzbujanja, ki se nanaša na sliko 6.4. Za naše vzbujanje je tabela takšna



+	+
+	+

Iz tabele je lepo razvidno, da je vzbujanje sodo glede na obe simetrijski ravnini. Prav tako lahko s pomočjo tabele napišemo tudi naslednje enačbe:

$$U_{a1}^+ = U_{a2}^+ = U_{a3}^+ = U_{a4}^+ = U^+$$

Pri tem vzbujanju lahko vezje prerežemo po obeh simetrijskih ravninah in pustimo vse prerezane sponke odprte. Ker je vezje dvojno simetrično, razpade na štiri enaka vezja. Velja

$$U_{a1}^- = \Gamma_a U_{a1}^+ = \Gamma_a U^+$$

$$U_{a2}^- = \Gamma_a U_{a2}^+ = \Gamma_a U^+$$

$$U_{a3}^- = \Gamma_a U_{a3}^+ = \Gamma_a U^+$$

$$U_{a4}^- = \Gamma_a U_{a4}^+ = \Gamma_a U^+$$

Označimo še

$$\Gamma_a = \Gamma_{oo},$$

pri čemer se prvi indeks nanaša na odprte sponke v ravnini A in drugi na odprte sponke v ravnini B.

b) Liho vzbujanje glede na simetrijsko ravnino A in sodo vzbujanje glede na simetrijsko ravnino B.

Tabela vzbujanja je v tem primeru naslednja

+	-
+	-

in iz tabele je lepo razvidno, da je vzbujanje glede na simetralo A liho in glede na simetralo B sodo.

Prav tako je razvidno, da mora veljati

$$U_{b1}^+ = U_{b4}^+ = U^+$$

$$U_{b2}^+ = U_{b3}^+ = -U^+$$

Pri tem vzbujanju razpade vezje v štiri enaka vezja tako, da so prerezane sponke posameznih vezij v ravnini A kratkostaknjene in v ravnini B odprte. Velja

$$U_{b1}^- = \Gamma_b U_{b1}^+ = \Gamma_b U^+$$

$$U_{b2}^- = \Gamma_b U_{b2}^+ = -\Gamma_b U^+$$

$$U_{b3}^- = \Gamma_b U_{b3}^+ = -\Gamma_b U^+$$

$$U_{b4}^- = \Gamma_b U_{b4}^+ = \Gamma_b U^+$$

Spet smiselno označimo

$$\Gamma_b = \Gamma_{ko}.$$

c) Sodo vzbujanje glede na simetrijsko ravnino A in liho vzbujanje glede na simetrijsko ravnino B.

Tabela vzbujanja je v tem primeru naslednja

+	+
-	-

Iz tabele je razvidno, da mora veljati

$$U_{c1}^+ = U_{c2}^+ = U^+$$

$$U_{c3}^+ = U_{c4}^+ = -U^+.$$

Pri tem vzbujanju razpade vezje v štiri enaka vezja tako, da so prerezane sponke posameznih vezij v ravnini A odprte in v ravnini B kratkostaknjene. Velja

$$U_{c1}^- = \Gamma_c U_{c1}^+ = \Gamma_c U^+$$

$$U_{c2}^- = \Gamma_c U_{c2}^+ = \Gamma_c U^+$$

$$U_{c3}^- = \Gamma_c U_{c3}^+ = -\Gamma_c U^+.$$

$$U_{c4}^- = \Gamma_c U_{c4}^+ = -\Gamma_c U^+.$$

Spet smiselno označimo

$$\Gamma_c = \Gamma_{ok}.$$

d) Liho vzbujanje glede na obe simetrijski ravnini. Tabela vzbujanja je v tem primeru naslednja

+	-
-	+

Iz tabele je razvidno, da mora veljati

$$U_{d1}^+ = U_{d3}^+ = U^+$$

$$U_{d2}^+ = U_{d4}^+ = -U^+.$$

Pri tem vzbujanju razpade vezje v štiri enaka vezja tako, da so prerezane sponke posameznih vezij v obeh ravninah kratkostaknjene. Velja

$$U_{d1}^- = \Gamma_d U_{d1}^+ = \Gamma_d U^+$$

$$U_{d2}^- = \Gamma_d U_{d2}^+ = -\Gamma_d U^+$$

$$U_{d3}^- = \Gamma_d U_{d3}^+ = \Gamma_d U^+.$$

$$U_{d4}^- = \Gamma_d U_{d4}^+ = -\Gamma_d U^+.$$

Spet smiselno označimo

$$\Gamma_d = \Gamma_{kk}.$$

Podobno kot v prejšnjem poglavju lahko napišemo sedaj odziv na vsoto vseh štirih vzbujanj. Velja

$$U_1^+ = U_{a1}^+ + U_{b1}^+ + U_{c1}^+ + U_{d1}^+ = U^+ + U^+ + U^+ + U^+ = 4U^+$$

$$U_2^+ = U_{a2}^+ + U_{b2}^+ + U_{c2}^+ + U_{d2}^+ = U^+ - U^+ + U^+ - U^+ = 0$$

$$U_3^+ = U_{a3}^+ + U_{b3}^+ + U_{c3}^+ + U_{d3}^+ = U^+ - U^+ - U^+ + U^+ = 0$$

$$U_4^+ = U_{a4}^+ + U_{b4}^+ + U_{c4}^+ + U_{d4}^+ = U^+ + U^+ - U^+ - U^+ = 0$$

$$U_1^- = U_{a1}^- + U_{b1}^- + U_{c1}^- + U_{d1}^- = \Gamma_a U^+ + \Gamma_b U^+ + \Gamma_c U^+ + \Gamma_d U^+ = (\Gamma_a + \Gamma_b + \Gamma_c + \Gamma_d) U^+$$

$$U_2^- = U_{a2}^- + U_{b2}^- + U_{c2}^- + U_{d2}^- = \Gamma_a U^+ - \Gamma_b U^+ + \Gamma_c U^+ - \Gamma_d U^+ = (\Gamma_a - \Gamma_b + \Gamma_c - \Gamma_d) U^+$$

$$U_3^- = U_{a3}^- + U_{b3}^- + U_{c3}^- + U_{d3}^- = \Gamma_a U^+ - \Gamma_b U^+ - \Gamma_c U^+ + \Gamma_d U^+ = (\Gamma_a - \Gamma_b - \Gamma_c + \Gamma_d) U^+$$

$$U_4^- = U_{a4}^- + U_{b4}^- + U_{c4}^- + U_{d4}^- = \Gamma_a U^+ + \Gamma_b U^+ - \Gamma_c U^+ - \Gamma_d U^+ = (\Gamma_a + \Gamma_b - \Gamma_c - \Gamma_d) U^+$$

Če je vezje na vseh vratih normirano na isto karakteristično impedanco, je porazdelitvena matrika za normirane valove enaka porazdelitveni matriki za napetostne valove. Posamezni parametri matrike porazdelitve so enaki kvocientu med ustreznim odbitjem in vpadnim valom pri pogoju, da so vsi ostali vpadni valovi enaki 0. Velja torej

$$S_{11} = \frac{U_1^-}{U_1^+} = \frac{(\Gamma_a + \Gamma_b + \Gamma_c + \Gamma_d) U^+}{4U^+} = \frac{\Gamma_a + \Gamma_b + \Gamma_c + \Gamma_d}{4}$$

$$S_{21} = \frac{U_2^-}{U_1^+} = \frac{(\Gamma_a - \Gamma_b + \Gamma_c - \Gamma_d) U^+}{4U^+} = \frac{\Gamma_a - \Gamma_b + \Gamma_c - \Gamma_d}{4}$$

$$S_{31} = \frac{U_3^-}{U_1^+} = \frac{(\Gamma_a - \Gamma_b - \Gamma_c + \Gamma_d) U^+}{4U^+} = \frac{\Gamma_a - \Gamma_b - \Gamma_c + \Gamma_d}{4}$$

$$S_{41} = \frac{U_4^-}{U_1^+} = \frac{(\Gamma_a + \Gamma_b - \Gamma_c - \Gamma_d) U^+}{4U^+} = \frac{\Gamma_a + \Gamma_b - \Gamma_c - \Gamma_d}{4}$$

Tako, določili smo vse parametre. Ker je vezje dvojno simetrično, velja seveda tudi

$$S_{44} = S_{33} = S_{22} = S_{11}$$

$$S_{43} = S_{34} = S_{12} = S_{21}$$

$$S_{42} = S_{24} = S_{13} = S_{31}$$

$$S_{32} = S_{23} = S_{14} = S_{41}$$

## 6.3. Pasivni elementi mikrovalovnih vezij

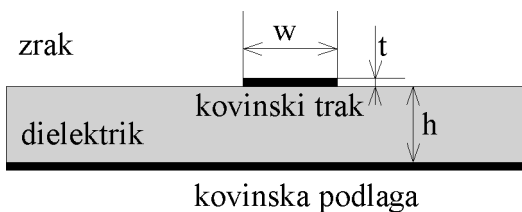
### 6.3.1. Mikrotrakaste linije

Za prenos visokofrekvenčnih signalov se uporabljajo strukture s skupnim imenom valovodi. Na Fakulteti za elektrotehniko se študentje s temi strukturami in s sistematično njihovega preučevanja

srečajo pri večjih predmetih tretjega in četrtega letnika. Za analizo so najbolj enostavni pravokotni in okrogli valovodi ter koaksialna linija in dvovod. Posebej enostavna je obravnava teh valovodov brez izgub. V tehniki visokih frekvenc se uporablja še mnogo drugih struktur, ki so za analizo precej trši oreh od prej naštetih. Pri realizaciji mikrovalovnih vezij za majhne moči pa so daleč najbolj uporabljane mikrotrakaste linije. V tem razdelku si jih bomo zato poglobljeje ogledali.

### 6.3.1.1. Mikrotrakasta linija

Mikrotrakasto linijo v prerezu prikazuje slika 6.5.



Sl. 6.5 Mikrotrakasta linija v prerezu

Pomen oznak je razviden s slike, izvirajo iz anglosaksonske literature in so splošno uporabljane, zato ni primerno, da bi jih spreminjali (*width, height, thickness*). Iz slike je tudi razvidno, zakaj se ta linija tako množično uporablja. To je namreč čisto navadna povezava med elementi na tiskanem vezju. Pri nizkih frekvencah se takšna struktura obnaša kot zelo majhna ohmska upornost, pri malo večjih kot RLC vezje, v resnici pa je to mikrotrakasta linija, vsi drugi nizkofrekvenčni modeli pa so zgolj približki.

Za določitev lastnosti mikrotrakaste linije velja na začetku podčrtati nekaj dejstev:

Mikrotrakasta linija ima dva med seboj izolirana vodnika, torej ustreza enemu izmed pogojev za razširjanje TEM valovanja. Žal pa linija ni homogena, del prostora namreč zapolnjuje zrak z dielektričnostjo  $\epsilon_0$ , del pa dielektrik z relativno dielektričnostjo  $\epsilon_r$ . Fazna hitrost TEM valovanja je določena z dielektričnostjo in permeabilnostjo (ki je sicer v našem primeru za oba dielektrika enaka) in bi torej morala biti v vsakem dielektriku drugačna, to pa seveda ni mogoče, saj gre za isti val. TEM val se torej v taki strukturi ne more širiti. Val, ki se v taki strukturi širi, je splošen hibridni elektromagnetni val, torej ima tudi vzdolžne komponente električne in magnetne poljske jakosti. Posledica tega je disperzija. Poleg vzdolžnih tokov v vodnikih tečejo tudi prečni tokovi in tudi napetost med vodnikoma ni definirana, zato tudi karakteristična impedanca linije ni definirana. Izkaže se, da analitične rešitve za val v taki strukturi ni, obstajajo le bolj ali manj dobri približki in pa seveda numerične rešitve.

Seveda je za inženirsko rabo uporaba numeričnih metod neprikladna in zamudna. K sreči so sklepi iz prejšnjega odstavka sicer pravilni, vendar se izkaže, da za relativno nizke frekvence le ni tako hudo,

kot kaže na prvi pogled. Glede na to, da ima linija dva vodnika, je polje vala pri nizkih frekvencah zelo podobno polju TEM vala in sicer tako, da so amplitude vzdolžnih komponent magnetne in električne poljske jakosti mnogo manjše od amplitud prečnih komponent. Takemu valu rečemo kvazi TEM val. Na mikrotrakasti liniji se torej širi kvazi TEM (QTEM) val. Kvazi TEM val odlikujejo lastnosti, zelo podobne pravemu TEM valu in to tembolj, čim nižja je frekvenca valovanja. V limiti, ko gre frekvenca proti nič, preide QTEM val v TEM val.

Za QTEM rod valovanja na mikrotrakasti liniji lahko z najrazličnejšimi metodami numerične analize polj določimo parametre linije: fazno konstanto, karakteristično impedanco, izgube. V osnovi ločimo dve vrsti analize, statično in dinamično.

Pri statični analizi privzamemo frekvenco  $f=0$  in vzdolžne komponente polja zanemarimo, rezultat statične analize velja torej, strogo vzeto, le za zelo nizke frekvence. Izkaže pa se, da je za inženirsko delo statična analiza uporabna do čisto spodobno visokih frekvenc. Težko je govoriti o številčnih vrednostih, vendar velja, da je statična analiza dovolj natančna recimo za laminate z relativno dielektričnostjo do 10 in debelino reda do nekaj mm za vsakdanje inženirsko delo do frekvence reda 10 GHz. Rezultati statične analize so običajno podani v obliki formul, najpogosteje so uporabljane formule po Hammerstadu in Jensenu [6]:

$$Z_k = \frac{Z_{k0}}{\sqrt{\epsilon_{efs}}} \quad , \quad v_f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{efs}}}$$

$$\epsilon_{efs} = \frac{\epsilon + 1}{2} + \frac{\epsilon - 1}{2} (1 + 10R)^{-ab}$$

$$R = \frac{h}{W} \quad , \quad \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cong 120\pi$$

$$F_1 = 6 + (2\pi - 6)e^{\left[ -(30.666R)^{0.7528} \right]}$$

$$Z_{k0} = \frac{\eta_0}{2\pi} \ln \left( F_1 R + \sqrt{1 + (2R)^2} \right)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[ \frac{\left( \frac{1}{R} \right)^4 + \left( \frac{1}{52R} \right)^2}{\left( \frac{1}{R} \right)^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[ 1 + \left( \frac{1}{18.1R} \right)^3 \right]$$

$$b = 0.564 \left( \frac{\epsilon - 0.9}{\epsilon + 3} \right)^{0.053}$$

Kljub temu pa se moramo zavedati, da je statična analiza zgolj približek. V resnici se lahko na mikrotrakasti liniji razširjajo, kot smo že ugotovili, le splošni hibridni valovodni rodovi z vzdolžnimi komponentami. Kadar analiza upošteva to dejstvo, rečemo, da je dinamična. Pri hibridnem rodu je

problem določiti karakteristično impedanco linije, ki za valovodne rodove ni definirana, saj zaradi vzdolžnih poljskih komponent napetost na liniji ni enoveljavno določljiva, pa tudi tok v spodnjem vodniku ni enak toku v zgornjem vodniku. Pomagamo si z različnimi ad-hoc definicijami karakteristične impedance. Na podlagi različnih definicij sicer izračunamo različne vrednosti karakteristične impedance, vendar se rezultati med seboj zelo malo razlikujejo (saj sta si QTEM in TEM val med seboj zelo podobna), ko gre frekvenca proti nič pa razlike za linijo brez izgub izginejo. Valovna konstanta pa je seveda tudi za hibridne rodove definirana in torej enoveljavno določljiva. Fazna hitrost po dinamični analizi postane frekvenčno odvisna, za enostavnejše računanje ji priredimo efektivno dinamično relativno dielektričnost  $\epsilon_{eff}$ . Tudi dinamične aproksimacije za osnovni hibridni rod so običajno podane kot skupek približnih formul, na primer po Hammerstadu in Jensenu. Podajamo le formulo za določitev dinamične relativne dielektričnosti in preko nje frekvenčno odvisne fazne hitrosti [6].

$$f_{p1} = c \frac{Z_k}{2\eta_0 h}, \quad G_1 = \pi^2 \frac{\epsilon - 1}{12\epsilon_{efs}} \sqrt{2\pi \frac{Z_k}{\eta_0}}$$

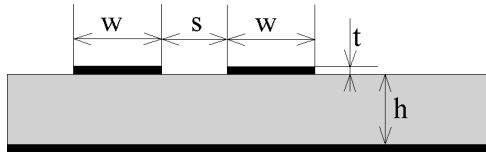
$$\epsilon_{eff} = \epsilon - \frac{\epsilon - \epsilon_{efs}}{1 + G_1 \left( \frac{f}{f_{p1}} \right)}, \quad v_f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

Za določanje karakteristične impedance so formule precej bolj zapletene, različni avtorji pa med seboj slabo vsklajeni. Pri še višjih frekvencah se na mikrotrakasti liniji pojavijo tudi višji rodovi, ki imajo spodnjo mejno frekvenco in ki niso niti približno kvazitransverzalni (Kot je znano, se takšni valovodni rodovi pri višjih frekvencah pojavijo tudi na koaksialni liniji in dvovodu). Vendar za prenos signalov ne uporabljamo valovodov pri tistih frekvencah, pri katerih se razširja več rodov hkrati.

Za konec povejmo še, da se mikrotrakaste linije običajno uporabljajo le do frekvenc, za katere velja statična aproksimacija. Obenem velja tudi, da vsak spodoben program, ki omogoča načrtovanje mikrovalovnih vezij, vsebuje tudi modele mikrotrakastih linij (in seveda še mnogih drugih, ki jih tukaj nismo omenili), tako da v komuniciranju z računalnikom uporabljamo za parametre širino ter debelino linije in višino substrata in ne karakteristične impedance in fazne hitrosti. Večina teh programov dela že tudi elektromagnetno analizo strukture na substratu.

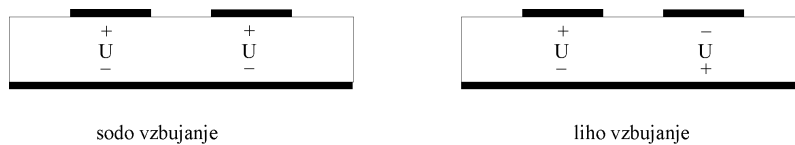
### 6.3.1.2. Sklopljena mikrotrakasta linija

Sklopljeno simetrično mikrotrakasto linijo v prerezu prikazuje slika 6.6



Sl. 6.6 Sklopljena simetrična mikrotrakasta linija

Pomen oznak je razviden s slike. Omejili se bomo na simetrično sklopljeno linijo, ker je najbolj enostavna za obravnavo in ker se največ uporablja. Za tako strukturo se običajno podajata soda in liha karakteristična impedanca in fazna hitrost.



Sl. 6.7 Sodo in liho vzbujanje simetrične sklopljene mikrotrakaste linije

Pomen je naslednji: Če vzbujamo neskončno dolg par simetričnih sklopljenih linij z enakima napetostma sofazno, se na njiju vzpostavi sodi napredujoči rod. Njegova fazna hitrost je soda fazna hitrost  $v_s$ , razmerje med kazalcema napetosti in toka vala na posamezni liniji pa je soda karakteristična impedanca  $Z_s$ . Če vzbujamo neskončno dolg par simetričnih sklopljenih linij z enakima napetostma protifazno, se na njiju vzpostavi lihi napredujoči rod. Njegova fazna hitrost je liha fazna hitrost  $v_l$ , razmerje med kazalcema napetosti in toka vala na posamezni liniji pa je liha karakteristična impedanca  $Z_l$ . Kadar med linijama ni sklopa (če ju dovolj razmaknemo) se obe impedanci in fazni hitrosti izenačita in preideta v karakteristično impedanco in fazno hitrost (ene same) linije. Vsako drugačno vzbujanje se da sestaviti kot linearna kombinacija opisanih dveh, torej opisani parametri zadoščajo za analizo sklopljene linije v vseh okoliščinah. Zgled analize si bomo pogledali pri analizi sklopnika s sklopljeno linijo.

### 6.3.1.3. Mikrovalovni laminati

Seveda za mikrotrakaste linije pri visokih frekvencah ni uporaben vsak laminat, ki se uporablja za nizkofrekvenčna tiskana vezja. Če ima laminat velike izgube, bo imela linija veliko slabljenje, kar običajno ni zaželeno. Pogosto se uporabljajo mehki laminati s teflonom, ki imajo relativno dielektričnost okrog 2, ali s keramiko (alumina,  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) z relativno dielektričnostjo okrog 10. Ti laminati se dajo lepo mehansko obdelovati, tehnologija izdelave mikrotrakastih linij je enaka tehnologiji izdelave tiskanih vezij, ki je poceni in povsod dostopna. Včasih povzročajo pri izdelavi določene težave tolerance, ki lahko pri nekaterih aplikacijah postanejo veliko bolj kritične kot pri nizkofrekvenčnih vezjih. Pomanjkljivost je tudi slabo odvajanje toplote. Če potrebujemo dobro odvajanje toplote, lahko uporabimo keramiko ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ), včasih tudi beriljev oksid ali celo safir

(kristal  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ). Uporablja se tudi vitroplast, posebej za nizke frekvence (do nekaj GHz) in za izdelke, ki ne prenesejo visoke cene. Uporablja se tudi še dosti drugih, največji vpliv na izbiro ima običajno cena in napeljavne poti nabave v podjetju.

#### **6.3.1.4. Nezveznosti mikrotrakastih linij**

Mikrotrakaste linije, s katerimi med seboj povezujemo elemente mikrovalovnih vezij ali pa z njimi realiziramo vezja s porazdeljenimi elementi, seveda niso neskončno dolge. Imajo začetek in konec, se lomijo, vsebujejo impedančne skoke ali pa so na koncu odprte. Pri analizi vezja je treba vse te nezveznosti upoštevati, torej v vezje vključiti njihove ekvivalentne električne modele. Odprt konec linije recimo ne pomeni, da so na koncu linije res odprte sponke, saj se električno polje gotovo ne konča na koncu linije, temveč segajo silnice skozi laminat še naprej – očitno je konec linije nekakšna kapacitivnost. Nedvomno tudi seva, pri višjih frekvencah več in pri nižjih manj, kar lahko modeliramo z upornostjo. Odprt konec mikrotrakaste linije torej modeliramo s (frekvenčno odvisno) paralelno vezavo kapacitivnosti in upornosti. In tako naprej, za vsako nezveznost posebej. Tudi modeli nezveznosti mikrotrakastih linij so podani v priročnikih, skupaj s formulami in diagrami za karakteristično impedanco, fazno hitrost in slabljenje.

In spet velja, da večina programov za načrtovanje mikrovalovnih vezij vsebuje te modele in jih pri analizi vezij upošteva.

#### **6.3.2. Koncentrirani elementi**

Venomer poudarjamo, da mikrovalovnih koncentriranih elementov ni, da so elementi porazdeljeni. Vendar je to, ali element uvrstimo med porazdeljene ali koncentrirane, odvisno od konkretnega elementa in od zgornje frekvence, pri kateri ga želimo uporabljati. Žični 10 wattni upor je kot upor uporaben le do frekvence nekaj 10 kHz, pri teh frekvencah pa še nihče ne govori o mikrovalovih! In obratno, tudi pri visokih frekvencah uporabljamo koncentrirane elemente, od pasivnih predvsem kondenzatorje, upore, tuljave. Zavedati se moramo le, da so ti elementi le pri nizkih frekvencah zadovoljivo natančno popisani zgolj z upornostjo, kapacitivnostjo ali induktivnostjo, z višanjem frekvence pa impedanca vedno bolj odstopa od idealne (ali bolje, idealizirane). Bolj ko se bližamo resonančni frekvenci, bolj silovit je potek, pri resonančni frekvenci se pa sploh spremeni kapacitivni značaj elementa v induktivnega in obratno. Za frekvence, višje od (prve) resonančne frekvence je preprost model seveda popolnoma napačen, vendar nas uporaba teh elementov pri tako visokih frekvencah običajno ne zanima. Torej, element (kondenzator, dušilka, upor) je kot kapacitivnost, induktivnost, upornost uporaben za frekvence pod (prvo) resonančno frekvenco. Koliko pod, je odvisno od zahtev in od kvalitete. Za elemente, ki so namenjeni uporabi pri visokih frekvencah,



proizvajalci običajno podajo (izmerjeni) potek impedance do resonančne frekvence ali včasih še malo čez njo.

Parametri modela so odvisni od tehnologije izdelave in od velikosti. Žični in plastni spiralno naviti upori imajo veliko serijsko induktivnost in so torej za visoke frekvence povsem neprimerni. Za visoke frekvence so primerni tankoplastni upori majhnih dimenzij (prvo resonanco plastnega upora lahko pričakujemo pri frekvenci, pri kateri je dolžina upora približno enaka  $\lambda/4$  – zakaj?). Za kapacitivnost je najprimernejši keramični ploščati kondenzator. Spet, čim večji je, tem nižja je resonančna frekvenca. Tudi pri teh lahko pričakujemo prvo resonanco pri frekvenci, za katero je dolžina okrog  $\lambda/4$ . Ne pomaga dosti, če vzamemo dielektrik z veliko dielektričnostjo, da bi zmanjšali kondenzator, saj se tudi valovna dolžina zmanjša (resda le s korenom). Zato so vrednosti diskretnih kapacitivnosti za frekvence nad 1 GHz omejene na nekaj desetink pF. Pri induktivnostih imamo malo bolj proste roke, nekaj nH velike lahko realiziramo z žičkami, dolgimi nekaj mm. Če je žička (ali trakec) primerno debela, je tudi kvaliteta sprejemljiva do frekvence reda 10 GHz.

Kot smo že povedali, je pomemben in pogosto uporabljan element mikrovalovnih vezij mikrotrakasta linija. S pomočjo te linije lahko realiziramo recimo serijsko induktivnost (zareza, slika 6.8 levo). Zareza je pravzaprav paralelni nihajni krog, ki ima pri nizkih frekvencah induktivni karakter. Na podoben način lahko realiziramo tudi serijsko kapacitivnost (interdigitalni kondenzator, slika 6.8 desno)

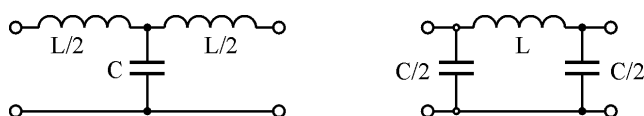


Sl. 6.8 Realizacija serijske induktivnosti in serijske kapacitivnosti

### 6.3.3. Linija kot ekvivalent koncentriranim elementom

Bežen pregled možnosti uporabe koncentriranih elementov v prejšnjem razdelku je pokazal, da so te možnosti omejene predvsem na relativno nizke frekvence in (ali) le na določene topologije vezij. V tem poglavju si bomo ogledali uporabo linije kot ekvivalenta koncentriranim elementom.

Izhajamo iz ekvivalentnega vezja kratkega odseka linije s karakteristično impedanco  $Z_k$ , fazno hitrostjo  $v_f$  in dolžino  $l$ , (slika 6.6)



Sl. 6.9 Ekvivalentno vezje kratkega odseka linije

Velja:

$$C = \frac{l}{Z_k v_f} \quad (6.3)$$

$$L = \frac{Z_k l}{v_f}$$

Elemente ekvivalenta vezja in njihove vrednosti je enostavno določiti iz četveropolnih parametrov linije. Prav tako pa se jih da, morda še bolj nazorno, izvesti neposredno iz modela linije na podlagi katerega so izvedene telegrafске enačbe. Katerega izmed ekvivalentnih vezij bomo uporabili v posameznem primeru, je odvisno od okoliškega vezja, uporabimo pač tistega, ki vodi do bolj enostavnega skupnega vezja. Oba, T in  $\Pi$  četveropol, sta enakovredna ekvivalenta kratki liniji, čeprav med seboj s stališča vezij nista ekvivalentna (ekvivalentna postaneta v limiti, ko gre dolžina linije proti nič). Kakorkoli že uporabljamo linijo kot nadomestek za koncentrirane elemente, ne smemo pozabiti, da je linija v resnici dvovhodno vezje in ne dvopol. Poglejmo si nekaj zgledov:

### 6.3.3.1. Linija kot reaktanca

Ker je kratka linija (skoraj) brez izgub element, jo uporabljamo kot nadomestek za reaktivne elemente, torej kapacitivnosti ali induktivnosti. Iz ekvivalentnega vezja sledi, da bo kot nadomestek za kapacitivnost delovala kratka, na koncu odprta linija. Glede na enačbo 6.3 je tudi primerno, da je karakteristična impedanca linije majhna, tedaj lahko realiziramo želeno kapacitivnost s krajšo linijo. Za majhne dolžine v primerjavi z valovno dolžino, torej za nizke frekvence, bo linija imela ne le kapacitiven karakter, temveč bo tudi frekvenčni potek impedance enak poteku impedance kapacitivnosti. Podobno velja za kratkostaknjen odsek linije, ta bo imel induktivni karakter.

#### *Zgled 23 Kondenzator kot kratek odsek linije*

*Realiziraj kapacitivnost  $C=1 \text{ pF}$  s kratkim odsekom mikrotrakaste linije!*

Odsek linije mora imeti odprte sponke, iz enačbe 6.3 dobimo

$$l = CZ_k v_f$$

Očitno potrebujemo še podatka za fazno hitrost in karakteristično impedanco. Najbolj običajna karakteristična impedanca je 50 ohmov, možno pa je realizirati impedance od denimo 20 do 150 ohmov.

Povedali smo že, da bo imel kondenzator prvo resonanco pri tisti frekvenci, za katero bo linija dolga  $\lambda/4$ , torej

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{v_f}{4f}$$

$$f = \frac{v_f}{4CZ_k v_f} = \frac{1}{4CZ_k}$$

Očitno je najbolje realizirati kapacitivnost z odsekom linije s čimmanjšo karakteristično impedanco. Odločimo se za  $Z_k=20$  ohmov. Denimo, da je za naš laminat efektivna dielektričnost, določena po Hammerstadu in Jensenu enaka 4, torej je  $v_f=c/2$ . Dobimo

$$l = CZ_k v_f = 1 \cdot 10^{-12} \cdot 20 \cdot 1,5 \cdot 10^8 = 3 \text{ mm}$$

Prva resonančna frekvenca pa je

$$f = \frac{1}{4CZ_k} = \frac{1}{4 \cdot 10^{-12} \cdot 20} = 12,5 \text{ GHz}$$

### 6.3.3.2. Linija kot nihajni krog

Če opazujemo vhodno impedanco odprte linije brez izgub kot funkcijo naraščajoče frekvence (ali kot funkcijo dolžine, kar je isto, v vseh enačbah, ki popisujejo lastnosti linije v frekvenčnem prostoru, nastopata frekvenca in dolžina linije neločljivo skupaj v produktu) se kapacitivni karakter vhodne impedance pri določeni frekvenci (dolžini) sprevrže v induktivnega, tako kot pri serijskem nihajnem krogu. To se zgodi pri tisti frekvenci, pri kateri je linija dolga četrtno valovne dolžine. Dualno velja seveda tudi za dualni primer, torej četrtvalovno kratkostaknjeno linijo, ki se obnaša kot paralelni nihajni krog. No, ker vemo, da četrtno valovne dolžine dolga linija invertira, ni težko ugotoviti, da je polvalovna odprtospončna linija paralelni nihajni krog in da velja dualno za polvalovno kratkostaknjeno linijo.

Linijo torej lahko uporabljamo kot nihajni krog. Vendar pri nihajnem krogu za frekvenčni potek impedance ni pomembna le resonančna frekvenca, temveč tudi razmerje med ekvivalentnima induktivnostjo in kapacitivnostjo in tudi kvaliteta. Frekvenčni potek impedance linije ni natančno enak frekvenčnemu poteku impedance serijskega nihajnega kroga, vendar ga v okolici resonančne frekvence lahko aproksimiramo s potekom nihajnega kroga. Iz katerihkoli enačb za linijo (četveropolnih, enačb za vhodno odbojnost ali vhodno impedanco) je enostavno določiti ekvivalentne parametre linijskega resonatorja kot serijskega nihajnega kroga, ki so:

$$Z = R(1 + j\beta Q)$$

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \cong \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad ; \quad \Delta\omega = \omega - \omega_0$$

( 6.4)

$$Q = \frac{\omega_0}{2\alpha v_f}$$

$$R = \alpha l Z_k$$

Za paralelni nihajni krog veljajo dualne enačbe. Velja opozoriti, da  $\beta$  ni fazno število, kot običajno pri linijah, temveč razglasitev nihajnega kroga. Pojem in oznaka sta udomačena v teoriji vezij. Konstanta  $\alpha$  pa je konstanta slabljenja linije. Dolžina linije  $l$  je običajno, kot smo že povedali, četrt ali pol valovne dolžine. Resonančna frekvenca je  $\omega_0$ ,  $v_f$  pa fazna hitrost.

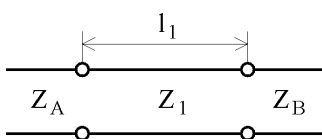
## 6.4. Mikrovalovna pasivna vezja

### 6.4.1. Impedančni transformatorji

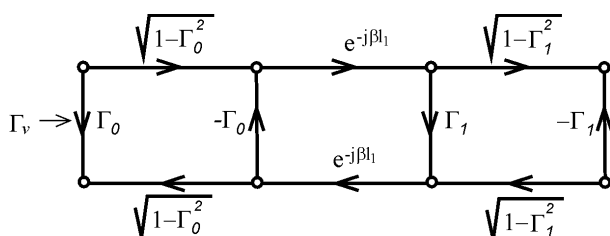
Izraz impedančni transformator se je udomačil za strukturo, namenjeno preslikavi ene impedance v drugo impedanco. Običajno ga sestavlja en ali več linijskih odsekov primerne dolžine in karakteristične impedance. Poglejmo si najprej, kako realiziramo enostopenjski linijski impedančni transformator.

#### 6.4.1.1. Enostopenjski impedančni transformator

Enostopenjski impedančni transformator, ki naj preslika realno impedanco  $Z_B$  v realno impedanco  $Z_A$ , je na sliki 6.10, njegov smerni graf pa na sliki 6.11



Sl. 6.10 Enostopenjski impedančni transformator



Sl. 6.11 Smerni graf enostopenjskega impedančnega transformatorja

$$\Gamma_0 = \frac{Z_1 - Z_A}{Z_1 + Z_A}$$

$$\Gamma_1 = \frac{Z_B - Z_1}{Z_B + Z_1}$$
( 6.5)

Z uporabo smernega grafa lahko neposredno napišemo izraz za vhodno odbojnost

$$\Gamma_v = \Gamma_0 + \frac{(1 - \Gamma_0) \Gamma_1 e^{-j2\beta l_1}}{1 + \Gamma_0 \Gamma_1 e^{-j2\beta l_1}} = \frac{\Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-j2\beta l_1}}{1 + \Gamma_0 \Gamma_1 e^{-j2\beta l_1}}$$

Pogoj, ki ga mora izpolnjevati transformator, je  $\Gamma_v = 0$ . Z upoštevanjem tega pogoja dobimo

$$\Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-j2\beta l_1} = 0$$

Rešitvi te enačbe (za realne  $Z_A$  in  $Z_B$ ) sta dve, ena je neuporabna (preveri!), rezultat uporabne pa je:

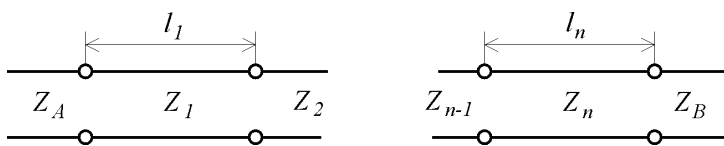
$$l_1 = \frac{\lambda}{4} + k \frac{\lambda}{2}$$

$$Z_1 = \sqrt{Z_A Z_B}$$
( 6.6)

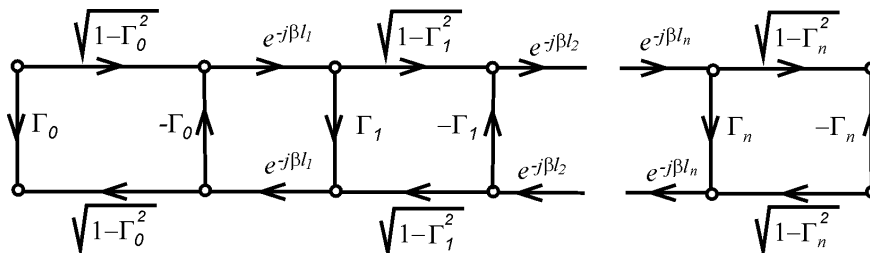
Običajno privzamemo za vrednost  $k=0$ , ta rešitev je relativno najbolj širokopasovna in tudi najbolj ekonomična. Seveda pa je rešitev enofrekvenčna, saj je pogoj za dolžino izpolnjen le pri eni frekvenci. Enostopenjski impedančni transformator je zato uporaben le v ozkem frekvenčnem pasu.

#### 6.4.1.2. Večstopenjski impedančni transformator

Za širokopasovno uporabo se poslužimo večstopenjskega transformatorja (slika 6.12). Smerni graf večstopenjskega transformatorja je na sliki 6.10.



Sl. 6.12 Večstopenjski impedančni transformator



Sl. 6.13 Smerni graf večstopenjskega transformatorja

Pomen odbojnosti  $\Gamma_0, \Gamma_1, \dots, \Gamma_i, \dots, \Gamma_n$  je razviden iz enačbe 6.5. Iz izvajanja za enostopenjski transformator je tudi razvidno, da je edina uporabna dolžina posameznih odsekov enaka četrtini valovne dolžine pri srednji frekvenci, torej ne bo nič narobe, če privzamemo, da imajo vsi odseki enako električno dolžino, enako  $\beta l$ . Izvajanje bo tako bolj pregledno, enačbe pa enostavnejše.

Za določitev natančne vrednosti vhodne odbojnosti je smerni graf preveč kompleksen in izraz bi postal preveč nepregleden. Zato določimo vhodno odbojnost približno, ob upoštevanju nekaterih poenostavitvev. Ker smo razdelili impedančni skok v  $n$  majhnih skokov, so absolutne vrednosti odbojnosti  $\Gamma_i$  majhne. V koeficientih zank nastopajo te odbojnosti v produktu, v koeficientih zank višjega reda pa v potencah produktov. Zato vrednosti koeficientov vseh zank pri računanju determinante grafa zanemarimo in ocenimo:

$$D \cong 1$$

Seveda velja enaka ocena tudi za determinante vseh podgrafov. Pri koeficientih direktnih poti se pojavljajo faktorji  $\sqrt{1-\Gamma_i^2}$ , ki jih iz istega razloga ocenimo na  $\sqrt{1-\Gamma_i^2} \cong 1$ . Z upoštevanjem tega velja:

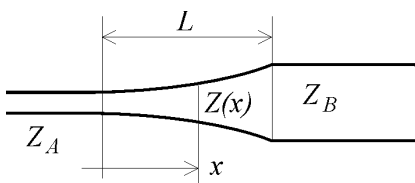
$$\Gamma_v \cong \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-j2\beta l} + \Gamma_2 e^{-j4\beta l} + \dots + \Gamma_i e^{-j2i\beta l} + \dots + \Gamma_n e^{-j2n\beta l} \quad (6.7)$$

Od tu naprej pa imamo veliko več možnosti, kot smo jih imeli pri enostopenjskem transformatorju. Tam je bila rešitev le ena (enačba 6.6), tu je rešitev več, za določitev večstopenjskega transformatorja potrebujemo zato dodatne pogoje. Izkaže se, da se da te dodatne pogoje formulirati na enak način kot pri sintezi električnih filtrov. Omenimo dva primera.

Če želimo da ima absolutna vrednost vhodne odbojnosti maksimalno položen potek okrog srednje frekvence, dobimo Butterworthov transformator. Če želimo maksimalno pasovno širino, jo realiziramo s Čebiševim potekom. V podrobnosti se ne bomo spuščali, inženir se bo pri realizaciji poslužil primernega priročnika in tabel, podobno kot pri realizaciji filtrov.

### 6.4.1.3. Zvezni transformatorji

Poglejmo si še, kako se obnaša zvezni transformator, pri katerem se karakteristična impedanca linije med linijo A in linijo B spreminja zvezno (slika 6.14).



Sl. 6.14 Zvezni transformator z mikrotrakasto linijo

Za določitev  $\Gamma_v$  si pomagamo z enačbo 6.7, ki jo lahko pišemo tudi takole:

$$\Gamma_v = \sum_{i=0}^n \Gamma_i e^{-j2i\beta l} \quad (6.8)$$

Pri zveznem spreminjanju karakteristične impedanc vzdolž osi  $x$ , ki kaže od linije s karakteristično impedanco  $Z_A$  k liniji s karakteristični impedanco  $Z_B$ , preide vsota iz 6.8 v določeni integral, odbojnosti med posamičnimi odseki pa v diferencial odbojnosti:

$$\Gamma_v(\beta) = \int_0^L d\Gamma(x) e^{-j2\beta x}$$

$$d\Gamma(x) = \frac{Z_k(x+dx) - Z_k(x)}{Z_k(x+dx) + Z_k(x)}$$

Diferencial odbojnosti se da očitno poenostaviti v

$$d\Gamma(x) = \frac{1}{2Z_k(x)} \frac{dZ_k(x)}{dx} dx = \frac{Z_k'(x)}{2Z_k(x)} dx$$

Vhodna odbojnost bo torej:

$$\Gamma_v(\beta) = \int_0^L \frac{Z_k'(x)}{2Z_k(x)} e^{-j2\beta x} dx \quad (6.9)$$

Možna je realizacija transformatorja z različnimi poteki karakteristične impedance vzdolž transformatorja. Za zgled analizirajmo transformator z eksponencialnim potekom:

$$Z_k(x) = Z_0 e^{kx}$$

Ni težko ugotoviti, da mora veljati

$$Z_k(0) = Z_A$$

$$Z_k(L) = Z_B$$

Iz tega sledijo vrednosti  $Z_0$  in konstante  $k$ :

$$Z_k(x) = Z_A e^{\ln\left(\frac{Z_B}{Z_A}\right) \frac{x}{L}}$$

Uporabimo enačbo 6.9, pa dobimo

$$\Gamma_v = \int_0^L \frac{\ln\left(\frac{Z_B}{Z_A}\right)}{2L} e^{-j2\beta x} dx = \frac{\ln\left(\frac{Z_B}{Z_A}\right)}{2} \frac{\sin(\beta L)}{\beta L} e^{-j\beta l}$$

Običajno nas zanima le absolutna vrednost odbojnosti, izrazimo jo s frekvenco

$$|\Gamma_v| = \frac{\ln\left(\frac{Z_B}{Z_A}\right)}{2} \frac{|\sin(\beta L)|}{\beta L} = \frac{\ln\left(\frac{Z_B}{Z_A}\right)}{2} \frac{\left|\sin\left(\omega \frac{L}{v_f}\right)\right|}{\omega \frac{L}{v_f}}$$

Vidimo, da poteka absolutna vrednost vhodne odbojnosti kot funkcija  $\frac{\sin x}{x}$ . To pomeni, da zvezni transformator zadovoljivo deluje za vse frekvence od določene mejne frekvence navzgor. V nasprotju s tem so stopenjski transformatorji pasovni transformatorji, torej zadovoljivo delujejo v le določenem frekvenčnem pasu. Iz računa tudi ni težko uganiti, zakaj smo izbrali ravno eksponentni potek, kvocient med funkcijo in njenim odvodom je le za eksponencialno funkcijo konstanten, to pa znatno poenostavi analizo.

Eksponentna porazdelitev karakteristične impedance transformatorja s stališča poteka vhodne odbojnosti ni optimalna. K optimalnem poteku porazdelitve karakteristične impedance bi pripeljala predpostavka optimalnega poteka vhodne odbojnosti, denimo po Čebiševu. Vendar rezultat ne bi bil zelo različen od eksponentnega, predvsem pa se ne bi spremenilo dejstvo, da zvezni transformatorji nimajo zgornje frekvenčne meje.

## 6.4.2. Inverterji

### 6.4.2.1. Splošno

Pri realizaciji mnogih mikrovalovnih vezij so zelo uporabna vezja, ki jim rečemo inverterji. Inverter je četveropol, ki ga popisuje naslednja verižna matrika:

$$a = \begin{bmatrix} 0 & \pm jk \\ \pm j\frac{1}{k} & 0 \end{bmatrix}$$

Poglejmo si vhodno impedanco  $Z_1$  v inverter, zaključen z impedanco  $Z_2$ :

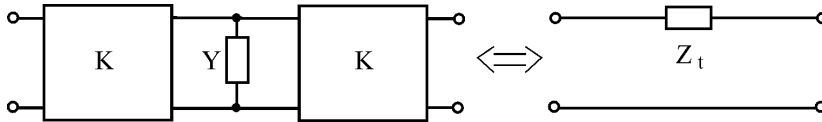
$$Z_1 = \frac{a_{11}Z_2 + a_{12}}{a_{21}Z_2 + a_{22}} = \frac{\pm jk}{\pm j\frac{1}{k}Z_2} = \frac{k^2}{Z_2}$$

Ime elementa je upravičeno, normirana vhodna impedanca je inverzna vrednost normirane impedance bremena. Element je priročen, če v vezju potrebujemo induktivnost  $L$ , na razpolago pa imamo le kapacitivnosti, lahko induktivnost realiziramo z inverterjem s konstanto  $k$  in kapacitivnostjo  $C$ :



$$Z_1 = \frac{k^2}{\frac{1}{j\omega C}} = j\omega k^2 C = j\omega L \quad \Rightarrow \quad C = \frac{L}{k^2}$$

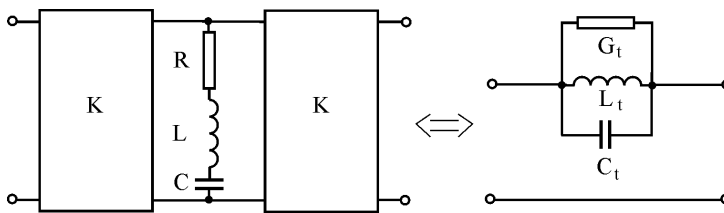
Seveda je to bolj akademski zgled, inverterji postanejo uporabni pri malo bolj kompleksni rabi. Da se pokaže, da sta vezji na sliki 6.15 ekvivalentni



Sl. 6.15 Uporaba inverterja

$$\text{Velja: } Z_t = k^2 Y$$

Taka raba pa ponuja čisto nove in zelo uporabne možnosti. Poglejmo primer: Paralelno k mikrotrakasti liniji je zelo enostavno priključiti nihajni krog, bodisi serijski, bodisi paralelni (obakrat je to primerno dolg paralelni štrcelj), medtem ko je serijsko vključevanje nihajnih krogov praktično neizvedljivo. S pomočjo vezja s slike 6.16 pa je to mogoče. Če želimo liniji serijsko vezan paralelni nihajni krog, med dva inverterja paralelno priključimo serijski nihajni krog.



Sl. 6.16 Izvedba serijsko vezanega paralelnega nihajnega kroga

Seveda velja spet:

$$Y_t = G_t + j\omega C_t + \frac{1}{j\omega L_t} = \frac{1}{k^2} \left( R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right)$$

$$R = k^2 G_t \quad , \quad L = k^2 C_t \quad , \quad C = \frac{L_t}{k^2}$$

#### 6.4.2.2. Realizacija inverterja

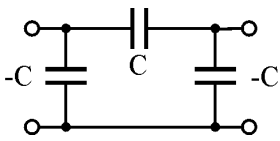
Po vsem, kar smo povedali v prejšnjem poglavju, je primerno povedati še, kako inverter realizirati. Izkaže se, da je to razmeroma trd oreh. Ni težko realizirati enofrekvenčnega konverterja, vendar tak nima prav posebnega pomena, saj se dajo preslikave, ki so uporabne za eno frekvenco, praviloma realizirati enostavneje kot z inverterjem.

