Mikrovågsteknik:

Passiva komponenter

Krister Andreasson

Mikrovågsteknik: Passiva komponenter

Copyright © 2009 Krister Andreasson

Tryckt hos: Författares Bokmaskin
Stockholm 2009

ISBN 978-91-633-0788-1

Mångfaldigandet av innehållet i denna bok, helt eller delvis, är enligt lagen om upphovsrätt den 30 december 1960 förbjudet utan medgivande av copyright innehavaren.

Förord

Utvecklingen inom mikrovågsområdet har lett till att det finns en mängd färdiga komponenter att köpa. Dessa komponenter är uppbyggda som modulenheter med anpassad in- och utgång. Mikrovågsarbetet har delats upp i dels komponent-konstruktion och dels systemkonstruktion.

Systemkonstruktören behöver en beskrivande förklaring av funktionen, för att på bästa sätt utnyttja komponenterna. Dessutom behövs en översikt över samtliga komponenter för att kunna bedöma alternativa systemlösningar. Det gäller ju att välja den kombination som ger den enklaste och billigaste slutprodukten.

Komponentkonstruktören bör ha en bred översikt över alla komponenter för att få nya idéer till kretslösningar. Det gäller ju att utnyttja varandras erfarenheter så mycket som möjligt. Idag använder man datorer för att dimensionera och optimera kretsarna. Det underlättar den matematiska hanteringen avsevärt, men det är fortfarande lika viktigt att välja lämpliga kretskopplingar.

Servicetekniker och testingenjörer behöver en beskrivande förklaring, av en stor mängd kretskopplingar, som inte är belastad med matematisk dimensionering. En tekniker behöver snabbt kunna sätta sig in i ett stort blockschema eller en speciell testuppkoppling.

Även försäljare och inköpare behöver en översiktlig förståelse för mikrovågs-marknaden. De måste kunna förstå teknikernas önskemål.

Det finns alltså idag många som arbetar med mikrovåg, som behöver en bred kunskap om mikrovågskomponenter, samt en förståelse för de speciella egenskaper som utnyttjas på mikrovåg. Målsättningen med boken är att ge den översikt och introduktion som behövs för att arbeta med mikrovågsteknik.

Innehåll

INLEDNING **1**

1. Mikrovågsområdet **1**
Elektromagnetiska spektras indelning 2
Två fördelar med mikrovåg 3
Radiofönster 4
2 GHz gränsen 5

2. Applikationer **6**
Radar 6
Radiolänk 6
Mobiltelefon 7
Satellit-TV 8
Fast trådlös access 8
Trådlösa datanät 8
RFID 9
Biltullar 9
GPS 10
Navigering för bilar 10
Uppvärmning och torkning 11
Polisradar 11
Rörelsedetektor 11
Materialmätning 12
ISM-band 12
Databöcker och applikationsrapporter 13
Några intressanta böcker 13

LEDNINGAR **15**

1. Inledning **15**

2. Reflektion **16**
Ledningens ekvivalenta krets 16
Vid likspänning 16
Högfrekvent växelspänning 19
Ledningens karakteristiska impedans 21
Anpassning 21
Reflektion 21
Reflektionsfaktorn 22
Stående-våg-förhållandet SVF 23
Return Loss 24
Insertion Loss 26
Typiska komponenters reflektion 27
Reflektionsfaktorn uttryckt i impedanserna 28
Stående-våg-förhållandet uttryckt i impedanserna 29
Totalreflektion 30
Transformering av impedansen 34
Multipel reflektioner 36

3. Smith-diagram **38**
Reflektionsfaktor 38
Resistans 39
Impedans 39
Varierande reaktans 41
Varierade frekvens 42
Förflyttning längs ledningen 43
Admittans 45
Anpassning 46

4. Vågledare **47**
Allmänt 47
Den elektromagnetiska vågen 47
Reflektion mot ett metallplan 48
Gränsvillkoren 49
Fältet vid metallplanet 49
Rektangulär vågledare 52
Vågledardimensionering 53
Vågnomenklatur 54
Strömmen i vågledarväggen 55
Ryggvågledare 56
Övergång mellan vågledare och koaxial 57
Flänsar 58
Horn 59

Reaktanser ... 60
Dämpare och fasvridare ... 61
Reaktiv dämpare ... 62
Avslutare ... 63
Slitsar ... 64
Magiskt - T ... 65

5. Parledning ... 66

6. Koaxialledning ... 67
Innerledaren ... 67
Dielektrika ... 68
Ytterledare ... 69
Impedans ... 69
Högre moder ... 70
Fördröjning ... 71
Isolation ... 71
Dämpning ... 72

7. Koaxialkontakter ... 73
Komponenter och system ... 73
SMA klämkontakter ... 73
Prestanda ... 74
Mätningar ... 74
7/16 kontakt ... 74
mm-våg ... 75
Kombinering av olika kontakter ... 75

8. Strip-ledningar ... 76
Micro-strip ... 76
Aluminiumoxid ... 76
Teflon ... 77
Ledare och jordplan ... 78
Höga effekter ... 78
Fältmönster ... 79
Strålning ... 80
Impedans ... 81
Fördelar ... 81
Strip-line ... 82
Fältmönster ... 82
Jämförelse ... 82
LTCC ... 83

9. Sammanställning ... 84

ANTENNER **86**

1. Inledning **86**

2. Teori **87**
Effekttäthet 88
Sfärisk utbredning 89
Riktad strålning 89

3. Antennelement **90**
Halvvågs dipol 90
Dipolen som resonator 91
Tjock dipol 92
Vikt dipol 92
Närfält 93
Polarisation 94
Linjär polarisation 95
45° polarisation 95
Cirkulär polarisation 96
Strålningsdiagram 97
Omni-antenner 98
Yagi-antenn 100
Jordplansdipol 102
Ändkapacitans 104

4. Patch-antenn **105**
Aperturkoppling 107
Patchar i flera lager 108

5. Array **109**
Två antenner matade i fas, avstånd λ/2 109
Två antenner matade i motfas, avstånd λ/2 110
Två antenner matade 90° ur fas, avstånd λ/4 110
Fler antenner sammansatta i fas 111
Array med reflektor 113
Kantstrålande array 114
Kvadratisk array 115
Element med hög riktverkan 116
Amplitudvägning 117

6. Delningsnät 118
Parallell matning 118
Seriematning 118
Travelling wave 119
Kombinerad matning 120
Dopplernavigator 121
Hastighetsmätare 122

7. Bredbandiga antenner 123
LPD - antenn 123
Coplanar LPD 125
Pyramidisk LPD 125
Planar LPD 126
Rätvinklig coplanar LPD 127
Spiralantenn 128
Reflekterande kavitet 129
Impedans 129
Archimedean spiral 130
Equiangular (likvinklig) spiral 130
Konisk spiral 130

8. Reflektorantenn 131
Antenndiagram 132
Olika matarplaceringar 133
Reflektorns storlek 135
Belysning 136
Lobbredd $\Rightarrow$ Gain 137
Gain och Lobbredd för en normal parabol 138
Olika parabolantenner 139
Dubbelkrökt 139
Enkelkrökt 139
Stukad parabol (cosekant) 139
Dubbel reflektor 140
Del av parabol 140
Hornreflektor 141

9. Jämförelse 142
Summa / skillnads koppling 143

MM - VÅG 144

1. mm-vågsområdet 144
Dämpning i atmosfären 145
Brus 146
Vågledarband 147

2. Applikationer 148
Små antenner - smala lober 148
Stor bandbredd 150
Doppler 150
Målsökande robotar 151
Radiometri 152
TV-distribution 152
38 GHz länk 153
Kommunikation på kort distans 153
WLAN 153
Avståndsmätning 154
Hastighetsmätare 154
Bil-radar 154

3. Ledningar 155
Vågledare 155
Dielektrisk ledare 155
Image Guide 156
Insular Guide 156
NRD-guide 156
Nersänkt dielektrisk ledare 157
Micro-strip 158
Suspended substrat strip-line 159
Coplanar ledning 160
Slot-line 160
Fin-line 161
E-plan kretsar 162
Sammanställning 163

4. Diodanslutning 165
Whisker 165
Beam-lead 166
Jämförelse 167

HALVLEDARE 168

1. Inledning 168

2. Grundprinciper 169
Energibandmodell 169
Egenledning 171
Halvledare - isolator - metall 172
Rekombinering 173
Störledning 174
Totala strömmen 175
pn - övergång 176
Fermi-nivå 178
Energibandmodell av en pn-övergång 179
Förspänd i backriktningen (spärrad) 180
Förspänd i framriktningen (ledande) 181
Injicering av laddningsbärare 181
Elektriskt genombrott 182
Lavineffekten (stötjonisering) 182
Tunneleffekten 183

3. Tunneldiod 184
Funktion 184
Jämförelse med vanlig pn-diod 187

4. Backdiod 188

5. Schottky-Barrier 190
Funktion 190
Spänning i framriktningen 192
Förspänning i backriktningen 192
Switch-egenskaper 193
Hålström 193
Övriga övergångar mellan metall och halvledare 194
Halvledarkomponenters metallanslutning 195
Low Barrier Schottky 196
Zero-bias Schottky 196
Konstruktion 197
Fördelar 198
Användningsområden 198

6. PDB-diod 199

7. PIN-diod 201
Styrning 202
Mikrovåg 203
Variabel resistans 203
Gränsfrekvens 204
Matematisk beskrivning 204
Omkoppling 206
Fördröjning 206
Omkopplingstid 207
Snabbare switchning 208
Max effekt 209
Distorsion 209
Limitering 210

8. Varaktor 211
Spärrskiktets kapacitans 212
Diffusions-kapacitans 213
Dopningsprofil 214
Abrupt övergång 214
Hyperabrupt övergång 215
Step-Recovery övergång 216
Förluster, Q-värde 217
Uteffekt 218

9. Step-Recovery 220
Verkningssätt 221
Användningsområden 223

10. Gunn 224
Funktion 224

11. Impatt 226
Uteffekt för olika frekvenser 227

12. Sammanfattning dioder 228

13. Bipolär transistor 230
Konstruktion 231
Effektiv emitterarea 232
Emittermotstånd 232
Gränsfrekvens 233
Anpassning 233
Balanserade transistorer 234

14. HBT 235
Effekt 237
Impedansen på ingången 237
Intermodulation 237

15. FET-transistor 238
FET för mikrovåg 239
Dimensioner 240
Kort kanal 240
Högre ström 241
Högre genombrottspänning 242
Kraftigt dopad source och drain 242
Multichip 242
Kylning 242
Dual-Gate FET 243

16. Hetero Junction FET 244
Spacer 245
Fördelar 246
Nackdelar 246
Prestanda 246

17. Pseudomorfisk H-FET 247
Dubbla kanaler 249

18. Pulsdopning 250
Pulsdopad P-FET 251

19. Metamorfisk H-FET 252

20. Sammanställning transistorer 253

FERRITER 255

1. Inledning 255
Isolator 255
Cirkulator 256
SM - omkopplare 257
Fas-skiftare 257
Ferrit-switch 257
YIG-filter 257

2. Teori 258
Atomernas magnetiska moment 258
Olika magnetiska material 259
Dia-magnetiska 259
Para-magnetiska 259
Ferro-magnetiska 259
Antiferro-magneriska 259
Ferri-magnetiska 259
Ferritkristaller 260
Gyromagnetisk resonans 261
Elektromagnetisk våg i ferrit 262
Lågt-fält förlust 262
Resonansförlust 262
Elektromagnetisk våg i ferrit med kraftigt DC-magnetfält 263
Resonanstoppen 265
Under resonans 265
Över resonans 265
Faraday-rotation 266

3. Isolator 267
Faraday-isolatorn 267
Resonans-isolatorn 268
Fältförskjutnings-isolatorn 270

4. Cirkulator 271
Y-cirkulatorn 271
Diskret miniatyrcirkulator 274
Y-cirkulator i vågledare 275
Cirkulator med fast fasskiftare 276

5. Ferrit - switch 278

6. Fasskiftare 279

7. YIG - filter 280
Funktion 280
Q-värde, bandbredd 282
Frekvensområde 282
mm-våg 283
Temperaturberoende 284
Inställningstid 284
FM-spole 285
Balanserad slinga 285
Selektivitet 286
Återkopplad inställning 287
Notch-filter 288

HYBRIDER **289**

1. Rat-Race **290**
Effektdelning 291
Bandbredd 291
Slot-line ring 293

2. Branch-line **295**
Fasförhållande 295
Koppling 296
Transformation av impedansen 296
Kopplare med fler sektioner 297
Dubbel mittledare 297
Större bandbredd 298
Extremt breda ledningar 299
Extremt smala ledningar 299

3. Backvågskopplare **300**
Fasvridning 301
Amplitudvariation 302

4. Bredbandiga riktkopplare **303**
In-line 303
Tandem 304
Jämförelse mellan in-line och tandem 304
Osymmetrisk kopplare 305
Kontinuerligt avtagande koppling 306

5. Utjämning av fashastigheterna **308**
Udda och jämna moderna 308
Dielektrisk skiva 309
Kompensering med dubbelsubstrat 310
Kapacitans i jordplanet 310
Podell-kopplare 311
Kapacitiv kompensering 311
Meanderkoppling 312

6. Micro-strip med 3 dB koppling 313
Kopplad bredsida 313
Vertikalt laminat 314
Lange-kopplare 314
Tandem-kopplare 316
Strip/slot kopplare 317
Re-entrant 318
Slitskoppling genom mellanliggande jordplan 319

7. Hybrid för korsande ledningar 321

8. Jämförelser 323
Variabelt överlappande ledningar 323
Jämförelse mellan olika kopplare 323

9. 180° hybrid 324
Schiffman 325
Kaskadkoppling 325
Osymmetriskt avtagande 326
Reflektion från 90° respektive 180° hybriden 327

10. Reducerade längder 328
Branch-line 328
Rat-Race 329
Öppna stubbar 330

11. Diskreta komponenter 331
Branch-line 331
Rat-Race 332
Backvågskopplare 333
Fasvridande nät 334

12. Hybrider för RF-området 335
Wire-line 335
Transformator som 180° hybrid 336
Riktkopplare med transformatorer 336

13. Specifikationer 337
Kopplingsförlust 338
Riktkopplare 339
Hybrid 339
Effektdelare 339

14. Applikationer 340
Reflektionskoppling med 90° hybrid 342
Balanserad detektor 342
Reflektionsförstärkare 342
Fas-skiftare 343
Dämpsats 343
Parallellkoppling med två 90° hybrider 344
Balanserad förstärkare 344
Balanserad blandare 345
Dubbel balanserad blandare 345

15. Sammanfattning 346

EFFEKTDELARE 348

1. Olika kretskopplingar 348
Resistiv effektdelare 348
T-stycke 349
Reaktiv effektdelare 350
Wilkinson effektdelare 351
Flersektions Wilkinson effektdelare 352
Wilkinson med olika delning 353
Kontinuerligt avtagande Wilkinson 353
Jämförelse : Wilkinson – 90° hybrid 354
Delning med olika fas 355
Tre utgångar 356
Flera utgångar 357
mm-våg 358
Koppling i serie och parallell 360

2. Diskreta komponenter 361
Effektdelare för RF-området 361

3. Effektkombinering 362

4. Power Splitter 364

5. Sammanfattning 367

FILTER **368**

1. Grunder **368**
Diskreta komponenter 369
Distribuerade komponenter 370
Resonator 372
Dimensionering av filter 374

2. Lågpassfilter **375**
Coplanar ledning 377
Suspended-Substrate-Stripline SSS 379
Vågledare 380

3. Högpassfilter **381**

4. Bandpassfilter **383**
Ändkopplat 383
Sidkopplat 384
Övertoner i sidkopplat 385
Kompakt sidkopplat 387
Open Loop resonator 388
Direktkopplat stubfilter 389
Kombinering Lågpass - Högpass 392
Interdigitalt filter 393
Comb-line filter 393
Konstruktion 394
Anslutning 395
Avstämning 397
Aperturkoppling 398
Suspended Substrate Stripline SSS 399
Flerlagerkort 401
Coplanar ledning 402
Uppdelning från λ/2 till λ/4 403
Direkt inkoppling till coplanar ledning 404
Inkoppling med stegimpedans 405
Stepped Impedance Resonator SIR 406
Extremt stora bandbredder 408

5. Vågledarfilter **409**
Kavitet i vågledare 409
Koppling mellan kaviteter 412
Kombination med lågpass och högpass 417
Vågledarkavitet i substrat 418

6. Evanescent mode 419

7. Tubular filter 423

8. Helixfilter 425

9. Jämförelser 427
Symmetri 429
Q-värde 430

10. Kopplings faktor 432
Storleken på kopplingsfaktorn 435
Tecknet på kopplingsfaktorn 436
Kopplingen på ingången, Q_e 437

11. Bandspärrfilter 438
Tandemkopplade stubbar 441
Spur-line filter 442
LTCC 442
Coplanar kortsluten seriestubb 443
Coplanar öppen seriestubb 443
Coplanar seriestubb i jordplanet 444
Vågledare 445

12. Nollställen 447
Lågpassfilter med nollställen 447
Bandpassfilter med externa nollställen 453
Flera externa nollställen 456
Nollställe från direkt inkoppling 458
Externt nollställe i vågledare 460

13. Korskoppling 461
Triplett 462
Quadrupel 464
Linjär fas 465
6-poligt filter 466
Canonical 467
Kaskadkoppling 467
Kretskopplingar i microstrip 468
Reaktans i serie med resonatorerna 469
Vågledare 470
Doublet 472
Doublet med högre mode 473

14. Dual-behavior filter 474

15. Dielektriskt filter 476

16. Dual-mode filter 480

17. Multiplexer 483
Diplexer 484
Comb-line diplexer 485
Fin-line diplexer 485
Bifurcated diplexer 486
Kaskadkoppling 487
Gemensam delningspunkt 488
Kombinerad delning 489
Manifold 490
Multikopplare 492
Cirkulatorkoppling 493
Hybridkopplade filter 494
Ringfilter 497

18. Spänningsstyrt filter 499
Styrspänning 499
Intermodulation och effektnivå 499
Avstämningshastighet 500
Linjäritet 500
Bandbredd 500
Förluster 500
Spärrband 501
Digital styrning 501
Digitalstyrd filterbank 501

19. Sammanfattning 502

Inledning

1. Mikrovågsområdet

Mikrovåg är elektromagnetiska vågor, med en våglängd kortare än radio/TV, men längre än ljuset. Våglängden är mellan 1 cm och 1 m. Det betyder att man med rimliga dimensioner, kan bygga komponenter som utnyttjar våglängdens utbredning.

Normalt talar man om frekvenser istället för våglängd. Man får då frekvenser från ungefär en halv GHz till ca 20 GHz.

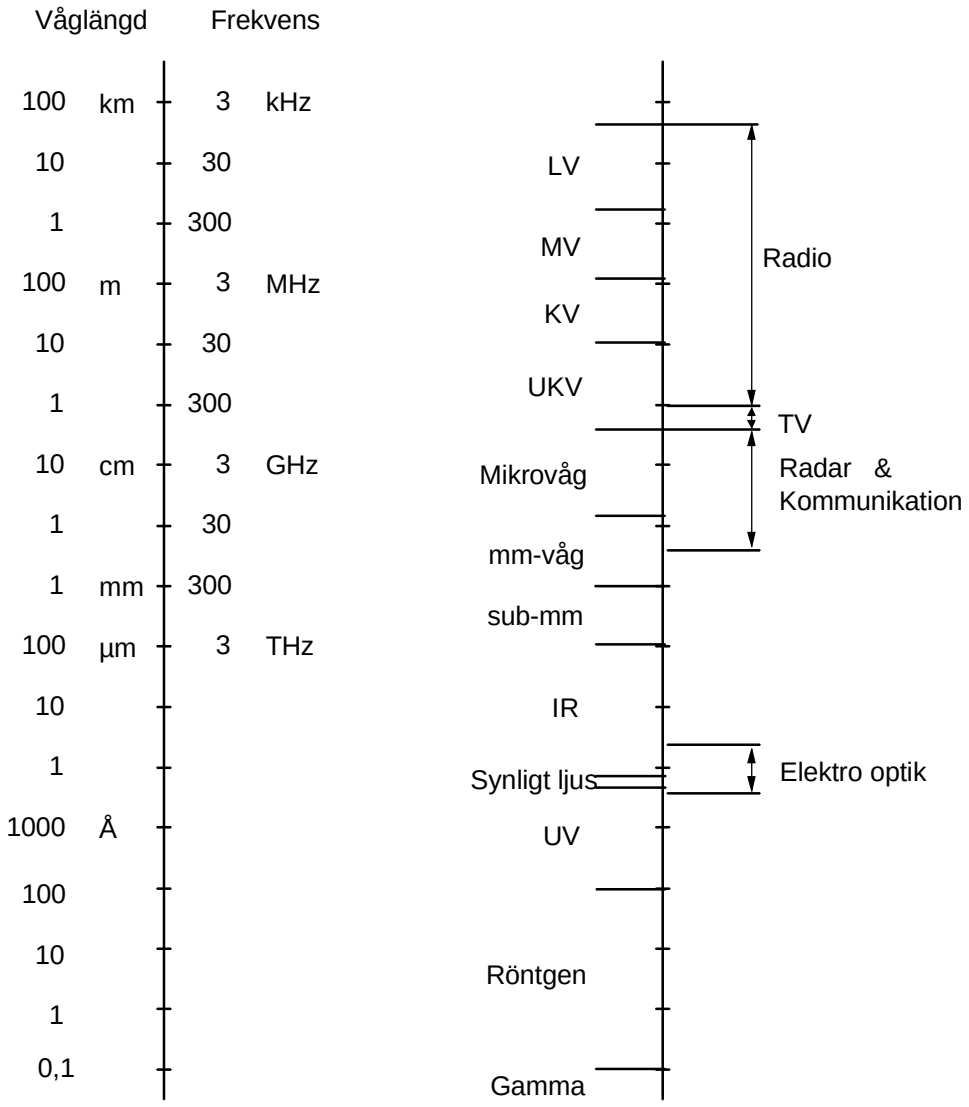
Mikrovågsområdet delas ofta in i mindre frekvensband. En vanlig indelning är oktavbanden.

Band-beteckning	**frekvens GHz**
UHF	0,5 - 1
L	1 - 2
S	2 - 4
C	4 - 8
X	8 - 12
Ku	12 - 18

Bokstavsbeteckningarna kan variera. Det finns en mängd olika beteckningar för speciella frekvensband. Ofta kan samma bokstav betyda olika frekvensband. Säkrast är att ange frekvensgränserna istället. Bandbeteckning bör endast användas när man är överens om vad man menar för frekvenser.

Banden för radar respektive kommunikation är betydligt smalare. När man arbetar med radar betyder X-bandet ett smalt område runt 9 GHz. Det finns också komponenter och mätinstrument som klarar en dekads frekvensområde, det vill säga hela mikrovågsområdet.

Elektromagnetiska spektras indelning

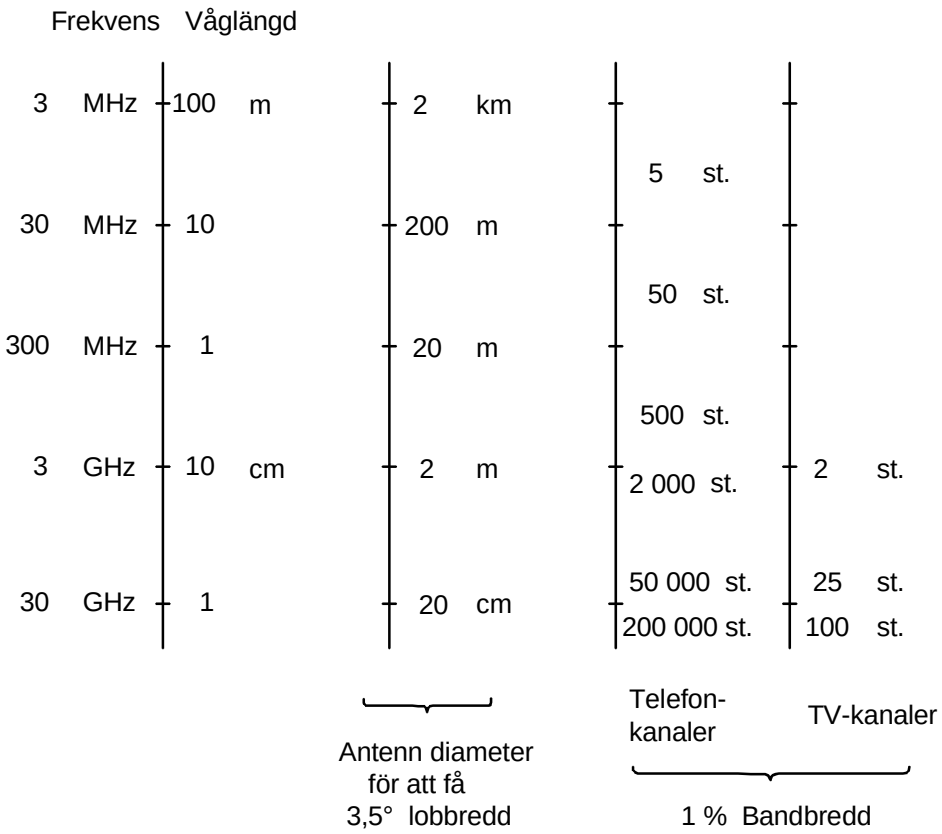


1 Å (Ångström) = 10^{-10} m

Mikrovåg är en väl etablerad benämning för frekvensområdet ca 1 - 18 GHz.
Egentligen är det fråga om våglängder i storleksordning cm eller dm.
Frekvensområdet för mm-våg motsvarar däremot våglängder på mm.
mm-våg har alltså kortare våglängd än mikrovåg.

Två fördelar med mikrovåg

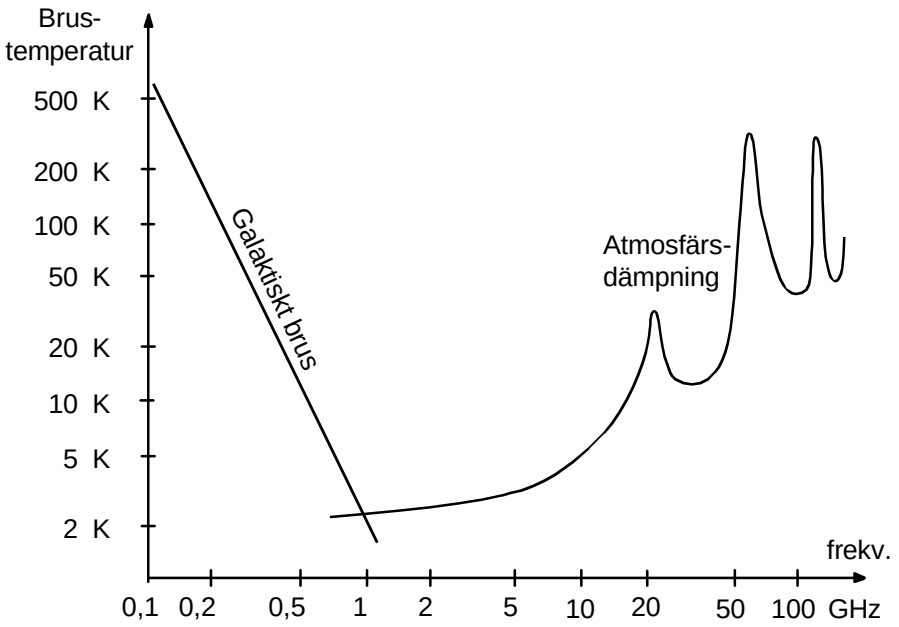
- Små antenner med god riktverkan
- Stor informationsmängd



Ibland vill man kunna rikta sin antenn mot ett bestämt mål. Riktverkan för en antenn står i proportion till antennens storlek i våglängder räknat. På mikrovåg kan man få god riktverkan med en antenn av rimliga dimensioner.

Olika frekvenser påverkas olika av vågutbredningen och i komponenter. För att inte informationen ska förvrängas, bör den procentuella bandbredden vara liten. På mikrovåg ryms det stor mängd information på 1 % bandbredd. Antalet kanaler som ryms beror på modulationsmetoden. Exemplet visar endast ett genomsnitt, men man ser att på lägre frekvenser kan det knappast löna sig att överföra stor informationsmängd.

Radiofönster

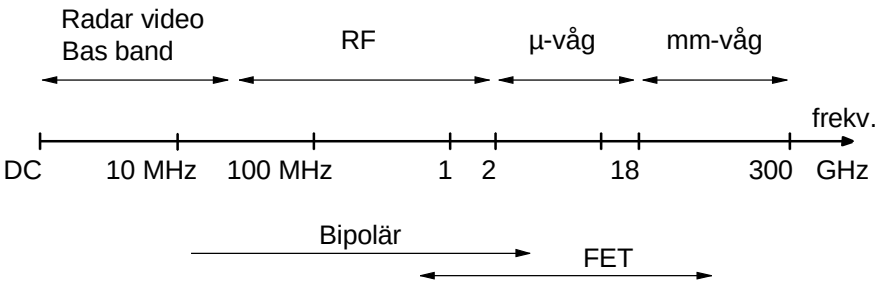


Elektronbruset avtar med ökad frekvens. Därför bör man välja en så hög frekvens som möjligt.

För att inte signalen ska dämpas så mycket genom atmosfären bör man hålla sig under ca 20 GHz

Detta område mellan ca 1 - 20 GHz kallas mikrovåg.

2 GHz gränsen



Ett sätt att dela upp frekvensområdet är efter de tillgängliga konstruktions-principerna och befintliga bredbandiga system.

Traditionell kretsteknik med diskreta komponenter fungerar bra upp till ca 2 GHz. De blir då mycket bredbandiga, från 10 eller 100 MHz upp till 2 GHz. Ovanför 2 GHz används främst distribuerade komponenter, där våglängdens storlek bestämmer funktionen.

Upp till 2 GHz används mest bipolära kiseltransistorn. Ovanför 2 GHz används främst FET-transistorn i gallium-arsenik (GaAs).

Video är den detekterade radarpulsen. Den kan sträcka sig ner till likspänning, DC. Videosignalen har ofta en bandbredd på ca 1 - 10 MHz. Riktigt korta pulser har ännu högre frekvensinnehåll, upp till 1 GHz.

Inom kommunikation kallas den detekterade signalen basband. Ljud (audio) är mycket smalbandigt, bild (TV-video) har ca 6 MHz bandbredd. Digital signal har vanligtvis en datahastighet upp till 140 Mb/s. Men det finns också system för Gb/s.

2. Applikationer

Radar

En radar mäter tidsskillnaden mellan utsänd och mottagen signal. Det blir ett mått på avståndet. Vanligtvis är RF-signalen pulsad för att få hög effekt och enkel tidmätning. Man kan också använda svept frekvens (FMCW) för att särskilja utsänd och mottagen signal. Det ger en hög upplösning i avstånd. Radarn innehåller också en antenn med god riktverkan. På så sätt kan man få en bild av omgivningen.

Radarn används för att hålla ordning på flygplan i omgivningen. Med radarn ser man flygplanen på mycket stort avstånd, trots mörker och dimma. Radarn används också för att navigera båtar bland öar och andra båtar. Höjdradarn har en fast antenn riktad mot marken. Väderradarn håller uppsikt efter orosmoln för att ge säkrare flygning. Dopplerradarn kan se skillnad på olika hastigheter. Flygplan kan då urskiljas från kraftiga markreflektioner. En impulsradar (mycket kort puls), kan användas för att se föremål under marken. Eller via ett borrhål se sprickor i berggrunden.

Radiolänk

Radiolänk används för transport av en stor mängd telefonsamtal, eller transport av radio och TV-program. Överföring kan ske punkt-till-punkt (P-P) i en lång kedja, eller punkt-till-multipunkt (P-MP) där en central station samtidigt har kontakt med ett antal stationer. P-MP är också en benämning för system som med en länkstation sänder radio och TV-program direkt till hemmen.

Länkar med hög kapacitet på långa avstånd använder främst 4 och 6 GHz banden (3,4-4,2 5,925-6,425 6,430-7,11 GHz). Det ger bästa balans mellan hopplängd, kapacitet, kvalitet, vågutbredning och kostnad.

Kommunikationsbanden inom 1 till 3 GHz används i många länder till mobilt bruk och P-MP system.

I städer, då det behövs högre datahastigheter, används banden 15 , 18 och 23 GHz (14,3-15,35 17,7-19,7 21,2-23,6 GHz). Vanligtvis är datahastigheten 2 Mb/s men 8 , 34 och 140 Mb/s används också. Med SDH (synchronous digital hierarchy) blir det 155 Mb/s. Kommande digitala system ligger på 622 Mb/s och 2,5 Gb/s.

Mobiltelefon

1G Första generationens mobiltelefoner använde analog teknik.

2G Den första gemensamma digitala standarden för mobiltelefon var GSM-systemet. Man använde 900 MHz bandet för att få bra yttäckning. När sedan kapaciteten måste höjas så använde man sig av 1800 MHz bandet. I Amerika används istället frekvenserna på 1900 MHz bandet.

3G För att få högre högre datahastighet och snabbare åtkomsttid infördes modulation med spektrumspridning. Till det användes 2100 MHz bandet. Den högre datahastigheten gav upphov till många nya datatjänster.

4G En hög datahastighet ger en stor bandbredd på signalen. Istället används ett stort antal bärvågor som var och en har liten bandbredd. Det ger mindre problem för mobilerna vid flervägsutbredning. Dessutom kan de olika bärvågorna användas mer flexibelt beroende på datatrafiken.

Fjärde generationen är inte utvecklat för något speciellt frekvensområde, men det har tillkommit ett band vid 2600 MHz

5G Varje generation har gett högre datahastighet. 4G begränsades till ca 100 Mbit/s, men 5G ska klara 1 Gbit/s. Dessutom pressas fördröjningen ner till 1 ms. Det behövs för att klara industriella applikationer och självkörande bilar och fjärrstyrda robotar. Ytterligare en nyhet är att 5G är specificerat att hantera ett mycket stort antal enheter som sänder en liten datamängd, dvs koppling mellan maskiner (Internet of Things).

För att klara den allt högre datamängden har till mobilsystemen reserverats banden vid 3,5 Ghz och 3,7 GHz.

TV När TV gick över till digital sändning så kunde kanalerna packas tätare. Banden vid 700 MHz och 800 MHz blev lediga för att användas till mobilsystem. De låga frekvenserna har fördelen att det blir lång räckvidd, dvs bra täckning på landsbygden.

LEO (Low Earth Orbit) är satellitsystem som är avsedda att täcka de glesbygder som inte nås av befintliga basstationer. Frekvensbanden är vid 1600MHz och 2500 MHz

Satellit-TV

TV-program sänds från satellit direkt till hushållen.

TVRO (Television Receive Only) i USA på 3,7-4,2 GHz.

DBS (Direct Broadcast Satellite) i Europa och Japan på 12 GHz bandet (10,7-12,75 GHz). Upp-länken ligger på 12,75 – 13,25 GHz och 14,0 - 14,8 GHz.

HDTV är TV-system med hög upplösning som är under utveckling. Det är tänkt att HDTV ska sändas från satellit på 17,3-17,8 GHz i Amerika och 21,4-22 GHz i övriga världen.

Fast trådlös access

FWA (Fixed Wireless Access) är ett system som sänder till flera mottagare samtidigt. Det är ungefär som utsändning med satellit-TV, men från en sändarstation på marken. Den stora finessen är att det är ett tvåvägs system så att det kan användas till Internet och interaktiv TV. Upplänken är på 3410-3494 MHz och nerlänken 3510-3594 MHz. Systemet som är under uppbyggnad kallas WiMAX.

Trådlösa datanät

Wireless LAN , WLAN

Datorernas nätverk kan kopplas ihop med mikrovågor istället för med kablar. Det ger enklare och snabbare installation. Det är speciellt bra för tillfälliga eller mobila användningar. Däremot är det inte någon ersättning för kablar. Nackdelarna är begränsad bandbredd (datahastighet), mer störningar och högre kostnad.

IEEE 802.11 är specifikationer för WLAN på i första hand ISM-bandet 2,4 GHz (2,400-2483 MHz). Det är också möjligt att använda 5 GHz banden (5150-5350 MHz och 5470-5725 MHz). Produkter som är testade att fungera ihop kallas WiFi. Datahastigheten kan bli 54 Mb/s.

RFID

RF-identifiering, RF-tag

Mikrovåg kan användas för identifiering och automatisk överföring av data. En fast enhet sänder ut en frågesignal. En enklare enhet (transponder) svarar då den blir belyst.

Transpondern kan vara aktiv. SART (Search and Rescue Transponder) är en nödsändare för livbåtar som ger tydlig indikering på radar.

De kan också vara passiva och mycket enkla. Stöldskydd i butiker består av små lappar (med antenn och diod) som alstrar övertoner då de blir belysta vid utgången. Samma princip används i skidpjäxor, för att snabbt hitta överlevande i laviner.

Transpondern kan innehålla ett minne för noggrannare identifiering och information. Bilfabriker använder transponder för att informera om monteringen. Container för frakt använder transponder för att förenkla hanteringen i stora hamnar. Järnvägsvagnar och lok använder RFID för att hålla reda på var de finns. Vagnarna kan identifieras då de passerar med 320 km/tim.

Det finns system på mycket låg frekvens (<500 kHz) och på medelhög frekvens (1,7 - 28 MHz). På mikrovåg används bland annat 908 - 920 MHz, 1812 - 1830 MHz och 2,45 GHz.

Jämfört med streckkodsläsare fungerar RFID på längre avstånd, behöver inte vara helt synlig, avläses snabbt i förbifarten, är okänslig för smuts, regn och värme.

Biltullar

RFID används till biltullar, för vissa vägsträckor som är avgiftsbelagda. Betalningen sker automatiskt i förbifarten, utan att man behöver stanna. Digital överföring av information sker med FSK, PSK eller ASK. Datahastigheten kan vara på 1-3 Mb/s.

Frekvensområden som har använts är 2400-2483,5 MHz och 5850-5925 MHz.
I Europa (CEPT-91) 5795-5805 MHz, eventuellt utökat till 5815 MHz.

GPS

Global Positioning System

GPS är ett system för navigering, som baseras på 24 satelliter. Varje satellit sänder en kodad signal på 1575,42 MHz. Satelliten innehåller en atomklocka, som drar sig max en sekund på 300 000 år. Den utsända signalen blir därför väl definierad i tiden. En mottagare mäter upp tidpunkten för den mottagna signalen, och kan därefter räkna ut hur långt det är till satelliten. Genom att mäta avståndet till 3 satelliter kan positionen bestämmas (inklusive höjd). Men man behöver mäta upp ytterligare en satellit, för att korrigera för felen i mottagaren, som bara har en kvartsklocka.

Den civilt tillgängliga koden ger en noggrannhet på ca 100 m. Differentiell GPS består av en fast mottagare på en känd position, som sänder ut korrektionsdata till närbelägna GPS användare. På så sätt kan man uppnå en noggrannhet på ett par meter.

Navigering för bilar

Navigeringsutrustningen tar reda på var man är, samt talar om hur man ska svänga för att komma fram till angivet mål.

Systemen kan innehålla en beräkning av förflyttningen, med hjälp av antalet varv som hjulen rullar, tillsammans med gyrokompass (dead reckoning). Noggrannheten blir 2% av körd vägsträcka. Vid bestämning av positionen används sedan kartanpassning, dvs endast troliga positioner anges. De vanligaste systemen idag använder GPS-navigator med inlagd digital karta.

Trafikinformation, lokala kartor och ”gula sidorna” (restauranger, butiker, företag mm) kan överföras med FM-radion för att få stor täckning eller med närmaste basstation för mobiltelefon för att få bättre anpassning lokalt. Man kan också tänkas använda lokala radiofyrar på mm-våg, för korrigering av positionen och överföring av information.

Uppvärmning och torkning

Det finns stora mikrovågsugnar för industriellt bruk, på uppåt 10 eller 100 kW. Små mikrovågsugnar för hushållen är på 300-1000 W. Frekvensen är vanligtvis 2,45 GHz.

Polisradar

Polisradarn används för att mäta hastigheten på bilar. Den utnyttjar dopplerförskjutningen då något rör sig. Våglängden trycks ihop då bilen närmar sig, och dras ut då den avlägsnas. Dopplerfrekvensen är ett mått på hastigheten.

Många system har använt en signal på X-bandet, t.ex. 9,41 eller 10,525 GHz. Nyare system använder t.ex. 34,3 eller 24,15 GHz.

Rörelsedetektor

Rörelsedetektorn utnyttjar dopplerförskjutningen som blir vid rörelse. Dopplermoduler används till automatiska dörröppnare, hisskontroll, inbrottslarm, trafikljus och mätning av vibrationer på stora maskiner.

Materialmätning

Ett materials dielektrisitetstal, dimension eller förflyttning kan beräknas genom att mäta en relativ förändring i frekvens, fas eller amplitud. Mätningen sker kontaktlöst på ett visst avstånd. Tyvärr påverkas mätresultatet av flera variabler, t.ex. temperatur, täthet och fukt. Därför mäter man flera parametrar, t.ex. resonansfrekvens och Q-värde eller fas och amplitud eller flera frekvenser eller en kombination med andra tekniker.

Man kan mäta resonansen i en kavitet (dvs frekvens och Q-värde) för att beräkna dielektrisitetstalet (ε_r). Genom att mäta ε_r för en blandning, så kan man avgöra proportionerna av ingående ämnen. ε_r för ett material beror på fuktigheten. Man kan alltså mäta fuktigheten i ett material. Speciellt sådana material där priset bestäms av vikten, t.ex. papper, trä, tvål och livsmedel.

Fasmätning kan användas för att avläsa en mycket liten förflyttning. En metallplåt (1-10 mm) kan mätas med en noggrannhet på ±0,03 mm. Mättiden blir endast 20 ms. Mätningen kan alltså användas för att automatiskt hålla rätt tjocklek vid tillverkningen.

FMCW-radar kan användas för att mäta nivån i en tankbåt, med en noggrannhet på några mm.

En del system mäter fas och amplitud mellan två antenner (transmission). Alternativt kan man mäta amplitud och fas på reflektionen från endast en antenn. En vanlig sensor är en koaxialledning som hålls mot mätobjektet.

ISM-band

Industrial , Scientific , Medical

Frekvensband som i USA kan användas utan licens. Med bandspridning (spread spectrum) får man sända upp till 1 W.

ISM-banden är bland annat 902-928 MHz, 2400-2484 MHz , 5250-5350 MHz , 5725-5850 MHz samt 24-24,25 GHz.

Databöcker och applikationsrapporter

Produktkataloger över komponenter, från olika tillverkare, innehåller ofta intressanta artiklar och komponentbeskrivningar.

Några intressanta böcker

Analyses, design and appl. of Fin Lines	Bhat , Koul	Artech
Antennas	Kraus	McGraw Hill
Broadband patch antenna	Zurcher, Gardoil	Artech
Broadband microwave amplifier	Virdee	Artech
Communication receiver	U. Rohde	McGraw Hill
Compact and broadband microstrip antennas	Wong	Wiley
Design of ampl.& osc. by S-param.method	Vendelin	Wiley
Design of Linear RF Outphasing Power Amplifiers	Zhang	Artech
Essential guide to RF and wireless	Weisman	Prentice
Foundations for microstrip circuit design	Edwards	Wiley
Frequency synthesizes, theory & design	Manassewitsch	Wiley
GaAs FET circuit design	Soares	Artech
GaAs tech. & its impact on cir & sys , c&s ser 1	Haigh , Everard	Peregrinus
Generalized filter design by computer optimisation	Budimir	Artech
Handbook of MW and optical comp. Vol 1	Chang	Wiley
Handbook of MW and optical comp. Vol 2	Chang	Wiley
High power GaAs FET amplifier	Walker	Artech
High speed digital design	Johnson	Prentice Hall
Horns and Feeds IEE 39	Clarricoats	Peregrinus
Introduction to RF equipment and system design	Eskelinen	Artech
Low phase noise microwave oscillator design	Rogers	Artech
Microstrip antenna IEE 12	James,Hall,Wood	Peregrinus
Microstrip Antennas	Bahl , Bhartia	Artech
Microstrip lines and slot lines	Gupta	Artech
Microwave and mm-wave Phase Shifters Vol II	Koul & Bhat	Artech
Microwave and RF circuits , Anal Synth & Design	Medley	Artech
Microwave circuit design, using lin & nonlin tech.	Vendelin, Rohde	Wiley
Microwave filters...	Matthaei, young	Artech
Microwave integrated circuits	Konishi	Marcel Dekker Inc
Microwave measurements IEE 3	Bailey	Peregrinus
Microwave mixers	Maas	Artech

Microwave passive DF	Lipsky	Wiley
Microwave planar passive circuits and filters	Helszajn	Wiley
Microwave receivers with EW appl.	Tsui	Wiley
Microwave resonators and filters for wireless comm..	Makimoto	Springer
Microwave semiconductor devices	Yngvesson	Kluwer Academic
Microwave solid state circuit design	Bahl , Bhartia	Wiley
Microwave tansition design	Izadian	Artech
MMIC design IEE 7	Robertson	Peregrinus
Mobile antenna system handbook	Fujimoto, James	Artech
Mobile Cellular Telecommunications system	Lee	McGraw Hill
Newnes Radio and RF Engineering Pocket Book, 3ed	Winder	Newnes
Personal & Mobile radio systems IEE telecom 25	Macario	Peregrinus
Radio frequency transistors	Dye	Butterw.-Heineman
Radio receivers IEE telecom 15	Gosling	Peregrinus
RF and Baseband Tech. for Software Defined Radio	Kennington	Artech
RF and Microwave amplifiers and oscillators	Abrie	Artech
RF and Microwave wireless systems	Chang	Wiley
Single-Sideband Systems & circuits	Sabin, Schoenike	McGraw Hill
Spread spectrum systems	Dixon	Wiley
Stripline circuit design	Howe	Artech
Waveguide components for antenna and feed systems	Uher	Artech

Ledningar

1. Inledning

På mikrovåg är det mycket viktigt att förstå vad som händer då en signal reflekteras tillbaks. De stående vågor som uppstår används för att beskriva hur impedansen varierar längs ledningen. Korta ledningsstumpar utnyttjas mycket flitigt bland kretskopplingarna på mikrovåg. Storleken på reflektionen beskrivs på tre olika sätt, med den minsta möjliga matematik.

Målsättningen med ledningsteorin är att förstå hur ledningar används istället för diskreta spolar och kondensatorer, samt hur man kan transformera impedansen med ledningar.

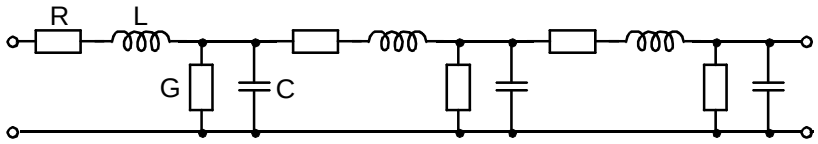
Vågledaren är en mycket speciell typ av ledning som används på mikrovåg. För att förstå hur vågledarkomponenterna fungerar behöver man veta hur fältet ser ut i vågledaren. Därför beskrivs först hur fältet kan tänkas ha uppkommit, sen visas en del komponenter.

Koaxialkabelns olika delar beskrivs. Hur de kan vara utformade, och vad det får för praktisk betydelse.

Stripledningarna micro-strip och strip-line används i kretskopplingar på mikrovåg. Kretskonstruktion på mikrovåg är indelad i två stora grupper, beroende på om man använder teflon eller aluminiumoxid som substrat.

2. Reflektion

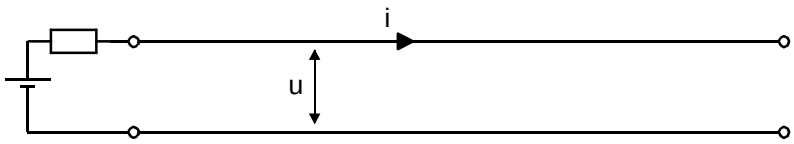
Ledningens ekvivalenta krets



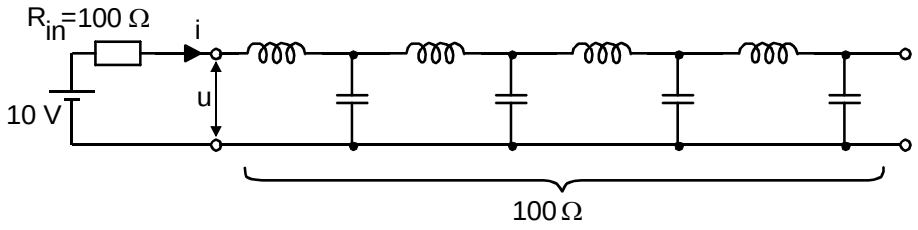
När det går en ström i en ledning bildas ett magnetfält runt ledaren. Ledaren har alltså en induktans. En spänning mellan två metaller alstrar ett elektriskt fält. Mellan två ledningar finns alltså en kapacitans. Metallerna har en liten resistans, och mellan ledningarna kan det finnas ett läckage. Resistansen och konduktansen kommer att dämpa (minska) signalen. Dessa reaktanser och resistanser är kontinuerligt fördelade längs ledningen.

För att förenkla beskrivningen av reflektionen, bortser vi från förlusterna. Vi betraktar alltså ledningen som en samling induktanser och kapacitanser. Dessutom förenklas beskrivningen om det är en likspänningskälla som ansluts till ledningen. Definitionerna och principen kan sen överföras till växelspänning, dvs mikrovåg.

Vid likspänning



En likspänningskälla ansluts till en ledning. Det går då en ström i ledningen. Vi säger att det går en strömvåg längs ledningen. Spänningen vi ansluter på ena sidan kommer att överföras till andra sidan. Vi säger att det går en spänningsvåg längs ledningen.



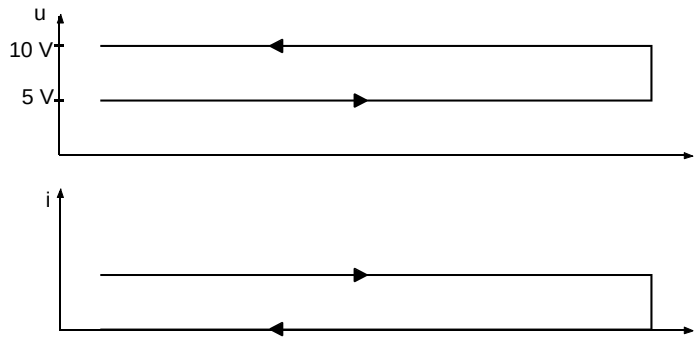
Ledningens alla induktanser och kapacitanser seriekopplas respektive parallell-kopplas. Sammanlagt ger de en viss impedans, t.ex. 100 Ω. Spänningskällan på 10 V har en viss inre resistans, t.ex. 100Ω. Med den kombinationen kommer det att hamna 5 V över ledningen, vid första tidsögonblicket. Dessa 5 V laddar upp första kondensatorn, sen andra kondensatorn o.s.v. Så småningom har även den bortersta kondensatorn laddats upp. När en kondensator laddas upp så går det en ström. Strömmen tar sig fram genom spolarna. Så småningom går det ström även i den bortersta spolen. Spänningsvågen och strömvågen har nått fram till ledningens bortersta ända.