Najbolj pogosta je uporaba linije, dolge četrt valovne dolžine, saj je znano, da taka linija 'invertira'. Poglejmo si torej verižne parametre linije:

$$a = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_k \sin \beta l \\ \frac{j}{Z_k} \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix}$$

Pri frekvenci, pri kateri je linija dolga četrtino valovne dolžine, je linija inverter s konstanto  $k=Z_k$ , seveda pa le pri tej frekvenci. V okolici te frekvence zadeva še približno deluje, saj se  $k$  spreminja s frekvenco zelo položno, bolj moti, da diagonalna člena matrike nista več enaka nič.

Precej bolj širokopasoven je inverter na sliki 6.17.



Sl. 6.17 Širokopasoven inverter

Verižna matrika takšnega inverterja je :

$$a = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-j}{\omega C} \\ -j\omega C & 0 \end{bmatrix}$$

Konstanta takšnega inverterja je  $k = \frac{1}{\omega C}$  in se s frekvenco sicer spreminja, vendar sta diagonalna člena neodvisna od frekvence in enaka 0, kar zelo blagodejno vpliva na širokopasovne lastnosti inverterja. Seveda je umestno vprašanje, kako realizirati negativne kapacitivnosti. Prav gotovo ne z induktivnostjo, frekvenčni potek bi bil ravno nasproten od želenega in diagonalna člena takšnega inverterja bi bila enaka 0 le pri določeni frekvenci. Žal negativne uporabne visokofrekvenčne kapacitivnosti ne znamo realizirati. Čemu potem neuporaben nasvet? Odgovor je preprost. Inverter ni nikoli sam, vedno ga uporabimo skupaj z okoliškim vezjem. Prav mogoče je, da sta oba sosedva v verigo vezanega inverterja takšna, da vsebujeta na inverterjevi strani paralelno kapacitivnost, ki je večja od absolutne vrednosti potrebne negativne kapacitivnosti. Nadomestna kapacitivnost obeh paralelnih kapacitivnosti je tedaj čisto lepo in uporabno pozitivna in jo realiziramo po znanih metodah! Seveda si ni težko zamisliti variant širokopasovnega inverterja tudi v obliki T četverpola in z induktivnostmi.

### 6.4.3. Filtri

Ukvarjali se bomo le z analognimi filtri, saj se da s temi doseči najvišje frekvence delovanja izmed vseh znanih filtrov (digitalni, aktivni). Podali bomo le nekaj osnovnih napotkov in nekaj zgledov za realizacijo mikrovalovnih filtrov.

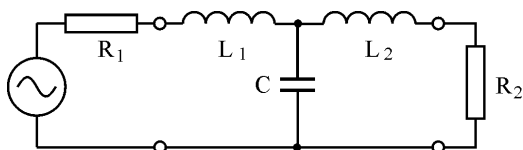
Analogni električni filtri so eno izmed najtemeljitejše preučenih poglavij sinteze analognih električnih vezij. Kot taki spadajo torej v teorijo električnih vezij in ne v mikrovalove. Obnovimo torej le osnovne korake sinteze filtrov.

Osnovni inženirski pristop k realizaciji filtra je sledeč: Najprej moramo jasno definirati, kakšen filter želimo realizirati. Pri sintezi filtra v frekvenčnem prostoru (ta se običajno uporablja pri načrtovanju analognih filtrov) je treba najprej podati okno (tolerančno shemo) v frekvenčnem prostoru, v katero mora pasti slabljenje filtra. Dodatni pogoj je običajno še obnašanje v časovnem prostoru. Glede na zahteve izberemo enega izmed tipov filtra: Butterworthov, Čebišev, eliptični (Nemci mu pravijo Cauerjev) ali Besselov filter. Tolerančno shemo filtra nato transformiramo v prototip nizkega sita, ne glede na to, kakšen filter želimo narediti. Transformacijske enačbe so v vsakem priročniku, namenjenemu načrtovanju filtrov. Nato iz tolerančne sheme določimo elemente prototipa nizkega sita izbranega tipa. Te elemente nato impedančno in frekvenčno skaliramo in na koncu še transformiramo, če načrtujemo pasovno ali visoko sito. Rezultat opisanega postopke je električno vezje, ki vsebuje LC elemente. Če gre za nizkofrekvenčni filter, ga nato običajno realiziramo s koncentriranimi elementi.

Pri realizaciji mikrovalovnega filtra pa se srečamo s problemom, o katerem smo že večkrat govorili: pri visokih frekvencah LC elementov ne moremo realizirati. Kaj torej storiti?

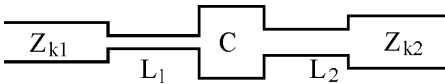
Imamo več možnosti, pogledjmo si le nekatere. V osnovi gre pravzaprav za dva različna pristopa. Pri prvem pač poskusimo z uporabo znanja o realizaciji koncentriranih elementov z ekvivalentnimi elementi nekako realizirati filter. Oglejmo si to na zgledu realizacije nizkega sita:

Nizko sito tvori veriga serijskih induktivnosti in paralelnih kapacitivnosti (slika 6.18). Če sta upornosti generatorja in bremena med seboj različni, filter ni simetričen in lahko služi hkrati še za impedančno prilagoditev. Taki nesimetrični filtri se sicer ne uporabljajo prav pogosto, mogoči pa so in jih bomo še srečali v poglavju o prilagodilnih vezjih.



Sl. 6.18 Nizko sito

Induktivnosti lahko realiziramo s kratkimi odseki visokoohmske linije, kapacitivnosti pa s kratkimi odseki nizkoohmske linije. Linije so lahko kakršnekoli. Če izberemo koaksialne, bo kvaliteta uporabljenih elementov večja, zato dobimo filter z manjšim slabljenjem v prepustu in bolj strmimi boki, vendar pa je realizacija takega filtra tehnično zahtevna. Če je cena in enostavnost izdelave bolj važna kot kvaliteta, se lahko odločimo za izvedbo z mikrotrakastimi linijami, strukturo takega filtra kaže slika 6.19.



Sl. 6.19 Realizacija nizkega sita z odseki mikrotrakaste linije

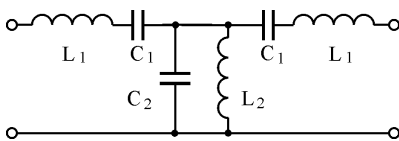
Važno za to realizacijo filtra je povedati, da bo filter prepuščal ne le signale nizkih frekvenc, temveč tudi signale, za katere je polovična valovna dolžina enaka dolžini odsekov linij v filtru. (zakaj?).

V tehniki se, če se le da, izogibamo takšnemu 'praktičnemu' pristopu. Tak pristop namreč včasih vodi k rezultatu, včasih pa tudi ne, odvisno od iznajdljivosti inženirja. Rajši imamo metodičen pristop, ki vedno zagotavlja ali rešitev, ali pa gotovost, da rešitve ni.

Tudi pri realizaciji mikrovalovnih filtrov se je seveda oblikovalo več metod, pogledjmo si eno od njih. Metoda je uporabna za načrtovanje pasovnih sit.

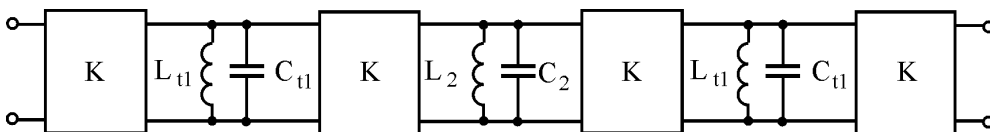
#### 6.4.3.1. Metoda načrtovanja pasovnih sit z inverterji

Če transformiramo nizko sito s slike 6.18 v pasovno prepustno simetrično sito, dobimo vezje na sliki 6.20.



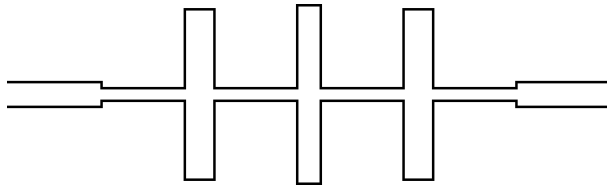
Sl. 6.20 Simetrično pasovno prepustno sito

V verigi paralelno vezane paralelne nihajne kroge realiziramo s paralelnimi štrclji, serijsko vezane nihajne kroge pa realiziramo z verigo inverter – paralelno vezan paralelni nihajni krog – inverter (slika 6.21).



Sl. 6.21 Realizacija pasovno prepustnega sita z inverterji

Če inverter realiziramo s četrt valovne dolžine dolgo linijo in vse skupaj realiziramo v mikrotrakasti tehniki, je rezultat filtra s tremi elementi na sliki 6.22.



Sl. 6.22 Realizacija pasovnega filtra z inverterji v mikrotrakasti tehniki

Obstoji še veliko podobnih sistematičnih poti načrtovanja pasovnih sit, ki omogočajo realizacijo z valovodnimi ali koaksialnimi resonatorji. Ti so primerni za velike moči in velike kvalitete. Tej podobna je tudi metoda načrtovanja filtrov s Kurodovimi identitetami.

To, da je metoda omejena na pasovna sita, pravzaprav ni posebna ovira, večina mikrovalovnih filtrov je pasovnih.

#### 6.4.4. Prilagodilna vezja

Pri načrtovanju mikrovalovnih vezij je pogosto treba rešiti nalogo, ki se glasi: realiziraj vezje, ki bo (praviloma frekvenčno odvisno) impedanco v danem frekvenčnem območju preslikalo v predpisano ohmsko upornost. Nalogi rečemo prilagajanje, saj z vezjem impedanco bremena prilagodimo običajno realni impedanci generatorja. V ozadju je teorem o maksimalnem prenosu moči, zato se dodaten pogoj običajno glasi, naj bo prilagodilno vezje brezizgubno. Seveda se lahko prilagodilna vezja uporabljajo tudi za ubiranje linij, naloga je povsem enaka, čeprav je namen drug.

Naloga je, odvisno od poteka impedance in od tega, kako široko je frekvenčno območje, običajno trd oreh za načrtovalca. Poglejmo si zato za uvod nalogo, ki je tej podobna, vendar bistveno lažja: realizirajmo vezje, ki bo poljubno impedanco pri dani frekvenci preslikalo v predpisano ohmsko upornost. Ta naloga je z diskretnimi elementi rešljiva z uporabo četveropola L iz LC elementov, s porazdeljenimi elementi pa z uporabo odseka linije s štrcljem ali linijskega transformatorja. Prvo metodo so študentje temeljito spoznali pri predmetu Osnove vezij, drugo pa pri predmetu Teorija elektromagnetnega valovanja. Obe metodi podajata analitično rešitev naloge, primerni pa sta tudi za ozkopasovno prilagajanje, pri širokopasovnem prilagajanju pa, razumljivo, odpovesta. Zakaj, ni težko razumeti: če vezje prilagodi breme pri eni frekvenci (ali prav blizu te frekvence), s tem naloga še ni rešena tudi pri drugih frekvencah. Čim širši je pas in čimbolj 'svoje glav' frekvenčni potek ima impedanca bremena, tembolj neprilagojeno bo breme pri ostalih frekvencah. Kaj storiti?

Spet sta, podobno kot smo rekli že pri realizaciji filtrov, v rabi dva pristopa. Prvi je praktičen, inženirski. Načrtovalec na podlagi izkušenj predvidi topologijo primerne vezja. Vodil pri tem je

več, najpomembnejše je, naj vezje ne vsebuje preveč elementov in naj ne bo preveč zapleteno. Najbolje se obnesejo verige linijskih transformatorjev, kombinirane s paralelnimi ali serijskimi štrclji. Taka struktura pravzaprav spominja na topologijo filtra, realiziranega z linijskimi elementi. Iz nadaljnjega teksta bomo videli, da to ni naključje. Elementov tako načrtovanega prilagodilnega vezja seveda ni mogoče določiti analitično, uporabiti moramo program za analizo in optimizacijo mikrovalovnih vezij.

Ni težko uganiti, da prejšnji pristop k rešitvi naloge prilagajanja zahteva kar precej izkušenj in ne vodi vedno do uspeha. Zato se takim 'praktičnim' pristopom v tehniki, če se le da, izogibamo. Poglejmo si zato sedaj še metodo načrtovanja prilagodilnih vezij, ki načeloma vedno pripelje do rezultata.

Vsak ozkopasovni frekvenčni potek impedance se da aproksimirati s potekom impedance ekvivalentnega nihajnega kroga, bodisi serijskega, bodisi paralelnega (v bistvu gre za razvoj v Taylorjevo vrsto in upoštevanje le nekaj prvih členov). Denimo, da moremo potek aproksimirati s serijskim nihajnim krogom. Naša naloga je torej, prilagoditi to idealizirano breme na upornost generatorja, kakor vidimo na sliki 6.23.



Sl. 6.23 Prilagajanje idealiziranega bremena

Ni težko videti, da je topologija na sliki 6.23 enaka topologiji asimetričnega prepustnega pasovnega sita. Glede na izhodiščne zahteve po dopustnih tolerancah vhodne neprilagoditve v frekvenčnem pasu je treba v tablicah najti le manjkajoči del filtra, ki predstavlja rešitev zadane naloge. Zdaj vemo, zakaj moramo pri praktičnem pristopu realizacije prilagodilnih vezij iskati rešitve s filtrskimi strukturami. Nalogo smo tako prevedli na problem sinteze filtra, ki je analitično rešljiv. Vendar takoj opozorimo na dve ključni okoliščini. Prvo že poznamo, filtre lahko realiziramo le z elementi LC, ki jih nimamo, zato se moramo zateči k aproksimativnim rešitvam. Druga je, da smo pravzaprav prilagodili idealizirano vezje in ne našega realnega vezja! Zato se rigorozno le redko uporablja, saj smo videli, da omogoči le prvi korak, to je določitev LC elementov izhodiščnega vezja.

Vendar nam izhodiščni razmislek k drugi metodi, ki ga ilustrira slika 6.23, daje trden teoretični temelj pri iskanju primerne topologije prilagodilnih vezij, to so vsakršna prepustna pasovna sita. Kadar pa imamo elektrotehniko topologijo vezja, imamo težji del sinteze rešen, vrednosti elementov lahko določimo z uporabo optimizacijskih programov. Prilagodilna vezja torej običajno načrtujemo v naslednjih korakih:

1. Glede na dane pogoje se odločimo za tehnologijo prilagodilnega vezja. Za relativno nizke frekvence lahko uporabimo LC elemente, za majhne kvalitete odseke mikrotrakaste linije ipd.
2. Glede na odločitev iz prejšnjega razdelka in glede na širino frekvenčnega pasu in razmerja med upornostjo generatorja in realnega dela upornosti bremena se odločimo za število stopenj vezja.
3. Nekako ocenimo začetne približke vrednosti elementov vezja. Vaja dela mojstra, zelo pomaga obvladanje enofrekvenčnega prilagajanja in Smithovega diagrama.
4. S pomočjo optimizacijskega programa določimo optimalne parametre elementov.
5. Po potrebi se vračamo na točko 3, če ne gre, na točko 2, če še vedno ne gre, na točko 1.
6. Včasih lahko seveda ugotovimo, da je naloga nerešljiva in da bo treba popustiti pri tolerančni shemi.

## **6.5. Mikrovalovna aktivna vezja**

### **6.5.1. Tranzistorski ojačevalniki**

#### **6.5.1.1. Uvod**

Ojačevalnik s tranzistorjem naredimo tako, da se odločimo za primerno orientacijo tranzistorja, z enosmernimi napetostmi poskrbimo za primerno delovno točko in z vezji na vhodu in izhodu tranzistorja (in morda s povratno vezavo) poskrbimo za želene lastnosti ojačevalnika. Izbiro primerne orientacije bomo prepustili proizvajalcu. Napajalna vezja so, za razliko od nizkofrekvenčnih ojačevalnikov, običajno izvedena kot kretnice, torej kot kombinacija nizkega in visokega sita, ki loči visokofrekvenčno pot od enosmernega napajanja. V nadaljnjem tekstu zato zaradi preglednosti o napajanju ne bomo govorili, čeprav se seveda samo po sebi razume, da je treba na koncu v ojačevalnik vključiti tudi napajalne filtre in da jih včasih pri izračunu lastnosti ojačevalnika ni primerno zanemariti.

Ogledali si bomo načrtovanje treh različnih vrst ojačevalnikov: malosignalnega ojačevalnika, ojačevalnika za velike moči in malošumnega ojačevalnika.

Poglejmo si, po katerem kriteriju jih bomo med seboj razlikovali.

- Malosignalni ojačevalnik načrtujemo zgolj na podlagi porazdelitvene matrike, kar pomeni, da ne upoštevamo niti nelinearnosti tranzistorja, niti šumnih lastnosti. Taki ojačevalniki se uporabljajo za srednje moči, pri katerih izkoristek še ni pomemben, pa tudi šumno število ne. Izkazalo se bo, da ima tako načrtan ojačevalnik največje možno ojačenje, v verigi ojačevalnikov bomo s takim načrtovanjem zato prihranili enega ali celo več tranzistorjev.

- Pri končnih stopnjah (in morda še pri ojačevalnikih, ki krmilijo končne stopnje) pa je važna tudi moč oddajnika. Bodisi zato, ker imamo na razpolago le tranzistor, iz katerega je treba 'iztisniti' vso moč, ki jo zmore, pa bo še komaj zadosti za zahtevano moč, bodisi zaradi izkoristka in z njim povezane cene energije ali težav s hlajenjem. Takrat je treba ojačevalnik načrtovati za največjo moč, videli pa bomo, da ima tako načrtovan ojačevalnik manjše ojačenje kot malosignalni ojačevalnik z istim tranzistorjem.
- Kot malošumni ojačevalnik bomo načrtovali ojačevalnik na vhodu sprejemnika (in morda še drugega ali tretjega v verigi), kjer je razmerje med signalom in šumom kritično. Praviloma se malošumni ojačevalnik načrtuje kot ojačevalnik, ki ima minimalno šumno mero.

Zato, da bo izvajanje bolj pregledno in bodo imeli parametri v enačbah manj indeksov, se bosta pojma generator in breme nanašala na tranzistor in ne na ojačevalnik, razen, kadar bo to posebej napisano.

### 6.5.1.2. Stabilnost tranzistorja

Pred začetkom načrtovanja ojačevalnika moramo preveriti stabilnost tranzistorja. Če je tranzistor stabilen, bo načrtovanje ojačevalnika potekalo premočrtno, iz potencialno nestabilnega tranzistorja narediti ojačevalnik pa ni enostavno. Ni težko ugotoviti, zakaj. Pri neprimerni obremenitvi se bo namreč ojačevalnik s potencialno nestabilnim tranzistorjem spremenil v oscilator.

Dvovhodno (linearno) vezje je stabilno, če velja

$$|\Gamma_{vh}| \leq 1 \quad , \quad |\Gamma_{izh}| \leq 1. \quad (6.10)$$

Ta pogoj vključuje tudi naslednjega

$$|S_{11}| \leq 1 \quad , \quad |S_{22}| \leq 1, \text{ vendar sta v literaturi običajno navedena oba.}$$

Pogoj mora veljati za vse možne pasivne zaključitve na vhodu in izhodu in zagotavlja, da odbita moč iz nobenih vrat ne bo večja od vpadne moči v ta vrata.

Ta pogoj izrazimo s parametri  $S$  dvovhodnega vezja:

$$\Gamma_{vh} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_b}{1 - S_{22}\Gamma_b}$$

$$\Gamma_{izh} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_g}{1 - S_{11}\Gamma_g}$$

Poiščimo najprej geometrično mesto impedanc bremena pri pogoju  $|\Gamma_{vh}| = 1$  in generatorjevih impedanc pri pogoju  $|\Gamma_{izh}| = 1$ .



$$|\Gamma_{vh}| = \left| S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_b}{1 - S_{22}\Gamma_b} \right| = \left| \frac{S_{11}(1 - S_{22}\Gamma_b) + S_{21}S_{12}\Gamma_b}{1 - S_{22}\Gamma_b} \right| = \left| \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_b}{1 - S_{22}\Gamma_b} \right| = 1$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$$

$$\left( \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_b}{1 - S_{22}\Gamma_b} \right) \left( \frac{S_{11}^* - \Delta^*\Gamma_b^*}{1 - S_{22}^*\Gamma_b^*} \right) = 1$$

$$(S_{11} - \Delta\Gamma_b)(S_{11}^* - \Delta^*\Gamma_b^*) = (1 - S_{22}\Gamma_b)(1 - S_{22}^*\Gamma_b^*)$$

Če enačbo primerno uredimo, lahko napišemo

$$|\Gamma_b|^2 - \Gamma_b \frac{\Delta S_{11}^* - S_{22}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} - \Gamma_b^* \frac{\Delta^* S_{11} - S_{22}^*}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2}$$

Enačba pomeni krožnico s središčem  $c_b$  in radijem  $r_b$  v ravnini  $\Gamma_b$ :

$$c_b = \frac{\Delta^* S_{11} - S_{22}^*}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2}$$

$$r_b = \left| \frac{S_{21}S_{12}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right|$$

Po povsem analognem postopku dobimo tudi za geometrično mesto  $|\Gamma_{izh}| = 1$  krožnico s središčem  $c_g$

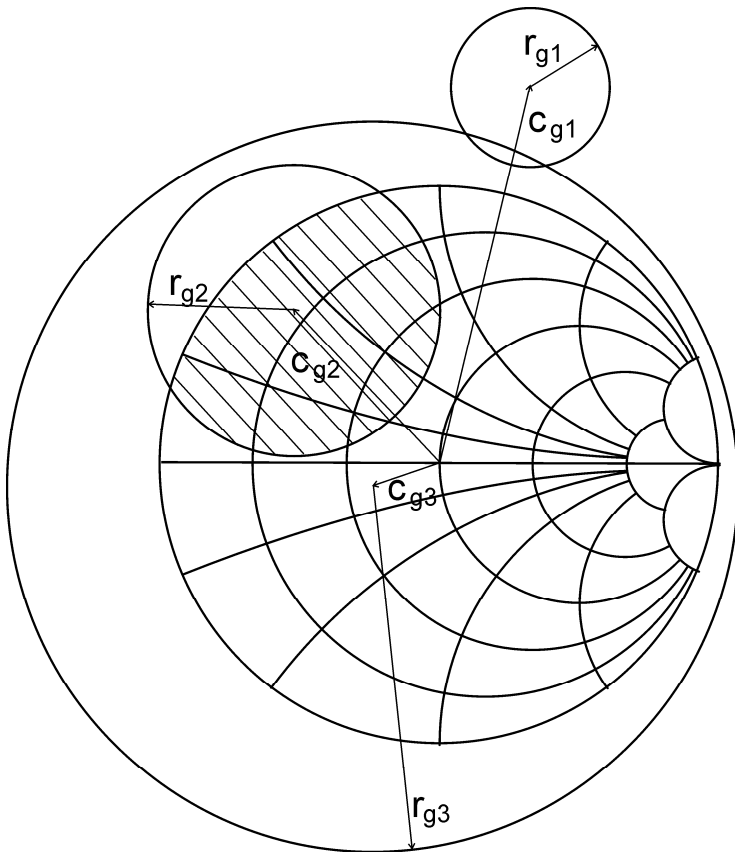
in radijem  $r_g$  v ravnini  $\Gamma_g$ :

$$c_g = \frac{\Delta^* S_{22} - S_{11}^*}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2}$$

$$r_g = \left| \frac{S_{21}S_{12}}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right|$$

Iz neenačbe 6.10 sledi, da smo določili mejo med stabilnim in nestabilnim področjem odbojnosti  $\Gamma_b$

in  $\Gamma_g$ .



Sl. 6.24 Stabilnostni krogi v ravnini generatorjeve odbojnosti

Raziščimo sedaj različne primere krožnice v ravnini  $\Gamma_g$ , za krožnico v ravnini  $\Gamma_b$  bo po analogiji vse podobno (glej tudi sliko 6.24). Če krožnica seka Smithov diagram, je četverpol očitno potencialno nestabilen, saj se en del Smithovega diagrama preslika v  $|\Gamma_{izh}| > 1$ , drugi del pa v  $|\Gamma_{izh}| < 1$ , krožnica pa je meja med področjema. (Na sliki 6.24 velja to za krog 2) Kako ugotoviti katero področje generatorjevih odbojnosti se preslika v  $|\Gamma_{izh}| > 1$  in katero v  $|\Gamma_{izh}| < 1$ ? Najprej ugotovimo, da se po definiciji parametrov  $S$  generatorjeva odbojnost  $\Gamma_g=0$  preslika v ravnino izhodne odbojnosti v parameter  $S_{22}$ . Če velja  $|S_{22}| < 1$ , potem je četverpol stabilen v tistem področju generatorjevih odbojnosti, ki vsebuje središče Smithovega diagrama (za sliko 6.24 velja za krog 2 za tisti del Smithovega diagrama, ki ni šrafiran), sicer pa je ravno obratno (za sliko 6.24 torej za krog 2 za tisti del Smithovega diagrama, ki je šrafiran). Kot pa smo povedali že na začetku, je načrtovanje ojačevalnika z uporabo potencialno nestabilnega tranzistorja izhod v sili in ga v teh skriptah ne bomo obravnavali. Obravnavali bomo le načrtovanje z absolutno stabilnim tranzistorjem, zato si bomo pogledali le, kako ga prepoznati. Iz prej povedanega je očitno, da krožnica meje med stabilnim in nestabilnim področjem ne sme sekati Smithovega diagrama in veljati mora  $|S_{22}| < 1$ . Da krožnica ne seka Smithovega diagrama, je možno na dva načina: ali je krožnica dovolj velika in tako umeščena, da vsebuje cel Smithov diagram (na sliki 6.24 velja to za krog 3), ali pa je dovolj oddaljena, da ne

vsebuje nič Smithovega diagrama (na sliki 6.24 velja to za krog 1). Za prvi primer mora veljati neenačba  $|c_g| - r_g > 1$ , za drugega pa neenačba  $r_g - |c_g| > 1$ , za oba mora torej veljati neenačba:

$$||c_g| - r_g| > 1$$

Vse povedano velja seveda analogno tudi za ravnino  $\Gamma_b$ . Napišimo zgolj rezultat:

$$|S_{11}| < 1$$

$$||c_b| - r_b| > 1$$

Če v neenačbe vstavimo relacije za radije in središča in uvedemo pojem stabilnostnega faktorja  $K$ , lahko vse pogoje za absolutno stabilnost združimo v kompaktno obliko:

$$K > 1 \quad \text{in} \quad |\Delta| < 1$$

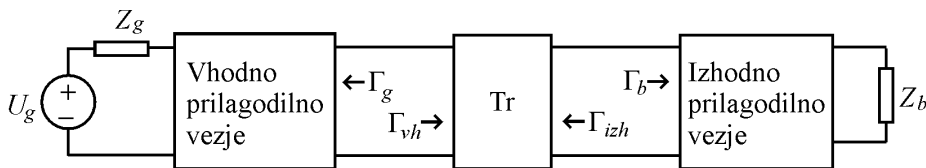
$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{21}S_{12}|}$$

Pred začetkom načrtovanja tranzistorskega ojačevalnika je torej treba za celotno frekvenčno področje iz parametrov  $S$  tranzistorja določiti stabilnostni faktor  $K$  in determinanto porazdelitvene matrike  $\Delta$ . Z determinanto običajno ni težav in je njena absolutna vrednost praviloma manjša od 1. Če je tudi stabilnostni faktor na vsem področju večji od 1 je tranzistor absolutno stabilen in lahko začnemo načrtovati ojačevalnik. Če pa je stabilnostni faktor manjši od 1 (ali blizu 1), izberemo rajši drugi tranzistor.

### 6.5.1.3. Malosignalni ojačevalnik (ojačevalnik z največjim ojačenjem)

Najprej si oglejmo nekaj splošnih dejstev, na podlagi katerih bo načrtovanje ojačevalnika postalo popolnoma premočrtno. Namen ojačevalnika je brez dvoma ojačenje moči signala. Izmed vseh malosignalnih ojačevalnikov bo torej optimalen tisti, ki bo pri danem generatorju in tranzistorju dajal danemu bremenu največjo moč, takrat bo imel ojačevalnik največje možno razpoložljivo ojačenje. Ni težko ugotoviti, da tranzistor sam najbrž še ne bo že kar dober ojačevalnik. Generator in priključen tranzistor skupaj tvorita namreč nov ekvivalentni generator, ta generator pa daje svojo razpoložljivo moč le posebno izbranemu, konjugirano kompleksno prilagojenemu bremenu. V zgledu (Zgled 3 Razpoložljivo ojačenje četverpola) smo to s pomočjo razpoložljivega ojačenja definirali takole:  $P_{Aizh} = P_{Ag}G_A$ . Zadevo uredimo tako, da med breme ojačevalnika in izhod tranzistorja vstavimo brezizgubno prilagodilno vezje, ki bo odbojnost bremena ojačevalnika preslikalo v konjugirano kompleksno izhodno odbojnost tranzistorja z generatorjem. S tem pa smo opravili šele pol naloge. Naredimo podoben premislek še na vhodu. Ločimo zato tako dobljeni ojačevalnik s

prilagodilnim vezjem in bremenom od generatorja. Moč na bremenu bo po zgledu (Zgled 5 Močnostno ojačenje četveropola) podana z močnostnim ojačenjem  $P_{izh}=P_{vh}G_p$ . Močnostno ojačenje ni nič odvisno od lastnosti generatorja, torej bo moč na bremenu tem večja, čim večja bo vhodna moč v tranzistor, največja vhodna moč v tranzistor pa bo takrat, ko bo vhodna odbojnost v tranzistor enaka konjugirano kompleksni odbojnosti generatorja. Vstavimo torej še med generator in vhod v tranzistor takšno brezizgubno vezje, ki bo generatorjevo odbojnost preslikalo v konjugirano kompleksno vhodno odbojnost tranzistorja. Vezje ojačevalnika je na sliki 6.25, tranzistor je označen s **Tr**.



Sl. 6.25 Malosignalni tranzistorski ojačevalnik

Postopek s tem še ni končan, le prvi korak. Ko smo namreč med generator in tranzistor vstavili brezizgubno vezje, se je izhodna odbojnost spremenila zato je treba spet 'popraviti' izhodno prilagodilno vezje, potem pa spet vhodno in tako naprej. Vsak korak zagotavlja, da bo moč na bremenu večja ali enaka (ko smo dosegli limito zaporedja) prejšnji. Zaporedje limito ima, saj je navzgor omejeno, če je tranzistor absolutno stabilen. Če tranzistor ni stabilen, pa nas postopek pripelje do oscilatorja!

Seveda je bil to zgolj miselni postopek ali morda napotek, kako z meritvijo določiti vhodno in izhodno prilagodilno vezje, če ne poznamo parametrov  $S$  tranzistorja. Kadar pa parametre tranzistorja poznamo, bomo rezultat premisleka iz prejšnjega odstavka strnili v naslednjo ugotovitev:

**Če naj tranzistor daje bremenu največjo moč, mora biti hkrati na vhodu in na izhodu konjugirano prilagojen, torej:**

$$\Gamma_b = \Gamma_{izh}^*$$

$$\Gamma_g = \Gamma_{vh}^*$$

Če poznamo parametre  $S$  tranzistorja, lahko iz tega pogoja določimo optimalne odbojnosti.

Veljajo naslednje relacije:

$$\Gamma_{izh}^* = \left( S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_g}{1 - S_{11}\Gamma_g} \right)^* = \frac{S_{22}^* - \Delta^*\Gamma_g^*}{1 - S_{11}^*\Gamma_g^*} = \Gamma_b$$

$$\Gamma_{vh}^* = \left( S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_b}{1 - S_{22}\Gamma_b} \right)^* = \frac{S_{11}^* - \Delta^*\Gamma_b^*}{1 - S_{22}^*\Gamma_b^*} = \Gamma_g$$

Dobili smo dve enačbi (z neznankama  $\Gamma_b$  in  $\Gamma_g$ ), ki morata veljati hkrati. Označimo rešitvi z  $\Gamma_{gopt}$  in  $\Gamma_{bopt}$ . Rešitvi sta (enačbi rešimo tako, da najprej  $\Gamma_b$  iz prve vstavimo v drugo, ki postane kvadratna enačba za  $\Gamma_b$  in postopek ponovimo še za  $\Gamma_g$ ):

$$\Gamma_{gopt} = \frac{1 - |S_{22}|^2 + |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \pm \sqrt{(1 - |S_{22}|^2 + |S_{11}|^2 - |\Delta|^2)^2 - 4|S_{11} - \Delta S_{22}^*|^2}}{2(S_{11} - \Delta S_{22}^*)}$$

$$\Gamma_{bopt} = \frac{1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \pm \sqrt{(1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2 - 4|S_{22} - \Delta S_{11}^*|^2}}{2(S_{22} - \Delta S_{11}^*)}$$
( 6.11)

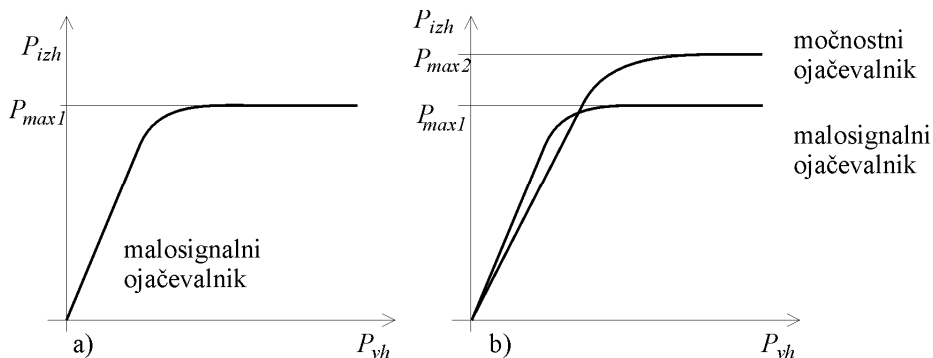
K optimalnima obremenitvama na vhodu in izhodu pripada največje razpoložljivo ojačenje tako dobljenega ojačevalnika, ki je:

$$G_{Aopt} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (K - \sqrt{K^2 - 1}), \text{ pri čemer je } K \text{ stabilnostni faktor iz 6.5.1.2.}$$

Tako, sedaj je treba le še realizirati vhodno in izhodno prilagodilno vezje in dodati napajalno vezje, pa je naloga rešena!

#### 6.5.1.4. Močnostni ojačevalnik (ojačevalnik z največjo močjo)

Pri nekaterih ojačevalnikih ni najbolj pomembno čim večje ojačenje, temveč čim večja moč na izhodu. Le za linearen ojačevalnik ti dve zahtevi vodita do istega cilja: ojačevalnika z največjim možnim ojačenjem. Ojačevalniki pa niso linearni, le če nelinearnosti tranzistorja v okolici delovne točke zanemarimo, načrtujemo ojačevalnik na podlagi malosignalnih parametrov, kakor smo videli v prejšnjem poglavju. Recimo, da želimo ojačevalnik, načrtan po metodi iz prejšnjega poglavja, uporabiti za velike moči. Zato mu pomerimo karakteristiko odvisnosti izhodne moči  $P_{izh}$  od vhodne moči  $P_{vh}$ . (slika 6.26 a)



Sl. 6.26 Odvisnost  $P_{izh}$  od vhodne moči  $P_{vh}$

Opazimo, da izhodna moč pri majhnih vhodnih močeh raste linearno z vhodno močjo, tranzistor je v linearnem področju, razmerje med izhodno in vhodno močjo (nagib malosignalne karakteristike) definira ojačenje ojačevalnika<sup>1</sup>. Če vhodno moč večamo, premica z naklonom ojačenja polagoma preide v premico  $P_{izh}=P_{max1}$ . Pojav opišemo z 'tranzistor je v nasičenju' in je posledica nelinearnosti tranzistorja, moč  $P_{max}$  pa je odvisna od izbire delovne točke in od impedance bremena. Delovno točko in breme so narekovali (malosignalni) parametri S, saj je bil ojačevalnik načrtan kot malosignalni ojačevalnik z največjim ojačenjem.

Če naj ojačevalnik pride v nasičenje pri čim večji izhodni moči, moramo izbrati takšno delovno točko in takšno impedanco bremena, ki omogoča maksimalno izkrmiljenje izhodnih karakteristik tranzistorja. Za maksimalno izhodno moč so torej očitvidno merodajni drugi parametri kot za največje ojačenje in srečno naključje bi bilo, če bi bilo optimalno breme za maksimalno ojačenje enako optimalnemu bremenu za največjo moč. Torej je optimalno breme za največjo izhodno moč praviloma različno od optimalnega bremena za največje ojačenje. Denimo, da smo na kakršenkoli način določili impedanco tega optimalnega bremena za največjo moč, na sliki 6.26 b je ta moč označena s  $P_{max2}$  in je seveda večja od moči  $P_{max1}$ . Kaj pa se je pri tem zgodilo z ojačenjem ojačevalnika? Ker iz prejšnjega poglavja vemo, da je največje malosignalno ojačenje ojačevalnika pri tisti impedanci bremena, ki smo jo določili v prejšnjem poglavju, bo ojačenje našega močnostnega ojačevalnika nedvomno manjše od največjega razpoložljivega ojačenja tranzistorja in nagib malosignalne karakteristike bo zato manjši. Od optimalnega močnostnega ojačevalnika torej pričakujemo večjo maksimalno izhodno moč in manjše ojačenje kot od optimalnega malosignalnega ojačevalnika z istim tranzistorjem. (slika 6.26 b)

Povejmo še nekaj besed o izbiri optimalnega bremena za močnostne ojačevalnike. Izkaže se, da ga je bistveno težje izmeriti kot parametre S. Težava je v tem, ker lahko isto maksimalno izhodno moč dosežemo pri različnih bremenih (in različnih ojačenjih), nas pa zanima tisto breme, pri katerem hkrati z maksimalno močjo dosežemo tudi največje možno ojačenje pri tej moči (ki pa je seveda še vedno manjše od največjega malosignalnega!). Hkrati je treba določiti tudi optimalnemu bremenu pripadajočo optimalno odbojnost generatorja. In to za primerno število frekvenčnih točk v frekvenčnem pasu, v katerem želimo izdelati ojačevalnik! Izkaže se, da je za močnostni ojačevalnik pomembna tudi prilagoditev na višjih harmonskih frekvencah, kar še dodatno zaplete meritev. Meritev je zamudna in nenatančna, zato jo praviloma prepustimo proizvajalcu močnostnih

---

<sup>1</sup>Običajno v takih primerih merimo močnostno ojačenje ojačevalnika (Zgled 5), ker ga je pač najlažje izmeriti. Ojačevalniki so navadno na vhodu in izhodu prilagojeni, zato se to ojačenje ne razlikuje dosti niti od ojačenja vmesnika (Zgled 4), niti od razpoložljivega ojačenja (Zgled 3).

tranzistorjev. Ti podatke o optimalni odbojnosti na vhodu in izhodu tranzistorja za največjo moč podajajo hkrati z ostalimi običajnimi podatki o tranzistorju.

Iz podatkov o optimalnih odbojnostih načrtamo vhodno in izhodno prilagodilno vezje enako kot pri malosignalnem ojačevalniku.

Za konec z razmislekom ugotovimo še eno lastnost močnostnega ojačevalnika. Na izhodu je neprilagojen, prilagojen bi bil namreč takrat, ko bi bil obremenjen z  $\Gamma_{bopt}$ , to pa prav gotovo ni, kakor smo ugotovili malo prej. Nobenega razloga pa ni, da ne bi bil prilagojen na vhodu, vhodno vezje na optimalno obremenitev glede moči nič ne vpliva. Prav nasprotno, če je vhodna optimalna odbojnost določena pravilno, bo ojačevalnik na vhodu prilagojen, saj le prilagojen vhod v ojačevalnik zagotavlja največje možno ojačenje pri danih robnih pogojih maksimalne izhodne moči!

Kaj pa storiti glede neprilagojenega izhoda? Pravzaprav nič. Prilagoditi ga namreč ne smemo, ker bi s tem podrli ves trud z načrtovanjem optimalne odbojnosti glede moči. K sreči neprilagoditev na izhodu običajno ni moteča.

#### 6.5.1.5. Malošumni ojačevalniki

Kot smo že povedali v 4.2, je šumno število četveropola pri določeni frekvenci odvisno od generatorjeve impedance. Iz modela dobimo enačbo (6.12), s katero lahko opišemo šumne lastnosti poljubnega četveropola. V tem poglavju bomo govorili o uporabi tranzistorja v malošumnem ojačevalniku, enačba se bo torej nanašala na tranzistor v ojačevalniku.

$$F = F_{\min} + \frac{4r_n |\Gamma_g - \Gamma_0|^2}{(1 - |\Gamma_g|^2) |1 + \Gamma_0|^2} \quad (6.12)$$

Z  $\Gamma_g$  smo označili odbojnost generatorja. Ko je  $\Gamma_g$  enak  $\Gamma_0$ , je šumno število najmanjše in enako  $F_{\min}$ .  $\Gamma_0$  je torej odbojnost generatorja, pri kateri je šumno število tranzistorja najmanjše. Parameter  $r_n$  je sorazmernostni faktor, ki pove, kako z razliko med generatorjevo in optimalno odbojnostjo raste šumno število. Parameter ima fizikalni pomen normirane ekvivalentne šumne upornosti na vhodu v tranzistor.

Na prvi pogled bi lahko rekli, da je najbolje vhodno vezje ojačevalnika načrtati tako, da bo generatorjevo odbojnost ojačevalnika preslikalo v odbojnost  $\Gamma_0$ , tako bomo dobili ojačevalnik z najmanjšim šumnim številom. Vendar se nam sedaj na vhodu v ojačevalnik dogaja nekaj podobnega, kot se nam je pri močnostnem ojačevalniku dogajalo na izhodu. Ker so šumne lastnosti posledica povsem drugih mehanizmov kot malosignalni parametri S, je optimalna vhodna zaključitev glede šumnih lastnosti čisto drugačna kot je optimalna vhodna zaključitev glede ojačenja bodočega

ojačevalnika. Zato bo imel ojačevalnik z minimalnim šumnim številom mnogo manjše ojačenje od optimalnega, kar običajno ni sprejemljivo. Malošumni ojačevalnik z enim tranzistorjem je namreč le en člen v verigi ojačevalnikov. Za verigo četveropolov pa velja, da ni pomembno le šumno število posameznih četveropolov, temveč tudi ojačenje. Načelno je torej treba optimirati šumno mero in ne šumnega števila ojačevalnika (glej poglavje 4.3).

Očitno bo torej treba poiskati vhodno odbojnost generatorja, ki leži nekje med optimalno odbojnostjo za šum ( $\Gamma_0$ , enačba 6.12) in optimalno odbojnostjo za ojačenje ( $\Gamma_{opt}$ , enačba 6.11). Toda kje? Pripravimo si zato najprej orodje za iskanje primerne odbojnosti. Poiščimo geometrično mesto konstantnega šumnega števila in konstantnega razpoložljivega ojačenja v ravnini  $\Gamma_g$ .

Označimo konstantno šumno število z  $F_i$  in malo preoblikujmo enačbo 6.12:

$$\frac{(F_i - F_{\min})|1 + \Gamma_0|^2}{4r_n} = \frac{|\Gamma_g - \Gamma_0|^2}{(1 - |\Gamma_g|^2)} = N_i$$

$$|\Gamma_g - \Gamma_0|^2 = N_i(1 - |\Gamma_g|^2)$$

$$(\Gamma_g - \Gamma_0)(\Gamma_g^* - \Gamma_0^*) = N_i(1 - |\Gamma_g|^2)$$

$$|\Gamma_g|^2 - \Gamma_g^* \frac{\Gamma_0}{1 + N_i} - \Gamma_g \frac{\Gamma_0^*}{1 + N_i} = \frac{N_i - |\Gamma_0|^2}{1 + N_i}$$

Zadnja enačba je očitno enačba krožnice s središčem v

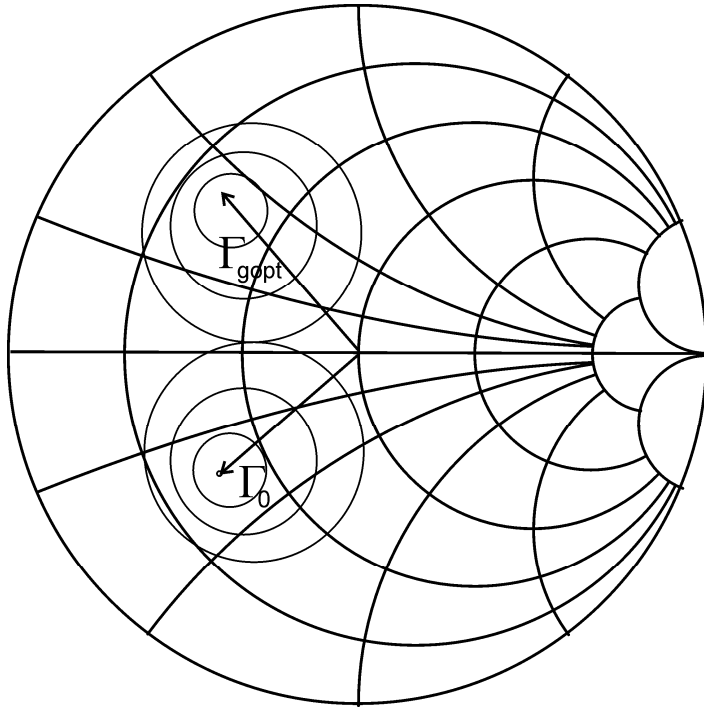
$$c_i = \frac{\Gamma_0}{1 + N_i}$$

Po kratkem računu določimo tudi premer kroga

$$r_i = \frac{\sqrt{N_i(1 + N_i - |\Gamma_0|^2)}}{1 + N_i}$$

Z  $N_i$  smo označili pomožen parameter, ki pripada šumnemu številu  $F_i$ . Ko je ta parameter enak nič, je šumno število  $F_i$  enako minimalnemu šumnemu številu in krog se spridi v točko  $\Gamma_0$ , sicer pa je  $N_i$  za šumna števila  $F_i$ , ki so večja od minimalnega, večji od 0. Na sliki 6.27 je za zgled vrisana optimalna odbojnost  $\Gamma_0$  in nekaj ekvišumnih krogov.





Sl. 6.27 K optimalni odbojnosti generatorja malošumnega ojačevalnika

Poiščimo sedaj še geometrično mesto konstantnega razpoložljivega ojačenja. Izhajamo iz enačbe 6.13, glej tudi zgled (Zgled 3 Razpoložljivo ojačenje četverpola)

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_g|^2)}{|1 - \Gamma_g S_{11}|^2 (1 - |\Gamma_{izh}|^2)} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_g|^2)}{|1 - \Gamma_g S_{11}|^2 \left( 1 - \left| \frac{S_{22} - \Delta \Gamma_g}{1 - S_{11} \Gamma_g} \right|^2 \right)} \quad (6.13)$$

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_g|^2)}{\left( |1 - \Gamma_g S_{11}|^2 - |S_{22} - \Delta \Gamma_g|^2 \right)}$$

Po računanju, podobnemu onemu pri krogih konstantnega šumnega števila, le bolj zamudnemu, dobimo pričakovan rezultat: geometrično mesto konstantnega razpoložljivega ojačenja v ravnini  $\Gamma_g$  je družina krožnic s parametri [8]:

$$c = \frac{S_{11}^* - S_{22} \Delta^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2 + \frac{|S_{21}|^2}{G_A}}$$

$$r = \frac{\sqrt{\frac{|S_{21}|^4}{G_A^2} - 2K |S_{21} S_{12}| \frac{|S_{21}|^2}{G_A} + |S_{21} S_{12}|^2}}{\left| |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 + \frac{|S_{21}|^2}{G_A} \right|}$$

$K$  je stabilnostni faktor. Če je  $\Gamma_g$  enak  $\Gamma_{opt}$  se krog spridi v točko  $\Gamma_{opt}$ , ojačenje  $G_A$  postane enako ojačenju  $G_{Aopt}$  in dobimo ojačevalnik z največjim ojačenjem. Na sliki 6.27 je za zgled vrisana optimalna odbojnost  $\Gamma_{opt}$  in nekaj ekvišumnih krogov.

Tako, sedaj imamo orodje pripravljeno. V ravnino generatorjevih odbojnosti vrišemo družino krogov s konstantnim šumnim številom in družino krogov s konstantnim razpoložljivim ojačenjem. Optimalna vhodna odbojnost je tista, pri kateri se dotikata tista kroga iz obeh družin, za katera velja, da je šumna mera najmanjša. Vhodno prilagodilno vezje mora torej generatorjevo odbojnost ojačevalnika preslikati v to odbojnost, pa bo tranzistor na vhodu obremenjen optimalno glede na šumne lastnosti.

Kaj pa izhodno prilagodilno vezje? Ker vemo, da je razpoložljivo ojačenje četveropola tisto ojačenje, ki ga ima na izhodu konjugirano kompleksno prilagojen ojačevalnik, je treba najprej določiti izhodno odbojnost tranzistorja, ki ima na vhodu priključeno optimalno vhodno odbojnost. Izhodno vezje moramo načrtati tako, da bo odbojnost bremena ojačevalnika preslikalo v konjugirano vrednost te odbojnosti.

Tako, načrtali smo malošumni ojačevalnik. Ta ojačevalnik ima optimalne šumne lastnosti, vendar je njegovo ojačenje manjše od največjega ojačenja, ki ga zmora tranzistor. Kako se to pokaže na lastnostih ojačevalnika? Na prav neprijeten način, pa ne toliko zaradi zmanjšanega ojačenja, kot bi pomislili na prvi pogled, temveč zato, ker je ojačevalnik na vhodu neprilagojen! Prilagojen bi bil namreč, če bi bila odbojnost generatorja enaka optimalni odbojnosti  $\Gamma_{opt}$ , to pa prav gotovo ni. Kaj storiti? Nič kaj dosti, če bi ga želeli na vhodu prilagoditi, bi pokvarili šumne razmere, tega pa ravno nočemo! Malošumni ojačevalnik je pač apriori neprilagojen na vhodu, tako kot je močnostni neprilagojen na izhodu (vendar to ni tako moteče kot neprilagoditev na vhodu), ojačevalnik z največjim ojačenjem pa je apriori prilagojen na obeh vhodih (kar je vsestransko najbolj ugodno, zato so taki ojačevalniki tudi najbolj pogosti).

Običajno se s tem dejstvom sprijaznimo, čeprav je v nasprotju z 'mikrovalovno doktrino', da naj bodo elementi v verigi prilagojeni, vsaj na vhodu, če že ne tudi na izhodu. Če pa načrtovalec sistema vztraja na določeni vhodni odbojnosti v ojačevalnik, je najbolj nekompromisna možnost ta, da damo v 'dvovprego' dva enaka malošumna ojačevalnika (slika 7.9), ki ju povežemo s kvadratnim mostičem (7.4.4).

Pogosto (ne pa vedno!) so tranzistorji z majhnim šumnim številom potencialno nestabilni. Načrtovanje ojačevalnikov s potencialno nestabilnim tranzistorjem poteka čisto drugače kot z absolutno stabilnim tranzistorjem in ga v teh skriptah ne obravnavamo. Povejmo le, da je ena možnost, da s primerno povratno vezavo naredimo tranzistor absolutno stabilen, druga pa, da

načrtamo prilagodilna vezja tako, da se brezodbojno breme (z določeno varnostjo, recimo za neubranost manjšo od 3) na vhodu in izhodu ne preslika v nestabilno področje.

#### 6.5.1.6. Sklep

Opozorimo na koncu še na eno past, ki včasih preži na načrtovalca ojačevalnika s tranzistorjem. Naročnik običajno želi dobiti za čimmanj denarja čimveč zahtevanih lastnosti. Torej, iz malošumnega ojačevalnika čim manj šuma, iz močnostnega ojačevalnika pa čimveč moči, oboje seveda hkrati s čimvečjim ojačenjem. Zato bo iz kataloga izbral primeren tranzistor na podlagi podatkov o največjih zmogljivosti tega tranzistorja, denimo moči (ali šumnega števila) in ojačenja. Povejmo zato, da proizvajalci pri navajanju teh podatkov pogosto zavajajo (seveda le komercialiste, vendar so danes ti v podjetjih veliko bolj cenjeni in poslušani kot inženirji) na naslednji način: Podatki o največji moči, največjem ojačenju in minimalnem šumnem številu med seboj niso konsistentni, ker se nanašajo na različne pogoje delovanja tranzistorja. Največje ojačenje je podano za prilagojen tranzistor, torej za malosignalni ojačevalnik, največja moč za močnostno prilagojen tranzistor in minimalno šumno število za šumno prilagojen tranzistor. V dosedanjem izvajanju smo videli, da ti podatki seveda ne grejo skupaj, toda je to včasih težko dopovedati nekomu, ki ni tehnik. Morda v tem primeru pomaga primera o podatkih za kamion, ki ima nosilnost 20 ton, največjo hitrost 100 km na uro in zmogljivost premagovanja klancev do 30 %. Pri teh podatkih je pač vsakomur iz izkušenj jasno, da ne morejo veljati vsi hkrati, čeprav to nikjer izrecno ne piše.

#### 6.5.2. Oscilatorji z dvopolom

Pri nizkih frekvencah se redko srečamo z načrtovanjem oscilatorja z dvopolom, bolj enostavno je izdelati oscilator na veliko drugih načinov. Tudi za generiranje signalov visokih frekvenc se običajno uporabljajo tranzistorji, vendar je zasnova načrtovanja mikrovalovnega tranzistorskega oscilatorja v bistvu standardna, gre za ojačevalnik s povratno vezavo. Za generiranje zelo visokih frekvenc pa se včasih uporabljajo tudi dvopoli. Poglejmo si zato osnove načrtovanja oscilatorja z dvopolom.

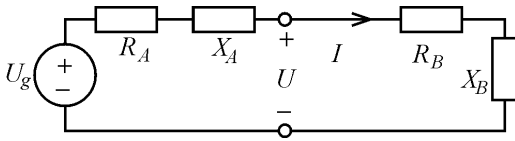
Element, iz katerega oscilator črpa energijo, je aktiven dvopol. Tak dvopol je v splošnem element, ki ima v določeni delovni točki za majhne signale negativno upornost. Najbolj znan takšen element je tunelska dioda, za generiranje visokih frekvenc pa se uporabljajo tudi denimo plazovne diode ali Gunnovi elementi.

Poglejmo si torej malosignalni model oscilatorja z dvopolom (Sl. 6.28). Impedanco aktivnega (nelinearnega) elementa označimo z

$$Z_A = R_A(U, \omega) + jX_A(U, \omega)$$

impedanco bremena pa z

$$Z_B = R_B(\omega) + jX_B(\omega)$$



Sl. 6.28 Nadomestno vezje oscilatorja z dvopolom

Tok  $I$  v vezju je očitno enak

$$I = \frac{U_g}{Z_A + Z_B}$$

Ta tok je različen od 0, kadar je napetost generatorja  $U_g$  različna od 0, vendar nas ta trivialni primer ne zanima. Pri načrtovanju oscilatorja nas zanima, ali lahko teče tok takrat, ko je napetost  $U_g$  enaka 0. Očitno da in sicer takrat, ko je imenovalec izraza za tok enak 0, torej, ko je izpolnjen pogoj nihanja

$$Z_A + Z_B = 0$$

Napišimo ta pogoj še malo drugače:

$$\begin{aligned} R_A + R_B &= 0 \\ X_A + X_B &= 0 \end{aligned} \quad (6.14)$$

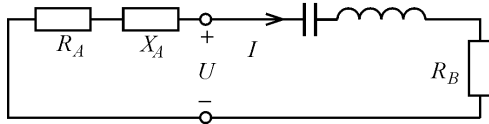
Prva enačba pomeni, da mora biti upornost aktivnega elementa manjša od 0, druga pa pomeni resonanco.

Napišimo pogoj nihanja še z odbojnostmi, kakor je v navadi za visokofrekvenčna vezja:

$$\Gamma_B = \frac{Z_B - Z_k}{Z_B + Z_k} = \frac{-Z_A - Z_k}{-Z_A + Z_k} = \frac{1}{\Gamma_A}, \text{ torej}$$

$$\Gamma_B \Gamma_A = 1$$

Pogoj 6.14 zagotavlja nihanje oscilatorja, nič pa ne pove o tem, ali je nihanje stabilno, ali pa ga vsaka sprememba vezja morebiti 'vrže iz tira'. Za stabilnost frekvence analognih oscilatorjev običajno poskrbi breme v obliki nihajnega kroga s čim večjo kvaliteto. To namreč zagotavlja pogoj resonance vedno pri (skoraj) enaki frekvenci, ne glede na ostale spremembe v vezju. Poglejmo si obnašanje oscilatorja s serijskim nihajnim krogom. Nadomestno vezje je na naslednji sliki.



Sl. 6.29 Dvopolni oscilator s serijskim nihajnim krogom

Da bo vezje začelo nihati pri napetosti  $U=0$ , mora takrat veljati pogoj

$$R_A + R_B < 0$$

Tak pogoj namreč zagotavlja, da bodo amplitude nihanja s časom naraščale (nihajni krog z negativnimi izgubami, prepuščen samemu sebi!). Amplitude seveda ne bodo naraščale v nedogled, temveč se mora naraščanje prej ali slej ustaviti. Kako? Ne pozabimo, da je element z negativno upornostjo nelinearen in je negativna le njegova diferencialna upornost v delovni točki. Kot upornost  $R_A$  v nadomestnem vezju nastopa integralna, povprečna upornost v enem ciklu. Pri majhnih amplitudah je  $R_A$  kar diferencialna upornost. Z naraščanjem amplitud pa se integralna upornost  $R_A$  spreminja. Spreminjati pa se mora tako, da se bo potek vnihanja oscilatorja končal pri napetosti  $U=U_0$  s stabilnim limitnim ciklom, torej z zadostitvijo pogoju 6.14. Napišimo torej oba pogoja skupaj:

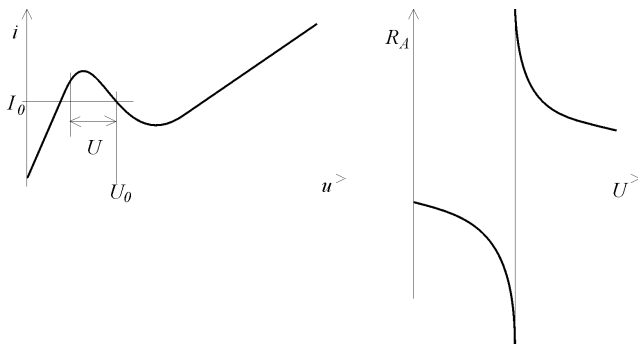
$$R_A(U=0) + R_B < 0$$

$$R_A(U=U_0) + R_B = 0$$

Pogoja skupaj pomenita, da mora  $R_A$  v odvisnosti od napetosti vezja naraščati, torej

$$\frac{\partial R_A}{\partial U} > 0 \quad (6.15)$$

Poznamo dva tipa elementov z negativno upornostjo, tokovo ali napetostno krmiljeno negativno upornost, tunelska dioda je denimo napetostno krmiljena, pogledjmo si njeno karakteristiko (Sl. 6.30)



Sl. 6.30 Karakteristika napetostno krmiljene negativne upornosti

Če postavimo delovno točko v negativni del karakteristike, je upornost  $R_A$  pri amplitudi napetosti  $U=0$  negativna. Če amplituda napetosti na elementu raste, upornost pada preko vseh meja, preskoči v

pozitivno neskončnost in nato spet pada proti asimptotični vrednosti. Odvod upornosti po napetosti je torej vseskozi negativen in ne ustreza pogoju 6.15.

Pomen opisanega je nazoren. Če izberemo upornost bremena takšno, da bo pri neki napetosti izpolnjen pogoj nihanja 6.14, pri napetosti 0 pogoj zagotovo ne bo izpolnjen in oscilator ne bo mogel zanihati. Pogoj nihanja je torej izpolnjen z nestabilnim limitnim ciklom.

Kaj storiti? Ni težko uganiti, da bi pri oscilatorju s paralelnim nihajnem krogu (ki je serijskemu dualen) pogoj 6.15 izrazil enako, le s prevodnostmi. Prevodnost pa se pri napetostno krmiljenem elementu s slike 6.25 obnaša ravno prav, z amplitudo namreč raste (od negativne preko 0 do asimptotične končne vrednosti). Sedaj je vse v redu: pri napetosti 0 je singularna točka, napetost narašča, dokler ni izpolnjen pogoj nihanja, takrat se napetost ustali. Napetostno krmiljeni elementi z negativno upornostjo torej potrebujejo za delovanje paralelni nihajni krog, tokovo krmiljeni pa očitno serijskega (to naj bralec pokaže sam).

Ker pa velja za serijski nihajni krog za okolico resonance naslednja relacija

$$\frac{dX_B}{d\omega} > 0, \text{ za paralelnega pa}$$

$$\frac{dX_B}{d\omega} < 0,$$

ni težko vseh pogojev strniti v kompaktno obliko

$$\frac{\partial R_A}{\partial U} \frac{dX_B}{d\omega} > 0 \tag{6.16}$$

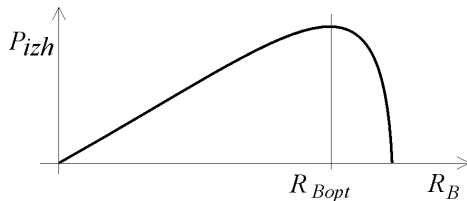
Pravzaprav jih je še bolj eksaktno združil v skupen pogoj Kurokawa v

$$\frac{\partial R_A}{\partial U} \frac{dX_B}{d\omega} - \frac{\partial X_A}{\partial U} \frac{dR_B}{d\omega} > 0$$

Mi v izvajanjih nismo računali s tem, da se s frekvenco spreminja tudi realni del bremena. Ker se običajno skoraj ne spreminja (rečemo, da je pohlevna funkcija), je za praktično rabo pogoj 6.16 večinoma dovolj natančen.

Za frekvenco oscilatorja smo že rekli, da jo določa v bistvu resonančna frekvenca nihajnega kroga in to tembolj natančno, čimbolj kvaliteten je nihajni krog. Kako pa je z močjo oscilatorja? Ta je trši oreh. Očitno nam pogoj 6.16 o tem ne pove dosti. Poglejmo po pameti, kako ravnati pri serijskem nihajnem krogu, za paralelnega bo pač veljalo dualno. Ni težko ugotoviti, da na moč oscilatorja vpliva upornost bremena. Če bo upornost zelo majhna, bo oscilator sicer nihal, vendar bo zaradi majhne upornosti amplituda napetosti majhna, zato bo majhna tudi moč. Z večanjem upornosti se bo amplituda napetosti in s tem moč najprej večala, nato pa bo moč spet začela upadati (ker bo začelo

prevladovati manjšanje toka zaradi večanja upornosti). Če bo upornost prevelika, pogoj nihanja ne bo izpolnjen in oscilator sploh ne bo več nihal. Zgled odvisnosti izhodne moči od upornosti bremena je na sliki 6.31. Zadeva spominja na iskanje optimalnega bremena realnega generatorja, vendar je bolj zapletena, ker imamo opravka z nelinearnim vezjem. Skratka, razmislek zagotavlja, da eksistira optimalno breme, ne daje pa prav uporabnega napotka za izračun tega bremena. Pri načrtovanju se običajno pomeri karakteristika odvisnosti moči od upornosti bremena. Ker je parameter  $l$  eden (upornost bremena), iskanje optimuma ni hudo zamudno.



Sl. 6.31 Odvisnost moči oscilatorja od upornosti bremena

## 6.6. Računalniška optimizacija mikrovalovnih vezij

V poglavju Mikrovalovna vezja smo si ogledali nekaj najpogostejših nalog načrtovanja in realizacije mikrovalovnih vezij. Videli smo, da je rezultat vseh metod le ‘približno’ vezje in da so vezja praviloma zelo kompleksna. Oboje kaže na to, da brez uporabe računalnika načrtovanje mikrovalovnih vezij ni mogoče.

Z uporabo programa za optimizacijo namreč parametre vezja, tudi tistega, ki smo ga določili z uporabo eksaktnih metod, do konca ‘polikamo’ in prilagodimo dejanskim okoliščinam. Seveda je res, da tudi nizkofrekvenčna vezja že dolgo ne načrtujemo ‘peš’. Vendar so programi za načrtovanje mikrovalovnih vezij specifični, saj vsebujejo mnogo več možnih modelov elementov vezij. Vezje pri visokih frekvencah je namreč načelno bistveno bolj komplicirano kot pri nizkih frekvencah.

Programov za načrtovanje mikrovalovnih vezij je na trgu veliko. Skupno jim je, da so razmeroma dragi, saj so namenjeni industriji, katerih izdelki dosegajo visoko ceno. Skupno jim je tudi, da zmorejo vezje analizirati in optimirati njegove parametre. Zaenkrat pa še ne zmorejo vezja sintetizirati, niti optimirati njegove topologije.

Pri uporabi programov je zato še vedno naloga inženirja

- poiskati primerno topologijo vezja za izbrano nalogo
- poiskati dobre približke parametrov izbranega vezja.

In s to nalogo smo se pravzaprav ukvarjali v poglavju Mikrovalovna vezja.

Najbrž ni treba posebej razlagati, kako važen je prvi del naloge, brez dobro opravljenega tega dela pač ne bo realizacije nobenega optimalnega vezja. Vendar je treba poudariti, da tudi drugega dela ne gre podcenjevati. Večina optimizacijskih programov namreč učinkovito išče lokalni minimum kriterijske funkcije, da pa bo ta minimum tudi globalen in torej optimalen v smislu naše naloge, mora poskrbeti načrtovalec z izbiro začetnih parametrov vezja. Pri oceni prvih približkov se zato splača kar najbolj potruditi in upoštevati vse svoje nakopičeno znanje.

Morda le še nekaj praktičnih nasvetov za uporabo optimizacijskih programov. Inženirsko delo je pogosto tako, da je problem lažje rešljiv, če ga razdrobimo na več manjših problemov in te rešimo drugega za drugim. Zelo podobno se obnašajo tudi optimizacijski programi, zato je bolje optimizacijo razdeliti v nekaj korakov. V prvem koraku se pogosto obnese, da programu ne zastavimo previsokih ciljev, temveč se zadovoljimo z manjšimi zahtevami in hkrati parametre optimiramo drugega za drugim, od najbolj k najmanj pomembnim. Kateri so to, mora pa načrtovalec oceniti sam, zato pa rabimo inženirje! V tem koraku tudi ne optimiramo parametrov, za katere po teoriji vemo, kakšni morajo biti. To je recimo četrtvalovna dolžina linijskega transformatorja. V prvem koraku tudi nikoli ne spreminjamo hkrati parametrov, ki so med seboj povezani, denimo dolžine in karakteristične impedance iste linije.

V naslednjem koraku, ko smo ocenili, da smo blizu optimumu, postavimo zahtevane cilje in optimiramo vse parametre hkrati.

## 6.7. Literatura

- [1.] Mlakar J., *Elektromagnetna valovanja*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1995
- [2.] Mlakar J., *Linearna vezja in signali*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1997
- [3.] Budin J., *Mikrovalovna pasivna vezja*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1973
- [4.] Collin, R. E., *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill, 1992
- [5.] Hoffmann M. H. W., *Hochfrequenztechnik*, Springer 1997
- [6.] Hoffmann, R. K., *Integrierte Mikrowellenschaltungen*, Springer 1983
- [7.] Gonzales, G., *Microwave Transistor Amplifiers*, Prentice-Hall, 1984
- [8.] Kajfez, D., *Notes on Microwave Circuits, vol.3*, Kajfez Consulting, 1988



## 7. Mikrovalovni elementi

### 7.1. Uvod

V tehniki visokih frekvenc se uporablja mnogo specifičnih elementov vezij, sistemov in merilnih naprav, ki jih pri nizkih frekvencah ne srečamo. Vzroka sta dva. Po eni strani se nekateri teh elementov za nizke frekvence ne dajo realizirati, po drugi strani pa jih pri nizkih frekvencah ne potrebujemo.

V tem poglavju bomo obravnavali le najbolj pogoste. Pri vsakem bomo povedali, zakaj se uporablja in kako ga karakteriziramo s sistemskega stališča. Povedali bomo tudi, kako ga je mogoče realizirati. Običajno je možnih realizacij mnogo, mi se bomo omejili na nekaj najbolj pogostih.

### 7.2. Periodične strukture

#### 7.2.1. Floquetov teorem

Oglejmo si lastnosti valovoda, ki je v enakih intervalih obremenjen z med seboj enakimi reaktivnimi elementi. Takemu valovodu rečemo tudi periodična struktura. Valovod je seveda lahko kakršenkoli (tudi linija je valovod!), za lažjo predstavo pri nadaljnjem izvajanju privzemimo, da je valovod recimo pravokoten in da je periodično obremenjen z zaslonkami. Prerez takega valovoda kaže slika 7.1.



Sl. 7.1 Prerez periodične strukture

Predpostavljamo, da se bo po takem valovodu širil val vzdolž smeri  $z$ , opišemo ga torej lahko kot

$$E(x, y, z) = E_p(x, y, z)e^{-\gamma z} \quad (7.1)$$

Funkcija  $E_p(x, y, z)$  predstavlja vzorec polja, v homogenem valovodu je ta vzorec le funkcija prečnih koordinat, v periodični strukturi pa mora biti očitno tudi funkcija vzdolžne koordinate. Ker pa je struktura periodična, ima tudi funkcija  $E_p$  posebne lastnosti. Če študiramo lastnosti neskončno dolge strukture (in pri študiju valovodov vedno študiramo lastnosti neskončno dolgega valovoda),

potem je očitno vseeno, v kateri celici se nahajamo, saj so vse med seboj enake! Funkcija  $E_p$  mora torej biti periodična s periodo  $d$ , torej

$$E_p(x, y, z) = E_p(x, y, z + d)$$

Poglejmo si v tej luči še enkrat enačbo 7.1., napisano malo drugače. Velja

$$E(x, y, z + d) = E_p(x, y, z + d) e^{-\gamma(z+d)}$$

$$E(x, y, z + d) = E_p(x, y, z + d) e^{-\gamma z} e^{-\gamma d}$$

$$E(x, y, z + d) = E_p(x, y, z) e^{-\gamma z} e^{-\gamma d}$$

in torej

$$E(x, y, z + d) = E(x, y, z) e^{-\gamma d}$$

Z besedami bi lahko enačbo opisali takole: Polje v periodični strukturi, premaknjeno za periodo  $d$ , se razlikuje za kompleksno konstanto  $e^{-\gamma d}$ . Izrek ima ime Floquetov teorem in sam po sebi še ne pove dosti o lastnostih periodičnih struktur. V naslednjem poglavju si bomo ogledali uporabo Floquetovega teorema pri študiju lastnosti periodičnih struktur.

## 7.2.2. Lastnosti periodičnih struktur

Poskusimo torej z uporabo Floquetovega teorema določiti nekatere lastnosti periodičnih struktur.

Če je  $E_p$  periodična funkcija s periodo  $d$ , jo lahko razvijemo v Fourierovo vrsto:

$$E_p(x, y, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} E_{pn}(x, y) e^{-j\frac{2\pi}{d}nz} \quad (7.2)$$

pri čemer so  $E_{pn}(x, y)$  koeficienti vrste, ki jih določimo z

$$E_{pn}(x, y) = \frac{1}{d} \int_0^d E_p(x, y, z) e^{j\frac{2\pi}{d}nz} dz$$

Poglejmo si, kako ta zapis vpliva na interpretacijo enačbe 7.1. Vstavimo zato enačbo 7.2 v enačbo 7.1:

$$E(x, y, z) = \left( \sum_{n=-\infty}^{\infty} E_{pn}(x, y) e^{-j\frac{2\pi}{d}nz} \right) e^{-\gamma z}$$

Torej

$$E(x, y, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} E_{pn}(x, y) e^{-\left(\gamma + j\frac{2\pi}{d}n\right)z} \quad (7.3)$$

Enačba 7.3 nam odpre popolnoma nov pogled na val v periodični strukturi. Očitno ga lahko interpretiramo kot neskončno vrsto valov, ki imajo vsak svojo valovno konstanto

$$\gamma_n = \gamma + j \frac{2\pi}{d} n$$

Imenujemo jih prostorske harmonske komponente in so povsem analogne harmonskim komponentam, ki so nam elektrotehnikom zelo domače iz obravnave periodičnih časovnih funkcij z osnovno periodo  $T$ , le da tukaj opazujemo prostorsko periodično funkcijo z osnovno periodo  $d$ .

$$\gamma_n = \alpha + j\beta + j \frac{2\pi}{d} n = \alpha + j \left( \beta + \frac{2\pi}{d} n \right) = \alpha + j\beta_n$$

Očitno imajo vse harmonske komponente isto konstanto slabljenja  $\alpha$  in vsaka svoje fazno število.

S faznim številom pa je povezana pomembna lastnost valovanja, fazna in skupinska hitrost. Oglejmo si ju:

$$v_{fn} = \frac{\omega}{\beta_n} = \frac{\omega}{\beta + \frac{2\pi}{d} n}$$

$$v_{sn} = \frac{d\omega}{d\beta_n} = \frac{1}{\frac{d\beta_n}{d\omega}} = \frac{1}{\frac{d\beta}{d\omega}} = v_s$$

Očitno imajo vse harmonske komponente isto skupinsko hitrost (s katero se širi energija in informacija), toda vsaka harmonska komponenta ima svojo fazno hitrost, ki je lahko (za velike indekse  $n$ ) tudi bistveno manjša od 'osnovne' fazne hitrosti, ki je v vseh valovodih primerljiva s svetlobno hitrostjo. Komponente, ki pripadajo negativnim indeksom  $n$ , imajo tudi negativno hitrost, torej se širijo v nasprotni smeri osi  $z$ . To samo po sebi seveda ni nič posebnega, običajno takim valovom pravimo odbiti valovi, da jih ločimo od napredujočih (v smeri osi  $z$ ) valov. Vendar so ti valovi nekaj posebnega, njihova skupinska hitrost je namreč pozitivna, to so torej valovi, pri katerih sta fazna in skupinska hitrost nasprotno usmerjeni, (konstantna) faza in energija torej potujeta v nasprotnih smereh. Imenujemo jih nazaj obrnjeni (*backward*) valovi.

Preden iz doslej ugotovljenega sklepamo na nadaljnje lastnosti valov v periodičnih strukturah, povejmo naslednje: vse harmonske komponente nastopajo v periodični strukturi v paketu, torej vse ali nič, le vse skupaj namreč ustrezajo valovni enačbi in robnim pogojem, iz katerih dobimo polje, ki ga opisuje enačba 7.1. Če torej od zunaj na kakršenkoli način vplivamo na posamezno harmonsko komponento, s tem posredno vplivamo na val v celoti, torej na vse komponente.

Poglejmo si sedaj še, kako lahko izkoriščamo lastnosti valov v periodičnih strukturah. Elektronke, ki delujejo na interakciji med elektronskim snopom in elektromagnetnim valom (cevi na potujoče valove), pri katerih torej elektromagnetni val črpa energijo iz kinetične energije curka elektronov, mora biti fazna hitrost vala primerljiva s hitrostjo curka. Valovod realiziramo torej kot periodično strukturo in tako 'upočasimo' val (pravzaprav le eno izmed njegovih harmonskih komponent), tako da lahko sodeluje s curkom elektronov. Ker so vse harmonske komponente med seboj 'togo' spete, dobimo tako ojačen komplet val, čeprav je ojačena le harmonska komponenta. Podobno konj vleče celoten voz, čeprav je vprežen le ob oje (za razliko od gravitacije, ki k Zemlji vleče celo odpadlo jabolko!). Upočasnitev valov v periodičnih strukturah je pravzaprav edini način, kako učinkovito upočasniti fazno hitrost elektromagnetnega valovanja.

Strnimo torej lastnosti periodičnih struktur:

Pojavijo se prostorske harmonske komponente, od katerih imajo mnoge fazne hitrosti bistveno manjše fazne hitrosti osnovnega vala.

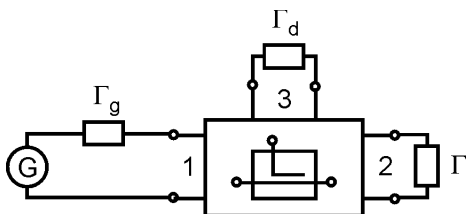
Pojavijo se povratni valovi, torej prostorske komponente, pri katerih sta fazna in skupinska hitrost nasprotno usmerjeni.

Brez dokaza navedimo še, da se v valovni konstanti periodičnih struktur periodično pojavljajo frekvenčna področja, v katerih je valovna konstanta čisto realna. Periodična struktura je torej sito, pri katerem se periodično izmenjujejo propustna in zaporna področja.

## 7.3. Smerni sklopniki

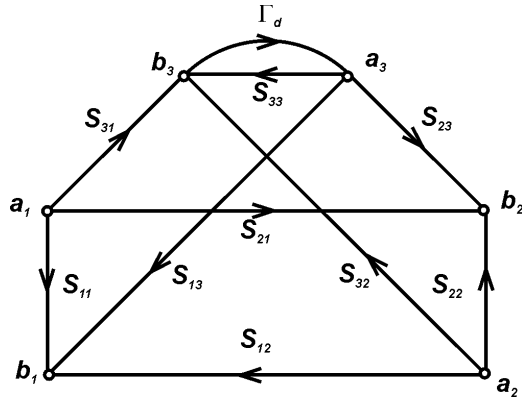
### 7.3.1. Uvod

Smerni sklopnik je trivhodno (redko kot dvojni smerni sklopnik tudi štirivhodno) recipročno mikrovalovno vezje. Smerni sklopnik skupaj z detektorjem, generatorjem in bremenom je na sliki 7.2, na sliki 7.3 pa je graf smernega sklopnika z detektorjem.



Sl. 7.2 Smerni sklopnik z detektorjem, generatorjem in bremenom

Smerne sklopnike uporabljamo pri različnih meritvah in sicer vedno zato, da detektiramo ali izmerimo napredujoči ali odbiti val na liniji. Z dvema lahko torej merimo odbojnost bremena. Z enim na izhodu iz ojačevalnika lahko kontroliramo, ali oddajnik deluje in tudi merimo njegovo moč.



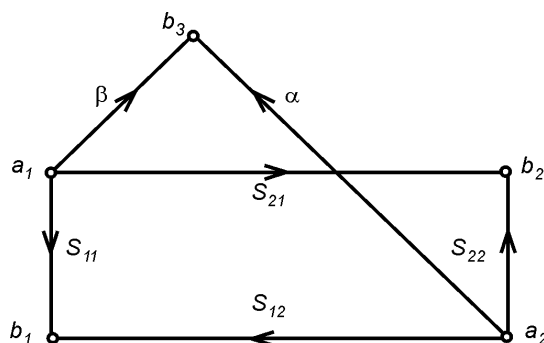
Sl. 7.3 Smerni graf smernega sklopnika z detektorjem

Smerni sklopnik je element s smernimi lastnostmi, kar pomeni, da se absolutni vrednosti parametrov  $S_{31}$  in  $S_{32}$  med seboj pomembno razlikujeta. Simbol smernega sklopnika na sliki 7.2 implicira, da je  $|S_{31}| \ll |S_{32}|$ .

Napetost  $U_d$  na detektorju je

$$U_d = (b_3 + a_3) \sqrt{2Z_k} = b_3 (1 + \Gamma_d) \sqrt{2Z_k} \propto b_3. \quad (7.4)$$

Napetost na detektorju, ki je priključen na smerna vrata sklopnika, je popolnoma določena z vpadnim valom v detektor in z odbojnostjo detektorja, torej lahko zaradi preglednosti odstranimo vozle  $a_3$ . Z odstranitvijo vozla  $a_3$  dobimo poenostavljen graf, ki je na sliki 7.4.



Sl. 7.4 Poenostavljen smerni graf smernega sklopnika z detektorjem

Koeficienta  $\alpha$  in  $\beta$  lahko bralec za vajo določi sam, obenem je primerno opozoriti, da parametri  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{12}$  in  $S_{22}$  smernega grafa s slike 7.4 niso natančno enaki enako označenim parametrom s slike 7.3. Za realne smerne sklopnike pa je razlika običajno nemerljiva, na parametre  $S$  smernega sklopnika skupaj z detektorjem nima odbojnost detektorja skoraj nobenega vpliva.

Kot smo že rekli, opisujemo smerni sklopnik, za katerega je  $|S_{31}| \ll |S_{32}|$ . Tak smerni sklopnik na sklopna vrata 3 sklaplja pretežno vpadni val v vrata 2 smernega sklopnika, torej odbiti val od odbojnosti  $\Gamma$ .

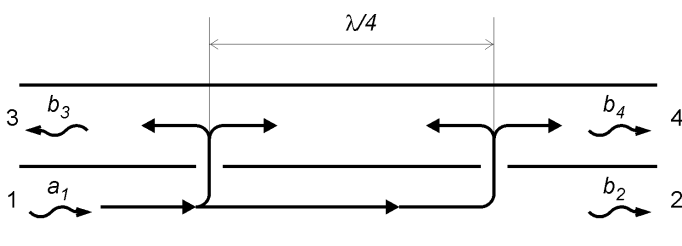
### Parametri smernega sklopnika

Absolutna vrednost koeficienta  $\alpha$  v primeru, ko je detektor prilagojen, je veličina, ki ji rečemo **sklop** smernega sklopnika in jo označujemo s  $C$  (*coupling factor*). Običajno se podaja v dB,  $C = -20 \log |\alpha|$ . Najpogostejše vrednosti sklopa  $C$  za resnične sklopnike so od 3 do 30 dB. Pomen sklopa je nazoren, pove nam, kolikšen del želenega vpadnega vala se sklaplja na sklopna vrata sklopnika.

Koeficient  $\beta$  pa kaže, kolikšen del vpadnega vala v vrata 1 se sklaplja na sklopna vrata sklopnika. Ta val je neželen, če bi uspeli narediti idealen smerni sklopnik, bi bil koeficient  $\beta$  enak 0. Za kvaliteto smernega sklopnika ni pomemben koeficient  $\beta$  sam po sebi, temveč kvocient  $\beta/\alpha$ , ki podaja razmerje med neželenim in želenim valom na sklopnih vratih. Temu kvocientu, ki je razmerje med neželenim in želenim valom na sklopnih vratih, rečemo **smernost** sklopnika in ga običajno označimo z  $D$  (*directivity*) in podajamo v dB,  $D = -20 \log \left| \frac{\beta}{\alpha} \right|$ . Smernost  $D$  smernih sklopnikov v dB je običajno med 10 in 40 dB, čim večja je številka, tem boljši je sklopnik.

### 7.3.2. Valovodni smerni sklopnik

Smernost izkazujejo med seboj primerno sklopljene valovodne strukture. Sedaj, ko smo že spoznali pojme smernost in sklop, si na preprostem zgledu pogledjmo, kako je mogoče narediti smerni sklopnik z dvema med seboj sklopljenima valovodoma.



Sl. 7.5 Valovodni smerni sklopnik z diskretnima sklopnima odprtinama

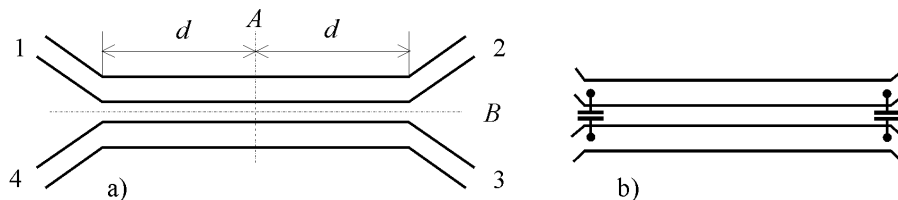
Val  $a_1$  spodnjega dela valovoda se sklaplja v zgornji valovod skozi dve sklopni odprtini. Odprtini nimata smernih lastnosti, zato se sklopljeni val v zgornjem valovodu širi v obe smeri. Ker sta sklopni odprtini oddaljeni druga od druge za  $\lambda/4$ , se bosta sklopljena vala, ki se v zgornjem valovodu širita nazaj, seštevala destruktivno, saj pretečeta za  $\lambda/2$  različni poti. Nasprotno se vala, ki se širita naprej,

seštevata konstruktivno. Val  $a_1$  se torej sklaplja pretežno na vrata 4 in (skoraj) nič na vrata 3. Podobno bi lahko ugotovili za vpadni val v vrata 2, da se sklaplja pretežno na vrata 3 in skoraj nič na vrata 4. Prikazana struktura je torej dvojni smerni sklopnik. Vendar se ne uporablja kot dvojni smerni sklopnik. Vzrok tiči v tem, da bi bila smernost obeh sklopnikov preveč odvisna od odbojnosti priključenih detektorjev na vratih 3 in 4. Val, ki se odbije od prvega detektorja, postane namreč neželeni val za drugi detektor (in obratno). Zato ena izmed vrat zaključimo s čimbolje prilagojenim bremenom, saj predvsem odbojnost tega bremena določa sklop neželenega vala in s tem smernost. Če s prilagojenim bremenom zaključimo vrata 4, dobimo smerni sklopnik, za katerega velja, da je  $|S_{31}| \ll |S_{32}|$ .

Očitno je opisani smerni sklopnik enofrekvenčen element, saj izkazuje primerne lastnosti le pri frekvenci, pri kateri sta sklopni odprtini med seboj oddaljeni četrta valovne dolžine. Če želimo povečati uporabno frekvenčno področje, moramo število sklopnih odprtin povečati in jih (primerno) neenakomerno razporediti (problem je v bistvu enak širokopasovnemu prilagajanju).

### 7.3.3. Sklopnik s sklopljeno linijo

V prejšnjem poglavju smo si ogledali delovanje smernega sklopnika z dvema diskretnima sklopoma. Vendar lahko realiziramo smerni sklopnik tudi s porazdeljeno sklopno strukturo, denimo s sklopljeno linijo. Poglejmo si realizacijo s simetrično sklopljeno linijo. Smerni sklopnik s sklopljeno mikrotrakasto linijo kaže slika 7.6 a.



Sl. 7.6 Smerni sklopnik s sklopljeno linijo

Očitno je smerni sklopnik dvakrat simetrično vezje, pomagajmo si torej z analizo dvakrat simetričnih vezij, opisanih v poglavju 6.2.2. Spomnimo se, da smo parametre  $S$  dvakrat simetričnega vezja sestavili s kombinacijami odbojnosti v dele analiziranega vezja, ki smo jih dobili tako, da smo veje analizirajočega vezja na simetralnem prerezu pustili odprte (sodo, odprtospočno vzbujanje) ali jih med seboj kratko staknili (liho, kratkostaknjeno vzbujanje). Pri sodem ali lihem vzbujanju po simetrali  $B$  bo primerna oznaka sodo ali liho vzbujanje in s tem povezana sodo ali liha karakteristična impedanca in fazna hitrost sklopljene linije (glej 6.3.1.2), pri sodem ali lihem vzbujanju po simetrali  $A$  pa vhodna impedanca v odprt ali kratkostaknjen odsek linije. Spomnimo se zato še splošnih izrazov za vhodno impedanco v odsek kratko staknjene ali odprte linije brez izgub:

$$Z_{vhk} = jZ_k \operatorname{tg}(\beta l)$$

$$Z_{vho} = -jZ_k \operatorname{ctg}(\beta l)$$

$Z_k$  je karakteristična impedanca in  $l$  dolžina linije. Za nas bo dolžina

Smerni sklopnik bomo analizirali kot dvojno simetrično vezje (6.2.2). Glede na povedano v poglavju 6.2.2 je dolžina linij enaka  $d$ , karakteristična impedanca pa bodisi soda, bodisi liha karakteristična impedanca sklopljene linije. V našem primeru torej velja:

$$\Gamma_a = \frac{-jZ_s \operatorname{ctg}(\beta_s d) - Z_0}{-jZ_s \operatorname{ctg}(\beta_s d) + Z_0} \quad (7.5)$$

$$\Gamma_b = \frac{jZ_s \operatorname{tg}(\beta_s d) - Z_0}{jZ_s \operatorname{tg}(\beta_s d) + Z_0} \quad (7.6)$$

$$\Gamma_c = \frac{-jZ_l \operatorname{ctg}(\beta_l d) - Z_0}{-jZ_l \operatorname{ctg}(\beta_l d) + Z_0} \quad (7.7)$$

$$\Gamma_d = \frac{jZ_l \operatorname{tg}(\beta_l d) - Z_0}{jZ_l \operatorname{tg}(\beta_l d) + Z_0} \quad (7.8)$$

Posamezni parametri  $S$  so, kot smo že rekli, linearne kombinacije teh odbojnosti, napišimo jih še enkrat:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{\Gamma_a + \Gamma_b + \Gamma_c + \Gamma_d}{4} \\ S_{21} &= \frac{\Gamma_a - \Gamma_b + \Gamma_c - \Gamma_d}{4} \\ S_{31} &= \frac{\Gamma_a - \Gamma_b - \Gamma_c + \Gamma_d}{4} \\ S_{41} &= \frac{\Gamma_a + \Gamma_b - \Gamma_c - \Gamma_d}{4} \end{aligned} \quad (7.9)$$

Slepo seštevanje in analiza dobljenih nepreglednih izrazov nas ne bo pripeljala daleč, lotimo se analize po pameti, zavedajoč se, da želimo narediti smerni sklopnik. Vsa mikrovalovna vezja v principu načrtujemo tako, da so prilagojena, parameter  $S_{11}$  (in s tem vsi štirje  $S_{ii}$ ) mora biti torej enak 0:

$$\Gamma_a + \Gamma_b + \Gamma_c + \Gamma_d = 0$$

Če naj ima vezje smerne lastnosti, mora biti ali parameter  $S_{31}$  ali parameter  $S_{41}$  enak 0. Da se pokazati, da za porazdeljen sklop parameter  $S_{41}$  ne more biti nikoli enak 0, lahko pa izpolnimo pogoj, da je  $S_{31} = 0$  (glej tudi [1.]). Torej postavimo tudi



$$\Gamma_a - \Gamma_b - \Gamma_c + \Gamma_d = 0$$

Iz obeh pogojev dobimo enačbi

$$\Gamma_a + \Gamma_d = 0$$

$$\Gamma_b + \Gamma_c = 0$$

Vstavimo v njiju enačbe 7.5 do 7.8 in privzemimo, da velja  $\beta_s = \beta_l = \beta$ , pa dobimo

$$Z_0^2 = Z_l Z_s \quad (7.10)$$

kar je torej pogoj, pri katerem velja  $S_{3l} = 0$  in  $S_{1l} = 0$ .

Strnimo do sedaj povedano v kompaktno obliko. Dve sklopljeni liniji predstavljata smerni sklopnik z lastnostmi

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0 & S_{31} &= 0 \\ S_{21} &= \frac{\Gamma_a - \Gamma_b}{2} & S_{41} &= \frac{\Gamma_a + \Gamma_b}{2} \end{aligned}$$

takrat, ko velja pogoj 7.10.

Zaradi preglednejšega opisa vpeljimo še parameter

$$c = \frac{Z_s - Z_l}{Z_s + Z_l}$$

in upoštevajmo tudi  $l = 2d$  pa dobimo po kratkem računu z upoštevanjem enačb 7.5 do 7.8 in pogoja 7.10 rezultat

$$\begin{aligned} S_{41} &= \frac{jc \sin(\beta l)}{\sqrt{(1-c^2)} \cos(\beta l) + j \sin(\beta l)} \\ S_{21} &= \frac{\sqrt{(1-c^2)}}{\sqrt{(1-c^2)} \cos(\beta l) + j \sin(\beta l)} \end{aligned}$$

Prevajalni koeficient glavne veje je  $S_{2l}$ , prevajalni koeficient sklopljene veje pa  $S_{4l}$ . Sklopni faktor  $C$  prilagojenega smernega sklopnika je torej

$$C = -20 \log |S_{41}|$$

in je odvisen od parametra  $c$  in od dolžine sklopljene linije  $l$ . Parameter  $c$  je funkcija širine reže in je tem večji, čim ožja je reža. Z dolžino  $l$  pa se sklop očitno spreminja ciklično. Največji sklop pri danem parametru  $c$  je pri dolžini

$l = \frac{\lambda}{4}$ , česar ni težko preveriti. (Števec in imenovalec delimo s  $\sin(\beta l)$ , izraz bo največji, ko bo števec najmanjši, to bo tedaj, ko bo  $\text{ctg}(\beta l) = 0$ , to bo pri  $\beta l = \pi/2$ .)

Pri optimalni četrtvalovni dolžini smernega sklopnika velja

$$|S_{41}| = c$$

$$|S_{21}| = \sqrt{1 - c^2}$$

Drugo enačbo lahko dobimo tudi iz pogoja za brezizgubnost, glej tudi 3.5.

Pri načrtovanju smernega sklopnika izhajamo običajno iz danega sklopa  $C$ , iz katerega določimo parameter  $c$ , iz njega pa širino reže  $s$  in širino linije  $W$  (za mikrotrakasto linijo, glej tudi 6.3.1.2).

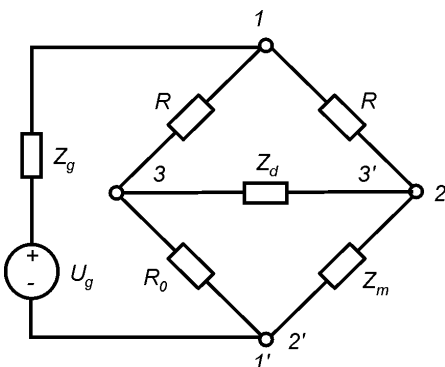
Pri realizaciji smernega sklopnika z mikrotrakasto linijo se pojavi težava načelne narave. Soda in liha fazna hitrost za te linije med seboj nista enaki, zato se na prvi pogled podre celotna izpeljava smernega sklopnika iz tega razdelka. Vendar se izkaže, da se da neenakost praktično zadovoljivo kompenzirati tako, da sklopljeni liniji (vrati 1 in 4 ter 2 in 3) povežemo s kapacitivnostjo (slika 7.6 b). Ta pri lihem vzbujanju učinkuje tako, da navidezno podaljša linijo in s tem izravna manjšo liho fazno hitrost, na sodo vzbujanje pa ne vpliva.

Vrata 4 je treba zaključiti s prilagojenim bremenom iz istega razloga kot pri valovodnem sklopniku iz poglavja 7.3.2.

Iz tehničnih razlogov je težko realizirati sklopnike z velikim sklopom, takrat namreč postane reža med linijami tako ozka, da jo je težko ponovljivo izdelati.

### 7.3.4. Uporovni mostič

Za merjenje odbojnostnih parametrov v skalarnih merilnikih se pogosto uporabljajo uporovni mostiči. Oglejmo si zato, kako tak mostič deluje kot smerni sklopnik.