Om ledningen inte belastas, dvs om den avslutas med en öppen ledning, kan strömmen inte fortsätta. Strömmen tar slut då ledningen tar slut. Men strömmen i en spole kan inte plötsligt ta slut. Strömmen i en spole ger upphov till en magnetiskt lagrad energi, som fortsätter att trycka på strömmen. Sista kondensatorn kommer alltså att laddas upp ytterligare. När all magnetiskt lagrad energi i sista spolen har överförts till elektriskt lagrad energi i sista kondensatorn, har strömmen gått ner till noll och spänningen blivit dubbelt så stor, dvs 10V.

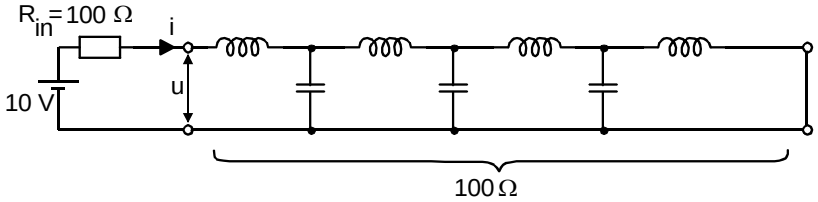
Men strömmen i näst sista spolen blir inte noll bara för att strömmen i sista spolen är noll. Magnetfältet fortsätter att trycka på strömmen så att näst sista kondensatorn laddas upp till 10 V. Då har strömmen upphört i näst sista spolen.

På samma sätt upphör strömmen i föregående steg, så att dess kondensator får 10 V. Så småningom har vi nått fram till spänningskällan med 10 V och strömmen noll.

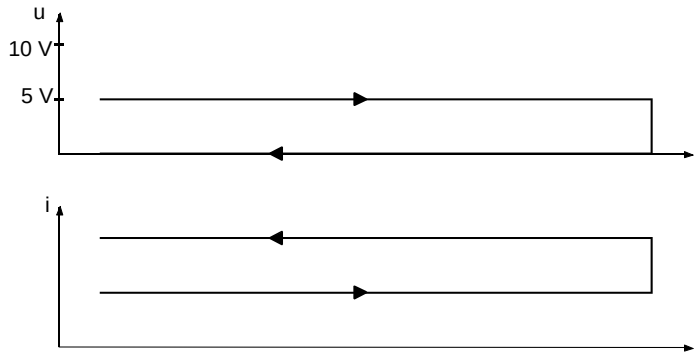
Vi hade redan från början kunnat säga att vi mäter tomgångspänningen, och att strömmen är noll då ledningen inte är belastad. Men vid mycket snabba förlopp måste man räkna med att den går en ström och spänningsvåg fram och tillbaks.



Med en öppen ledning reflekteras spänningen så att den blir dubbelt så stor. Det kallas att spänningen reflekteras i fas. Strömmen reflekteras däremot så att den blir noll. Det kallas att den reflekteras i motfas.



Även med en kortsluten ledning kommer det att gå en strömvåg och en spänningsvåg som laddar upp kondensatorerna. Men den bortersta kondensatorn kommer att laddas ur via kortslutningen. Den kommer att ge ett extra strömtillskott i sista spolen. Sen kommer näst sista kondensatorn att laddas ur och ge strömtillskott. Förloppet fortsätter tills samtliga kondensatorer laddats ur, så att spänningen gått ner till noll och strömmen blivit stor.

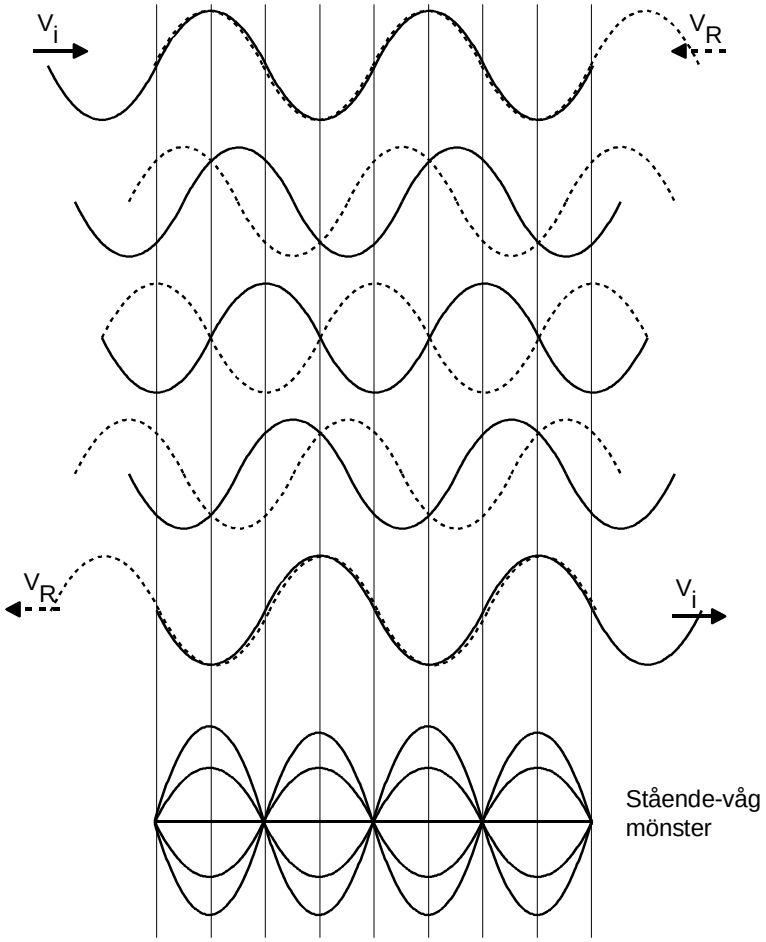


Med en kortsluten ledning reflekteras spänningen i motfas och går ner till noll, och strömmen reflekteras i fas och blir större på tillbakavägen.

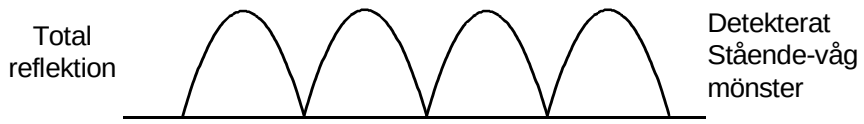
Högfrekvent växelspänning

Det är inte lika lätt att beskriva reflektionen vid växelspänning, men precis samma sak sker. Spänningsvågen och strömvågen reflekteras i fas eller motfas beroende på belastningen.

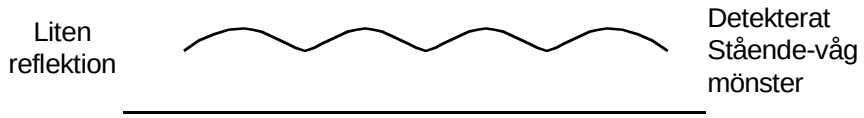
Den infallande och den reflekterande vågen kommer att sammansättas i varje tidsögonblick. Då två vågor går åt var sitt håll så bildas stående vågor.



På vissa punkter längs ledningen kommer den sammanlagda signalen alltid att vara noll. Mellan dessa nollställen svänger amplituden mellan att vara max positiv till max negativ. Avståndet från ett nollställe till nästa är en halv våglängd.



På mikrovåg måste man först detektera signalen för att mäta dess amplitud.



Om den reflekterade signalen inte är lika stor som den infallande, kommer inte resultanten att gå ända ner till noll. Då det inte finns någon reflekterad signal alls övergår stående vågen till en rak linje. Dvs man mäter samma signalstyrka då den infallande vågen passerar, oavsett var man mäter.

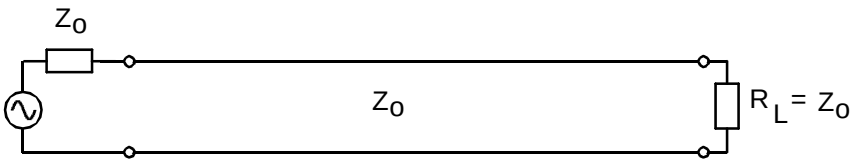
Ledningens karakteristiska impedans

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad \Omega$$

Ledningen har en viss induktans (H/m) och kapacitans (F/m). Både L och C blir större ju längre ledningen är. Förhållandet L/C är däremot konstant oavsett längden. Den karakteristiska impedansen är alltså konstant längs med hela ledningen och oavsett hur lång ledningen är.

Anpassning

En anpassning innebär att all effekt transmitteras, dvs inget reflekteras. En oändligt lång ledning har inga reflektioner. Om ledningen kapas av och ersätts med $R_L = Z_o$ så märks det inte från generatorn, impedansen är fortfarande lika stor. Avslutningen är alltså lagom stor för att inte störa förhållandet mellan ström och spänning i vågorna. Eftersom inget reflekteras, blir all effekt överförd till belastningen R_L.



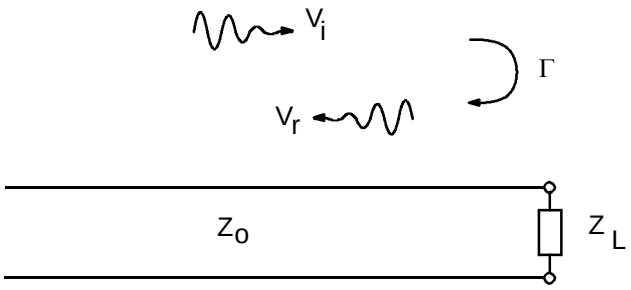
Reflektion

Om ledningen inte avslutas med $R_L = Z_o$ så reflekteras en del av signalen tillbaks. Graden av missanpassning kan anges på tre olika sätt:

- Reflektionsfaktorn
- Stående-våg-förhållandet
- Return Loss

Reflektionsfaktorn

Reflektionsfaktorn (reflektionskoefficienten) anger hur stor reflektionen är i förhållande till den infallande vågen.



$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i}$$

Ibland är man inte intresserad av fasen utan bara av amplituden.
Man använder då istället tecknet ρ

$$\rho = |\Gamma| = \left|\frac{V_r}{V_i}\right|$$

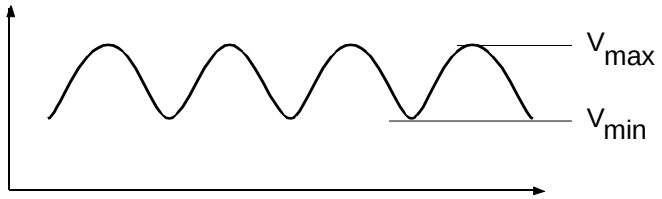
Anpassning $\Rightarrow$ $\rho = 0$

Total reflektion $\Rightarrow$ $\rho = 1$

Stående-våg-förhållandet SVF

Voltage Standing Wave Ratio VSWR

Stående-våg-förhållandet syftar på det fältmönster som bildas då infallande och reflekterande spänningsvågorna sammansätts.



$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}}$$

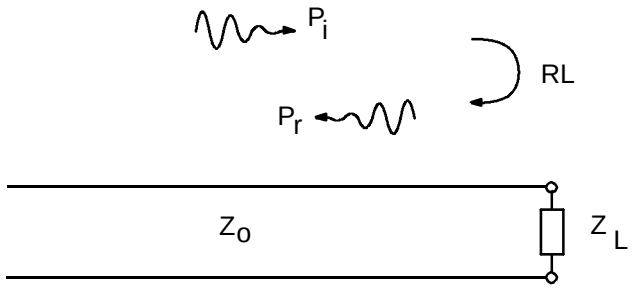
Ursprungligen mätte man stående-våg-förhållandet med en probe i en uppslitsad ledning. Nu för tiden gör man noggrannare svepmätningar av Return Loss istället. Men trots det anges fortfarande ofta VSWR, åtminstone i databladen på mikrovåg.

Anpassning $\Rightarrow$ VSWR = 1

Total reflektion $\Rightarrow$ VSWR = ∞

Return Loss

Return Loss definieras som förhållandet mellan den infallande effekten och den reflekterade effekten. Spänningar och strömmar kan man inte mäta på mikrovåg. Däremot kan man lätt mäta effekter. Return Loss anger effektförhållandet i dB.



$$RL = 10 \cdot \log \frac{P_i}{P_r} \quad dB$$

$$RL = 10 \cdot \log \frac{P_i}{P_r} = -10 \cdot \log \frac{V_r^2}{V_i^2} = -20 \cdot \log \frac{V_r}{V_i}$$

$$RL = -20 \cdot \log \rho \quad dB$$

Return Loss är alltså reflektionsfaktorn omräknad i dB. Men när man mäter är det effekterna som man är intresserad av.

$$RL = 10 \cdot \log \frac{P_i}{P_r} = 10 \cdot \log P_i - 10 \cdot \log P_r \quad dB$$

Med dB menas ett förhållande mellan två tal. Ofta anges signalstyrkan i förhållande till 1 mW och anges då i dBm. Om både effekterna och Return Loss anges i dB så blir det en mycket enkel matematik.

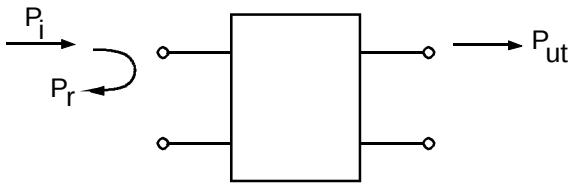
$$RL\ (dB) = P_i\ (dBm) - P_r\ (dBm)$$

$$P_r\ (dBm) = P_i\ (dBm) - RL\ (dB)$$

Return Loss är alltså ett mått på hur mycket signalens effekt minskar då den reflekteras.

Anpassning	$\Rightarrow$	RL = ∞	dB
Total reflektion	$\Rightarrow$	RL = 0	dB

Insertion Loss



Insertion Loss (genomgångsdämpning) är ett mått på hur mycket effekt som går förlorad då en signal går genom en komponent. Det är en jämförelse mellan ineffekt och uteffekt, angivet i dB.

$$IL = 10 \cdot \log \frac{P_{in}}{P_{ut}} \qquad dB$$

$$IL\ [dB] = P_{in}\ [dBm] - P_{ut}\ [dBm]$$

$$P_{ut}\ [dBm] = P_{in}\ [dBm] - IL\ [dB]$$

Förlusterna kan vara resistiva (värme). Det kan också vara fråga om reflektionsförluster. När effekten reflekteras tillbaks kommer ju utsignalen att minska lika många mW.

$$P_{ut}\ [mW] = P_{in}\ [mW] - P_r\ [mW]$$

$$\underbrace{\frac{P_{ut}\,[mW]}{P_{in}\,[mW]}}_{10^{-\frac{IL}{10}}} = 1 - \underbrace{\frac{P_r\,[mW]}{P_{in}\,[mW]}}_{10^{-\frac{RL}{10}}}$$

$$IL = -10 \log \left(1 - 10^{-\frac{RL}{10}}\right) \qquad dB$$

Anpassning $\Rightarrow$ IL = 0 dB

Total reflektion $\Rightarrow$ IL = ∞

Typiska komponenters reflektion

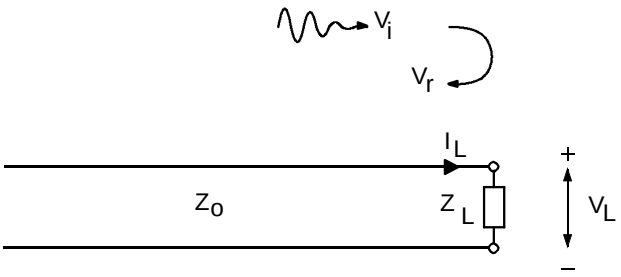
		VSWR	ρ	RL [dB]	IL [dB]
Precision		1,06	0,03	30	0,004
		1,1	0,05	26	0,01
Vanligt		1,2	0,09	21	0,04
		1,4	0,17	16	0,12
		1,6	0,23	13	0,24
		1,8	0,29	11	0,37
		2,0	0,33	9,5	0,51
Vissa komp. och instr.		2,5	0,43	7,4	0,88
		3,0	0,5	6,0	1,25
		4,0	0,6	4,4	1,94

Utöver dessa reflektionsförluster tillkommer komponenternas resistiva förluster, samt en minskning av effekten om signalen fördelas till flera utgångar.

De flesta komponenterna har VSWR på 1,2 - 2,0 det motsvarar RL på 10 - 20 dB. De allra bästa komponenterna har ett VSWR mindre än 1,1 dvs RL på 30 - 50 dB.

I praktiken hittar man också komponenter som har ett VSWR större än 2. De har då en besvärande reflektionsdämpning, IL större än 1 dB. Själva reflektionen kan dessutom ställa till problem i kretskopplingen.

Reflektionsfaktorn uttryckt i impedanserna



$V_L = V_i + V_r = V_i + \Gamma V_i = V_i (1+\Gamma)$ eftersom $\Gamma = \frac{V_r}{V_i}$

$I_L = I_i - I_r = I_i - \Gamma I_i = I_i (1-\Gamma)$

↑ ström åt andra hållet

$$Z_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{V_i(1+\Gamma)}{I_i(1-\Gamma)} = Z_o\frac{(1+\Gamma)}{(1-\Gamma)}$$

$$\frac{Z_L}{Z_o} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$$

Impedansförhållandet Z_L/Z_o kan också kallas lastens normerade impedans. Man kan också flytta om i ekvationen så att man får Γ som en funktion av impedanserna.

$$Z_L - \Gamma Z_L = Z_o + \Gamma Z_o$$

$$Z_L - Z_o = \Gamma(Z_L + Z_o)$$

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$$

Det ger en enkel ekvation för att beräkna reflektionsfaktorn då man belastar en viss ledning.

Stående-våg-förhållandet uttryckt i impedanserna

Max spänning får vi då de båda spänningarna är som störst, dvs då beloppen adderas.

Min får vi då spänningarna tar ut varandra, dvs då beloppen subtraheras.

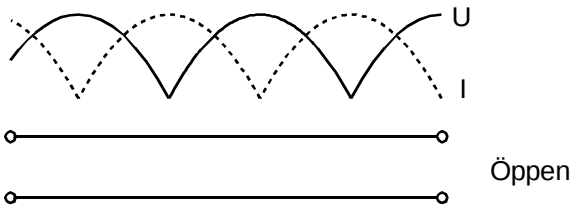
$$\text{VSWR} = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{|V_i| + |V_r|}{|V_i| - |V_r|} = \frac{|V_i| + |\Gamma||V_i|}{|V_i| - |\Gamma||V_i|}$$

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

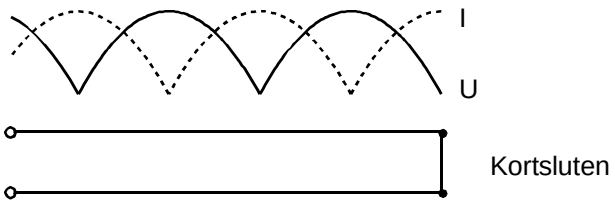
Vid jämförelse med föregående ekvationer är VSWR nästan lika med impedans-förhållandet Z_L/Z_o. Den enda skillnaden är beloppstecknet. Om en 50Ω ledning avslutas med 100Ω blir VSWR = 100/50 = 2. Om man avslutar med 25 Ω skulle det motsvara 0,5. Men VSWR kan ju inte vara mindre än ett. Om man istället vänder impedansförhållandet så att Z_o/ Z_L = 50/25 så får man det riktiga värdet VSWR=2.

$$\text{VSWR} = \frac{Z_L}{Z_o} \quad \text{eller} \quad \frac{Z_o}{Z_L} \quad \text{det som ger VSWR>1}$$

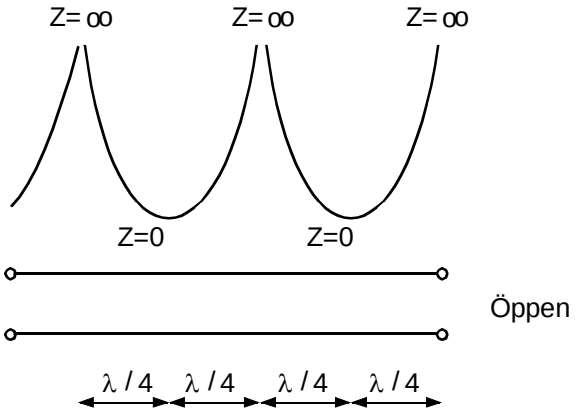
Totalreflektion



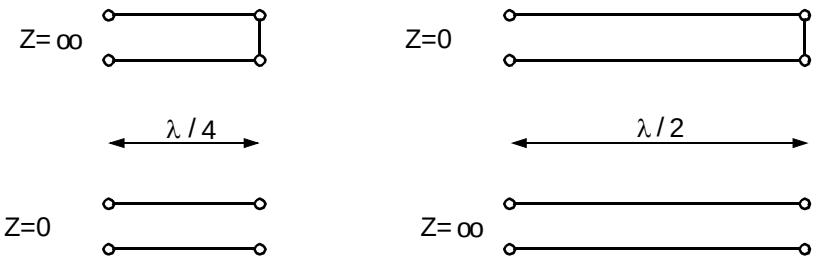
Då ledningen är helt öppen, kommer naturligtvis strömmen att vara noll där. Spänningen kommer däremot att vara maximal vid den punkt som inte belastas. De uppkomna stående vågorna av strömmen och spänningen kommer således att vara förskjutna en kvarts våglängd.



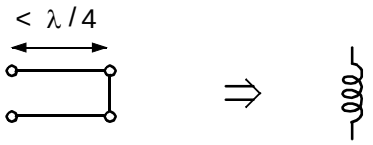
Vid en kortslutning blir spänningen noll och strömmen max. Även här blir stående vågorna fasförskjutna 90°.



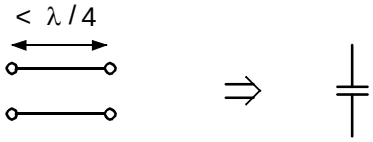
Impedansen, som är förhållandet mellan ström och spänning (Z=U/I), kommer således också att variera längs ledningen. I de punkter där spänningen är noll blir också impedansen noll. Men där strömmen är noll blir impedansen oändlig.



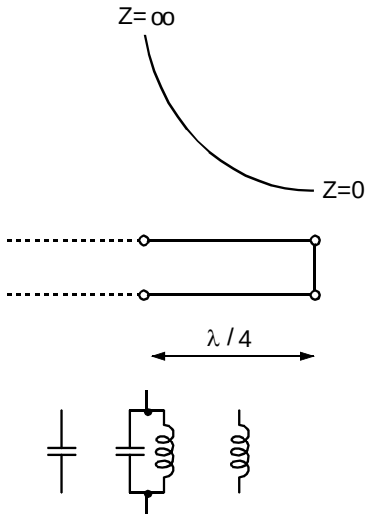
En kortsluten ledning som är en kvarts våglängd lång (eller 3/4 våglängd), kommer att uppträda som en öppen ledning. Är kvartvågsledningen däremot öppen i bortre änden, så kommer den att fungera som en kortslutning. Efter en halv våglängd har impedansen transformerats tillbaks igen.



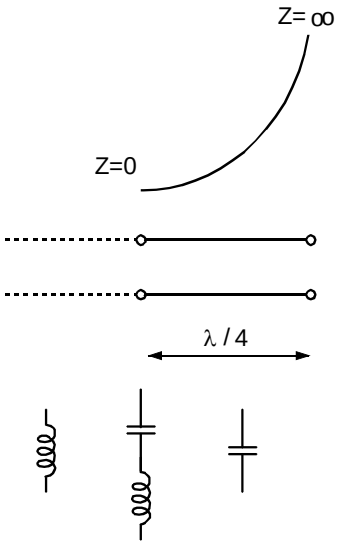
En mycket kort ledningsstump (< λ/4) som är kortsluten har en viss impedans. Resistansen är mycket liten, och konstant längs ledningen. Det måste alltså vara en reaktans som varierar längs ledningen. Den kortslutna ledningen är utformad som ett halvt varv av en spole. Det är alltså fråga om en induktiv reaktans.



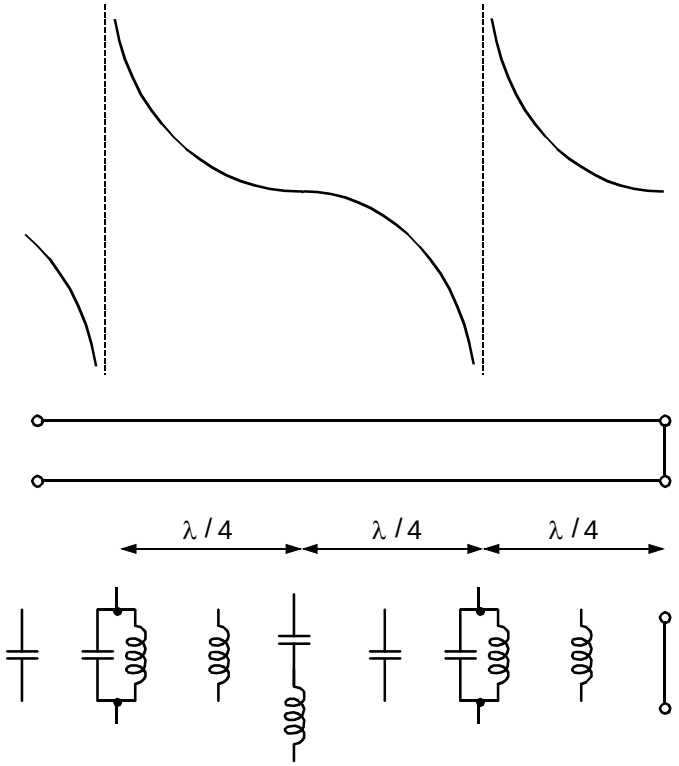
En kort ledningsstump (< λ/4) som är öppen, har också en viss reaktans som varierar längs ledningen. Eftersom det inte går någon ström i ett avbrott, kan det inte vara induktiv reaktans. Men mellan två metaller finns det alltid en viss kapacitans. Det är alltså fråga om en kapacitiv reaktans som varierar längs ledningen.



En kortsluten ledning, som är en kvarts våglängd lång, ger en oändlig impedans på ingången. Men om frekvensen avviker, så att det inte längre är en kvarts våglängd, kommer impedansen att vara lägre. Den kretskoppling som har mycket hög impedans för en viss frekvens och lägre impedans då frekvensen avviker, är en parallell-resonanskrets. Är längden större än en kvarts våglängd, så har vi passerat resonans, och kretsen fungerar som en kapacitans.



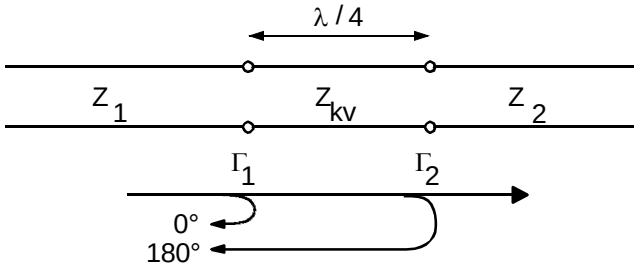
En öppen ledning ger impedansen noll, då den är en kvarts våglängd lång. Då frekvensen avviker blir impedansen högre. Det motsvarar frekvenskarakteristiken för en serieresonanskrets. Kortare än en kvarts våglängd ger en kapacitans. Längre än en kvarts våglängd (på andra sidan resonanserna) ger den en induktans.



En totalreflekterande ledning kommer alltså att fungera som en kapacitans eller induktans, eller som en resonanskrets (parallell eller serie) beroende på dess längd. Man kan få valfri reaktans med hjälp av ledningslängder, istället för med lindade spolar och kondensatorer. Istället för diskreta komponenter använder man sig av distribuerade komponenter.

Transformering av impedansen

Två ledningar med impedanserna Z_1 respektive Z_2 kan anpassas till varandra med en kvartvågsledning.



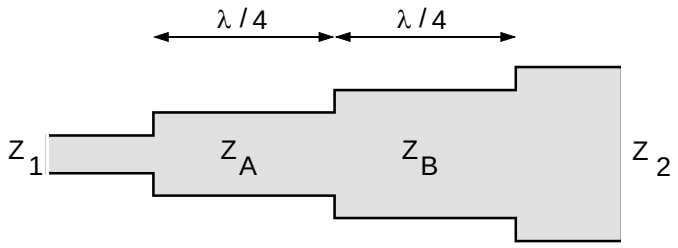
Vid de båda övergångarna sker en liten reflektion. Den ena reflektionen har gått en halv våglängd längre än den andra. De ligger alltså i motfas. Om de båda reflektionerna görs lika stora ($\Gamma_1=\Gamma_2$), så kommer de att ta ut varandra. Ingen reflektion tillbaks betyder att ledningen är anpassad.

$$\Gamma_1 = \frac{Z_{kv} - Z_1}{Z_{kv} + Z_1}$$

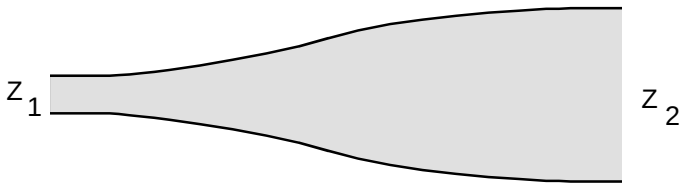
$$\Gamma_2 = \frac{Z_2 - Z_{kv}}{Z_2 + Z_{kv}}$$

$\Gamma_1 = \Gamma_2$ ger $\quad Z_{kv} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$

Det ger perfekt anpassning på den frekvens där ledningen är en kvarts våglängd lång. Bandbredden bestäms av hur stort VSWR man kan tolerera. Dessutom blir bandbredden mindre ju större skillnad det är mellan impedanserna som ska anpassas.



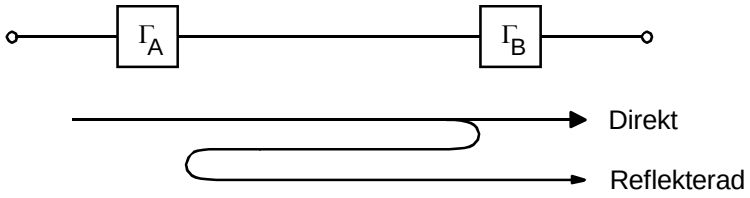
Det går att få större bandbredd om man transformerar med två eller tre sektioner. Eller för en viss bandbredd får man bättre anpassning med fler sektioner. En kvartvågstransformator ger en anpassning på RL=15 dB över en oktav, dvs B=67 %. Med två stegs transformering hålls RL=15 dB över en så stor bandbredd som 122 %. Över en oktav kan anpassningen bli så bra som RL=25 dB.



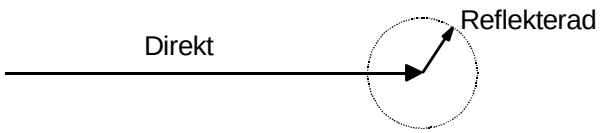
Istället för en stegvis övergång, kan man använda en mjuk kontinuerlig övergång. Det ger mycket stor bandbredd. Nackdelen är att den måste vara ganska lång. Den bör vara en halv våglängd eller kanske rent av en våglängd för lägsta frekvensen.

Diskreta steg	⇒	kompakt krets med låga förluster
Kontinuerlig övergång	⇒	stor bandbredd

Multipel reflektioner



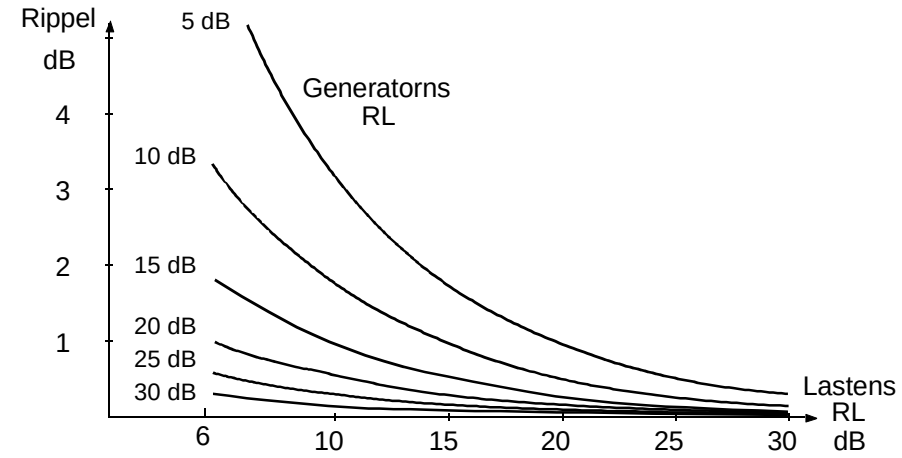
Signalen reflekteras först vid B och sen vid A. Den multipelreflekterade signalen sammansätts vektoriellt med den direkta.



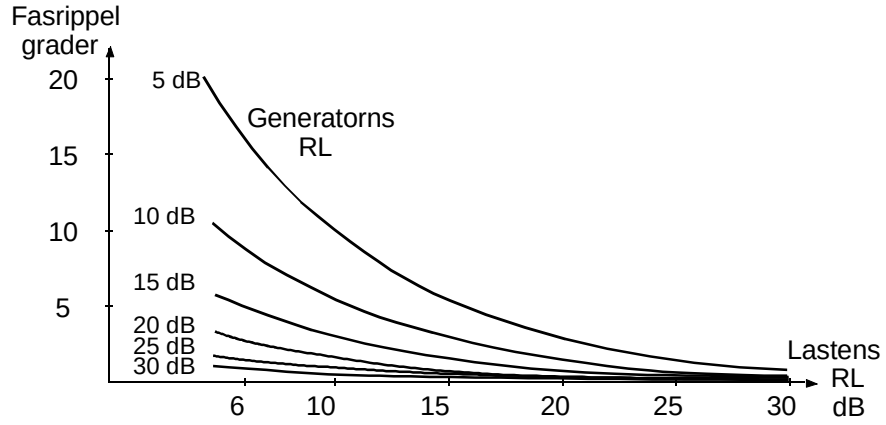
Den reflekterade signalen är mindre än den direkta, och den har en fasvridning som bestäms av avståndet mellan reflektionerna samt frekvensen.

När frekvensen varierar kommer signalerna ibland att ligga i fas och ibland i motfas. Det ger rippel i amplituden. Max signal är $1 + |\Gamma_A\Gamma_B|$ och min signal är $1 - |\Gamma_A\Gamma_B|$. Storleken på ripplet blir då:

$$20 \cdot \log \frac{1+|\Gamma_A\Gamma_B|}{1-|\Gamma_A\Gamma_B|} \quad \text{dB}$$



Om en svepgenerator med VSWR = 1,5 kopplas till en förstärkare med VSWR = 2 blir det ett rippel på 1,2 dB då frekvensen sveps. Det motsvarar en mätnoggrannhet på 1,2 dB, trots att man mäter med en effektmeter som är graderad i hundradels dB.

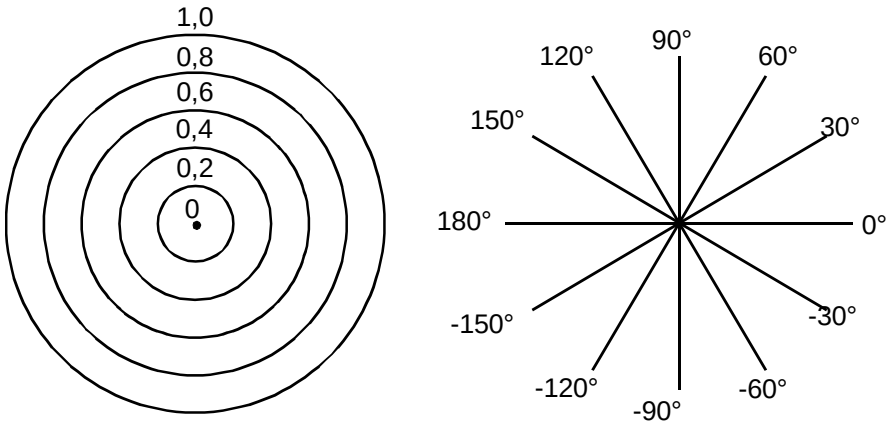


Motsvarande beräkningar kan också göras på den sammanlagda signalens fas. När reflektionen ligger 90° fasvriden i förhållande till insignalen, blir vektorsumman riktad lite åt fel håll. Den har fått ett fasfel. När frekvensen sveps kommer fasfelet att variera, det blir ett rippel i fasen.

3. Smith-diagram

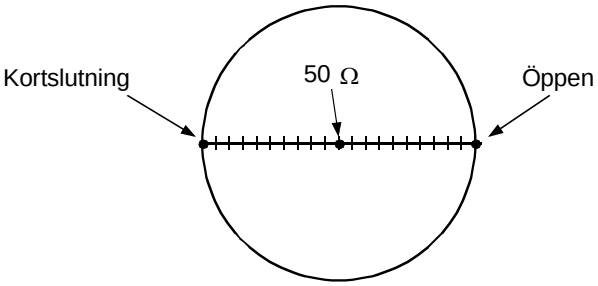
Reflektionsfaktor

Reflektionsfaktorn har både belopp och fasvinkel. Den kan ritas upp i ett polärt diagram.



Anpassning (Γ=0) visas i centrum och totalreflektion på periferin. En öppen ledning ger totalreflektion (Γ=1) med fasvinkeln 0°. En kortsluten ledning ger totalreflektion i motfas, dvs med fasvinkeln 180°.

Resistans

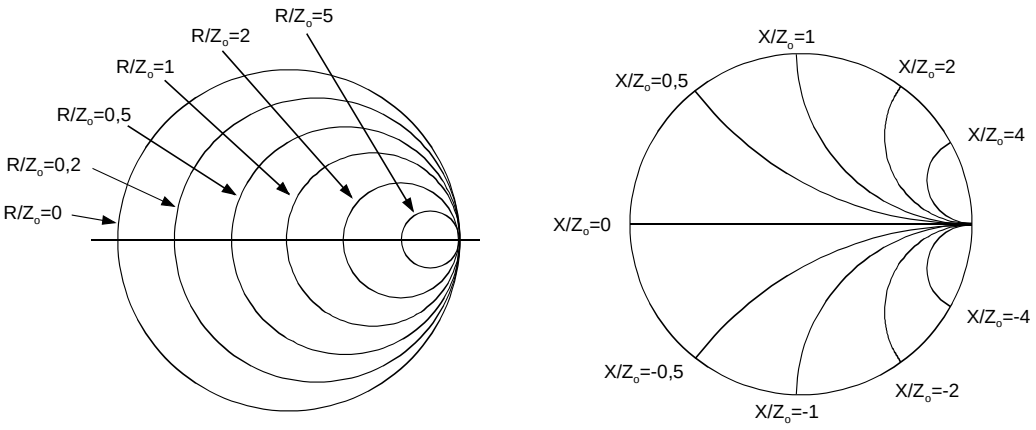


Den horisontella axeln kan graderas i avslutningsmotståndets resistans. Från kortslutning (Γ=1 med /180°) ökar resistansen till 50Ω i centrum (anpassning) och ökar slutligen till öppen ledning (R=∞) längst till höger.

Ibland arbetar man inte i ett 50Ω system. Därför är ofta diagrammen normerade till ledningsimpedansen, dvs alla impedanser är dividerade med Z_o. Det betyder att anpassningspunkten i centrum har impedansen 1.

Impedans

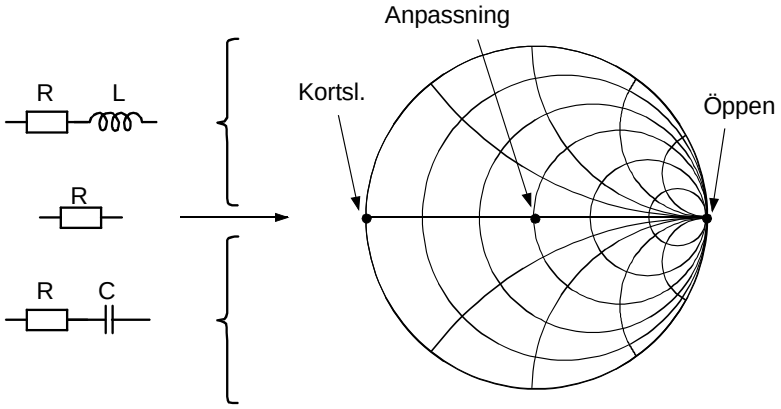
Varje kombination av resistans och reaktans (Z_L= R+jX) ger en viss reflektionsfaktor ($\Gamma = \rho \angle\Phi$). I diagrammet kan man rita in punkter med olika impedanser. Punkterna med samma resistans sammanbinds till resistanslinjer, och punkter med samma reaktans till reaktanslinjer.



R=0 representeras av diagrammets periferi. R=1 (t.ex. 50Ω) går genom centrum.
En hög resistans motsvarar en liten cirkel längst till höger.

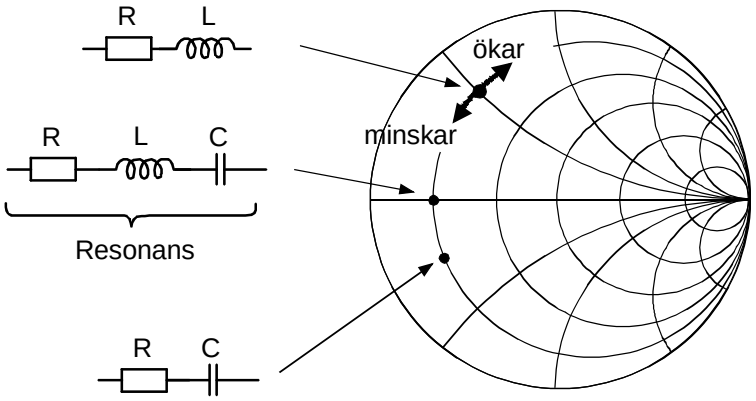
En induktans (Z=jX) ritas in i den övre delen av diagrammet, och en kapacitans (Z=-jX) ritas in i den undre delen.

I övergången mellan induktans och kapacitans går reaktansen ner till noll.
Den horisontella linjen representerar en ren resistans.



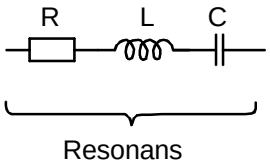
Smith-diagrammet är en kombination av resistans- och reaktanslinjer, uppritat i det polära reflektionsdiagrammet.

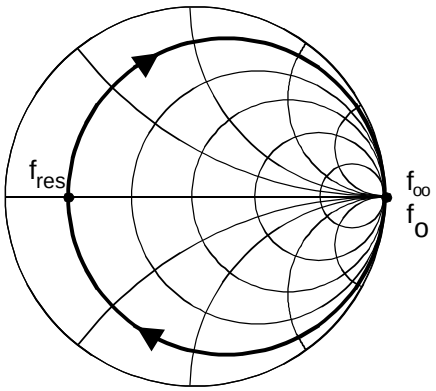
Varierande reaktans



Om induktiva reaktansen varierar och resistansen är konstant, förflyttar man sig längs resistanscirkeln. Adderar man en kapacitans i serie, minskar reaktansen. Med tillräcklig kapacitans blir den sammanlagda reaktansen noll. Vi har då fått en serieresonans. Med ytterligare kapacitans får kretsen övervägande kapacitiv reaktans. Vi har då hamnat i den undre delen av diagrammet.

Varierade frekvens



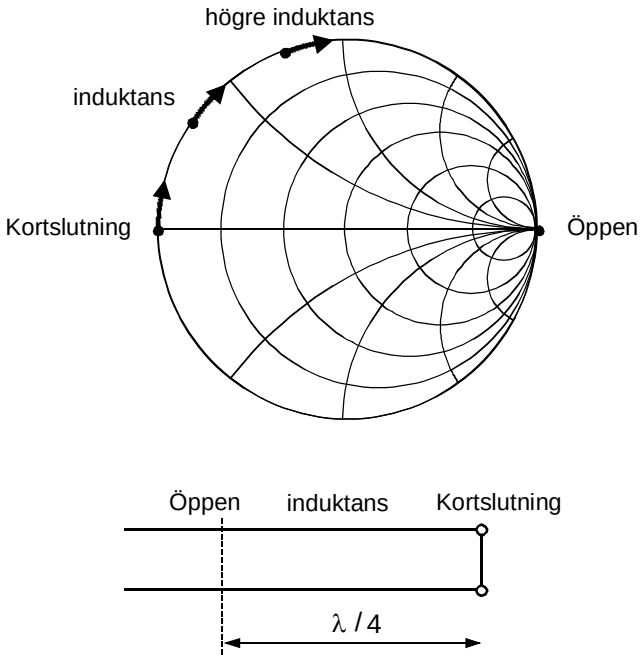


Vid f=0 ger kondensatorn ett avbrott, dvs Z=∞. Då frekvensen ökar blir den kapacitiva reaktansen mindre. Vi följer cirkeln för konstant resistans till allt lägre reaktans. Vid resonans är reaktansen noll (Z=R). Ökar frekvensen ytterligare blir kretsen övervägande induktiv. Ju högre frekvens desto större blir induktiva reaktansen. Vid f=∞ har impedansen blivit högohmig igen.

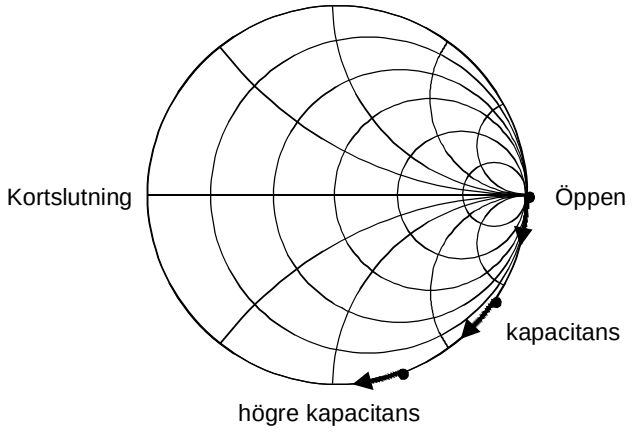
Då frekvensen ökar vrider man sig medurs i diagrammet.

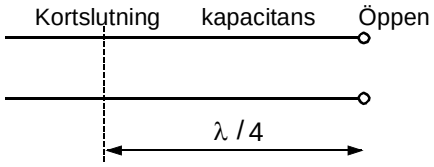
Förflyttning längs ledningen

Vid förflyttning längs en ledning ser man fortfarande samma storlek på reflektionen. Reflektionsfaktorn har hela tiden samma belopp. Däremot ändras dess fasvinkel. Vid en förflyttning mot generatorn kommer reflektionen allt mer efter framvågen.



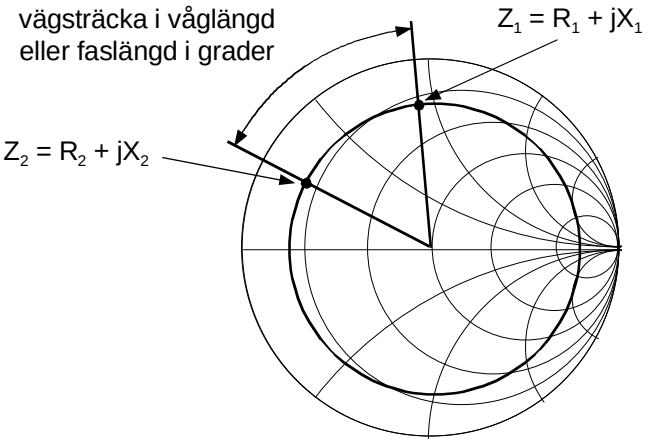
Förflyttar vi oss från kortslutningen får vi en induktiv reaktans, som blir allt större. Efter en kvarts våglängd har kortslutningen transformerats till en öppen ledning. Ett halvt varv i diagrammet motsvarar alltså en kvarts våglängd. Efter en halv våglängd, dvs. ett varv i diagrammet, har vi kommit tillbaks till samma impedans.





Vi kan göra motsvarande sak med en öppen ledning. En kort förflyttning ger en kapacitiv reaktans. Efter en kvarts våglängd ser vi en kortslutning.

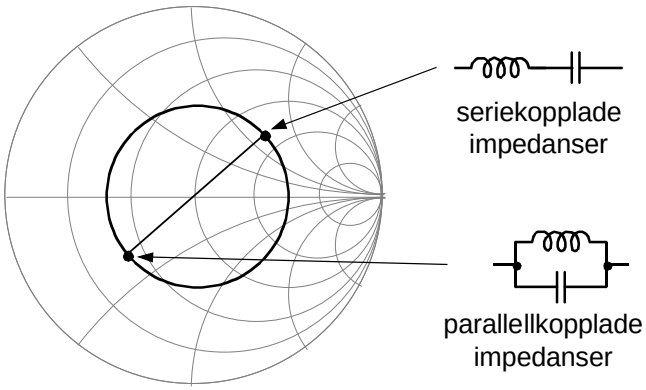
En förflyttning mot generatorn motsvarar medurs vridning, och en förflyttning mot lasten ger en moturs vridning. Periferin kan vara graderad i våglängder eller grader. Ett varv är $\lambda/2$, eller 180°.



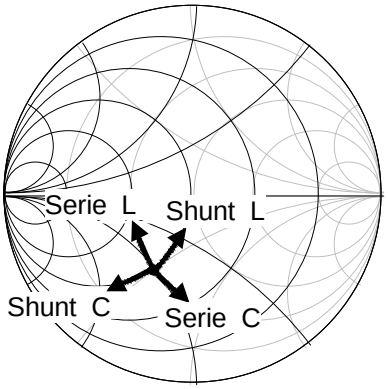
Varje belastning kommer att transformeras längs ledningen. Vi förflyttas längs cirkeln med konstant reflektionsfaktor, till en punkt med lämplig impedans. Det kan t.ex. vara den punkt som är rent resistiv, eller den punkt som är lätt att anpassa till Z_o.

Admittans

En kvarts våglängd lång ledning har inverterat impedansen. Men en inverterad impedans är detsamma som en admittans, Y=1/Z. Genom att vrida runt ett halvt varv i diagrammet, kan vi alltså avläsa kretsens admittans istället för dess impedans.



Alternativt kan man låta punkten ligga kvar och istället vrida diagrammet ett halvt varv. Med dubbla diagram kan man lätt hoppa mellan impedans och admittans.



Vid seriekoppling använder man sig av impedansdiagram. Vid parallellkoppling (shunt koppling) använder man admittansdiagram.

Anpassning

Smith-diagrammet kan användas som hjälpmedel då en krets ska anpassas. Man utgår då från den punkt som representerar lastens impedans. Sen adderar man induktans och kapacitans (i serie och parallell) så att man förflyttas längs cirklarna mot diagrammets centrum.

Om man anpassar med ledningslängder vrider man istället runt en cirkel med konstant reflektionsfaktor. Vanligtvis använder man sen parallellkoppling med en ledningsstump för att få önskad kompensering.

Enkla smalbandiga kretsar kan man dimensionera direkt i Smith-diagrammet. Nu för tiden använder man främst CAD-program till beräkning och optimering. Men fortfarande används Smith-diagrammet till presentation och värdering av resultatet, både i CAD-system och i mätinstrument (nätverksanalysatorn).

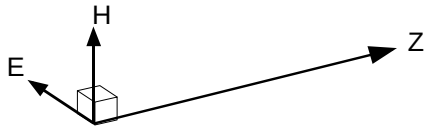
4. Vågledare

Allmänt

En vågledare är ett rektangulärt eller cirkulärt rör, av koppar eller aluminium. Den används för överföring av högfrekvent elektromagnetisk energi. Vågledarna är vanligen luftfyllda. De rektangulära vågledarna är de vanligast förekommande.

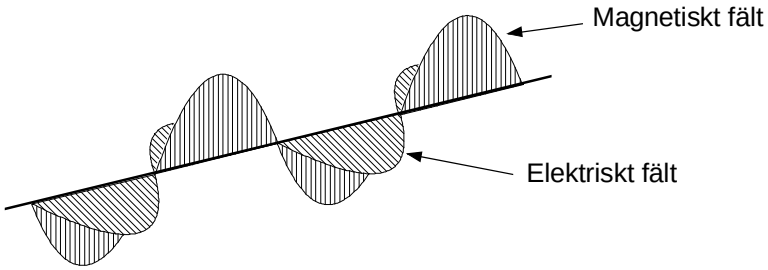
Vågledaren har ingen innerledare. Dess egenskaper diskuteras därför inte på konventionellt sätt, med hjälp av spänningar och strömmar. Man utgår istället från att energitransporten sker med elektromagnetiska vågor. Energin studsar fram mellan vågledarväggarna.

Den elektromagnetiska vågen

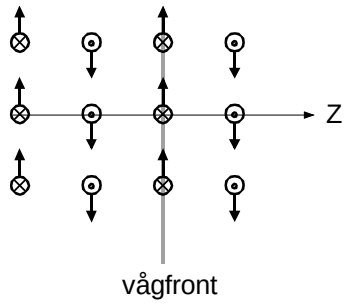


E = elektriskt fält
H = magnetiskt fält
Z = utbrednings riktning

Den elektromagnetiska vågen består av en magnetisk vektor (H) som är vinkelrät mot vågens fortplantningsriktning (Z), och en elektrisk vektor som är vinkelrät mot både H och Z. Vektorernas inbördes ordning är sådan att om man skruvar in en högergängad skruv i fortplantningsriktningen, ska vridningen ske den närmaste vägen från elektriska till magnetiska vektorn.

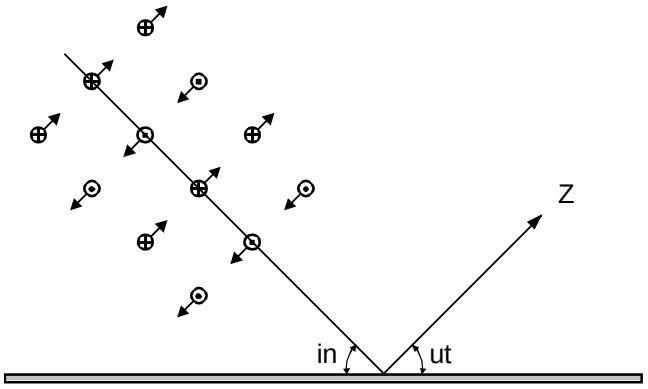


De elektriska och magnetiska vektorerna har samtidigt sina maxima och minima. Att fälten ligger i fas betyder att det sker en effektöverföring.



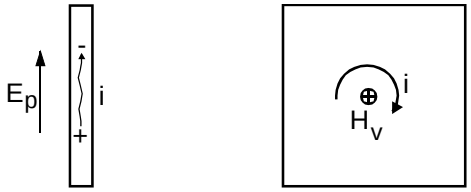
Fältet är fördelat i hela rymden. Punkter med samma fasläge kan ritas ihop till en vågfront. Vågfronterna fortplantas genom rymden.

Reflektion mot ett metallplan



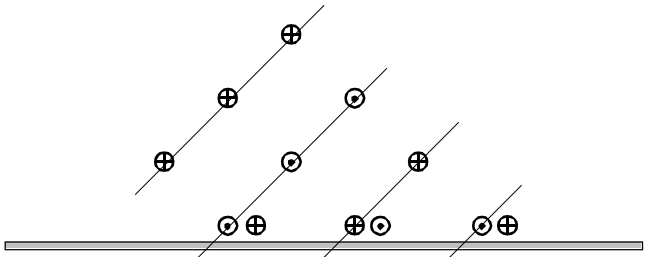
En elektromagnetisk våg reflekteras mot ett metallplan. Den reflekteras med samma utfallsvinkel som infallsvinkel, på samma sätt som ljuset reflekteras i en blank metallspegel. Ljuset är ju en elektromagnetisk strålning. Det resulterande fältet intill metallen måste uppfylla gränsvillkoren.

Gränsvillkoren

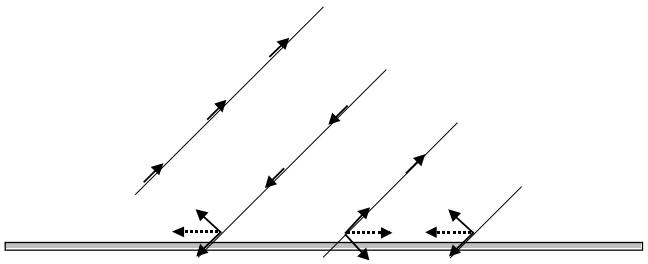


En elektrisk fältvektor kan inte vara parallell med ett metallplan, eftersom den då blir kortsluten av metallen, dvs $E_p = 0$. En magnetisk fältvektor vinkelrätt mot ett metallplan blir också kortsluten av den ström den alstrar, dvs $H_v = 0$ (jämför med hur ström i en ledare ger upphov till magnetfält). För att inte fältet ska störas av metallplanet måste alltså elektriska fältvektorn vara vinkelrät mot metallytan, och magnetiska fältvektorn parallell med metallytan.

Fältet vid metallplanet

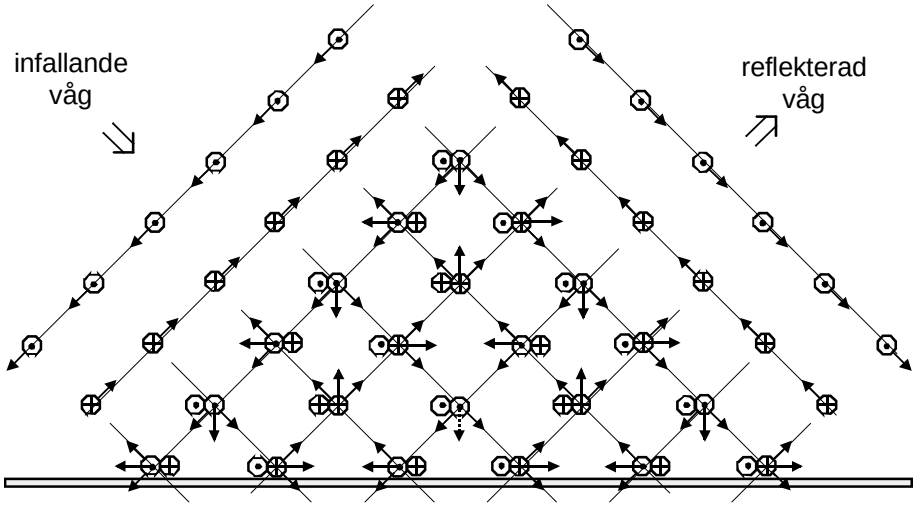


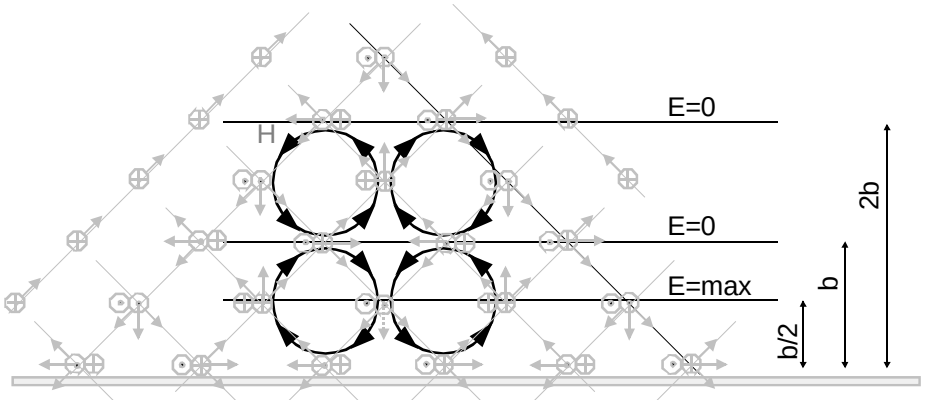
Metallplanet, som är en kortslutning, reflekterar det elektriska fältet i motfas (jämför med spänningen vid kortsluten ledning). Intill metallytan är alltså det sammanlagda elektriska fältet noll.



Det magnetiska fältet reflekteras i fas. Men man måste ta med den nya utbredningsriktningen då fältvektorerna ritas ut. Det sammanlagda fältet är resultanten av de två vektorerna. Resultanten ligger parallellt med metallplanet, vilket stämmer överens med gränsvillkoren.

Vi har nu fått början på den reflekterade vågen, både elektriska och magnetiska fältvektorerna. Resten av den reflekterade vågen kan nu ritas ut helt, med de visade faslägena som utgångspunkt.





I de sammanlagda fälten (från infallande och reflekterade vågor), kan man göra flera intressanta iakttagelser.

De magnetiska fälten är riktade åt olika håll så att de bildar slutna slingor, ibland medurs och ibland moturs. Magnetiska fält har ju alltid den egenskapen att de är slutna i slingor, så små som möjligt.

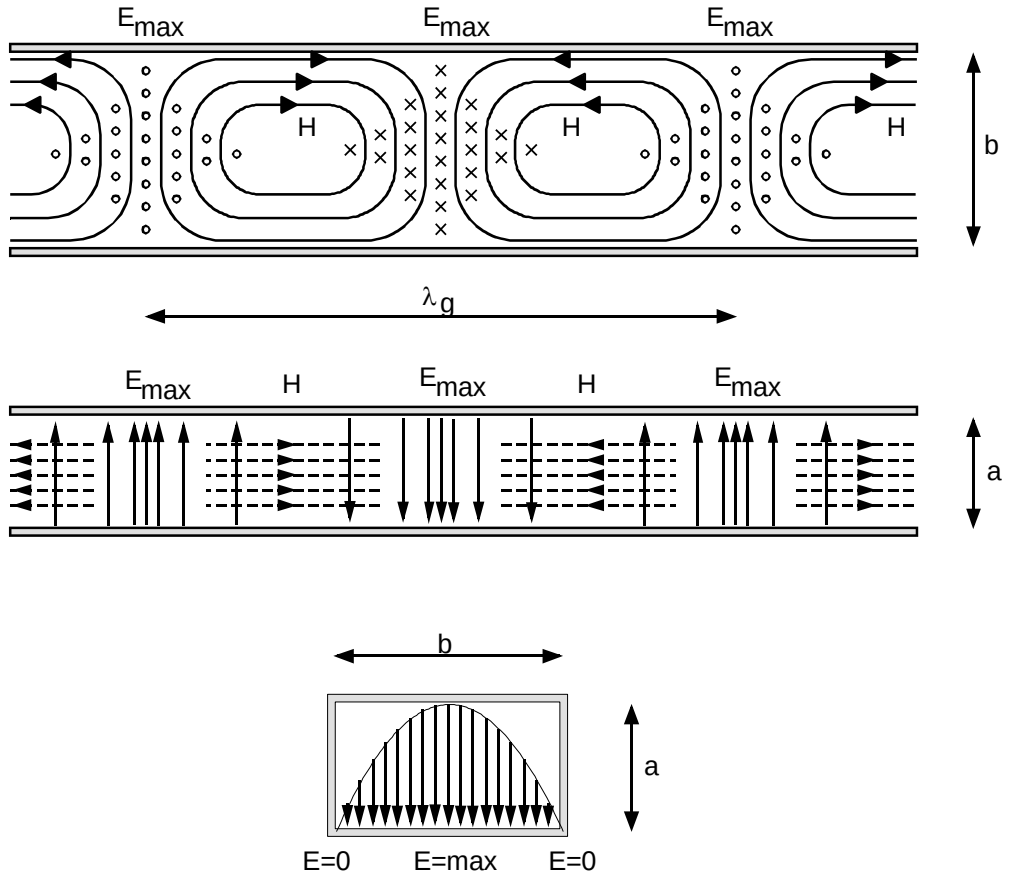
På vissa ställen samverkar de elektriska fälten, och på andra ställen tar de elektriska fälten ut varandra. Vi får maxima och minima i det elektriska fältet, på samma sätt som för spänningen på en kortsluten ledning. Transmissionsmediet är här luft, som är kortslutet med ett metallplan. Skillnaden är att vi här betraktar elektriska och magnetiska fält, istället för spänningar och strömmar.

Vi kan också placera ett metallplan vid y=b, utan att fältbilden påverkas. De elektromagnetiska vågorna reflekteras på sådant sätt att gränsvillkoren uppfylls. Den infallande vågen reflekteras fram och tillbaks mellan metallplanen. På så sätt tar sig energin fram mellan metallplanen.

Vi kan också begränsa fältets utsträckning genom att införa ett metallplan i figurens plan. Det elektriska fältet är överallt riktat vinkelrätt mot papperet, och det magnetiska fältet är överallt riktat parallellt med papperets plan.

Med ett lock och botten har vi begränsat fältet till ett fyrkantigt rör. Vi har fått en rektangulär vågledare som kan transmittera elektromagnetisk energi.

Rektangulär vågledare



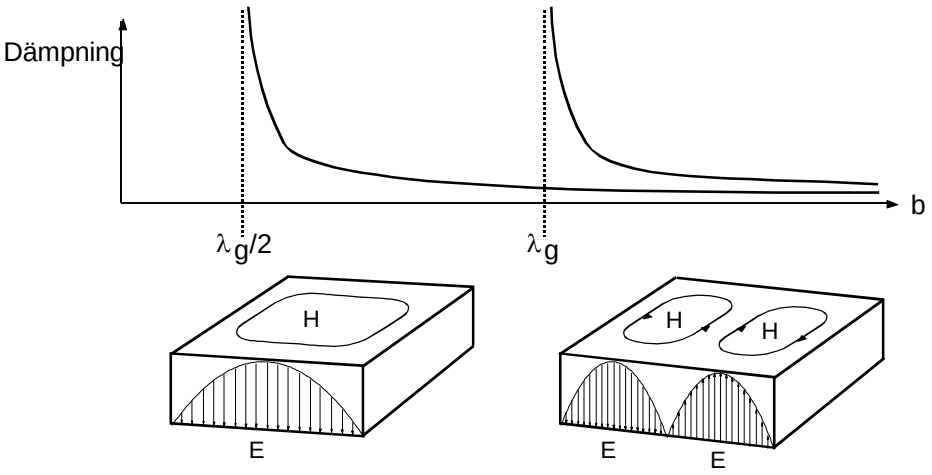
Figuren visar olika projektioner av en vågledare med inlagda fältmönster. Våglängden i vågledaren (λ_g) är avståndet mellan två närbelägna punkter med samma fasläge. De magnetiska fältringarna kan tänkas vara staplade över varandra så att vågledaren fylls från golv till tak.

I flertalet punkter har magnetiska fältet både en transversell (H_t) och en longitudinell (H_l) fältkomposant. Man ser av figuren att E och H_t når sina maxima samtidigt. H_l blir maximalt en kvarts våglängd därifrån, där E är noll. Enligt högerskruvsregeln sker effekttransporten longitudinellt i vågledaren och beror på vektorerna E och H_t (de är i fas). Ingen aktiv strålningseffekt går transversellt eftersom E och H_l är 90° fasförskjutna.

Det bör också observeras att det elektriska fältet är maximalt i vågledarens mitt och avtar till noll vid vågledarväggen.

Vågledardimensionering

Vågledarens bredd ska vara så stor att en magnetisk fältslinga får plats, dvs större än en halv våglängd. Är den mindre så kan transmission inte ske. Gränsfallet kallas för klippvåglängden ($\lambda_c = 2b$). Dämpningen ökar redan nära klippvåglängden. Därför ska bredden helst vara mycket större än $\lambda_g/2$



Om bredden ökas, blir slingorna lite större. Men för den dubbla bredden kan det få plats två slingor, antingen en stor slinga eller två små slingor. Det kan existera två olika moder. Även om man startar med grundmoden, så kommer den andra moden att bildas vid komponenter och diskontinuiteter. Där man i grundmoden har maximalt elektriskt fält, kommer fältet att vara noll i nästa mode. Vågledarkomponenterna kommer att fungera sämre, eller kanske inte alls, om man använder fel mode.

Vågledarens bredd begränsas därför till: $\lambda_g / 2 < b < \lambda_g$

Det motsvarar en bandbredd på en oktav. Men man får inte gå för nära klipp-frekvensen för då får man för stora förluster. Man får inte heller gå för nära klippfrekvensen för nästa mode så att den moden riskerar att skapas. Det användbara frekvensområdet blir vanligen bara:

$$1{,}3\, f_c < f < 1{,}9\, f_c$$

Höjden får inte vara så stor att fältbilden kan utbildas på höjden också. Den måste alltså vara mindre än $\lambda_g/2$. Men den får inte vara för liten så att det kan bli överslag för aktuell effekt. Förhållandet mellan sidorna påverkar också impedansnivån och förlusterna. I praktiken görs förhållandet mellan sidorna lika med 0,5

$$a = b / 2$$

Vågledaren kan alltså anses vara ett bandpassfilter. Den undre gränsen är den frekvens där inte någon fältmode kan utbildas. Den gränsen kallas klippfrekvensen eller cut-off frekvensen. Den övre gränsen är den frekvens vid vilken andra moder än grundmoden kan bildas.

Frekvensområdet är så litet att det åtgår många olika vågledardimensioner för att täcka mikrovågsområdet (respektive mm-våg). Stora företag har satt på sina egna bokstavsbeteckningar för banden, men alla måste åtminstone hålla sig till samma mekaniska dimensioner för att kunna sälja sina komponenter.

Man kan också använda vågledare med cirkulärt tvärsnitt för att få extra låga förluster (högt Q-värde). Där kan man också använda en rotationssymmetrisk mode, så att vågledarkomponenterna kan vridas i förhållande till varandra. Nackdelen med en cirkulär vågledare är att den blir ännu smalbandigare än den rektangulära.

Vågnomenklatur

Beroende på vågledardimensionerna (innermått) och de använda våglängderna, kan ett stort antal olika fältmönster bildas. Man brukar dela in dessa moder i tre olika grundtyper.

TE-våg	Transversell elektrisk våg, där endast det elektriska fältet är vinkelrätt mot vågledarens längdriktning. Det magnetiska fältet har en komposant i längdriktningen.
TM-våg	Transversell magnetisk våg, där det magnetiska fältet (i alla punkter) är vinkelrätt mot längdriktningen. Det elektriska fältet har här en komposant i längdriktningen.
TEM-våg	Transversell elektromagnetisk våg, där både det elektriska och magnetiska fältet alltid är vinkelräta mot transport-riktningen (gäller inte vågledare).

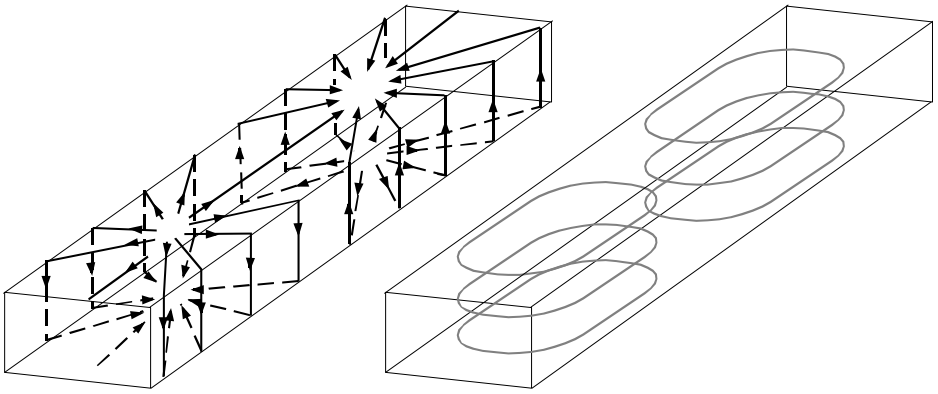
Olika moder betecknas med index efter grundtypsbeteckningen.

T.ex. TE_{mn}

m — antalet halvvåglängder i fältbilden efter *breda sidan*
n — antalet halvvåglängder i fältbilden efter *höjden*

Grundmoden i rektangulär vågledare är: TE_{10}

Strömmen i vågledarväggen



Ytströmmarna på vågledarens insidor går vinkelrätt mot de magnetiska fältlinjerna. Högerskruvning längs en magnetisk fältlinje matar i strömriktningen. Det är alltså lätt att rita upp ytströmslinjerna på vågledarens insida. Strömriktningen vänds för varje halv ledningsvåglängd.

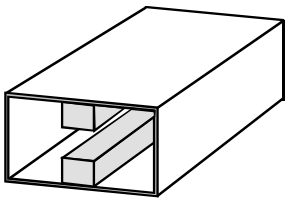
Mönstren för strömmen förflyttas med fashastigheten i vågledarens längdriktning, precis som fältbilden.

Vågledarens dämpning är direkt beroende på det elektriska motstånd som ytströmmen uppfattar. Det är därför viktigt att förhindra kondens och korrosion, som ökar ytresistiviteten.

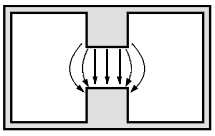
Energitransporten sker med fältet inuti vågledaren. Ytströmmarna kan användas för att beskriva vissa komponenters funktion.

Ryggvågledare

Double Ridge Waveguide



Ryggvågledaren har två ryggar längs bredsidorna. Det elektriska fältet kommer därför att bli mycket kraftigare just mellan ryggarna.



Eftersom fältet har blivit starkare i mitten, är det i motsvarande grad svagare längre bort. Det gör att den lägre frekvensgränsen (cut-off frekvensen) förskjuts längre ner. Den dubbla moden ska ha fältet noll i mitten, och kommer därför att undertryckas. Man kan alltså använda den för högre frekvenser, utan risk för att den moden exciteras.

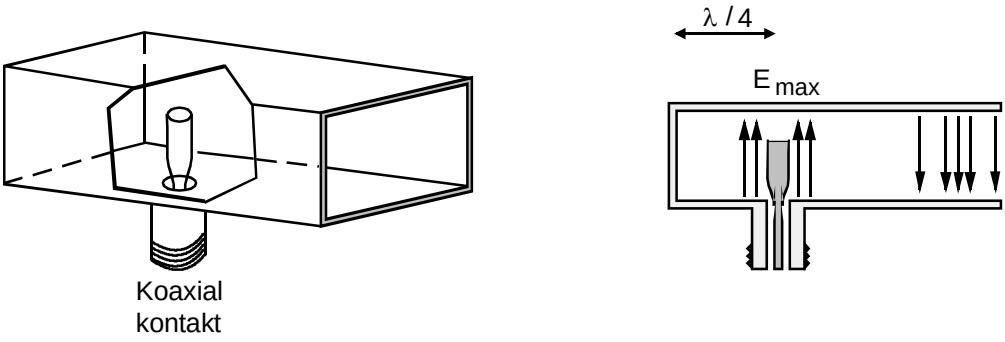
Frekvensområdet blir alltså större. En standardvågledare har ett frekvensområde 1,5 : 1. Med ryggvågledare blir det istället 2,4 : 1 eller mer. Frekvensområdet blir större än en oktav. Den kan till och med rymma två standardband.

Standard-vågledare		Rygg-vågledare
8,2–12,4GHz 12,4–18GHz	}	7,5–18GHz
18–26,5GHz 26,5–40GHz	}	18–40GHz

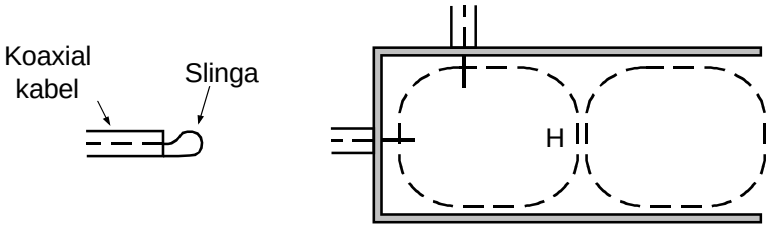
Ett mer koncentrerat fält på liten metallyta resulterar i lite högre förluster. Dessutom tål den inte lika hög effekt som standardvågledaren. Det blir ju lättare överslag då avståndet har minskats. Med ryggar blir det också lite lägre impedans.

Övergång mellan vågledare och koaxial

För att injicera eller ta ut effekten från en vågledare, kan man använda en sond eller en slinga.



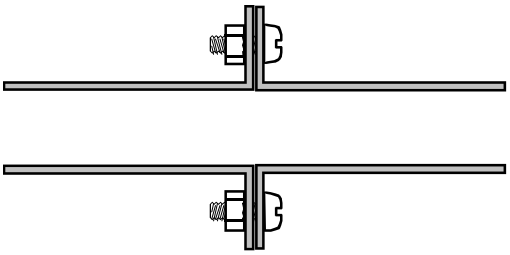
En sond är en liten antenn som kopplas in där det elektriska fältet är som starkast, längs med de elektriska fältlinjerna.



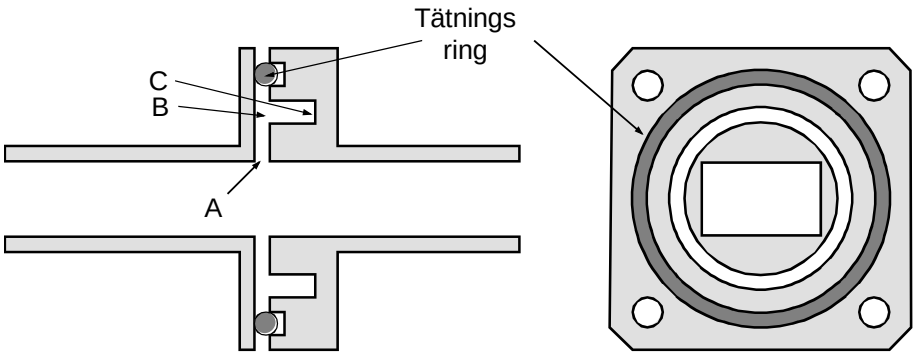
En slinga är ett varv av en liten spole, som monteras så att det magnetiska fältet kan gå genom slingan.

Flänsar

Vågledare och vågledarkomponenter skruvas ihop med flänsar. Två plana flänsar ger direktkontakt mellan vågledarna. Prestanda blir direkt beroende på kontaktytornas jämnhet och sammanfogningstryck.



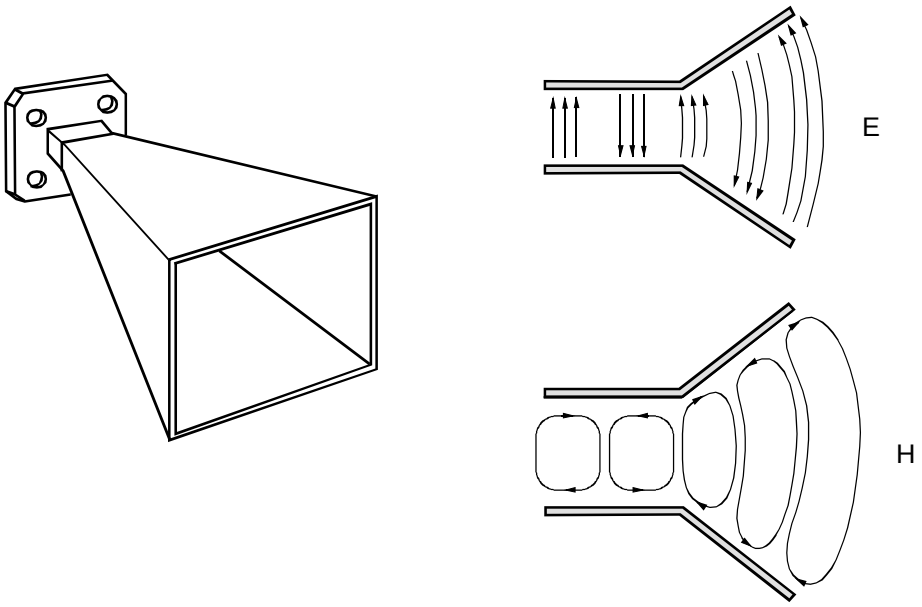
Man får bättre prestanda om en spårfläns (choke-fläns) sammanfogas med en planfläns. Spåret kan tänkas bestå av kvartvågstransformatorer.



Botten på spåret är kortslutet (C). Denna kortslutning transformeras efter en kvarts våglängd till en öppen ledning (B). Efter ytterligare en kvarts våglängd blir den öppna ledningen transformerad till en kortslutning (A). Vågledarna är alltså hopkopplade med en virtuell kortslutning, istället för metallisk kontakt. Utanför spåret läggs en tätningsring (O-ring), för att förhindra kondensbildning i vågledaren.

Horn

Ett horn används då hela effekten i vågledaren ska stråla ut. Eller då den som mottagare ska samla upp elektromagnetiska strålningen.

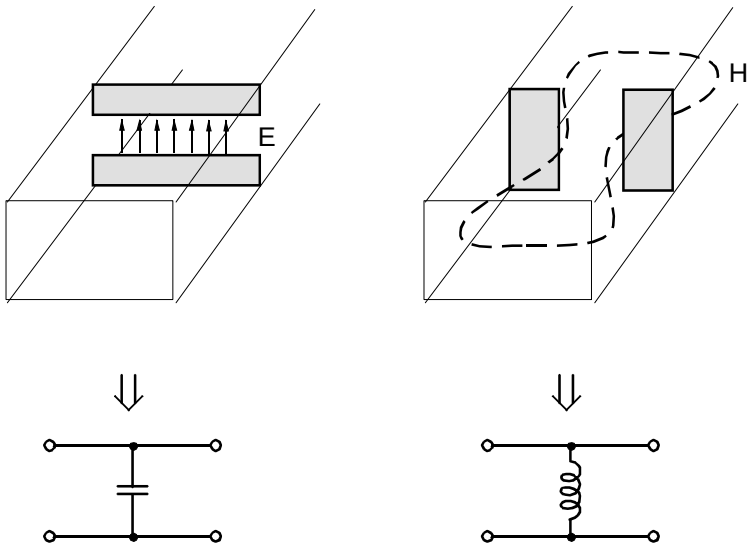


Hornet kan betraktas som en kontinuerlig övergång från vågledarens impedans till fria rymdens impedans.

Ju större hornantennens öppningsyta är, desto större riktverkan får den. Men eftersom fältet buktar sig vid hornets öppning (apertur) får man ett fasfel. Fasfelet blir större ju större aperturen är. Det begränsar den maximala förstärkningen till ca 25 dB. Vanligtvis är förstärkningen 10 eller 15 dB.

Eftersom hornet får en väl definierad förstärkning används den som referens vid antennmätningar.

Reaktanser



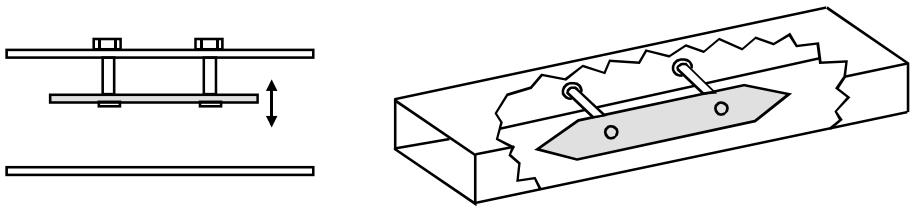
Metallskivor (bländare) upptill och nertill i vågledaren kommer att påverka det elektriska fältet. Det intensifierar det elektriska fältet. Skivorna ger alltså samma inverkan som en kapacitiv reaktans.

Om metallskivorna placeras på sidorna, kommer istället det magnetiska fältet att påverkas. Det motsvarar en induktiv reaktans.

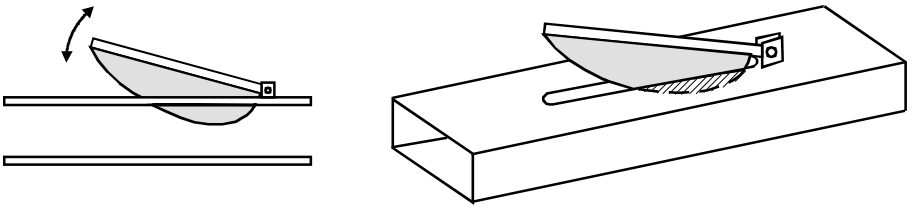
Dämpare och fasvridare

En fasvridare består vanligen av en tunn dielektrisk skiva som förs in i det elektriska fältet. Dielektrikat minskar fashastigheten och våglängden. Det betyder att signalen har fördröjts, dvs fasvridits.

Dämparen är en skiva med ett tunt lager dämpmaterial. Dämpningen kan varieras genom att skjuta in dämpskivan olika mycket i det elektriska fältet.



Skivan påverkar mest då den sitter mitt i vågledaren, där elektriska fältet är som starkast. Om skivan förflyttas ut mot kortsidan, ser den ett svagare fält. Det ger mindre dämpning (respektive fasvridning).

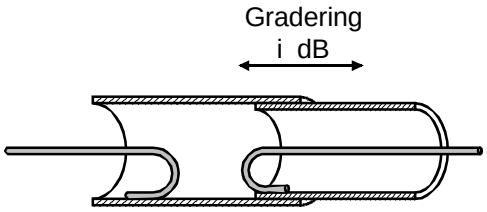


Istället för att flytta skivan i sidled kan man skjuta in den genom en slits i bredsidan. Ju mindre del av skivan som befinner sig i vågledaren, desto mindre påverkas fältet.

Det kan vara svårt att se skillnad på om det är en dämpare eller en fasskiftare. Det är ju bara ytbeläggningen som skiljer.

Reaktiv dämpare

Om man har en vågledare som är för trång för grundmoden, kan den inte leda fortskridande vågor. Fältet avtar mycket snabbt så att kopplingen till den bortre ändan blir mycket svag. Kopplingen blir svagare ju längre vågledaren (dämparen) är. En sådan dämpare kallas ofta cut-off dämpare.



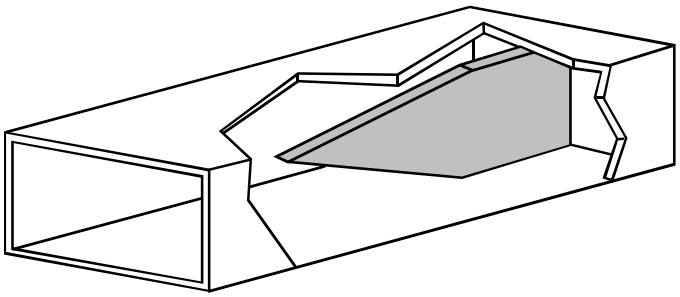
Vågledaren har här cirkulärt tvärsnitt. Två koaxialkablar ansluts med kopplingsslingor. De två koaxialdelarna kan dras isär, så att vågledaren blir längre. På så sätt får man en variabel dämpsats. Avståndet kan graderas mycket noggrant i dB.

Genom att göra vågledaren tillräckligt lång, kan man få en mycket hög dämpning, över 100 dB.

Nackdelen är att minsta dämpningen är ganska stor, ca 20 dB

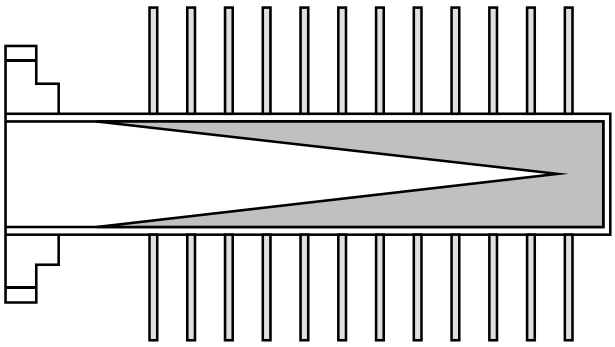
Avslutare

En avslutares funktion är att dämpa bort signalen helt. All infallande effekt ska absorberas, och inget får reflekteras tillbaks. Den ska alltså ha lågt VSWR.



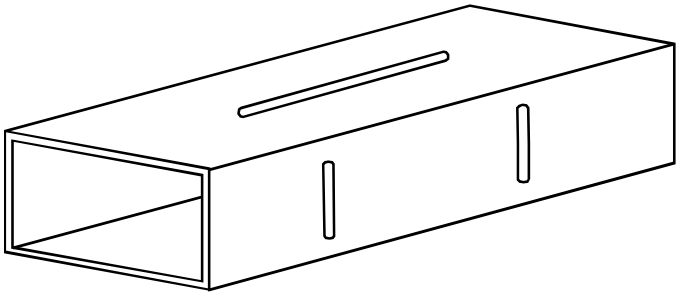
Ett sätt att konstruera en avslutare (dämpare) är att montera in en resistivt belagd, kilformad skiva, i vågledaren. Dämpningen är svag i kilspetsen och ökar gradvis tills fältet är helt kortslutet med resistansen. Kortslutningen ger totalreflektion, men signalen dämpas ytterligare på vägen tillbaks. En dämpskiva på 10 dB ger alltså sammanlagt 20 dB Return Loss, dvs en bra avslutare.

Dämpskivan är formad till en spets för att det inte ska bli en besvärande reflektion där dämpskivan börjar.

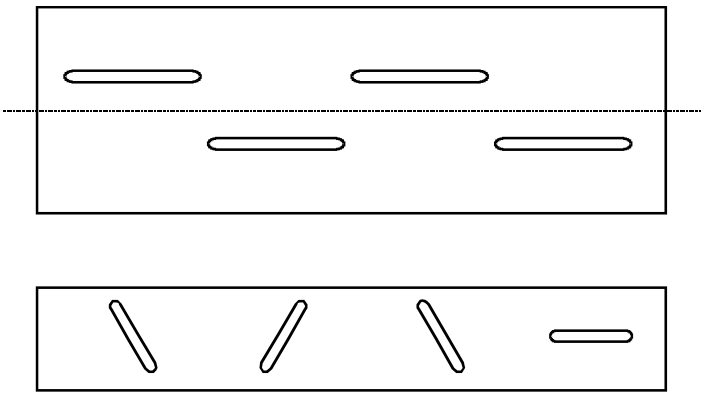


Vid högre effekter brukar man istället lägga det resistiva materialet på vågledarens insida (den breda sidan). Värmeutvecklingen kommer då att föras över till vågledarens utsida, och där är den lättare att kyla.

Slitsar



En slits är ett långsmalt hål i vågledaren. Om slitsen inte korsar några strömbanor, kommer den inte att påverka fältet i vågledaren. Fältet märker inte slitsen. Dessa slitsar används då man vill manipulera inuti vågledaren utan att signalen strålar ut.

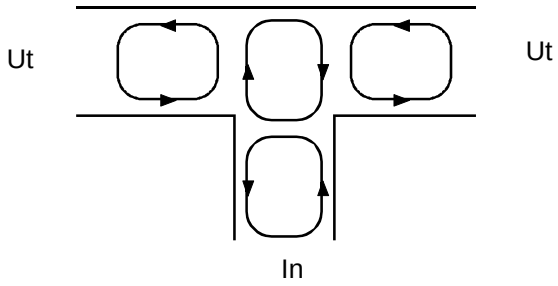


Om däremot slitsarna skär strömbanorna, så märker fältet att det är hål i vågledaren. Slitsarna kommer då att fungera som antenner som kopplar mikrovågseffekten in och ut ur vågledaren.

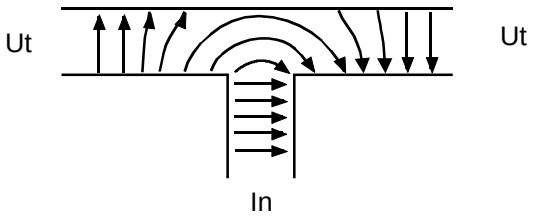
För att få lämplig koppling läggs bredsidans slitsar lagom mycket åt sidan från centrumlinjen. Den smala sidans slitsar vrids något, om man vill begränsa strålningen. Det blir olika faslägen på varsin sida om mittlinjen (respektive lutning åt var sitt håll). Den sammansatta strålningen från många slitsar ger smalare lob (jämför sammansatta dipoler).

Magiskt - T

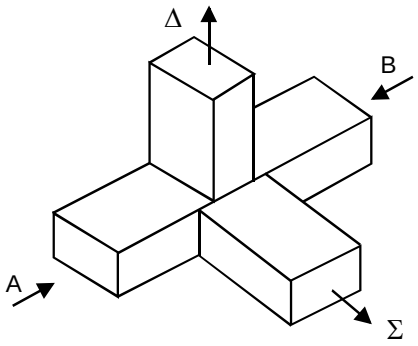
Ett T-stycke delar upp signalen i två delar. Förgreningen kan se ut på två olika sätt.



Ett H-plan T-stycke delar upp signalen till två utgångar med samma amplitud och fas.



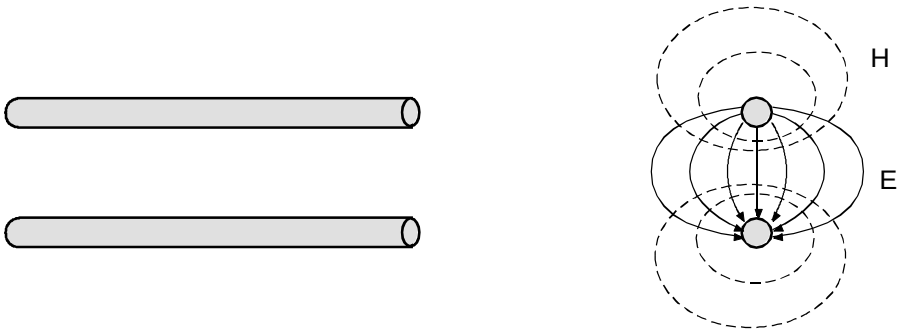
Ett E-plan T-stycke delar också signalen i två lika stora delar. Däremot skiljer sig utgångarna 180° i fas.



Ett magiskt-T är en kombination av båda effektdelarna. Speciellt intressant är det när man kombinerar två signaler. Två signaler in i port A respektive B sammansätts i fas i summaporten (Σ). Däremot sammansätts de i motfas i skillnadsporten (Δ). Om insignalerna är lika så blir skillnaden noll. Om de två insignalerna är i motfas från början, kommer dom istället att adderas i skillnadsporten (Δ). Denna Σ /Δ koppling används i vissa kretskopplingar, t.ex. antenner och blandare. Amplitudbalansen blir 0,1 dB och isolationen blir 30 dB över vågledarband.

5. Parledning

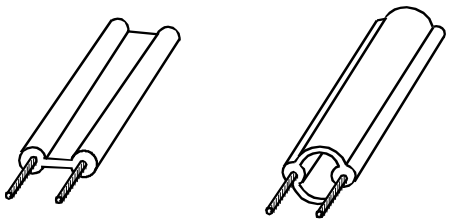
Parledningen består av två parallella trådar. Om avståndet mellan trådarna är litet i förhållande till våglängden, är både det elektriska och magnetiska fältet alltid riktat transversellt mot ledningen (TEM-moden).



Det fältmönstret gäller för alla frekvenser ända ner till DC. Om däremot frekvensen är så hög att det kan bildas andra moder, så måste avståndet mellan trådarna minskas.

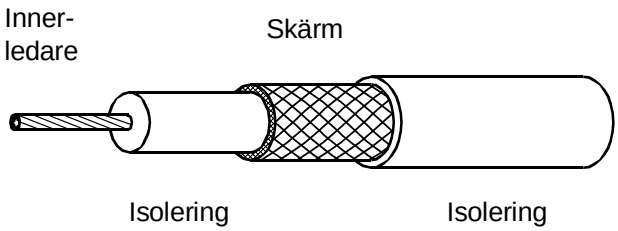
Parledningen är balanserad till jord, vilket är en fördel ur störningssynpunkt.
En störning påverkar ju båda trådarna lika mycket, och ledningens mottagare känner enbart signalen mellan trådarna. För att förbättra balansen kan trådarna vridas runt varandra (tvinnade trådar).

Om man vill isolera sig helt från yttre störningar kan man använda en parledning med jordad skärm. Med tvinnade ledningar elimineras de magnetiska störningarna, och med skärmen elimineras de elektriska störningarna. Men det blir en mycket dyrare ledning. Har man inte den specialkabeln kan man prova med att tvinna två separata koaxialkablar.

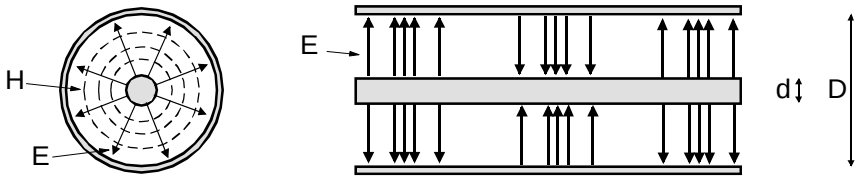


Den parledning som används på högre frekvenser (MHz) kallas bandkabel.
På mikrovåg används inte parledning som transmissionsledning. Däremot kan den användas inuti komponenter, då det behövs en balanserad matning.

6. Koaxialledning



En koaxialledning består av en innerledare med en ytterledare runt om. Ytterledaren är normalt jordad och fungerar alltså som en skärm.



Det elektriska fältet är riktat radiellt ut från innerledaren, och det magnetiska fältet går som koncentriska cirklar runt innerledaren. Koaxialkabeln leder alltså TEM-vågor.

Innerledaren

Här sker de största förlusterna, eftersom signalen är koncentrerad till så liten trådyta. Förlusterna bestäms därför främst av kvalitén på silver-pläteringen. På Ku-bandet ligger nästan 75 % av förlusterna i innerledaren.

Ibland används innerledare av tvinnade trådar, för att ge kabeln större flexibilitet.

Innerledare av kopparpläterad ståltråd blir styvare och har bättre draghållfasthet. Den kan då användas direkt som anslutningsstift i en förenklad kontakt. Men ståltråd är ett magnetiskt material. Den bör alltså inte användas till apparater som är känsliga för magnetisk störning.

Dielektrika

De vanligaste dielektriska materialen är:

Polyethylene, PE

Polytetrafluoroethylene, PTFE, TFE, Teflon

Polytetrafluoroethylene-hexafluoropropylene, FEP-Teflon

Teflon är ett material som både tål höga temperaturer och har låga förluster. För att ytterligare minska förlusterna kan man minska mängden teflon så att det blir mer luft istället. Det kan göras med kraftiga räfflor på längden, eller genom att innerledaren hålls upp med dielektriska stöd längs ledningen. Luftfickor kan tyvärr samla fukt, och den måste därför förses med gas eller torr luft av högt tryck.

Microporous Teflon (eller Expanded Teflon) har så små porer som en halv μm. Fukten kan därför inte tränga in i kabeln. Det betyder att man slipper gastrycket. Med en speciell tillverkningsprocess kan man få ett poröst teflonmaterial som innehåller så mycket som 70 % luft. Dielektrisitetskonstanten blir då mycket liten.

Dielektrika	**ε**
PE	2,3
Teflon	2,1
Porös teflon	1,3 - 1, 5

Lägre dielektrika ger högre impedans. För att få tillbaks 50 Ω kan ytterdiametern istället göras mindre. En 50 Ω kabel blir 15 % mindre och 55 % lättare. Dämpningen blir däremot densamma eftersom den största dämpningen sker i innerledaren. Men med samma ytterdiameter kan istället innerledarens diameter ökas, tills kabeln blir 50 Ω. Det kan ge en minskning av dämpningen med 15 %.

En annan fördel med porös teflon är dess lägre värmeutvidgning. Vid mycket höga temperaturer expanderar homogent teflon ut ur kabeln och kan trycka av kontakten, eller spränger upp ytterskärmen. Även om inte kabeln går sönder så innebär en expanderad diameter högre impedans. Teflon ger också kraftiga fasvariationer som funktion av temperaturen, speciellt kring rumstemperatur. Genom att använda mycket luft och lite teflon så minskar fasproblemen. Poröst teflon blir också mycket flexiblare än homogen teflon.

Nackdelen är att den inte har lika stor hållfast mot tryck. Den förses ibland med en extra yttre metallspiral för att få mekanisk stabilitet.

Ytterledare

De flesta koaxialkablar har en ytterledare av flätade koppartrådar. På mikrovåg är trådarna silverpläterade. Flätans trådlutning är oftast 45° för att ge kabeln största flexibilitet.

Dämpningen i skärmen beror på kontaktresistansen mellan trådarna. Strömmen går ju rakt fram längs ledningen, trots att metalltrådarna ligger snett. Mindre trådlutning ger lägre dämpning eftersom det blir färre kontaktresistanser. Skärmtrådarna kan till och med löpa parallellt längs ledningen. Man kan också linda metallband för att få låg dämpning. Dämpningen varierar då inte så mycket vid böjning.

En annan fördel med att ha trådarna parallellt längs ledningen är att den blir mycket flexiblare i torsionsled. Med 45° trådlutning blir kabeln mycket styv i torsionsled.

På frekvenser högre än 3 GHz används dubbla flätor. Och ovanför 12 GHz används ofta ytterledare i form av homogent kopparrör. Den blir då halvstyv (semi-rigid) och får böjas försiktigt för att inte deformeras.

Impedans

Koaxialkabelns impedans beror på förhållandet mellan skärmens diameter och innerledarens diameter.

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\frac{D}{d}$$

Dämpningen blir den minsta möjliga vid impedansen 77 Ω för en luftledning (D/d = 3,6). Med polyethylene (ε = 2,25) blir impedansen istället 51 Ω. Eftersom impedansvalet inte är kritiskt har man valt 50 Ω som standardvärde.

Lägre impedans tål högre effekt. För luftdielektrika ger 30 Ω största effekttålighet (D/d = 1,65).

	50 Ω	100 pF/m
	75	66
	95	50
	125	33
Expanderad	50	77

Högre impedans ger lägre kapacitans. Låg kapacitans ger låg distorsion för snabba digitala pulser.