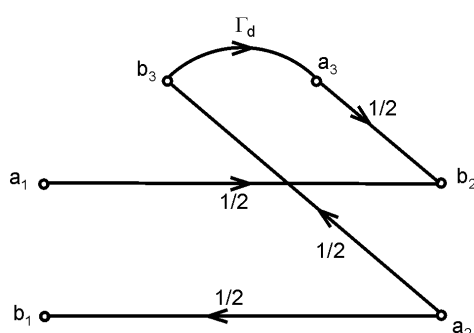


Sl. 7.7 Uporovni mostič za merjenje odbojnosti

Najprej lahko ugotovimo, da generator, merjeno odbojnost in detektor povezuje trivhodno vezje mostiča z vrati 1-1', 2-2' in 3-3', enako, kot te tri dvopole med seboj povezuje smerni sklopnik na sliki 7.2. Prepričati se moramo še, ali ima mostič tudi smerne lastnosti. Za uvod si oglejmo porazdelitveno matriko idealnega mostiča, za katerega velja  $R_0=R=R=Z_k$ , pri čemer je  $Z_k$  normirna impedanca vseh treh vrat. Po kratkem računu dobimo naslednjo matriko

$$S = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (7.11)$$

Smerni graf idealnega uporovnega mostiča skupaj z detektorjem je na sliki 7.8.



Sl. 7.8 Smerni graf idealnega uporovnega mostiča z detektorjem

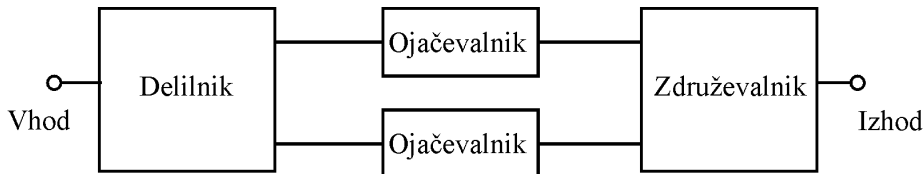
Idealni mostič ima torej idealne smerne lastnosti. Seveda resnični mostiči niso idealni, zato je smerni graf realnega mostiča z detektorjem takšen, kot je smerni graf realnega smernega sklopnika na sliki 7.3. Tudi pri mostičih zato govorimo o smernosti in sklopu. Smernost idealnega mostiča je  $\infty$ , smernost realnega pa je najbolj odvisna od natančnosti upornosti  $R_0$ . Mostiči so zato pogosto izdelani tako, da imajo poleg doslej omenjenih treh vrat še četrta vrata za priključitev brezodbojne normale  $R_0$ . Na ta vrata lahko potem pri posebej natančnih meritvah priključimo najboljšo brezodbojno normalo, ki jo premoremo. Predvsem za nižje frekvence je možno realizirati mostiče, ki imajo bistveno večjo smernost kot smerni sklopniki.

## 7.4. Delilniki in združevalniki

### 7.4.1. Uvod

Delilniki se uporabljajo v mikrovalovih za različne namene. Včasih lahko nadomestijo smerne sklopnike, recimo v analizatorjih vezij za indikacijo napredujočega vala. V ta namen se običajno uporablja uporovni delilnik signala. V mnogih kompleksnih mikrovalovnih vezjih rabimo signal referenčnega oscilatorja na različnih mestih (tudi z različno močjo), torej ga z dvo ali več vejnim delilnikom razdelimo na več mest. Tudi za napajanje antenskih skupin uporabljamo delilnike, ki pa

so običajno bistveno bolj kompleksni od teh, ki jih bomo obravnavali v tem delu, ker imajo praviloma zelo veliko izhodov. Pri močnostnih ojačevalnik pogosto za doseganje zahtevane moči ne zadošča niti najzmogljivejši razpoložljivi tranzistor. Takrat v končni stopnji uporabimo dva tranzistorska ojačevalnika v 'dvovpregi', na vhodu v dvovprego delilnik razdeli vhodni signal, na izhodu ga združevalnik spet združi, slika 7.9. Ni si težko zamisliti, da je združevalnik delilnik, ki smo mu med seboj zamenjali vhod in izhod.

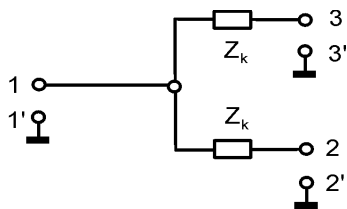


Sl. 7.9 Dvovprega ojačevalnikov z delilnikom in združevalnikom

Podobno dvovprego uporabimo včasih tudi pri malošumnih ojačevalnikih (6.5.1.5), vendar iz drugih razlogov. Od namena uporabe je odvisno, kateri in kakšen delilnik ali združevalnik uporabiti. Nekaj si jih bomo ogledali v naslednjih poglavjih.

## 7.4.2. Uporovni delilnik

Veze dvovejnega uporovnega delilnika moči prikazuje slika 7.10



Sl. 7.10 Dvovejni uporovni delilnik

Porazdelitvena matrika dvovejnega uporovnega delilnika s slike 7.10 je

$$S = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 0 & 2 & 2 \\ 2 & 1 & 1 \\ 2 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (7.12)$$

Vidimo, da parametra  $S_{31}$  in  $S_{32}$  med seboj nista enaka, torej ima delilnik smerne lastnosti. Mnogo lažje in ceneje je narediti širokopasoven uporovni delilnik kot pa smerni sklopnik, zato se uporovni delilniki praviloma uporabljajo za indikacijo generatorjeve napetosti v analizatorjih vezij.

Dobra stran tega delilnika je enostavnost izdelave in frekvenčna neodvisnost, slaba pa, da ima izgube in se zato pol generatorjeve moči porabi v delilniku. Zato se uporablja le tam, kjer moč ni pomembna.

### 7.4.3. Wilkinsonovo vezje

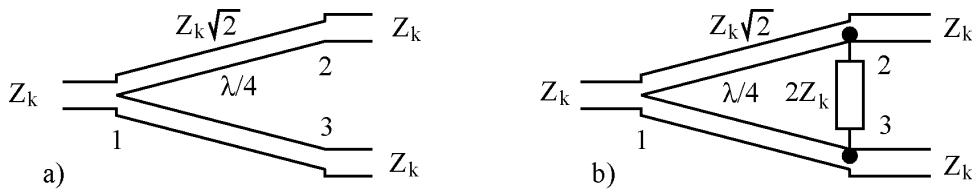
V prejšnjem poglavju smo ugotovili, da je slaba stran uporovnega delilnika ta, da ima izgube. Izgube ima očitno zaradi serijsko vezanih uporov. Poskusimo torej izdelati delilnik, podoben uporovnemu, vendar brez uporov. Upori v prejšnjem delilniku očitno služijo impedančni prilagoditvi, to pa lahko naredimo tudi na drugačen način.

Razmišljajmo v naslednjo smer: kadar je upornost bremena enaka dvakratni vrednosti upornosti generatorja, ni potrebno nobeno posebno vezje delilnika, na generator enostavno paralelno priključimo obe bremen, generator je prilagojen in vsa njegova razpoložljiva moč gre v breme(ni)! Lepo in prav, vendar ima tak 'delilnik' dve pomanjkljivosti. Prva je očitna, da bi se upornosti ujele na tak način, je več kot naključje, čeprav se seveda dogaja, navsezadnje imamo včasih možnost sami določiti upornost bremena ali generatorja. Druga ni tako očitna in tudi ne moti vedno. Zadeva namreč brezhbno deluje le v smeri od generatorja k bremenoma, v obratni pa ne. Ali, drugače in bolj natančno povedano, prilagojena so le generatorjeva vrata, bremenska pa ne, česar ni težko ugotoviti.

Prvo pomanjkljivost odpravimo v splošnem tako, da uporabimo kakršenkoli impedančni transformator. Ker je treba transformirati upornost v upornost (vsa mikrovalovna vezja so normirana na realne impedance, ker imajo linije z majhnimi izgubami pač realno impedanco), je najbolj enostavno uporabiti četrtvalovni linijski transformator (glej 6.4.1). Če je enostopenjski premalo širokopasoven, uporabimo večstopenjskega. Porazdelitvena matrika vezja (slika 7.11. a) (pri frekvenci, pri kateri je transformator dolg četrtno valovne dolžine) je

$$S = \begin{bmatrix} 0 & -j\frac{1}{\sqrt{2}} & -j\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -j\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -j\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Vezje na vratih 2 in 3 ni prilagojeno, iskanje rešitev za to pomanjkljivost v obsegu brezizgubnih recipročnih vezij pa je obsojeno na neuspeh, glej Zgled 14. Treba bo torej dodati upornost. Vendar kako, da ne bomo s tem pridelali izgub, katerim se ravno želimo izogniti? Odgovor je našel ameriški inženir Wilkinson. Upor z dvakratno upornostjo normirne impedance je treba priključiti med izhodni vrata delilnika. Wilkinsonov delilnik z mikrotrakasto linijo z enostopenjskim linijskim transformatorjem je na sliki 7.11.b.



Sl. 7.11 Wilkinsonov dvovejni delilnik

Porazdelitvena matrika Wilkinsonovega delilnika je (spet seveda pri frekvenci, pri kateri je transformator dolg četrtino valovne dolžine):

$$S = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

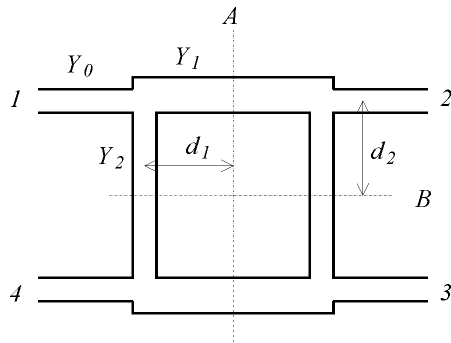
Vezje je torej prilagojeno na vseh vratih, obenem pa sta vrata 2 in 3, kot radi rečemo, med seboj izolirani. Obe lastnosti sta zelo pomembni za delilnike in združevalnike. Zamislimo si, da naredimo verigo delilnik-ojačevalnik-združevalnik (slika 7.9) tako, da za delilnik in združevalnik vzamemo Wilkinsonovo vezje in da sta ojačevalnika med seboj enaka. Takrat sta vzbujana natančno sofazno, zato je sofazno vzbujan tudi združevalnik. Upor v Wilkinsonovem vezju zaradi sofaznega vzbujanja obeh prog ni vzbujan in ga lahko iz vezja odstranimo, pa se ne bo nič spremenilo. Torej se v tem primeru obnaša vezje z uporom enako kot vezje brez upora, signal se na vhodu razdruži na dva dela in na izhodu spet sestavi v enega. Obenem pa ta razmislek pojasni tudi to, da upor pri normalnem delovanju delilnika ali združevalnika ne povzroča slabljenja. Kaj pa se zgodi, kadar se na progi 2 ali 3 zgodi kaj nepredvidenega, recimo odpove eden izmed ojačevalnikov dvovprega? Za Wilkinsonovo vezje z uporom je še vedno vse v redu, delujoč ojačevalnik je še vedno na vhodu in izhodu pravilno zaključen in zato delujoča proga deluje pravilno povsem neodvisno od druge, le moč na izhodu pade na četrtino nazivne moči. Pri Wilkinsonovem vezju brez upora pa je zaradi porušene sofaznosti prizadeta tudi delujoča proga in zato tudi delujoči ojačevalnik ni pravilno zaključen, zato bo moč na izhodu padla še veliko bolj.

Wilkinsonovo vezje lahko torej uporabljamo kot delilnik in kot združevalnik

#### 7.4.4. Kvadratni mostič

Delilnik lahko v mikrotrakasti tehniki izdelamo tudi v obliki obroča primerno dolgih linij s primernimi karakterističnimi impedancami. Obročna vezja običajno delijo signal na enake moči, a različne faze, izkazujejo pa tudi smerne lastnosti in bi jih zato lahko uvrstili tudi med smerne sklopnike. Vendar se običajno uporabljajo kot delilniki ali združevalniki, zato bomo enega izmed njih, kvadratni mostič, obravnavali tukaj.

Kvadratni mostič izveden z mikrotrakastimi linijami je na siki 7.12.



Sl. 7.12 Kvadratni mostič

Iz slike je razvidno, da je vezje dvakrat simetrično. Vrata bomo oštevilčili v skladu z izvajanjem v poglavju 6.2.2, prav tako bomo označili simetrijski ravnini  $A$  in  $B$ . Vzbujanja bo v tem primeru bolj smiselno kot z lihimi in sodimi označiti s kratkostičnim in odprtim. Ker pri vseh odbojnostih nastopajo paralelne vezave odsekov linij, je smiselno uporabljati admitance. Ponovimo zato, kako se izražajo vhodne admitance v kratkostaknjeno in odprto linijo in kako se odbojnost izraža z admitanco:

$$Y_{vbk} = jY_0 \operatorname{ctg}(\beta d)$$

$$Y_{vho} = -jY_0 \operatorname{tg}(\beta d)$$

$$\Gamma = \frac{Y_0 - Y_b}{Y_0 + Y_b}$$

Glede na oznake iz 6.2.2 lahko napišemo:

$$\Gamma_a = \frac{Y_0 - jY_1 \operatorname{tg}(\beta_1 d_1) - jY_2 \operatorname{tg}(\beta_2 d_2)}{Y_0 + jY_1 \operatorname{tg}(\beta_1 d_1) + jY_2 \operatorname{tg}(\beta_2 d_2)} \quad (7.13)$$

$$\Gamma_b = \frac{Y_0 + jY_1 \operatorname{tg}(\beta_1 d_1) - jY_2 \operatorname{tg}(\beta_2 d_2)}{Y_0 - jY_1 \operatorname{tg}(\beta_1 d_1) + jY_2 \operatorname{tg}(\beta_2 d_2)} \quad (7.14)$$

$$\Gamma_c = \frac{Y_0 - jY_1 \operatorname{tg}(\beta_1 d_1) + jY_2 \operatorname{tg}(\beta_2 d_2)}{Y_0 + jY_1 \operatorname{tg}(\beta_1 d_1) - jY_2 \operatorname{tg}(\beta_2 d_2)} \quad (7.15)$$

$$\Gamma_d = \frac{Y_0 + jY_1 \operatorname{tg}(\beta_1 d_1) + jY_2 \operatorname{tg}(\beta_2 d_2)}{Y_0 - jY_1 \operatorname{tg}(\beta_1 d_1) - jY_2 \operatorname{tg}(\beta_2 d_2)} \quad (7.16)$$

Enako kot v poglavju 7.3.3 veljajo enačbe 7.9.

Če izberemo  $\beta_1 d_1 = \beta_2 d_2 = \pi/4$  (linije so torej dolge  $\lambda/4$  !) in  $Y_1^2 - Y_2^2 = Y_0^2$ , dobimo za parametre mostiča naslednji rezultat:

$$S_{11} = 0 \quad S_{41} = 0$$

$$S_{31} = \frac{\Gamma_a - \Gamma_c}{2} \quad S_{21} = \frac{\Gamma_a + \Gamma_c}{2}$$

in iz teh enačb še

$$S_{31} = -\frac{Y_2}{Y_1}$$

$$S_{21} = -j \frac{Y_0}{Y_1}$$

Analiza torej pokaže, da je kvadratni mostič pravzaprav smerni sklopnik. Če torej podobno kot pri načrtovanju sklopnika s sklopljeno linijo (7.3.3), izhajamo iz zahtevanega sklopa (ki je sedaj  $C = -20 \log |S_{31}|$ ), dobimo:

$$Y_1 = \frac{Y_0}{\sqrt{1 - |S_{31}|^2}}$$

$$Y_2 = Y_1 |S_{31}|$$

In kako s kvadratnim mostičem realizirati delilnik? Nič lažjega! S kvadratnim mostičem lahko brez težav realiziramo tudi močan sklop. Za delitev signala na dva enaka dela mora biti sklop enak 3 dB, tedaj bo tudi slabljenje glavne veje enako 3 dB. Torej

$$|S_{31}| = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ in iz tega}$$

$$Y_1 = Y_0 \sqrt{2} \quad Y_2 = Y_0$$

Signal, ki ga priključimo na vrata 1, se torej deli med vrata 2 in 3 na polovico. Kaj pa z vrata 4? Te moramo, kot smo že vajeni pri smernih sklopnikih, brezodbojno zaključiti! Porazdelitvena matrika tako dobljenega trivhodnega vezja je:

$$S = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 \\ j & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Matrika je v bistvu enaka matriki Wilkinsonovega delilnika, razen v pomembni podrobnosti, zaradi katere kvadratnemu mostiču včasih rečemo tudi 90° mostič. Poglejmo, kako ta podrobnost vpliva na neko zelo uporabno lastnost tega delilnika. Vzbučajmo ga na vhodu 1, na vrata 2 in 3 pa priključimo bremeni z enakima odbojnostima  $\Gamma_b$ . Vhodna odbojnost bo

$$\Gamma_{vh} = -\frac{1}{\sqrt{2}} (jj\Gamma_b + \Gamma_b) = 0$$



Vhodna odbojnost v dvovprego dveh ojačevalnikov je torej nič, če le imata oba ojačevalnika enako vhodno odbojnost! Bralec lahko sam preveri, da takšne lastnosti Wilkinsonov delilnik nima! Ta lastnost delilnika je mnogokrat zelo dobrodošla. Kot primer navedimo malošumni ojačevalnik, za katerega smo rekli, da se ga na vhodu ne da prilagoditi. Če torej potrebujemo prilagojen malošumni ojačevalnik, vzamemo dva enaka malošumna ojačevalnika in ju s kvadratnim mostičem združimo v dvovprego.

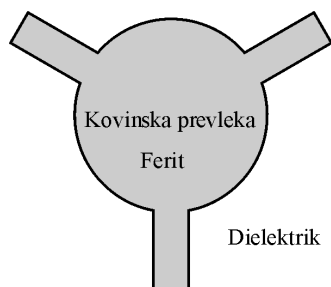
Opozorimo še na očitno dejstvo, da gre moč od bremen odbitega signala v breme na vratih 4. Torej smo tudi pri uporabi kvadratnega mostiča kot delilnika (lahko ga uporabljamo še v druge namene) naredili iz štirivhodnega brezizgubnega recipročnega vezja trivhodno na vseh vratih prilagojeno vezje tako, da smo na četrta vrata dodali izgube.

Kvadratni mostiči so, podobno kot Wilkinsonova vezja, uporabni kot delilniki in združevalniki pri dvovprežnih ojačevalnikih. Nimajo izgub, njihova slaba stran je le ozkopasovnost. Pri uporabi pa ne smemo pozabiti na podrobnost, da signala v obeh progah nista v fazi, temveč premaknjena za  $90^\circ$ . Zato je treba združevalnik postaviti 'na glavo', da se signala obeh prog na izhodu sofazno seštejeta.

## 7.5. Nerecipročni pasivni elementi

### 7.5.1. Cirkulatorji

S cirkulatorjem smo se srečali že v zgledu (Zgled 14). Tam smo ugotovili, da mora biti trivhodno na vseh vratih prilagojeno brezizgubno vezje nerecipročno, imenujemo ga cirkulator. Bistvo delovanja cirkulatorja je, da v eno (krožno) smer signale prepušča in v drugo zapira, odtod ime. Pogovorno rečemo prevajalnim parametrom prepust ali zapora. Cirkulator je lahko izveden na različne načine, skupno jim je, da kot nerecipročni medij nastopa ferit v enosmernem magnetnem polju. Poglejmo si kvalitativno, kako je v mikrotrakasti tehniki izveden ozkopasovni resonančni cirkulator (slika 7.13).



Sl. 7.13 Resonančni cirkulator v mikrotrakasti tehniki

Osnova je mikrotrakasti resonator, v katerem namesto navadnega dielektrika kot substrat služi ferit. Do njega v razmaku  $120^\circ$  vodijo mikrotrakaste linije. Dokler ferit ni v magnetnem polju, je čisto

navaden dielektrik in element s slike je recipročno vezje, kar pomeni, da če ga vzbujamo na enih izmed vrat, se del signala odbije, drug del pa porazdeli med oboja preostala vrata. Poglejmo si povedano še malo drugače, in s tem pripravimo način razmišljanja na naslednji korak. Polje v cilindričnem resonatorju lahko razložimo (tudi) kot superpozicijo dveh valovanj, ki v nasprotnih smereh krožita v disku. Ta dva vala skupaj sestavljata stojni val, resonanca nastopi pri frekvenci, pri kateri se stojni val po obodu 'prekrije' sam s sabo. Če tak resonator vzbujamo, se v njem vzpostavi polje, simetrično na vzbujanje in posledično enako vzbuja ostala dvojna vrata. Dajmo sedaj ferit v enosmerno magnetno polje, usmerjeno pravokotno na substrat. Zaradi tega polja postane ferit nerecipročen, kar se manifestira tako, da imata vala v nasprotnih smereh sedaj različni valovni konstanti in zato različni valovni dolžini. Zato imata vsak svojo resonančno frekvenco. Če ta resonator vzbujamo s frekvenco, ki je med obema resonančnima frekvencama, bo en val vzbujan pod in drugi nad resonančno frekvenco. Posledica tega bo, da skupno polje ne bo več simetrično na vzbujana vrata, temveč 'premaknjeno'. Če bo vse vsklajeno, bo premaknjeno ravno prav, da bo sklop na ena izmed vrat enak nič. Vse skupaj je seveda težje uresničiti kot opisati, več lahko bralec najde v [4]. Za prilagoditev vrat je med priključkom linije in resonatorjem potreben tudi impedančni transformator.

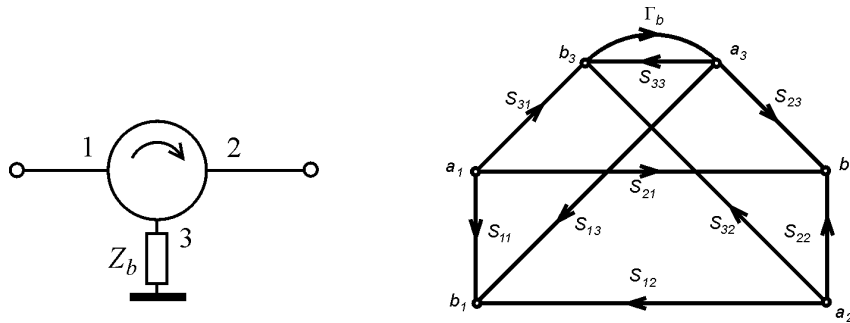
Cirkulatorji imajo v mikrovalovih široko uporabo. Razmeroma pogosto se uporabljajo v podoben namen kot v telefoniji vilice, da namreč ločijo izhodni in vhodni signal pri dupleksnih zvezah. Oddajnik priključimo na ena vrata, anteno na druga in sprejemnik na tretja. Signal iz oddajnika bo potoval na anteno, signal z antene pa v sprejemnik.

Še eno, zelo pogosto rabo cirkulatorja pa si bomo ogledali v naslednjem poglavju.

### **7.5.2. Izolatorji**

Izolator v mikrovalovih pomeni dvovhodni nerecipročen element, ki signal v eno smer prepušča, v drugo pa ne. Pogovorno rečemo prevajalnima parametroma prepust in zapora. Izvedemo ga lahko na različne načine, spet je, kot pri cirkulatorju vsem skupno to, da vsebujejo ferit v enosmernem magnetnem polju.

Mi si bomo ogledali, kako lahko naredimo izolator iz cirkulatorja – preprosto na ena vrata priključimo prilagojeno breme, slika 7.14.



Sl. 7.14 Izolator, narejen iz cirkulatorja, s pripadajočim smernim grafom

Določimo porazdelitveno matriko tako dobljenega izolatorja. Po Masonu lahko parametre kar napišemo:

$$S_{11i} = S_{11} + \frac{S_{31}S_{13}\Gamma_b}{1 - S_{33}\Gamma_b}$$

$$S_{22i} = S_{22} + \frac{S_{32}S_{23}\Gamma_b}{1 - S_{33}\Gamma_b}$$

$$S_{21i} = S_{21} + \frac{S_{31}S_{23}\Gamma_b}{1 - S_{33}\Gamma_b}$$

$$S_{12i} = S_{12} + \frac{S_{32}S_{13}\Gamma_b}{1 - S_{33}\Gamma_b}$$

Naj bosta cirkulator in breme realna, torej naj noben parameter ne bo enak 0. Kljub temu veljajo ocene:

$$|S_{11}|, |S_{22}|, |S_{33}|, |S_{12}|, |S_{23}|, |S_{31}|, |\Gamma_b| \ll 1$$

$$|S_{21}|, |S_{32}|, |S_{13}| \approx 1$$

Iz teh ocen sledijo ocene za porazdelitveno matriko izolatorja:

$$S_{11i} \cong S_{11}$$

$$S_{22i} \cong S_{22}$$

$$S_{21i} \cong S_{21}$$

$$S_{12i} \cong S_{12} + S_{32}S_{13}\Gamma_b$$

Prilagoditev obeh vrat in prepust bo približno enak prilagoditvi in prepustu cirkulatorja, kar je seveda pričakovan rezultat. Zapora pa se obnaša nepričakovano. Ker nas s systemskega stališča običajno zanima absolutna vrednost zapore in prepusta (ki ju običajno tudi podajamo v decibelih), ocenimo maksimalno vrednost zapore:

$$|S_{12i}| \leq |S_{12}| + |\Gamma_b|$$

Mehanizem 'pokvarjene' zapore je očiten: tudi če bi imel cirkulator idealno zaporo, bi vhodni signal po prepustni poti, kjer bi se mimogrede odbil od bremena, pripotoval nazaj na vhod kot odbiti val. Kadar torej delamo iz cirkulatorja izolator, narekuje izolacijo breme na tretjih vratih. Podoben mehanizem smo srečali že pri smernih sklopnikih, ki so praviloma štirivhodna simetrična vezja. Tudi tam je smernost narekovalo breme na četrtilih vratih.

## **7.6. Mikrovalovne elektronke**

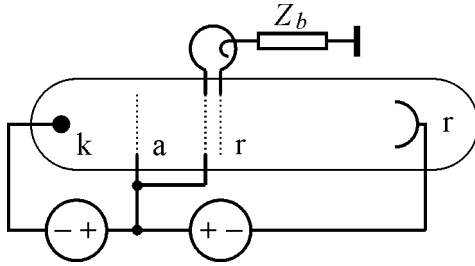
### **7.6.1. Uvod**

Aktivni elementi v elektroniki so danes predvsem polprevodniški elementi in pri tem tudi mikrovalovi niso izjema. Vendar se študentje na Fakulteti za elektrotehniko pri ostalih predmetih vsestransko in temeljito seznanijo s polprevodniškimi elementi, zato bomo njihovo obravnavo v teh skriptah izpustili, saj se v načelu ne razlikujejo od nizkofrekvenčnih. Poznamo pa še eno družino aktivnih elementov, to so elektronke, po katerih je elektronika tudi dobila ime. Prevladuje sicer prepričanje, da spadajo elektronke v zgodovino, saj so jih polprevodniki postopno izrinili iz (skoraj) vseh področij elektrotehnike. Tekmo s polprevodniki so vzdržale le elektronke za visoke frekvence in velike moči, omenimo magnetron, klistron in cev na potujoče valove. Vse se morajo za svojo kariero zahvaliti radarju, vendar se danes ne uporabljajo več samo v radarski tehniki. Najbrž je najbolj množične rabe, čeprav ne ravno v elektroniki, deležen magnetron, ki je v vsaki mikrovalovni pečici. Zanimivo je, da ga je pri uporabi v radarjih povozil čas, saj ni primeren za generiranje signalov z definirano fazo.

Primerno je, da se v teh skriptah vsaj nekaterih mikrovalovnih elektronk vsaj bežno dotaknemo. Zato si bomo ogledali princip delovanja refleksnega klistrona in cevi na potujoče valove.

### **7.6.2. Refleksni klistron**

Klistron je elektronka, ki za svoje delovanje izkorišča čas preleta elektronov in interakcijo med curkom elektronov in elektromagnetnim poljem resonatorja. Poznamo različne tipe klistronov, mi si bomo ogledali delovanje refleksnega klistrona (slika 7.15).



Sl. 7.15 Shematski prerez refleksnega klistrona

Od leve proti desni si sledijo katoda, anoda, resonator in reflektor. Vse skupaj je v ohišju, iz katerega je izsesan zrak. Katoda je ogrevana, zato nad njo nastane oblak elektronov. Sistem fokusiranja (ki zaradi preglednosti ni narisano) in električno polje, ki vlada med anodo in katodo, poskrbita, da se izoblikuje curek elektronov (podobno kot v Braunovi elektroniki), ki se pospešeno gibljejo proti anodi. Anoda je narejena tako, da curek svojo pot ne zaključi na njej, temveč jo nadaljuje 'skozi' njo. Od anode naprej je curek prepuščen sam sebi in se torej giblje premočrtno in enakomerno. Curek na svoji nadaljnji poti preleti polje resonatorja. Resonator je preko sonde povezan z zunanjim priključkom. Izoblikovan je tako, da polje v njem povzroča tudi vzdolžno komponento električnega polja v prostoru, skozi katerega potuje curek elektronov. Na sliki je to shematsko narisano tako, kot da resonator vzbuja prečni kondenzator, ki ima 'mrežasti' elektrodi, da lahko elektroni nemoteno potujejo skozenj. Zamislimo si, da je resonator na kakršenkoli način vzbujen, denimo preko zunanjega priključka. Elektroni sedaj zaradi vzdolžnega električnega polja ne potujejo nemoteno, temveč jih polje periodično zavira in pospešuje. V času preleta resonatorja se zato curek elektronov hitrostno modulira. Ko elektroni pustijo za sabo resonator, so nekateri hitrejši in drugi počasnejši od povprečne hitrosti curka, curek pa je spet prepuščen sam sebi. Hitrejši elektroni bodo zato prehitevali povprečne, počasnejši pa zaostajali za njimi. Očitno se bodo sčasoma vzdolž curka izoblikovala področja z večjo in področja z manjšo gostoto od povprečne. Rečemo, da se hitrostna modulacija vzdolž curka spremeni v gostotno modulacijo in da na curku elektronov nastanejo zgoščine in redčine. No, curek elektronov med tem ne potuje čisto nemoteno, temveč v polju, ki ga povzroča negativna napetost na reflektorju. Zaradi tega polja je curek zaviran tako, da se obrne (odbije kakor od zrcala) in potuje še enkrat skozi resonator in nato nazaj na anodo, kjer konča svojo pot. Pri drugem prehodu skozi resonator je seveda curek enako kot pri prvem periodično zaviran in pospeševan. Vendar je sedaj ena okoliščina bistveno drugačna kot pri prvem preletu: curek je gostotno moduliran! Če je pot, ki jo mora opraviti curek, ravno prav dolga, bo polje zaviralo zgoščine in pospeševalo redčine, kar pomeni, da bo v povprečju elektronom pri zaviranju zgoščin odvzelo več energije, kakor jim je bo oddalo pri pospeševanju redčin. Poglejmo si še energijsko bilanco pri prvem preletu. Polje resonatorja pol periode oddaja in pol periode črpa energijo iz curka, ker pa je curek enakomeren, sta obe energiji med seboj enaki in povprečje bo enako nič. Modulacija

je torej brezenergijska, pri drugem preletu resonatorja pa energija ostaja in jo lahko na priključku odvezemamo! Refleksni klistron je torej oscilator, ki energijo črpa neposredno iz kinetične energije elektronov in pri delovanju izkorišča čas preleta elektronov. Z napetostjo na reflektorju je treba poskrbeti, da bodo zgoščine in redčine drugič preletele resonator v pravi fazi (z napetostjo se spreminja dolžina opravljene poti curka). Lahko pa gledamo na zadevo tudi malo drugače: Pri določeni reflektorjevi napetosti se bo nihanje vzpostavilo na tisti frekvenci, pri kateri bodo fazne razmere primerne. Na zgoščine in redčine na curku lahko namreč gledamo kot na gostotni val, ki se vzdolž curka širi s hitrostjo elektronov in katerega valovna dolžina je torej odvisna od frekvence motnje. Z napetostjo na reflektorju torej lahko spreminjamo frekvenco oscilatorja – idealno za napetostno krmiljeni oscilator!

Opozorimo še na nekaj stvari, ki bi motile linearen potek prejšnje razlage. Pri pogojih nihanja očitno sodeluje tudi anodna napetost, ki narekuje hitrost curka. Pri večjih napetostih bo hitrost večja in s tem tudi energija elektronov, zato bo praviloma večji tudi izkoristek in s tem moč oscilatorja. Frekvenca oscilatorja bo gotovo določena tudi z resonatorjevo resonančno frekvenco, če bomo torej poskušali z napetostjo reflektorja 'vleči' frekvenco predaleč od resonančne frekvence resonatorja, bo moč padala in nazadnje bo klistron sploh nehal delovati. Proga, ki jo morajo elektroni preteči med enim in drugim preletom resonatorja, mora biti primerno dolga ne zgolj zato, da se 'povratna zanka' ujame v fazi, temveč morajo biti takrat zgoščine in redčine tudi največje. S pretečeno potjo se namreč v začetku, ko hitrejši elektroni dohitevajo povprečne in počasnejši zaostajajo za njimi, stopnja gostotne modulacije večja. Toda kasneje se zgoščine in redčine spet razpršijo, saj hitri elektroni drviyo naprej, počasni pa še naprej zaostajajo!

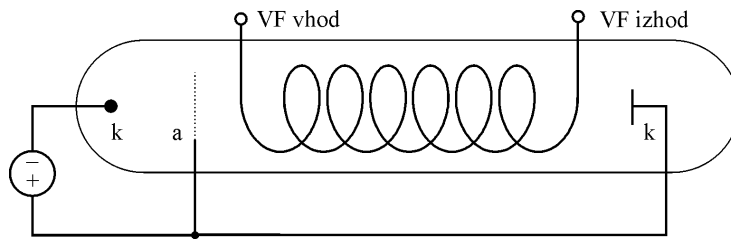
Kako pa oscilator sploh zaniha? Kot vsi oscilatorji: šum pri vseh frekvencah služi kot 'kal', iz katere se razvije nihanje pri tisti frekvenci, pri kateri je pogoj nihanja (presežek energije) izpolnjen!

Povejmo še, da so v rabi tudi dvoresonatorski klistroni, pri katerih curek na poti preleti še drugi resonator in mu odda (del) energije elektronov. Dvoresonatorski klistron je torej ojačevalnik. Odlikuje ga velik izkoristek, velika moč in veliko ojačenje, vse to pri visokih frekvencah (do milimetrskih valov) in tranzistorski ojačevalniki mu na teh področjih uporabe še dolgo ne bodo dostojni tekmeči. Uporablja se denimo za oddajnike radarjev.

### **7.6.3. Cev na potujoče valove**

Tudi cev na potujoče valove (TWT, *traveling wave tube*) podobno kot klistron za delovanje izkorišča čas preleta elektronov in interakcijo med elektronskim curkom in elektromagnetnim poljem. Za razliko od klistrona pa interakcija ni omejena na resonator, temveč je porazdeljena vzdolž valovodne strukture. Tudi pri ceveh na potujoče valove poznamo veliko različnih tipov, nekateri

delujejo kot ojačevalniki, nekateri pa tudi kot oscilatorji (BWO, *backward wave oscillator*). Mi si bomo ogledali delovanje generične cevi na potujoče valove, prerez cevi kaže slika 7.16.

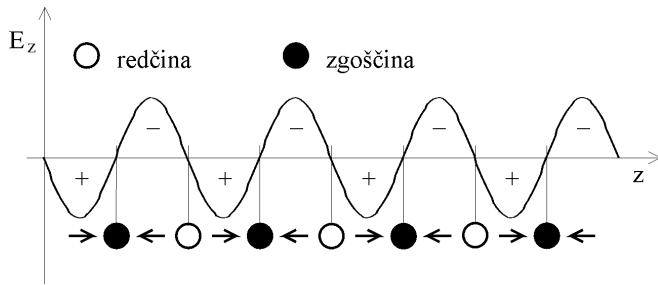


Sl. 7.16 Prerez cevi na potujoče valove

Ker že poznamo delovanje klistrona, bo nekatere stvari lažje razložiti in razumeti, zato nestrpnemu bralcu, ki je preskočil poglavje o klistronu, svetujem, da si ga prebere kot uvod v poglavje o cevi na potujoče valove.

Mehanizem curka elektronov je pri cevi na potujoči val v osnovi enak kot pri klistronu, nova je le struktura za modulacijo in odvzem energije. Pri cevi na potujoči val je to valovod vzdolž curka elektronov. Valovod mora zadovoljiti dva pogoja:

- Električno polje, ki ga povzroča val v valovodu, mora imeti vzdolžno komponento, ki pospešuje in (ali) zavira elektrone. Ta pogoj ne potrebuje komentarja, izpolni pa se ga s primerno geometrijo valovoda.
- Fazna hitrost vala v valovodu mora imeti hitrost, primerljivo s hitrostjo curka. To je razumljivo, če se bosta curek in val podila po cevi vsak s svojo hitrostjo, najbrž ne bosta mogla uspešno sodelovati. Nerodno je le, da je narava stvari uredila tako, da so fazne hitrosti elektromagnetnih valov primerljive s svetlobno hitrostjo, hitrosti elementarnih delcev pa ne! Pogoju zadostimo tako, da realiziramo valovod kot periodično strukturo. Take strukture smo obdelali v poglavju 7.2.2 in pokazali, da imajo med drugimi lastnostmi tudi to, da v bistvu zelo upočasnijo elektromagnetni val. V sliki 7.16 je ta valovod shematsko narisano kot vijačnica, ki se pogosto uporablja kot struktura za upočasnitev hitrosti vala. Pri vijačnici je ta upočasnitev tudi zelo nazorna, medtem ko val z veliko hitrostjo pride okrog enega navoja, se vzdolž vijačnice premakne le za kratko pot, za korak tega navoja! Pogosto zato rečemo, da cev na potujoči val vsebuje 'heliks', čeprav je morda periodična struktura realizirana drugače!



Sl. 7.17 Ilustracija k delovanju cevi na potujoče valove

Poglejmo si sedaj, kako zadeva deluje, slika 7.17.! Na vhod valovoda priključimo signal, ki se kot val razširi vzdolž valovoda in tudi vzdolž curka elektronov. Vzdolžno polje vzdolž curka periodično zavira (-) in pospešuje (+) elektrone v curku, torej hitrostno modulira curek. Pospešeni elektroni so hitrejši od povprečja (→), zavirani počasnejši (←). Vzdolž curka zato začnejo 'rasti' zgoščine (●) in redčine (○), hitrostna modulacija torej postopno prehaja v gostotno. Če je hitrost curka malo večja od fazne hitrosti vala, torej curek prehiteva val, bodo zgoščine vzdolž curka postopno prehajale na mesta, kjer bodo zavirane, redčine pa na mesta, kjer bodo pospeševane, kar pomeni, da bo val vzdolž valovoda najprej brezenergijsko moduliral curek elektronov in nato postopno črpal energijo iz curka. Valovod se zaradi interakcije s curkom elektronov obnaša kot valovod z negativnimi izgubami, torej ojačuje val. Seveda morajo biti stvari dobro vsklajene, od ravno pravšnjega prehitevanja curka do tega, da je valovod ravno prav dolg. Z dolžino namreč ojačenje najprej raste, potem pa se zgoščine in redčine razpršijo in ojačenje začne spet padati.

Cevi na potujoče valove poleg velike moči, izkoristka in ojačenja odlikuje predvsem širokopasovnost in linearnost faze ojačenja. Zaenkrat so nenadomestljive v satelitskih oddajnikih.

## 7.7. Literatura

- [1.] Budin J., *Mikrovalovna pasivna vezja*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1973
- [2.] Liao, S. Y., *Microwave Electron-Tube Devices*, Prentice-Hall, 1988
- [3.] Collin, R. E., *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill, 1992
- [4.] Helszajn, J., *Ferrite Phase Shifters and Control Devices*, McGraw-Hill, 1989



## 8. Uvod v brezžične komunikacije

To poglavje je namenjeno študentom elektronikom, ki o tej obširni in, po mojem trdnem prepričanju tudi za elektronike pomembni temi, na Fakulteti za elektrotehniko ne slišijo prav dosti. Večino svojih izdelkov elektroniki namreč namenjajo telekomunikacijam in brezžične komunikacije tvorijo pomembno področje komunikacij. Skoraj bi lahko rekli, da se prav vsa področja telekomunikacij tako ali drugače dotikajo brezžičnih komunikacij, bodisi z aplikacijami bodisi preko uporabe (pogosto zelo univerzalnih) metod. Ker brezžične komunikacije slej ko prej potekajo na visokih frekvencah, organsko sodijo k mikrovalovom, torej so mikrovalovi primeren okvir spoznavanja vsaj nekaterih osnovnih prijemov prenašanja informacije na daljavo.

Poglavje odraža moj pogled na to, kako predstaviti celo znanstveno disciplino po obsegu in na način po eni strani kar najbolj jedrnato, obenem pa konsistentno in neoporečno nekemu, ki k sreči mnoge pojme te discipline vendarle pozna.

Seveda tudi študentom telekomunikacij branja tega poglavja ne prepovedujem. Glede na to, da na izpitih pri njih opažam, da zaradi dreves pogosto ne vidijo gozda, jim morda ne bo škodil takšen 'kratek kurz brezžičnega prenosa za nevedneže'.

### 8.1. Antenske definicije

Pri brezžičnih zvezah ima antena pomembno nalogo. Antena pretvarja električni signal v elektromagnetno valovanje ali obratno, elektromagnetno valovanje v električni signal. Za uporabo anten pri brezžičnih zvezah je treba poznati sistemske značilnosti anten in te bomo spoznali v tem poglavju.

Kot rečeno, oddajna antena pretvarja električni signal v elektromagnetno polje. Polje je v bližini antene odvisno od antene in je običajno zelo komplicirano. Imenujemo ga bližnje polje in s sistemskega stališča v telekomunikacijah ni zanimivo. Antene namreč uporabljamo za prenos signalov na daljavo in pri tem nas zanima daljnje polje. To polje pa je pri vseh antenah v bistvu enako. Gre za krogelni TEM val, torej val, pri katerem sta vektorja  $E$  in  $H$  med seboj pravokotna in transverzalna na smer širjenja, po vrednosti ju med seboj povezuje valovna impedanca praznega prostora, upadata pa linearno z oddaljenostjo  $r$  od (faznega središča) antene. Gostota moči, ki jo nosi ta val, upada z drugo potenco oddaljenosti, kar je razumljivo: moč, ki jo antena oddaja, se porazdeli na ploskev, skozi katero prehaja, in ta ploskev narašča s kvadratom oddaljenosti. Antene se med

seboj razlikujejo po tem, da oddajajo krogelni val v prostor bolj ali manj usmerjeno in po polarizaciji tega vala.<sup>1</sup>

Pri določanju sistemskih lastnosti anten bomo večkrat morali določati daljnje polje antene, ali pa bomo dali anteno v polje planega TEM vala in določali odziv antene. Pri meritvah polja ali napetosti antene bo treba paziti na polarizacijsko skladnost. Kot vemo, je TEM val lahko polariziran na različne načine. Od merjene oddajne antene je odvisno, kako bo ta val v resnici polariziran, linearno, krožno ali splošno eliptično. Merilna sprejemna antena, s katero merimo polje merjene antene, mora imeti enake polarizacijske lastnosti in mora biti obrnjena tako, da se polarizacijski elipsi pokrivata.

### 8.1.1. Smerni diagram in širina glavnega snopa

Zelo pomembna lastnost anten je smerni diagram. Antene dovedene moči namreč ne izsevajo v vse smeri enako in to lastnost antene kvantitativno opišemo s smernim diagramom antene. Poglejmo si najprej, kako definiramo smerni diagram oddajne antene.

V daljnem polju antene določimo odvisnost absolutne vrednosti  $E$  električne poljske jakosti  $E$ , ki jo povzroča antena, od smeri:  $E = E(\vartheta, \varphi)$ . ( $\vartheta$  in  $\varphi$  sta koordinati krogelnega koordinatnega sistema)

Za vsako anteno lahko določimo smer, v kateri je vrednost  $E$  največja. Označimo jo z  $E_{max}$ , krogelni koordinatni sistem ( $\vartheta, \varphi$ ) pa običajno obrnemo tako, da ima v tej smeri izhodišče. Smerni diagram oddajne antene je po definiciji

$$F_{odd}(\vartheta, \varphi) = \frac{E(\vartheta, \varphi)}{E_{max}} \leq 1$$

Podobno lahko definiramo smerni diagram sprejemne antene. Dajmo anteno v TEM plani val in določimo napetost odprtih sponk v odvisnosti od smeri antene,  $U = U(\vartheta, \varphi)$ . Spet bo ta napetost v eni izmed smeri največja, označimo jo z  $U_{max}$  in obrnimo koordinatni sistem tako, da bo imel izhodišče v tej smeri. Po definiciji je smerni diagram sprejemne antene enak

$$F_{spr}(\vartheta, \varphi) = \frac{U(\vartheta, \varphi)}{U_{max}} \leq 1$$

---

<sup>1</sup> Elektromagnetno polje elementarnega izvora (tokovega elementa ali električnega dipola) je sestavljeno iz komponent, ki upadajo s tretjo, drugo in prvo potenco oddaljenosti od izvora. Prvi dve komponenti zelo hitro upadata z razdaljo in od določene razdalje naprej je omembe vredna le še transverzalna komponenta polja, ki upada z razdaljo linearno. Temu polju rečemo daljnje polje, meja je Fraunhoferjeva meja. Vzbujanje vsake antene lahko obravnavamo kot skupino elementarnih izvorov, polje antene pa kot superpozicijo polj vseh izvorov.

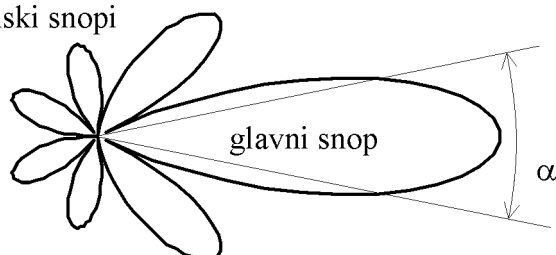
Ker je antena recipročen element, sta smerna diagrama med seboj enaka, zato definirajmo **smerni diagram antene**:

$$F(\vartheta, \varphi) = F_{odd}(\vartheta, \varphi) = F_{spr}(\vartheta, \varphi)$$

Obe definiciji nam omogočata določiti smerni diagram antene. Običajno je lažje določiti polje, ki ga antena povzroča, torej bomo računali smerni diagram antene pri oddajanju. Rezultat pa bo veljal seveda tudi za anteno, ko jo bomo uporabljali kot sprejemno anteno.

Smerni diagram večine anten je razmeroma kompleksna prostorska funkcija. Običaj je, da pri podatkih za anteno narišemo prerez smerne diagrama v vodoravni in navpični smeri, in sicer v dB. Oglejmo si tak tipičen prerez za visokofrekvenčno anteno.

stranski snopi

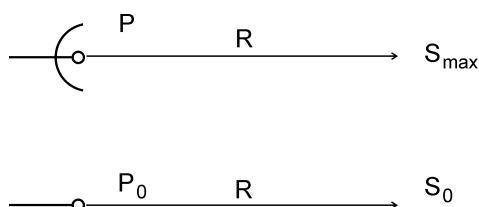


Sl. 8.1 Smerni diagram antene

Iz slike vidimo, da seva antena največ v izhodiščni smeri ali, kot tudi rečemo, v smeri **glavnega snopa**. V tej smeri je vrednost funkcije  $F$  enaka 1. Kot, pri katerem pade funkcija  $F$  za 3 dB, imenujemo **širina glavnega snopa**, na sliki je označen z  $\alpha$ . Vidimo, da seva antena tudi še v drugih smereh, to so **stranski snopi** antene.