Högre moder

Om frekvensen är så stor att kabelns medelomkrets blir i storleksordning av våglängden, så kan högre moder uppstå. Vill man vara på säkra sidan är det bäst att lägga sig 10 % nedanför cut-off.
Dvs.

$$f = \frac{191}{\sqrt{\varepsilon_r}(d+D)} \qquad \text{GHz}$$

d = innerledarens diameter i mm
D = ytterledarens innerdiameter i mm

De vanligaste semi-rigida kablarna är:

Ytterdiameter		**frekvens**
tum	mm	GHz
0.250	6,35	19
0,141	3,58	34
0,118	3,00	46
0,096	2,44	53
0,086	2,18	60

Fördröjning

Signalen går med ljusets hastighet längs kabeln (300 m/μs). Hastigheten blir lägre med ett högre dielektrisitetstal ($1/\sqrt{\varepsilon_r}$). Signalen hinner alltså:

$$L = \frac{0{,}3}{\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad m/ns$$

dvs fördröjningen är:

$$t = 3{,}33\ \sqrt{\varepsilon_r} \qquad ns/m$$

	hastighet %	**fördröjning ns/m**
PE	66	5
PTFE	69	4,8
microporous	82 - 85	4
expanded	89	3,7

Hastigheten anges oftast i procent av ljusets hastighet i fria rymden. Om en koaxialkabel ska användas som fördröjningsledning är det alltså bättre med homogent teflon.

Isolation

Läckaget genom skärmflätan för 1 m kabel är:

	enkel skärm	**dubbel skärm**
100 MHz	40 dB	75 dB
1 GHz	30	65
8 GHz	20	45

Läckaget ökar för längre kablar med 20 log L, där L är längden i meter. Dvs en dubbelt så lång kabel strålar 6 dB mer.

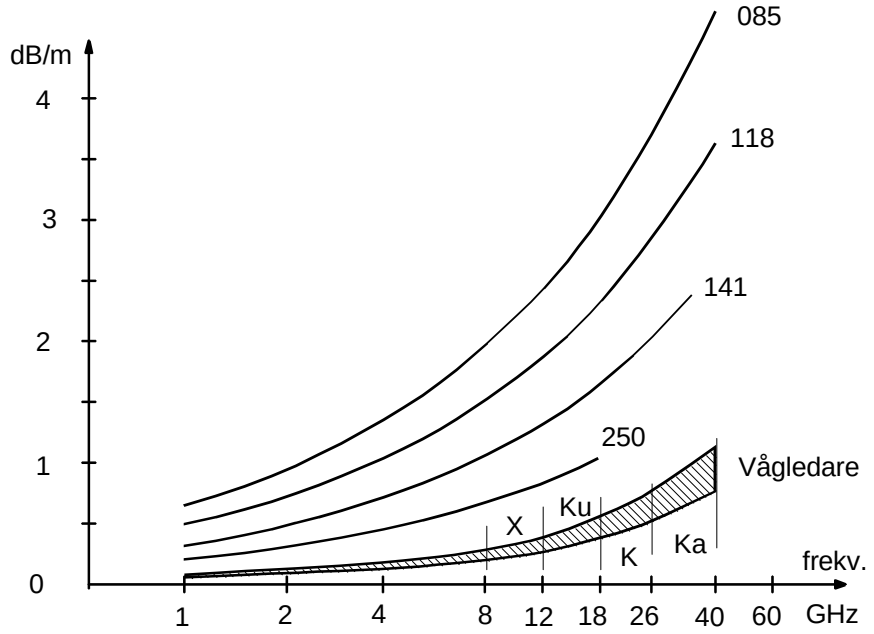
Semi-rigid kabel strålar inte alls genom den homogena kopparskärmen. Läckaget begränsas istället av kontaktanslutningen.

Dämpning

En kabel med stor diameter får lägre dämpning. Men för att nå högt upp i frekvens, får man välja en kabel med liten diameter, dvs högre dämpning. Då många koaxialkomponenter monteras ihop inuti en låda, används ofta semi-rigid kabel 141 (0,141 tum diameter). Är det trångt, dvs ledningarna är korta, kan istället den tunnare kabeln 086 användas.

För längre anslutningskablar vid fast installation, används främst semi-rigid koaxialkabel med största möjliga diameter. I kritiska situationer används vågledare eller ryggvågledare, om det är praktiskt möjligt.

I mätuppkopplingar används ofta flexibla kablar med porös teflon. De har en dämpning ungefär som motsvarande semi-rigid, men är flexiblare och naturligtvis klart dyrare.



7. Koaxialkontakter

Komponenter och system

SMA-kontakten är den vanligaste koaxialkontakten för att koppla ihop komponenter på mikrovåg. Det är en enkel och billig liten kontakt. Men om kabeln ska lossas och anslutas många gånger, används istället den större N-kontakten. SMA-kontakten har en ytterdiameter på 3,5 mm och N-kontakten har 7 mm diameter.

SMA kan ge mode-problem ovanför 22 GHz, men en del kontakter fungerar upp till 26 GHz. N-kontakten är specificerad upp till 11 GHz, men en del kontakter är tillverkade med precision och fungerar bra upp till 18 GHz.

På mikrovåg används endast koaxialanslutningar med 50 Ω impedans. Tyvärr finns det också en N-kontakt för MHz-området som är på 75 Ω. Ytterledarens kraftiga gänga är densamma som för 50 Ω. För att få 75 Ω används istället ett tunnare mittstift. Råkar man kombinera de olika kontakterna, kan man lätt pressa sönder den tunna honkontakten med det tjockare hanstiftet.

BNC är en mycket vanlig koaxialkontakt på MHz området. Bajonettfattning gör den lätt att ansluta. Men det ger dålig repeterbarhet på mikrovåg. Mode-problemen dyker upp först ovanför 16 GHz, men den används främst upp till 2 GHz, eller i vissa fall upp till 12 GHz.

TNC liknar BNC, men har gänganslutning. Den används ända upp till 18 GHz. Mode-problemen ovanför 16 GHz visar sig bara vid kraftiga missanpassningar.

SMA klämkontakter

Det finns SMA-kontakter som mycket lätt kan klämmas fast på halvstyv (semi-ridge) koaxialkabel. Hög värme vid lödning gör att dielektrikat expanderar och kryper ut, samt ändrar dielektrisitetskonstanten. Klämning ger en tillförlitlig anslutning som blir lika för varje gång. Kabeln kan mätas och fastrimmas innan kontakten fixeras. Det gör det enkelt att fasmatcha flera kablar.

Prestanda

	VSWR	Läckage (dB)	Förlust (dB)
SMA	$1{,}02 + 0{,}005 \cdot f$	$-(100 - f)$	$0{,}03\sqrt{f}$
N	$1{,}06 + 0{,}007 \cdot f$	$-(85 - f)$	$0{,}05\sqrt{f}$
TNC	$1{,}07 + 0{,}007 \cdot f$	$-(90 - f)$	$0{,}05\sqrt{f}$

f = frekvensen i GHz

Mätningar

För mätändamål behövs en kontakt med högre precision. På mikrovåg används kontakten APC-7. Det är en 7 mm kontakt som fungerar upp till 18 GHz. För att slippa adapter, som försämrar mät noggrannheten, är den här kontakten inte uppdelad i hane och hona. Mittstiften ger kontakt genom att tryckas plant mot varandra. Det ger samtidigt ett väldefinierat referensplan för fasmätningar. Kontakterna skruvas ihop med en mutter kring ytterledaren. För att alla kontakter ska bli lika, är samtliga försedda med en skruvgänga. Genom att snurra på muttern kommer gängan fram, så att den andra kontakten kan skruvas på.

För att kunna mäta på högre frekvenser används APC-3,5. Den liknar SMA-kontakten, och kan kombineras så att man får en noggrannare mätning av SMA-komponenterna. APC-3,5 kan också sitta på själva komponenterna, för att de ska fungera bra ända upp till 36 GHz.

7/16 kontakt

Kommunikationssystem med 100 W per kanal behöver en kraftig kontakt. Den kraftigare kontakten behövs dels för att klara toppeffekten, men också för att få låg PIM (Passiv Inter Modulation). 7/16 kontakten har en innerledare med diametern 7 mm och en ytterledare som har 16 mm diameter på insidan.

mm-våg

För att klara högre frekvenser, måste kontakterna göras allt mindre. Kontakternas namn är ofta ett tal som hänvisar till ytterledarens innerdiameter.

mm	GHz	Band
2,92	46	K
2,4	50	Q
1,85	65	V
1,0	110	W

Kombinering av olika kontakter

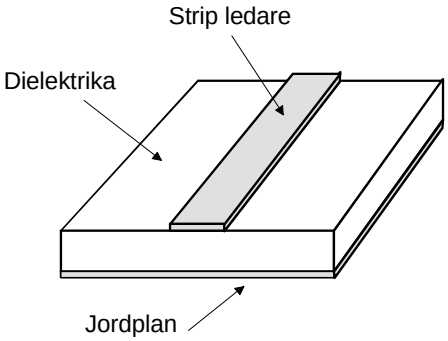
Olika kontakter går att mekaniskt koppla ihop. SMA, APC-3,5 och K-kontakten (2,92) går att kombinera. Likaså 2,4 och V-kontakten (1,85) går att mekaniskt koppla ihop.

Elektriskt blir det en kapacitiv missanpassning i övergången. För många system har missanpassningen ingen betydelse, men det kan märkas då man mäter på enskilda komponenter.

			RL dB	frekvens GHz
SMA	⇔	3,5	32	18
SMA	⇔	2,92	27	18
3,5	⇔	2,92	32	32
2,4	⇔	1,85	28	50

8. Strip-ledningar

Micro-strip



Micro-strip består av en platt ledare ovanför ett jordplan. Ledaren bärs upp av ett dielektrika. Micro-strip är alltså utformat som vanlig tryckt ledningsdragning. Till skillnad från etsade kort vid låga frekvenser, ställs det stora krav på toleranser och materialval. Ledningen kan etsas fram fotolitografiskt med stor noggrannhet. Man kan då etsa flera ledningar samtidigt för att få önskad funktion.

Dielektrikat kallas ofta för substrat. När den är metalliserad kallas den istället för laminat. De vanligaste materialen är aluminiumoxid respektive glasfiberarmerad teflon.

Aluminiumoxid

Aluminiumoxid har ganska hög dielektrisitetskonstant, ε_r =10. Den är hård och spröd, dvs svår att mekaniskt bearbeta. Men den har låga förluster och är lätt att bonda med termokompression (dvs vibrera fast en komponents anslutningstråd). Den har också högre värmeledning än teflon. Det gör den lämplig för högre effekter. Den tillverkas ofta i små fyrkantiga brickor, med en ledningsfunktion per bricka. Större subsystem får man genom att koppla ihop en lämplig kombination brickor.

Aluminiumbrickorna finns i tjocklekarna 0,254 mm, 0,508 mm, 0,635 mm, 1,27 mm och 2,54 mm. Storleken kan vara 1 tum eller 4 tum i fyrkant.

Det keramiska substratet behöver ha samma längdutvidgningskoefficient som lådan den monteras i, annars spricker det spröda materialet.

Teflon

Teflonsubstrat har en dielektrisitetskonstant på ca 2,2. Teflon är ett mycket mjukt material med låga förluster. Tyvärr är det så mjukt att det kallflyter, speciellt då temperaturen eller trycket ökar. Den behöver därför förstärkas med glasfibrer. Det ger den något högre förluster, speciellt på de högre mikrovågsbanden.

Eftersom den är mjuk är den lätt att mekaniskt bearbeta. Man kan göra stora kort, med flera funktioner, i oregelbunden form. Man slipper då förbindningarna mellan olika kort, och får ett helt jordplan.

Om man vill ha högre dielektrisitetskonstant kan man blanda ett keramiskt material i teflonet. Med titandioxid får man $\varepsilon_r = 10$, men det är fortfarande ett mycket mjukt material som är lätt att bearbeta. Med $\varepsilon_r = 10$ istället för 2,2 når man lägre impedanser, 10 Ω istället för 20 Ω. Dessutom blir kretsen bara hälften så stor. Man kan också använda en blandning mellan teflon och keramik, för att få en enkel tillverkning av prototyper. Sedan kan man byta till aluminiumoxid för att få låga förluster.

Teflonlaminat levereras i tjocklekar från 0,254 mm till 2,54 mm. Storleken kan vara upp till 40 x 50 cm, eller till och med ännu större.

Komponenterna kan mjuklödas eller limmas med silverepoxy. Om man löder mot en guldledare bör man använda speciellt lödtenn med guld eller högt blyinnehåll. Det går inte att bonda fast komponenterna eller anslutningstrådarna eftersom materialet är mjukt och sviktar.

Det är visserligen lätt att borra hål i det mjuka teflonet, men man måste vara noggrann så att genompläteringarna kan fästa ordentligt. Teflon har större termisk längdutvidgning än koppar. Glasfiberarmeringen stabiliserar kortets längd och bredd. Däremot kan tjockleken variera med temperaturen. Det kan ge problem med genompläterade hål och flerlagerskort.

Toleranserna på ε_r (teflon) kan ge en frekvensavvikelse (för en $\lambda/2$ resonator på 1 GHz) som är större än aktuella bandbredden.

Man kan med fördel kombinera aluminiumsubstrat på de platser som kräver extra låga förluster (t.ex. filter) eller god kylning, och för övrigt använda teflon för att hålla kostnaden nere.

Ledare och jordplan

Teflonlaminat finns belagd med koppar av olika tjocklek. Kopparns tjocklek anges tyvärr i vikten ounce/square feet.

0,5 ounce	17, 8 μm
1,0	35,6
2,0	71,1

Tunt kopparskikt är lämpligt då man önskar stor precision på ledarmönstret. Toleranserna vid etsningen är vanligtvis i samma storleksordning som kopparskiktets tjocklek.

Den ojämna etsningen (under-cut) ger ganska stora, men reproducerbara fel. Smalaste ledningen som kan reproducerbart tillverkas är ca 0,15 mm på teflonsubstrat, och ca 50 μm på aluminiumoxid.

Tjockt kopparskikt ger mekanisk styrka och bättre kylning. Jordplanet kan ha ett extra tjockt metallplan, upp till 12 mm, för att få ytterligare kylning och mekanisk styrka.

Aluminiumoxid ger dålig vidhäftning för koppar och guld. Därför används först ett bindeskikt av krom, tantal eller titan. Ofta används guld som själva ledaren, 2 - 20 μm tjocklek beroende på aktuellt frekvensområde. För att förhindra att metallerna diffunderar in i varandra, så kan man lägga in ytterligare ett tunt lager av en metall med låg tendens att diffundera.

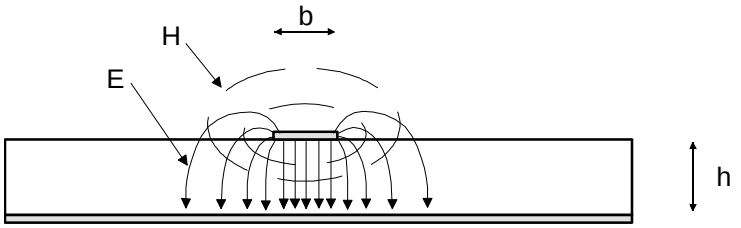
Höga effekter

Stripledaren kan tåla 5 - 20 kW pulseffekt. Maxeffekten begränsas av corona-urladdning. Däremot tål teflonlaminatet bara några hundra watt kontinuerlig effekt. Effekten begränsas här av uppvärmningen, och maxeffekten beror på substratets och jordplanets kylförmåga. Aluminiumsubstrat har bättre värmeledning och tål några kW medeleffekt.

För att minska risken för överslag vid kraftiga pulseffekter, ska man undvika all onödig koncentration av fälten. Stripkomponenterna bör alltså ha avrundade hörn. Dessutom bör man försöka undvika höga VSWR. Stående vågor har ju högre fältstyrka än själva signalen. Ibland kan det vara anslutningskontakten som begränsar maxeffekten.

Fältmönster

Det magnetiska fältet går runt stripledaren, och det elektriska fältet går från stripledaren till jordplanet. Båda fälten är vinkelräta mot transportriktningen. Det är alltså en TEM-mode. Det betyder att den fungerar över hela mikrovågsområdet, ända ner till DC.

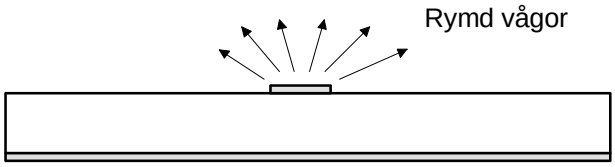


Den största delen av effekten flyter alldeles intill ledaren. Om förhållandet b/h är stort, så finns nästan all energi inom ett område ca tre gånger stripbredden. Det betyder att man kan använda flera stripledare ganska nära varandra utan att de påverkar varandra för mycket.

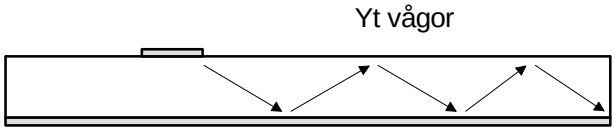
Stripledaren bärs upp av ett substrat. Fälten går delvis genom luften och delvis genom substratet. Det betyder att den effektiva dielektrisitetskonstanten blir lägre. Ju smalare strip, desto mer fält i luften, och desto närmare 1 (dvs luft) blir den effektiva ε_r. Även frekvensen påverkar effektiva ε_r. Högre frekvens koncentreras mer i dielektrikat, så att effektiva ε_r ökar något.

Eftersom fältet går genom både luft och dielektrika, får olika delar av fältet olika fashastighet. Det innebär att det blir ganska komplicerade matematiska beräkningar. När sedan kretsen monteras in i en låda, kommer fältet också att påverkas av väggarna och taket. För att inte påverka för mycket bör takhöjden vara minst 5 h och avståndet till väggarna minst 5b.

Strålning

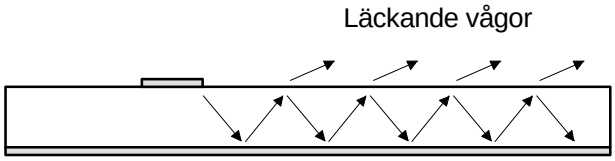


Stripledaren strålar ut en viss del av signalen i luften ovanför substratet. Fältet är som starkast intill ledaren, och avtar med avståndet (1/r). Dessa rymdvågor (space waves) kan läcka över till andra delar i systemet och ställa till problem. Men rymdvågorna kan också utnyttjas i micro-strip antenner.



Den del av signalen som strålar åt sidan, snett ner i materialet, kallas ytvågor (surface waves). Vågorna reflekteras mot jordplanet, och upp mot ytan. Där böjs vågorna ner igen. På så sätt tar sig fältet fram genom substratet. Fältets amplitud avtar lite långsammare ($1/\sqrt{r}$) än för rymdvågorna.

Ytvågorna ger en oönskad koppling mellan kretsarnas olika delar. Det försämrar t.ex. spärrbandsdämpningen i ett micro-strip filter.

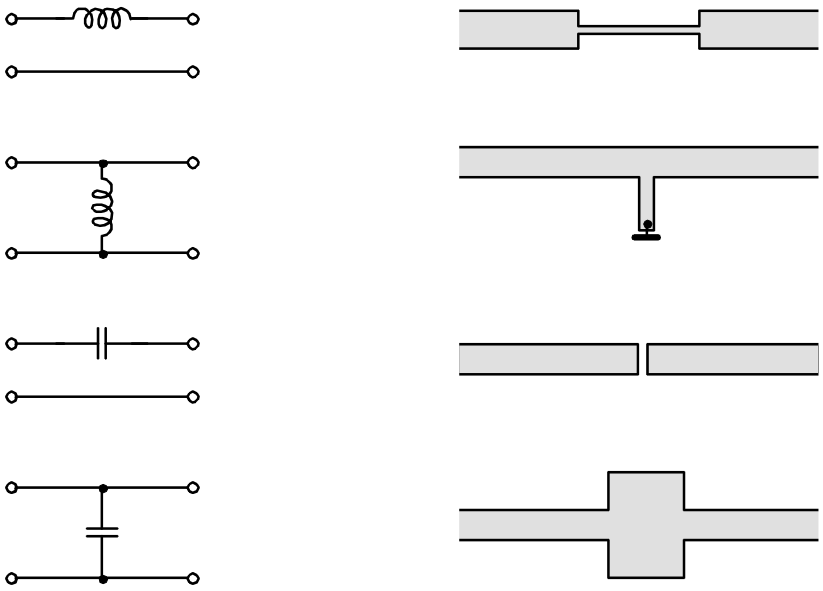


Den del av strålningen som går snett ner i dielektrikat, kommer inte att multipel-reflekteras totalt vid ytan. För varje gång signalen reflekteras mot ytan, kommer en del av signalen att läcka ut i luften. Utbredningen ger alltså en läckande våg (leaky wave).

Ett tjockt substrat med lågt ε_r ger stark strålning. Det är lämpligt för antenner. Men om substratet är tjockt och har högt ε_r blir ytvågorna mycket kraftiga. Det är alltså en dålig kombination. Ett tunt substrat håller effektivt ihop fältet, och är alltså lämpligt för de flesta ledningar och komponenter.

Impedans

Förhållandet b/h bestämmer direkt impedansen. Även dielektrisitetskonstanten inverkar. Om bredden är 10 gånger större än höjden så blir impedansen ca 20 Ω för teflon, och ca 10 Ω för aluminiumoxid. Med bredden 0,1 gånger höjden blir impedansen ca 200 Ω för teflon och ca 110 Ω för aluminiumoxid.

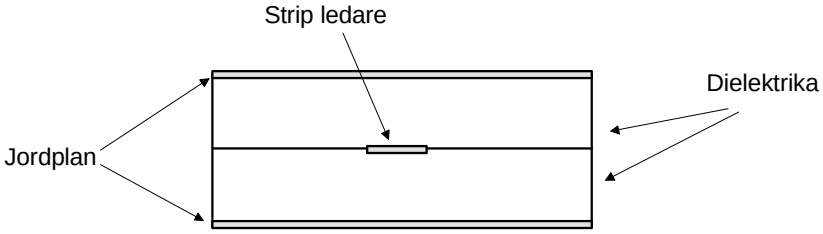


Olika impedanselement och distribuerade komponenter kan konstrueras genom att variera ledningens bredd. Största bredden för en diskret komponent är ca λ/8. Minsta bredden är ca 50 μm på aluminiumsubstrat, och ca 0,2 mm på teflonsubstrat.

Fördelar

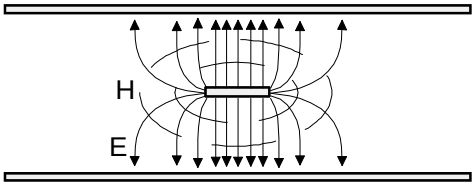
De största fördelarna med micro-strip är att de är mycket små, har stor bandbredd samt att det är lätt att montera in halvledare och andra diskreta komponenter. De tillverkas fotolitografiskt, vilket innebär hög noggrannhet och reproducerbarhet. På samma kretskort kan många olika komponenter tillverkas. Det gör totalsystemet mycket mindre, billigare och driftsäkrare.

Strip-line



Strip-line består av en stripledare mellan två jordplan. Den är ofta fylld med ett dielektrika. Det är då dielektrikat som bär upp stripledaren. Om bara jordplanen görs tillräckligt stora, så kan strålningen i sidled helt försummas.

Fältmönster



Fältmönstret liknar grundmoden i koaxialledningen eller micro-strip. Fältet är av TEM-mode, och går alltså ner till DC.

Jämförelse

Strip-line har hela sitt fältmönster i samma dielektrika. Det ger enklare beräkningar än för micro-strip. Strip-line används till olika distribuerade komponenter, på samma sätt som micro-strip, men ger ofta bättre prestanda. Nackdelen är att det inte är lika lätt att montera in diskreta komponenter.

LTCC

Low Temperature Co-fired Ceramic

LTCC är en metod att bygga flerlagerkort. De olika lagren tillverkas först var för sig, därefter bränns de ihop vid en temperatur på ca 850 °C. Det är tillräckligt låg temperatur för att inte förbindningar med god ledningsförmåga ska smälta.

De olika lagren är mycket tunna (0,1-0,25 mm) i form av grön tape. För att få förbindelse (via) mellan de olika lagren stansas först hål, som sen fylls igen med silver. Korten kan också stansas med större hål, för att få plats med passiva komponenter och halvledarchip. Ledningsmönstren trycks med en tjockfilmsprocess. Det ger ledarbredder och gap på ca 100 μm. Med hjälp av fotolitografi kan bredder och gap bli 50 μm.

Spolar och kondensatorer kan med fördel byggas i flera lager. Kapacitansen kan bli 1-100 pF med en noggrannhet på ca 5 %. Induktansen kan vara 1-40 nH också med noggrannheten 5 %. Induktanserna kan ha ett Q-värde så högt som 300. Resistanser kan göras på 1Ω till 1MΩ med 30 % noggrannhet. Därefter kan de lasertrimmas till 1 % noggrannhet.

En fördel med LTCC är att de olika lagren kan inspekteras innan de buntas ihop och bränns. Det är speciellt viktigt att plocka bort tveksamma lager då man bygger kort med 40-50 lager.

De olika lagren tillverkas parallellt för att sen brännas ihop samtidigt. Det ger ett stort utbyte (yield) och låg kostnad. Det är en så låg tillverkningskostnad att LTCC kan användas i kommersiella produkter i stora antal, till exempel GPS, Bluetooth och mobiltelefon.

Mikrovågskretsar på micro-strip innehåller distribuerade komponenter i två dimensioner. LTCC är ett sätt att bygga i tre dimensioner. Det gör att man lättare kan använda diskreta komponenter (induktanser och kapacitanser). Kretsen kan därför bli mycket liten trots att den innehåller filter och resonanskretsar.

9. Sammanställning

Vågledare	Försumbar dämpning Tål hög effekt
	Smalbandig Stor, klumpig, dyr
Koaxialledning	Mycket stor bandbredd Hög dämpning 50 Ω standard på mikrovåg
Stripledning	Mycket små dimensioner Lämpar sig väl till komponenter och subsystem
Micro-strip	Ett jordplan
Strip-line	Två jordplan

Aluminiumoxid	Keramiskt material som ger låga förluster och tål hög effekt Tunt ledarskikt ger hög precision Kallas ibland MIC (microwave integrated circuit)
Teflon	Mjukt material som ger billig tillverkning Hela subsystem Kan kallas PCB (printed circuit board)
Halvledare	Kretsar på halvledarsubstrat kallas MMIC (monolithic microwave integrated circuit)
LTCC	Kretskort med många lager

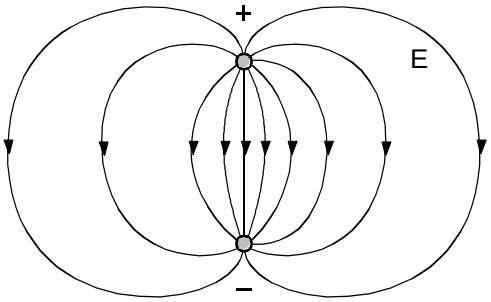
Antenner

1. Inledning

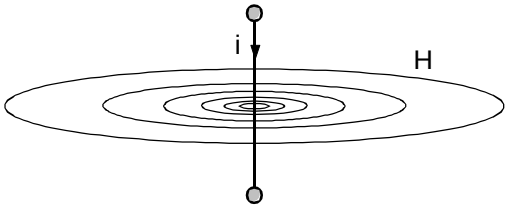
Antennen är kopplingen (övergången) mellan kretskopplingarna och strålningen i fria rymden. Det åtgår en antenn till sändaren och en till mottagaren. Ibland beskrivs en antenns funktion som om det var en sändare och ibland som en mottagare. Men det är enbart för beskrivningens skull. Antennen i sig fungerar lika bra åt båda hållen, den är helt reciprok. Det som kan skilja är om den är optimerad för att klara hög effekt, eller för att ge lågt brus.

Antennkapitlet startar med ett kort avsnitt om antennteori. Därefter beskrivs två grundelement, dipol-antennen och jordplans-antennen (monopol-antennen). Grundelementen kan sedan användas för att bygga upp mer komplicerade antenner. Ett avsnitt handlar om flera hopkopplade antennelement (arrayer). Ett annat avsnitt handlar om hopkoppling av olika långa dipoler för att få stor bandbredd (LPD-antenn). Spiralantennen ger stor bandbredd med cirkulär polarisation.
Patch-antennen tillverkas som ett kretskort. Det ger ett billigt sätt att tillverka arrayer. Parabolantennen består av en metallplåt som har formats som en strålkastare. Det kan ge en mycket bra riktverkan på ett enkelt och billigt sätt. Ett avsnitt handlar om hur olika parametrar påverkas av den mekaniska utformningen.

2. Teori

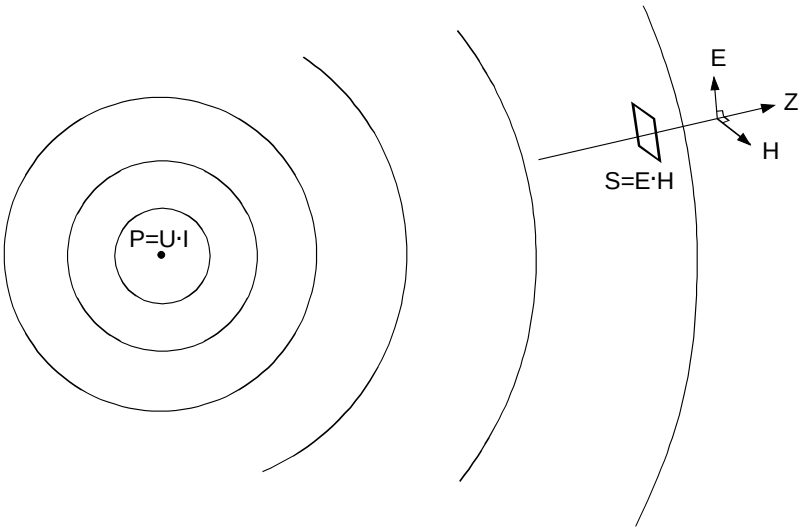


En spänning mellan två punkter ger upphov till ett elektriskt fält (E). Fältet fördelas toroidformigt runt om, och sträcker sig ut mot oändligheten.



Om spänningskällan förbinds med en elektriskt ledande tråd uppstår en ström (i). Strömmen ger upphov till ett magnetiskt fält (H). Magnetfältet går runt tråden, och sträcker sig ut mot oändligheten.

Om både spänning och ström finns samtidigt uppstår både elektriskt och magnetiskt fält. Ändras riktningen på spänningen och strömmen, blir även fältens riktningar omkastade. Denna fältförändring börjar vid källan och sprids utåt med ljusets hastighet. Är källan en sinusformad växelspänning sprids fätförändringarna sinusformigt ut genom rymden.



Den strålande anordningen är hopkrympt till en punkt. Fältet strålar ut lika åt alla håll. På ett stort avstånd från källan, kan den sfäriska utbredningen, inom ett litet område, approximeras till en plan yta (plan vågfront).

Effekttäthet

Det är opraktiskt att tala om den totala effekten i rymden. Det intressanta är hur stark strålningen är per ytenhet, dvs effekttätheten. Den kan också kallas strålningsstyrkan eller Pointings vektor.

	$S = E \cdot H$	W/m^2
Jämför Ohms lag	$P = U \cdot I$	W

Elektriska respektive magnetiska fältet är starkast intill källan, och blir svagare och svagare ju längre bort man går.

dvs E respektive H är proportionellt mot $1/r$

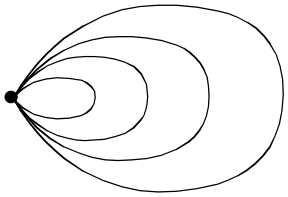
det betyder att $S = E \cdot H$ är proportionellt mot $1/r^2$

Sfärisk utbredning

Vi tillför effekten P i centrumpunkten. Den effekten kommer att stråla ut åt alla håll och bli fördelad över en allt större och större sfärisk yta.

$$S = \frac{P}{4\pi r^2} \qquad \text{dvs} \qquad \text{tillförd effekt / sfärytan}$$

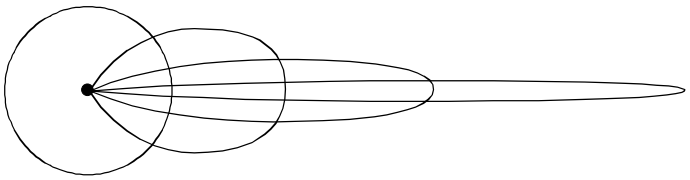
Riktad strålning



Om källan bara kan stråla ut åt ena hållet, får vi riktad strålning. Eftersom den tillförda effekten bara strålar åt ett visst håll, får vi desto större effekttäthet där. Denna ökning av effekttätheten kan ses som en förstärkning, antennförstärkning.

$$S = G \cdot \frac{P}{4\pi r^2} \qquad \text{där} \quad G = \text{gain} \quad \text{dvs antennförstärkningen}$$

En viss given effekt finns att tillgå. Denna effekt fördelas i rummet på lämpligt sätt.



De olika loberna har samma yta. Denna yta har formats på olika sätt.
En hoptryckt lob får alltså längre räckvidd.

Ju mer utpräglad riktverkan antennen har:

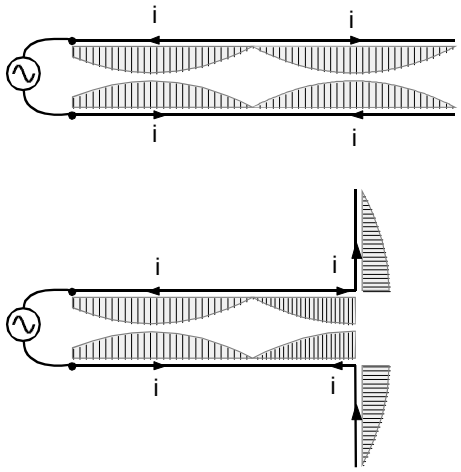
1. desto smalare blir loben
2. samtidigt blir antennförstärkningen högre

Ibland anges antennvinsten som direktivitet. Det är då fråga om en teoretisk antenn utan förluster. Antennerna har i praktiken förluster, och då anges istället antennförstärkningen (antennens gain).

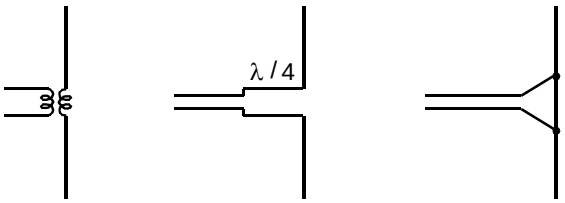
3. Antennelement

Halvvågs dipol

För att få ett strålande element, kan man utgå från en transmissionsledning bestående av två parallella trådar. Om ledningen avslutas öppen sker totalreflektion med stående vågor som följd. Den första kvartvågsdelen av ledningen viks ut.



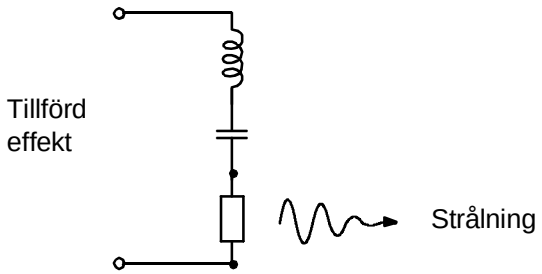
De utvikta delarna har strömmen riktad åt samma håll. På så sätt får man ett samverkande fält från de utvikta delarna, dvs kraftig strålning. De parallella trådarna däremot har motriktade strömmar, dvs motverkande fält med mycket liten strålning. Eftersom den strålande delens totala längd är en halv våglängd, kallas antennen för halvvågsdipol.



För att förhindra stående vågor på matarledningen, så måste antennen anpassas till ledningen. Det kan man göra med en anpassningstransformator eller en transformerande kvartvågsledning. Eftersom impedansen ändras från oändligt till noll på en öppen kvartvågsledning, så kan man alltså koppla in sig direkt på den delen som har samma impedans som matarledningen.

Dipolen som resonator

Dipolen kan betraktas som en halvvågsresonator. Den matas från ena hållet och läcker ut effekt i området runt omkring.



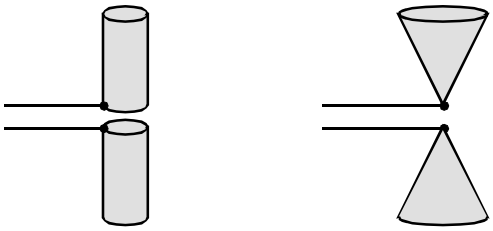
Effekten som strålar ut kan ses som en förlust i resonanskretsen. I ekvivalenta kretsen representeras det av en strålningsresistans. En halvvågsdipol har en strålningsresistans på 73 Ω.

Ändkapacitansen gör dipolen något induktiv. Det kan kompenseras genom att göra antennen något kortare. Med längden 0,475 λ blir den rent resistiv på 67 Ω.

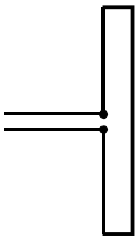
Om antennledaren görs kortare, blir den kapacitiv (öppen ledning < λ/4). Antennen måste då avstämmas med en diskret induktans. På lägre frekvenser är det intressant med avkortade antenner. Nackdelen är att den får mindre strålning, strålnings-resistansen blir mycket liten.

Tjock dipol

Eftersom antennen är en resonator, varierar inimpedansen med frekvensen. Det går att få en bredbandigare antenn om man använder tjocka rör istället för tunna trådar. Både den resistiva och reaktiva delen varierar mindre för den tjocka dipolen.



Vikt dipol

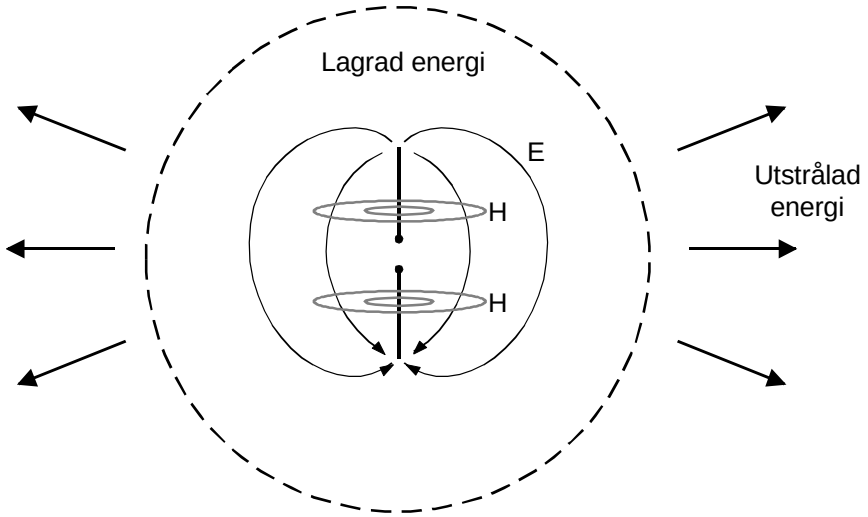


Den vikta dipolen består av två halvvågselement, som är hopkopplade i ytterändarna. Strömmen delas till två parallella ledningar. Strömmen blir då hälften så stor i vardera ledningen. Inimpedansen blir då fyra gånger så stor, för att motsvara samma utstrålade effekt (I^2R) som den enkla dipolen.

Fördelen är just att impedansen blir fyra gånger så stor. Den används t.ex. då en antenn ska matas med en 300 Ω bandkabel.

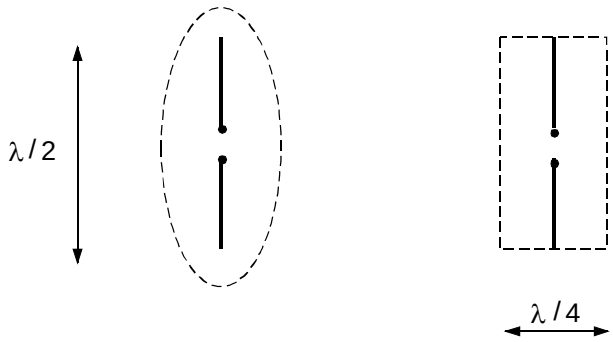
Närfält

Dipolen är en resonator. I en resonator pendlar energin mellan elektriskt och magnetiskt fält. Spänningen är max då strömmen är noll, och strömmen är max då spänningen är noll. Elektriska fältet är fasförskjutet 90° från magnetiska fältet. Det ger ingen effekttransport. I området närmast antennen bygger fältet upp lagrad energi. Men resonatorfältet avtar ganska snabbt med avståndet från dipolen. I fjärrfältet ligger elektriska och magnetiska fälten i fas. Det betyder effekttransport.



Dipolen ger ett elektriskt fält som i vissa punkter är riktat radiellt utåt. Magnetfältet alstras vinkelrätt mot tråden. Men den utstrålade effekten har E- och H-fält som alltid är vinkelräta mot utbredningsriktningen. Den effekt som läcker ut ger i fjärrfältet en sfärisk utbredning.

Övergången från resonator till utstrålning är kontinuerlig. Men redan efter ett par våglängder är resonatorfältet försumbart. På avståndet $\lambda/2\pi$ är den lagrade och den utstrålade energin lika stor. För en mycket kort dipol, är alltså den effektiva resonatorn en sfär, som är mycket större än själva antennen.



En λ/2-dipol är längre än λ/2π. Den effektiva resonatorn blir därför en utdragen sfär. Men eftersom det inte är ett klart avgränsat område, kan man för enkelhets skull räkna med en ekvivalent fyrkantig antenn. Den effektiva antennen blir då ca λ/4 bred.

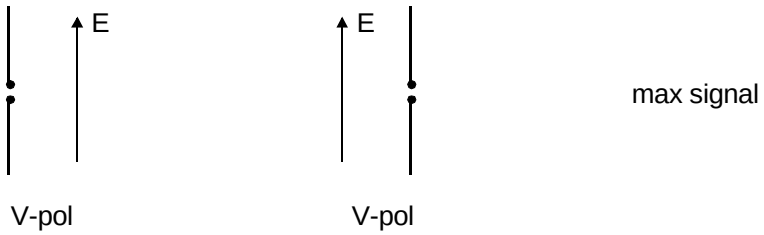
I mottagarfallet inkommer signalen som en plan vågfront, med en viss effekttäthet. Effekten över den ekvivalenta dipolytan absorberas och ger ström i mottagaren.

Polarisation

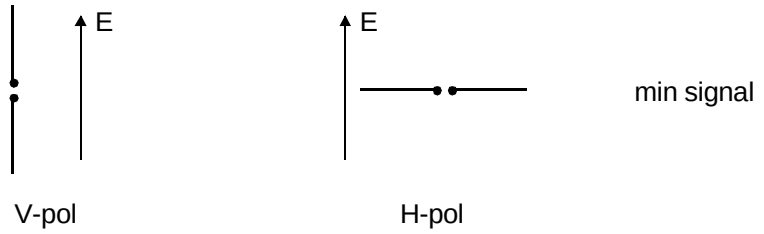
Med en elektromagnetisk vågs (eller antenns) polarisation menas riktningen av den elektriska fältvektorn.

Linjär	Den linjärt polariserade vågen är antingen vertikalt (VP) eller horisontalt (HP) polariserad, beroende på om den elektriska fältvektorn är vinkelrät eller parallell med jordplanet.
Cirkulär	En cirkulärt polariserad våg har ett elektriskt fält som roterar runt ett varv per period. Riktningen definieras för en våg som avlägsnar sig. Om E-fältet roterar moturs, definieras vågen vara cirkulärpolariserad åt vänster (LHC = left hand circular). Medurs rotation ger cirkulärpolarisering åt höger (RHC = right hand circular).
Elliptisk	Om amplituden varierar i takt med att E-fältet roterar, blir polarisationen elliptisk.

Linjär polarisation

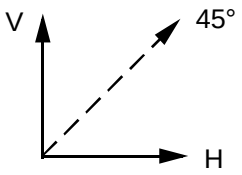


För att få maximal signal i mottagaren så måste sändaren och mottagaren ha sina antenner orienterade åt samma håll. Antingen båda monterade i V-pol eller båda H-pol.



Om mottagaren är orienterad så att det infallande E-fältet inte är parallellt med antenntrådarna, så kan E-fältet inte alstra någon ström i mottagaren. Om antennen vrids fel går signalstyrkan ner mot noll.

45° polarisation

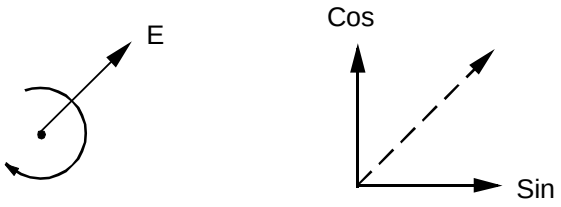


Om en V-pol antenn och en H-pol antenn matas samtidigt, så blir resultanten 45°. Man kan på samma sätt dela upp en vektor i två delvektorer.

Både V-pol och H-pol har en komposant som lutar 45°. Genom att luta mottagarens antenn så kan man ta emot båda polarisationerna. Men den del som lutar åt andra hållet missar man helt. Man tappar alltså hälften, dvs 3 dB.

Sändarantennen kan egentligen luta med vilken vinkel som helst, men i praktiken väljer man antingen V-pol eller H-pol.

Cirkulär polarisation



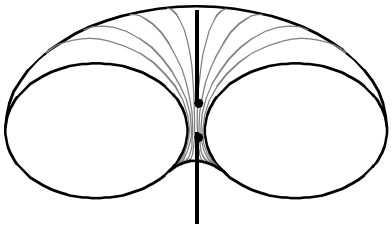
En cirkulärpolariserad våg kan tänkas bestå av två vektorer, en V-pol och en H-pol. Vektorerna är fasförskjutna 90° elektriskt, och orienterade 90° i rummet. Resultanten kommer då att beskriva en cirkel, dvs cirkulär polarisering. Om de två vektorerna har olika amplitud blir det en ellips istället.

En linjärt polariserad antenn, V-pol eller H-pol, kan ta emot en cirkulärt polariserad våg. Men eftersom antennen bara kan vara orienterad efter den ena vektorn, så missar man den andra. Man tappar alltså hälften, dvs 3 dB.

På samma sätt kan man använda en cirkulär polariserad antenn för att ta emot linjärpolariserad våg av valfri lutning. Fast den fungerar naturligtvis 3 dB bättre för en cirkulärt polariserad våg.

Om fältet är cirkulärt polariserat men åt fel håll, så får man ingen signal alls i mottagaren.

Strålningsdiagram



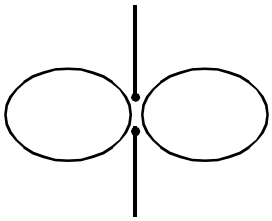
Halvvågsdipolen strålar ut effekten vinkelrätt från ledarna, lika åt alla håll. Ingen effekt strålar ut längs trådarnas riktning. Strålningsdiagrammet får alltså formen av en toroid. Eftersom den är lika runt om, räcker det att rita upp ett tvärsnitt.

Dipolantennen har alltså en viss riktverkan. Den får en antennförstärkning (gain) på 2,15 dB över en helt rundstrålande (isotrop) antenn. Lobbredden (där effekten har minskat till hälften, dvs 3 dB) blir 78°.

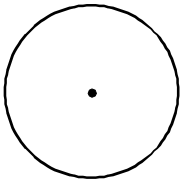
En mycket kort dipol ($\lambda/10$) får något lägre gain (1,76 dB), och något bredare lob (90°). Det är framför allt den låga strålningsresistansen som ger dess dåliga verkningsgrad.

Omni-antenner

En omni-antenn är rundstrålande i ett önskat plan (markplanet). Däremot kan den gärna ha smal lob i vertikalplanet.



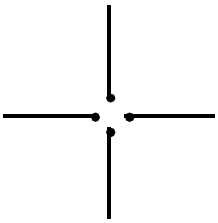
från sidan



uppifrån

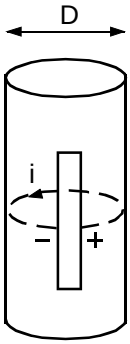
En dipol, som är vertikalt orienterad, är rundstrålande. Den får då vertikalt polariserad strålning.

Om man önskar horisontell polarisering, ska dipolerna orienteras horisontellt. Men det ger ingen strålning runt om.



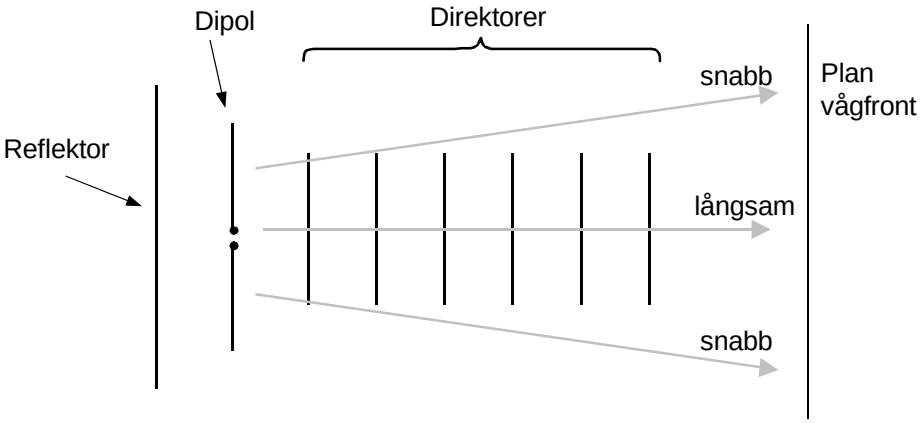
uppifrån

Med två korsade dipoler får man täckning runt om. De två dipolerna matas 90° ur fas. Under en period kommer då antenndiagrammet att rotera ett varv. Över ett längre tidsavsnitt blir fältet (rms-fältet) cirkulärt rundstrålande, med horisontell polarisation. Kopplingen kallas Turnstile-antenn.

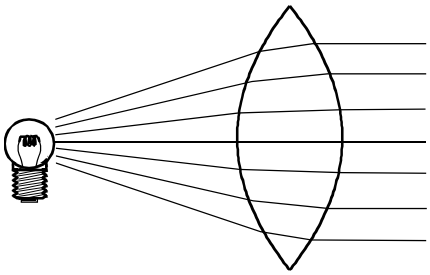


På mikrovåg kan man använda slitsantenner (slitsad vågledare). En vertikalt orienterad slits ger horisontell polarisation. En potential tvärs över slitsen ger en ström, som går i en slinga runt cylinderns utsida. Om diametern är tillräckligt liten, i förhållande till våglängden ($<\lambda/8$), så blir strålningsdiagrammet ganska cirkulärt rundstrålande.

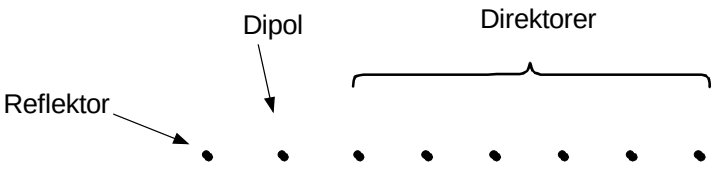
Yagi-antenn



En yagi-antenn har förutom en reflektor ett antal direktorer. Dessa direktorer är metallstavar som sitter i strålningens riktning. De kan ses som ett slags transmissionsmedia, som har en fashastighet som är lite lägre än den fria rymdens. Strålningen rakt fram går lite långsammare och hinns ikapp av strålningen snett framåt. Vi får alltså en plan vågfront, dvs en bättre riktverkan.