### 8.1.2. Smernost

V prejšnjem razdelku smo videli, da seva antena v glavni smeri več, v drugih pa manj. Ta lastnost antene, izražena s številko, se imenuje smernost  $D$  (*directivity*).



Sl. 8.2 K smernosti antene

Za določitev smernosti primerjajmo našo anteno s fiktivno izotropno anteno, ki seva v vse smeri enako. Naj naša antena seva moč  $P$  in naj v področju daljnega polja v glavni smeri povzroča gostoto

moči  $S_{\max}$ . Naj izotropna antena seva moč  $P_0$  in naj na isti razdalji kot naša antena povzroča gostoto moči  $S_0$ . Smernost  $D$  je po definiciji

$$D = \frac{P_0}{P} \Big|_{S_{\max}=S_0} = \frac{S_{\max}}{S_0} \Big|_{P=P_0}$$

Smernost  $D$  lahko torej tolmačimo na dva načina, to je ali

- kolikokrat večjo moč od naše antene mora izsevati izotropna antena, da bo povzročila enako gostoto moči kot naša antena v glavni smeri, ali
- kolikokrat večjo gostoto moči od izotropne antene povzroča naša antena v glavni smeri, če obe sevata enako moč.

Smernost antene je gotovo povezana s smernim diagramom antene. Če je glavni snop antene ozek in antena nima stranskih snopov, potem večino moči izseva v glavni smeri in bo v tej smeri gotovo povzročala veliko večjo gostoto moči od izotropne antene, ki svojo moč seva pravično v vse smeri enako. Taka antena bo očitno imela veliko smernost. Določimo torej smernost iz smernega diagrama antene. Uporabimo formulo za smernost

$$D = \frac{P_0}{P} \Big|_{S_{\max}=S_0}$$

Če upoštevamo, da je daljnje polje krogelni TEM val, je izsevane moči  $P$  in  $P_0$  najlažje računati na površini krogle. Krogla naj ima polmer  $r$ , pri čemer je  $r$  oddaljenost, na katero se nanašata  $S_0$  in  $S_{\max}$ . Za krogelni TEM val velja, da prenaša energijo vzdolž smeri  $r$ , torej pravokotno na površino te krogle in da je gostota moči enaka

$$S = \frac{|E|^2}{2Z_0}, \text{ pri čemer je } Z_0 \text{ valovna impedanca praznega prostora.}$$

Izračunajmo najprej izsevano moč izotropne antene

$$P_0 = 4\pi r^2 S_0$$

In še naše antene

$$P = \oint_A S dA = \oint_{4\pi} \frac{|E|^2}{2Z_0} r^2 d\Omega = \oint_{4\pi} \frac{|F(\vartheta, \varphi) E_{\max}|^2}{2Z_0} r^2 d\Omega = \frac{|E_{\max}|^2 r^2}{2Z_0} \oint_{4\pi} |F(\vartheta, \varphi)|^2 d\Omega$$

$$P = S_{\max} r^2 \oint_{4\pi} |F(\vartheta, \varphi)|^2 d\Omega$$

Vstavimo izračunano v formulo za smernost, pa dobimo

$$D = \frac{4\pi}{\oint_{4\pi} |F(\vartheta, \varphi)|^2 d\Omega} \quad (8.1)$$

Uporabimo dobljeno formulo na preprostem zgledu, na katerega rezultat se bomo kasneje še mnogokrat sklicevali.

### **Zgled 24 Smernost antene z ozkim glavnim snopom**

*Oceni smernost antene, ki ima osno simetričen glavni snop širine  $\alpha=10^\circ$ !*

Pri računanju integrala v imenovalcu enačbe 8.1 bomo za oceno smernosti stvari poenostavili, kolikor je le mogoče. Privzeli bomo, da je smerni diagram antene  $F$  za kote, ki so manjši od  $\alpha$  enak 1 in za večje kote enak 0. S tem ne bomo naredili prav velike napake, saj antena večino energije izseva v glavnem snopu v kotu, ki je manjši od kota  $\alpha$ . Z integralom iz enačbe 8.1 moramo pri tej poenostavitvi izračunati le prostorski kot, v katerega seva glavni snop, saj je izven snopa vrednost funkcije pod integralom enaka 0, znotraj njega pa je ta vrednost enaka 1. Ta prostorski kot je ploščina izseka, ki ga na krogli polmera 1 m omejuje glavni snop antene. Kot  $\alpha$  je majhen, saj ocenjujemo smernost antene z ozkim glavnim snopom, zato je ta ploščina (in s tem prostorski kot  $\Omega$ ) približno enaka

$$\oint_{4\pi} |F(\vartheta, \varphi)|^2 d\Omega = \oint_{\Omega} d\Omega = \Omega = \frac{\pi\alpha^2}{4}$$

Smernost je torej

$$D = \frac{4\pi}{\Omega} = \frac{16}{\alpha^2} = 525 = 27,2 \text{ dB}$$

Za ta elementarni zgled pa lahko pridemo do rezultata tudi neposredno iz definicije smernosti. Prostorski kot, v katerega po predpostavki 'enakomerno' seva naša antena vso svojo moč je namreč (kot smo že izračunali) enak  $\frac{\pi\alpha^2}{4}$ , gostota moči v osi antene na razdalji  $R$  bo torej

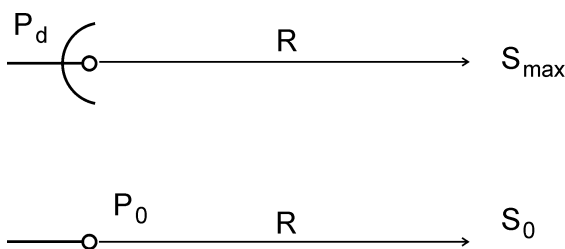
$$S_{\max} = \frac{P}{A} = \frac{P}{\Omega R^2} = \frac{P4}{\pi\alpha^2 R^2}. \text{ Gostota moči izotropne antene pri isti izsevani moči pa bo}$$

$$S_0 = \frac{P}{4\pi R^2}. \text{ Smernost je po definiciji razmerje med obema izrazoma in znaša } D = \frac{S_{\max}}{S_0} = \frac{16}{\alpha^2}.$$

Seveda pri računanju ne smemo pozabiti, da moramo kot  $\alpha$  podati v radianih!

### 8.1.3. Dobitek in gostota moči oddajne antene

Smernost je lastnost antene, ki nam v bistvu pravzaprav pove, kako ozek je glavni snop antene. Kot smo videli v prejšnjem razdelku, jo lahko izračunamo iz smernega diagrama antene. Izmeriti pa bi jo bilo težavno, ker bi težko merili izsevano moč antene. Lažje merimo dovedeno moč v anteno, pa tudi bolj uporabna veličina je, saj imamo običajno podano moč oddajnika. Uvedimo zato še eno antensko veličino, to je **dobitek antene**  $G$  (*gain*). Podobno kot pri smernosti tudi pri dobitku primerjamo našo anteno z izotropno anteno<sup>1</sup>.



Sl. 8.3 K dobitku antene

Naši anteni dovajamo moč  $P_d$ , ki naj v področju daljnega polja v glavni smeri povzroča gostoto moči  $S_{max}$ . Naj izotropna antena seva moč  $P_0$  in naj na isti razdalji kot naša antena povzroča gostoto moči  $S_0$ . Dobitek  $G$  je po definiciji

$$G = \frac{P_0}{P_d} \Big|_{S_{max}=S_0} = \frac{S_{max}}{S_0} \Big|_{P_d=P_0}$$

Tudi dobitek  $G$  lahko torej podobno kot smernost tolmačimo na dva načina, to je ali

- kolikokrat večjo moč kot naša antena mora izsevati izotropna antena, da bo povzročila enako gostoto moči kot naša antena v glavni smeri, ali
- kolikokrat večjo gostoto moči od izotropne antene povzroča naša antena v glavni smeri, če naši anteni dovedemo enako moč, kot jo seva izotropna antena.

Očitno sta si definiciji za smernost in dobitek zelo podobni, le da gre pri anteni enkrat za dovedeno in drugič za izsevano moč. Izsevana moč je manjša od dovedene moči zaradi izgub antene, koeficientu običajno rečemo izkoristek in ga označimo z  $\eta$ :

<sup>1</sup> Izotropna antena je fikcija. Prikladna je za računanje, za neposredno merjenje pa seveda ne. Zato pri merjenju dobitka anteno pogosto primerjamo z eno izmed elementarnih anten, denimo z dipolom. V antenski tehniki je zato poznanih tudi več definicij dobitka in dobitek v primerjavi z izotropno anteno je le eden izmed njih in se ga pogosto označuje z  $G_i$ .

$$\frac{P}{P_d} = \eta$$

Iz predhodne formule ni težko določiti povezave med smernostjo in dobitkom antene, ki je

$$G = \eta D$$

Dobitek je torej za izkoristek antene manjši od smernosti antene. Vendar za visokofrekvenčne antene velja, da je njihov izkoristek velik, tako da bomo pogosto uporabljali oceno

$$G \approx D \quad (8.2)$$

Določimo še gostoto moči, ki jo na sprejemnem mestu v smeri največje izsevane moči povzroča naša antena.

Gostota moči izotropne antene v oddaljenosti  $r$  je

$$S_0 = \frac{P_0}{4\pi r^2} \quad (8.3)$$

Uporabimo še definicijsko enačbo za dobitek antene  $G = \frac{P_0}{P_d} \Big|_{S_{\max} = S_0}$ ,

kar pomeni, da velja  $P_0 = P_d G$  in  $S_{\max} = S_0$ , pa dobimo

$$S_{\max} = \frac{P_d G}{4\pi r^2} \quad (8.4)$$

Antena povzroča torej v smeri največje izsevane moči za dobitek večjo gostoto moči, kakor bi jo na enaki razdalji povzročala izotropna antena, ki bi sevala enako moč, kakršno dovajamo naši anteni. Dobitek antene je zato najpomembnejši sistemski podatek za oddajno anteno in v enačbah za preneseno moč igra podobno vlogo kakor jo ima ojačenje ojačevalnikov. Ker pa je antena kljub povedanemu pasiven element, saj moči ne ojačuje, temveč jo le usmeri v določeno smer, namesto da bi jo nekoristno sevala v vse smeri, temu parametru ne rečemo ojačenje, na kar bi nas utegnila napeljati angleška beseda *gain*, temveč dobitek.

Vpeljimo še en nov pojem, ki se v brezžičnih komunikacijah pogosto uporablja, to je ekvivalentna izotropno izsevana moč (*equivalent isotropically radiated power*, EIRP). To je moč, ki bi jo morala sevati izotropna antena, da bi povzročala enako gostoto moči kot jo povzroča naša antena v smeri največje izsevane moči. Po primerjavi enačb 8.3 in 8.4 je ta moč očitno

$$EIRP = P_d G .$$

### Zgled 25 Oddajna moč satelitskega oddajnika

*S kolikšno močjo mora oddajati satelit v geostacionarni orbiti, da bo na zemlji pokril površino kroga s premerom 1000 km z gostoto moči signala  $1 \text{ pW/m}^2$ ?*

Višina geostacionarne orbite je 36000 km. Iz enačbe 8.4 dobimo

$$P_d G = EIRP = 4\pi r^2 S_{\max} = 4\pi (36 \cdot 10^6)^2 10^{-12} = 16,3 \cdot 10^3 \text{ W}$$

Iz širine glavnega snopa, ki je

$$\alpha = \frac{1000}{36000} = 0,028 \text{ rad}$$

določimo smernost

$$D = \frac{16}{\alpha^2} = \frac{16}{0,028^2} = 20,7 \cdot 10^3 \approx G.$$

in še moč

$$P = \frac{EIRP}{G} = \frac{16,3 \cdot 10^3}{20,7 \cdot 10^3} = 0,82 \text{ W}$$

#### 8.1.4. Efektivna površina sprejemne antene

Če damo sprejemno anteno v polje TEM planega vala, postane antena generator električnega signala. Razpoložljiva moč  $P_r$  tega generatorja je gotovo proporcionalna gostoti moči vala  $S$  na mestu antene. Proporcionalna konstanta je lastnost sprejemne antene, meri se v  $\text{m}^2$  in jo imenujemo efektivna površina antene. Definirajmo:

$$P_r = A_{ef} S \tag{8.5}$$

Pri tem mora biti antena obrnjena v smer vpada TEM vala in zagotovljena mora biti polarizacijska skladnost med valom in anteno.

Efektivna površina antene je glede na definicijo proporcionalna konstanta antene, ki jo lahko izmerimo in nima sama po sebi nikakršne povezave s fizično površino antene. Še več, nekaterim antenam bi težko definirali fizično površino, denimo paličnim ali Yagi antenam. Po drugi strani pa vendarle velja, da je mnogo visokofrekvenčnih usmerjenih anten realiziranih v obliki nekakšne omejene ploskve, na kateri poznamo porazdelitev vzbujanja. Za poimenovanje takšne antenske ploskve se je v antenski tehniki uveljavil izraz odprtina. Primer takšne antene je recimo antena z zrcalom v obliki rotacijskega paraboloida, poznana kot parabolična antena. Pri takšnih antenah je efektivna površina v ozki povezavi s fizikalno površino, odvisna pa je še od porazdelitve vzbujanja



na odprtini. S porazdelitvijo vzbujanja vplivamo tudi na velikost stranskih snopov antene. Obravnavanje anten na izvedbeni ravni presega okvir teh skript, za nas je pomembno vedeti le, da je efektivna površina antene  $A_{ef}$  praviloma tesno povezana s fizičnimi dimenzijami antene  $A$ . To povezavo izrazimo kvantitativno z

$$A_{ef} = kA. \quad (8.6)$$

Konstanto  $k$  imenujemo izkoristek osvetlitve odprtine. Vrednost konstante  $k$  za antenske odprtine je običajno med 0,5 in 1, odvisna pa je od porazdelitve vzbujanja in izkoristka antene.

### 8.1.5. Povezava dobitka in efektivne površine antene

Vsako anteno lahko uporabimo ali kot oddajno ali kot sprejemno anteno. Kadar deluje antena kot oddajna antena, jo podamo z dobitkom (poglavje 8.1.3), kadar deluje kot sprejemna antena, jo podamo z efektivno površino (poglavje 8.1.4). Antena je recipročen element, zato pričakujemo, da bosta dobitek in efektivna površina antene med seboj povezana.

Vzemimo dve poljubni anteni, na medsebojni razdalji  $r$  ju obrnimo drugo proti drugi, tako da se glavni smeri obeh anten prekrivata. Naj ima prva antena dobitek  $G_1$  in efektivno površino  $A_1$  in druga antena dobitek  $G_2$  in efektivno površino  $A_2$ .

- V prvo anteno dovajajmo moč  $P_{11}$ . Razpoložljiva moč  $P_{21}$  druge antene bo (enačbi 8.4 in 8.5)

$$P_{21} = \frac{P_{11} G_1 A_2}{4\pi r^2}$$

- Sedaj pa smer zveze obrnimo in v drugo anteno dovajajmo moč  $P_{22}$ . Razpoložljiva moč  $P_{12}$  prve antene bo

$$P_{12} = \frac{P_{22} G_2 A_1}{4\pi r^2}$$

Ker je antena recipročen element, mora veljati

$$\frac{P_{21}}{P_{11}} = \frac{P_{12}}{P_{22}} \text{ in torej}$$

$G_1 A_2 = G_2 A_1$ . Iz te enačbe pa sledi neposredno tudi

$$\frac{G_1}{A_1} = \frac{G_2}{A_2}$$

Ker sta anteni poljubni, lahko to zakonitost posplošimo. Kvocijent med dobitkom in efektivno površino je očitno enak za vse antene in je torej naravna konstanta. Določitev te konstante pa je

domena teorije anten in presega okvir teh skript. Zadovoljimo se zato z navedbo, da je konstanta enaka

$$\frac{G}{A_{ef}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad (8.7)$$

$\lambda$  je valovna dolžina elektromagnetnega vala, ki ga antena oddaja ali sprejema. Enačba velja za vsa valovanja in predstavlja pomemben fizikalni zakon. Za nas pa bo enačba 8.7 ena najpomembnejših antenskih enačb, zato se bomo z njo pogosto srečevali. Že sedaj pa opozorimo na dejstvo, da igra v njej pomembno vlogo valovna dolžina in s tem frekvenca, na kateri deluje antena. Oglejmo si to na preprostem, vendar zelo poučnem zgledu.

### **Zgled 26 Premer antene**

*Določi premer antene, ki bo imela širino glavnega snopa 1°!*

Za izračun bomo uporabili enačbo 8.7, oceno 8.2 in rezultat zgleda 24:

$$A_{ef} = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \cong \frac{D\lambda^2}{4\pi} = \frac{16}{\alpha^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} = \frac{4\lambda^2}{\pi\alpha^2}$$

Uporabimo še enačbo 8.6, pri čemer naj bo antena okrogla odprtina premera  $d$ .

$$A_{ef} = kA = k \frac{\pi d^2}{4} = \frac{4\lambda^2}{\pi\alpha^2}, \text{ iz česar sledi}$$

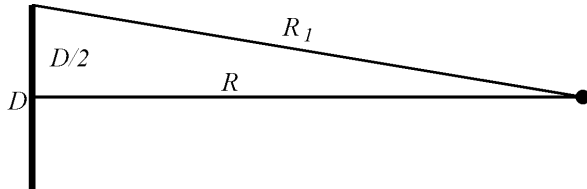
$$d = \frac{4\lambda}{\pi\alpha\sqrt{k}}$$

Za določitev premera antene potrebujemo še vrednost konstante  $k$  in valovno dolžino signala. Konstanta  $k$  naj bo enaka 0,5, izračunajmo pa premer antene za frekvenci 1 GHz in 10 GHz. Za frekvenco 1 GHz mora imeti antena premer 31m, za frekvenco 10 GHz pa 3,1 m. Za doseganje enako ozkega glavnega snopa potrebujemo torej pri višjih frekvencah manjše dimenzije anten kot pri nižjih frekvencah. Tudi to je eden izmed pomembnih razlogov, zakaj se komunikacije odvijajo na visokih frekvencah.

Zgled smo sicer izračunali za osno simetrično anteno, vendar ga smemo posplošiti na naslednji način: Za širino glavnega snopa v prerezu antene je odgovorna linearna dimenzija antene v tem prerezu. Za ozek glavni snop v vertikalni smeri mora biti torej antena 'visoka', za ozek glavni snop v horizontalni smeri pa 'široka'! Mnogo radarjev ima glavni snop v obliki zastave, torej ozek snop po horizontali in širok po vertikali. Antena s takim snopom mora biti torej široka in nizka.

### 8.1.6. Daljnje polje

Rekli smo že, da vsa izvajanja v preteklih poglavjih slonijo na tem, da opazujemo daljnje polje, torej polje daleč od oddajne antene. Določimo v tem poglavju to razdaljo tudi kvantitativno. Oddajna antena naj ima linearno prečno dimenzijo  $D$ , opazovana točka naj bo v osi antene na razdalji  $R$ , razdaljo opazovane točke od skrajnega roba antene označimo z  $R_1$ . (slika 8.2).



Sl. 8.4 Ilustracija k določanju daljnje polja

Polje v opazovani točki je seštevek prispevkov elementarnih izvorov, porazdeljenih po antenski odprtini. Ker gre za valove, je morda bolj primerna oznaka interferenca. Vemo, da je pri interferenci valovanja mnogo bolj od amplitude odgovorna faza posameznih prispevkov. Kadar sta prispevka v fazi, gre za konstruktivno, če v protifazi, pa za destruktivno interferenco. Če gremo z oddaljenostjo opazovane točke preko vseh meja, bo razlika med razdaljama  $R$  in  $R_1$  poljubno majhna in prispevki se bodo seštevali konstruktivno. Bolj bližamo opazovano točko anteni, bolj sta si razdalji  $R$  in  $R_1$  med seboj različni. Zato bo (nepomembno) prizadeta amplituda prispevkov, pomembno pa faza. Določimo razliko faz kot posledico med seboj različnih razdalj  $R$  in  $R_1$ :

$$\Delta R = R_1 - R = \sqrt{R^2 + \left(\frac{D}{2}\right)^2} - R = R \sqrt{1 + \left(\frac{D}{2R}\right)^2} - R$$

$$\Delta R \cong R \left( 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{D}{2R}\right)^2 \right) - R = \frac{D^2}{8R}$$

$$\Delta \varphi = \beta \Delta R = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R = \frac{\pi D^2}{4\lambda R}$$

Kolikšna je še dopustna 'fazna napaka', pri kateri rečemo, da je polje takšno, kot na neskončni oddaljenosti, je treba določiti arbitrarno, pri antenski tehniki se običajno vzame, da je to  $\Delta \varphi_{\max} = \frac{\pi}{8}$ , iz česar dobimo potem oceno za minimalno razdaljo

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$$

Važno je pri tem poudariti, da je  $D$  očitno največja linearna prečna dimenzija antene, važno je torej v bistvo to, pod kakšnim kotom vidimo v opazovani točki anteno in ne to, kakšna je recimo vzdolžna dimenzija (denimo Yagijeve) antene. Da dobimo občutek za realne razmere, si oglejmo zgled.

**Zgled 27 Meja Fraunhoferjevega področja.**

*Določi mejo Fraunhoferjevega področja (področju v tem poglavju definirane daljnega polja rečemo tudi Fraunhoferjevo področje) za anteno s premerom  $D=2$  m za valovno dolžino  $\lambda=3$  cm.*

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda} = 270\text{m}$$

Razdalja do meje znaša torej 270 m.

### 8.1.7. Ekvivalentna šumna temperatura antene

Antena je s stališča vezij generator, torej dvopol, šumno temperaturo dvopola pa smo definirali v poglavju o šumih (4.1.1). Vendar je antena prav poseben generator, saj daje v vezje signal, ki ga sprejme iz okolice, temu signalu pa doda še svoj naključni signal - šum. Signal iz okolice pa je sestavljen iz koristnega signala, ki mu običajno rečemo signal, in iz motilnega signala, ki mu običajno rečemo šum. Šum antene je torej sestavljen iz šuma, ki ga antena sprejme iz okolice in iz lastnega šuma antene. Za antene, delujoče na visokih frekvencah, pa vendarle velja, da večino šuma antene prispeva okolica, šumno temperaturo anten torej določajo šumne lastnosti okolice.

Za šumne lastnosti okolice velja, da so (z nekaj izjemami) skoraj izotropne, torej je gostota šumne moči, ki vpada na anteno, neodvisna od smeri, v katero je obrnjena antena. To pa obenem pomeni tudi, da razpoložljiva šumna moč antene ni odvisna od efektivne površine antene (in torej od dobitka in smernosti).

Razmislek je preprost: razdelimo okolico (nebo) na majhne segmente, ki vsi enako prispevajo h gostoti šumne moči na mestu antene. Usmerjena antena bo zaradi velikega dobitka sprejemala iz vsakega segmenta veliko šumno moč, vendar bo segmentov malo, ker ima (zaradi velikega dobitka) ozek glavni snop. Neusmerjena antena bo zaradi majhnega dobitka sprejemala iz vsakega od teh segmentov majhno šumno moč, vendar pa bo segmentov veliko, ker ima širok glavni snop. Skupna moč pa bo v obeh primerih enaka, odvisna le od šumnih lastnosti okolice. Šumne lastnosti okolice običajno podamo v obliki šumne temperature okolice. **Šumna temperatura antene je torej enaka šumni temperaturi okolice.**

Šumne lastnosti okolice so posledica različnih vzrokov in so zelo odvisne od frekvence. Pri nizkih frekvencah je šumna temperatura okolice zaradi industrijskega šuma in neprestanih neviht zelo

visoka. Pri teh frekvencah ni prav nič važno, kam je antena obrnjena, ker ta šum 'preglasi' vse šume, ki so posledica drugih šumnih mehanizmov. Nato pa šumna temperatura okolice s frekvenco pada in je najmanjša v frekvenčnem pasu med 1 in 10 GHz - nekaj deset kelvinov. Pri teh frekvencah pa je treba upoštevati, da šumni izvori niso več porazdeljeni izotropno. Šum pri teh frekvencah povzroča okolica, ki seva skladno s Planckovim zakonom. Ker je ta okolica predvsem Zemlja in vse, kar je na Zemlji, je šumna temperatura te okolice okrog 300 kelvinov. Če je antena obrnjena vzporedno z Zemljo, kar je običajno za radarje, prispeva k šumni temperaturi približno polovico, torej 150 kelvinov. Pri višjih frekvencah začne šumna temperatura okolice predvsem zaradi absorpcije ozračja spet postopno naraščati. Glede šumnih lastnosti okolice so torej najprimernejše frekvence za komunikacije med 1 in 10 GHz, temu frekvenčnemu pasu rečemo tudi mikrovalovno okno.

Združimo v naslednjem zgledu znanje iz poglavja o šumih z znanjem o antenah in rešimo naslednjo nalogo:

### **Zgled 28 Šumna temperatura antene**

*Gostota moči na sprejemnem mestu naj bo  $15 \text{ pW/m}^2$ , šumna temperatura antene naj bo  $80 \text{ K}$ , frekvenca signala je  $12 \text{ GHz}$ , frekvenčna širina prenašanega signala je  $15 \text{ MHz}$ , dobitok antene naj bo  $33 \text{ dB}$  in šumno število sprejemnika naj bo  $2 \text{ dB}$ . Kolikšno bo razmerje signal/šum na izhodu iz sprejemnika? Kolikšno bo razmerje signal/šum na izhodu iz sprejemnika pri šumnem številu sprejemnika  $3 \text{ dB}$ , če ostanejo ostali podatki nespremenjeni?*

Pojdimo po vrsti. Najprej iz podatkov o signalu in anteni določimo moč signala na vhodu v sprejemnik:

$$P_{svh} = AS = \frac{G\lambda^2}{4\pi} S = \frac{2000 \cdot 0,025^2}{4\pi} 15 \cdot 10^{-12} = 1,5 \cdot 10^{-12} \text{ W}$$

Šumn moč na vhodu v sprejemnik je podana z

$$P_{svh} = kT_g \Delta f = kT_a \Delta f = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 80 \cdot 15 \cdot 10^6 = 1,7 \cdot 10^{-14} \text{ W}$$

Razmerje med močjo signala in močjo šuma na vhodu je torej

$$\left( \frac{S}{N} \right)_{vh} = 88 = 19,5 \text{ dB}$$

Iz šumnega števila sprejemnika  $F = 2 \text{ dB} = 1,56$  določimo ekvivalentno šumno temperaturo

$$T_{eq} = (F - 1)T_0 = 0,56 \cdot 290 = 170 \text{ K}$$

in iz nje kvocient šumnih razmerij

$$\frac{(S/N)_{vh}}{(S/N)_{izh}} = 1 + \frac{T_{eq}}{T_g} = 1 + \frac{170}{80} = 3,13 = 4,9 \text{ dB}$$

Razmerje med močjo signala in močjo šuma na izhodu je torej

$$(S/N)_{izh} = 19,5 - 4,9 = 14,6 \text{ dB}$$

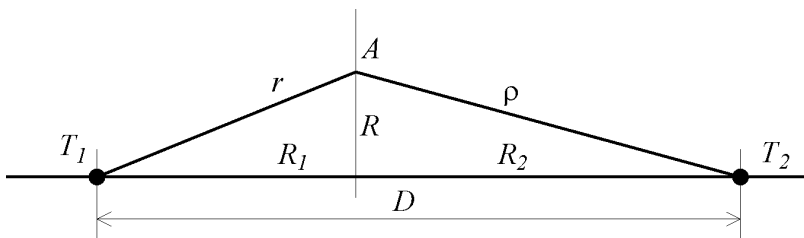
Če se šumno število sprejemnika spremeni na 3 dB, se spremeni ekvivalentna šumna temperatura na 290 K, kvocient šumnih razmerij na 6,7 dB in razmerje med močjo signala in močjo šuma na izhodu na 12,8 dB.

## 8.2. Razširjanje radijskih valov

Pomembno vlogo pri brezžičnih zvezah ima nedvomno razširjanje radijskih valov v realnih okoliščinah. Študentje elektroniki so se doslej srečali le z razširjanjem radijskih valov v neomejenem prostoru. Takih okoliščin pa realno radijsko valovanje razen pri satelitskih zvezah ni nikoli deležno. Zemeljske zveze, bodisi fiksne, bodisi mobilne, delujejo v bližini Zemlje, v bližini hribov in morij. Zato si bomo v tem poglavju ogledali nekaj osnovnih prijemov obravnave širjenja radijskih valov v takih okoliščinah.

### 8.2.1. Fresnelova področja

V tem poglavju si bomo zgradili orodje, s katerim bomo poskusili oceniti, koliko prostora mora imeti na razpolago val na poti med oddajno in sprejemno točko, da na njej ne bo preveč oviran. V ta namen narišimo sliko 8.3, v kateri je oddajna točka  $T_1$  in sprejemna točka  $T_2$ . Točki naj bosta na medsebojni razdalji  $D$ . Prostor razdelimo v dva dela s fiktivno ravnino  $A$ , ki leži pravokotno na zveznico med točkama  $T_1$  in  $T_2$ .



Sl. 8.5 Ilustracija k Fresnelovim področjem.

Po Huygensovem načelu je vsaka točka, do katere prispe val, nov izvor valovanja in val v poljubni točki lahko določimo kot vsoto (interferenco) prispevkov vseh teh delnih valov. Interpretirajmo torej val v točki  $T_2$  kot vsoto prispevkov vseh delnih valov, ki izvirajo iz ravnine  $A$ . Da bo seštevanje lažje, moramo prispevke smiselno organizirati. Ker je pri interferenci najvažnejša medsebojna faza

delnih prispevkov, jih uredimo po fazah. Za fazo je odgovorna pot, ki jo naredi delni prispevek med točkama  $T_1$  in  $T_2$ , torej jih uredimo po pretečenih poteh. Najprej zato ravnino  $A$  razdelimo v področja, katerih meje predstavljajo geometrijsko mesto poti delnih prispevkov z enako fazo. Važna je pravzaprav fazna razlika med prispevki, za prispevek z referenčno fazo vzemimo tistega, ki ima od točke  $T_1$  do  $T_2$  najkrajšo pot. Razliko v fazah bo povzročila razlika v dolžini poti delnih prispevkov, torej:

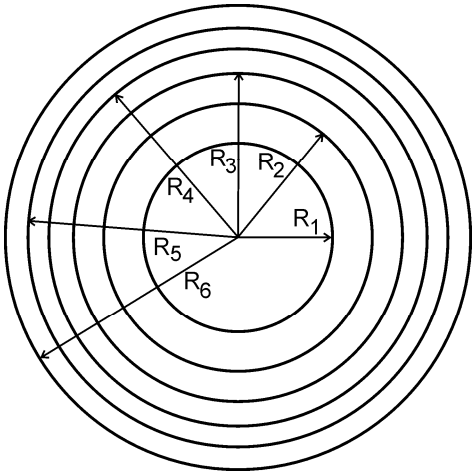
$$\begin{aligned}\Delta R &= \rho + r - R_1 - R_2 = \sqrt{R_1^2 + R^2} + \sqrt{R_2^2 + R^2} - R_1 - R_2 \\ \Delta R &= R_1 \sqrt{1 + \left(\frac{R}{R_1}\right)^2} + R_2 \sqrt{1 + \left(\frac{R}{R_2}\right)^2} - R_1 - R_2 \cong \frac{R^2}{2R_1} + \frac{R^2}{2R_2} \\ \Delta\varphi &= \beta\Delta R = \frac{\pi R^2 (R_1 + R_2)}{\lambda R_1 R_2}\end{aligned}\quad (8.8)$$

Geometrično mesto konstantne fazne razlike bo za izbrano ravnino  $A$  očitno krožnica s polmerom  $R$  v tej ravnini. Kaj pa, če ravnino  $A$  premikamo vzdolž zveznice med točkama  $T_1$  in  $T_2$ ? Iz geometrije vemo, da je geometrično mesto točk, za katere je vsota razdalj do dveh točk konstantna, elipsa z goriščema v teh dveh točkah. Geometrično mesto konstantne faze delnih prispevkov je torej rotacijski elipsoid.

Razdelimo sedaj področja delnih prispevkov z mejami, pri katerih naj zavzame fazna razlika vrednost mnogokratnika števila  $\pi$ , torej:

$$\begin{aligned}\Delta\varphi_N &= N\pi \\ N\pi &= \frac{\pi R_N^2 (R_1 + R_2)}{\lambda R_1 R_2} \\ R_N &= \sqrt{\frac{N\lambda R_1 R_2}{R_1 + R_2}}\end{aligned}$$

Ravnino  $A$  smo tako razdelili na množico koncentričnih kolobarjev, ki jih imenujemo Fresnelovi kolobarji ali tudi Fresnelova področja.



Sl. 8.6 Fresnelovi kolobarji

Največji polmer imajo, ko je ravnina  $A$  na sredi med točkama  $T_1$  do  $T_2$ , prvi (ki je krog) ima takrat polmer

$$R_{1\max} = \frac{1}{2} \sqrt{\lambda D}$$

Prostor smo s tem razdelili na množico konfokalnih rotacijskih elipsoidov, ki jih imenujemo Fresnelovi elipsoidi.

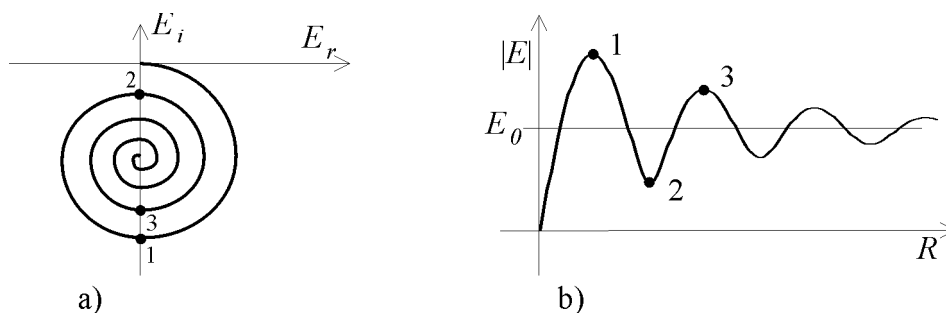
Poglejmo si še ploščine posameznih Fresnelovih kolobarjev:

$$S_N = \pi R_N^2 - \pi R_{N-1}^2 = \pi \left( \frac{N \lambda R_1 R_2}{R_1 + R_2} - \frac{(N-1) \lambda R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) = \pi \frac{\lambda R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Očitno je ploščina vseh Fresnelovih kolobarjev med seboj enaka in enaka ploščini prvega Fresnelovega kroga.

Tako, sedaj smo si pripravili vse potrebno za oceno, koliko prostora potrebuje val, da se neovirano širi med dvema točkama. Za obliko ovire si izberimo okroglo zaslonko v sedaj pravi mejni ploskvi  $A$ . Mejna ploskev naj ima lastnost, da val absorbira, torej naj bo 'črna'. V mislih sedaj 'odpirajmo' zaslonko od vrednosti  $R=0$  naprej. Predstavljajmo si, da jo odpiramo v majhnih korakih. Vsak korak naj področje odprte zaslonke poveča za nekakšen 'diferencialni Fresnelov kolobar'. Vsi ti kolobarji imajo enako ploščino. Prispevki posameznih kolobarjev bodo zato po amplitudi skoraj enaki (z večanjem zaslonke se večja tudi razdalja, vendar v začetku, pri majhni zaslonki, zelo počasi), njihova faza pa bo linearno naraščala. Posamezne prispevke lahko predstavimo s kratkimi, med seboj enako dolgimi kazalčki, ki so med seboj zasukani za enako fazo. Če jih nanizamo enega za drugim (seštevanje kazalcev!) dobimo krog (slika 8.7. a).





Sl. 8.7 Polje v osi okrogle zaslonke

Ko bo zaslonka imela polmer prve Fresnelove cone, bomo v točki 1, nato po vrsti v 2, 3 itd. Kazalčki bodo v začetku enako dolgi, potem pa se bodo začeli vedno hitreje krajšati, saj dolžina  $\rho+r$  v začetku raste počasi, potem pa vedno hitreje. Kazalec skupnega polja se bo torej v odvisnosti od polmera zaslonke  $R$  v resnici gibal po spirali do limitne vrednosti, ki predstavlja nemoteno polje (slika 8.7.a).

Potek absolutne vrednosti polja v odvisnosti od polmera zaslonke  $R$  kaže slika 8.7.b.

Opozorimo na nekaj značilnosti poteka:

- Ko je odprta le prva Fresnelova cona, je polje največje in dosega dvakratno vrednost nemotene polja. To je le navidez v navzkrižju z zdravo pametjo, skozi tako malo odprto zaslonko ne gre več moči kot pri nemotenem polju, le polje v osi zaslonke je večje od nemotene polja. V okolici osi bi lahko na ravnini, ki jo določa točka  $T_2$  in leži pravokotno na zveznico  $T_1 - T_2$ , opazovali interferenčne kolobarje.
- Ko sta odprti ravno prvi dve coni, je polje skoraj nič. To je razumljivo, prispevek drugega kolobarja je ravno v protifazi s prispevkom prvega, amplitudi pa sta približno enaki.

Seveda ovire v resnici niso okrogle zaslonke, bolj so recimo podobne 'klinasti oviri', ki je eden izmed pogosto rabljenih pojmov pri študiju ovir. Klinasta ovira je nekakšen zid z ostrim robom na poti valovanja, modeliramo jo z ravno zaslonko, ki jo odpiramo od osi navzven in pri tem študiramo prispevke diferencialnih trakov. Zadeve so bistveno bolj zapletene kot pri okrogli zaslonki, polje pa konvergira hitreje.

Vendar pa je očitno treba za oceno, ali ovira med točkama val moti ali ne, pogledati, ali zaslanja nekaj prvih Fresnelovih con. Če jih ne, je v redu, sicer pa ne. 'Železno pravilo' zato pravi, naj bo višina hribov vsaj za polmer prve Fresnelove cone pod osjo trase.

### **Zgled 29 Največji polmer prve Fresnelove cone**

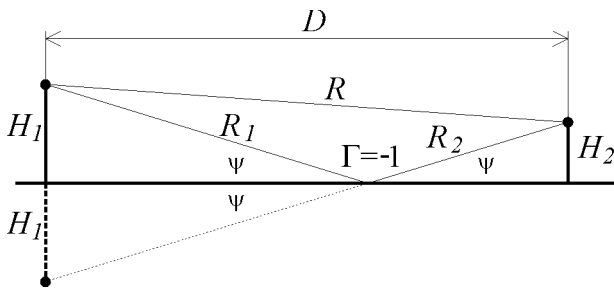
*Določi največji polmer prve Fresnelove cone za val z valovno dolžino 3 cm če sta oddajna in sprejemna antena med seboj oddaljeni 20 km.*

$$R_{1\max} = \frac{1}{2}\sqrt{\lambda D} = 12\text{ m}$$

Polmer prve Fresnelove cone je 12 m. Pri taki razdalji ne smemo pozabiti tudi na to, da je Zemlja okrogla, koliko nižje mora biti ovira zaradi tega pa naj bralec izračuna sam, pomaga si lahko s poglavjem Radijski horizont (rezultat je 8m).

### 8.2.2. Val nad ravno površino Zemlje

Zemlja je razmeroma dober prevodnik, zato za radijske valove predstavlja zrcalo. V tem poglavju si bomo ogledali, kako to dejstvo vpliva na polje na sprejemnem mestu. Polje na sprejemnem mestu interpretiramo kot interferenco med 'direktnim' in 'indirektnim' valom, slika 8.8.



Sl. 8.8 Val nad ravno površino Zemlje

Da bo računanje lažje, vzemimo da je površina Zemlje ravna, kar je približno res. Oddajna antena naj bo na višini  $H_1$ , sprejemna pa na višini  $H_2$ , anteni naj bosta na medsebojni razdalji  $D$ . Indirektni val se bo od Zemlje odbil pod kotom  $\psi$ . Pri radijskih zvezah v splošnem velja, da je višina anten mnogo manjša od medsebojne razdalje anten, kot  $\psi$  bo torej zelo majhen (reda  $1^\circ$ ). Oba vala bosta torej za večino oddajnih anten v glavnem snopu. Za tako majhne kote pa velja tudi naslednje:

- Zemlja je gladka in deluje kot zrcalo. (Neravnost, pri kateri površina še deluje kot zrcalo, opredeljuje Rayleighov kriterij [1]  $h < \frac{\lambda}{8\sin(\psi)}$ . Za valovno dolžino 1 m in vpadni kot  $1^\circ$  velja denimo  $h < 7\text{m}$ .)
- Odbojnosti za vertikalno in horizontalno polariziran vpadni val  $\Gamma_V$  in  $\Gamma_H$  sta enaki  $-1$ .
- Poti direktnega in odbitega vala sta približno enako dolgi, zato vplivata le na razliko faz, na razliko amplitud pa ne.
- Odbiti val je zato enako polariziran kot vpadni val, ima (skoraj) enako amplitudo in tudi leži (takorekoč) v isti ravnini kot vpadni val. Indirektni val se torej od direktnega razlikuje le po fazi

(zaradi daljše poti in zaradi spremembe faze pri odboju), zato ju je sicer treba sešteti kot kompleksorja, ni pa treba upoštevati, da sta vektorja, kar zelo poveča preglednost računa.

Označimo absolutno vrednost direktnega vala z  $E_0$ , pa lahko napišemo

$$E = E_0 e^{-j\beta R} - E_0^{-j\beta(\rho+r)} = E_0 e^{-j\beta R} (1 - e^{-j\beta\Delta R})$$

$$E = E_0 e^{-j\beta R} e^{-\frac{j\beta\Delta R}{2}} \left( e^{\frac{j\beta\Delta R}{2}} - e^{-\frac{j\beta\Delta R}{2}} \right) = E_0 e^{-j\beta R} e^{-\frac{j\beta\Delta R}{2}} 2j \sin\left(\frac{\beta\Delta R}{2}\right)$$

$$|E| = 2E_0 \left| \sin\left(\frac{\beta\Delta R}{2}\right) \right|$$

$$\Delta R = \rho + r - R = \sqrt{D^2 + (H_1 + H_2)^2} - \sqrt{D^2 + (H_1 - H_2)^2}$$

$$\Delta R = \frac{2H_1 H_2}{D}$$

$$|E| = 2E_0 \left| \sin\left(\frac{\beta H_1 H_2}{D}\right) \right|$$

Opazujmo sedaj polje na sprejemni strani v odvisnosti od višine sprejemne antene. Očitno se njegova vrednost spreminja po sinusu, pri tleh je enako nič. To je razumljivo, pri tleh imata oba vala enako dolgo pot, odbitemu pa se obrne faza, interferenca je zato destruktivna. Poglejmo, kje leži prvi maksimum:

$$\frac{\beta H_1 H_2}{D} = \frac{2\pi H_1 H_2}{\lambda D} = \frac{\pi}{2}$$

$$H_{2\max} = \frac{\lambda D}{4H_1}$$

### **Zgled 30 Polje nad ravno površino Zemlje**

*Določi prvi maksimum polja na sprejemnem mestu, ki je od oddajne antene na višini 300 m oddaljeno 20 km. Valovna dolžina valovanja je 1m.*

$$H_{2\max} = \frac{\lambda D}{4H_1} = 17m$$

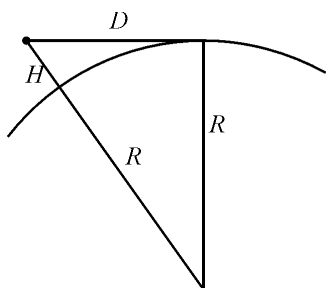
Prvi maksimum je torej na višini 17 m, sledi mu minimum na višini 34 m (tega naj bralec določi sam!).

Pojav je najbolj izrazit blizu tal, pri večjih višinah ima odbiti val daljšo pot kot direktni, zato minimumi niso tako globoki kot pri tleh.

Iz izvajanja v tem poglavju smo videli, da sprejemna antena ne sme biti čisto blizu tal in da ima pojav optimalno višino, torej višja antena ni vedno boljša. Iz številk se tudi vidi, da je pojav relevanten za metrske valove, za centimetske pa ne več.

### 8.2.3. Radijski horizont

Upoštevajmo, da je Zemlja okrogla in da se na njej (razen najdaljših, zelo nizkofrekvenčnih) radijski valovi ne uklanjajo. Zemlja zato predstavlja radijskim valovom oviro pri širjenju, kako daleč 'sežejo' valovi, označimo z besedo radijski horizont. Pojem je znan iz vsakdanjega življenja, morda ga le večkrat uporabljamo v prenesenem kot v prvotnem pomenu. Spomnimo pa se gotovo vsi, da je eden izmed dokazov za to, da je Zemlja okrogla, da se na morju na horizontu najprej pojavi zastava na vrhu jambora! Namesto jambora imamo antenski stolp, razmere ilustrira slika 8.6.



Sl. 8.9 Geometrijski horizont

Napišimo še pripadajoče enačbe:

$$R^2 + D^2 = (R + H)^2 = R^2 + 2RH + H^2 \cong R^2 + 2RH$$

$$D = \sqrt{2RH} \quad (8.9)$$

Tako določen horizont velja za 'geometrijsko optiko', torej za primer, ko so valovni žarki premice, in mu rečemo geometrijski horizont.

Vendar pa se lomni količnik troposfere z višino spreminja, valovni žarki niso ravni, temveč ukrivljeni. Standardna troposfera učinkuje na pot žarkov tako, da 'gledajo okrog Zemlje', torej je radijski horizont večji od geometrijskega. To v enačbi za horizont upoštevamo tako, da namesto resničnega polmera Zemlje (~6370 km) računamo z 'ekvivalentnim polmerom' Zemlje, ki za standardno troposfero znaša ~8500 km. Vendar pri radijskih zvezah ne gre računati na ta pojav, ker troposfera ni vedno standardna. Lomni količnik je najbolj odvisen od vsebnosti vlage, včasih se zgodi celo, da je ekvivalentni polmer Zemlje manjši od dejanskega. Zato je za prvo oceno radijskega horizonta v enačbi 8.10 smiselna uporaba dejanskega polmera Zemlje.

### **Zgled 31 Radijski horizont**

*Določi radijski horizont za anteno na višini 2 km.*

$$D = \sqrt{2RH} = 160 \text{ km}$$

Celo Slovenijo torej vidimo (ali pokrijemo z radijskim signalom) z vrha Triglava. Zastavo na vrhu 20 m visokega jamborja pa vidimo iz čolna 16 km, iz košare na vrhu 20 m visokega jamborja pa 32 km daleč!

## **8.2.4. Presih**

S presihom označujemo pojav, pri katerem se moč na sprejemni strani s časom spreminja. Glede na to, kar smo se v poglavju Razširjanje radijskih valov že naučili, nam ne bo težko ugotoviti vzrokov za takšno spreminjanje. Kakorkoli se bo spremenil prostor med oddajnim in sprejemnim mestom, se bo spremenilo tudi polje na sprejemnem mestu. Naštejmo nekaj najbolj očitnih in pogostih pojavov, ki vplivajo na jakost sprejemanega polja in s tem na kvaliteto sprejema:

1. Najpogostejši vzrok presiha je takoimenovani večžarkovni prenos, torej dejstvo, da se na sprejemnem mestu seštevajo valovi, ki so prispeli do njega po različnih poteh. V poglavju o valu nad ravno površino Zemlje smo spoznali, da je lahko polje rezultanta direktnega in odbitega vala. Val se lahko odbije tudi od hriba, stavb ali avtomobilov. Ni si težko predstavljati, da razmere pri takih odbojih niso prav natančno definirane in da se s časom spreminjajo (pozimi sneg, poleti listje na drevju). Odboj od gibajočih se tarč zaradi Dopplerjevega pojava spremeni frekvenco vala in še dodatno zaplete razmere. Najslabšo izmed možnih stanj gotovo predstavlja premikajoč se sprejemnik v okolici, polni statičnih in premikajočih se objektov, to je mobilni telefon v avtomobilu, ki vozi po mestni ulici!
2. Pri presihu lahko sodeluje valovodni pojav. Atmosfera z ionosfero za signale določenih valovnih dolžin skupaj z zemeljsko površino tvori valovodno strukturo, katere mejni pogoji se s časom spreminjajo, zato je tak prenos seveda potrjen presihu.
3. V poglavju o Fresnelovih področjih smo videli, da lahko polje na sprejemnem mestu interpretiramo kot vsoto delnih valov, ki pridejo od oddajne do sprejemne antene po različnih poteh prostora. Če se lastnosti teh delnih poti s časom spreminjajo zaradi spreminjanja lomnega količnika atmosfere, se spreminja tudi interferenčno polje.
4. S časom se iz mnogih razlogov spreminja slabljenje atmosfere.
5. S spreminjanjem hitrosti razširjanja se spreminja tudi vertikalni vzorec interferenčnega polja iz poglavja Val nad ravno površino Zemlje.

Še bi lahko naštevali, pa bodi dovolj. Gre nam bolj za to, da nakažemo različne mehanizme presiha, ne pa da jih izčrpno obdelamo. S systemskega stališča je bolj važno opozoriti na to, da so nekateri od teh pojavov hitri, drugi pa počasni. Mehanizmi 3, 4 in 5 so tipično počasni, mehanizma 1 in 2 pa sta lahko tudi zelo hitra.

Mehanizmi počasnega presiha povzročajo blage spremembe, minimumi v polju so neizraziti. Proti počasnemu presihu se zato načeloma borimo z rezervo moči.

Do hitrega presiha pride takrat, ko so poti dolge in zato že majhna sprememba propagacijskih lastnosti povzroči velike spremembe faze (Če se fazno število spremeni za milijoninko, kar je res majhna in prav verjetna sprememba, če se vlaga spremeni za nekaj 10 odstotkov, se bo faza po 500000 valovnih dolžinah obrnila. Pri valovni dolžini 3 cm je to že po petnajstih kilometrih!). Za mehanizme, ki povzročajo hitre spremembe, je značilno da (sicer res kratkotrajno) povzročajo tako velik upad signala, da za njegovo obvladanje rezerva moči ne bi bila gospodarna. Različni mehanizmi hitrega presiha pripeljejo do različnih računskih modelov obravnavanja presluha. Načelno se modeli razlikujejo po številu poti, ki jih upoštevajo in po tem, ali so vplivi posameznih poti približno enaki, ali pa eden izmed njih (recimo direktni val) prevladuje. Posledica tega je različna gostota porazdelitve jakosti sprejemanega signala, denimo Maxwellova ali Rayleighova. Za načrtovalce sistemov je važno predvsem to, koliki del skupnega časa bo signal padel pod določen minimum in koliko časa bo posamezen izpad trajal (oboje seveda statistično). Potem se bo odločil, ali ga lahko obvlada zgolj z zaščito proti napakam, ali pa bo potrebno močnejše zdravilo.

Močnejših zdravil je več, omenimo dve. Hitri presih je očitno pomembno odvisen od frekvence signala, saj gre v samem bistvu za valovni pojav. Ker se pojavljajo 'luknje' v signalu izolirano in časovno omejeno, je skrajno neverjetno, da bi se luknja pojavila hkrati pri dveh frekvencah, ki sta dovolj vsaksebi. Če torej oddajamo na dveh frekvencah hkrati, bo vedno vsaj na eni izmed obeh signala dovolj. Če razumemo to razmišljanje, ni težko razmeti tudi naslednjega: enak mehanizem velja tudi, če imamo na sprejemni strani dve sprejemni anteni na različnih, med seboj primerno oddaljenih mestih. Kraj in frekvenca se v valovnih funkcijah namreč vedno pojavljata v produktu, tako da so funkcije enega in drugega enake. Koliko je 'primerno' in 'dovolj' pa je odvisno od tega, kako hitro si sledijo luknje. Čim hitreje si, tembolj narazen morata biti sprejema v frekvenci ali prostoru, da ne bosta medsebojno korelirana.

Princip večih frekvenc za prenos uporablja sistem mobilne telefonije GSM. V grobem gre za to, da zveza kar naprej skače od ene frekvence k drugi, pravzaprav vse zveze na tak način 'krožijo' med frekvencami. Tudi če na eni izmed frekvenc zaradi presluha ni signala, te luknje zato ni ves čas deležna ena zveza, temveč vsaka le tako malo časa, da lahko izpad signala obvlada s tehnikami zaščite proti napakam.

### 8.2.5. Friisova komunikacijska enačba

Poskusimo sedaj določiti ojačenje (ali pravzaprav slabljenje) komunikacijske verige oddajnik-sprejemnik. Če bi želeli upoštevati realne pogoje, o katerih smo govorili v prejšnjih razdelkih, bi si najbrž hitro polomili zobe. Zato si oglejmo le najpreprostejši primer, ko je prostih nekaj začetnih Fresnelovih področij in lahko govorimo o praktično neoviranem razširjanju vala. Takšne razmere smo obravnavali v poglavju 8.1. Označimo oddajno stran z indeksom 1 in sprejemno stran z indeksom 2 in upoštevajmo tam pridobljeno znanje, pa dobimo:

$$P_2 = A_2 S = A_2 \frac{P_1 G_1}{4\pi r^2} = P_1 \frac{A_2 G_1}{4\pi r^2}$$

To je osnovna oblika Friisove komunikacijske enačbe, v kateri se odraža dejstvo, da je prva antena oddajna in druga sprejemna. Vendar v takih enačbah običajno nastopa lastnost anten 'enovito', torej bodisi kot dobitek, bodisi kot efektivna površina. Z upoštevanjem enačbe 8.7 dobimo zato še dve obliki:

$$P_2 = P_1 \frac{G_1 G_2 \lambda^2}{(4\pi r)^2} = P_1 \frac{A_1 A_2}{(\lambda r)^2}$$

Na prvi pogled zgornji enačbi neizkušenega begata, saj ena pravi, da slabljenje s frekvenco raste, druga pa, da pada. Obe sklepanji sta v osnovi napačni, saj sta tudi efektivni površini in dobitka anten odvisni od frekvence. Vendar lahko rečemo, da je pri večini visokofrekvenčnih anten (ne pa pri vseh!) fizična velikost kar dobra 'mera' tudi za efektivno površino, kar pa pomeni, da slabljenje verige s frekvenco vendarle pada. To je eden izmed razlogov, zakaj pri brezžičnih zvezah raje uporabljamo višje frekvence.

V resnici na slabljenje proge vpliva še veliko stvari. Podrobno se s tem ne bomo ukvarjali, opozorimo le na nekaj dejavnikov, da vzpodbudimo domišljijo bralca. Nekaj jih že poznamo, nekaj pa jih le navedimo

- Vpliv ovir in bližine zemeljske površine, ki se 'zajedajo' v nekaj prvih Fresnelovih področij. O tem vplivu smo že govorili v prejšnjih poglavjih. Povejmo zato le, da ta vpliv ni konstanten, temveč se spreminja z letnimi časi (sneg, listje na drevju), z vremenom (dež, veter na drevesih in na morju).
- Presih, o katerem smo prav tako že govorili.
- Slabljenje atmosfere, ki se prav tako spreminja (vlaga, dež, sneženje, megla)

Iz vseh navedenih razlogov je slabljenje drugačno (običajno večje) kot ga napoveduje Friisova komunikacijska enačba, najbolj važno pa je da se s časom spreminja. Predvsem pri mobilnih zvezah

je zato pri načrtovanju zveze treba uporabljati veliko bolj sofisticirane modele, ki predvsem vključujejo tudi statistična orodja.

Toda kljub temu je Friisova komunikacijska enačba prej ko slej izhodišče za načrtovanje brezžičnih zvez. Slabljenje je res drugačno, kot ga napoveduje, toda praviloma raste s kvadratom oddaljenosti sprejemne od oddajne antene in je tem manjše, čim večja sta dobitka obeh anten. Vse ostalo pa tako ali drugače upoštevamo s korekcijskimi faktorji in rezervami.

### **8.2.6. Osnovni koraki načrtovanja brezžične zveze**

Najlažje je načrtovati zvezo med dvema točkama, pri nas rečemo takim zvezam **usmerjene zveze**. Za antene vzamemo praviloma čimbolj usmerjene antene (odtod naše ime), pri izbiri mesta za oddajno in sprejemno anteno pa gledamo, da je v principu vsaj prvo Fresnelovo področje prosto (od tod ime v anglosaškem govornem področju, *line of sight links*). Nato ocenimo šum okolice in ob upoštevanju rezerve in šumnega števila sprejemnika iz za prenosni sistem zahtevanega razmerja med signalom in šumom določimo minimalno moč na sprejemniku. Od tu naprej je treba določiti moč oddajnika in dobitka obeh anten, pa tudi šumno število sprejemnika je še vedno v igri. Vidimo, da je prostih parametrov veliko, pri izvedbi torej igra veliko vlogo tudi ekonomija: kaj je ceneje, dobiti manjkajoče decibele iz anten, šumnega števila ali moči oddajnika? Ali manj moteče za okolje? Ali manj vidno za sovražnika? Ali pa vse skupaj pripelje do tega, da je realizacija zveze v okviru zahtev nerazumna in predlagati sistemskim inženirjem, naj zamenjajo prenosni sistem s takšnim, ki bo shajal z manjšim razmerjem med signalom in šumom? Kot je videti, je možnosti veliko in se s tehničnim napredkom spreminjajo. Zato se usmerjene zveze s časom spreminjajo, tako po izvedbi, kot tudi po namenu. Včasih so prenašale analogne podatke, služile pa so večinoma za prenos telefonskih in televizijskih signalov. Danes prenašamo te signale večinoma po svetlovodih, v modi pa so usmerjene zveze s prenosom digitalnih podatkov, ki povečini prenašajo signale za napajanje baznih postaj mobilne telefonije.

Ni si težko predstavljati, da se stvari pri načrtovanju zveze še dodatno zapletejo, če želimo z enim oddajnikom služiti mnogim sprejemnikom, še dodatno pa, če se ti sprejemniki med sprejemom premikajo. Najprej moramo določiti smerni diagram oddajne antene, ki mora sedaj prekrivati pri satelitskem difuznem oddajniku denimo Evropo, pri televizijskem oddajniku na Pohorju Maribor z okolico, pri bazni postaji mobilne telefonije pa svojo celico. V okviru sistema zahtevano razmerje med signalom in šumom moramo zagotoviti z močjo oddajnika, ki ne more biti nerazumno velika. Pri tem je treba upoštevati tehnične možnosti realizacije sprejemne antene, ki prav tako (raztresene po celi deželi) ne morejo biti nerazumno velike. Predvsem pa pri mobilnih zvezah ne smejo biti usmerjene (ni težko razumeti, zakaj) in imajo zato v osnovi dobitke približno enak 1.



V igri je torej ogromno parametrov in videti je, da pri izbiri prenosnega sistema igrajo eno najvažnejših vlog prav razmere pri prenosu, prepletene s stanjem tehnike. Mi se v teh skriptah ne bomo učili načrtovanja prenosnih brezžičnih sistemov, želimo le bodoče inženirje elektronike opozoriti na robne pogoje, ki botrujejo izbiri parametrov prenosnih sistemov. Ker so te okoliščine tako raznolike, je tudi inženirski odgovor na njih skozi zgodovino do danes tako raznolik. Imamo sisteme na različnih frekvencah, z različnimi pasovnimi širinami, z različnimi koderji izvora in kanalskimi koderji, z raznolikimi antenami.

Poglejmo si za zaključek še trende na področju brezžičnih zvez. Prvi je očiten in kaže na to, da se fiksne zveze z brezžičnih selijo na svetloводе. Torej bodo polagoma brezžične le še mobilne zveze. Drugi trend pa je, da gre ves prenos na prenos podatkov, torej bomo polagoma prenašali le še številke, ne glede na to, v kakšni obliki je izvorna informacija.

## 8.3. Prenajanje informacij

### 8.3.1. Uvod

Do sedaj smo se pogovarjali le o prenosu električnih signalov. Namen prenašanja električnih signalov pa ni zgolj prenašanje grobe moči kakor pri energetskih sistemih, temveč bolj subtilen: s prenašanjem signalov želimo prenesti sporočilo. Čeprav gre seveda tudi v tem primeru v osnovi za prenos moči, kot bomo še videli, so metode prenašanja prav zaradi tega dejstva veliko bolj kompleksne kot pri energetskih sistemih. Poglejmo si zato nekaj osnovnih pojmov iz teorije prenašanja sporočil.

Sporočila prenašamo od izvora do ponora. Izvoru in ponoru rečemo s skupno besedo terminal. S stališča komunikacij je izvor sporočila denimo telefonski aparat, ponor pa zaslon televizorja. Sporočila v življenju so raznovrstna, od pogovora med ljudmi, do podatkov, ki jih en računalnik pošilja drugemu. Za nas bodo sporočila električni signali ali niz podatkov. Glede na to, da je prenos električnih signalov (razen prenosa svetlobe po svetlovodih) danes praktično edina možnost komuniciranja med ljudmi na daljavo, in na to, da je na svetu veliko ljudi, je razumljivo, da je vsak trenutek vzpostavljenih ogromno zvez na osnovi prenosa električnih signalov. V zvezi s tem se pojavljajo številni problemi, ki jih rešujejo različna področja tehnike in znanosti s skupnim imenom telekomunikacije.

Glede na naravo sporočil jih lahko v grobem razdelimo v tista, ki jih je potrebno prenesti v realnem času, in v tista, kjer to ni potrebno ali pa nima pomena. V realnem času pomeni, da sporočilo prenašamo tako, kot časovno nastaja, denimo telefonski pogovor, televizijski prenos drame iz gledališča. Pri prenosu telegrama ali pri teletekstu pa to ni potrebno, prenašamo pač niz znakov s

hitrostjo, kakršno nam omogoča telekomunikacijsko omrežje. V tem primeru govorimo običajno o prenosu podatkov, čeprav gre pri prenosu sporočil pravzaprav vedno za prenos podatkov.

### **8.3.2. Vernost prenosa**

Rekli smo že, da gre pri prenosu za prenos električnih signalov. Rekli smo tudi, da je veliko sporočil takšnih, da zahtevajo prenos v realnem času. Pravzaprav je večina komunikacij med ljudmi takšna. V osnovi ta sporočila niso električni signali, temveč recimo zvočni tlak v prostoru ali slika na slikovnem pretvorniku TV kamere. Tem sporočilom šele bolj ali manj spretno priredimo časovno spremenljiv električni signal, ki ga nato pošljemo na dolgo pot do uporabnika. Na tej poti se sreča z nelinearnostjo ojačevalnikov, šumom, nelinearnimi frekvenčnimi karakteristikami prenosnih poti, disperzijo. Na koncu poti pa ga je treba spet pretvoriti v naravo izvirnega sporočila, torej v zvočni tlak (sedaj v drugem in drugačnem prostoru kot je tisti, v katerem govori človek na drugi strani žice!) ali v sliko na televizijskem zaslonu. Jasno je, da ti dve sporočili med seboj nista več enaki. Prenos sporočil na daljavo bi bil nemogoč, če bi od komunikacijskih sistemov zahtevali kaj takšnega. Zato smo zadovoljni, če sta si ti dve sporočili med seboj le bolj ali manj podobni. Govorimo o vernosti prenosa. Vernost prenosa definira uporabnik informacije, seveda ne vsak posebej, temveč vsi z dogovorom. In sicer na tak način, da z mednarodnimi pogodbami določene dogovore uzakonijo v obliki standardov, ki jim morajo telekomunikacijski sistemi ustrezati glede vernosti prenosa. Seveda standardi poleg vernosti prenosa pri posameznih komunikacijskih sistemih določajo še cel kup drugih stvari.

Poglejmo si za ilustracijo nekaj primerov. Pri telefonskih pogovorih je zahtevana manjša vernost kot pa pri radijskem prenašanju glasbe. Poznane raziskave prenašanja govora (zlogovna, stavčna razumljivost ipd.) so pokazale, da za razumljiv prenos govornega signala zadošča frekvenčno področje od 300 do 3400 Hz pri razmerju med signalom in šumom 50 dB. Pri prenosu govora v telefoniji se torej zadovoljimo s takšno vernostjo in vsi prenosni sistemi so tako načrtovani. Za prenašanje glasbe je frekvenčno področje že večje, od 30 do 15000 Hz, z dinamiko (to je v bistvu razmerje med signalom in šumom) recimo 70 dB in to običajno dvakrat (stereo). Podobno je pri televiziji: za bolj kvaliteten (veren) prenos je potrebno širše frekvenčno področje (črno-bel, barvni, HDTV prenos). Na prvi pogled torej velja, da je za večjo vernost prenosa potrebno prenašati širše frekvenčno področje signala.

### **8.3.3. Množina informacije**

Sam po sebi se ponuja sklep, da je za povečanje vernosti prenosa potrebno prenesti več 'nečesa' v časovni enoti. Temu 'nečesu' rečemo množina informacije. Množini informacije v časovni enoti pa rečemo informacijski pretok ali hitrost prenašanja informacije. Oglejmo si preprost zgled. Recimo,

da želimo prenašati sliko, sestavljeno le iz črnih in belih točk, velikost zaslona naj bo  $2 \times 2$  točki. Vsako stanje na zaslonu lahko opišemo z eno izmed  $2^4$  kombinacij (2 stanji, 4 točke). Če priredimo vsaki izmed teh kombinacij svoj znak, bo torej imela abeceda za prenos takšnih slik 16 znakov (ali, kot tudi rečemo, vrednosti), podobno kot za prenos slovenskih besedil zadošča denimo 32 znakov. Povečajmo sedaj zaslon na  $2 \times 4$  točke. To je dvakrat tako velik zaslon kot v prejšnjem primeru, množina informacije, ki jo vsebuje zaslon, je torej dvakrat večja. Vsako stanje na tem novem zaslonu lahko opišemo z eno izmed  $2^8$  kombinacij. Abeceda za prenos dvakratne množine informacije mora torej imeti kvadrat prejšnjega števila vrednosti ( $2^8 = (2^4)^2$ ). Množino informacije mora torej s številom vrednosti (znakov, kombinacij) povezovati funkcija, ki se pomnoži z  $n$ , če argument potenciramo z  $n$ , torej  $f(x^n) = n f(x)$ . Takšna funkcija je logaritem. Od izbire baze logaritma pa je odvisna enota množine informacije. Če izberemo dvojiški logaritem, bo enota za množino informacije bit.

**Definirajmo: množina informacije na eno vrednost, ki jo oddaja diskretni vir, če je pojavljanje vrednosti med seboj neodvisno in če so vse vrednosti enako verjetne, je**

$$i = \log_2(N) \quad [\text{bit}]$$

$N$  je število možnih kombinacij (vrednosti, znakov), ki jih vir oddaja,  $\log_2$  pa je dvojiški logaritem.

Definirajmo še hitrost prenašanja informacije (informacijski pretok, angl. *bit rate*). Če prenašamo znake s hitrostjo  $v$  ( $v$  je torej hitrost prenašanja vrednosti), je informacijski pretok hitrost prenašanja vrednosti, pomnožena z množino informacije na vrednost

$$r = v i = v \log_2(N) \quad [\text{bit/s}]$$

$v$  je hitrost prenašanja vrednosti.

Ilustrirajmo navedeno s kratkim zgledom. Prenášamo tekste, napisane v abecedi z 32 znaki. Naš vir informacije oddaja torej 32 možnih znakov ali v splošnem 32 vrednosti. Množina informacije na vrednost je torej  $\log_2(32) = 5$  bitov. Če prenašamo znake s hitrostjo 240 znakov na sekundo, je torej hitrost prenašanja vrednosti  $r$  enaka 240 znakov na sekundo, informacijski pretok pa 1200 bitov na sekundo.

Glede na povedano je za povečanje vernosti potrebno povečati hitrost prenašanja informacije in sicer tako, da povečamo ali hitrost prenašanja vrednosti ali pa množino informacije na eno kombinacijo, torej število kombinacij. To velja za sporočila, ki jih je potrebno prenašati v realnem času, kjer vernost zahteva določen informacijski pretok. Kadar sporočila ni treba prenašati v realnem času, lahko vernost povečamo tudi tako, da podaljšamo čas prenosa in tako z enakim informacijskim pretokom prenesemo večjo množino informacije.

Poglejmo si nekaj zgledov. Za prenos telefonskih signalov v digitalni obliki velja, da je hitrost prenašanja vrednosti enaka 8000 vzorcev na sekundo (zgornja frekvenca signala je 3400 Hz, vzorčimo s frekvenco 8 kHz) in  $i=8$  bitov, informacijski pretok  $r$  je torej 64000 bitov na sekundo. Za prenos glasbe vemo, da so zahteve večje, denimo, da je  $v=40000$  vzorcev na sekundo in  $i=14$  bitov, informacijski pretok je torej 560000 bitov na sekundo.

### 8.3.4. Kapaciteta kanala

Pot, po kateri potuje signal, bomo imenovali kanal. Ena najbolj pomembnih lastnosti kanala je gotovo največji informacijski pretok, ki ga kanal še dopušča. O tem nam govori Shannonov teorem, ki se glasi:

Za vsak kanal velja, da ima kanalsko kapaciteto (označimo jo s  $C$ ) in ta kapaciteta pomeni naslednje:

- 1) Kadar po kanalu prenašamo podatke z informacijskim pretokom  $r \leq C$  lahko s primernim kodiranjem zagotovimo, da bo verjetnost napake pri prenosu poljubno majhna.
- 2) Kadar po kanalu prenašamo podatke z informacijskim pretokom  $r > C$  gre verjetnost napake pri kakršnemkoli kodiranju proti 1

Kanali imajo mnogo različnih lastnosti, od katerih nekatere težko natančno popišemo. Zato si bomo ogledali le, kakšno kapaciteto ima kanal, katerega lastnosti je zelo enostavno definirati. To je Gaussov kanal. Gaussov kanal je kanal, ki lahko prenaša signale v frekvenčnem področju  $\Delta f$ , v katerem se signalu doda beli (ali Gaussov šum, odtod ime!) šum moči  $N$ . Signal naj ima moč  $S$ . Resnični kanali imajo seveda veliko bolj zapletene lastnosti. Vendar pa velja tudi, da je Gaussov kanal prav dober približek večine resničnih kanalov. Za Gaussov kanal velja, da ima kanalsko kapaciteto

$$C = \Delta f \log_2(1+S/N) \text{ [bit/s].}$$

V resnici se pri prenosu podatkov s hitrostjo prenašanja informacije težko približamo kanalski kapaciteti. Shannonov teorem namreč le zagotavlja obstoj primerne kodiranja, ne pove pa nič oprijemljivega o tem kodiranju. Primerno je poudariti, da je Shannonov teorem ena izmed ključnih opornih točk telekomunikacij. Velik del znanosti o telekomunikacijah je pravzaprav zgodba o iskanju primerne kodiranja za različne izvore informacij.

Ugotovili smo torej, da določena vernost prenosa signala zahteva tudi določeno hitrost prenašanja informacije. Iz te pa sledi tudi zahtevana kapaciteta kanala. Kanali v prenosnih sistemih morajo biti torej načrtovani za vnaprej predpisane kanalske kapacitete, ki so odvisne od zahtevane vernosti prenosa. Lahko pa na zadevo gledamo tudi obratno. Po obstoječih kanalih lahko pošiljamo informacije le z največ takšno hitrostjo, kakršna je kanalska kapaciteta. Na primer po standardnem

telefonskem kanalu lahko pošljamo teoretično največ  $3100 \log_2(1+10^5) = 51500$  bitov na sekundo. Seveda se tej zgornji meji doslej še nismo približali, za modeme z deklarirano hitrostjo 56 kbit/s lahko rečemo le, da morajo biti za tako hitrost lastnosti voda v osnovnem frekvenčnem pasu boljše od standardiziranih.

Vse, kar smo povedali v zadnjih dveh razdelkih o informacijah in kanalski kapaciteti je v resnici veliko bolj kompleksno. Stvari smo poenostavili zato, da smo lahko povedali res bistveno in da je vse skupaj ostalo pregledno.

### 8.3.5. Model telekomunikacijskega sistema

#### 8.3.5.1. Uvod

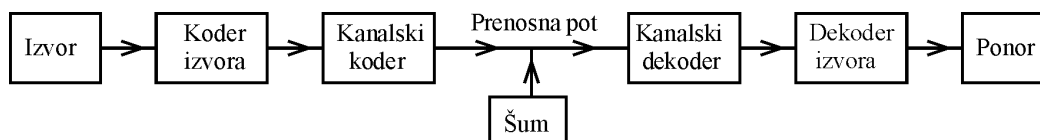
Poglejmo si najprej, kaj vse je treba narediti s sporočilom, ki ga želimo prenesti od izvora do ponora.

Iz raznih vzrokov, o katerih bomo govorili kasneje, je dobro, da sporočila, ki jih izvor oddaja, preoblikujemo. Sporočilo preoblikujemo s koderjem izvora, preoblikovanju pa rečemo kodiranje izvora. Način kodiranja je pogojen z lastnostmi izvora. Obrnjen postopek izvedemo pred ponorom z dekoderjem izvora.

Terminale med seboj povežemo s prenosnimi potmi. Prenosne poti imajo spet določene lastnosti, ki narekujejo preoblikovanje signala tudi pred vstopom na prenosno pot. To storimo s kanalskim koderjem. Način kodiranja je sedaj pogojen z lastnostmi prenosne poti. Pri izstopu iz prenosne poti signal seveda s kanalskim dekoderjem dekodiramo.

Na prenosni poti se signalu dodajo motilni signali, ki jih bomo imenovali šum.

Informacija se torej v splošnem prenaša od izvora preko koderja izvora, kanalskega koderja, prenosne poti (kjer se ji prišteje šum), kanalskega dekoderja in dekoderja izvora do ponora. Model, ki na tak splošen način ponazarja to dogajanje, se imenuje model telekomunikacijskega sistema. Prikazan je na sliki 8.10.



Sl. 8.10 Model komunikacijskega sistema

Del telekomunikacijskega sistema, ki vsebuje kanalski koder, prenosno pot in kanalski dekoder, bomo večkrat imenovali kanal.

### 8.3.5.2. Izvori in ponori

Izvori sporočil, s katerimi se srečujemo v telekomunikacijah so zelo raznovrstni, od ljudi do avtomatov. Za nas bo izvorna informacija ali analogni električni signal v osnovnem frekvenčnem področju ali niz podatkov. V prvem primeru je to lahko signal mikrofona, televizijske kamere ipd. Ti signali so zvezni v času in po vrednostih. Poleg tega pa imajo ti signali še dodatne lastnosti, ki jih lahko statistično popišemo. Lastnosti vseh izvorov zvoka so na primer, da je energija signala vsebovana v glavnem v nizkih frekvencah, vendar pa je za vernost prenosa kljub temu važno tudi prenašanje visokih frekvenc. Tudi za videosignal velja nekaj podobnega. Glede na način pretvorbe dvodimenzionalne slike v električni signal pa je za videosignal značilno tudi to, da ima v frekvenčnem spektru vrzeli. Kadar je izvorna informacija niz podatkov, gre lahko za tekst (v različnih jezikih), računalniški program ali kaj tretjega.

Informacija, namenjena ponoru, je spet ali električni signal, predpisano podoben izvornemu signalu ali pa niz podatkov. Ta signal se seveda na koncu še pretvori v sliko na televizijskem zaslonu ali v zvok v telefonski slušalki ali pa v tekst, napisan na zaslon ali papir. Vendar to ni več stvar prenosnih sistemov (kakor tudi ne mikrofona na začetku poti).

### 8.3.5.3. Koderji in dekoderji izvora.

Vemo že, da je koder izvora s svojimi lastnostmi vezan na izvor, na lastnosti sporočil, ki jih izvor oddaja. Pri prenosu analognih signalov velikokrat koderja izvora v komunikacijskem sistemu ni. Pri prenosu tekstov (znakov v ožjem pomenu) pa v komunikacijskem sistemu koder izvora nikoli ne manjka. Gre namreč zato, da množina informacije, ki jo vsebuje en znak iz nabora kombinacij vira, v resnici ni takšna, kakor smo jo določili v razdelku 8.3.3. Takšna bi bila, če bi bile verjetnosti pojavljanja vseh znakov med sabo enake, to pa ni res. V tekstih se recimo najbolj pogosto pojavlja znak za presledek. Izkaže se, da je v primerih, ko se različni znaki pojavljajo z različno verjetnostjo povprečna množina informacije na znak manjša od množine informacije na znak, če se vsi znaki pojavljajo z enako verjetnostjo. Koda, ki bi bila enako dolga za presledek kot za ostale znake, bi bila negospodarna, saj bi zahtevala kapaciteto kanala za informacijski pretok, kakršen ustreza enakoverjetnim znakom, pretok pa je v resnici manjši. Ali, drugače povedano, znak za presledek bi nerazumno dolgo zasedal kanal (ker se kar naprej ponavlja in glede na to ne nosi veliko informacije). Dober koder izvora bo znake, ki jih uporabljamo za prenos tekstov, kodiral tako, da bo bolj verjetnim znakom priredil krajšo in manj verjetnim daljšo kodo. Za prenos takšne kode, ki bo imela povprečno manj bitov na znak in se s tem približala povprečni množini informacije na znak, bomo torej potrebovali manjšo kapaciteto kanala.

Vedno bolj pogosto se analogni signal ne prenaša kot analogni signal, temveč se ga digitalizira. Pri tem lastnosti izvora (govor, glasba, slika) določajo vzorčevalno frekvenco in kvantizacijski korak. Signal digitaliziramo z analogno digitalnim pretvornikom, ki torej naredi prvi korak pri kodiranju izvora. Narava digitalizacije je vzrok temu, da izhodni signal iz analogno digitalnega pretvornika vsebuje mnogo več bitov kot pa vsebuje informacije izvorni govor, glasba ali slika. Očitno torej vsebuje mnogo odvečne informacije. Naslednji potreben korak je, da koder izvora to množino informacije zmanjša na tisto množino, ki jo izvor v resnici oddaja. Nekaj besed o tem bomo povedali v poglavju 8.3.6.

#### **8.3.5.4. Prenosna pot**

Prenosna pot pri telekomunikacijah je ali prostor (brezžične komunikacije), ali valovod (dvožični kabel, koaksialni kabel ali svetlovod). Vse prenosne poti obravnavamo s stališča prenosnih sistemov v bistvu na enak način in sicer tako, da jim pripišemo prevajalno funkcijo in ovrednotimo šum, ki se na tej poti doda signalu, in nelinearna popačenja. Prav vse prenosne poti dodajo signalu, ki ga prenašamo, še signal, ki mu rečemo z enim imenom šum, čeprav se za tem lahko skriva marsikaj. Pri brezžičnih zvezah je šum vse od industrijskih do Sončevih motenj, pa sevanja Zemlje. Ta šum je zelo neenakomerno porazdeljen po frekvenčnem prostoru. Pri kabljih nastopa termični šum zaradi izgub. Ker spadajo k prenosni poti tudi repetitorji, se tudi njihov šum manifestira kot šum prenosne poti. Prav tako štejemo v šum vse presluhe, ki se primešajo signalu, na nekaterih poteh bolj in na drugih manj. Ti motilni signali so odvisni od prenosnega sistema in od prenosne poti. Povedati želimo skratka, da z besedo šum v prenosni poti razumemo prav vse električne signale, ki so prisotni na izhodu iz prenosne poti, pa jih na vhodu ni bilo (ali, ki so na izhodu, če na vhodu ni signala).

Signal, ki ga dobimo na izhodu iz prenosne poti, ni enak signalu, kakršnega smo poslali v prenosno pot - tudi če odmislimo šum. Te odnose nam opiše prevajalna funkcija prenosne poti. Prevajalna funkcija prenosne poti seveda ni samo funkcija frekvence, kot smo navajeni iz vezij, temveč tudi časa. Pomislimo le na brezžične zveze med sneženjem! Pri mobilnih zvezah je to dejstvo še bolj očitno, kar prižgite radio v avtomobilu, ki pelje skozi predor! Vendar to, da ne moremo poslušati radia, ni nič posebno hudega. Mobilno telefonsko omrežje pa mora delovati tudi v takšnih okoliščinah.

#### **8.3.5.5. Kanalski koderji in dekoderji**

Naloga kanalskega koderja je, da preoblikuje signal tako, da je primeren za prenos po prenosni poti. Seveda mora biti preoblikovan na tak način, da bo kanalski dekoder na sprejemni strani iz tega signala mogel rekonstruirati izvorni signal, kodiranje mora biti torej (tehnično, izvedbeno in ne le teoretično!) obrnljivo. To je sicer samo po sebi umevno, vendar je smiselno opozoriti na to. Pogosto

namreč prav stanje tehnologije narekuje, katero kodiranje bo uporabljano v konkretnem sistemu in sicer z ozirom na izvedljivost in ceno tako kodiranja kot dekodiranja.

Pri prenosu analognih signalov pomeni kanalsko kodiranje običajno le to, da signal prestavimo v drug, običajno višji frekvenčni pas. Po eni prenosni poti poteka običajno mnogo zvez, zato morajo biti signali temu prirejeni. V bistvu gre torej pri kanalskem kodiranju za čim boljše izkoriščanje prenosne poti. Če bi želeli prenašati po prenosnih poteh izvorni signal v osnovnem frekvenčnem področju (za telefon do 3400 Hz, za glasbo do 15 kHz, za sliko do 5 MHz) bi potrebovali za vsako zvezo svoj vod. To bi bilo zelo negospodarno, pri brezžičnih zvezah pa neuporabno, saj imamo na razpolago le en prostor, če ne govorimo o tem, da je signal nizkih frekvenc težko pošiljati v eter. Zato tak način uporabljamo zelo redko. En primer je recimo telefonski priključek, pa še ta je izkoriščen pravzaprav dvakrat - v obe smeri namreč. Pravilo, da pred vstopom na prenosno pot signal prestavimo v drug frekvenčni pas, velja torej za izkoriščanje vseh poti, od žičnih do brezžičnih, pa tudi svetlovodov. V elektrotehniki imenujemo postopek, s katerim prestavimo signal v drugo frekvenčno področje, modulacija. Zato rečemo kanalskim koderjem velikokrat tudi modulatorji, dekoderjem pa demodulatorji.

Signal v osnovnem frekvenčnem pasu, ki ga želimo prenesti, z modulacijo torej 'odtisnemo' v nosilni harmonični signal. Kadar gledamo (kvazi)harmonični signal v frekvenčnem prostoru, lahko opazujemo (ali pa mu spreminjamo) trenutno amplitudo in fazo. Torej imamo načelno le dve vrsti modulacij: amplitudno in fazno, ki pa jo iz raznih razlogov razdelimo še v fazno modulacijo v ožjem pomenu in v frekvenčno modulacijo.

Ko torej signal pred prenašanjem preoblikujemo zato, da je primernejši za tehnični prenos po liniji, temu rečemo kanalsko kodiranje.

### **8.3.6. Uvod v prenos digitalnih signalov**

Poglejmo si v luči prej povedanega o modelu komunikacijskega sistema nekaj značilnosti prenosa digitalnega signala. Danes večina telekomunikacij poteka na tak ali drugačen način digitalno, zato je primerno povedati o tej temi nekaj osnovnih stvari.

S 'prenosom digitalnega signala' (ali z 'digitalnim prenosom') imamo vedno implicitno v mislih prenos niza diskretnih podatkov, ne glede na to, od kod ti podatki izvirajo. Lahko so besedilo knjige, zapis slike v binarnem formatu, lahko so vzorčen videosignal. Takrat, ko katerikoli tekst (roman v slovenskem jeziku, logaritemske tablice ali zaporedje kitajskih pismenk) ali analogni signal (videosignal PAL ali zvok iz mikrofona mobilnega telefona) pretvorimo v zaporedje znakov, smo v bistvu dobili zaporedje števil. Imamo torej opravka s serijo števil, za katere nima pojem 'digitalni signal' nobenega ključnega pomena, razen tega, da večina teh nizov obstoja v obliki digitalnega



signala, ki se podi preko različnih vmesnikov prenosnih naprav. Pri razumevanju nekaterih postopkov pri prenosu teh podatkov lahko zato dejstvo, da so v obliki (digitalnega) signala, brez škode odmislimo in se osredotočimo zgolj na to, da gre za nize števil. Razmišljanje bo zato postalo bolj pregledno.

No, pogledjmo si sedaj, kako bomo ta niz števil prenesli drugam. Če jih nameravamo prenesti kot kratko sporočilo tipa 'Mama, zbudi me prosim ob sedmih!' je najbolj racionalno, da mami (ki že spi, vendar vemo, da zjutraj zgodaj vstaja) napišemo listek in ga pustimo v kuhinji na mizi. Vendar to lahko storimo na tak način, ker smo se vsi kot majhni dečki ali deklice naučili pisati, torej smo se naučili risati in interpretirati grafični prikaz znakov pisave. Kitajski študent bo sporočilo s popolnoma enakim pomenom napisal čisto drugače! Oba zapisa bi lahko seveda oba študenta, ki sta v dobi interneta že pozabila pisati, natipkala tudi na računalnik in potem natiskala ter dala na kuhinjsko mizo tako natiskana lističa. Niz števil v kitajskem računalniku bi bil gotovo drugačen od onega v računalniku našega študenta. To samo po sebi ni pomembno, pomembno pa je, da bi bil gotovo eden izmed nizov krajši od drugega! In tu smo sedaj natančno pri prvem bistvu 'prenašanja digitalnih signalov'. Koder izvora mora nizu podatkov prirediti čim krajši niz, ki pa še vedno vsebuje vso informacijo. Pri telekomunikacijah gre vedno za to, da prenesemo v čim krajšem času čimveč informacije, kapaciteta kanala nam pa preprosto šteje bite in ji je čisto vseeno, ali vsebujejo (koristno) informacijo ali ne. Kako iz niza števil odstraniti odvečnosti (ali bolj učeno redundanco), je trd oreh in univerzalnega pravila ni. Iz tekstov jo, kot je znano vsem, odstranjuje program Winzip, iz zvokovnih nizov jo odstranjuje algoritem, ki daje datotekam pripono .mp3 (ta odstranjuje tudi nepomembnosti). Poskusite komprimirati tekstovni niz s programom za stiskanje zvoka ali zvokovni niz s programom Winzip in ugotovili boste, da si bosta oba polomila zobe! Stiskanje podatkov vedno predpostavlja vedenje o zakonitostih obnašanja nizov, ki jih stiskamo! V zakonitosti stiskanja nizov podatkov se ne bomo spuščali, le ugotovili smo, da je na poti podatkov od izvora do ponora to nalogo treba opraviti.

Tako imamo sedaj na izhodu iz koderja izvora niz podatkov, oklešččenih vseh odvečnosti in pripravljenih na naslednji korak na prenosni poti. Pred tem korakom pa spet malo postojmo in razmislimo še o enem aspektu prenosa digitalnih podatkov. Za zgled si pogledjmo natiskano besedilo, ki je zgled digitalnega prenosa. Pisatelj napiše zaporedje znakov, ki so iz omejenega nabora, predpisanega s pravopisom. Tiskarna to zaporedje natisne, bralec ga prebere. Dokler so v knjigi še vsi listi, dokler niso preveč razcefrani, umazani ali oguljeni, bo bralec deležen natančno tiste informacije, ki mu jo je namenil pisatelj. Besedilo se nikakor ne more pomešati ali izgubiti, čeprav knjigo stresamo, tepemo ali kakorkoli maltretiramo. Če knjiga vsebuje pisan tekst, je lahko precej manjka, pa bo inteligenten bralec lahko reproduciral originalen tekst (spomnimo se grofa Monte Crista!). To seveda ne gre pri logaritemskih tablicah ali knjigovodskem poročilu. Pri prenosu

digitalne informacije so stvari bolj zapletene, čeprav v bistvu enake: sprejemnik mora na izhodu reproducirati zaporedje znakov, katerega je oddal oddajnik. Vendar znaki potujejo, vtisnjeni v elektromagnetni val. Na poti so podvrženi disperziji, soočeni so z omejenimi pasovnimi širinami kanalov, prišteva se jim šum in vsakršna popačenja. Posledice so raznovrstne, od tega, da se znaki začnejo med seboj časovno prekrivati, 'prelivati' drug čez drugega, preko tega, da posamezen znak zaradi šuma spremeni vrednost, do tega, da cela gruča znakov spremeni vrednost. Nekaj podobnega se zgodi, če s črnilom napisano besedilo polijemo z vodo. Črke bi se začele prelivati druga v drugo in bi težko določili položaj posamezne črke. Prav tako bi se pohabila oblika črk in težko bi ločili B od 8. Če je rokopis ležal v vodi predolgo, je besedilo izgubljeno, če je ležal kratek čas, ga inteligen bralec še lahko rekonstruira, 'regenerira', če gre za roman, logaritemskih tablic pa ne, če niso namenoma sestavljene tako. Če bi živeli v črnilni civilizaciji v zelo vlažnem podnebjju, bi morali tablice prepisovati (regenerirati) vsak teden, da ne bi bile v nekaj tednih dokončno izgubljene. Vsaka številka bi morala biti napisana ne kot en znak (denimo '1' in '7', ki ju je zmočena prav lahko zamenjati) temveč kot kombinacija večih znakov (denimo 'ena' in 'sedem', kar je lahko že zelo 'pokvarjeno', pa se da še vedno lepo razločiti). Podobno moramo pri prenosu podatkov poskrbeti za to, da bo sporočilo na izhodu iz sprejemnika verno kljub napakam pri prenosu. Vsi naravni jeziki zagotavljajo veren prenos informacije, tudi kadar se kakšen glas pri prenosu izgubi. To zagotavljajo s presežkom informacije, pretežno na tak način, da ni vsaka kombinacija glasov smiselna beseda. Tudi če manjka veliko znakov (bodisi, da se pri pogovoru izgubljajo v hrupu okolice, torej v šumu, bodisi da so popackani v knjigi), je možno rekonstruirati izvorno besedilo na način, da poiščemo smiselne besede, ki se najmanj razlikujejo od pokvarjenega besedila. Informacija se tudi v stavku nekako kopiči. Če rečem 'Janez je visok 175 ...' je vsakomur jasni, da na koncu manjkajo centimetri, če bi v romanu pisalo 'Marica tehta 87 ..', bi bilo iz konteksta romana razvidno, ali manjkajo funti ali kilogrami.

Pred prenosom podatkov bo torej treba očitno narediti nekaj obratnega, kot dela koder izvora: po pameti dodati nekaj informacije, zato da je bo preveč in prenosu ne bo škodilo, če se je bo nekaj po poti izgubilo. Tudi v metode dodajanja informacije se ne bomo spuščali, zadošča nam, da smo ugotovili, da je to potrebno in zakaj. Obenem poudarimo še nekaj, kar je ključnega pomena za telekomunikacije: če je s prenosom vse v redu, bo niz podatkov v sprejemniku natančno takšen, kakršnega je oddal oddajnik! Dejstvo je pravzaprav osupljivo in pomeni pravo zmagoslavje tehnike. To je eden izmed poglavitnih razlogov, zakaj tudi telekomunikacije, pri katerih je izvorni signal analogen, polagoma prehajajo na digitalni prenos. Analogni prenos nikakor ni takšne narave, tam se signalu pri prenosu vedno doda šum, ki signal pokvari. Seveda pa nas ugotovitev o brezhibnem digitalnem prenosu ne sme navesti na misel, da lahko analogni signal, pretvorjen v digitalnega, prenašamo 'brez šuma', v njega je namreč že pri nastanku vtisnjen kvantizacijski šum! Šum (in s tem

vernost) prenašanega signala sta torej pri digitalnem prenosu analognih signalov popolnoma definirana, pri analognem prenosu pa ne. Današnje stanje tehnike prenašanja signalov daje zato tudi pri prenosu analognih signalov prednost digitalnemu prenosu.

Doslej vse prav, še vedno smo v okviru niza podatkov in pojma 'digitalni signal' prav nič ne potrebujemo. Da imamo sploh kakršenkoli signal, je posledica tega, da naše naprave ne znajo obdelovati podatkov samih po sebi, temveč le električne signale in sploh ne vedo, da na koncu koncev obdelujejo 'abstrakcije' in ne 'signalov'.

Toda sedaj, ko smo s stališča podatkov storili vse potrebno, jih bo pa le treba spremeniti v signal! Potrebovali ga bomo namreč v napravi, imenovani kanalski koder ali modulator. Ta naprava odtisne podatke v električni signal, s katerim vzbujamo anteno (ali optični modulator na vhodu v svetlovod). Najobičajneje je, da ga spremenimo v binarni signal, to je v signal, ki vsebuje le dve diskretni vrednosti, 0 in 1. To je tudi najlažje, saj so podatki v vezjih že napisani na tak način. Treba jih je le v primernem taktu iz vmesnika zložiti v vlak pulzov. Seveda pa lahko podatke zložimo tudi v vlak paralelnih pulzov (recimo osmih, da dobimo zaporedje bytov) ali v vlak pulzov različnih vršnih vrednosti (če imamo na voljo štiri diskretne vršne vrednosti, lahko prenašamo po dva bita hkrati).

S tem nizom pulzov (ali digitalnim signalom) nato v modulatorju moduliramo nosilni signal. Bodisi čisto preprosto amplitudno, kot pri prenosu po svetlovodu, bodisi na različne načine frekvenčno ali fazno.

Seveda je zgodba v resnici veliko bolj kompleksna, kot je znano, 'se hudič skriva v podrobnostih', toda kot pove že naslov poglavja, je to le uvod v digitalni prenos podatkov.

### 8.3.7. Multipleksi

Vsak tehnični prenosni sistem zaseda v frekvenčnem prostoru svoj frekvenčni pas (sistem UKV radia denimo frekvence od 88 do 108 MHz), ne glede na to, ali gre za brezžični ali žični prenos. V tem pasu lahko, glede na naravo prenašanih podatkov in zahtevano vernost prenosa, hkrati poteka veliko število zvez. To število je navzgor omejeno s kanalsko kapaciteto sistema. Koliko zvez hkrati pa lahko v resnici poteka, je odvisno od načina kodiranja. Posamezne zveze (pogosto rečemo tudi kanale) v okviru enega prenosnega sistema moramo seveda na oddajni in sprejemni strani med seboj ločiti. Zato se med seboj ne smejo 'prekrivati', rečemo, da morajo biti ortogonalni. To lahko naredimo na različne načine.

Do nedavnega je bil najbolj uporabljan **frekvenčni multipleks**, zato ker je bilo tehnično edino na tak način mogoče združevati in spet ločiti posamezne kanale. Pri frekvenčnem multipeksu posameznemu kanalu ustreza okno v frekvenčnem spektru. Posamezni kanal odpre svoje okno z ustreznim frekvenčnim sitom. Frekvenčni multipleks uporablja denimo sistem UKV radia in v okviru

sistema je možnih nekako sto kanalov. Možnih radijskih programov je v resnici veliko več, ker se lahko frekvence oddajnikov ponovijo, če sta oddajnika med seboj dovolj oddaljena. Na zaokroženem prostoru (pokrajina, država) pa je po drugi strani mogočih manj programov, saj prav blizu skupaj ne smeta oddajati dva oddajnika na sosednjih frekvencah.