Direktorerna kan jämföras med en lins för det synliga ljuset.



Reflektorn behöver inte vara en jättestor metallplåt. Det räcker att den finns där fältet är som starkast, dvs intill dipolen. Det blir till och med ganska bra med enbart ett metallrör. Med många direktorer får den ett gain upp till 17 dB.

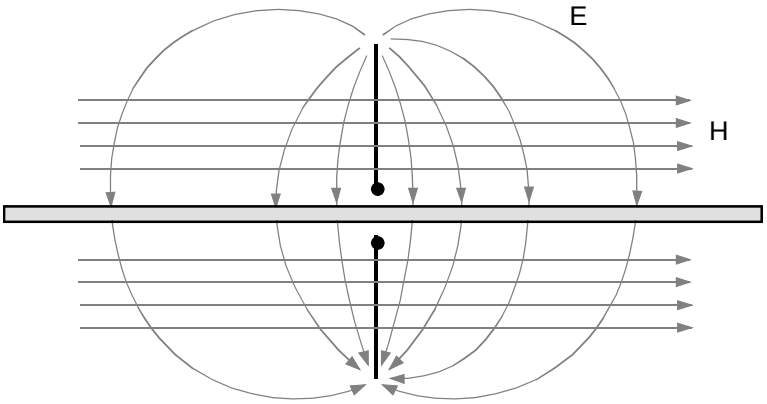
Elementen runt dipolen gör att inimpedansen blir ganska låg, 10 - 60 Ω. Men impedansen kan lätt ökas med hjälp av en vikt dipol (4 ggr högre impedans).

Reflektorn ska vara lite längre än dipolen. Direktorerna ska vara lite kortare än dipolen.

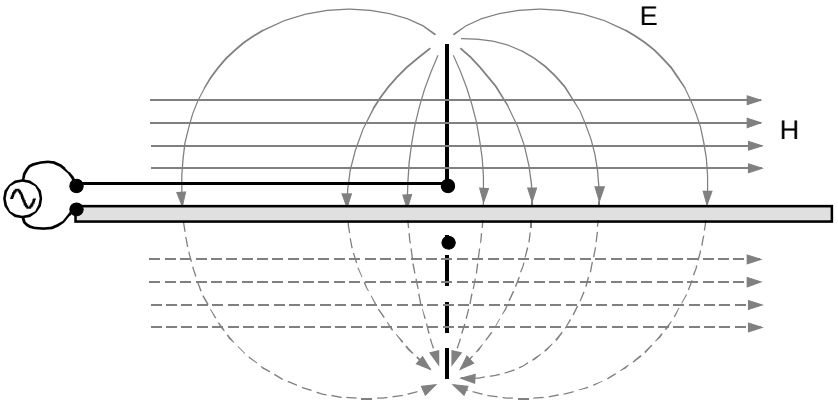
Dipolen	0,45 - 0,48 λ	
Reflektorn	0,47 - 0,51 λ	(+5%)
Direktorerna	0,42 - 0,45 λ	(-5%)
Dir. avstånd	0,15 - 0,30 λ	

Jordplansdipol

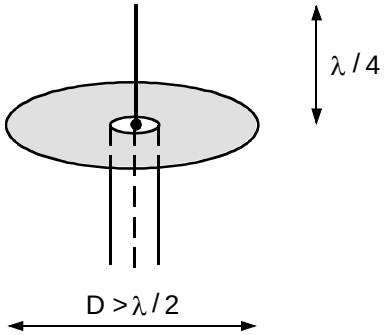
Den kallas också monopol, eller ibland kvartvågsdipol.



Ett oändligt stort jordplan tänks insatt mellan dipolens element. Jordplanet kommer inte att påverka fältets utseende. Varken elektriska eller magnetiska fältet är så orienterat att det ger upphov till strömmar i jordplanet.

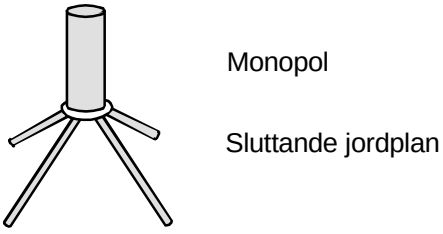


När vi nu helt skärmat av de olika delarna, kan vi ta bort den undre antenndelen utan att den övre delen märker det. Istället kommer den övre delen att se sin spegelbild i jordplanet. Eftersom hälften av dipolen har tagits bort, kan antennen kallas kvartvågsdipol eller monopol. Generatorn ansluts mellan antennen och jordplanet.

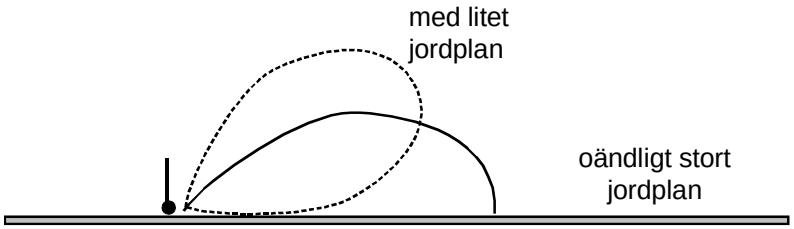


I praktiken kan jordplanet göras lite mindre, eftersom fältet ändå är så svagt långt bort. Effektivast är jordplanet intill antennen. Det räcker dessutom med metallspröt riktade radiellt utåt. Det behöver inte vara heltäckande metallplåt eftersom det ändå inte går några jordströmmar på tvären.

Inimpedansen (strålningsresistansen) på en monopol är hälften så stor som för motsvarande dipol.



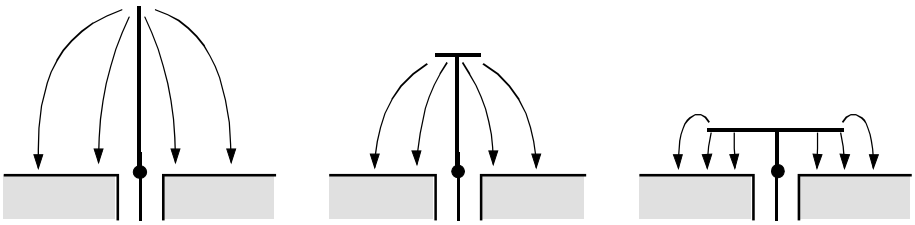
Jordplanet kan böjas neråt lagom mycket för att få 50 Ω inimpedans. På så sätt kan antennen direkt matas med en koaxialkabel.



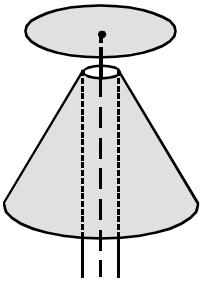
Lobdiagrammet för en monopol är hälften av motsvarande dipol. Med ett litet jordplan blir strålningen riktad något uppåt. Men med ett sluttande jordplan kan man få maximal strålning parallellt med jordytan.

Jämfört med halvvågsdipolen transmitterar kvartvågsdipolen all effekt i hälften så stort område. Effekten blir då dubbelt så stor där. Antennförstärkningen har alltså ökar med 3 dB till 5,15 dB.

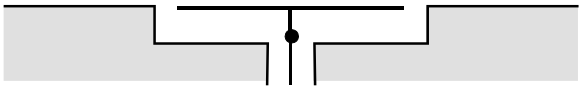
Ändkapacitans



Om antennen görs kortare motsvarar det en högre resonansfrekvens. Med en kapacitans kan resonatorn justeras till rätt frekvens. Antennen kan alltså göras kortare om man samtidigt monterar en skiva (disc) på toppen. Ännu kortare antenn behöver större skiva, dvs större kapacitans.



En discone-antenn har sluttande jordplan (cone) och en mycket kort antenn med stor skiva (disc).



En flush-disc antenn har en kort antenn med stor disc, som dessutom är nersänkt i jordplanet. Uppifrån ser det ut som en rund slits. Fördelen är att inget sticker ut från jordplanet. Den kan alltså användas på flygplan utan att alstra turbulens.

4. Patch-antenn

Micro-strip antenn

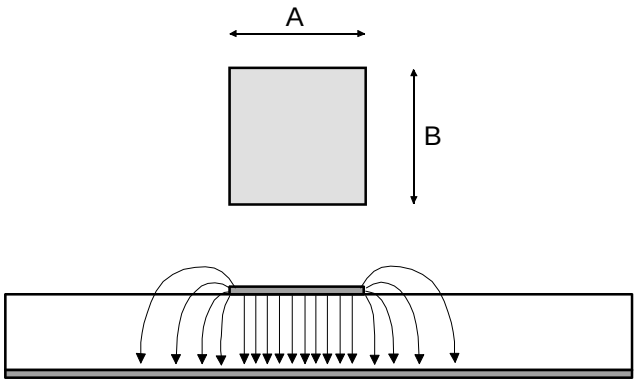
En dipol kan etsas i form av micro-strip. Bakom dipolen behövs en reflekterande kavitet (cavity backed). Det ger en verkningsgrad på 80 - 90 % (motsvarande slitsad vågledare). Bandbredden är 30 - 40 % för ett avstånd till reflektorn på 0,25 - 0,4 λ.

Enklast och billigast är en strip-antenn som etsas tillsammans med jordplanet på samma laminat. Men när reflektorn är bara några hundradels λ från antennen, blir bandbredden bara 1 - 4 % och verkningsgraden 40 - 70 %.

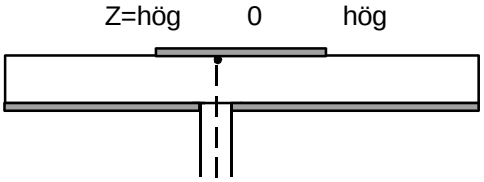
Patch-antennens resonansfält är koncentrerat mellan patch och jordplan. Bara en liten del av fältet lastas ner av fria rymdens impedans. Resonatorn är svagare kopplad till fria rymden. Mindre lastad resonator får högre Q-värde och motsvarande mindre bandbredd.

En patch-antenn blir kompakt och lätt, med låg profil som ger enkel montering. Det är ett etsat kort som är enkel och billig att tillverka. Samtidigt kan fördelningsnät och andra mikrovågskretsar tillverkas på samma laminat.

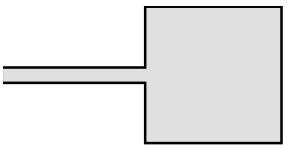
En antenn är en resonator. Den etsade antennresonatorn är vanligtvis rund eller fyrkantig.



Fältet varierar längs längden B som i en halvvågsresonator. Längs bredden A är fältet konstant.



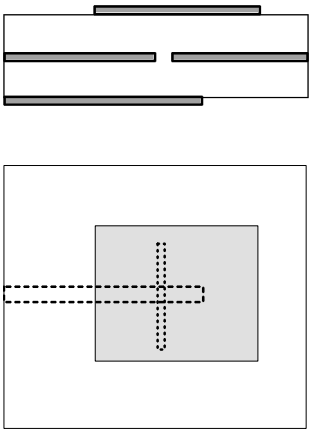
$\lambda/2$ resonatorn har impedansen 0 Ω i mitten, och hög impedans mot ändarna.
En viss punkt däremellan har impedansen 50 Ω. Där kan man direkt ansluta en koaxialkabel.



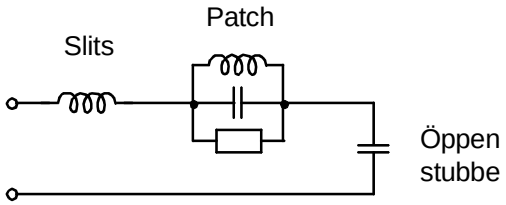
Det går också att ansluta signalen till den högohmiga änden av resonatorn. Fördelen är att både fördelningsnät och antenner etsas på samma sida av laminatet.

Signalen kan koppla elektromagnetiskt till patchen. Från slot-line eller coplanar-line i jordplanet, eller genom en öppning (apertur) i jordplanet.

Aperturkoppling



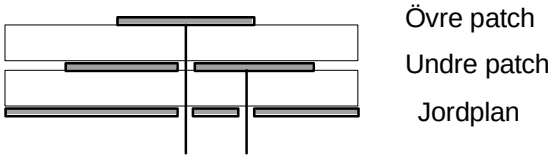
Slitskoppling (aperturkoppling) innebär att stripledaren kopplar via en slot-line till patchen. Slitsen är så kort att den inte ger resonans. Det är bara patchen som ger resonans och strålar. Slitsen är ganska smal, ca en tiondel av längden, för att få önskad koppling.



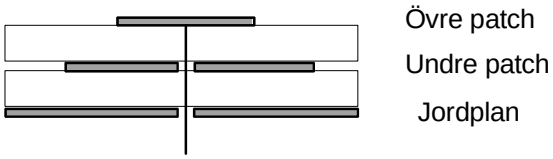
Slitsen ger en induktans, som ligger i serie med patchen. Stripledaren fortsätter en bit förbi slitsen. Den delen av stripledaren är en öppen stubbe, som uppvisar en kapacitiv reaktans. Kapacitansen kompenserar slitsens induktans.

Fördelen med aperturkoppling är att hela fördelningsnätet ligger avskärmat från antennerna. Om fördelningsnätet ligger på ovansidan, kommer alla dess diskontinuiteter att stråla. Det försämrar antenndiagrammet.

Patchar i flera lager

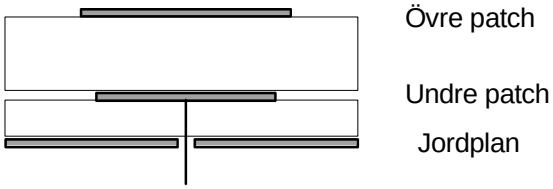


Om man har två separata frekvensband behövs två patchar av olika storlek. De kan då monteras ovanpå varandra. Antennen blir då mycket kompakt. Den övre antennen betraktar den undre som ett jordplan.



Alternativt kan de två antennerna matas från en gemensam anslutning. Antennernas två resonanser ligger i serie. Endast en antenn i taget ger resonans och blir högohmig. Den andra, som inte är i resonans, är då ganska lågohmig. En förutsättning är att de två banden ligger tillräckligt långt ifrån varandra.

Det är viktigt att den övre antennen är mycket mindre än den undre, så att de inte kopplar till varandra. Den övre antennen kan bli mindre genom att använda ett högre ε_r eller genom att använda en $\lambda/4$ patch.



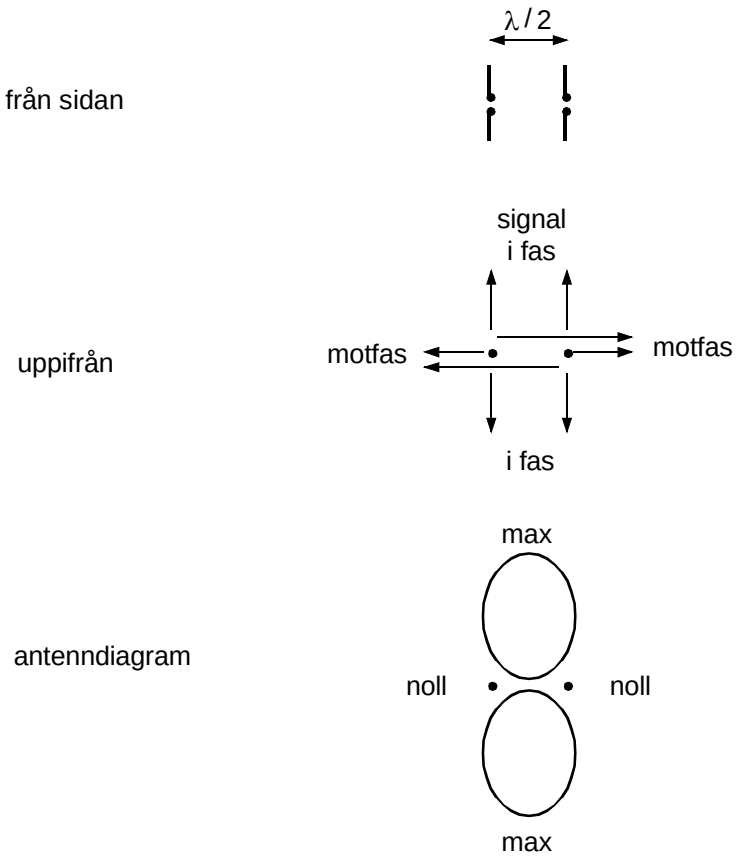
Om man har endast ett band, som man vill göra bredbandigare, ska de två resonanskretsarna ha stark koppling. Den övre patchen görs då lika stor, eller något större, än den undre. Det ger flera % större bandbredd. Om det övre dielektrikat är tjockt och har lågt dielektrisitetstal (t.ex. luft), kan man få upp till 20 % bandbredd.

Patcharna kan staplas i två eller flera lager. En fördel är den större bandbredden. En annan fördel är att man får en array i djupled. Det ger högre gain och smalare lob.

5. Array

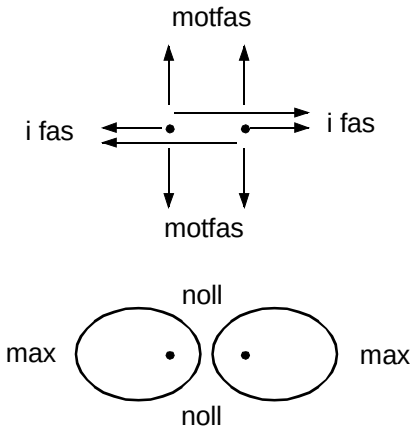
En array är en sammansättning av två eller fler antennelement, för att få önskad strålningslob.

Två antenner matade i fas, avstånd λ/2



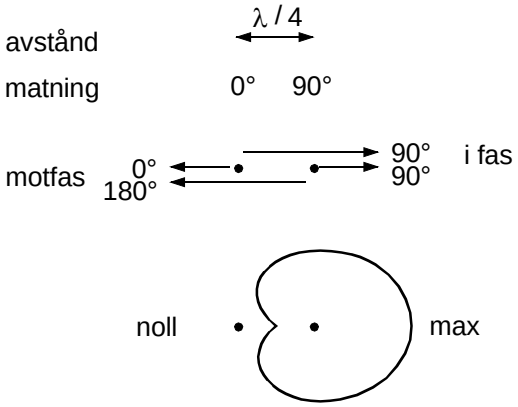
Mot norr (respektive söder) går två signaler som ligger i fas. De sammansätts till max signal. Mot öster (respektive väster) måste ena signalen vandra en halv våglängd innan den kommer ikapp den andra. De två signalerna ligger därför i motfas och tar ut varandra. Signalen blir alltså noll mot öster (respektive väster).

Två antenner matade i motfas, avstånd λ/2



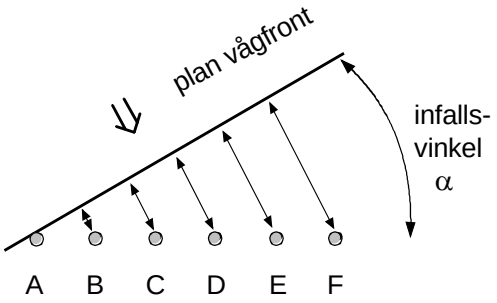
De två signalerna som ligger i motfas kommer att ta ut varandra mot norr (respektive söder). Mot öster (respektive väster) startar signalerna i motfas, men eftersom den ena måste gå en halv våglängd längre än den andra så kommer dom i fas. De adderas därför till max signal mot öster (respektive väster).

Två antenner matade 90° ur fas, avstånd λ/4



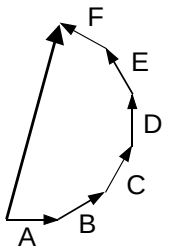
Mot öster går två signaler. Den ena startar med 90° fasläge. Den andra startar vid 0°, men måste gå λ/4 (dvs 90°) för att hinna ikapp. De ligger därför i fas och sammansätts till max. Mot väster startar den ena 0°. Den andra startar med 90° och går en vägsträcka på 90°, dvs sammanlagt 180°. De två signalerna sammansätts i motfas och tar ut varandra. Mot norr (respektive söder) är Fasskillnaden 90°. Det ger en sammansättning till en halvstor signal.

Fler antenner sammansatta i fas

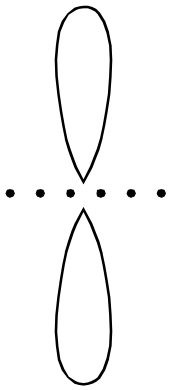


En vågfront som faller in snett framifrån, når först fram till element A. Efter en stund har vågfronten nått fram till B. På den vägsträckan har signalen hunnit fasvridas Φ. Elementet C får en signal som fasvridits 2Φ. Till D fasvrids signalen 3Φ, och så vidare.

Signalerna från samtliga element adderas sen vektoriellt.



Resultanten (vektorsumman) är den sammansatta signalen som når fram till mottagaren. Ju fler element som sammansätts desto snabbare minskar resultanten då infallsvinkeln ökar. Det betyder smalare lob för en antenn med fler element.



Lobbredden blir 60° med 2 element och 36° med 3 element. Vid ett större antal (N) element blir lobbredden lika med 102/N. Alternativt kan man ange antennens storlek i antal våglängder (L_λ). För en array med jämn amplitud blir lobbredden:

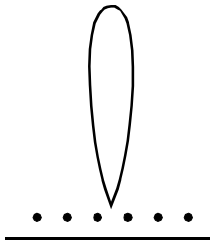
Rektangulär apertur	$\Theta = \frac{51}{L_\lambda}$
Cirkulär apertur	$\Theta = \frac{58}{D_\lambda}$
Vågledarhorn i E-plan	$\Theta = \frac{56}{L_\lambda}$
Vågledarhorn i H-plan	$\Theta = \frac{67}{L_\lambda}$

Smalare lob betyder också att antennförstärkningen har blivit högre. Dubbelt så många element ger dubbelt så stor direktivitet. Direktiviteten blir lika med N.

Avståndet mellan elementen kan vara något större än $\lambda/2$. En lite större antennyta ger lite högre gain. Med två element är det optimala avståndet $0{,}7\lambda$, med tre element $0{,}8\lambda$. Vid större arrayer kan man använda avståndet $0{,}95\lambda$. Om avståndet är en våglängd eller mer uppstår fler lober av samma storlek som huvudloben. De kallas för gallerlober.

Array med reflektor

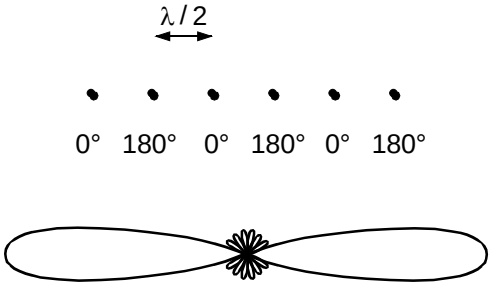
Om man bara vill ha strålning åt ena hållet, kan man montera en reflekterande yta på andra sidan.



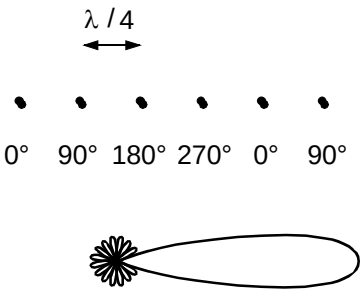
Eftersom hälften av effekten var riktad åt andra hållet utan reflektor, så har alltså antennens gain ökat med 3 dB.

Avståndet till reflektorn är inte kritiskt. Det kan vara 1/16 till ¼ våglängds avstånd. Om det bara är några få element, kan ett kortare avstånd ge något högre gain. Men avståndet $\lambda/4$ ger större bandbredd.

Kantstrålande array



Om antennelementen matas i motfas, strålar arrayen mot ändkanterna (end-fire) istället för mot bredsidorna. Även här får man bättre riktverkan ju fler element som fasas ihop.

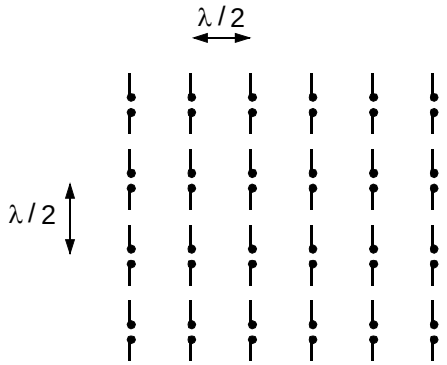


Om avståndet är λ/4 och fasmatningen skiljer 90° kommer signalen att sammansättas i fas endast åt ena hållet. Loben kan bli smalare, på bekostnad av högre sidlober, om fasmatningen istället skiljer ca 108°.

Kvadratisk array

Tvådimensionell array
Aperturstrålare
Antenn-matta
Dipol-matta

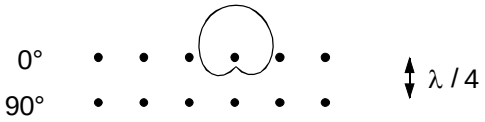
Genom att montera ett antal element bredvid varandra, får man en antennlob som är smal i horisontalled. Om man dessutom vill ha en smal lob i vertikalled, kan man stapla flera rader på höjden.



Genom att stråla med en hel yta (apertur), får man högsta möjliga gain. Ju större yta som strålar, desto bättre riktverkan (smalare lob och högre gain).

Antennelementen i en array har själva en viss riktverkan. Den totala strålningsloben får man genom att multiplicera elementens lob med arrayens lob (som beräknats med isotropiska punktkällor).

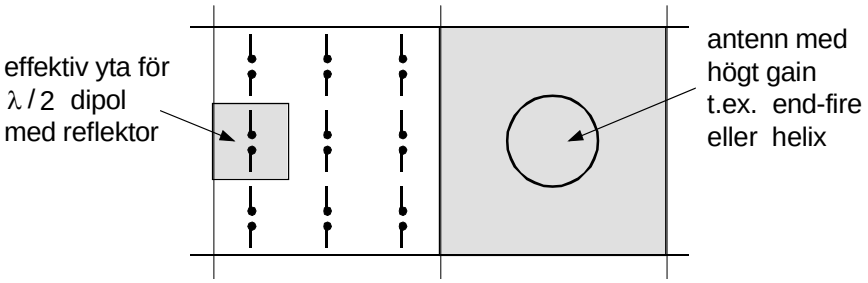
Med en reflektoryta begränsas strålningen åt enbart ena hållet. Istället för att stråla åt två håll, samlas all effekt åt endast ett håll. Det blir då dubbelt så mycket effekt åt det hållet. Dubblering av signalen innebär 3 dB högre gain.



Med dubbla dipoler (λ/4 avstånd och 90° fasskillnad) strålar varje del av arrayen endast åt ena hållet. Samma sak gäller då hela arrayen. Det blir alltså 3 dB högre gain här också. Fördelen med att ha två rader är att antennloben kan styras framåt eller bakåt med fasmatningen.

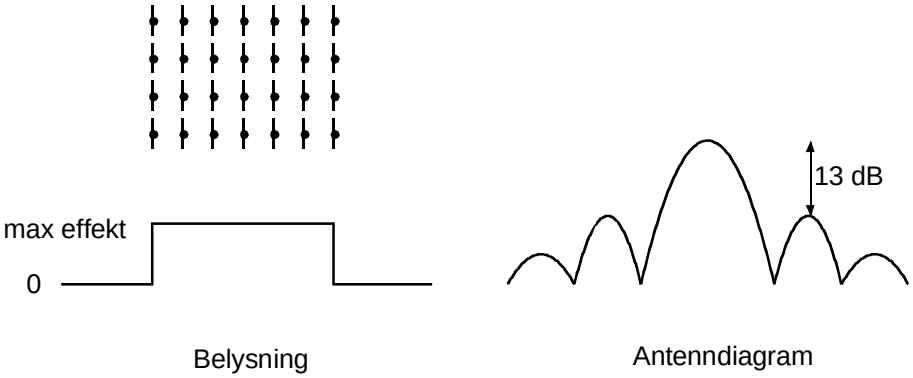
Element med hög riktverkan

Man får inte bättre antennprestanda genom att bygga ut varje dipolelement mer på djupet. Gain och lobbredd bestäms av hela arrayens totala yta. Däremot kan man använda ett element med högt gain (stor apertur) för att ersätta flera små element.

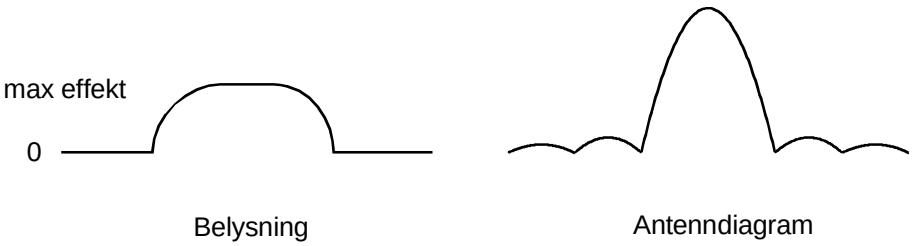


Genom att använda element med högre riktverkan, kan man klara sig med färre element placerade längre ifrån varandra. Arrayen är fortfarande lika stor, men det blir ett enklare matningsnät om det är färre element.

Amplitudvägning



Om alla element i en array har samma amplitud, blir sidloberna endast 13 dB lägre än huvudloben.

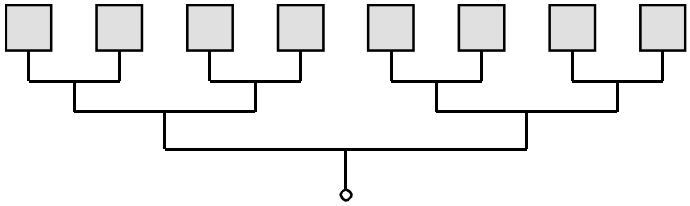


Om amplituden minskas ut mot kanterna, tar inte arrayen slut lika tvärt. Det ger mycket lägre sidlober. Tyvärr är det på bekostnad av bredare lob och lägre gain. Den stora arrayen utnyttjas ju inte fullt. Den effektiva ytan blir mindre.

I en stor array kan man istället minska antalet strålande element. Elementen sitter då tätt i mitten och allt glesare ut mot kanterna.

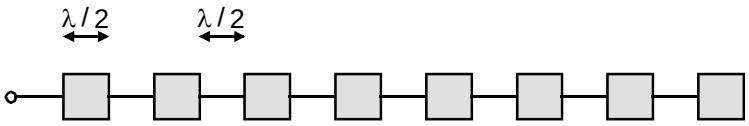
6. Delningsnät

Parallell matning



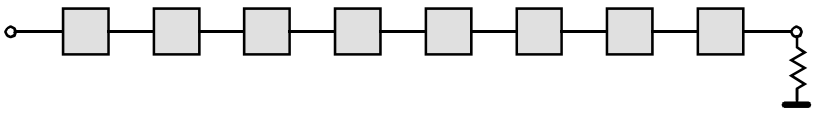
Parallell matning (coporate feed) är en fördelning av signalen, med samma faslängd till respektive antenn. Därmed strålar arrayen med bredsidan. Effektdelningen kan däremot vara olika, för att ge önskad vägning av amplituden. Nackdelen är att det blir ett mycket stort delningsnät om arrayen är stor. Delningsnätet ger då stora förluster. Om man ökar storleken på arrayen, kommer man så småningom till en så stor array, att fler antennelement ger så stora förluster i delningsnätet att antennförstärkningen minskar istället för ökar.

Seriematning



Seriematning innebär att resonatorerna matas längs en gemensam ledning. Det ger mycket kortare ledningar och lägre förluster än parallellmatningen. Resonatorerna är en halv våglängd långa, och avståndet mellan dem är en halv våglängd. Det ger matning i fas, med strålning från bredsidan. Matningen kallas resonant array.

Travelling wave

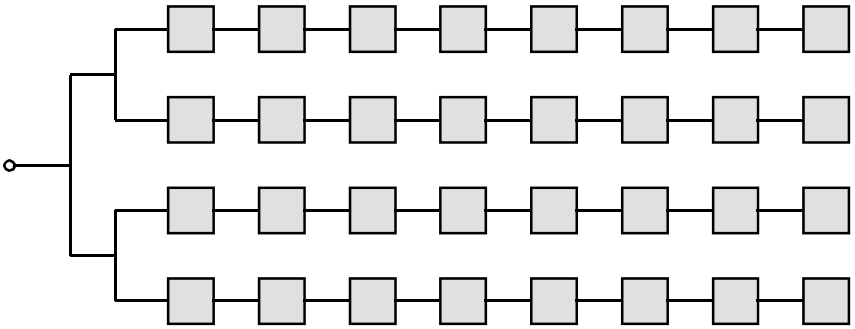


Matningsledningen kan alternativt avslutas med en resistiv anpassning. Antennerna strålar då signalen på ledningen passerar. Matningen kallas travelling-wave array.

Ingången blir tyvärr inte anpassad när många delreflektioner adderas i fas. Därför används inte $\lambda/2$ avstånd mellan antennerna. Det resulterar i att antennerna matas med olika fas. Strålningsloben pekar lite snett ifrån bredsidan. Olika frekvenser ger olika faslängder mellan antennerna. Det ger i sin tur olika riktningar för olika frekvenser. Antennen kan frekvensstyras med typiskt 1° per % frekvensändring.

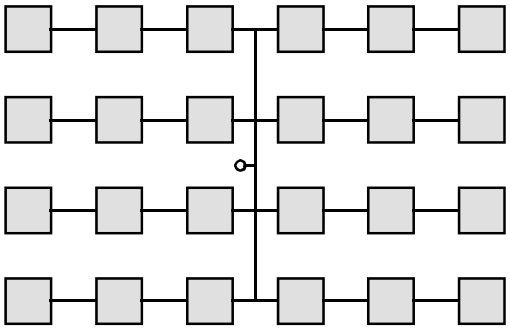
En nackdel med travelling-wave array är att en del av effekten absorberas i avslutningen, vanligen 5 - 10 %. En fördel är att den får större bandbredd än den resonanta matningen.

Kombinerad matning



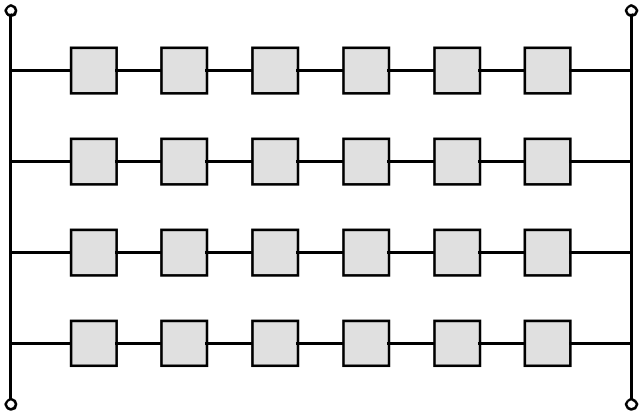
En stor array kan delas upp i mindre subgrupper. Matningen kan då vara en kombination av både parallell- och seriematning.

Antennen kan också amplitudvägas för att få låga sidlober. Patcharna längre ut från mitten görs då smalare så att de strålar mindre.



En stor seriematad resonant array kan matas i centrum. Det är speciellt lämpligt vid amplitudvägning, då elementen i centrum ska ha störst effekt. Nackdelen med resonant matning är smal bandbredd (1 %).

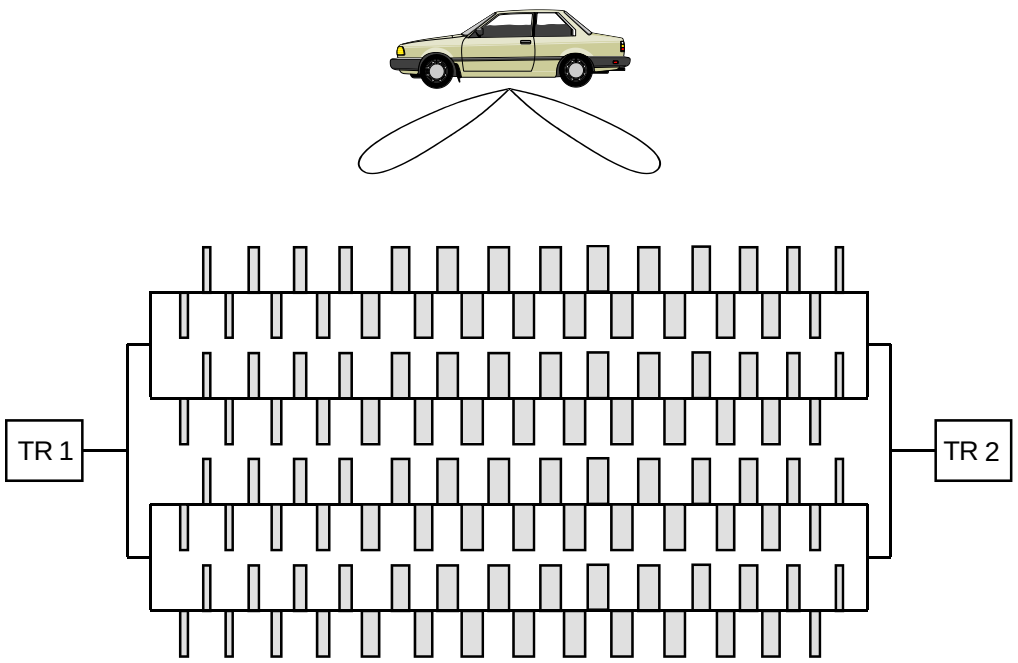
Dopplernavigator



Antennen matas från en port med de tre andra portarna avslutade. Det ger travelling-wave matning av linjära arrayer som i sin tur är travelling-wave matade. Genom att välja vilken port som ska matas, kan antennen få fyra olika lutningar på loben. Den arrayen används i system för dopplernavigering.

Hastighetsmätare

En annan användning är hastighetsmätare för bilar. Dopplerförskjutningen ger en noggrannare uppmätning av hastigheten än varvtalet på hjulen. Två antennlober används, både framåt och bakåt. Det ger mindre systemfel då bilen rör sig.



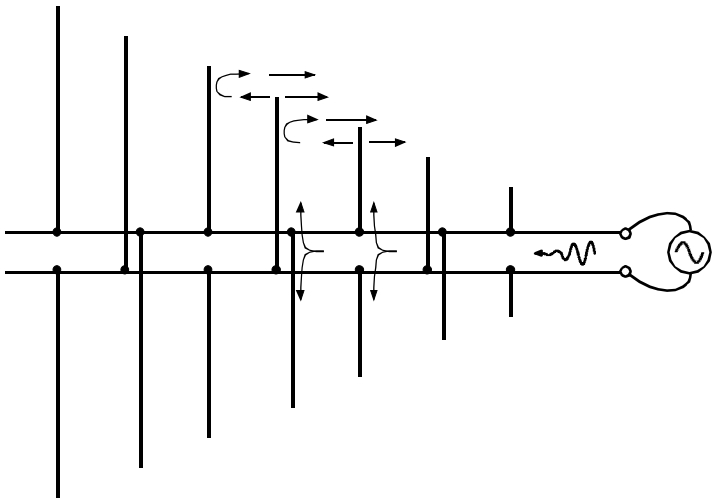
Arrayen har parallell matning av travelling-wave antenner. Matning från två håll ger två lober som lutar åt olika håll. Elementen i ändarna är smalare, dvs högohmigare. Det ger mindre strålning. Arrayen får då amplitudvägning med små sidlober. Elementen i mitten är mycket breda. För att inte elementen ska koppla till varandra, har de vänts åt olika håll.

7. Bredbandiga antenner

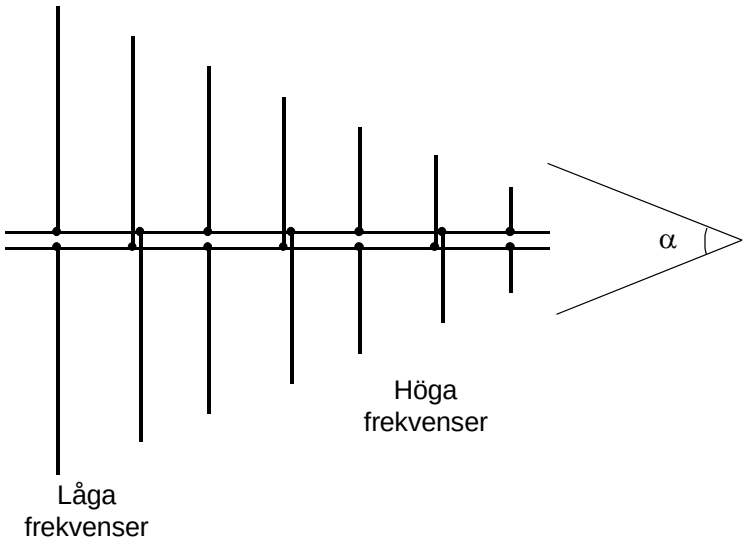
LPD - antenn

Logperiodisk dipolantenn

Den logperiodiska antennen har ett mycket brett frekvensområde. Den är bredbandig i både impedans, förstärkning, polarisation och antenndiagram. Antennens data varierar endast mycket svagt med frekvensen. Variationerna är periodiska med logaritmen av frekvensen. Logperiodiska antenner kan se ut på många olika sätt, men funktionsprincipen är alltid densamma.



Signalen matas i spetsen och vandrar längs parledningen. När den träffar på dipoler med den rätta längden, kommer de i resonans och strålar ut. Längre bort på parledningen finns allt längre dipoler, som fungerar som reflektorer. Antennen har alltså sin strålningslob riktad mot spetsen.



Höga frekvenser strålar nära spetsen. Signaler på låga frekvenser får vandra längre bort på parledningen, innan de träffar på dipoler med rätta längden för resonans. Olika frekvenser strålar på olika ställen. Det gör att antennen blir mycket bredbandig.

Med en stor vinkel (α) får LPD-antennen ett gain på 5 - 7 dB. Om vinkeln är liten kommer fler element i resonans. Det ger ett gain på 9 - 11 dB. Nackdelen är att hela strukturen blir längre.

Man får alltså göra en kompromiss mellan förstärkning, frekvensområde och antal element.

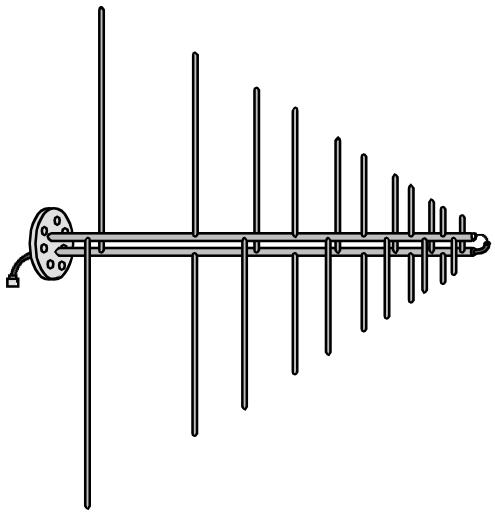
Elementen som är längre än resonans fungerar som reflektorer. De element som är kortare än resonans fungerar som direktorer, och kommer alltså att ge ett tillskott till antennens gain. Om antennen inte har tillräckligt med korta element i spetsen, kommer antennens gain att minska för de högsta frekvenserna.

För frekvenserna 0,1 - 1 GHz består elementen och transmissionsledningen i allmänhet av metallrör. Dipolelementen är då monterade på transmissionsledningen, som samtidigt är den bärande strukturen.

Inom 1 - 18 GHz kan hela antennen etsas på motsvarande sätt som micro-strip.

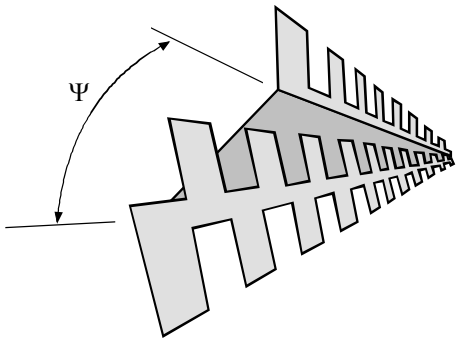
Coplanar LPD

Transmissionsledningen som matar dipolerna, dvs bommarna som bär upp elementen, kan antingen vara parallella eller luta mot varandra med sammankoppling i spetsen.



Då antennhalvornas plan är parallella kallas den Coplanar LPD.

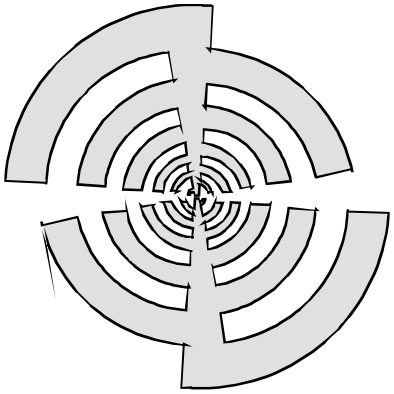
Pyramidisk LPD



Här lutar transmissionsledningen med vinkeln Ψ. Om man ökar Ψ blir lobbredden i H-planet mindre. Det ökar förstärkningen (större apertur i H-planet). Men när Ψ blir ännu större så ökar backloben och begränsar ökningen i gain.

En nackdel med pyramidisk LPD är att polarisationen vrids då dipolarmarna flyttas åt sidan. Dessutom lutar olika frekvenser åt olika håll.

Planar LPD

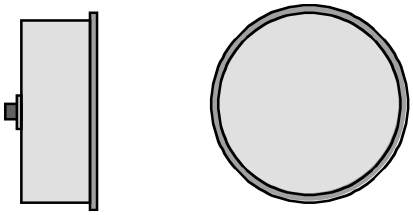


Lutningen mellan antennhalvornas matarledningar har här ökats till 180°.
Hela antennen ligger alltså i samma plan. Den kan därför kallas planar LPD.

Dipolarmarna har vikts ihop för att den ska ta så litet utrymme som möjligt.
Polarisationen blir då inte lika väldefinierad som för Coplanar LPD.

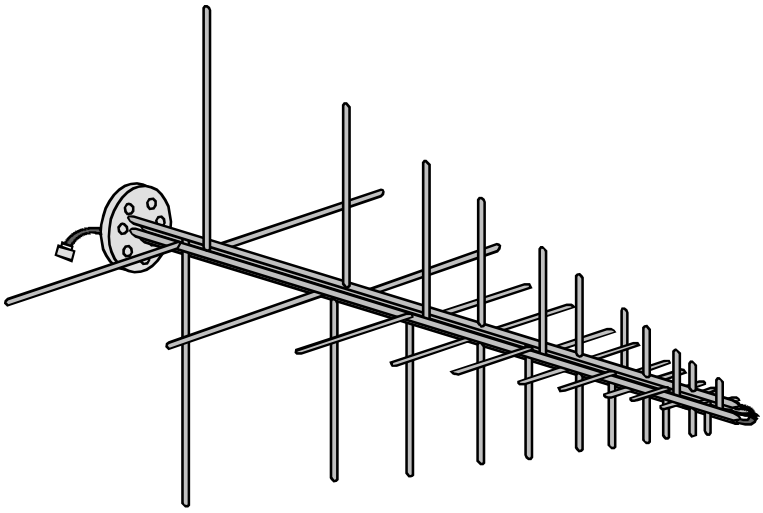
En plan antenn strålar lika mycket både framåt och bakåt. För att eliminera backloben kan man placera antennen framför en avskärmande kavitet. Den kallas då:

Cavity Backed LPD



Rätvinklig coplanar LPD

Orthogonal Coplanar



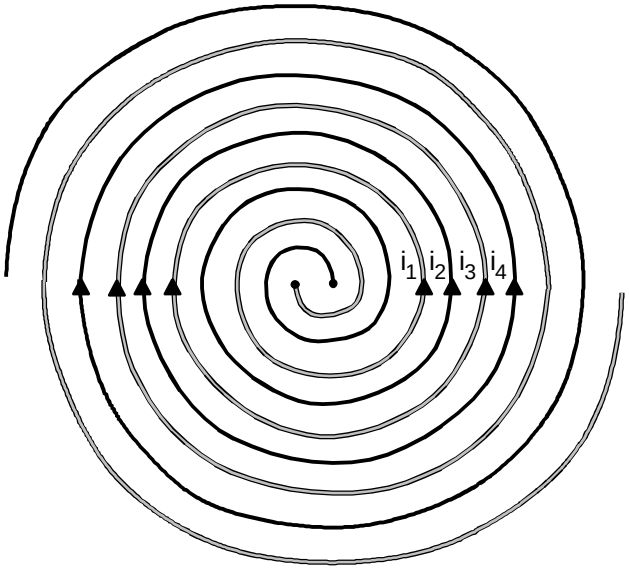
Två LPD-antenner har monterats ihop runt en gemensam axel. Den ena antennen är vertikalt orienterad och den andra horisontellt. Signalerna från de två antennerna kan sedan sammansättas på olika sätt.

Beroende på vilken antenn som används, kan man få vertikal eller horisontal linjär polarisation.

Om man kopplar ihop antennerna i fas, blir lutning på polarisationen 45°. Sammankopplar man signalen i motfas (i en 180° hybrid) blir lutningen 45° åt andra hållet.

Om man istället sammankopplar signalerna i en 90° hybrid får man cirkulär polarisation. Polarisationsriktningen (vänster eller höger) beror på vilken antenn som kopplas till 90° ingången.

Spiralantenn



Antennen matas i centrum från en balanserad ledning. Som en fortsättning på en parledning löper två lika spiralarmar ut mot periferin. I centrum är strömmarna på spiralarmarna i motfas. Där sker alltså ingen utstrålning. För varje varv i spiralerna har den ena strömmen längre gångväg än den andra. Efter några varv skiljer sig gångvägarna så mycket som en halv våglängd. Då ligger strömmarna i intilliggande varv (i_1 och i_2) i fas. Här är dessutom omkretsen så stor som en våglängd. Nästa varv har också strömmar (i_3 och i_4) med samma fasläge. Samverkande fält ger strålning.

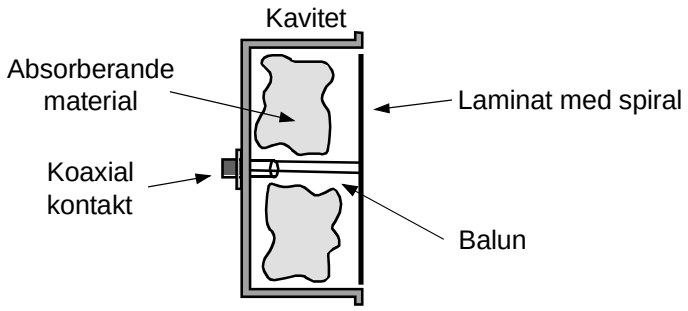
Motstående sida ligger på $\lambda/2$ avstånd. Här är alltså strömmen riktad åt motsatt håll. Men dessutom har strömbanorna vridits ett halvt varv. Resultatet blir att samtliga strömmar på båda sidor ger upphov till ett elektromagnetiskt fält vars komponenter är riktade åt samma håll. Spiralsystemet strålar där omkretsen är omkring en våglängd. Varefter strömmen går framåt, kommer dessa maxima att rotera, och ge upphov till cirkulärt polariserad strålning.

Resonemanget förutsätter en fortskridande strömvåg längs spiralarmarna. Reflektion från ändarna måste därför undvikas. Det kan ske genom att armarna ges en betryggande strålningsdämad längd utanför det aktiva området som svarar för lägsta arbetsfrekvensen. Man kan också lägga på ett resistivt dämpande skikt i ytterområdet.

Spiralantenner tillverkas som en etsad stripledare på ett laminat utan jordplan. De kan tillverkas från 0,1 GHz upp till 60 GHz. Det vanligaste frekvensområdet för en spiralantenn är 2 - 18 GHz.

Reflekterande kavitet

Spiralantenner används då det krävs cirkulär polariserad strålning med mycket stor bandbredd. De kan antingen vara plana eller koniska. Plana spiralantenner ger strålning i två riktningar. Backloben är lika stor som strålningen framåt. Det kan emellertid avhjälpas genom att placera den framför en reflekterande kavitet. Den kallas då Cavity-Backed Spiral-Antenna.



Tyvärr kommer kaviteten att kraftigt minska bandbredden. Om man fortfarande vill täcka flera oktaver, får man fylla kaviteten med absorberande material. De besvärande reflektionerna elimineras, men det blir på bekostnad av 3 dB lägre antennförstärkning.

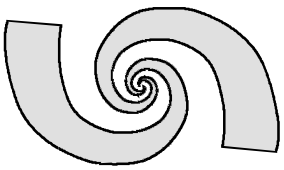
Impedans

Smala stripspiraler ger en impedans på 250 - 300 Ω. Om spiralens bredd är lika stor som avståndet mellan stripledarna, blir impedansen ca 164 Ω. Med mycket breda spiraler och smala slitsar mellan dem (slot-spiral) blir impedansen 75 - 100 Ω.

Archimedean spiral

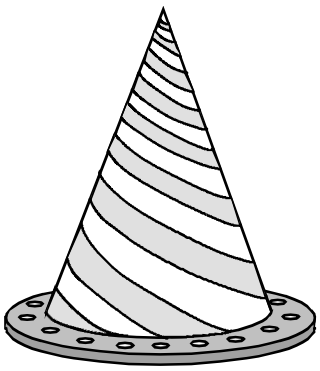
Den ger ca 70° lobbredd och 3 - 6 dB förstärkning över bandbredden 6:1

Equiangular (likvinklig) spiral



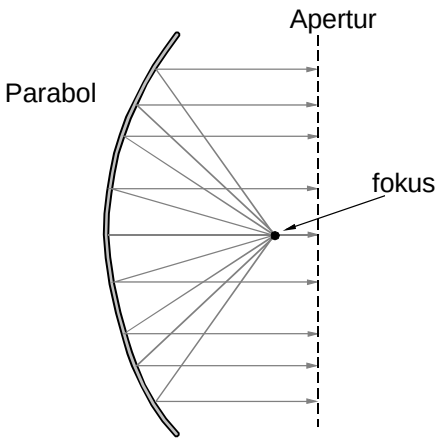
Skillnaden är att spiralarmarnas bredd ökar kontinuerligt. Bredden är i våglängder räknat konstant, i den aktivt strålande regionen. Antennen ser lika dan ut för de olika frekvenserna. På det sättet får man större frekvensområde, så stort som 10:1. Förstärkning och lobbredd är däremot densamma.

Konisk spiral



Den koniska spiralantennen är cirkulär polariserad och har ett extremt stort frekvensområde, större än 20 eller 30:1. Tack vare att den är konisk ger den endast strålning åt ena hållet. Den behöver således inte ha en reflekterande kavitet. En konisk spiralantenn får ett fram/back förhållande på 10 - 25 dB.
Den får 5 - 8 dB gain och en lobbredd på 70° - 90°.

8. Reflektorantenn



De flesta reflektorantenner bygger sin funktion på parabolkurvans geometriska egenskaper. Den kallas därför ofta parabolantenn.

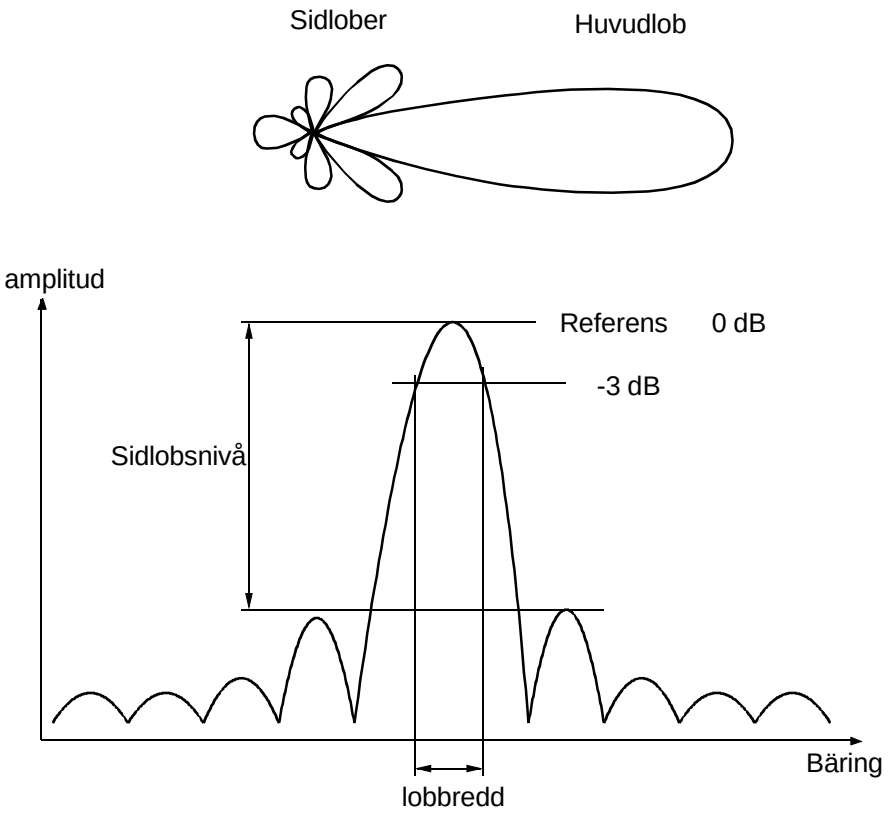
Alla strålar som går från parabolens brännpunkt (fokus), blir efter reflektion parallella med parabelns axel. Alla reflekterade strålar har lika lång gångväg från fokus till ett öppningsplan (apertur).

En matarantenn monteras i den parabolformade reflektors fokus. Efter reflektion får vågen samma fas i alla punkter i öppningsplanet. En plan vågfront är exakt vad vi önskar för att få en god riktverkan.

Fokusavståndet väljs i proportion till reflektorns diameter. Vanligtvis är f/D mellan 0,25 och 0,4. Ett större fokusavstånd kräver bättre riktverkan på mataren. Det betyder större matare, som blockerar strålningen från reflektorn. Ett mindre fokusavstånd ger istället mer korspolarisation.

Parabolantennen kan jämföras med en vanlig strålkastare. Alla ljusstrålar reflekteras åt samma håll, dvs en god riktverkan.

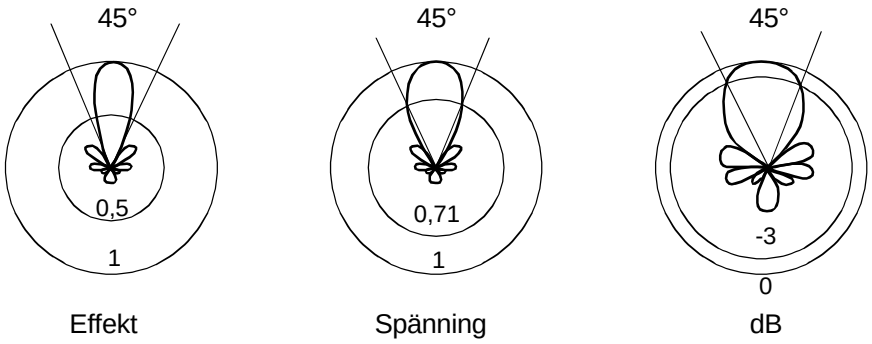
Antenndiagram



Antenndiagrammet kan ritas upp i polär skala, för att ge en enkel geografisk bild. Man kan också rita upp ett rätvinkligt antenndiagram, för att lättare göra jämförelser mellan huvudlob och sidlober. En antenn anges med:

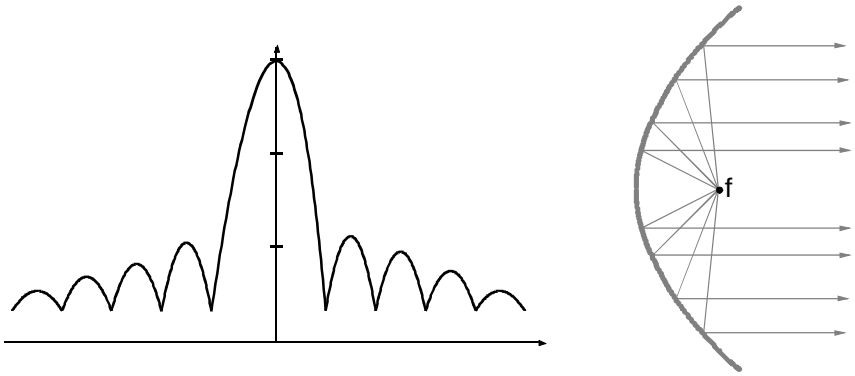
Gain	20 - 40 dB
Lobbredd	1° - 20°
Sidlobsnivå	15 - 40 dB
Korspolarisering	20 - 30 dB
VSWR	1,1 - 3

Gain (antennförstärkning) anges i förhållande till en isotrop (helt rundstrålande) antenn. I praktiken mäter man i förhållande till ett vågledarhorn, som har ett väl definierat gain på ca 15 dB. Lobbredden anges vanligtvis mellan de punkter där signalnivån minskat med 3 dB. Sidlobsnivån är avståndet till den största sidloben. Med korspolarisering, eller polarisationsdiskriminering, menas hur stor en felaktigt polariserad signal är i förhållande till den riktiga.

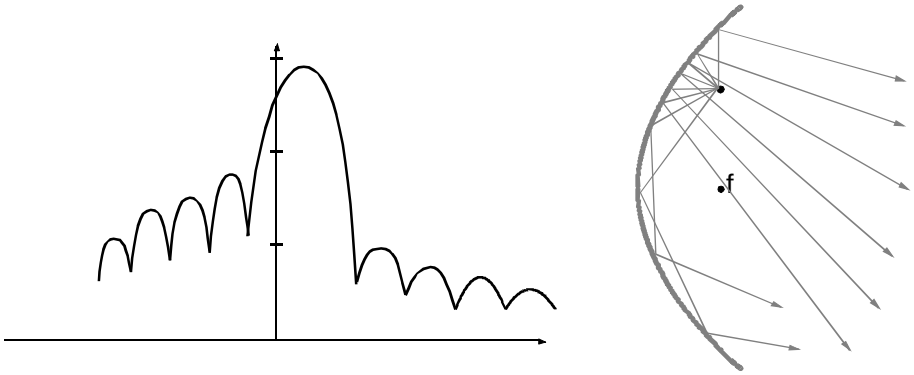


Vanligtvis ritas antenndiagrammen upp i dB-skala. Det ger stor dynamik så att sidloberna syns väl. Ibland kan man se diagram uppritade efter effekten eller elektriska fältstyrkan. Det ger ett mycket snyggare diagram, smalare lob och lägre sidlober. Men det är bara en illusion, man måste titta på skalningen för att kunna bedöma antennen. Lobbredden räknas vid -3 dB, dvs. halva effekten eller 0,707 gånger spänningen.

Olika matarplaceringar

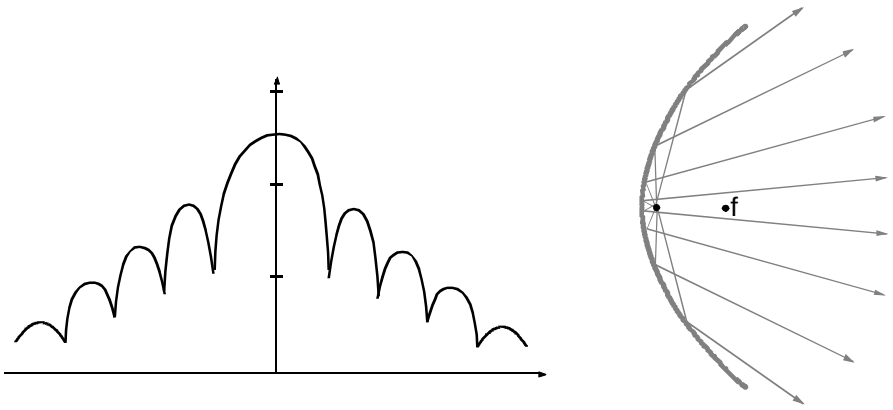


Med mataren rätt inställd i fokus, ger parabolen en mycket god riktverkan.



Är mataren placerad snett åt sidan, kommer lober att vara riktad åt fel håll. Dessutom är strålknippet är inte längre parallellt. Det betyder lite lägre gain och bredare lob. Med mataren närmare kanten blir sidloberna större (åt det hållet). Vid förflyttning åt sidan fylls först nollställena igen, sen ökar sidloberna, och slutligen börjar antennens förstärkning att minska.

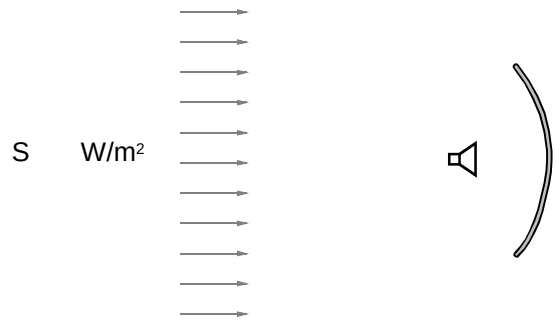
Matarförskjutningen kan också utnyttjas för att få önskad lobvridning. Det är mycket lättare att flytta en liten matare, jämfört med att vrida hela parabolantennen.



En förflyttning i djupled gör att strålningen sprids mer. Loben blir bredare och antennförstärkningen minskar. Samma sak sker både innanför och utanför fokuspunkten. Men om man är osäker på reflektorns fokusavstånd, eller matarens strålningscentrum, bör man hellre placera mataren utanför fokuspunkten. Utanför fokus gör någon cm felplacering inte så mycket. Vid stor förflyttning utåt kan man få problem med att en viss del av strålningen missar reflektorn och strålar snett bakåt (spill over). Men mellan fokus och reflektorn försämras antenndiagrammet dramatiskt, även för en liten förflyttning.

Reflektorns storlek

Om parabolen betraktas som en mottagarantenn, så kommer den att samla ihop mer effekt ju större den är.



Antennens gain är alltså direkt proportionell mot antennarean. Antennens storlek räknas i förhållande till våglängden.

$$G = 4\pi \frac{A}{\lambda^2} \qquad \text{ggr}$$

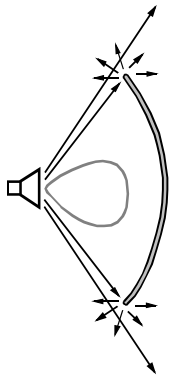
Det betyder att om antennen görs dubbelt så stor, så kan den samla upp dubbelt så mycket effekt. Dubbel så stort gain betyder en ökning med 3 dB.

Antennens apertur har en viss yta (A). Både höjd och bredd räknas i förhållande till våglängden, därför blir det A/λ^2. Om frekvensen dubbleras, dvs våglängden minskas till hälften, så ökar förstärkningen 4 gånger, dvs 6 dB. För en rund reflektor med diametern D blir:

$$G = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \qquad \text{ggr}$$

Belysning

Själva antennelementet (mataren) är placerad i fokus. Mataren ska bestråla enbart reflektorn. Den ska alltså ha en viss riktverkan. Den effekt som missar reflektorn (spill-over) kommer att ge en viss strålning åt fel håll, dvs sidlober. Effekten som träffar själva reflektorkanten sprids åt alla möjliga håll. Dessutom kryper ytströmmarna runt hörnen och ger strålning även bakåt. Det bildas alltså både sidlober och backlober.



I praktiken har mataren sådan riktverkan att den belyser kanterna svagare än reflektorns mitt. En matare med högre riktverkan (förstärkning) ger mindre kantbelysning, dvs lägre sidlober. Men eftersom effekten koncentreras till reflektorns mitt, så utnyttjas inte hela spegelytan fullt ut. Om endast en liten del av antennarean utnyttjas blir den totala antennförstärkningen lägre.

Man får alltså välja om man vill ha låga sidlober (låg kantbelysning) eller hög förstärkning (bättre utnyttjad reflektor).

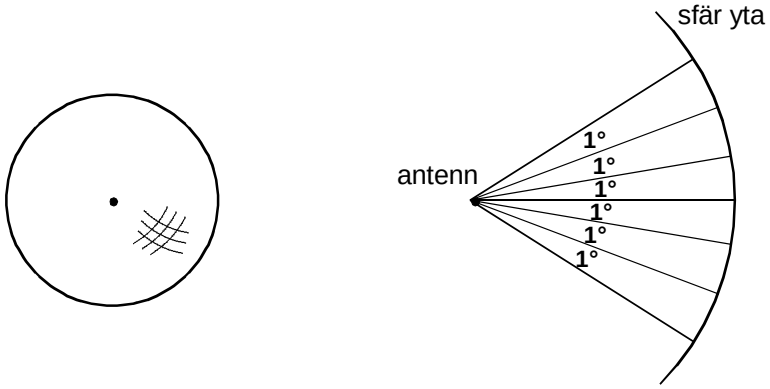
En kantbelysning 10 dB lägre än centrum, ger en sidlobsnivå ungefär 20 dB lägre än huvudloben.

På grund av den ojämna belysningen, så blir den effektiva antennarean (A_e) mindre än den fysikaliska (A). Det ger en viss verkningsgrad.

$$\frac{A_e}{A} = 40 - 60 \quad \%$$

Lobbredd ⇒ Gain

Den utsända effekten tänks passera genom en sfär som omger antennen. Sfärytan delas in i ett rutmönster där varje ruta har en storlek som bestäms av öppningsvinkeln en grad.



Det blir då totalt 41253 stycken fyrkanter. Om antennen har sådan riktverkan att all effekt strålar ut genom endast en fyrkant, så blir antennens gain 41253 gånger (dvs 46 dB). Lobbredden är då 1 grad både i vertikalplanet och i horisontalplanet. Om lobbredden omfattar fler rutor, så blir förstärkningen lägre i motsvarande grad.

$$G = \frac{41253}{\Theta_V \cdot \Theta_H} \qquad \text{ggr}$$

Θ_V är den vertikala lobbredden i grader
Θ_H är den horisontella lobbredden i grader

Nu är det så att antennloben inte är fyrkantig utan i allmänhet rund. En rund lob fyller inte ut rutmönstret helt. Strålningen måste koncentreras mer, dvs det behövs lite mer antennförstärkning. I praktiken strålar antennen en del effekt i sidloberna också. En normal parabolantenn med ca 45 % verkningsgrad ger då formeln:

$$G = \frac{27000}{\Theta_V \cdot \Theta_H} \qquad \text{ggr}$$

Med 55 % verkningsgrad får man istället multiplicera med 29000. Ett vågledarhorn som har lägre sidlober ger istället ca 31000. En array kan ge god kontroll av belysningens fördelning. Det motsvarar en multiplicering med 32000.

Gain och Lobbredd för en normal parabol

En normal parabolantenn med -10 dB kantbelysning och ca 50 % verkningsgrad, kan beräknas med approximativa ekvationer.

Lobbredden $\Theta = \frac{72\lambda}{D}$ grader

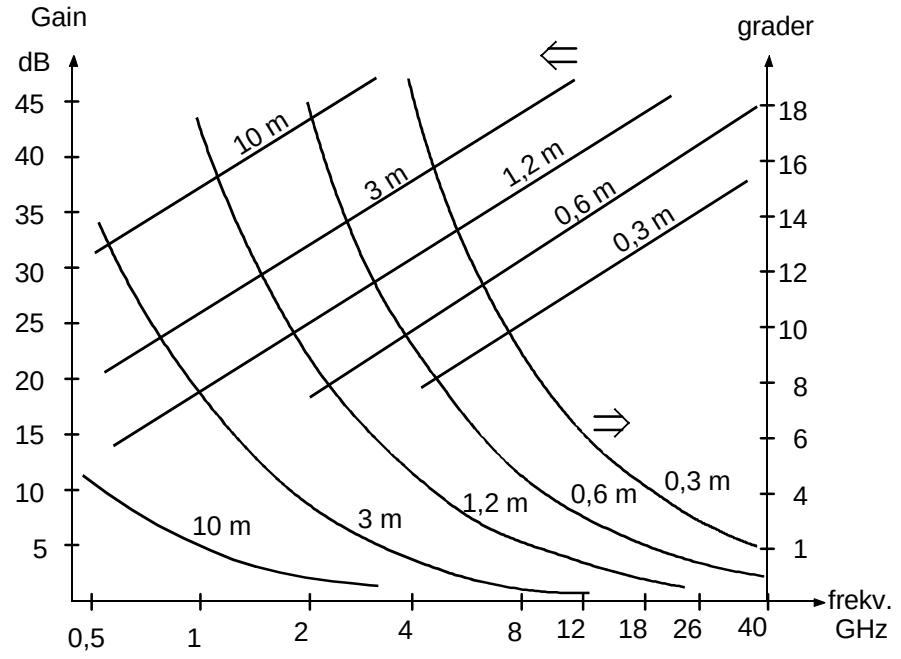
Våglängden (λ) och diametern (D) anges i samma mått (meter).
Oftast är det frekvensen som är given. Då blir lobbredden:

$$\Theta = \frac{21{,}6}{D \cdot f} \quad \text{grader}$$

f är frekvensen i GHz

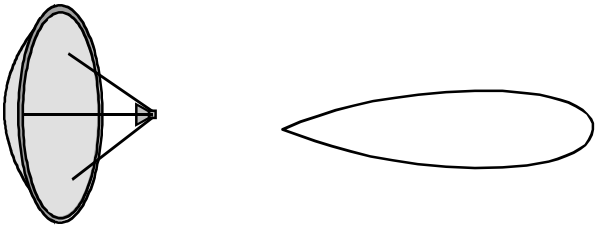
Gain $G = \frac{5 \cdot D^2}{\lambda^2}$ ggr

eller $G = 20 \log (7{,}45 \cdot D \cdot f)$ dB



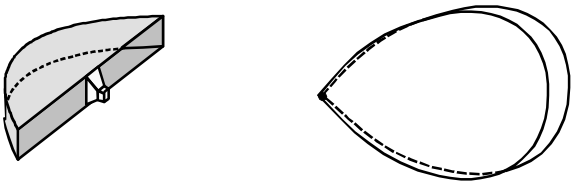
Olika parabolantenner

Dubbelkrökt



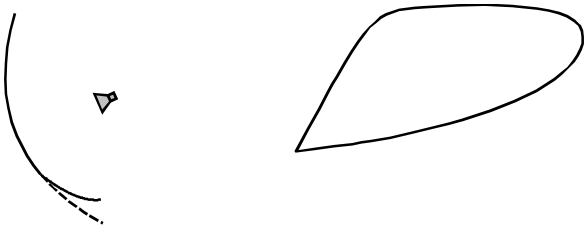
Dubbelkrökt parabol har smal symmetrisk lob. Pejling kan ske i både bäring och elevation. Parabolen blir enkel och billig.

Enkelkrökt



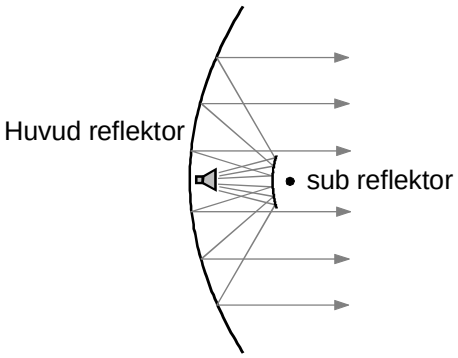
Den enkelkrökta parabolen är lämplig till radar på båt. God riktningsbestämning i bäring, men missar inte horisonten då båten gungar.

Stukad parabol (cosekant)



Används till radar i samband med flygplan. Markradarn ger samma ekostyrka då flygplanet närmar sig. Ombord på ett flygplan ger radarn jämnare belysning av marken.

Dubbel reflektor

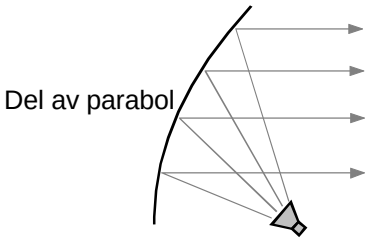


Med dubbel reflektor kan antennen matas från baksidan. Det ger enklare anslutning till sändaren, respektive mottagaren, och mindre blockering av strålningen. Dessutom kan antennen vridas mycket snabbare då den inte är så tung långt ute vid fokus. Nackdelen är att det blir dyrare med två reflektorer. Dessutom är det svårare att rikta in subreflektorn.

Cassegrain-antennen har en hyperbolisk subreflektor. Gregorian-antennen har en elliptisk subreflektor.

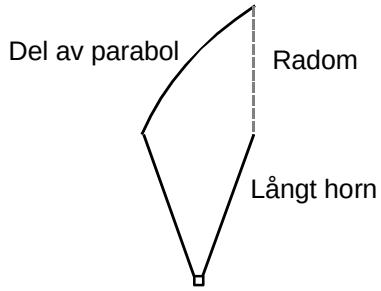
Dubbelreflektorn används ofta vid mycket stora reflektorer, t.ex. för satellit-kommunikation och radioteleskop.

Del av parabol



Man kan också använda bara en del av parabolytan. Mataren vänds så att den belyser den aktuella delen optimalt. Men den sitter fortfarande i fokus. Fördelen är att varken matare eller monteringsstag skymmer reflektorn.

Hornreflektor

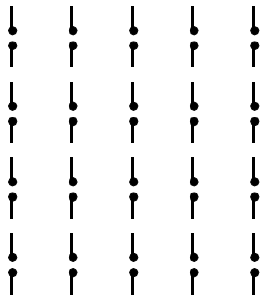


Matarhornet har förlängts ända fram till reflektordelen. I strålningens riktning sitter ett fönster av lämpligt dielektrika (radom). Denna antenn ger extremt små sidlober, men den är dyr och klumpig. Den har använts inom radiolänk.

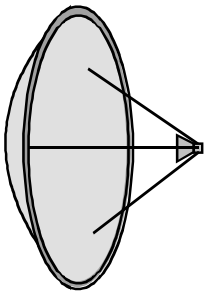
9. Jämförelse

Det finns två grundprinciper vid konstruktion av antenner med högt gain (20-40 dB). Den ena är en array (dipol-matta), och den andra är en parabol (reflektorantenn).

Ju fler element vi kopplar till arrayen, respektive ju större vi gör reflektorantennen, desto bättre riktverkan får antennen. Antennen får alltså högre gain och smalare lob.



1° lobbredd
10 000 dipoler



1° lobbredd
1,5 m diameter på X-band

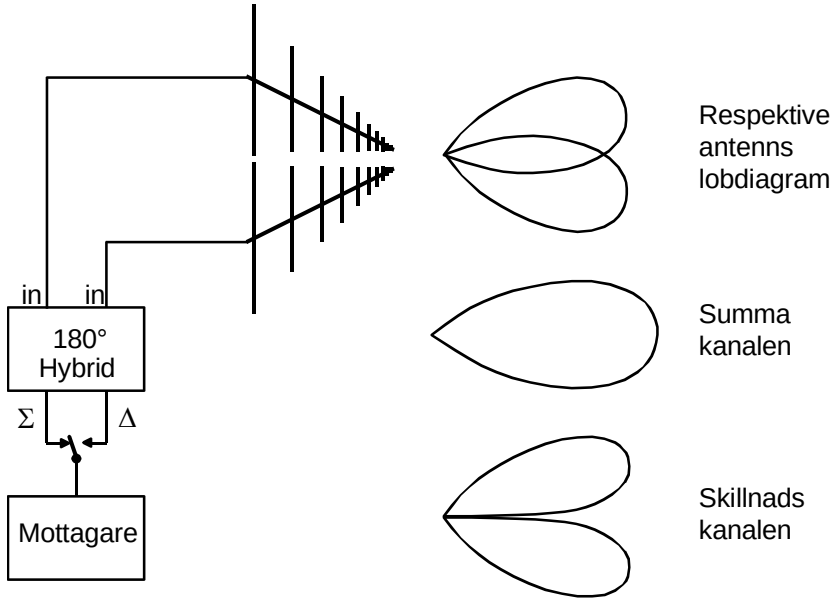
En parabolantenn på en eller ett par meter, får på mikrovåg en mycket smal lob och hög förstärkning. Den är ju då mycket stor i förhållande till våglängden. En array med motsvarande lobbredd, kräver ett orimligt stort antal dipolelement.

Vid lägre frekvenser (MHz) behöver en antenn med smal lob ha en mycket stor antennarea. Det är inte rimligt att göra vridbara reflektorer på uppåt 100 m diameter. Man får istället nöja sig med en mindre antenn, med lägre gain och bredare lob. Det blir då fråga om ett antal sammansatta dipolelement, 2 - 16 stycken.

Fördelen med en array är att riktningen på loben kan styras elektroniskt, genom att ändra fasen på de ingående elementen. Tyvärr blir det en mycket dyrbar och komplicerad konstruktion. På mikrovåg kan man tänka sig en reflektorantenn med ett antal fasstyrda matarelement. Reflektorn riktas då först in mekaniskt. I det området kan sen loben styras elektroniskt mycket snabbt.

Summa / skillnads koppling

Två intilliggande antenner, riktade något olika, sammansätts med en 180° hybrid. I summakanalen (Σ) adderas signalerna i fas. I skillnadskanalen (Δ) adderas signalerna i motfas.



Med en bred lob är det svårt att göra noggrann riktningsbestämning. Med Δ-kanalen kan men göra en mycket noggrannare pejling på signalens minimum. Om mottagaren snabbt kopplas om mellan Σ och Δ kanalen, så kan man på ett oscilloscope se både max- och min-signalen samtidigt.

mm - våg

1. mm-vågsområdet

En våglängd på 1 - 10 mm motsvarar ett frekvensområde på 30 - 300 GHz.
Men vanligtvis kallas hela området 18 - 300 GHz för mm-våg.

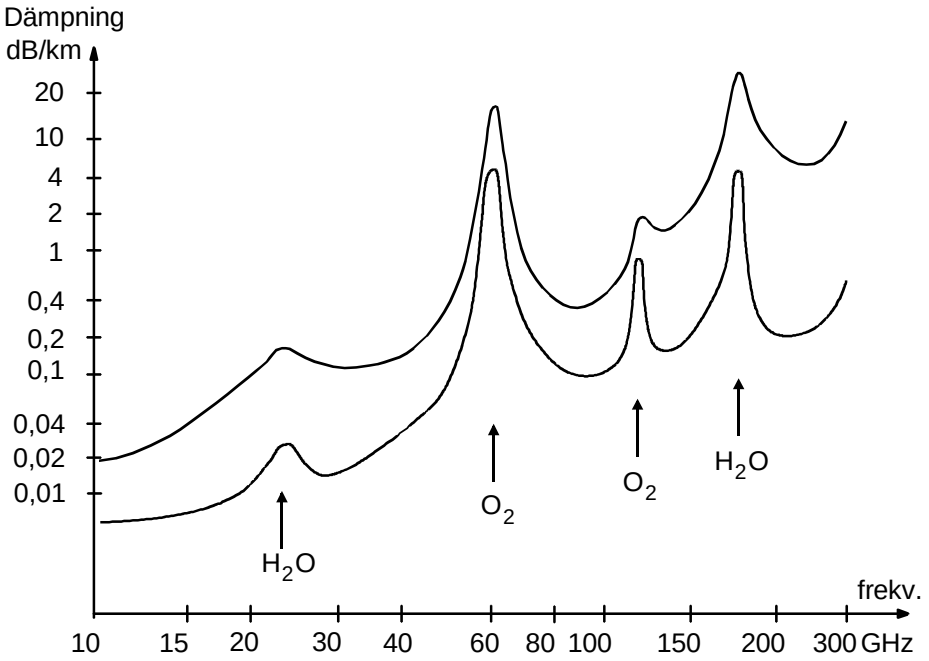
Upp till 40 GHz finns många olika koaxialkomponenter att köpa. Det finns också olika mätinstrument med koaxialingång upp till 40 GHz, och i vissa fall upp till 60 GHz. Det finns idag en mängd olika system för kommunikation och radar upp till 40 GHz.

Ovanför 40 GHz används främst vågledare. Det finns ganska många system upp till 110 GHz. Vid 140 GHz finns en del komponenter och ett fåtal system. 200 - 300 GHz är under utveckling.

På mm-våg används också andra transmissionsledningar. Ett kretskort kan monteras in i en vågledare och koppla till fältet. Kombinationen kallas E-plan kretsar, eller i vissa fall fin-line. Dielektriska vågledare håller ihop fältet med hjälp av en dielektrisk stav, ofta i kombination med ett metallplan.

Dämpning i atmosfären

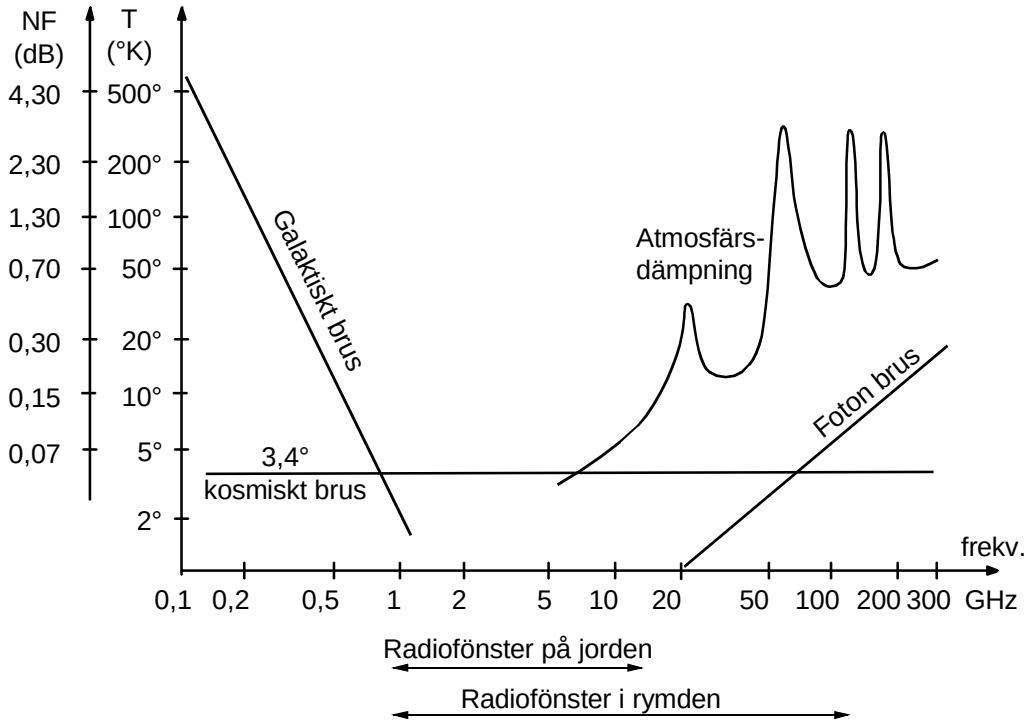
Systemens egenskaper och bandval påverkas starkt av atmosfärens dämpningstoppar.



Signalen dämpas kraftigt av att molekylerna i atmosfären kommer i resonans. Syremolekylen ger resonans vid 60 och 120 GHz. Vattenånga ger resonans vid 22 och 183 GHz. Områden med lägre dämpning är centrerade runt 35, 94, 140 och 220 GHz. Dessa fönster har en bandbredd på ca 20 %. I fönstren runt 35 respektive 94 GHz finns en mängd färdiga system för radar och styrning av missiler.

Brus

En mottagares känslighet begränsas av bruset. Dels eget alstrat brus och dels yttre brus som kommer in i antennen.



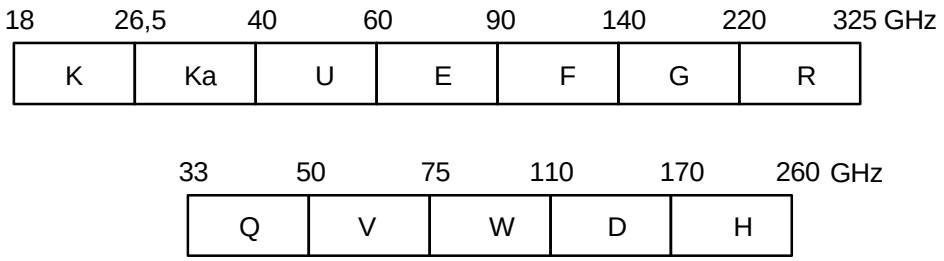
Det galaktiska bruset kommer från stjärnsystemet. Brusnivån varierar beroende på om man tittar in i vår galax eller ut ur den. Bruset minskar för högre frekvens. På mikrovåg är det försumbart.

Det kosmiska bakgrundsbruset på 3,4 °K är resttemperaturen från den ursprungliga explosionen som skapade universum (big bang).

På mm-våg börjar fotonbruset dyka upp, och ökar med frekvensen.

Området mellan det galaktiska bruset och atmosfäriska absorptionen är det jordbundna radiofönstret. Det kosmiska fönstret sträcker sig upp till ca 100 GHz.

Vågledarband



mm-vågs området delas in efter vågledarbanden. Som en fortsättning på mikrovågs-banden sträcker sig mm-vågs banden från 18 till 325 GHz. Men det finns också en annan vågledarfamilj (33 - 260 GHz) som bättre passar atmosfärens dämpningstoppar och fönster.

Bokstavsbeteckningarna är de vanligaste förekommande. Olika tillverkare har satt sina egna beteckningar på banden. Inom 30 - 40 GHz finns en mängd olika alternativ, men vanligast är Ka eller A för 26,5 - 40 GHz och Q eller B för 33 - 50 GHz.

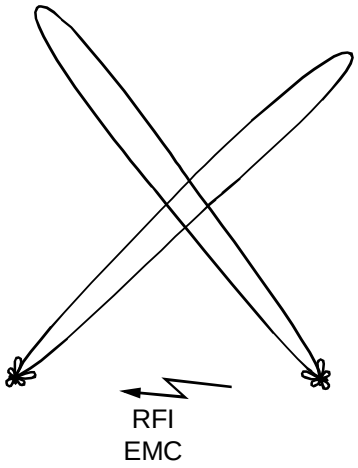
Däremot används alltid en av ovanstående frekvensindelningar. Frekvensgränserna beror ju på vågledardimensionerna, och vågledarna är standardiserade. Komponenter från olika fabrikat måste kunna kombineras till ett system.

För att undvika förvirring bör man endast använda bokstavsbeteckningarna när man är överens om vad man menar. Annars är det säkrast att ange frekvensområdet i GHz.

2. Applikationer

Små antenner - smala lober

En fördel med mm-våg är att antennerna kan vara mindre på högre frekvenser. Alternativt så får man bättre riktverkan (smalare lob) för en viss antennstorlek, då frekvensen ökar.

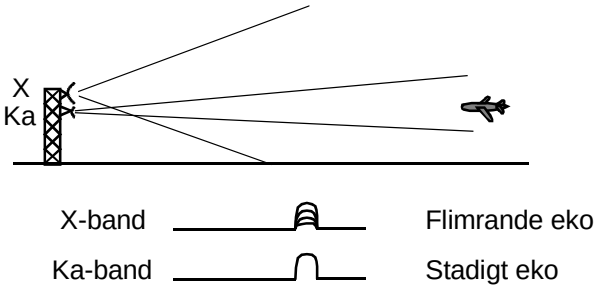


Smala lober innebär att olika system inte stör varandra. Störningarna hamnar i sidloberna, som kan vara mycket små. Störningar kallas interferens eller RFI (RF-interferens). Förmågan att undertrycka störningar kallas EMC (Electro Magnetic Compability).

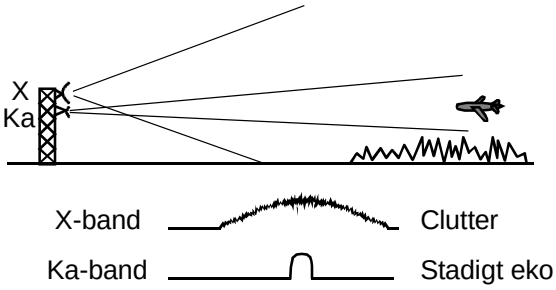
Inom radiokommunikation (cellradio) ska många stationer arbeta på samma frekvens, utan att störa varandra. Räckvidden blir ett par hundra meter med små antenner, och uppåt 1 km med stora antenner. Den korta räckvidden gör att det får plats 100 gånger fler användare per km^2 jämfört med mobiltelefon.

För militärt bruk är mm-våg mycket lämplig. Små lätta bärbara stationer med mycket hög riktverkan ger en kommunikation som är svår att upptäcka och avlyssna. Man kan dessutom använda dämpningstoppen vid 60 GHz. Uteffekten ställs då in så att signalen lagom räcker fram till mottagaren men inte längre. Riktverkan och dämpningen gör också att det är mycket svårt att fientligt störa kommunikationen (ECM).

En radar behöver smal lob för att kunna särskilja på olika mål i sidled (bäring). På mm-våg kan man få mycket högre upplösning, för en viss antennstorlek, jämfört med mikrovåg. Det är mycket viktigt med smal lobbredd då det gäller att upptäcka och följa lågt flygande flygplan.



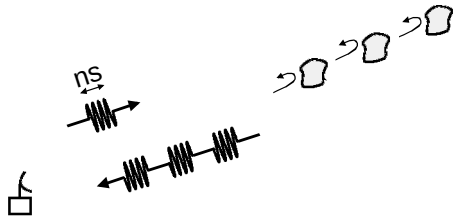
Reflektionen från ett flygplan har två olika gångvägar fram till radarn. Dels går den direkt till radarn och dels via reflektion mot marken. Vid radarn sammansätts signalerna ibland i fas och ibland i motfas, beroende på höjd och avstånd. Det ger ett flimrande eko för lågt flygande flygplan. En mm-vågs radar har så smal lob att markreflektionen inte syns. Det ger ett stadigt eko.



Starka ekon från marken kommer att dölja ekot från flygplanet. Men med en smal lob på mm-våg kan man urskilja flygplanet.

Stor bandbredd

På mm-våg kan man använda en mycket stor bandbredd. Det gör det möjligt att överföra data med hög hastighet och TV-video samtidigt. Det kan röra sig om länköverföring (punkt-till-punkt) eller distribution (punkt-till-multipunkt). Om man vill överföra så stor datahastighet som Gb/s, är man tvungen att gå upp i mm-vågs banden.



En radar använder mycket korta pulser för att kunna separera mål på olika avstånd. För att identifiera ett mål, behövs en upplösning jämförbar med detaljerna.

Det behövs en pulsbredd på 1 - 2 ns för att identifiera ett fordon, båt eller satellit. En bandbredd på GHz kräver en radar som arbetar på mm-våg.

Doppler

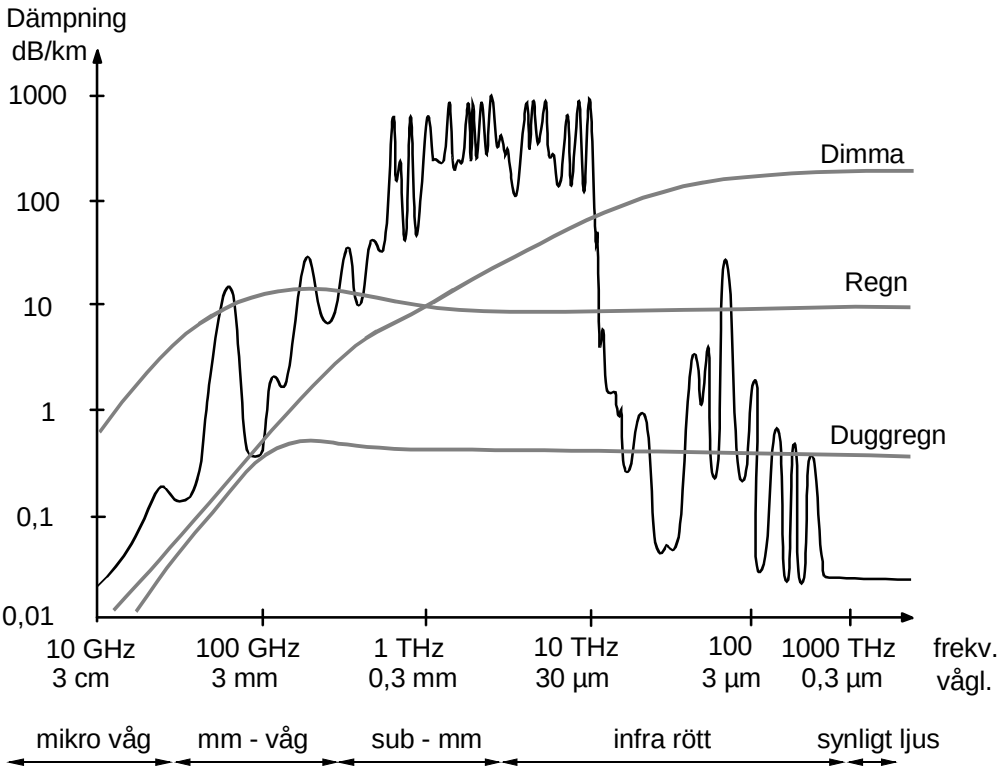
Med doppler menas frekvensskiftet då något närmar sig eller avlägsnas. Det beror på att våglängden trycks ihop respektive dras isär. På högre frekvenser blir dopplerskiftet större.

$$f_d = 1{,}102 \quad \text{Hz/MHz/mach}$$

där mach är ljudhastigheten

Större dopplerskift ger noggrannare mätning av hastigheten.

Målsökande robotar



Vanligen används frekvenser inom infraröda och synliga området. Målföljningen hindras av regn och dimma. Det är dessutom mycket lätt för ett utsatt mål att lägga ut en rökridå och på så sätt skydda sig. För att kunna se igenom röken får man använda sig av lägre frekvenser. På mikrovåg är dämpningen försumbar, men den nödvändiga upplösningen kräver en antenn som är för stor för en robot. En lämplig kompromiss är att använda mm-våg. System med både mm-våg och IR ger en bättre identifiering av målen.

Radiometri

Radiometri innebär att man mäter det termiskt alstrade brus som en kropp utsänder eller reflekterar. Olika kroppar har olika temperatur och man kan alltså få en radarbild utan att behöva sända ut avslöjande strålning. Temperaturskillnader på l° kan registreras med säkerhet.

Högsta upplösningen är 0,01 °C. Det skedde med 1 sekunds integrering, för ett system på 94 GHz

Radiometer används för att få en kartbild från ett flygplan eller satellit. Antennen är riktad neråt och pendlar t.ex. ± 45° åt sidorna. En överflygning ger då en rasterbild av marken. Frekvensbanden 33 , 90 , 140 , 183 och 220 GHz har använts.

Radiometern kan också användas för att se isens utbredning, eller vattenmängden i atmosfären. Den kan vara ett alternativ till radarn för att ge säkrare landning och start, för flygplan i dåligt väder.

Radiometern kan användas vid säkerhetskontroller på t.ex. flygplatser. Om man har något gömt innanför kläderna (vapen, knark, spängämnen), så syns det på den termiska bilden. Speciellt tydligt syns det med en aktiv radiometer. Man belyser då med mm-vågor och urskiljer då både emission och reflektion.

Fördelen med radiometer på mm-våg är att man kan utnyttja flera olika frekvenser, och få temperaturen på olika djup in i ett objekt.

TV-distribution

P-MP Point to multipoint
M^3VDS mm-wave multichannel multipoint video dirtribution service

TV-distribution direkt till hemmen, där kabel-TV blir opraktiskt eller för dyrt. Frekvenserna är 28,43 - 29,08 GHz eller 40,5 - 42,5 GHz. I USA används även 2,5 - 2,7 GHz och i Europa 3,5 GHz bandet.

38 GHz länk

38 GHz länkar används för kommunikation på korta avstånd, mindre än 18 km. mm-vågs länken är ett alternativ då kopparledning eller optisk fiber skulle bli svårt, dyrt eller tidsödande att utföra.

Länkarna används för videoöverföring, videokonferenser, ljud och data eller för att knyta ihop basstationer för mobiltelefon. I Europa används 37 - 39,5 GHz och i USA används 38,6 - 40 GHz. Andra frekvenser för länkar till basstationer är 18 , 23 , 55 och 58 GHz.

Kommunikation på kort distans

MBS European Mobile Broadband Service

62 - 63 GHz	och	39,5 - 40,5 GHz
65 - 66 GHz		42,5 - 43,5 GHz

RTI Road Traffic Information

Kommunikation är här mellan bilar, eller mellan bil och vägkant.

63 - 64 GHz

60 GHz områdets stora dämpning i atmosfären ger största kapacitet för länkar med 100 m - 2 km räckvidd. Med kommunikation på mm-våg kan man använda datahastigheter upp till 150 Mb/s.

WLAN

Wireless LAN , trådlösa datanät

Dagens datanät behöver 10 Mb/s. Med ökad användning av WLAN, och krav på högre datahastighet, räcker inte banden på mikrovåg. Frekvensbandet 61 - 61,5 har tilldelats för kommande trådlösa datanät.

Avståndsmätning

FMCW-radar på 35 GHz har använts som höjdmätare till helikoptrar. Det kan ge en upplösning på 15 cm, på ett avstånd upp till 200 m.

En 35 GHz pulsradar med en stigtid på 6,6 ns har gett en noggrannhet på 1 m. Pulsbredden 33 ns gav upplösningen 5 m.

Hastighetsmätare

En konventionell hastighetsmätare mäter hjulens varvtal. Det kan ge ett fel på flera procent, på grund av att hjulen slirar. Genom att mäta dopplerskiftet, som blir då signalen reflekteras mot marken, blir felet mindre än 1 %. Andra system som ska förhindra att hjulen slirar, eller att bromsarna låser hjulen, kommer då att förbättras. Det gäller både bil och tåg.

För att korrigera för systemfelen då bilen rör sig, används både en sensor riktad framåt och en riktad bakåt. Frekvensen kan vara 24 GHz eller 61 GHz.

Bil-radar

AICC Autonomous Intelligent Cruise Control

AICC använder en radar för att hålla reda på framförvarande bilar.
Den identifierar bilarna med dess avstånd, relativa hastighet och vinkelposition.