Za ločitev kanalov uporabljamo lahko tudi **časovni multipleks**. V časovnem multipleksu ustreza posameznemu kanalu vlak oken v času. Ta okna odpira posamezen kanal s pomočjo ure. Seveda morajo biti ure dobro usklajene. Zgled je, denimo, evropski celični sistem mobilne telefonije GSM. (Pravzaprav je to le del resnice, ta sistem uporablja kombinacijo časovnega in frekvenčnega multipleksa. Vendar s systemskega stališča časovni multipleks služi ločitvi kanalov.) Časovni multipleks je naravno orodje ločevanja in združevanja kanalov pri digitalnih prenosnih sistemih.

V zadnjem času pa se za ločevanje kanalov vedno več uporablja **kodni multipleks**. Pri kodnem multipleksu pri oddajanju (počasen) binarni signal pomnožimo s psevdonaključno dolgo verigo (hitrih) impulzov - kodo. Na sprejemni strani vhodni signal spet pomnožimo s kodo. Če sta kodi enaki, dobimo originalen signal, sicer pa le šum – ‘presluh’ med kanali. Produkt med kodami za različne kanale mora biti seveda čim manjši. Podobnost med frekvenčnim in kodnim multipleksom je velika - obakrat mora biti sprejemnik ‘uglašen’ na oddajnik, ali s frekvenco, ali s kodo. Vse zveze potekajo tudi hkrati in neprekinjeno, torej ne sekvenčno, kakor pri časovnem multipleksu.

Če gledamo vse brezžične komunikacije kot globalni človekov sistem komuniciranja, potem so v okviru tega sistema posamezni tehnični sistemi običajno ločeni med seboj s pomočjo frekvenčnega multipleksa.

## 8.4. Literatura

- [1.] Budin, J., *Razširjanje radijskih valov*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1975
- [2.] Lueke, H. D., *Signalübertragung*, Springer, 1992

## 9. Radarji in navigacijski sistemi

### 9.1. Uvod

To poglavje je namenjeno študentom smeri Telekomunikacije. Pri ostalih predmetih se sicer srečajo z mnogimi sistemi in napravami za komuniciranje na daljavo, vendar pri obravnavi teh sistemov še najmanj pozornosti posvečajo problemom na fizičnem nivoju, torej problemom prenašanja visokofrekvenčnih signalov. Radarji in navigacijski sistemi pa so zgled telekomunikacijskih sistemov, ki jih ni mogoče obravnavati in razumeti brez obravnave na fizičnem nivoju. Princip delovanja je pri teh sistemih tako prepleten s fizičnim dogajanjem, da njihova obravnava zgolj na nivoju prenašanja in obdelave podatkov nima pravega pomena. Zato so ti sistemi po eni strani pastorek telekomunikacij, po drugi strani pa področje imenitnih zgledov uporabe mikrovalovnih tehnik. In priložnost, da bodoči telekomunikacijski inženirji bolje spoznajo tudi fizično plat prenašanja signalov.

### 9.2. Radarji

#### 9.2.1. Uvod

Radar je elektromagnetni sistem za zaznavo in lokacijo objektov, recimo letal, ladij, vozil, ljudi, pa tudi okolja, denimo hribov, oblakov itd. Radar oddaja radijske valove, ki se od tarče odbijejo. Te odbite valove sprejemamo in s primerjanjem z oddajanimi valovi iz njih določimo lastnosti tarče: oddaljenost, hitrost, obliko ipd. Radar natančno deluje na kratkih in dolgih razdaljah, v temi, megli, pri oblačnem vremenu. Zato v mnogih pogledih prekaša tako optične kot infrardeče sisteme. Radar ima svoj vir 'svetlobe', torej ni odvisen od zunanjih pogojev (Sonce, Luna itd). Uporablja signale takšnih frekvenc, ki se skozi meglo, dež, oblake, sneženje širijo z mnogo manjšim slabljenjem kot svetloba. Torej 'vidi' zelo daleč tudi v pogojih slabe optične vidljivosti, česar zaenkrat ne omogoča nobena druga naprava. Po drugi strani pa je ločljivost radarja mnogo slabša kot ločljivost vidne ali infrardeče svetlobe, radar torej ne vidi podrobnosti. Tudi prepoznavanje ciljev je v radarski tehniki še v plenicih.

Največ uporabljan je monostatični pulzni radar, ki deluje takole: Oddajnik preko antene oddaja vlak pulzov radijskega valovanja. Pulzi se odbijajo od tarče in preko iste antene zakasnjeno pridejo v

sprejemnik. Iz časa, ki preteče med oddajo in sprejemom pulza, radar določi oddaljenost cilja. Smer, v kateri se nahaja cilj, je smer, v katero je obrnjena antena radarja.

Opozorimo na tem mestu še na eno srečno okoliščino, ki zelo olajša detektiranje in procesiranje radarskih signalov in po kateri se radarji v temelju ločijo od običajnih komunikacijskih sistemov. Pri radarjih namreč natančno poznamo sprejeti signal, saj ga radar sam oddaja. Nosilna frekvenca za koherentni detektor ali koda pri uporabi kodne modulacija sta zato pri roki brez posebnega truda. In kje je informacija? Zgolj v času prispetja in frekvenci in fazi sprejetega signala! Tudi iz tega je razvidno, zakaj je prepoznavanje ciljev tako trd oreh.

### **9.2.2. Kratka zgodovina radarja**

Določanje tujega položaja pred izumom radarja je bilo omejeno na vidljivost. Uporabljali so daljinomer, teodolit (kotomer, vodna tehtnica). Naprave niso imele velikega dosega, ponoči in v megli pa so bile neuporabne. Narava je pri netopirju razvila ultrazvočni pulzni radar, ki ga netopirji ponoči zelo spretno uporabljajo.

Princip radarja je prvi prikazal Heinrich Hertz med leti 1885 in 1888 v klasičnih poskusih, s katerimi je eksperimentalno potrdil teorijo J. C. Maxwella o elektromagnetnem polju. V svojih poskusih je Hertz potrdil tudi, da se radijski valovi odbijajo od kovinskih predmetov in lomijo na dielektričnih prizmah. Ni pa spoznal praktične uporabnosti svojih poskusov.

Prvi, ki je spoznal in praktično uporabil radijske valove za odkrivanje ciljev, je bil Nemeč Christian Huelsmeyer. Leta 1904 je v Angliji patentiral 'postopek za odkrivanje oddaljenih predmetov..'. S svojim aparatom, ki je v principu deloval kot pulzni radar, je zaznaval ladje na daljavo, poskušal ga je tržiti kot 'pripomoček za preprečevanje trčenj na morju'. Predstavil ga je ladijskim družbam in nemški mornarici, vendar neuspešno. Njegov radar je utonil v pozabo, ker pri nikomer ni mogel vzbuditi zanimanja za uporabo, in to desetletje pred Titanicom! Čudna so pota Gospodova!

V dvajsetih letih dvajsetega stoletja je nato Marconi v svojih poskusih opazil zaznavanje predmetov z radijskimi valovi in odločno pozval za njihovo uporabo v ta namen. Leta 1922 sta A. H. Taylor in L. C. Young z Ameriškega mornariškega inštituta v Washingtonu slučajno (ne vedoč za Marconijev poziv) opazila, da prehod ladje med oddajnikom in sprejemnikom povzroča spreminjanje signala na sprejemniku. Tako se je rodil bistatični radar, torej radar, ki ima sprejemnik in oddajnik na različnih lokacijah. Razvoj v naslednjih letih je šel v tej smeri, vendar ni bil posebej uspešen, tudi danes takšni radarji niso posebej pomembni.

Dejstvo je, da je radar otrok druge svetovne vojne, razvoj radarjev je pognal v tek v tridesetih letih dvajsetega stoletja pojav težkih kovinskih bombnih letal. Pravočasno zaznavanje teh pošasti je postalo življensko pomembno in kar naenkrat so vsi hkrati in med seboj neodvisno ponovno odkrili

radar: Združene države, Velika Britanija, Sovjetska zveza, Nemčija, Japonska, Italija in Nizozemska. Večina teh radarjev je delovala na frekvencah od 100 do 400 MHz, le britanska radarska veriga je delovala na frekvenci 30 MHz, na tedaj najvišji frekvenci 565 MHz pa je deloval nemški radar Wuerzburg. Pri razvoju radarja je odločilno vlogo odigral izum magnetrona. O tem zgodovinarji še niso rekli zadnje besede, vse pa kaže na to, da se tudi pri njem potrjuje znano pravilo: ko je čas zrel, dozori tudi izum, navadno neodvisno na različnih mestih. Dejstvo je, da so magnetron že pred vojno imeli Britanci, Amerikanci, Nemci in Japonci, prve patente pa so imeli Nemci in to v Združenih državah.

V nasprotju s precej razširjenim mnenjem, da so imeli radar le Britanci in tako ubranili svojo deželo pred Nemci, so v resnici vse države, ki so v tej vojni kaj veljale, razvijale in imele na razpolago radarsko tehniko. Eden izmed kopenskih ameriških radarjev je odlično opravil svojo nalogo v Pearl Harbourju, le sistem poveljevanja in kontrole je odpovedal! V bitki za Midwaye pa so radarji odločilno pripomogli, da so Amerikanci bolj učinkovito uporabili omejeno število svojih ladij proti premočnim Japoncem, ki niso imeli tako zmogljivih radarjev. Tudi Britanci so imeli že leto dni pred začetkom vojne delujoč radarski sistem na frekvenci 30 MHz. Ta sistem je odločilno pripomogel k obrambi pred Nemci v znameniti Bitki za Britanijo v poznem poletju leta 1940. Tudi dežela Hertz in Huelsmeyerja je pred 2. svetovno vojno na novo odkrila radar. Konec leta 1940 je imela Nemčija tri glavne radarske sisteme in najbrž bolje razvito radarsko tehniko kot zavezniki. Vendar pa nemška vojska prednosti na tem področju ni znala uspešno izkoristiti.

Uporaba radarja je bila namreč odvisna predvsem od vojaških plati vodenja vojne, od logistike do strategije, taktike in poveljevanja. Ta plat je prišla najbolj do izraza v bitki za Britanijo in v bitki za Tihi ocean, in v obeh so zmagali zavezniki.

Po drugi svetovni vojni je v senci hladne vojne in silovitega napredka tehnike tudi radarska tehnika hitro napredovala. Naštejmo le nekaj mejnikov v njenem razvoju.

*Uporaba Dopplerjevega pojava pri radarjih z slabljenjem mirujočih ciljev (moving target indicator – MTI ) za ločitev želenega odziva od premikajočih se ciljev od neželenega odziva od mirujoče okolice.*

*Močnostni ojačevalniki (klistron, cev na potujoče valove) za uporabo bolj sofisticiranih oblik modulacije.*

*Zelo natančno sledenje ciljev z monopulznim radarjem.*

*S kompresijo pulzov dosežemo z uporabo dolgih pulzov veliko energijo pulza in obenem dobro ločljivost radarja.*

Letalski radarji s sintetično odprtino imajo veliko ločljivost pri kartografiranju ozemlja.

Letalski pulzni Dopplerjevi radarji omogočajo merjenje hitrosti ciljev.

Elektronsko krmiljene antenske skupine omogočajo hitro spreminjanje smeri glavnega snopa antene brez mehanskega premikanja.

Kratkovalovni prekohorizontni radarji imajo doseg za odkrivanje letal nekaj tisoč km.

Radar z analizo odbitega signala prepozna cilje.

Hiter razvoj digitalne tehnologije omogoča uporabo vedno večih teoretičnih možnosti procesiranja signalov in procesiranja podatkov.

### **9.2.3. Uporaba radarja**

Radarje uporabljamo za zaznavanje tarč na zemlji, v zraku, na morju, v vesolju in celo pod zemljo.

*Vojaška uporaba.* Radar je pomemben člen obrambnih sistemov, pa tudi sistemov za vodenje izstrelkov. V zračni obrambi skrbi za detekcijo, prepoznavanje, sledenje in za označevanje tarče.

*Opazovanje okolja.* Sem štejemo opazovanje vremena z meteorološkimi radarji, opazovanje in kartografiranje površine planetov, sondiranje zemlje (s kratkim dosegom!) in kartografiranje zaledenelih morskih površin za določanje optimalnih ladijskih poti.

*Kontrola zračnega prometa.* To je poleg vojaške gotovo najbolj poznana uporaba radarjev. Uporablja se za kontrolo zračnega prostora okrog letališč, za vodenje letal od enega do drugega letališča in za kontrolo premikanja letal po letališču.

*Varnost v prometu.* Pri uveljavljanju predpisov o največji dovoljeni hitrosti v prometu in s tem k varnosti v prometu odločilno pomagajo cestnoprometni radarji za merjenje hitrosti. Uporabljajo se tudi radarji, ki opozarjajo na možnost trčenja, prožijo varnostne mehove ali protivlomne naprave.

*Navigacija in varnost zračnega prometa.* Radarji opozarjajo letala pred nevarnimi (vremenskimi) področji. Nizko leteča vojaška letala uporabljajo radarje za sledenje terena. Radarji za sledenje terena se uporabljajo tudi pri navigaciji samoletečih izstrelkov.

*Varnost ladij.* Radar uporabljajo ladje za preprečevanje trčenj, posebej ob slabi vidljivosti.

*Vesolje.* Radarje uporabljajo tudi v vesolju in za opazovanje vesolja.

*Drugo.* Radarji se v industriji uporabljajo npr. za merjenje položaja ali hitrosti težko dostopnih objektov.



### 9.2.4. Odmevna površina

Če polje elektromagnetnega valovanja ‘zmotimo’ s kakršnikoli objektom, bo ta v splošnem povzročil sipanje elektromagnetnega vala v vseh smereh. Pojav je človeški izkušnji dobro znan iz razširjanja svetlobe, na njem temelji čutilo vida. Na istem pojavu temelji tudi delovanje radarja, le na drugih frekvencah. V tem poglavju bomo spoznali veličino, s katero kvantitativno za namene radarjev popišemo to lastnost objektov.

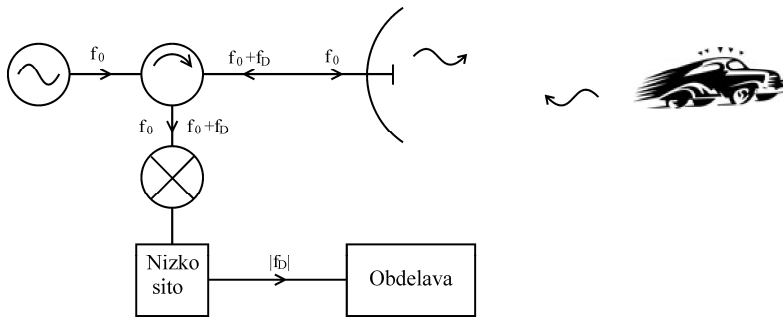
Naj bo torej objekt, ki mu želimo popisati lastnosti sipanja polja elektromagnetnega vala, v polju TEM vala z gostoto moči  $S_v$ . Gostota sipanega polja  $S_o$  bo padala s kvadratom oddaljenosti  $r$  od objekta, sorazmerna bo z gostoto moči vpadnega vala  $S_v$  in s konstanto, ki bo odvisna od mnogih lastnosti objekta in tudi od smeri sipanja in jo označimo s  $\sigma$ . Definirajmo:

$$S_o = S_v \frac{\sigma(\vartheta, \varphi)}{4\pi r^2} \quad (9.1)$$

Proporcionalno konstanto smo označili s  $\sigma(\vartheta, \varphi)$ . Očitno mora imeti dimenzijo  $m^2$ , imenujemo jo **odmevna površina**. Koordinatni sistem  $\vartheta, \varphi$  se pokriva z nasprotno smerjo širjenja vpadnega vala. Sipani val v smeri  $(\vartheta, \varphi) = (0, 0)$  je torej val v nasprotni smeri širjenja vpadnega vala, lahko bi mu rekli tudi odbiti val. Pri večini radarjev sta oddajnik in sprejemnik na istem mestu, zanje je torej pomemben le ta odbiti val. Za njih relevantna odmevna površina  $\sigma(0, 0)$  zato običajno velja za generično odmevno površino in se označuje preprosto kar s  $\sigma$ . Seveda pa pri tem ne smemo pozabiti, da je tudi odmevna površina  $\sigma$  pri večini tarč pomembno odvisna od tega, kako je tarča obrnjena, torej od smeri, pod katero vpada vpadni val na tarčo. Značilno za realne tarče je, da je odvisnost odmevne površine od vpadnega kota zelo silovita in da so spremembe zelo velike, do 30 dB in več. Kadar torej naletimo na ‘smerni diagram’ odmevne površine določene tarče, ta pomeni funkcijo lege tarče in ne odbitega vala!

### 9.2.5. Dopplerjev nemoduliran (CW) radar

Dopplerjev nemoduliran (*continuous wave*, CW) radar je sijajen zgled, kako lahko inženir v učinkoviti napravi ‘z eno potezo’ izkoristi naravni zakon, predstavlja pa tudi primeren uvod v Dopplerjev pulzni radar, ki ga bomo spoznali v enem naslednjih poglavij. Blokovna shema radarja je na sliki 9.1.



Sl. 9.1 Nemoduliran Dopplerjev radar.

Če se elektromagnetni val odbije od gibajočega se telesa, se njegova frekvenca spremeni. Pojav imenujemo Dopplerjev pojav, spremembo frekvenca pa Dopplerjeva frekvenca. Za Dopplerjev pojav je 'kriva' le komponenta hitrosti vzdolž širjenja vala, pogosto ji rečemo radialna hitrost. Označimo radialno hitrost telesa od katerega se val odbija z  $v_r$ , frekvenco vala z  $f_0$ , spremenjeno frekvenco z  $f$ , pa velja

$$f_D = 2f_0 \frac{v_r}{c} \quad (9.2)$$

$$f = f_0 + f_D$$

Frekvenca se poveča, če se telo premika proti izvoru valovanja, referenčna smer radialne hitrosti je torej proti valu.

Oglejmo si sedaj, kako radar deluje. Oscilatorjev signal gre preko cirkulatorja in antene v prostor. Če v prostoru naleti na oviro, se od nje odbije. Preko antene in cirkulatorja gre odbiti signal nato na mešalnik. Tam se zmeša s signalom, ki pride na mešalnik preko zapore cirkulatorja. Sistem deluje torej kot koherentni sprejemnik. Na izhodu se pojavijo signali vseh možnih kombinacij vsot in razlik osnovnih in višjih harmonskih frekvenc. Najnižja in za nas edino zanimiva izmed teh frekvenc je ravno Dopplerjeva frekvenca. Vse druge izsejemo z nizkim sitom, na primeren način izmerimo Dopplerjevo frekvenco in iz nje določimo radialno hitrost merjenega objekta. Preprosto, da bolj ne more biti!

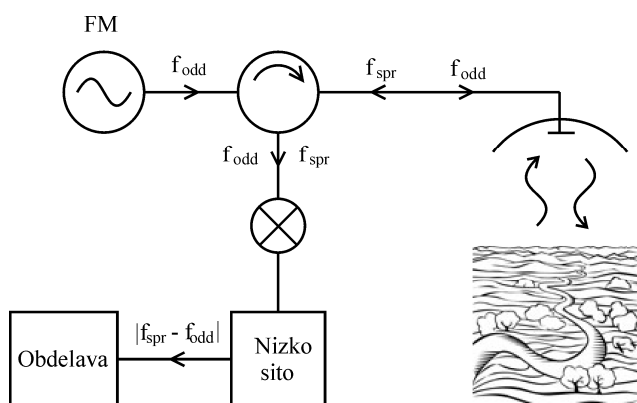
No, kljub temu je v postopku nekaj pasti, opozorimo na nekatere. Očitno tako preprost radar ne more določiti, ali se objekt približuje ali oddaljuje. Kadar je ta informacija pomembna (kadar radar služi za merjenje prekoračitve hitrosti vozil, očitno ni!), jo dobimo tako, da obrnemo fazo oscilatorjevega signala za  $90^\circ$  in ta signal mešamo z odbitim signalom še na dodatnem mešalniku. Tako smo dobili kvadraturni sprejemnik, iz signalov iz obeh mešalnikov pa lahko določimo tudi smer gibanja objekta. Težave nam povzročata tudi dejstvo, da so Dopplerjeve frekvence zelo majhne. O tem bomo več povedali v poglavju o pulznem Dopplerjevem radarju, na tem mestu povejmo le, da mora oscilator imeti majhen fazni šum, dodatno pa še z visokim sitom odrežemo tudi najnižje frekvence, kjer je ta

šum največji. Namesto nizkega sita za mešalnikom torej uporabimo pasovno sito, katerega prepustno področje definira območje hitrosti, ki jih je možno meriti z merilnikom. Seveda tudi ni nujno, da je radar izveden s cirkulatorjem, prav tako lahko uporabimo smerni sklopnik in dve anteni.

Dopplerjev radar je očitno primeren za merjenje hitrosti le enega cilja, če se jih znajde v glavnem snopu več, bo rezultat nerazvozljiva 'solata' različnih signalov<sup>1</sup>. Kot možno rabo navedimo cestnoprometni radar, pri katerem z ozkim glavnim snopom antene ciljamo posamezna vozila.

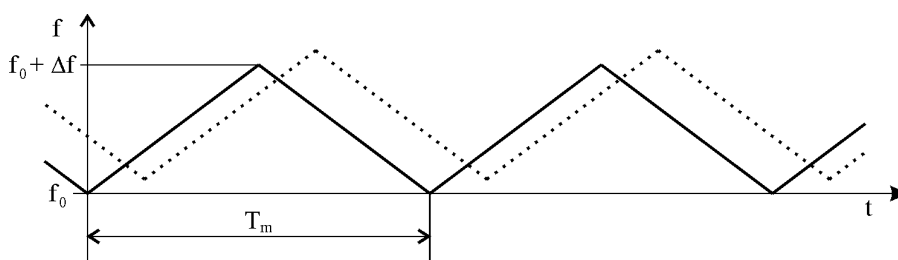
### 9.2.6. Frekvenčno moduliran radar s kontinuiranim signalom (FM-CW)

Blokovna shema frekvenčno moduliranega stalno delujočega radarja je na spodnji sliki (Sl. 9.2). Od Dopplerjevega nemoduliranega radarja se loči v bistvu le po tem, da je visokofrekvenčni signal frekvenčno moduliran.



Sl. 9.2 Frekvenčno moduliran radar

Frekvenca oddajnega signala naj se spreminja s časom, kakor kaže slika (Sl. 9.3, polna črta)



Sl. 9.3 Frekvenca oddajnega in sprejemanega signala FM radarja

V času od 0 do  $T_m/2$  je frekvenca oddajnega signala enaka

<sup>1</sup> 'Solato' seveda lahko razvozlamo z inverzno Fourierovo transformacijo (IFFT), ki signal prestavi iz frekvenčnega v časovni prostor in več tarč razvrsti po časovni zakasnitvi (in torej oddaljenosti). Vendar tak radar ni več preprost Dopplerjev CW radar, temveč kompleksna naprava.

$$a) f_{odd}(t) = f_0 + \frac{2\Delta f}{T_m} t$$

V času od  $T_m/2$  do  $T_m$  pa je frekvenca oddajane signala enaka

$$b) f_{odd}(t) = f_0 + 2\Delta f - \frac{2\Delta f}{T_m} t$$

Frekvenca sprejemanega signala (Sl. 9.3, črtkana črta) je različna od frekvence oddajane signala iz dveh vzrokov: ker je signal zakasnen in zaradi Dopplerjevega pojava. Torej:

$$f_{spr}(t) = f_{odd}(t - \Delta t) + f_D$$

Dopplerjeva frekvenca je podana z enačbo 9.2, zakasnitev pa z oddaljenostjo tarče

$$\Delta t = \frac{2R}{c} \quad (9.3)$$

Napišimo sedaj sprejemani frekvenci za področje a:

$$f_{spr}(t) = f_0 + \frac{2\Delta f}{T_m}(t - \Delta t) + f_D$$

$$f_{spr}(t) = f_0 + \frac{2\Delta f}{T_m} t - \frac{2\Delta f}{T_m} \Delta t + f_D$$

$$f_{spr}(t) = f_{odd}(t) - \frac{2\Delta f}{T_m} \Delta t + f_D$$

in področje b:

$$f_{spr}(t) = f_0 + 2\Delta f - \frac{2\Delta f}{T_m}(t - \Delta t) + f_D$$

$$f_{spr}(t) = f_0 + 2\Delta f - \frac{2\Delta f}{T_m} t + \frac{2\Delta f}{T_m} \Delta t + f_D$$

$$f_{spr}(t) = f_{odd}(t) + \frac{2\Delta f}{T_m} \Delta t + f_D$$

Radarski sprejemnik sprejeti signal na mešalniku meša z oddajanim signalom in z nizkim sitom odstrani vse mešalne produkte razen razlike frekvenc. Parametra  $\Delta f$  in  $T_m$  sta za resnične radarje izbrana tako, da je sprememba frekvence zaradi časovne zakasnitve veliko večja od Dopplerjeve frekvence. Absolutna vrednost razlik frekvenc je za področji a in b zato podana z:

$$f_a = |f_{spr a} - f_{odda}| = \frac{2\Delta f}{T_m} \Delta t - f_D \quad (9.4)$$

$$f_b = |f_{spr b} - f_{oddb}| = \frac{2\Delta f}{T_m} \Delta t + f_D$$

Iz njiju dobimo oddaljenost in hitrost cilja:

$$R = \frac{(f_a + f_b)T_m c}{8\Delta f}$$

$$v_r = \frac{(f_b - f_a)c}{4f_0} \quad (9.5)$$

Pri tem radarju pa lahko neposredno določimo smer radialne hitrosti cilja, kadar iz enačbe 9.2 dobimo pozitivno hitrost, se cilj približuje radarju, negativna hitrost pa pomeni oddaljevanje. V postopku je nekaj pasti, ki jih zaradi enostavnosti nismo omenjali. Očitno meja med področjema a in b zaradi zakasnjene sprejemanega signala ni čisto natančno določena, elektronika procesiranja mora to pač upoštevati. Tudi nismo pri določanju Dopplerjeve frekvence upoštevali, da se frekvenca oddajnega signala spreminja s časom. Vendar je običajno frekvenčni razmah  $\Delta f$  v primerjavi s frekvenco  $f_0$  tako majhen, da tega ni treba upoštevati.

Enako kot za Dopplerjev radar velja tudi za FM radar, da je več tarč hkrati za preprosto procesiranje signala pretrd oreh<sup>1</sup>. Toda če je FM radar nameščen na letalu in usmerjen proti tlem, vidi le eno veliko tarčo, Zemljo. S takim radarjem lahko torej prav enostavno merimo višino in vertikalno hitrost letala.

## 9.2.7. Konvencionalni pulzni radar

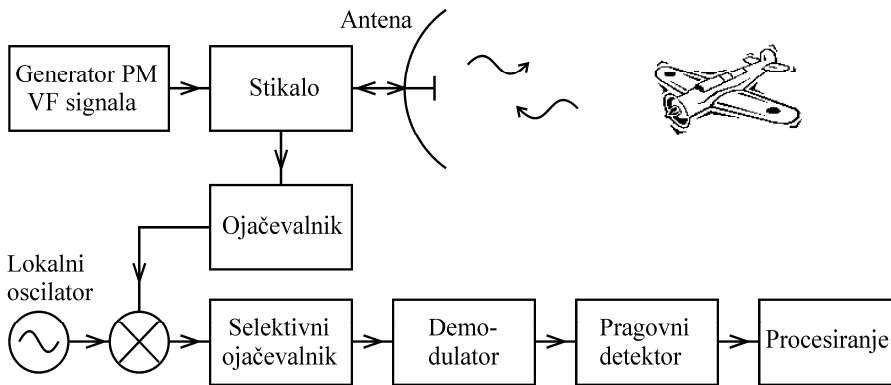
### 9.2.7.1. Zasnova

Kot smo rekli že v uvodu, oddaja pulzni radar niz pulzov, pravzaprav harmoničen signal, ki je amplitudno moduliran z nizom pulzov. Pulzi si sledijo s ponavljalnim časom  $T_p$  (ali s ponavljalno frekvenco  $f_p = 1/T_p$ ). Pulzi se odbijajo od tarče in preko iste antene zakasnjeno pridejo v sprejemnik. Stikalo poskrbi, da je ob času oddajanja odprta pot oddajnik-antena, ob drugih časih pa pot antena-sprejemnik. Iz časa, ki preteče med oddajo in sprejemom pulza, radar določi oddaljenost cilja. Smer, v kateri se nahaja cilj, je smer, v katero je obrnjena antena radarja. Antena se med delovanjem vrtilni in z enim vrtljajem prečeše ves horizont.

Blokovno shemo konvencionalnega pulznega radarja kaže slika 9.4.

---

<sup>1</sup> Tudi tu velja pripomba pod črto s strani 239. Vendar je FM-CW radar že v zasnovi bolj kompleksen od Dopplerjevega radarja, zato se v njem pogosto uporablja IFFT. Tako lahko v letalu recimo ugotovijo, da je nad tlemi tudi daljnovid ali kaj podobnega.



Sl. 9.4. Blokovna shema konvencionalnega pulznega radarja

### 9.2.7.2. Enostavna oblika radarske enačbe

Gostota polja na mestu tarče je

$$S = P_o \frac{G_o}{4\pi R^2}$$

Razpoložljiva moč na sprejemniku je (če sta sprejemnik in oddajnik na istem mestu):

$$P_s = \frac{A_s S \sigma}{4\pi R^2} = P_o \frac{A_s G_o \sigma}{(4\pi R^2)^2} = P_o \frac{G_s G_o \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4}$$

Če za oddajo in sprejem uporabljamo isto anteno, se formula še malo poenostavi

$$P_s = P_o \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4}$$

Vidimo, da sprejemana moč pada s četrto potenco razdalje. Če želimo podvojiti močnostni doseg radarja, moramo moč oddajnika povečati za faktor šestnajst, če ostanejo vsi drugi parametri nespremenjeni. Zato radarji za velike dosege običajno potrebujejo velike moči! Napišimo enačbo še malo drugače:

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_o G^2 \lambda^2 \sigma}{P_{s\min} (4\pi)^3}}$$

To enačbo imenujemo radarska enačba v enostavni obliki. Z njo dobimo osnovno oceno, kolikšen je močnostni doseg radarja.

#### **Zgled 32 Razdalja, na kateri radar odkrije 'nevidno' letalo**

*Določi razdaljo, na kateri radar odkrije 'nevidno' letalo.*

Naj radar dolgega dosega odkrije dobro vidno letalo z odmevno površino  $200 \text{ m}^2$  (bombnik B-52 z zelo veliko odmevno površino) na razdalji 400 km. Recimo, da uspešne sodobne metode zmanjšajo odmevno površino na  $0,02 \text{ m}^2$  (ocena za 'nevidno' letalo B-2). Radar bo odkril 'nevidno' letalo na razdalji:

$$R_2 = R_1 \sqrt[4]{\frac{\sigma_2}{\sigma_1}} = 400 \cdot 0,1 = 40 \text{ km}.$$

Kakor je torej radarska enačba zaradi četrtega korena 'neprijazna' za doseganje velikih močnostnih dosegov radarja, je po drugi strani 'prijazna' do dosega radarjev z majhno močjo ali do vidnosti majhnih ciljev (kar je v osnovi isto).

### 9.2.7.3. Določanje oddaljenosti tarče.

Sprejemnik izmeri čas, ki je potekel od oddaje do sprejema pulza. Ta čas je očitno potreboval pulz za pot od antene do tarče in nazaj. Ker poznamo hitrost radijskih valov, lahko določimo oddaljenost tarče, ki je

$$R = \frac{cT}{2}.$$

#### Radialna ločljivost radarja

Kadar sta dva cilja (v isti smeri) preblizu skupaj, ju radar zlije v en cilj (podobno kot oko, mikroskop ali televizijski sistem). Ločljivost radarja je najmanjša razdalja med dvema ciljema, ki ju je radar še sposoben zaznati kot dva različna cilja. Ločljivost po oddaljenosti od radarja je podana s širino pulza. Ko sta dva cilja (v isti smeri) po oddaljenosti od radarja med sabo bližja od

$$\Delta R = \frac{c\tau_p}{2}$$

se pulza, odbita od obeh ciljev zlijeta v en pulz, za radar pa to seveda pomeni en sam cilj.  $\Delta R$  iz prejšnje enačbe torej pomeni radialno ločljivost radarja.

### 9.2.7.4. Določanje smeri tarče

Smer, v kateri se tarča nahaja, je smer, v katero je obrnjen glavni snop antene. Za natančno določitev smeri naj bo torej glavni snop radarske antene čim ožji.

#### Kotna ločljivost radarja

Kotna ločljivost radarja (ločljivost po azimutu) je podana s širino glavnega snopa radarjeve antene. Kadar sta dva cilja (na isti oddaljenosti) med sabo bližja kot je (približno) širina glavnega snopa antene, ju bo radar zaznal kot en sam cilj.

### 9.2.7.5. Enoveljavni doseg radarja, izbira ponavljalne frekvence pulzov

V vlakcu pulzov so posamezni pulzi med seboj enaki in jih torej sprejemnik ne more ločiti med seboj. Zato je čas, ki ga izmeri sprejemnik od oddaje pulza do sprejema pulza, vedno manjši od ponavljalnega časa impulzov, saj se števec časa postavi na nič pri vsakem oddanem pulzu. Za odbiti pulz, ki je 'zamudil', bo torej sprejemnik napačno določil oddaljenost tarče, saj bo določil čas ne od povzročitelja, temveč od enega izmed njegovih naslednikov. Očitno konvencionalni pulzni radar pravilno izmeri le oddaljenost do tarč, od katerih pride odboj v času, ki je manjši od ponavljalnega časa  $T_p$ . Temu ustrezna oddaljenost tarče je

$$R_e = \frac{cT_p}{2}$$

in ji rečemo enoveljavni doseg radarja. Frekvenci, ki pripada ponavljalnemu času, rečemo ponavljalna frekvenca,  $f_p = \frac{1}{T_p}$ . Ponavljalna frekvenca radarskih pulzov je torej določena z želenim enoveljavnim dosegom radarja.

### 9.2.7.6. Izbira nosilne frekvence

Izbiri nosilne frekvence narekujeta po eni strani omejena velikost antene, po drugi strani pa slabljenje atmosfere in šum okolice. Glede šuma okolice so najprimernejše frekvence tako imenovanega 'mikrovalovnega okna' med enim in desetimi gigahertzi. Tudi slabljenje atmosfere je pri teh frekvencah zelo majhno. Dimenzije antene s širino glavnega snopa povezuje znana antenska enačba

$$\frac{G}{A_{ef}} = \frac{4\pi}{\lambda^2}$$

V zvezi s tem je poučen tudi Zgled 26. Čim višja je nosilna frekvenca radarskega signala, s tem manjšo površino antene dobimo velik dobitek in torej majhno širino glavnega snopa, ki določa kotno ločljivost radarja. Če bi ta kriterij opazovali izolirano od drugih, bi bilo očitno najbolje, da bi bila nosilna frekvenca čim višja. Toda pri frekvencah nad 10 GHz začne slabljenje atmosfere naraščati, zato so visoke frekvence za radarje velikega dometa neuporabne. Pri nizkih frekvencah slabljenje atmosfere upada, toda že pri frekvenci 10 GHz je reda stotinke decibela na km, zato slabljenje atmosfere pri frekvencah pod 10 GHz ne igra več pomembne vloge. Pri zmanjševanju frekvence pod 10 GHz postane pomembna velikost antene, pri še nižjih frekvencah pa začnejo motiti tudi anomalije pri razširjanju valov, ki spremljajo dolge valove, najbolj uklon na ovirah, pa tudi odboj (ki je v bistvu lom) od ionosfere. No, da je vsaka stvar lahko tudi koristna, dokazujejo prekohorizontni



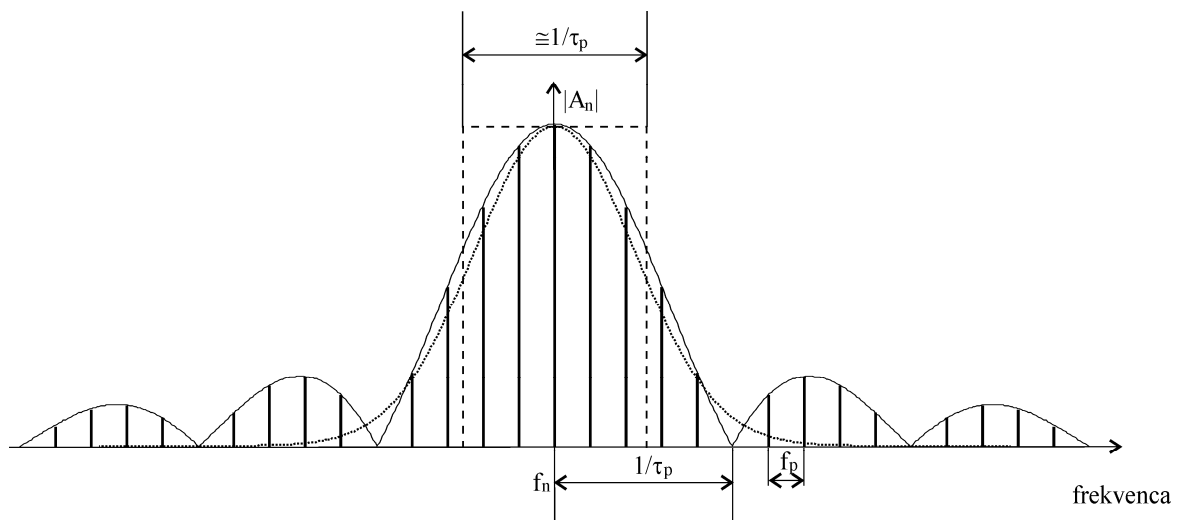
radarji. Ti delujejo pri zelo nizkih frekvencah (3 do 30 MHz) in izkoriščajo odboj od ionosfere. Usmerjena antena je realizirana kot skupina anten porazdeljenih na dolžini nekaj kilometrov. Signal potuje do cilja in nazaj po večih poteh, bistven del radarja je zato procesiranje signala.

Radarji velikega dosega pa slej ko prej iz prej naštetih razlogov delujejo pri frekvencah nekaj gigahertzov. Radarji kratkega dosega pa lahko delujejo tudi na mnogo višjih frekvencah. Pri antikorizijskih radarjih je kratek domet celo koristen, tako se zmanjšajo medsebojne motnje.

### 9.2.7.7. Pasovna širina sprejemnika

Signal konvencionalnega pulznega radarja je visokofrekvenčni nosilni signal frekvence  $f_n$ , moduliran z vlakom pulzov s ponavljalno frekvenco  $f_p$  in širino  $\tau_p$ . Bodi  $u(t)$  funkcija vlaka impulzov. Spekter vlaka pulzov je podan z

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\tau_p}{T_p} \frac{\sin\left(n\pi \frac{\tau_p}{T_p}\right)}{n\pi \frac{\tau_p}{T_p}} e^{-jn\pi \frac{\tau_p}{T_p}} e^{-jn \frac{2\pi}{T_p} t} \quad (9.6)$$



Sl. 9.5 Spekter signala pulznega radarja

Amplitudni spekter vlaka impulzov je podan s funkcijo  $\frac{\sin(kf)}{kf}$ . Amplitudni spekter amplitudno moduliranega radarskega signala je le še frekvenčno premaknjen za nosilno frekvenco  $f_n$ . Optimalno sito na sprejemniku bi moralo prav tako imeti prevajalno funkcijo  $\frac{\sin(kf)}{kf}$  (sito, prilagojeno spektru signala, *matched filter*), vendar se običajno zadovoljimo s katerim izmed bolj enostavno izvedljivih sit, denimo Gaussovim.

Prva ničla v ovojnici amplitudnega spektra je pri

$$n_0 \pi \frac{\tau_p}{T_p} = \pi$$

$$n_0 = \frac{T_p}{\tau_p} = \frac{1}{f_p \tau_p}$$

$$n_0 f_p = f_0 = \frac{1}{\tau_p}$$

Pasovna širina signala, v katerem je večina energije signala, je torej  $2f_0$ . Efektivna šumna pasovna širina optimalnega vhodnega sita je enaka obratni vrednosti širine pulza,  $B=1/\tau_p$ , za bolj enostavno izvedljiva sita pa se šumna pasovna širina tudi ne razlikuje veliko od te vrednosti. Upravičeno lahko zato privzamemo, da je šumna pasovna širina radarskega sprejemnika približno enaka

$$B \approx \frac{1}{\tau_p}. \quad (9.7)$$

To dejstvo pa pomembno vpliva na interpretacijo radarske enačbe. Zapišimo jo še enkrat

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_o G^2 \lambda^2 \sigma}{P_{s \min} (4\pi)^3}}$$

Namesto  $P_{s \min}$  pišimo:

$$P_{s \min} = P_s \left( \frac{S}{N} \right) = k T_s B \left( \frac{S}{N} \right) = \frac{k T_s}{\tau_p} \left( \frac{S}{N} \right)$$

$P_s$  je moč šuma na vhodu v sprejemnik,  $S/N$  je razmerje med signalom in šumom sprejemnika,  $k$  je Boltzmannova konstanta,  $T_s$  je ekvivalentna šumna temperatura sistema. Vstavimo rezultat v radarsko enačbo, pa dobimo

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_o G^2 \lambda^2 \sigma}{P_{s \min} \left( \frac{S}{N} \right) (4\pi)^3}} = \sqrt[4]{\frac{P_o \tau_p G^2 \lambda^2 \sigma}{k T_s \left( \frac{S}{N} \right) (4\pi)^3}} = \sqrt[4]{\frac{W_p G^2 \lambda^2 \sigma}{k T_s \left( \frac{S}{N} \right) (4\pi)^3}}$$

Močnostni doseg radarja je torej v bistvu odvisen od energije in ne od moči pulza in to dejstvo nam bo povzročalo še hude težave pri izvedbi pulznega radarja! Če želimo namreč radarju povečati ločljivost, moramo zmanjšati širino pulzov in v istem razmerju povečati moč, da ostane energija pulza enaka in močnostni doseg nespremenjen.

### 9.2.7.8. Osvetlitveni čas in število zadetkov

Kot smo že povedali, se radarska antena med delovanjem vrtilno in hkrati oddaja vlak pulzov. Ko med vrtenjem glavni snop antene osvetli cilj, se od cilja med osvetlitvenim časom odbije določeno število pulzov, temu številu rečemo število zadetkov. Očitno je osvetlitveni čas odvisen od kotne hitrosti vrtenja antene  $\omega_a$  in širine glavnega snopa  $\alpha$

$$T_o = \frac{\alpha}{\omega_a}$$

Število zadetkov  $n$  pa je odvisno še od ponavljalne frekvence pulzov

$$n = T_o f_p$$

#### **Zgled 33 Kotna hitrost in osvetlitveni čas radarja**

*Naj bo kotna ločljivost radarja 0,6 stopinje, število zadetkov radarja med eno osvetlitvijo naj bo enako 10, enoveljavni doseg radarja pa naj bo 300 km. Določi kotno hitrost, vrtilno frekvenco in vrtilno periodo antene ter osvetlitveni čas radarja.*

Širina glavnega snopa  $\alpha$  je določena s kotno ločljivostjo, ponavljalna frekvenca  $f_p$  pa z enoveljavnim dosegom. Velja:

$$\omega_a = \frac{\alpha}{T_o} = \frac{\alpha f_p}{n} = \frac{\alpha c}{2R_{ev} n} = 30 \text{ } ^\circ/s = 2\pi \cdot 5 \text{ rad/min}$$

$$f_a = 5 \text{ obr/min} \quad T_a = 12 \text{ s}$$

$$T_o = nT_p = n \frac{2R_{ev}}{c} = 20 \text{ ms}$$

### 9.2.7.9. Fluktuacijske izgube

V poglavju 9.2.4 smo spoznali, da je odmevna površina odvisna od kota, pod katerim je tarča osvetljena. Poglejmo si v tem poglavju zadevo malo bolj podrobno. Kompleksen cilj je pravzaprav sestavljen iz množice delnih majhnih ciljev, porazdeljenih v prostoru cilja. Odmevne površine teh delnih ciljev se kompleksno seštejejo v odmevno površino cilja, odločilno vlogo pri seštevanju igra faza. Ker so delni cilji porazdeljeni v prostoru, se medsebojna faza prispevkov spreminja, če spreminjamo frekvenco ali kot vpadnega vala. Realne razmere, kot so velikosti in hitrosti letal, valovne dolžine na katerih delujejo radarji, ponavljalne frekvence pulzov in vrtilne hitrosti anten privedejo na koncu do naslednje ugotovitve: odmevna površina letala se v času ene osvetlitve ne spremeni, v času od ene do druge osvetlitve pa se pomembno spremeni. Ker je za letala značilno tudi, da so odmevne površine delnih ciljev med seboj primerljive, ni težko ugotoviti, da se lahko pri

nekaterih frekvencah ali kotih med seboj skoraj čisto kompenzirajo, torej pri teh kotih in frekvencah nastopijo v odmevni površini cilja globoke luknje, tudi nekaj deset decibelov pod povprečno odmevno površino.

Ker je iz povedanega razvidno, da verjetnost, da ne bodo vsi zadetki ene osvetlitve padlo ravno v luknjo, ni enaka nič, je treba to pri načrtovanju radarja upoštevati in v ta namen predvideti povečanje moči. Temu povečanju rečemo fluktuacijske izgube radarja.

## 9.2.8. Pulzni Dopplerjev radar

### 9.2.8.1. Uvod

Naloga mnogih radarjev je, da zaznajo letala in določijo njihov položaj. Takšni radarji so nameščeni na tleh, bodisi v bližini letališč ali na visokem hribu, s katerega imajo razgled daleč naokrog. Seveda v bližini teh radarjev niso zgolj letala, temveč tudi okoliški hribi ali morje. Ta okolica ima veliko površino (in zato tudi veliko odmevno površino), pa tudi nahaja se veliko bliže radarju kot pa oddaljena letala. Signal, ki je posledica odbojev od okolice (pa čeprav preko stranskih snopov antene), je torej praviloma veliko večji od signala, ki je posledica odboja od ciljev, ki nas zanimajo. Spremenljivo ojačenje in prag detekcije radarskega sprejemnika se nastavita na ta velik signal, šibki odboji od zelenih ciljev se znajdejo pod pragom detekcije in tako neželeni cilji prekrijejo zelene cilje.

Opisano predstavlja resno pomanjkljivost konvencionalnega pulznega radarja. Kako jo obiti? Izkazalo se je, da je edina lastnost, ki na tak način loči zelene od neželenih ciljev, da jo lahko radar učinkovito uporablja ta, da neželeni cilji mirujejo, zeleni pa se premikajo. Zaradi Dopplerjevega pojava se valu, ki se odbije od gibajočega se cilja, spremeni frekvenca. Signale različnih frekvenc pa lahko med seboj ločimo s pomočjo frekvenčnih sit. Izkoriščanje Dopplerjevega pojava v radarski tehniki smo spoznali že pri nemoduliranem Dopplerjevem radarju. Za uporabo v pulznem radarju pa si moramo dogajanje ogledati malo bolj natančno.

Radar oddaja signal z nosilno frekvenco

$$u_o = U_o \cos(\omega_o t)$$

Signal, ki ga radar sprejme, ima spremenjeno frekvenco

$$u_s = U_s \cos[(\omega_o + \omega_d) t]$$

Oba signala na mešalniku zmešamo in z nizkim sitom odstranimo vse mešalne produkte razen tistega z Dopplerjevo frekvenco. Za procesiranje imamo torej na razpolago signal, ki mu bomo odslej rekli kar Dopplerjev signal:

$$u_D = U_D \cos(\omega_D t)$$

Pri tem smo upoštevali še, da se faza odbitega nosilnega signala v času opazovanja ne spreminja. Za realne tarče v osvetlitvenem času to k sreči velja. Še vedno pa ostane nekaj okoliščin, ki zelo otežujejo tehnično izvedbo tega enostavnega principa.