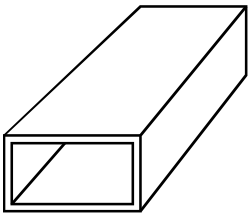
En cruise-control ger bilen konstant hastighet. En AICC ger dessutom mjuk anpassning av hastigheten till framförvarande bil i aktuell fil. Bilarna får då automatiskt ett önskat säkerhetsavstånd.

Om avståndet i förhållande till hastigheten blir för litet, kan den ge en kollisionsvarning eller rent av en tvär inbromsning. Systemet kallas då anti-kollisionsradar.

De system som är under utveckling använder frekvensbandet 76 - 77 GHz.
I Japan har mycket arbete gjorts på 60 GHz. Främst används FMCW-radar (kontinuerlig signal som är frekvenssvept).

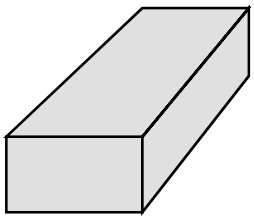
3. Ledningar

Vågledare



Vågledare används på hela mm-vågs området, ända upp till 325 GHz, men dimensionerna blir mycket små. Ytfinhet och toleranser är svårt och dyrbart att åstadkomma inuti ett rektangulärt rör. Dämpningen blir ett par gånger högre än det teoretiska. Men ändå är vågledaren den ledning som har de lägsta förlusterna.

Dielektrisk ledare

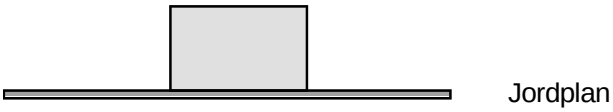


Dielektrisk ledare

Dielektrikat håller ihop fältet. Signalen som går snett ut ur staven böjs tillbaks in igen på grund av refraktion. Som för standardvågledaren i metall kan det finnas många olika moder i en dielektrisk ledare. Bandbredden för singelmode är mindre än i metallvågledaren. Till optiska fibrer använder man en låg dielektrisitetskonstant (ε). På mm-våg används dielektrisk ledare med högt dielektrisitetstal, till exempel aluminiumoxid som är ett keramiskt material med ε=9,8.

Fördelen med dielektrisk vågledare är att den tillverkas och poleras från utsidan. Den kan dimensioneras för samtliga mm-vågs band. En viss del av det elektriska fältet är åtkomligt från utsidan. Det gör att man utifrån kan dämpa och fasvrida signalen. En nackdel är att krökar måste göras med en ganska stor radie för att förhindra strålning.

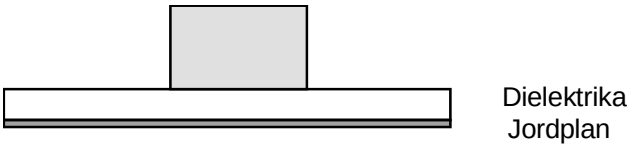
Image Guide



Genom att placera den dielektriska ledaren på ett jordplan, blir en del moder kortslutna. Därigenom blir området för singelmode större, dvs ledning blir bredbandigare.

En nackdel är att det är svårt att få en fullständig kontakt över hela anliggningsytan. Dessutom har ju jordplanet kopparförluster.

Insular Guide



Ett substrat med låg dielektrisitetskonstant används för att lyfta upp dielektriska ledaren ovanför jordplanet. Det ger en kompromiss mellan dielektriska ledaren och Image Guide, dvs. mellan förluster och bandbredd.

NRD-guide

NRD står för ”Nonradiative dielectric waveguide”. Det är en dielektrisk vågledare som inte har några strålningsförluster.

En dielektrisk ledare har placerats mellan två jordplan. Avståndet mellan jordplanen är så litet att det inte får plats någon vågledarmode utanför dielektrikat. Det undertrycker strålning vid böjar och diskontinuiteter.

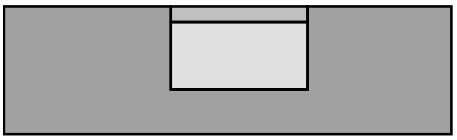
Nersänkt dielektrisk ledare

IDG - Insert Dielectric Guide

Den dielektriska ledaren har helt sänkts ner i jordplanet. Det är lättare att hålla toleranserna i metallplanet än vid bearbetningen av dielektrikat. Den största fördelen är att metallen ger bättre avskärmning av fältet. Det minskar strålningsförlusterna vid böjar och komponenter. Det gör IDG till den mest praktiska varianten av dielektriska vågledare.

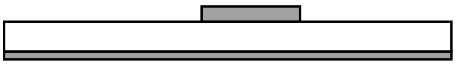
Fältbilden i IDG ser ut som fältet i en rektangulär standardvågledare. Det är i princip en dielektriskt fylld vågledare, där ena kortsidan tagits bort. Om man väljer samma dimensioner på den nersänkta fåran, som för den dielektriskt fyllda vågledaren, får man en mycket enkel övergång mellan ledningstyperna.

Eftersom fältet hålls ihop mellan metallväggarna, kan man använda ett dielektrika med lägre dielektrisitetstal, t.ex. teflon med ε=2,1.



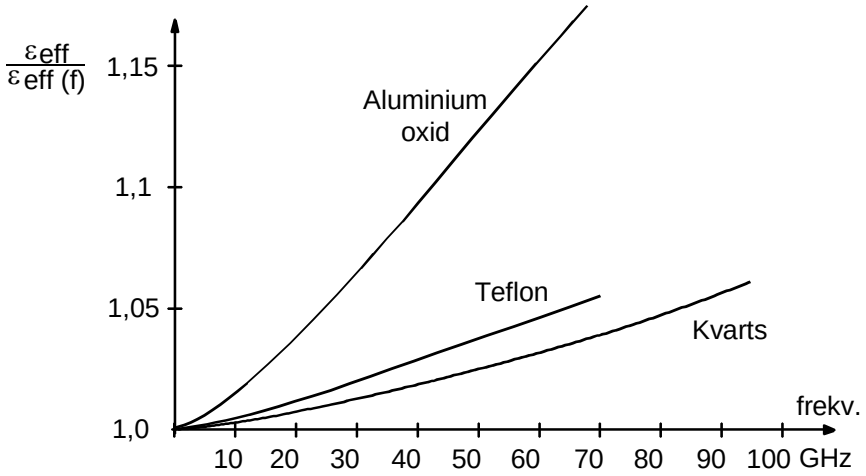
Bandbredden för IDG blir max 49 %. Men om man har ett material med högre dielektrisitetstal vid ytan, blir det en lägre undre gränsfrekvens. Men den största delen av ledaren har lågt dielektrisitetstal. Det gör att högre moder fortfarande har hög gränsfrekvens. Resultatet är att bandbredden har blivit
57 %.

Micro-strip



Micro-strip är den vanligaste ledningen för integrerade kretsar på mikrovåg. För att klara högre frekvenser, utan att det bildas andra moder, måste dimensionerna minskas. Med 0,2 mm tjockt substrat blir gränsfrekvensen för den närmaste oönskade moden 127 GHz. För 50Ω ska bredden vara 0,5 mm på 26 - 40 GHz bandet.

På mikrovåg använder man teflonlaminat (ε=2,2) eller aluminiumoxid (ε=9,8). Teflonlaminat har ganska tjockt kopparskikt, minst 15 μm. Det är därför svårt att tillverka kretsar i micro-strip med tillräcklig noggrannhet för mm-våg. Fördelen är att det är billigt. Aluminiumoxid har ett högt dielektrisitetstal. Det gör att våglängden, och alltså ledningskomponenterna, blir mindre. Det är en nackdel på mm-våg där allting redan är så smått. En annan nackdel är att den effektiva dielektrisitets-konstanten är mycket frekvensberoende (har stor dispersion). Glasfiberarmerad teflon har lägre dispersion.



Ännu bättre är kvarts. Den har lägre dispersion och lägre dielektrisitetskonstant, ε=3,8. Visserligen har kvarts lägre förluster än aluminiumoxid, men det har man inte så stor användning för, eftersom totala förlusterna domineras av metallförlusterna. Till och med för teflonsubstrat är ledningsförlusterna mer än dubbelt så stora som dielektriska förlusterna vid 35 GHz.

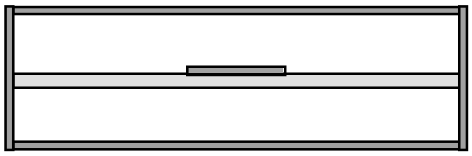
Nackdelen är att kvarts är ett hårt och sprött material som man måste handskas varsamt med. Liksom aluminiumoxid måste det skäras med diamant.

	Teflon	**Al-oxid**	**Kvarts**
Dielektrisitetstal	2,2	9,8	3,4
Förlusttangent	0,001	0,0002	0,0001
Minsta tjocklek (mm)	0,1	0,125	0,05
Tunnaste metall (μm)	15	2,5	2,5

Det finns också laminat i rent teflon. Fördelen är att det går att få så tunna substrat som 0,025 mm med 12 μm koppar. Nackdelen är den termiska expansionen

En 50 Ω ledning inom 30 - 100 GHz ger en dämpning på 0,1 - 0,15 dB/λ.
Det inkluderar både ledningsförluster och dielektriska förluster (ε=2-4).
Högre ε ger högre förluster.

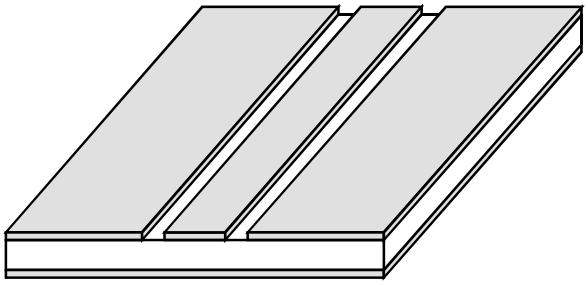
Suspended substrat strip-line



På mikrovåg har strip-line antingen dielektrika på båda sidor, eller är ledningen så kraftig att den är självbärande fritt i luften. På mm-våg bör man ha luft som dielektrika, men ledningen har så små dimensioner att den behöver stöd. Den är upphängd (suspended) med en dielektrisk skiva. För att undertrycka högre moder, brukar jordplanen förbindas så att den upphängda stripledaren innesluts i ett rektangulärt rör. Sidostyckenas toleranser och ytfinhet är inte kritiska, jämfört med den rektangulära vågledaren.

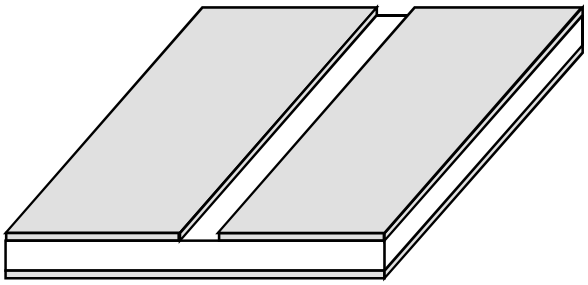
Suspended strip-line har använts ända upp till 140 GHz. Eftersom den till största delen innehåller luft, blir dielektrisitetstalet mycket lågt. Det gör att ledarens bredd blir större för en viss impedans. Man kan i praktiken få upp till 150 Ω impedans. Kopplade ledningar kan arrangeras på var sin sida av substratet.

Coplanar ledning



En coplanar ledning har stripledaren och jordplanen på samma sida av substratet. Det är därför lätt att koppla komponenter både i serie och i shunt. Man behöver inte borra hål i substratet för att ansluta till jord. Coplanar ledning har använts upp till 60 GHz.

Slot-line

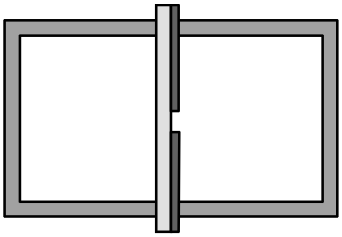


I slot-line (slitsledning) vandrar energin längs en slits, som är etsad i jordplanet på ett substrat. Fältet liknar fältet som vandrar längs metallväggarna i en rektangulär vågledare. Elektriska fältet ligger tvärs över slitsen. Det är därför lätt att koppla komponenter shuntande.

Energin kan koppla mycket starkt mellan micro-strip på ena sidan av substratet och slot-line på andra sidan. Vissa komponenter har gjorts upp till 60 GHz.

20 - 250 μm bred slits ger 50 - 200 Ω. Det är lätt att koppla in seriestubbar och kortslutningar. Tyvärr har slot-line höga strålningsförluster.

Fin-line



Eftersom slot-line har samma fältmönster som vågledaren, kan den kopplas in tvärs över vågledaren utan att störa fältet. Från vågledaren ser det ut som en etsad ryggvågledare. Kombination med vågledare och slot-line kallas fin-line.

Genom att variera bredden på slitsen längs ledningen kan vissa kretselement konstrueras, t.ex. filter. Om halvledarkomponenter kopplas tvärs över slitsen, så isoleras ena jordplanet från vågledaren och används till förspänning eller detektorutgång.

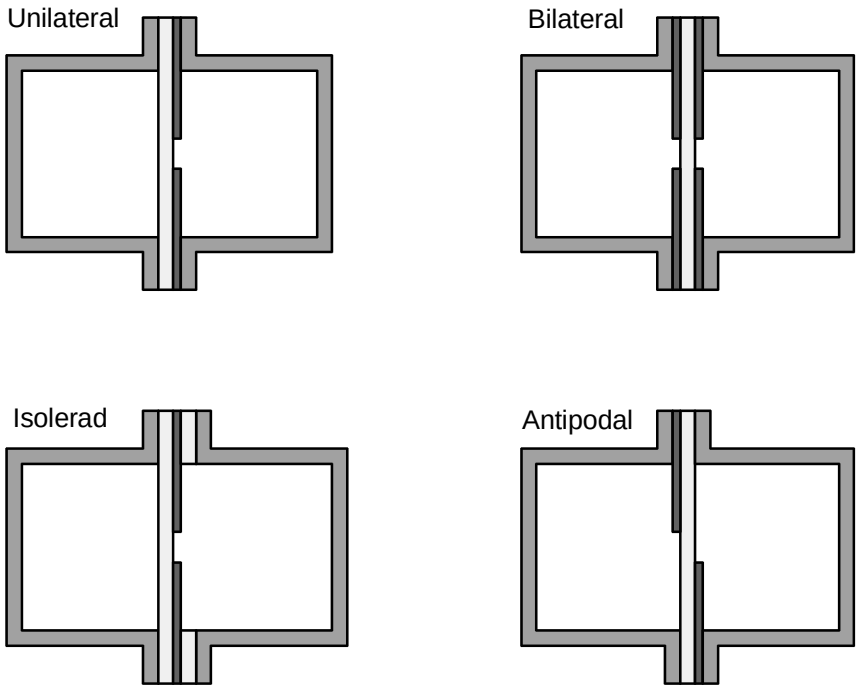
Våglängden är längre i fin-line än i micro-strip. Det gör att den inte får lika snäva toleranser på dimensionerna. Fin-line används upp till ca 140 GHz i oktavband. Den har lägre förluster än micro-strip.

Som i slot-line och ryggvågledare blir impedanserna ganska höga. Ett gap på 0,25 mm ger en impedans på 100 - 150 Ω på 26 - 40 GHz bandet.

För att få låg impedans är det säkrast att etsa de två jordplanen på varsin sida av substratet (antipodial fin-line). Om jordplanen till och med överlappar varandra kan man få så låg impedans som 11 Ω.

E-plan kretsar

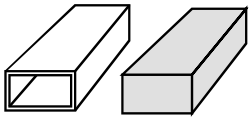
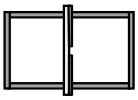
E-plan kretsar är ett gemensamt namn på de komponenter som består av en vågledare med inbyggd etsad ledning monterad i E-fältet. Kretskortet kan innehålla antingen fin-line, micro-strip, coplanar-line eller suspended strip-line. Kretsfunktionen (komponenten) bestäms av ledningsmönstret på substratet. Kretsarna etsas fotolitografiskt och kan alltså bli ganska billiga i tillverkning. En komponent kan bestå av flera olika ledningstyper på samma substrat.



Fin-line kan delas in i fyra olika typer. Unilateral är metalliserad på ena sidan och bilateral är metalliserad på båda sidor. I den isolerade fin-line komponenten är metalliseringen isolerad från vågledaren. AntipodaI fin-line är liksom bilateral metalliserad på båda sidor av dielektrikat. Skillnaden är att antipodaI har olika ledningsmönster på respektive sida. Med fenorna på varsin sida av dielektrikat kan man få lägre impedanser, dvs smalare slits utan risk för kortslutning.

På mm-våg används vanligen kvarts eller teflon som substrat. Kvarts ger ganska låg dämpning, 0,05 dB/λ. Men den är dyr och bryts lätt sönder. Till fin-line används vanligen teflon. Det är ett mjukt substrat som är mycket billigare. Dämpningen är 0,15 dB/ λ.

Sammanställning

	Vågledare och Dielektrisk ledare	Micro Strip	Suspended Strip-Line	Fin-Line
				
Frekvens-område	Hela mm-våg smalbandigt	DC - 100 GHz	DC - 140 GHz	20 - 140 GHz oktavband
Dämpning dB/cm 60 GHz	0,01 resp. 0,06	0,3	0,1	0,2
Användning	Transmission och enklare komponenter	Passiva och aktiva komponenter och hela subsystem		

Rektangulära vågledaren och olika varianter av dielektriska ledare har låga förluster. De är lämpliga till transmissionsledning eller enklare komponenter, t.ex. antenner. Eftersom de har låga förluster är de lämpliga till filter med högt Q-värde. Vanligast är vågledaren i metall. Den är skärmad och har inga strålningsförluster.

De ledningar som är uppbyggda på etsade substrat tillverkas med fotolitografi. De kan därför innehålla komplicerade komponenter, eller hela subsystem, med både aktiva och passiva komponenter.

Vågledare, dielektriska ledare och fin-line innehåller roterande magnetiskt fält. De kan därför lätt koppla till en ferrit för att få en isolator.

Micro-strip, strip-line och coplanar-line innehåller TEM-moden. De fungerar därför ända ner till DC, upp till den frekvens som bestäms av dimensionerna. Fin-line fungerar över oktavband. Vågledare och dielektrisk ledare används smalbandigt över hela mm-vågs området. Micro-strip kan användas upp till ca 100 GHz. Suspended strip-line och fin-line har använts upp till 140 GHz, men förlusterna blir allt större ovanför 100 GHz, och ledningarna blir allt svårare att använda. Det kan därför vara lämpligt att använda vågledare eller dielektrisk ledare från ca 100 GHz till 300 GHz (eller mer). Om det är långa ledningar används vågledare ända ner på mikrovåg. Om det är korta ledningar, mindre än 10 våglängder, används micro-strip även till filter och antenner.

Ovanför ca 100 GHz används dielektriska ledare. Förlusterna är låga därför att fältet är löst kopplat till strukturen. Men det för ju också med sig att det blir strålningsförluster vid böjar och komponenter. IDG kan vara den mest praktiska dielektriska ledaren.

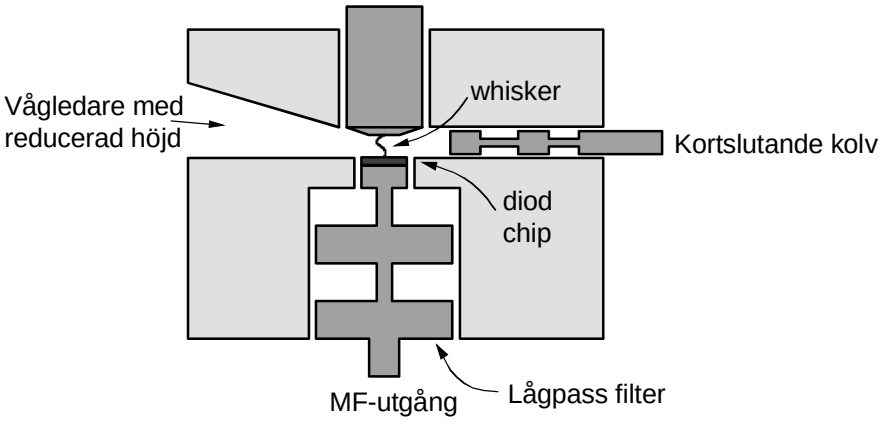
Slot-line har stora strålningsförluster. Den används tillsammans med micro-strip för att få specialkomponenter, eller tillsammans med vågledare som fin-line.

4. Diodanslutning

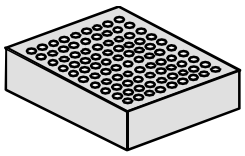
För att få så låg kapacitans som möjligt görs diodövergången mycket liten.
Ca 2 μm i diameter ger en kapacitans på 0,05 pF dvs 50 fF (femto farad). För att klara sub-mm, upp till 3 THz, är dioden så liten som 0,5 μm. Det ger en så liten kapacitans som 1 fF.

En mixer eller detektor på mm-våg konstrueras efter två grundprinciper, antingen whisker eller beam-lead. Whisker är en trådanslutning till ett halvledarchip. Beam-lead är en hermetisk kapsling av dioden.

Whisker



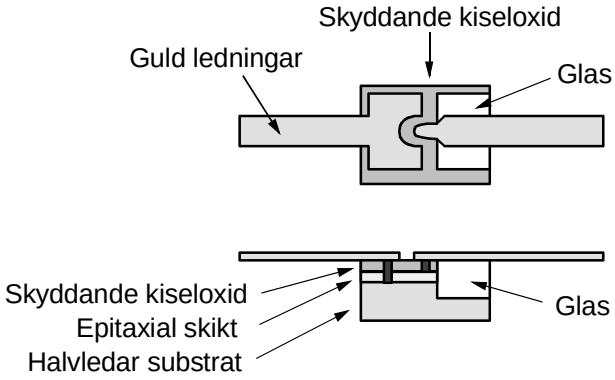
En vågledare är på mm-våg mycket liten (högst några mm öppning). Dessutom använder man reducerad höjd för att tilledningstråden inte ska bli för lång. Där inne ska man göra en anslutning till en diod, som bara är några μm stor (jämför med ytbehandlingen på metallen, som är 10 μm tjock).



För att förenkla monteringen tillverkas hundratals eller tusentals dioder samtidigt på samma halvledarchip. När man sen ansluter tråden, träffar man alltid någon diod. Resten av dioderna följer med utan att användas. Dioden kallas honeycomb eller multidot.

En whiskered diod får mycket goda prestanda, när man väl har justerat in den. Men själva anslutningen är ett svårt och tidsödande arbete. När sedan mixern (eller detektorn) utsätts för stötar och vibrationer, kan tråden förflyttas lite åt sidan. Dioden fungerar då sämre, eller kanske inte alls. Men med lite mekanisk påverkan kan man få tråden tillrätta igen. Om man skulle råka bränna sönder en diod, gör det inte så mycket. Det finns ju hundratals dioder till.

Beam-lead



Dioden har två tilledningar i samma plan. Ledningarna är platta för att få låg induktans.

Den koniska delen av tilledningen är en impedansanpassning. Eftersom tilledningarna endast är ca 10 μm breda, är de mycket sköra. Dioderna förstärks därför med ett glasdielektrika så att det går att handskas med dem före monteringen. Övergången är helt inkapslad, till skillnad från en whiskered diod, och blir därigenom inte utsatt för kemisk påverkan.

Beam-lead dioden är väl lämpad att monteras in i plana ledningar såsom micro-strip, suspended strip-line eller fin-line. Dioderna monteras med termokompression och behöver inte efterjusteras. Dioden blir dessutom mekaniskt stabilare än whiskered diod.

Jämförelse

En whiskered diod som monteras i en vågledare med reducerad höjd, ger stark turbulens i det elektromagnetiska fältet. Det resulterar i begränsad bandbredd för vilken brusfaktorn kan hållas låg. Vid ca 100 GHz blir bandbredden endast ca 3 % utan avstämning av vågledaren.

Blandare med beam-lead diod i fin-line krets får en bandbredd på över 20 %. Man använder alltså beam-lead diod där så är möjligt. Diod kapslad i beam-lead kan användas upp till 140 GHz fönstret.

Halvledare

1. Inledning

Halvledare är fasta material som leder ström bättre än isolatorer, men inte så bra som metaller. De hade lika gärna kunnat kallas halvisolatorer. Ledningsförmågan beror på antalet rörliga laddningsbärare, och det beror i sin tur beror både på atomstrukturen och på kristallstrukturen.

För att förklara hur halvledarna på mikrovåg fungerar, behövs först några beskrivande modeller.

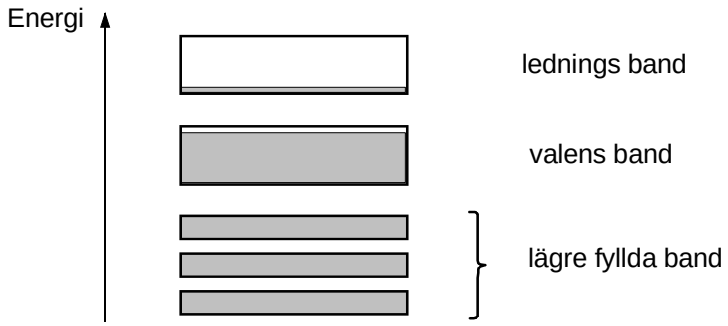
Som detektor och mixer används schottky dioden, backdioden och planar-doped barrier. Tunneldioden används sällan eftersom den arbetar på så små signalnivåer. Men den beskrivs eftersom tunneleffekten är ett viktigt fenomen i andra dioder. Tunneleffekten är också orsaken till passiv intermodulation som uppstår i förbindelsen mellan mekaniska delar. Gunn och Impatt är dioder som kan användas till oscillatorer eller förstärkare, speciellt på mm-våg. PIN-dioden är mycket vanlig som switch, dämpare och limiter. Varaktordioden används som frekvensdubblare och till elektronisk avstämning. Step-Recovery dioden alstrar ett mycket stort antal övertoner. Den kan också användas som pulsgenerator i samplingskretsar.

Bipolära transistorn och FET-transistorn kan användas på mikrovåg om dimensionerna görs mycket små. Transistorn kan förbättras genom att kombinera olika material (Hetero Junction). Den bipolära varianten kallas HBT, och FET-transistorn kallas HJ-FET. Om materialen till och med har olika kristallstruktur, kallas den Pseudomorfic FET. En modern FET kan tillverkas i flera mycket tunna lager av olika dopning. Ett tunt lager med hög dopning kallas spik-dopning (spike doped, planar doped, delta doped).

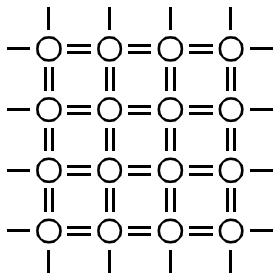
2. Grundprinciper

Energibandmodell

Elektronerna, som tillhör en atomkärnas skal, rör sig i vissa karakteristiska banor. Dessa banor motsvarar vissa energinivåer. När atomerna närmar sig varandra och bildar ett fast ämne (en kristall) påverkas elektronerna i de yttre banorna av närbelägna atomer. På grund av den starka växelverkan mellan de yttre elektronerna blir energinivåerna uppsplittrade på en mängd olika nivåer. Dessa nivågrupper kallas då istället energiband. Inom ett band finns så många energinivåer att det kan anses kontinuerligt. Mellan olika band finns inga tillåtna energinivåer för elektronerna, därför kallas dessa mellanrum för förbjudna energigap.



De nivåer som ligger närmast atomkärnan är alltid fyllda. Det band vars elektroner är gemensamma med grannatomerna kallas valensband. Det är valenselektronerna som bestämmer materialets kemiska egenskaper.

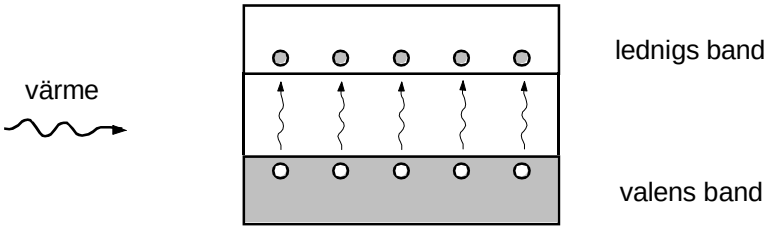


En halvledares kristallstruktur är sådan att varje atom får, med hjälp av grannatomernas gemensamma elektroner, ett helt fyllt valensband. Eftersom valensbandet är helt fyllt så kan det inte gå någon ström där.

För att ström ska flyta måste elektronerna påverkas av ett yttre fält. Det betyder att energi överförs från fältet till elektronerna. Men om elektronerna inte har någon ledig energinivå att hoppa upp till, så kan de inte ta emot någon energi och alltså inte heller leda någon ström.

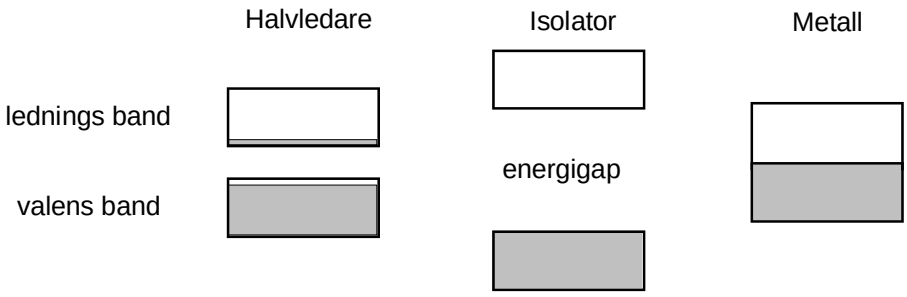
Egenledning

Om tillräcklig värmeenergi tillförs halvledaren så kommer en del elektroner att exciteras till det högre bandet. Det bandet kallas ledningsband, eftersom det är möjligt för strömmen att flyta här. Vid rumstemperatur finns det tillräckligt med exciterade elektroner för att halvledaren ska kunna leda en viss ström. Det kallas egenledning. Men vid mycket låg temperatur fungerar halvledaren som en isolator.



När elektroner har exciterats till ledningsbandet, blir det lika många lediga platser kvar i valensbandet. Finns det lediga platser så kan det gå ström även här. Eftersom valensbandet är nästan helt fyllt, så är det lättare att hålla räkningen på de få platser som är tomma. Dessa lediga platser kallas hål. När elektronerna förflyttas kommer dessa hål också att förflyttas, fast i motsatt riktning. Hålet kan betraktas som en positiv laddning då den påverkas av det elektriska fältet. Strömmen i halvledaren består alltså av både hål- och elektronström (positiva och negativa laddningsbärare).

Halvledare - isolator - metall

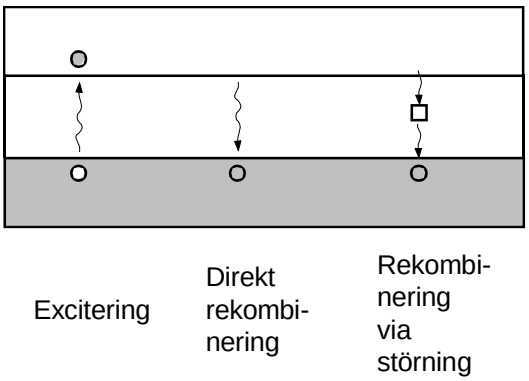


Skillnaden mellan en halvledare och en isolator är energigapets storlek. Vid normala temperaturer kan i isolatorn inga elektroner exciteras till ledningsbandet. Det kan alltså inte gå någon ström. Om det pålagda fältet är så stort, att elektronerna får tillräcklig energi att exciteras till ledningsbandet, får man ett elektriskt genombrott så att ström kan flyta.

En metall har däremot valens- och ledningsband som överlappar varandra. Det finns alltså både tillgång till elektroner och lämpliga lediga nivåer för dessa elektroner. Metallen är därför en god ledare.

I en halvledare får man endast ström från de termiskt alstrade laddningsbärarna, dvs lite sämre ledningsförmåga.

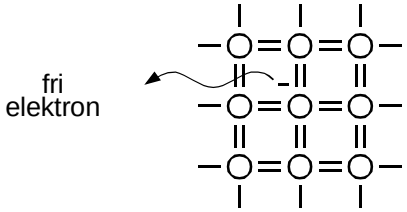
Rekombinering



Vid termisk jämvikt sker lika mycket excitering som rekombinering. I GaAs sker rekombinering direkt från ledningsbandet till valensbandet. Livslängden på laddningsbärarna är ca 1 ns eller kortare.

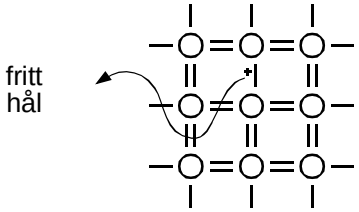
Kisel har en ganska lång livslängd på laddningsbärarna (ms). Men störämnen och defekter kan ge rekombinationspunkter mitt i det förbjudna gapet. Dopning med guld kan minska livslängden från 1 μs till 0,1 ns.

Störledning



En av atomerna i kristallgittret byts ut mot en annan som har fem valenselektroner. Fyra av elektronerna används till att binda ihop kristallen. Den femte blir över. Eftersom den inte är bunden till kristallgittret, behövs det mycket liten energi för att den ska avskiljas från sin moderatom. Atomerna ligger mycket tätt packade i kristallgittret, bara någon Ångström i centeravstånd. Det gör att de olika valensbanden (respektive ledningsbanden) kommer att överlappa varandra. En elektron kan alltså röra sig fritt mellan de olika atomernas band. Däremot är kristallen inte uppladdad, eftersom det fortfarande finns lika många elektroner som protoner.

En halvledarkristall som är dopad med fria elektroner kallas halvledare av n-typ. Ledningsförmågan genom störledningen blir mycket större än den termiska egenledningen. Därför kallas dessa elektroner majoritetsbärare, medan de termiskt alstrade laddningsbärarna kallas minoritetsbärare.



Om istället halvledaren dopas med atomer, som bara har 3 elektroner i valensbandet. Eftersom det fattas en elektron för den kemiska bindningen, kan en elektron från grannatomen röra sig till denna plats. Hålet har då flyttats till grannatomen. Det har bildats ett så kallat hål i valensbandet som kan röra sig fritt i kristallen.

Kristallen kallas halvledare av p-typ. Majoritetsbärarna är hål.

Totala strömmen

I en ren kristall består strömmen av de termiskt alstrade elektron-hål paren. Strömmen sker med både elektroner i ledningsbandet och hål i valensbandet. Om temperaturen ökar så ökar antalet hål-elektron par och strömmen kan bli större.

I en n-dopad kristall sker strömmen med hjälp av de fria elektronerna i ledningsbandet. Egenledningen är här helt försumbar.

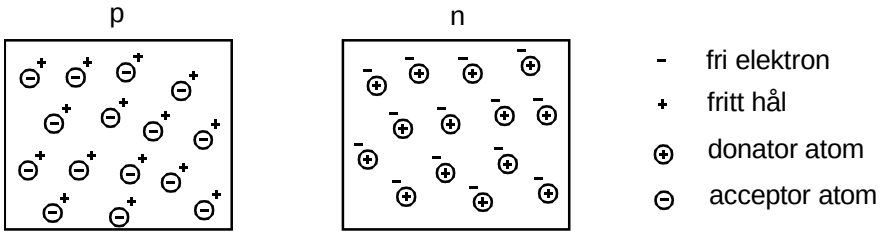
I en p-dopad kristall sker laddningstransporten med hålvandring i valensbandet. Egenledningen är försumbar.

Om antalet störatomer ökas (starkare dopning) så finns det alltså fler rörliga laddningsbärare, och strömmen kan bli större (lägre resistans).

Om vi har en halvledare av t.ex. n-typ och tillsätter lika stark dopning av p-typ så kommer dessa dopningar att ta ut varandra. De fria elektronerna kommer att inta platserna för de fria hålen som har tillsatts. Om vi tillsätter ytterligare dopning av p-typ så får vi ett överskott på hål. Materialet av n-typ har alltså övergått till p-typ.

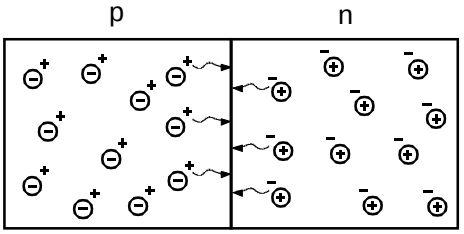
pn - övergång

En halvledare kan vara n-dopad i ett område och p-dopad i ett område alldeles intill. Det smala gränsskiktet mellan dessa områden kallas pn-övergång.

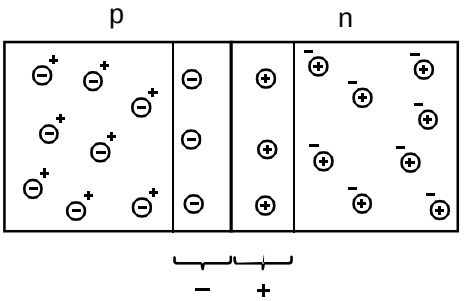


En p-kristall har fria hål, som kommer från de bundna störatomerna. Dessa atomer har på så sätt blivit joniserade. Totalt sett tar dessa laddningar ut varandra.

n-kristallen innehåller fria elektroner och de bundna störatomerna som släppt ifrån sig dessa elektroner. Totalt sett är materialet oladdat.



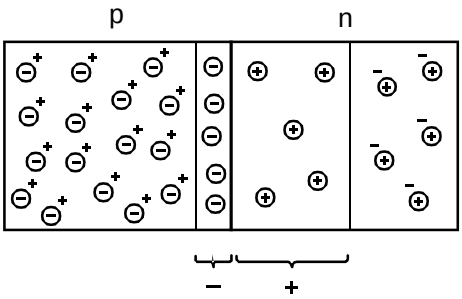
I gränsskiktet av en pn-övergång kommer hål att diffundera över till n-sidan, och elektroner kommer att diffundera till p-sidan. När hål och elektroner stöter på varandra kommer de att rekombineras. I gränsskiktet kommer alltså de fria laddningsbärarna att eliminera varandra. Kvar blir de fast bundna atomerna i kristallen på var sin sida om övergången.



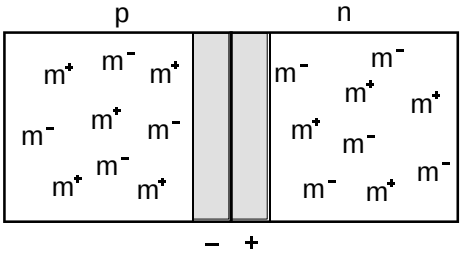
Ytterligare hål på p-sidan måste alltså röra sig genom ett område från negativ till positiv laddning. Det behövs ytterligare energi för att flytta en laddning genom ett motriktat fält. Samma sak gäller för elektronerna på n-sidan, som måste röra sig mot ett negativt laddat område, för att komma över till p-sidan. Det har uppstått en potentialskillnad som motverkar fortsatt diffusion.

Området närmast övergången kallas spärrskikt eller avlänkningsskikt. I det området finns inga fria laddningsbärare och resistansen är alltså hög. Om en spänning läggs över kristallen, kommer det största potentialfallet att uppträda över avlänkningsområdet.

Avlänkningsområdets tjocklek beror på koncentrationen av störämne i de två dopade delarna. Ett bestämt antal hål och elektroner måste ju överföras från respektive sida för att bygga upp den spärrande potentialskillnaden. Därför blir spärrskiktet relativt tjockt om koncentrationen av störämne är låg. Omvänt blir spärrskiktet relativt tunt om halten av störämne är hög.



Om dopningen har högre koncentration i p-skiktet än i n-skiktet, blir avlänknings-skiktet tunt på p-sidan, medan det måste sträcka sig långt in på n-sidan för att få tag i lika många laddningsbärare.



De termiskt alstrade elektronerna på p-sidan (minoritetsbärarna) kan obehindrat gå över till n-sidan. Samma sak gäller för de termiskt alstrade hålen på n-sidan.

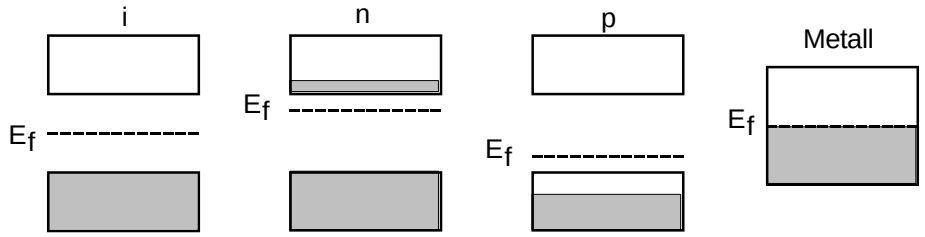
Fermi-nivå

Ferminivån är ett sätt att beskriva hur elektronerna är fördelade mellan de olika energinivåerna.

Sannolikheten att träffa på en elektron i de lägre nivåerna är mycket stor. I de högsta nivåerna är sannolikheten att träffa på en elektron mycket mindre. Ferminivån är den nivå som har 50 % möjlighet att innehålla en elektron.

En halvledare (eller isolator) är uppdelad i energiband. Ferminivån är därför ofta en tänkt 50 % nivå, som ligger i det förbjudna gapet.

Ferminivån kan också definieras som den energinivå som är lika långt under en till viss del fylld energinivå, som den är ovanför en annan energinivå, vilken är tömd till motsvarande del.



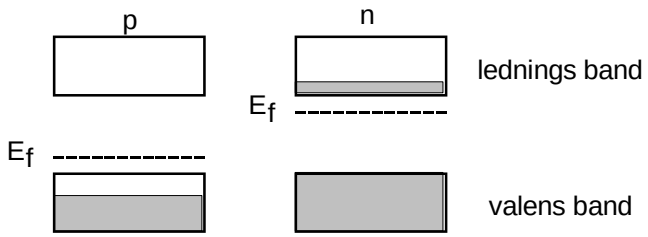
I en egenledande halvledare ligger ferminivån mitt i energigapet. Om denna halvledare n-dopas, får man ett elektrontillskott och ferminivån förskjuts uppåt. Om halvledaren istället p-dopas förskjuts ferminivån neråt.

En metall, som har överlappande band, är i stort sett helt fyllt till ferminivån och tomt ovanför.

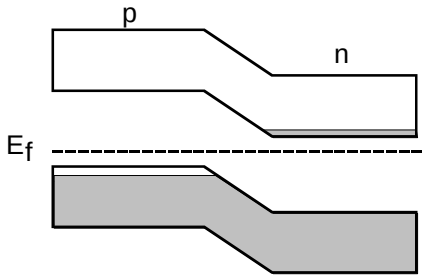
Alla material som är i termisk jämvikt, dvs ingen laddningstransport (diffusion) sker från ett område till ett annat, har samma ferminivå genom hela materialet. Det gäller också olika material som är i direkt kontakt med varandra.

Energibandmodell av en pn-övergång

Enligt energibandmodellen ligger ferminivån i närheten av valensbandet för en p-kristall och i närheten av ledningsbandet för en n-kristall.



I en kristall, även om den innehåller en pn-övergång, sker utjämning av elektron-fördelningen genom diffusion. Resultatet är alltid att ferminivån blir jämn genom hela materialet.



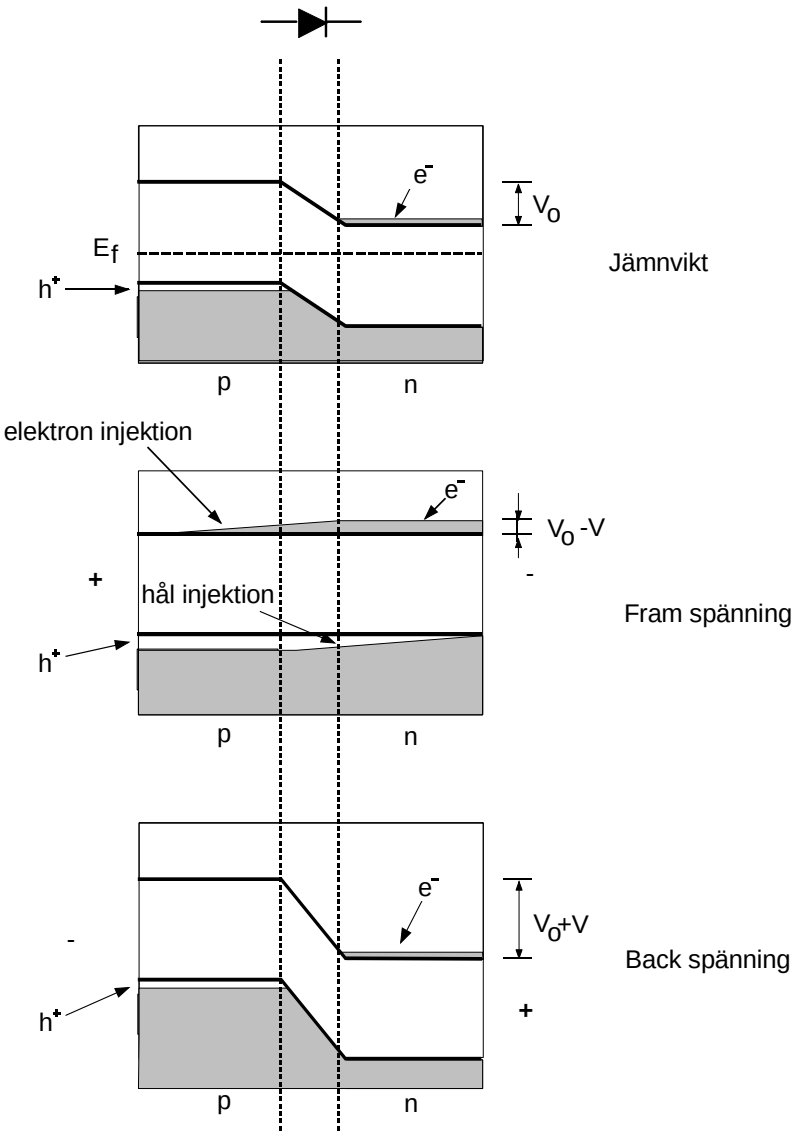
Vid själva övergången uppstår en potentialförändring. De olika kristalldelarna ska ju ha sin respektive energibandmodell en bit från övergången. Om ferminivån ligger nära valens- respektive ledningsbandet i de olika delarna, så blir potentialsprånget ungefär lika stort som bandgapets bredd. Olika material har olika energigap:

Kisel	1,1	eV
Germanium	0,7	eV
GaAs	1,4	eV

Förspänd i backriktningen (spärrad)

Om man ansluter en yttre spänningskälla till pn-övergången, så att p-sidan får negativ och n-sidan positiv potential, så kommer denna spänning att adderas till spärrskiktets potentialbarriär. Det gör att elektroner och hål ännu säkrare begränsas till sina respektive sidor av spärrskiktet.

Med de termiskt alstrade minoritetsbärarna kan det däremot gå en svag ström.



Förspänd i framriktningen (ledande)

Om den anslutna spänningen skiftar polaritet, så kommer spärrskiktets potentialbarriär istället att minskas. Det gör att strömmen av majoritetsbärare kan börja flyta igen. Elektroner i ledningsbandet på n-sidan kan lätt förflytta sig in i p-sidan, och hål i valensbandet på p-sidan kan lätt strömma in i n-sidan. Ju större förspänning desto mindre blir potentialbarriären, och desto större ström kan flyta. Eftersom det finns gott om majoritetsbärare kan stor ström flyta.

Injicering av laddningsbärare

När pn-övergången är förspänd i framriktningen injiceras elektroner i p-sidans ledningsband, och hål i n-sidans valensband. Dessa laddningar kommer snabbt att rekombinera där med den stora mängden majoritetsbärare.

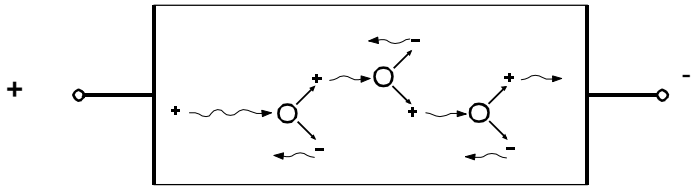
Om förspänningen skiftar polaritet så snabbt att injicerade laddningar fortfarande finns kvar då pn-övergången är backförspänd, kommer dessa laddningar att ses som minoritetsbärare och ge en backström ett kort ögonblick, tills laddningen är tömd.

Injiceringen av minoritetsbärare är alltså en nackdel då dioden används som en omkopplare för snabba förlopp, eller som detektor för mycket höga frekvenser. Däremot är injiceringen av fundamental betydelse för funktionen av transistorn.

Elektriskt genombrott

Vid tillräckligt hög spänning sker genombrott i varje halvledare eller isolationsmaterial. Det beror antingen på lavineffekten eller på tunnling. Båda typerna av genombrott används i dioderna för mikrovåg

Lavineffekten (stötjonisering)

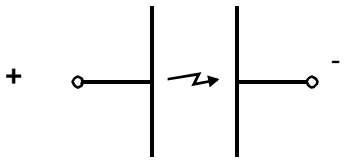


Ett starkt elektriskt fält accelererar de fria laddningsbärarna till hög energinivå. När en laddningsbärare (hål eller elektron) krockar med en valenselektron, överförs energi genom stötjonisering (impact jonization). Valenselektronen exciteras till att bli en fri elektron. Kvar i valensbandet finns ett hål. De nya laddningsbärarna kommer också att accelereras så att de krockar och bildar ytterligare par av hål och elektroner.

Vid varje kollision dubbleras antalet laddningsbärare. Ledningsförmågan ökar lavinartat (avalanche), så att stor ström kan flyta.

Det är stötjoniseringen som utnyttjas i vanliga gasurladdningsrör, och zenerdioder för spänningar över ca 10 V.

Tunneleffekten



En elektron kan ta sig igenom en barriär, där den normalt inte kan existera, om bara barriären är tillräckligt tunn.

Fenomenet kan beskrivas med elektronen som en vågrörelse istället för partikel. I barriären kommer vågrörelsen att avklinga mycket snabbt. Men om avståndet är mycket kort (5 - 10 nm eller mindre) blir amplituden tillräckligt stor för att elektronen ska kunna befinna sig på andra sidan.

Om avståndet minskas blir fältstyrkan högre (vid samma drivspänning) och genombrott kan ske vid lägre drivspänning. Det är den typ av genombrott som används i zenerdioder för spänningar på ca 2 - 10 V.

Oxidskiktet på en försilvrad metallbit är ca 4 - 20 nm. Två metallbitar som monteras ihop innehåller alltså en barriär som strömmen tunnlar igenom. Eftersom tunneleffekten är ett olinjärt fenomen bildas intermodulation mellan två signaler. Det brukar kallas passiv intermodulation (PIM).

3. Tunneldiod

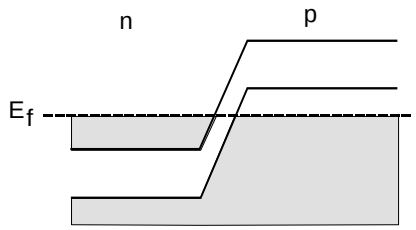
När en pn-övergång är dopad mycket kraftigt på båda sidor, blir avlänkningsområdet mycket tunt. Vid tillräcklig dopning kan tunnling ske även utan förspänning, dvs dioden har genombrott redan i vila. För ännu smalare pn-övergång kan elektronerna tunnla även vid en liten förspänning i framriktningen. Med högre förspänning i framriktningen kan man komma bort från genombrottet så att man får en vanlig pn-diods karakteristik. En sådan diod kan dra mer ström vid en liten framspänning än vid något högre spänning där tunnling inte kan ske. På så sätt får dioden ett område med negativ resistans. Den kallas då tunneldiod.