Prva je, da so Dopplerjeve frekvence realnih ciljev v primerjavi z nosilnimi frekvencami radarjev zelo majhne, obenem pa enačba, ki popisuje sprejeti signal, ni čisto pravilno napisana. V resnici se namreč ob času  $t$  s signalom lokalnega oscilatorja meša signal, ki ga je radar oddal pred časom, ki je potreben, da radarski signal pride do cilja in nazaj. V tem času pa se je frekvenca oscilatorja gotovo vsaj malo spremenila. To dejstvo pri nemoduliranem Dopplerjevem radarju ni imelo tako hudih posledic, ker so to praviloma radarji s kratkim dometom, torej z majhno zakasnitvijo odbitega signala. Pulzni Dopplerjevi radarji pa so radarji velikega dometa in zakasnitev je v razredu milisekund. Očitno je, da sme biti sprememba frekvence v tem času precej manjša od Dopplerjeve frekvence, sicer bomo namesto Dopplerjevega signala procesirali naključne spremembe frekvence nosilnega signala. Kratkotrajna stabilnost radarjeve nosilne frekvence mora biti torej zelo velika.

Druga okoliščina je, da imamo opravka s pulznim radarjem, da torej Dopplerjev signal na izhodu iz mešalnika ni stalno prisoten, temveč le takrat, ko v sprejemnik prispe odbiti pulz. In spet velja za realne radarje in realne Dopplerjeve frekvence, da je čas trajanja pulza (ki ga narekuje ločljivost radarja) mnogo manjši od periode Dopplerjevega signala (ki jo narekujeta nosilna frekvenca radarja in hitrosti realnih ciljev). Oglejmo si to na zgledu.

### ***Zgled 34 Dopplerjeva frekvenca pulznega radarja***

*Določi Dopplerjevo frekvenco pulznega radarja z nosilno frekvenco 3 GHz in radialno ločljivostjo 150 m za tarčo z radialno hitrostjo 720 km/h.*

$$\tau_p = \frac{2\Delta R}{c} = 1\mu s$$

$$f_D = 2f_0 \frac{v_r}{c} = 4000 \text{ Hz} \quad T_D = 250 \mu s$$

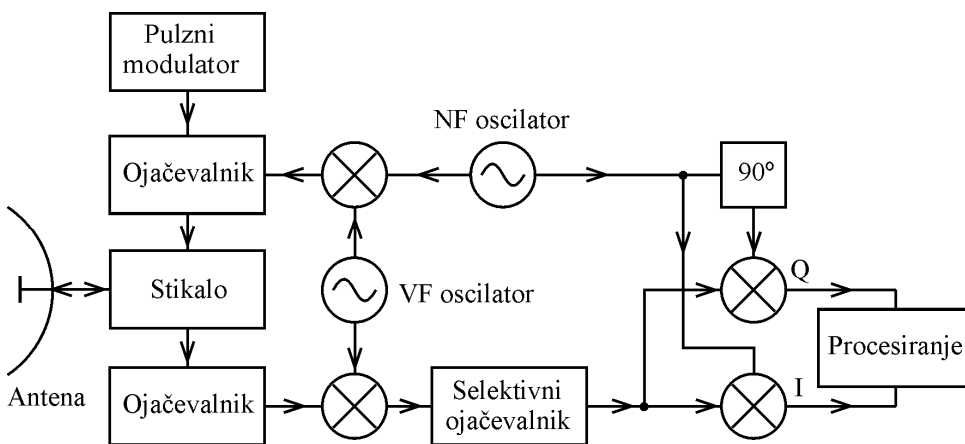
Pri nižjih hitrostih ciljev so razmere še slabše. V času trajanja enega pulza nikakor ne moremo določiti značilnosti Dopplerjevega signala, za določitev značilnosti signala namreč potrebujemo najmanj eno periodo, tipično pa nekaj period signala. Dopplerjev signal, ki ga moramo obdelati, je torej vzorčen z radarjevo ponavljalno frekvenco  $f_p$ . Iz tega pa sledijo vse omejitve, kakor jih poznamo iz teorije obdelave vzorčenih signalov.

Kako izvedemo različne tipe Dopplerjevih pulznih radarjev, si bomo ogledali v naslednjih poglavjih.

### 9.2.8.2. Radar z slabljenjem mirujočih ciljev

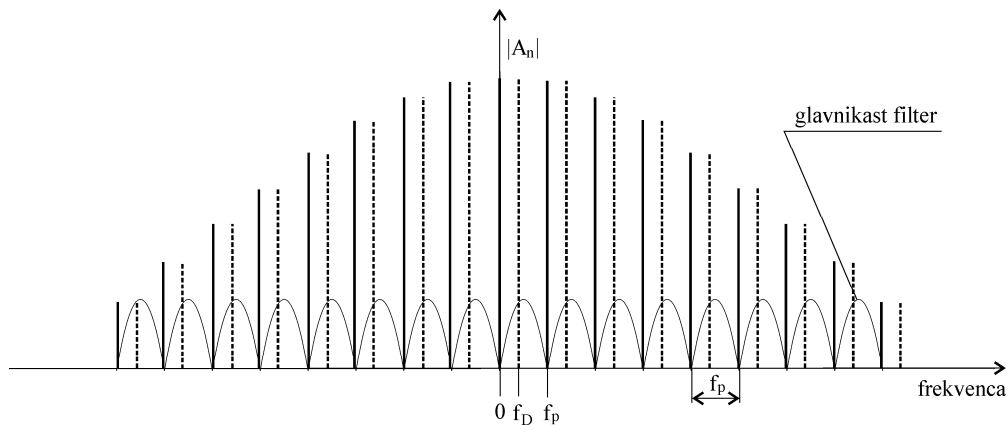
Najpreprostejši pulzni radar, ki pri delovanju izkorišča Dopplerjev pojav, je radar z dušenjem mirujočih ciljev. V knjigah o radarjih nastopa s kratico MTI (*Moving Target Indicator*) radar. Zasnova tega radarja sega v čase, ko še ni bilo digitalnega procesiranja signalov, procesiranje je bilo izvedeno z analognimi filtri. Vendar je to procesiranje primerno za razumevanje principa delovanja, zato si ga bomo v nadaljnjem tekstu poglobljeje ogledali.

Predvsem zasnova konvencionalnega radarja s slike 9.4 zaradi povedanega v Uvodu za Dopplerjev radar ne bo primerna. Generator signala z nosilno frekvenco in lokalni oscilator ne moreta več delovati vsak po svoje in signali morajo imeti zelo stabilno frekvenco. Običajna zasnova radarja s procesiranjem Dopplerjevega signala je na sliki 9.3.



Sl. 9.6 Blokovna shema radarja s procesiranjem Dopplerjevega signala

Osnovna ideja tega radarja je, iz signala izločiti signale mirujočih ciljev. Dopplerjeva frekvenca mirujočih ciljev je enaka nič, torej na prvi pogled za izločitev zadošča visoko sito. Vendar res le na prvi pogled. Ne smemo namreč pozabiti, da je signal moduliran z vlakom impulzov in zato po prestavitvi v osnovni frekvenčni pas vsebuje tudi višje harmonske frekvence, ki so mnogokratniki ponavljalne frekvence, glej tudi slika (Sl. 9.7 Spekter signala Dopplerjevega pulznega radarja)



Sl. 9.7 Spekter signala Dopplerjevega pulznega radarja

Spekter (po demodulaciji) mirujočega cilja je na sliki narisan z neprekinjeno krepko črto, spekter za Dopplerjevo frekvenco  $f_D$  premaknjena gibajočega cilja pa s črtkano krepko črto. Za optimalen sprejem moramo prenašati frekvenčno področje, ki je bistveno širše od ponavljalne frekvence. Dopplerjeve frekvence pa so za realne radarje in tarče velikostnega razreda ponavljalnih frekvenc in bistveno nižje od pasovne širine  $B$ . Spet si oglejmo realne razmere na zgledu.

### **Zgled 35 Mejna frekvenca sita**

*Za radar iz prejšnjega zgleda (Zgled 34) določi mejno frekvenco visokega sita, ki bo a) prepuščalo signal gibajočih ciljev s hitrostmi od 72 km/h naprej in b) zapiralo signal mirujočih ciljev!*

$$f_{ma} < 400 \text{ Hz}$$

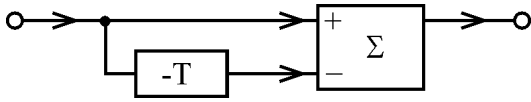
$$f_{mb} > B \sim 1 \text{ MHz}$$

Očitno sta zahtevi v hudem nasprotju, z visokim sitom si torej ne bomo dosti pomagali, če bo prepuščalo gibajoče cilje, bo tudi mirujoče, če bo zapiralo mirujoče, bo zapiralo tudi gibajoče. Zadeva je zaradi vzorčenega signala v osnovi čisto drugačna kot pri nemonuliranem Dopplerjevem radarju, kjer smo lahko vse opravili z enostavnim prepustnim sitom. Pri pulznem Dopplerjevem radarju bo očitno treba uporabiti bolj sofisticirano sito!

Razmišljajmo sedaj raje malo drugače, tako kot so razmišljali inženirji pri snovanju tega radarja. Kaj se zgodi, če zakasimo signal iz mešalnika za ponavljalni čas  $T_p$  in ga odštejemo od trenutnega signala? V bistvu s tem med seboj odštejemo napetost dveh sosednjih pulzov. Če se bo tarča v tem času premaknila, bosta pulza še vedno prekrita (v eni milisekundi se še tako hitro letalo ne premakne veliko!), ne bosta pa več sofazna (v tej milisekundi se premakne dovolj, da se to pozna na fazi odbitega signala, to je ravno Dopplerjev pojav!), razlika ne bo enaka nič in radar bo 'opazil'

premikajoči cilj. Če pa se, nasprotno, tarča med zaporednima pulzoma ne premakne, bosta zaporedna signala v fazi, njuna razlika bo enaka nič in mirujoči cilj je izločen!

Poglejmo si sedaj, ko vemo s kakšnim vezjem lahko ustvarimo željeno filtrsko karakteristiko, prevajalno funkcijo takega vezja. Vezje je na sliki 9.8.



Sl. 9.8 Filter radarja z dušenjem mirujočih ciljev

Prevajalna funkcija zakasnilnega vezja je

$$F_T = e^{-j\omega T}$$

prevajalna funkcija našega filtra je torej

$$F = 1 - e^{-j\omega T} = e^{-j\frac{\omega T}{2}} \left( e^{j\frac{\omega T}{2}} - e^{-j\frac{\omega T}{2}} \right) = 2j e^{-j\frac{\omega T}{2}} \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)$$

$$|F| = 2 \left| \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right) \right|$$

Očitno smo dobili 'glavnikast' filter. Če je  $T = T_p$ , zapira frekvence

$$f = kf_p.$$

To pa je ravno to, kar potrebujemo, za mirujoče cilje namreč signal vsebuje ravno te frekvence. Ko se tarča premika, se spekter odbitega signala frekvenčno premakne in filter prepušča signal. Pomanjkljivost tega filtra je, da ima v okolici zapornih frekvenc neugodno prevajalno karakteristiko. Za lastnosti radarja bi bilo dobrodošlo, če bi dušil tudi signale, ki imajo frekvenco malo različno od nič, ki bi imel skratka v okolici ničle položen potek. Mirujoči cilji pravzaprav niso čisto pri miru, morje valovi, listje na drevesih se ziblje in tudi frekvenca oscilatorja ni absolutno stabilna. Takšen potek lahko dobimo tako, da vežemo dva filtra v verigo, tako dobimo prevajalno funkcijo tipa  $\sin^2$ . No, pustimo tovrstne podrobnosti, saj je znano, da se danes nizkofrekvenčne vzorčene signala filtrira z digitalnimi filtri, ki pa ne spadajo v okvir mikrovalov. Mi smo si le ogledali zasnovo radarja z dušenjem mirujočih ciljev z analognim procesiranjem Dopplerjevega signala.

Bolj važno pri tem radarju je pri filtriranju nekaj drugega. Poglejmo, kaj se dogaja, če hitrost tarče večamo od hitrosti nič naprej. Ko bo cilj miroval, ga bo filter, kakršenkoli že bo, biti mora le glavnikast, izločil, kar je tudi naš namen. Ko se hitrost cilja večja, bo filter prepuščal Dopplerjev signal in radar bo opazil premikajoč cilj, kar je prav tako naš namen. Kaj pa se zgodi, ko postane



hitrost cilja takšna, da je frekvenca Dopplerjevega signala enaka ponavljalni frekvenci radarja? Takrat se spekter pokrije s spektrom mirujočega cilja in radar cilja ne vidi! To pa ni bil naš namen, vendar se pojavu nikakor ne moremo izogniti, je neločljivo povezan s pulznim Dopplerjevim radarjem. Dopplerjevi frekvenci, pri kateri radar ne vidi cilja, rečemo slepa frekvenca, hitrosti cilja pa slepa hitrost. Ni težko ugotoviti, da se slepe hitrosti periodično ponavljajo in da velja

$$v_s = kc \frac{f_p}{2f_n} \quad (9.8)$$

Očitno so slepe hitrosti posledica pulznega delovanja radarje, pri nemeduliranem Dopplerjevem radarju jih nismo srečali. Še eno posledico za ovrednotenje Dopplerjevega signala potegne za sabo pulzno delovanje. Če bi želeli iz Dopplerjevega signala določiti Dopplerjevo frekvenco in iz nje hitrost cilja, bi bila najvišja enoveljavno določena frekvenca enaka polovici ponavljalne frekvence. Tega ni težko razumeti, če v razmišljanje, ki nas je pripeljalo do ugotovitve o slepih hitrostih, smiselno vključimo tudi razmislek o ugotavljanju frekvence. Je pa ta ugotovitev tudi čisto preprosta posledica Nyquistovega teorema o vzorčenju, kot smo že omenili, je naš signal v bistvu vzorčen s frekvenco  $f_p$ .

Omenimo še, da radar z dušenjem mirujočih ciljev tudi tangencialno letečih ciljev ne vidi.

Radar z dušenjem mirujočih ciljev, ki smo ga opisali v tem poglavju, v literaturi še ne štejejo k čisto pravim pulznim Dopplerjevim radarjem, ker je pri njem procesiranje v Dopplerjevem prostoru preveč primitivno. Nekaj 'pravih' pulznih Dopplerjevih radarjev bomo opisali v naslednjem poglavju.

### 9.2.8.3. Pulzni Dopplerjevi radarji

Od pravega pulzno moduliranega Dopplerjevega radarja pričakujemo, da bo določal tudi hitrost ciljev, ne le izločal mirujoče cilje. Pri tem pa naletimo na težave. Izkaže se namreč, da ima radar z velikim enoveljavnim dosegom (ki narekuje majhno ponavljalno frekvenco pulzov, poglavje 9.2.7.5) majhno enoveljavno hitrost. Spet si oglejmo številke na zgledu.

#### **Zgled 36 Slepe in enoveljavne hitrosti radarja**

*Za radar z nosilno frekvenco 3 GHz in enoveljavnim dosegom 150 km določi slepe hitrosti in enoveljavno hitrost.*

$$T_p = \frac{2R_e}{c} = 1ms \quad f_p = 1kHz$$

$$v_s = kc \frac{f_p}{2f_n} = k50m/s = k180km/h$$

$$v_e = 90 \text{ km/h}$$

Za sodobna letala je enoveljavna hitrost očitno premajhna. Kaj storiti? Inženirske rešitve iščemo v okviru treh tipov pulzних Dopplerjevih radarjev, in sicer jih delimo po ponavljalni frekvenci pulzov. Ti trije tipi so (kako praktično in tipično ameriško!) naslednji: radar z nizko ponavljalno frekvenco (*Low Pulse Repetition Frequency Radar*, LPRF radar), radar s srednjo ponavljalno frekvenco (*Medium Pulse Repetition Frequency Radar*, MPRF radar) in radar z visoko ponavljalno frekvenco (*High Pulse Repetition Frequency Radar*, HPRF radar). Kaj je nizko, kaj srednje in kaj visoko, bomo opredelili v naslednjih odstavkih.

Radarji LPRF so v bistvu radarji MTI. Pri njih je enoveljavna hitrost cilja tako majhna, da bi bilo določanje hitrosti cilja povezano s takimi težavami, da se temu odrečemo in hitrosti ciljev pri takih radarjih ne merimo. Zato pa imajo velik enoveljaven domet, tako da brez težav zanesljivo določajo položaj tudi zelo oddaljenih ciljev.

Radarji HPRF so na drugi strani Dopplerjevega sveta. Imajo tako visoko ponavljalno frekvenco pulzov in s tem enoveljavno hitrost ciljev, da brez težav določajo hitrosti tudi zelo hitrih ciljev. Položaja ciljev pa ne merijo, saj je njihov enoveljavni domet zelo majhen.

No, potem imamo pa še radarje, ki so nekje vmes med obema prej naštetima. To so radarji MPRF, ki merijo položaj in hitrost ciljev, oboje pa še do veliko večjih vrednosti, kakor kaže njihova ponavljalna frekvenca. Kako? Tako, da ponavljalno frekvenco spreminjajo. Na tak način Dopplerjev signal vzorčijo v neenakomernih presledkih. Iz teorije obdelave signalov je znano, da je v primeru neenakomernega vzorčenja najvišja prenašana frekvenca signala bistveno višja, kakor bi sledilo iz Nyquistovega kriterija za povprečno hitrost vzorčenja. Kaj pa enoveljavni domet? Lahko si predstavljamo, da je vlak neekvidistantnih pulzov položajno kodiran niz in je enoveljaven doseg definiran s periodo ponavljanja kode in ne pulzov. Seveda je zaradi neekvidistantnega niza pulzov procesiranje signalov bistveno bolj zapleteno kot pri ekvidistantnem nizu, vendar pa pri sedanjem stanju tehnike procesiranja signalov vsekakor mogoče. Če le ne zaide v skrajnosti, ko sta enoveljaven doseg ali hitrost za nekaj velikostnih razredov premajhna, kakor je to pri radarjih LPRF in HPRF.

‘Kralj’ današnjih radarjev je zato radar MPRF, pogosto mu rečejo enostavno kar pulzni Dopplerjev radar. Njegova zasnova je enaka kot zasnova radarja z dušenjem mirujočih ciljev na sliki 9.3, le v škatli z naslovom ‘Procesiranje’ se skriva veliko bolj zapleteno dogajanje, kakor smo ga opisali v poglavju o radarju MTI.

## 9.2.9. Obdelava radarskih signalov

### 9.2.9.1. Verjetnost lažnega alarma

Preden pošljemo signal v nadaljnjo obdelavo, se je treba odločiti, ali gre za cilj ali ne. Recimo, da to storimo s pragovnim detektorjem, ki odloči: če je signal večji od praga, gre naprej, če je manjši, pa ne. Kako visoko gre postaviti prag? Če bo prag postavljen previsoko, bo radar po nepotrebnem spregledal tudi mnogo šibkih ciljev, če prenizko, bo pogosto v šumu prepoznal cilj, ki ga ni, sprožil bo lažni alarm. Očitno je prag odvisen od moči šuma, če bo šumna moč velika, bo moral biti prag višje kot pri majhnem šumu. Poglejmo si zadeve nekoliko bolj podrobno.

Predpostavimo, da imamo Gaussov kanal, da je torej v kanalu beli šum. Gostota porazdelitve ali gostota verjetnosti za šumni signal  $u_s$  na izhodu iz mešalnika bo Gaussova (po tem ima kanal svoje ime) z ničelno srednjo vrednostjo:

$$p_{Gauss}(u_s) = \frac{1}{u_{sef} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u_s^2}{2u_{sef}^2}}$$

Po amplitudni demodulaciji (recimo detektorju ovojnice) bo gostota porazdelitve prešla v Rayleighovo gostoto porazdelitve z maksimumom pri  $u_{sef}$ :

$$p_{Ray}(u_s) = \frac{u_s}{u_{sef}^2} e^{-\frac{u_s^2}{2u_{sef}^2}}$$

Rayleighova gostota porazdelitve napetosti po demodulaciji je na sliki 9.5.

Verjetnost lažnega alarma bo integral Rayleighove gostote verjetnosti v mejah od pragovne napetosti do neskončnosti. Takšna je namreč verjetnost, da bo signal na vhodu v pragovni detektor večji od praga, čeprav je na vhodu le šum, signala pa ne. To je

$$p_{la} = \int_{u_p}^{\infty} p_{Ray}(u_s) du_s$$

Integral je elementarno rešljiv, rezultat je

$$p_{la} = e^{-\frac{u_p^2}{2u_{sef}^2}}$$

Naloga bo navadno obrnjena, iz želene verjetnosti lažnega alarma bomo določili primerno višino praga. Obrnimo torej prejšnjo enačbo, pa dobimo

$$\frac{u_p(p_{la})}{u_{\text{seff}}} = \sqrt{2 \ln \left( \frac{1}{p_{la}} \right)} \quad (9.9)$$

Da dobimo predstavo, kakšne številke so v igri, si oglejmo naslednjo tabelo, v kateri podajamo odvisnost pragovne napetosti od verjetnosti lažnega alarma za nekaj značilnih vrednosti verjetnosti lažnega alarma:

$p_{la}$	$u_p/u_{\text{seff}}(p_{la})$	$u_p/u_{\text{seff}}(p_{la})$ [dB]
$10^{-1}$	2,15	6,6
$10^{-2}$	3,03	9,6
$10^{-3}$	3,72	11,4
$10^{-8}$	6,07	15,7
$10^{-10}$	6,79	16,6
$10^{-12}$	7,43	17,4

Opozorimo na nekaj dejstev. Očitno se lažnim alarmom ne moremo izogniti, saj ima Rayleighova porazdelitev rep, ki teoretično sega v neskončnost. To pomeni, da verjetnost, da bo napetost šuma preseгла še tako veliko vrednost, ni enaka nič. Vendar po drugi strani funkcija 9.3 raste zelo počasi, saj gre za koren iz logaritma. Spodobne vrednosti za verjetnosti lažnega alarma dobimo že, ko je pragovna napetost nekajkrat večja od povprečne šumne napetosti (recimo od 15 dB naprej)

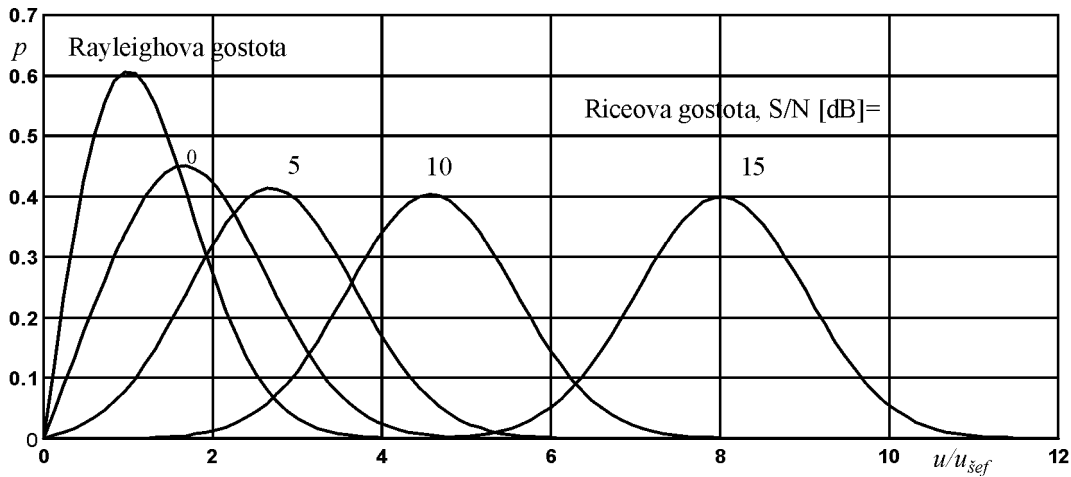
### 9.2.9.2. Verjetnost odkritja cilja

To, da radar ne sproža lažnih alarmov, je sicer hvalevredna lastnost, vendar je ne moremo opazovati izolirano od drugih lastnosti. Res je sicer, da je bolje, da je lažnih alarmov čim manj, torej naj bo prag detektorja čim višje, toda še najmanj jih bo, če radar kar ugasnemo! Šalo na stran, toda opozoriti je treba, da je radar namenjen odkrivanju ciljev in ne 'neodkrivanju neciljev'! Poglejmo si v tem poglavju še verjetnost odkritja cilja.

Če je belemu šumu moči  $N$  dodan pulzno moduliran signal z vršno močjo  $P$ , gostota porazdelitve napetosti  $u(t)$  na izhodu iz mešalnika preide iz Rayleighove v Rice-ovo gostoto verjetnosti.

$$P_{\text{Rice}} \left( u, \frac{S}{N} \right) = \frac{u}{u_{\text{seff}}^2} e^{-\left( \frac{u^2}{2u_{\text{seff}}^2} + \frac{S}{N} \right)} I_0 \left( \frac{u}{u_{\text{seff}}} \sqrt{2 \frac{S}{N}} \right)$$

$I_0$  je modificirana Besselova funkcija prve vrste ničtega reda. Gostote porazdelitve signala na izhodu iz demodulatorja ob prisotnosti signala in šuma za nekaj značilnih vrednosti razmerja  $S/N$  so podane na sliki 9.5. Ko je to razmerje enako 0, preide Riceova gostota porazdelitve v Rayleighovo gostoto porazdelitve.

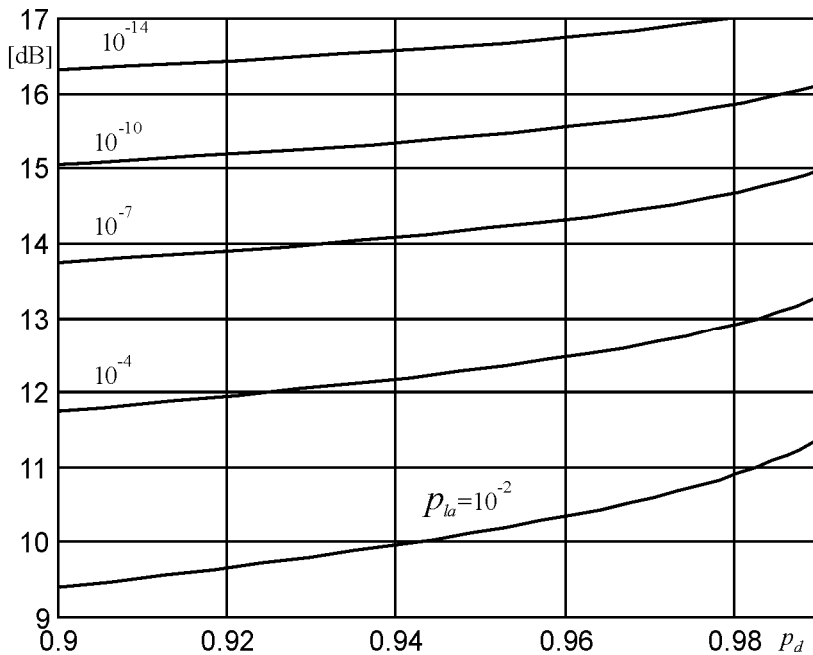


Sl. 9.9 Riceova gostota porazdelitve

Verjetnost odkritja cilja bo integral Riceove gostote verjetnosti v mejah od pragovne napetosti do neskončnosti. Takšna je namreč verjetnost, da bo signal na vhodu v pragovni detektor večji od praga ob prisotnosti signala in šuma na vhodu v sprejemnik. Torej

$$p_d = \int_{u_p}^{\infty} p_{Rice} \left( u, \frac{S}{N} \right) du = p_d \left( u_p(p_{la}), \frac{S}{N} \right)$$

Ta integral pa ni elementarno rešljiv v zaključeni obliki. Integrirati ga moramo torej numerično, rezultati pa so v priložnikih podani v obliki diagramov. Ker je pragovna napetost  $u_p$  funkcija verjetnosti lažnega alarma  $p_{la}$  (enačba 9.4) in nas običajno zanima potrebno razmerje  $S/N$  za doseganje primerne verjetnosti odkritja cilja in lažnega alarma, so diagrami navadno podani kot funkcija  $S/N$  za parametre  $p_d$  in  $p_{la}$ . Tak diagram je na sliki 9.6.



Sl. 9.10 Razmerje  $S/N$  kot funkcija  $p_d$  in  $p_{la}$

### Zgled 37 Potrebno razmerje med signalom in šumom

Določi potrebno napetost praga in razmerje med signalom in šumom za verjetnost lažnega alarma  $p_{la}=10^{-10}$  in verjetnost odkritja cilja  $p_d=0,96$ .

$$\frac{u_p}{u_{sef}} = \sqrt{2 \ln \left( \frac{1}{p_{la}} \right)} = 6,79 = 16,6 \text{ dB}$$

Razmerje med signalom in šumom za oba parametra odčitamo na sliki 9.10,  $S/N=15,5$  dB.

Zakaj pri stvari v bistvu gre, pa je lepše kot iz diagrama 9.10 razvidno iz slike 9.9. Za majhno verjetnost lažnega alarma moramo napetost praga postaviti čimbolj na rep Rayleighove porazdelitve, torej proti čimvečjim vrednostim. Da bo hkrati pri tej napetosti praga tudi verjetnost odkritja cilja čim večja, moramo zato Riceovo porazdelitev pomakniti čimbolj v desno, čez ta prag, to pa storimo z večanjem moči signala.

## 9.2.10. Kako zmanjšati moč radarja?

### 9.2.10.1. Uvod

Strnimo do sedaj povedano o radarjih v nekaj bistvo zadevajajočih stavkov. Če želimo v radarskem sprejemniku razločiti signal enega pulza od šuma, potrebujemo določeno razmerje  $S/N$ , ki ga dobimo z dovolj veliko močjo signala. Če naj ima radar dovolj velik močnostni domet, prav tako potrebujemo dovolj veliko moč. In če naj ima radar tudi primerno ločljivost, spet potrebujemo

primerno moč. In če naj obidemo še fluktuacijo odmevne površine realnih ciljev, moramo spet povečati moč za fluktuacijske izgube. Vse kaže, da se je narava zarotila zoper uporabo radarja, saj splet povedanega, ko ga pretvorimo v številke, vedno pripelje do tega, da bi morala biti moč v impulzu nerazumno ali celo neizvedljivo velika, če procesiramo vsak pulz posebej. Kaj storiti? Izkaže se, da imamo možnosti več, nekaj si jih bomo ogledali v naslednjih poglavjih.

### 9.2.10.2. Integracija pulzov

Naj radar obdela več zaporednih pulzov in ne vsakega posebej. Ideja je s stališča prenašanja informacij razumljiva, informacija se od pulza do pulza kopiči, saj je v sosednjih pulzih korelirana, šum pa ne. Zgled iz zgodovine radarjev je razumljiv in pojasnjuje idejo: Naj bo napetostni prag primitivnega radarja, pri katerem je signal iz pragovnega detektorja priključen naravnost na zaslon, nastavljen tako nizko, da bo verjetnost lažnega alarma razmeroma visoka, verjetnost odkritja cilja bo zato velika že pri majhni moči signala in močnostni domet bo zato večji, kot bi bil, če bi pri nastavitvi praga vztrajali, naj gre verjetnost lažnega alarma proti nič. Tak radar bi bil seveda neuporaben, če bi operater interpretiral vsako piko na zaslonu kot cilj, saj je med njimi očitno mnogo lažnih. Toda že če bi pri vsakem vrtljaju le en pulz osvetlil cilj in bi bila vztrajnost zaslona primerljiva s časom enega vrtljaja antene, bi bila zadeva čisto uporabna: zaslon bi bil poln pik, ki bi plesale po njem (saj je šum naključen), nekatere pike pa bi se osvežile pri vsakem obratu na (skoraj) istem mestu, to bi očitno veljalo za resnične cilje. V tem primeru zaslon s svojo vztrajnostjo deluje kot integrator pulzov.

Zadevo lahko naredimo še malo bolj sofisticirano. Poskrbimo, da bo število zadetkov v eni osvetlitvi vsaj  $N$ , zakasnimo pulze na izhodu iz demodulatorja za enega, dva, tri, ...,  $N$  taktov in vse skupaj seštejemo v seštevalniku, izhod iz seštevalnika pa priključimo na vhod pragovnega detektorja. En lažni pulz več ali pravi premalo ne bosta imela velikega vpliva, zadeva bo delovala pri manjši moči kot bi bila potrebna, če bi detektirali vsak pulz posebej. Takemu seštevanju rečemo **nekoherentna integracija pulzov**. Nekoherentna zato, ker seštevamo pulze na izhodu iz demodulatorja, ko se je informacija o fazi signala že izgubila.

Lahko pa pulze seštevamo tudi **koherentno**, takrat sukcesivno zakasnimo in seštevamo medfrekvenčne signale. Vendar je tukaj postopek bistveno bolj kompleksen kot prej. Zakaj gre? Prvič predpostavlja postopek zelo stabilen oscilator nosilne frekvence in lokalnega oscilatorja. Od začetka seštevanja prvega in drugega pulza mora namreč preteči natančno celo število period, sicer s sofaznim seštevanjem ne bo nič. Takšne zahteve po stabilnosti pa poznamo že iz pulznega Dopplerjevega radarja. Pa še nekaj smo se naučili v poglavju o pulznem Dopplerjevem radarju, namreč to, da se faza odbitega signala od pulza do pulza za premikajoče cilje spreminja. To pa pomeni, da bi tako integriranje pulzov delovalo le za mirujoče cilje, kar seveda ni uporabno. Če

želimo, da bo zadeva delovala, moramo vsakemu zakasnjnemu pulzu fazo spremeniti ravno prav, da kompenziramo Dopplerjev premik faze. Vendar pa bo zadeva zdaj delovala le pri natančno določeni Dopplerjevi hitrosti! Kaj storiti? Odgovor je preprost, vendar izredno kompleksen: vgraditi je treba množico skupin faznih sukalnikov, vsako skupino za svojo Dopplerjevo hitrost, vse skupine pa morajo paralelno procesirati signal. Signal se bo pojavil na izhodu ustrezne skupine, tako bomo hkrati vedeli tudi, s kakšno hitrostjo se giblje cilj! Očitno smo dobili uspešen Dopplerjev pulzni radar, za katerega vemo že od prej, da mora v principu obdelati več zaporednih pulzov! Fazni sukalniki so očitno nekakšni filtri, skupinam rečemo banke filtrov. Vse skupaj je običajno kombinirano še s celo množico paralelnih vej za procesiranje signala, na katera stikalo sekvenčno priklaplja signal po naslednjem ključu: na prvo vejo v času od 0 do  $\tau_p$ , na drugo v času od  $\tau_p$  do  $2\tau_p$  in tako naprej. Veje torej ustrezajo časovnim oknom prispetja odbitega signala in s tem oddaljenosti cilja. Signal se bo pojavil na koncu ustrezne veje, tako bomo vedeli, kako oddaljen je cilj. Dopplerjevi pulzni radarji, ki smo jim rekli radarji MPRF so torej hudo kompleksne naprave za digitalno procesiranje signalov! Poglejmo si le še, kakšen dobitok glede razmerja  $S/N$  lahko pričakujemo pri koherentnem integriranju  $N$  pulzov. Premislek je enostaven in rezultat na dlani: signal se sešteva koherentno, torej je amplituda signala proporcionalna z  $N$  in moč z  $N^2$ . Šum med pulzi ni koreliran, torej se sešteva moč šuma posameznih pulzov, skupna šumna moč je torej proporcionalna z  $N$ . Razmerje  $S/N$  se torej izboljša za faktor  $N$ .

Pri nekoherentnem integriranju določanje dobitka ni tako premočrtno, navedimo le, da je proporcionalno z  $N^\alpha$ , pri čemer je  $\alpha$  večja od nič in manjša od ena.

### 9.2.10.3. Kompresija pulzov

Pri tej metodi razmišljamo podobno kot v prejšnjem poglavju, vendar v okviru trajanja enega pulza. En pulz torej na nekakšen način notranje označimo, ga takorekoč 'razdrobimo' na delne pulze. Možnih je mnogo načinov, današnji inženirji telekomunikacij najlažje razumejo postopek, če rečemo, da pulz notranje kodno moduliramo. Pri sprejemu bo za ločljivost radarja merodajna ločljivost kode in ne dolžina trajanja pulza: na sprejemu le primerjamo oddani pulz s sprejetim, ko se kodi 'pokrijeta', lahko določimo časovno oddaljenost sprejetega od oddanega pulza. Pri tem tudi, kot je znano iz prenosa signalov z razpršenim spektrom, na račun povečane pasovne širine signala delamo pri manjših razmerjih  $S/N$ , torej pri manjši moči. Ime kompresija pulzov izvira iz pionirskih časov radarjev, ko so signal v pulzu modulirali frekvenčno (*chirp*), na sprejemu pa je signal šel preko disperzivne zakasnilne linije, ki je čelo zakasnila bolj kot rep pulza in tako 'komprimirala' pulz in ga na tak način zožila in mu hkrati povečala amplitudo (cunami deluje na natančno enak način!). Analiza pokaže, da lahko mehanizem razlagamo kot nekakšno koherentno integracijo znotraj pulza. Glede potrebne moči radarja je merodajna prava širina pulza, glede ločljivosti pa



komprimirana. Slaba stran so stranski snopi v 'komprimiranem prostoru' odziva filtra, zato se ne delajo več. V splošnem lahko rečemo, da se v domeni procesiranja radarskih signalov uporablja le še digitalno procesiranje, ker je vsestransko boljše od analognega.

#### 9.2.10.4. Frekvenčna dejavnost in raznolikost

V poglavju o fluktuacijskih izgubah smo videli, da fluktuacija odmevne površine zahteva povečanje moči radarja. Poglejmo, kako se fluktuacijskim izgubam izogniti.

Mehanizem nastanka lukenj v odmevni površini je v bistvu enak kot pri nastajanju lukenj pri presihu, zato so tudi postopki obvladovanja podobni. Če je namreč na določeni frekvenci v odmevni površini cilja luknja, je zelo verjetno, da na primerno oddaljeni frekvenci luknje ne bo. Vsem postopkom za zmanjšanje fluktuacijskih izgub je zato skupno to, da radar med delovanjem spreminja nosilno frekvenco. Postopki se med seboj razlikujejo le po tem, na kakšen način radar med delovanjem spreminja frekvenco. V poglavju o pulznih Dopplerjevih radarjih smo videli, da njihovo delovanje sloni na predpostavki, da se odmevna površina od pulza do pulza se ne sme spreminjati. Zato se tudi nosilna frekvenca radarja ne sme spreminjati od pulza do pulza.

Pri nekaterih radarjih se zato nosilna frekvenca preklaplja za niz pulzov, torej oddajajo niz pulzov z eno in naslednji niz z drugo frekvenco. Karakteristike radarja so izbrane tako, da je v enem osvetlitvenem času vsak cilj osvetljen z obema nizoma in torej zagotovo zaznan. Takim radarjem rečemo frekvenčno dejavni (*frequency agility*) radarji.

Nekateri radarji pa imajo v bistvu dva oddajno sprejemna sistema, vsakega na svoji frekvenci. Ti radarji oddajajo pulze prepletene, en pulz z eno in drugega z drugo frekvenco, sprejemnika pa obdelujeta vsak svoj niz. Takim radarjem rečemo frekvenčno raznoliki (*frequency diversity*) radarji.

#### 9.2.11. Sklep

V dosedanjih poglavjih o radarjih smo spoznali zasnove za nekatere vrste radarskih sistemov. Spoznali smo, da je tudi najpreprostejši radar kompleksna naprava, ki že v izhodišču delovanja sloni na mnogih med seboj nasprotujočih si naravnih danostih in sistemskih zahtevah. Vsak radar je torej po naravi stvari kompromis. Ker univerzalnih kompromisov ni, tudi univerzalnega radarja ni, vsak sistem je izdelan po meri. Zato poznamo poleg vsem znanih radarjev za nadzor zračnega prostora še cel kup drugih in drugačnih radarjev. Naštejmo jih nekaj. To so meteorološki radarji, prekohorizontni radarji, cestnoprometni radarji, antikolizijski radarji, radarji za merjenje hitrosti, radarji za kartografiranje, radarji za slikovno navigacijo, sledilni radarji in še in še.

Že v okviru pulznih Dopplerjevih radarjev, ki služijo v glavnem za nadzor zračnega prostora in katerim smo se v glavnem posvetili, je toliko med seboj izključujočih dejavnikov, da jih ni mogoče

obvladati v okviru enega načina delovanja. Zato tudi pulzni Dopplerjev radar med delovanjem neprestano preklaplja med različnimi načini.

## 9.3. Navigacijski sistemi in naprave

### 9.3.1. Uvod

Navigacija je znanost, kako pripeljati popotnika ali morjeplovca od enega do drugega položaja. Važnejši in težavnejši del postopka je določanje položaja, zato se zadnje čase pojem navigacija nanaša bolj na določanje položaja, znanosti o tem, kako iz določenega položaja priti na drug položaj, pa rečemo vodenje. Postopkov določanja položaja je mnogo, običajni ljudje so pri tem donedavna večinoma uporabljali kažipote, markacije in krajevne napise, zadnje čase pa tudi naprave GPS. Veliko postopkov določanja položaja deluje brez uporabe elektrike, je pa tudi mnogo sistemov, ki so zgled kompleksne visokofrekvenčne tehnike. Vsi smo že slišali za že omenjeni satelitski navigacijski sistem GPS, pa Galileo, morda tudi za sistem določanja smeri VOR in DVOR in sistem določanja oddaljenosti DME. Vsi omenjeni sistemi so v bistvu sistemi visokofrekvenčnih elektromagnetnih svetilnikov. Sprejemna naprava lahko s procesiranjem signalov iz teh svetilnikov in ob poznavanja njihovega položaja bolj ali manj natančno določi svoj položaj. Sprejemno napravo lahko ima v roki popotnik, lahko pa je vgrajena v avto, v letalo ali na ladjo.

Pri navigaciji poznamo navigacijo 'na dolge proge' ali linijsko navigacijo, ki denimo pomaga kapitanu voditi letalo od Brnika do Aten. Pri tej navigaciji nekaj sto metrov sem ali tja ni prav zelo pomembnih. Pri navigaciji 'na kratke proge' ali pristajalnih sistemih, kjer sistem pomaga kapitanu pristati v Londonu v razmerah zmanjšane vidljivosti, je pa čisto druga pesem, pri pristanku je pač treba zadeti pristajalno stezo na nekaj metrov natančno. Sistemi linijske navigacije so zato v osnovi različni od pristajalnih sistemov.

Pristajalni sistem mora letalu med pristajanjem zagotavljati informacijo o treh ključnih parametrih: v kateri smeri se bliža stezi (pristajalni kurz, azimut), pod katerim drsnim kotom pristaja (pristajalni kot, elevacija) in koliko je oddaljen od pristajalne steze. Sistemi instrumentalnega pristajanja vodijo letalo v pogojih zmanjšane vidljivosti tako dolgo, da pilot zagleda pristajalno stezo in izvede pristonek. Kadar to omogoča oprema na letališču in na pristajajočem letalu, lahko tak sistem vodi letalo do samega stika s pristajalno stezo.

Večina letališč in letal je opremljena za napravami sistema ILS (*instrumental landing system*), tudi brniško. Sistem je razmeroma zapleten in tehnično ne zelo zanimiv, pa tudi že kar zastarel. Vendar deluje in zamenjava bi bila neznansko draga.

Mi si bomo za zgled raje ogledali zasnovo drugega sistema, ki je pravo nasprotje prej omenjenega: je 'mrtvorojeno dete' in nima prav nikakršnih možnosti za uspeh. Vendar je tehnično zanimiv in (vsaj za opis) zelo preprost. To je pristajalni sistem MLS.

### 9.3.2. Mikrovalovni pristajalni sistem MLS

Mikrovalovni pristajalni sistem MLS (*microwave landing system*) deluje na frekvenci 5 GHz. Sam sistem zagotavlja določanje kurza in elevacije, oddaljenost pa meri sistem DME/P (*precision distance measurement equipment*). Sistem deluje v časovnem multipleksu. Oddajnik na letališču oddaja informacijo v posameznih blokih, modulacija je DPSK, hitrost je 15625 bitov na sekundo. V posameznih blokih so različne splošne informacije o samem konkretnem sistemu MLS, o letališču in pa informacija o tem, katera funkcija sistema MLS sledi v okviru bloka. Te informacije oddaja neusmerjena antena. Nato sledi definirano dolg odmor v oddajanju moduliranega signala. V tem odmoru sistem oddaja nemoduliran signal iz antene z elektronsko krmiljenim snopom. Glede na funkcijo bloka je oddajna antena na natančno določenem mestu. Če je funkcija definiranje kurza pristajanja, je oddajna antena v osi pristajalne steze na koncu steze. Glavni snop ima v horizontalni ravnini širino  $2^\circ$  in v vertikalni ravnini širino nekaj  $10^\circ$ . Snop linearno s hitrostjo  $20^\circ/\text{ms}$  preleti horizontalno ravnino v kotu od  $-40^\circ$  do  $+40^\circ$  in nazaj. Sprejemnik v letalu bo torej sprejel dva pulza nemoduliranega signala, iz časovne razlike med njima bo lahko izračunal natančen kurz pristajanja. Če je funkcija definiranje drsni kot (elevacija) pristajanja, je oddajna antena levo od osi pristajalne steze v bližini začetka steze. Glavni snop ima sedaj po višini širino  $2^\circ$  in v horizontalni smeri širino nekaj deset stopinj. Snop linearno s hitrostjo  $20^\circ/\text{ms}$  preleti vertikalno ravnino v kotu od  $0^\circ$  do  $+20^\circ$  in nazaj. Sprejemnik v letalu bo spet sprejel dva pulza nemoduliranega signala, iz časovne razlike med njima bo lahko izračunal natančno elevacijo pristajanja. Sistem ima še nekaj dodatnih funkcij, ki so zanimive s stališča pristajanja, z mikrovalovnega pa ne, ker delujejo na enak način kot že opisane funkcije.

## 9.4. Literatura

- [1.] Skolnik, M. I., *Introduction to Radar Systems*, McGraw-Hill, 2001
- [2.] Ludloff, A., *Praxiswissen Radar und Radasignalverarbeitung*, Vieweg, 1998
- [3.] W. Mansfeld, *Funkortungs- und Funknavigationsanlagen*, Huethig, Heidelberg, 1994
- [4.] M. Kayton, W. R. Fried, *Avionics Navigation Systems*, John Wiley&Sons, 1997

## Priporočljivo branje

- [1.] Mlakar J., *Elektromagnetna valovanja*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1995
- [2.] Mlakar J., *Linearna vezja in signali*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1997
- [3.] Budin J., *Mikrovalovna pasivna vezja*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1973
- [4.] Trontelj L., *Mikrovalovi*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1997
- [5.] Trontelj J., *Meritve v elektroniki*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1988
- [6.] Budin, J., *Razširjanje radijskih valov*, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, 1975
- [7.] D. Kostevc, *Radarji in navigacijski sistemi*, Založba FERi, Ljubljana 2006
- [8.] Collin, R. E., *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill, 1992
- [9.] Das, A., Das S. K., *Microwave Engineering*, McGraw-Hill, 2008
- [10.] Hoffmann M. H. W., *Hochfrequenztechnik*, Springer 1997
- [11.] Thumm M., Wiesbeck W., Kern S. : *Hochfrequenzmesstechnik*, B. G. Teubner Stuttgart 1997
- [12.] Liao, S. Y., *Microwave Electron-Tube Devices*, Prentice-Hall, 1988
- [13.] Skolnik, M. I., *Introduction to Radar Systems*, McGraw-Hill, 2001