Som negativ resistans kan tunneldioden användas som förstärkare eller oscillator. Den kan användas långt upp i mm-vågsbanden. Men eftersom området med negativ resistans ligger på mycket små nivåer, har den fått begränsad användning till mycket små effekter.

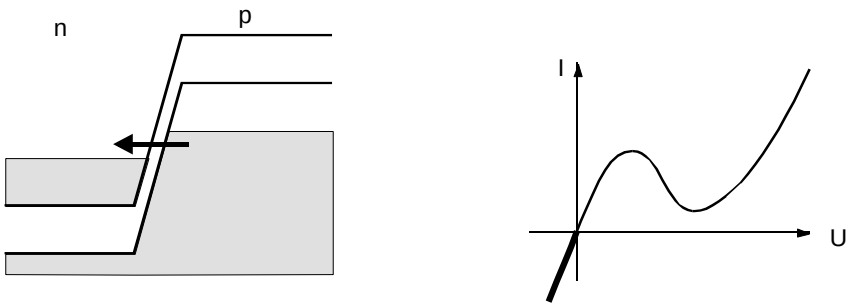
Den låga signalnivån gör att tunneldioden sällan används. Däremot används tunneleffekten i många andra sammanhang. En beskrivning av tunneldioden ger därför en bra förståelse och översikt.

Funktion

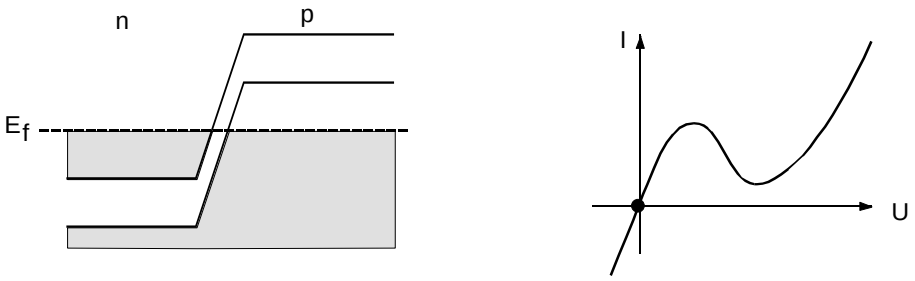
En tunneldiod är så starkt dopad att ferminivån på respektive sida ligger i ledningsbandet respektive valensbandet.



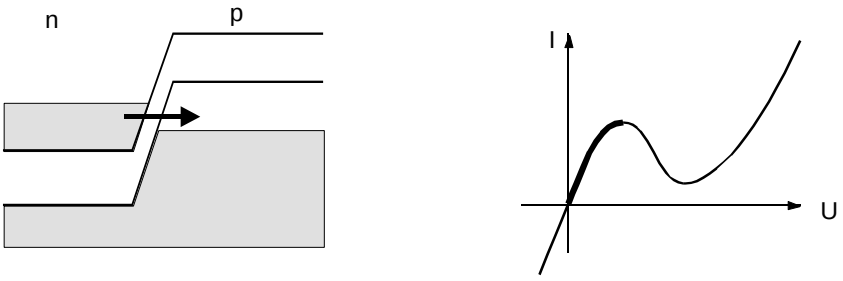
Dessutom gör den starka dopningen att avlänkningsområdet blir mycket tunt. Det blir alltså en mycket tunn barriär mellan elektronerna i ena sidans ledningsband och andra sidans valensband (10 - 100 atomdiametrar). Normalt måste ju elektronerna tillföras tillräcklig energi för att ta sig över en potentialbarriär, men om barriären är extremt tunn kan elektronerna kvantmekaniskt tunnla genom den.



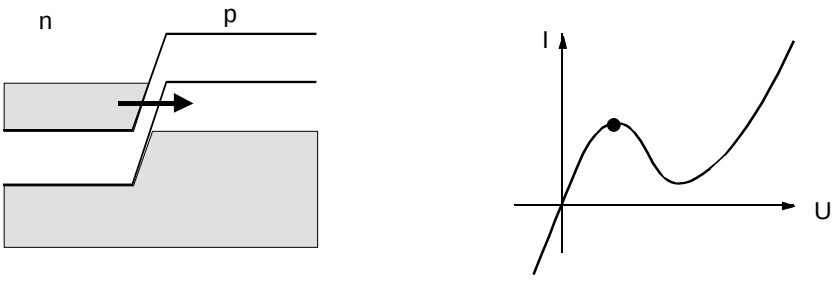
När dioden förspänns i backriktningen tillförs energi till elektronerna på p-sidan. På n-sidan finns gott om lediga platser för dessa elektroner. Genom tunneleffekten går alltså en stor ström i backriktningen. Ju högre backspänning desto fler elektroner kan hitta lediga platser på n-sidan, strömmen blir då i motsvarande grad större.



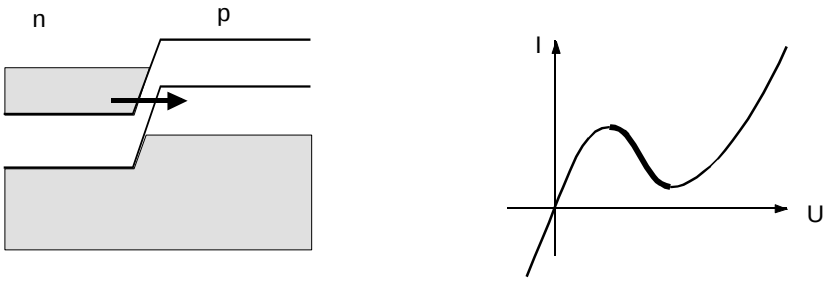
I vila går lika stor ström åt båda hållen. Dvs ferminivån är i balans.



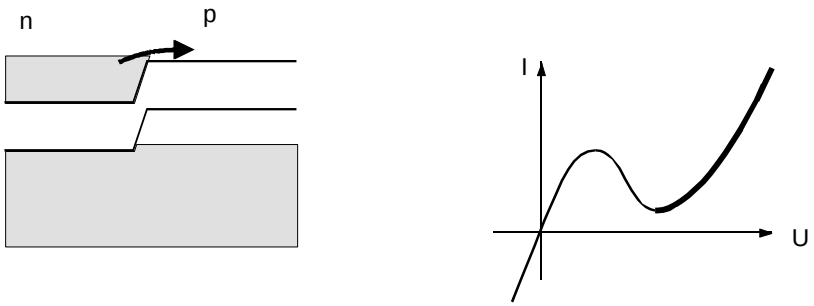
Med en liten förspänning i framriktningen lyfts n-sidans elektroner upp. Dessa elektroner ger en tunnelström i framriktningen. Storleken på strömmen beror på hur brett område med elektroner som ligger jämsides med ett område med lediga platser. Strömmen ökar alltså med spänningen.



När hela området med elektroner överlappar området med lediga platser är strömmen som störst.

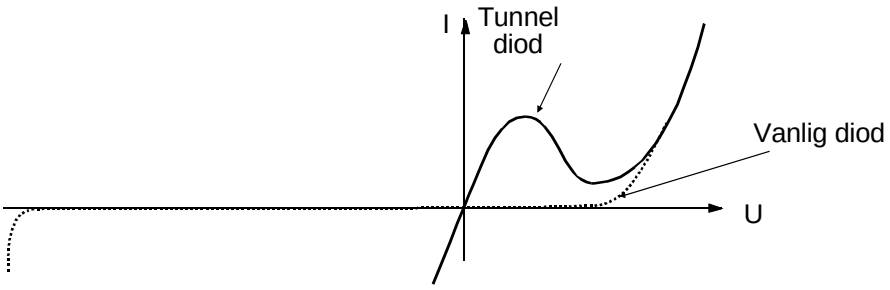


Om spänningen ökar ännu mer så minskar området där elektroner kan hitta lediga platser. Det betyder att strömmen minskar vid ökad spänning. Dioden fungerar alltså som en negativ resistans.



Ytterligare ökning av förspänningen gör att tunnelströmmen avtar helt. Däremot är dioden nu så förspänd i framriktningen att den normala injektionsströmmen kan flyta.

Jämförelse med vanlig pn-diod

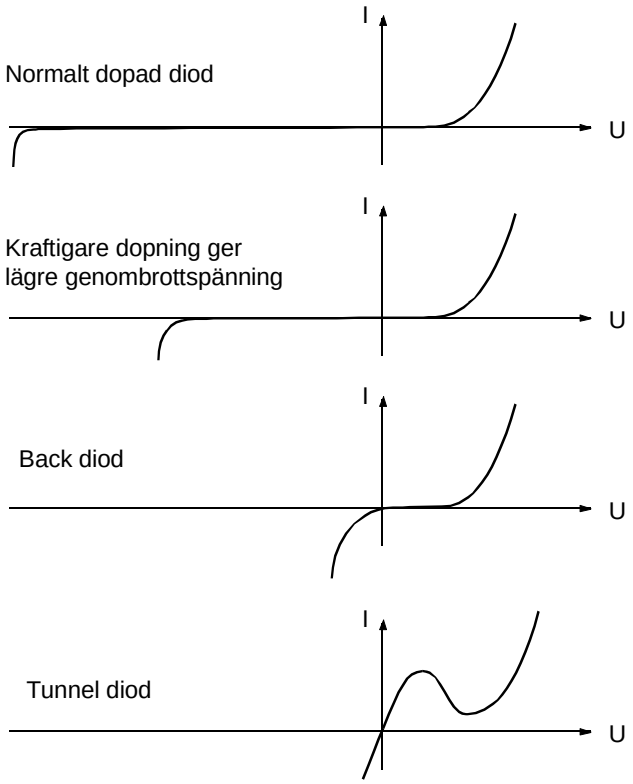


Tunneldiodens negativa resistans ligger på en mycket liten signalnivå, lägre än knäet för en vanlig pn-diod. För att tunneldioden ska kunna fungera som en förstärkare eller oscillator måste signalvariationerna hållas inom det negativa området. Det betyder mycket små signalvariationer. Den maximala uteffekten är mindre än -10 dBm. Denna låga uteffekt begränsar användbarheten kraftigt trots den mycket låga brusfaktor dioden har.

4. Backdiod

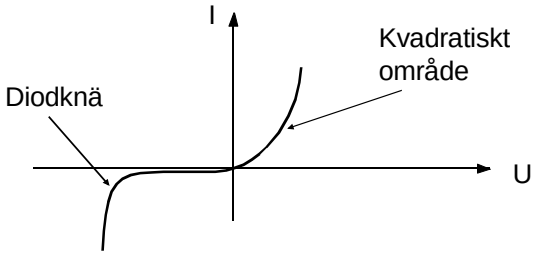
En backdiod är i princip en tunneldiod som används baklänges. Den kallas också tunneldetektor.

Backdioden används som detektor och blandare inom hela mikrovågsområdet och de lägre banden på mm-våg.



En normalt dopad diod leder i framriktningen och spärrar i backriktningen. Men vid tillräckligt stor spänning i backriktningen blir det genombrott i dioden, så att det går stor ström. Med kraftigare dopning blir avlänkningsområdet tunnare och genombrott sker vid lägre spänning. Tunneldioden är så kraftigt dopad att det blir genombrott till och med i framriktningen. Det behövs lite större spänning i framriktningen för att komma bort ifrån genombrottet. Backdioden är lite mindre dopad så att knäet för genombrott hamnar i origo.

Om en backdiod vänds baklänges får man en diodkurva vars kvadratiska område går genom origo. Kurvan vänds alltså uppochner.



En begränsning är att signalnivåerna måste hålla sig inom det kvadratiska området. Genombrottspänningen baklänges är nu bara ca 0,5 V, det vill säga den framriktade diodens knäspänning.

Nackdelen med backdioder är att stora signalstyrkor kan få dioden att leda både i framriktningen och i backriktningen. Den kan alltså lätt gå sönder av RF-transienter och DC-transienter. Det är alltså inget för mätuppkopplingar, men i mottagarsystem där den sitter bakom en förförstärkare är den skyddad och kan med fördel användas som detektor eller mixer.

Fördelen är att arbetspunkten ligger i origo. Som detektor behöver den alltså ingen förspänning och som mixer kan LO-effekten minskas betydligt.

Vid detektering och blandning med de små nivåerna runt origo blir 1/f bruset mycket litet. Det är speciellt betydelsefullt med lågt 1/f brus i dopplerradar där mellanfrekvensen ligger i ljudområdet.

Eftersom backdioden bygger sin ledningsförmåga på tunneleffekten så är den inte lika temperaturkänslig som Schottky-dioden.

5. Schottky-Barrier

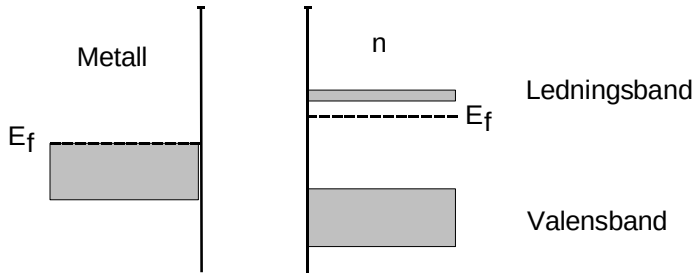
Den kallas också Hot-Carrier diod. Även förkortningarna SB- och HC-diod förekommer.

Den består av en övergång mellan metall och halvledare, som under vissa omständigheter har likriktande verkan.

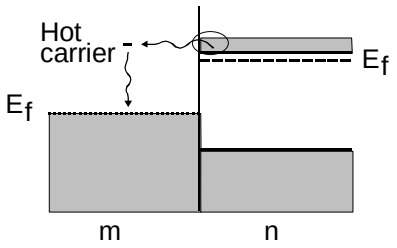
Eftersom den är mycket snabb används den vid signalbehandling av mycket korta snabba pulser. Dessutom är den mycket lämplig som blandare och detektor för mycket höga frekvenser.

Funktion

För beskrivningen av funktionen används en metall och en n-dopad halvledare. Det går också att använda p-dopad halvledare, men eftersom elektronerna har större rörlighet än hålen, så används vanligtvis den n-dopade halvledaren.



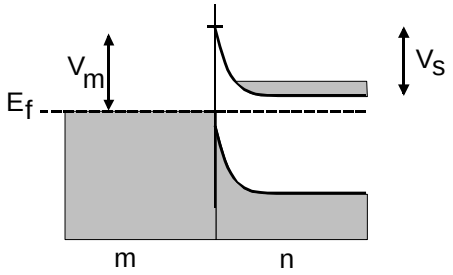
Man väljer en kombination metall-halvledare så att halvledarens ferminivå ligger högre upp än metallens. Avståndet från ferminivån till den nivå som motsvarar en helt fri elektron, brukar kallas utträdesarbete (work function). Utträdesarbetena betecknas Φ_m respektive Φ_s . I den här kombinationen är
$\Phi_m > \Phi_s$



När halvledaren kopplas ihop med metallen kommer elektroner att diffundera in i metallen. I metallen kommer dessa elektroner mycket snabbt att tappa energi och falla ner till de övriga elektronerna vid ferminivån.

Schottky Barrier kallas även ibland Hot Carrier på grund av att elektronerna som injiceras från halvledaren har högre energi än metallens övriga elektroner.

Eftersom elektronerna vid gränsskiktet har diffunderat bort, finns det bara de positiva fast bundna donatoratomerna kvar. Det innebär att det bildats en potentialbarriär som förhindrar fortsatt diffusion. Principen är densamma som för pn-övergången.

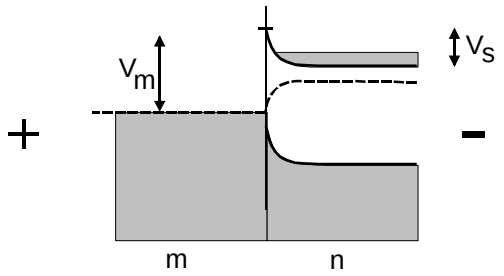


När övergången mellan metallen och halvledaren kommit i termisk balans, ligger ferminivån jämn genom hela materialet.

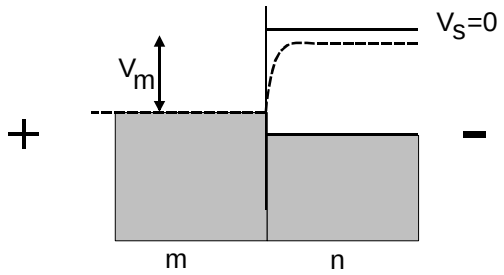
Barriären V_m förhindrar elektronerna att gå in i halvledaren. Storleken på V_m är konstant, och är en direkt följd av materialvalet.

Barriären V_s förhindrar ytterligare elektroner att diffundera över från halvledaren till metallen. Dess storlek beror på den potentialskillnad som uppstått vid sammankopplingen. Potentialskillnaden beror i första hand på materialvalet, men genom att lägga på en yttre spänning kan man flytta bandgränserna så att V_s varierar.

Spänning i framriktningen

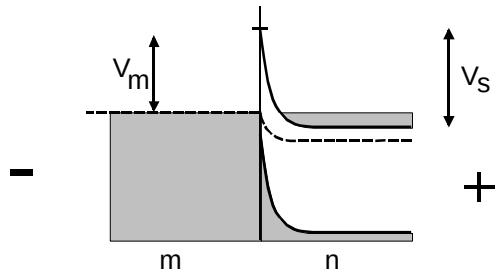


Genom att lägga en negativ spänning på halvledarsidan, kommer ferminivån i halvledaren att lyftas. Eftersom V_m är konstant kommer alltså V_s att minskas. Minskningen av barriären betyder att elektronströmmen in i metallen kan öka. Strömmen ökar exponentiellt med spänningen i framriktningen.



Då spänningen i framriktningen är så stor att barriären helt har eliminerats, är strömmens storlek endast beroende på halvledarmaterialets ledningsförmåga (resistans). Strömmen ökar då linjärt med spänningen.

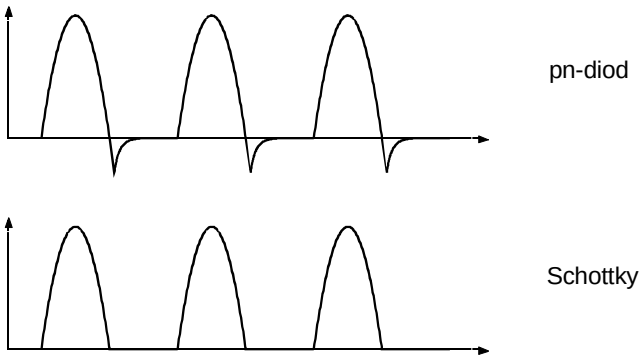
Förspänning i backriktningen



Barriären på metallsidan är fortfarande oförändrad. På halvledarsidan sjunker ferminivån lika mycket som den pålagda spänningen. Detta gör att barriären V_s ökar, vilket effektivt hindrar elektronerna att gå från halvledaren till metallen.

Switch-egenskaper

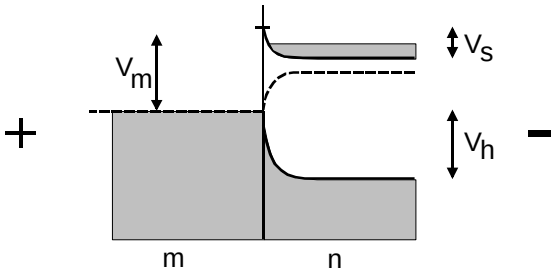
I en pn-diod kommer de injicerade laddningsbärarna att betraktas som minoritetsbärare. Det kommer att gå en ström i backriktningen tills laddningslagringen har blivit tömd. Laddningsbärarna kan elimineras både med backströmmen och genom rekombination.



När Schottky-dioden är förspänd i framriktningen, injiceras majoritetsbärare in i metallen. Dessa laddningsbärare blir effektivt stoppade av potentialbarriären V_m då spänningen över dioden ändrar polaritet. Det går alltså ingen backström.

Schottky-dioden switchar alltså mycket snabbare än pn-dioden. Därför är Schottky-dioden att föredra då det gäller mycket korta snabba pulser, eller mycket höga frekvenser.

Hålström

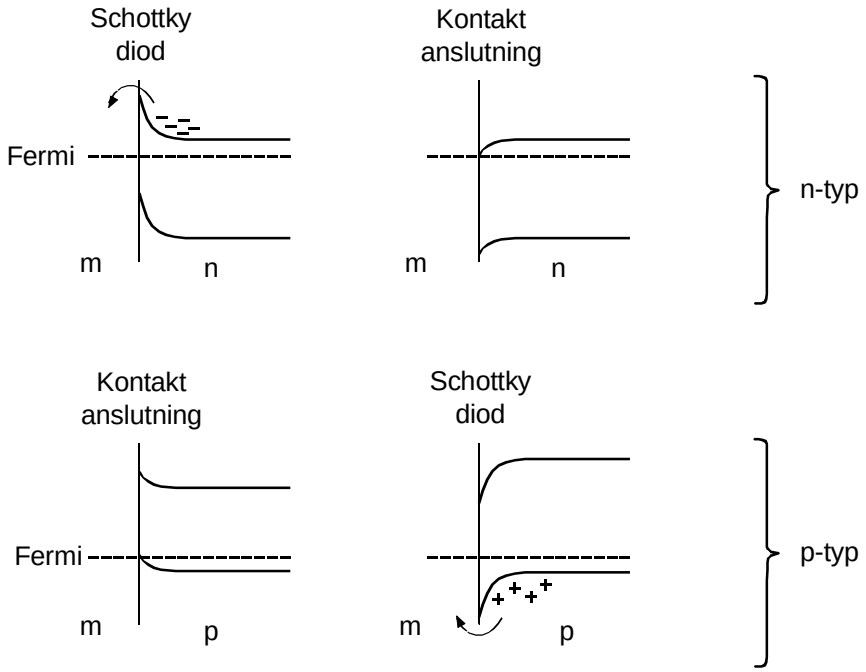


Barriärens höjd för elektronerna in i metallen (V_s) är mycket mindre än barriärhöjden för hålen från metallen till halvledaren (V_h). Hålströmmen, som ger upphov till laddningslagring, är extremt liten jämfört med elektronströmmen. Man kan därför helt bortse ifrån den. Strömmen består alltså enbart av elektroner, det vill säga majoritetsbärare.

Övriga övergångar mellan metall och halvledare

Vid beskrivningen av Schottky-dioden användes n-dopad halvledare, vars ferminivå var högre än metallens. Utträdesarbetet Φ_m var större än Φ_s. Om istället Φ_m är mindre än Φ_s så bildas ingen potentialbarriär. Ferminivån blir korrigerad åt andra hållet. Bandkanten böjs neråt på grund av ansamlingen av elektroner. Ström kan flyta åt båda hållen, och dess storlek beror endast på halvledarmaterialets ledningsförmåga. Vi har här alltså en rent resistiv anslutningskontakt.

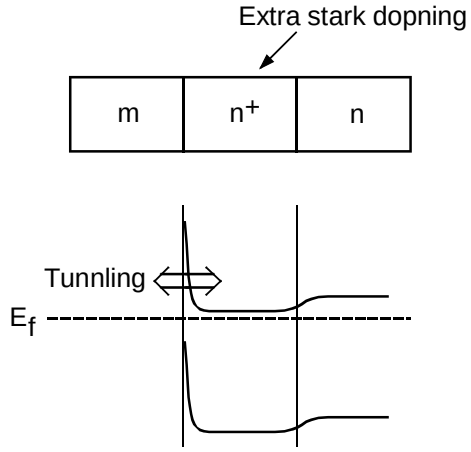
Man kan också använda p-dopad halvledare. Håltransporten sker i valensbandet. Hålen spärras och måste krypa under energibarriären på samma sätt som elektronerna måste ta sig över sin barriär.



Halvledarkomponenters metallanslutning

Ett sätt att få en anslutning mellan metall och halvledare, utan likriktande egenskaper, är att välja speciella materialkombinationer. Men den metoden används sällan eftersom valet av material blir så begränsat.

En annan metod är ett legera ihop metallen med halvledaren så att man får en gradvis övergång. Om en guldtråd svetsas till p-typ Ge får man en god kontakt. Men om guldtråden svetsas till n-typ Ge blir det en diod.



Det vanligaste sättet att få en god kontakt, utan likriktande egenskaper, är att dopa extra starkt intill metallanslutningen.

På grund av den starka dopningen blir avlänkningsskiktet mycket tunt. Genom denna tunna potentialbarriär kan elektronerna lätt passera tack vare tunneleffekten.

På samma sätt används en extra kraftig p-dopning då metallen ska anslutas till ett p-material.

Low Barrier Schottky

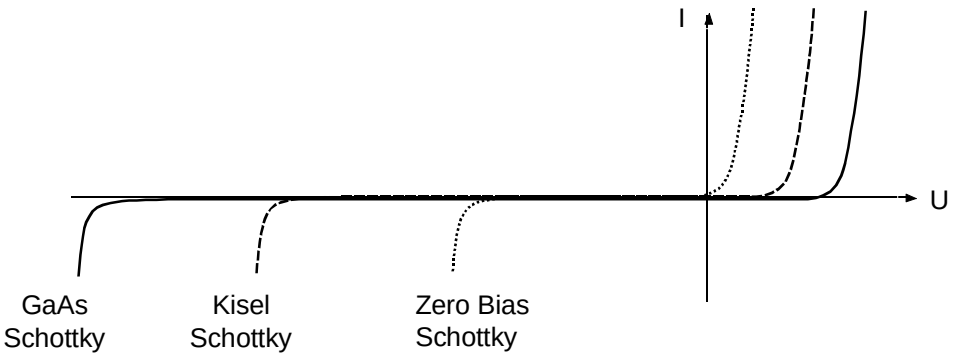
Genom att välja olika materialkombinationer kan man få olika stora potential-barriärer. Det är fördelaktigt med låg barriär eftersom en mixerdiod som har sitt knä (diodkurvans krökta del) vid en lägre förspänning, behöver förhållandevis lägre nivå på lokaloscillatorn. Kombinationen titan-kisel ger en Schottkydiod med låg barriär, dvs med den optimala LO-nivån mindre än 1 mW.

Zero-bias Schottky

När det gäller detektordioder är det enklast om man inte behöver någon förspänning alls. För att få diodkurvans knä att gå genom origo, räcker det inte att enbart välja lämpliga materialkombinationer. Vanligen används en process med hög temperatur för att skapa en legerad övergång. Denna Schottky-diod kallas "zero bias schottky" eller "low barrier schottky detektor"

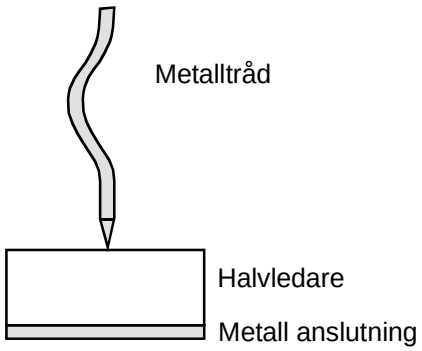
Videoimpedansen blir låg, mindre än 1 kΩ, vilket resulterar i en bredbandig detektor. En nackdel är att videoimpedansen är temperaturkänsligare för zero-bias schottky än för den vanliga förspända Schottky-dioden.

En annan nackdel är att genombrottspänningen i backriktningen blir mycket låg, endast några volt. Det gör inget då dioden fungerar som kvadratisk detektor, men vid stora signalnivåer då dioden arbetar som linjär detektor (peak-detektor) blir den maximala utsignalen begränsad.

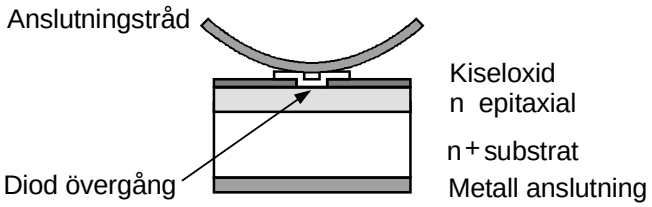


Konstruktion

Den största skillnaden mellan de nya Schottky-dioderna och de gamla spetskontakt-dioderna (point contact diods) ligger i deras konstruktion. Vid tillverkning av spets-dioder pressas en fin metallspets in i halvledaryta. Ibland används ytterligare elektriska och mekaniska bearbetningsmoment.



Schottky-Barrier dioden tillverkas däremot enligt modern planarteknik.



Dioden består av ett kraftigt dopat n^+ kiselsubstrat. Eftersom substratet är kraftigt dopat har det låg resistans, dvs mycket små förluster. På ena sidan läggs ett mycket tunt n-lager av noggrant kontrollerad dopning (epitaxial-skikt). Detta n-skikt görs så tunt som möjligt (någon μm), eftersom det bara behöver vara så tjockt som avlänkningsskiktet. Ovanpå n-skiktet läggs ett tunt metallskikt. Det är denna metall-halvledar övergång som ger den likriktande verkan. Genom fotolitografiska metoder kan storleken på denna övergång noggrant bestämmas. Den är ca 5 - l0 μm i diameter för en mikrovågsdiod. Mot denna metallyta ansluts en metallisk tilledning. På andra sidan n^+ substratet ansluts den andra tilledningen.

Fördelar

Fördelarna med att tillverka dioder enligt planartekniken är att dioderna får låg serieresistans, låg bruskarakteristik, hög effekttålighet och stor motståndskraft mot pulstransienter.

SB-dioderna utmärks vidare av sin jämna kvalitet. Det är därför lätt att få dioderna matchade i par eller bryggor.

De är dessutom snabbare än pn-dioderna.

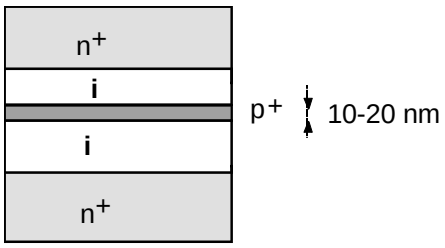
Användningsområden

På grund av sin låga brusfaktor är SB-dioden speciellt lämplig som blandare och detektor i mikrovågsmottagare.

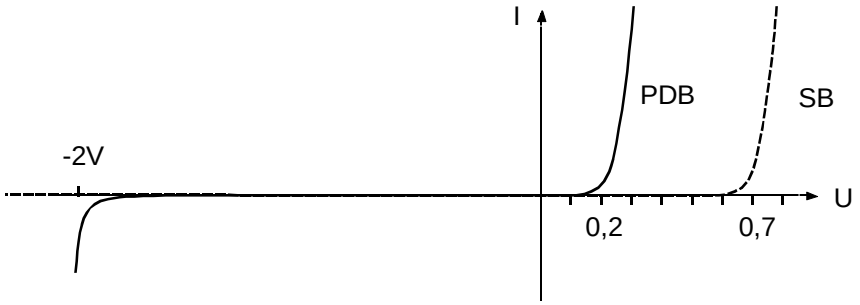
Tack vare sina goda switchegenskaper är de också mycket lämpliga till pulskretsar, speciellt då det gäller korta snabba pulser.

6. PDB-diod

PDB är en förkortning av Planar Doped Barrier. Vid tillverkningen får mycket tunna skikt växa upp på ett halvledarsubstrat. Dessa epitaxialskikt får väl kontrollerad dopning, och är mycket tunna. Man kan göra så tunna skikt som någon atomdiameters tjocklek.



PDB-dioden består i princip av två motställda dioder. Den leder åt båda hållen på grund av tunneleffekten i de mycket tunna skikten. p^+ skiktet placeras asymmetriskt för att ge en asymmetrisk diodkurva.



Knäspänningarna bestäms av p- och i-lagrens tjocklek, samt p-lagrets dopningsgrad. PDB-dioden kan få en mycket låg knäspänning i framriktningen. Den kan användas som detektor och mixer utan DC-förspänning.

PDB-dioden får mycket lite strökapacitans, 20 fF. Den låga kapacitansen gör PDB-dioden lämplig för bredbandiga kretsar och höga frekvenser (mm-våg).

Den bygger sin funktion på enbart majoritetsbärare. Det gör den mycket temperaturstabil.

PDB-dioden är en mycket tålig diod. Den tål både höga spänningstransienter (ESD electrostatic discharge) och höga RF-effekter. Under mycket korta RF-pulser (0,1 μs) kan den tåla 200 - 700 W. Vid kontinuerlig signal (CW) kan den tåla 0,5 - 1 W. Det ska jämföras med en Schottky-diod i kisel som bara tål ca 0,5 - 1 W pulseffekt. Det betyder att PDB-dioden kan användas utan skyddande limiterdiod.

Ytterligare en fördel är att den får mycket lägre lågfrekvensbrus (1/f brus) än Schottky-dioden. Det är av betydelse för dopplerradar och homodynmottagare.

7. PIN-diod

PIN-dioden är en mikrovågskomponent som har en ledningsförmåga som beror på DC-förspänningen.

En variabel impedans kan användas som spänningsstyrd dämpsats eller modulator. Den kan användas till nivåreglering i svepgeneratorer, AGC i mottagare, fjärrmätutrustning eller AM-modulator.

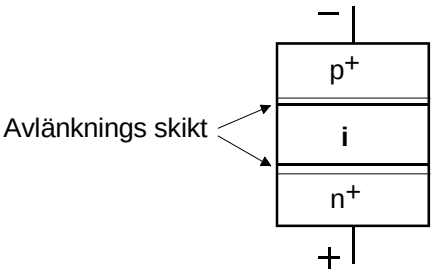
Eftersom man kan reglera mycket snabbt mellan extremt hög och låg impedans är den mycket lämplig som switch. Den används både som en enkel brytning (till-från) t.ex. pulsmodulator, eller som omkopplare mellan flera portar, t.ex. koppling mellan olika signalkällor eller antenner.

Som omkopplare kan den också användas i fasskiftare till fasstyrda antenner. Den är dessutom mycket lämplig som limiter.

PIN-dioden har använts upp till 110 GHz. Men för att arbeta på så höga frekvenser måste kapacitansen hållas så liten som möjligt (15 - 30 fF).

Styrning

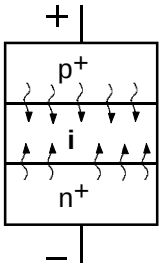
PIN-dioden består av en praktiskt taget ren halvledare (intrinsic) placerad mellan ett kraftigt dopat n-skikt och ett kraftigt dopat p-skikt.



Hög impedans

Liten kapacitans

Vid förspänning i backriktningen (p-sidan negativ), är mellanskiktet fritt från både hål och elektroner. Den fungerar då som en förlustfri kondensator med mycket liten kapacitans, dvs. hög impedans.



Liten impedans (1Ω)

Vid förspänning i framriktningen (p-sidan positiv) strömmar hål och elektroner in från p- och n-områdena till mellanskiktet. Genom denna dubbelinjicering av laddningsbärare blir mellanskiktet starkt ledande. Dioden karakteriseras då av en mycket liten impedans (ca 1 Ω).

Eftersom impedansförhållandet mellan fram och backspänning är så stort är den mycket lämplig som switch, Den har stor isolation och små förluster.

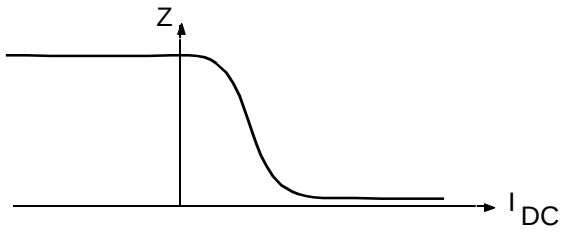
Avlänkningsområdena i de starkt dopade p- respektive n-skikten är mycket små jämfört med i-skiktet. Det betyder att kapacitansen i stort sett är konstant då backspänningen varierar.

Mikrovåg

PIN-diodens DC-karakteristik är densamma som pn-diodens. Även för kHz-frekvenser uppträder dioderna lika, dvs de likriktar. Men för högre frekvenser (mikrovåg) upphör likriktningen på grund av att laddningslagringen i mellanskiktet inte hinner med. Om dioden är DC-förspänd i framriktningen, så har en stor mängd laddningsbärare samlats i mellanskiktet. Om samtidigt en RF-signal är överlagrad på likspänningen så kommer dioden att leda ström även under RF-signalens negativa halvperiod. RF-signalen varierar nämligen så snabbt att mellanskiktet inte hinner tömmas på laddningsbärare.

När dioden är förspänd i backriktningen är mellanskiktet fritt från laddningsbärare, det går alltså ingen ström. När sedan RF-signalens positiva toppar ger förspänning i framriktningen, så hinner laddningsbärarna bara diffundera ett mycket kort stycke in i mellanskiktet, så att ingen ström flyter. Detta gäller även för stora signalnivåer på RF-signalen.

Variabel resistans



När dioden är svagt DC-förspänd i framriktningen injiceras en viss mängd laddningsbärare beroende på DC-nivån. RF-impedansen är proportionell mot antalet laddningsbärare i mellanskiktet. Man har alltså en RF-impedans som kan varieras med DC-förspänningen, dvs. en strömstyrd dämpsats.

Gränsfrekvens

Förspänningen kan variera RF-impedansen om bara laddningsbärarna hinner med att rekombinera. Modulationen får inte vara snabbare än laddningsbärarnas livslängd (τ). Styrsignalens gränsfrekvens är alltså lika med $1/\tau$.

En RF-signal har en periodtid som är mycket kortare än den tid som behövs för att rekombinera laddningsbärarna. Med hög RF-frekvens menas att frekvensen är mycket högre än $1/\tau$.

Livslängden på laddningsbärarna (τ) kan väljas mellan 1 ns till 1 μs.

Matematisk beskrivning

Diodens ledningsförmåga då den är förspänd i framriktningen beror dels på laddningstätheten och dels på storleken av det odopade mellanskiktet. Laddnings-tätheten beror i sin tur på strömmen genom dioden, samt hur länge de olika laddningsbärarna kan existera innan de rekombinerar, dvs. livslängden τ.

Då strömmen är konstant (I_{DC}) blir laddningen:

$$Q = I_{DC} \cdot \tau$$

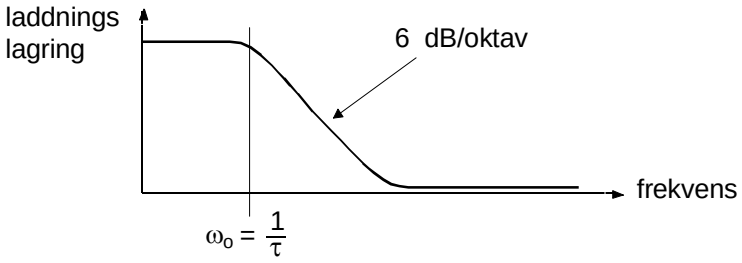
Då strömmen även innehåller en varierande del så blir:

$$i = \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau}$$

Genom Laplace-transformation blir:

$$Q = \frac{\tau \cdot i}{1 + j\omega\tau}$$

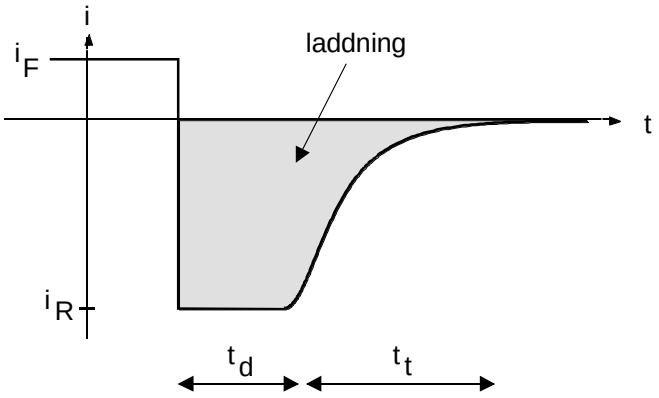
Laddningslagringen är alltså en funktion av frekvensen på strömvariationerna.



Signalfrekvenser under f_o ger samma effekt som DC-förspänningen. Över f_o avtar modulationseffekten med omkring 6 dB/oktav. Det betyder att dioden fungerar som en vanlig pn-diod för frekvenser under f_o dvs signalen likriktas. Frekvenser långt över f_o ger inte upphov till några laddningsvariationer som kan ändra ledningsförmågan nämnvärt. Dioden fungerar på de här höga frekvenserna som en ren resistans, det gäller även för stora signalstyrkor. Diodens RF-impedans beror alltså på DC-förspänningen, som i sin tur kan vara modulerad med frekvenser upp till f_o. Då dioden används som omkopplare är också switchtiden begränsad av denna variationsgräns (τ). Switchtid och lägsta RF-frekvens är alltså båda direkt bestämda av livslängden. Livslängden är vanligen mellan 1 ns och 1 μs.

Omkoppling

Om dioden till att börja med är förspänd i framriktningen, så finns i mellanskiktet laddningen $i \cdot \tau$. När sedan dioden kopplas om till att vara backförspänd, finns till en början laddningen fortfarande kvar. Dioden är alltså fortfarande ledande ända tills laddningen eliminerats. Laddningen elimineras antingen med backströmmen eller via rekombination. Backströmmen suger ut laddningen mycket snabbt, rekombinationen, som beror på livslängden τ, är långsammare.



Om man vill ta bort all laddning med backströmmen, så ska den totala arean ($i_R \cdot t$) för backströmmen vara lika stor som den lagrade laddningen i framriktningen ($i_F \cdot \tau$).

Det gäller så länge som man har omkopplingstiden mycket mindre än τ. I annat fall sker dessutom rekombination.

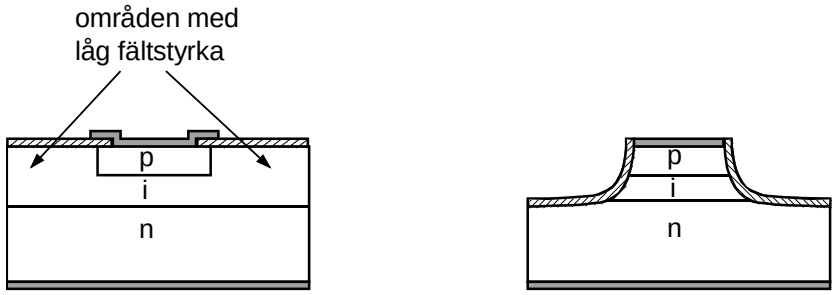
Fördröjning

Den första konstanta delen av backströmmen ger upphov till en fördröjning (t_d) av omkopplingen. Genom att öka backströmmen så töms dioden på laddningsbärare snabbare, och fördröjningen blir kortare. Man kan också minska på framströmmen och på så sätt minska den lagrade laddningen. Ju mindre laddning som lagrats, ju snabbare kan den tas bort. Det är alltså förhållandet i_F / i_R som ska hållas litet, för att få så liten fördröjning som möjligt.

Omkopplingstid

Den andra delen av backströmmen kallas omkopplingstid, transition time (t_t). Här varierar diodimpedansen mycket snabbt. Den omkopplingstiden beror i första hand på dopningsprofil och diodgeometri. Diodströmmens inverkan är mycket liten.

I praktiken är det svårt att tömma dioden helt med backströmmen. Det är nämligen så att dioden innehåller områden med lägre fältstyrka, och de laddningsbärare som diffunderar dit under framströmmen är svåra att få bort igen. Dessa laddningsbärare elimineras genom rekombination. Diodens backström kommer alltså att avta exponentiellt, och RF-impedansen ändras långsammare.



Planar diod Mesa diod

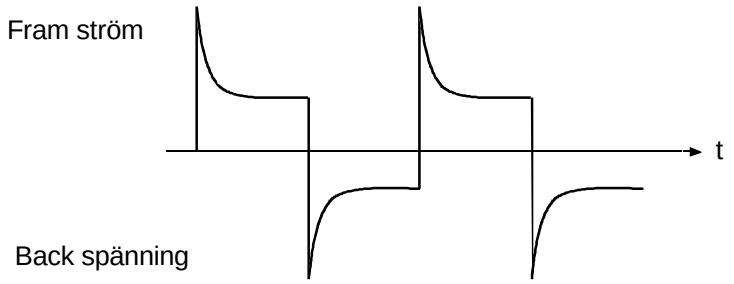
Mesastrukturen är den typ som är snabbast. Områdena med låg fältstyrka har etsats bort. Kvar är en rund pelare med konstant fältstyrka.

Snabbare switchning

Laddningen $i_F \cdot \tau$ ska injiceras i mellanskiktet. Omkopplingen är alltså beroende på τ. Men det går att snabba upp förloppet med en hög ström under en kort tid, en strömspik. En stor ström för att så snabbt som möjligt få in laddningsbärarna, men sedan återgå till låg ström för att det inte ska bli för många.

Det brukar inte vara några svårigheter med att injicera laddningen. PIN-diodens snabbhet bestäms vanligen av förmågan att få bort laddningsbärarna.

Laddningen elimineras med en stor ström i backriktningen. Det behövs alltså en hög backspänning under kort tid. Sen kan spänningen minskas till lägre nivå.



Den snabba switchens drivsteg ska alltså ge transienter på både fram och bakkant.

Max effekt

Den största effekten som en PIN-diod kan styra bestäms av två faktorer, dels genombrottspänningen (diodens tjocklek) och dels upphettningen. I de flesta fall är det effektabsorptionen som begränsar den största effekt som kan styras. Dioden måste alltså monteras så att värmen lätt leds bort.

Vid mycket korta pulser är medeleffekten och dess upphettning liten. Istället begränsas effekten av genombrottspänningen. Det är den totala spänningen från både signal och förspänning som måste hållas lägre än genombrottspänningen.

När dioden är förspänd i sina ändlägen (öppen eller kortsluten) sker totalreflektion, och dioden absorberar ytterst lite effekt. Det är när diodens impedans är i samma storleksordning som transmissionsledningen ($Z_o/2$), som den största effekten absorberas. Om dioden används som omkopplare, så kan den styra mycket stora effekter om omkopplingstiden är så liten att den inte hinner utveckla någon värme.

För att styra stora pulseffekter behövs en PIN-diod med tjockt I-skikt (hög genombrottspänning). Men en tjock diod behöver längre tid för att tömmas på laddningsbärare. Man får alltså välja mellan en tunn PIN-diod som är snabb för låga effekter, eller en tjock som är långsammare men klarar höga effekter.

Distorsion

PIN-dioden har en resistans i framriktningen som bestäms av DC-förspänningen. RF-signalen kommer också i viss mån att påverka resistansen (laddningen). Det ger distorsion.

För att få så lite distorsion som möjligt ska den RF-injicerade laddningen vara liten i förhållande till den DC-injicerade laddningen. Nackdelen med en stor DC-ström är att switchen blir långsammare.

När PIN-dioden är förspänd i backriktningen ger den en kapacitans som varierar med den totala spänningen (DC+RF). Det ger också distorsion. En tjock diod ger mindre kapacitansvariation. Men den får större resistans (dvs distorsion) i framriktningen.

På MHz-området har PIN-dioden större möjlighet att styras av RF-signalen. Distorsionen är större då dioden är förspänd i framriktningen.

På mikrovåg får man istället större distorsion då den är förspänd i backriktningen.

Limitering

Även vid lägre effekter kan PIN-dioden ställa till besvär. Modulationsgraden avtar ju med 6 dB/oktav, så det sker en viss likriktning om effekten är stor eller frekvensen låg. Likriktningen ökar också om dioden görs tunnare. De laddningsbärare som diffunderar in under signalens positiva del når fram till varandra och rekombinerar. När dioden är DC-förspänd i framriktningen kommer signalens negativa del att ge en ström så länge som det finns laddning lagrad i mellanskiktet. Om för mycket laddning leds bort under signalens negativa del (hög effekt, låg frekvens eller tunt I-skikt) så ökar impedansen.

RF-signalen kommer alltså i viss mån att likriktas. Det ger distorsion och övertoner.

För en switch eller modulator är det en nackdel med denna distorsion.
Däremot används PIN-dioder med extra kort livslängd som limiter.

8. Varaktor

En varaktor (variable reactor) är en diod vars kapacitans varierar med pålagd förspänning. En spänningsstyrd kapacitans kan användas som en elektriskt kontrollerad avstämningskondensator, speciellt i mottagare med automatisk eller fjärrkontrollerad avstämning.

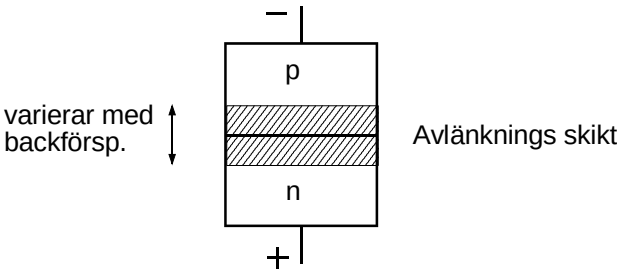
Kapacitansen varierar olinjärt med spänningen. Den olinjäriteten kan användas till övertonsgenerering (frekvensmultiplicering), modulering och parametrisk förstärkning.

Varaktorn kan också användas som omkopplare, begränsare (limiter) eller fasvridare.

Det finns två olika typer av variabla kapacitanser. Dels den backförspända diodens kapacitans över avlänkningsområdet (spärrskiktet), och dels den lagring av laddningsbärare som sker då dioden är förspänd i framriktningen.

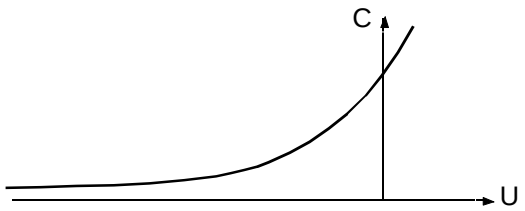
Spärrskiktets kapacitans

(Depletion Layer)



En diod (pn-övergång) har ett spärrskikt som beror på rekombinationen av fria laddningsbärare. Skiktets tjocklek bestäms av dopningsgraden. Då spärrskiktet förspänns i backriktningen ökar potentialfallet över spärrskiktet. Det innebär att fler donator- och acceptoratomer i närheten av spärrskiktet måste släppa ifrån sig sina laddningsbärare. Följaktligen blir spärrskiktet tjockare. Områdets tjocklek ökar med ökande backspänning.

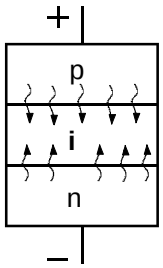
Spärrskiktet är fritt från laddningsbärare dvs. en isolator. Resten av dioden är ledande. Det kan jämföras med en enkel plattkondensator där kapacitansen mellan de två omgivande ledande områdena är spänningsberoende.



Både pn-dioder och Schottky-dioder har denna kapacitansvariation. En PIN-diod har däremot en konstant kapacitans i backriktningen, och är alltså inte någon spärrskiktsvaraktor.

Diffusions-kapacitans

Laddningslagring (charge storage)

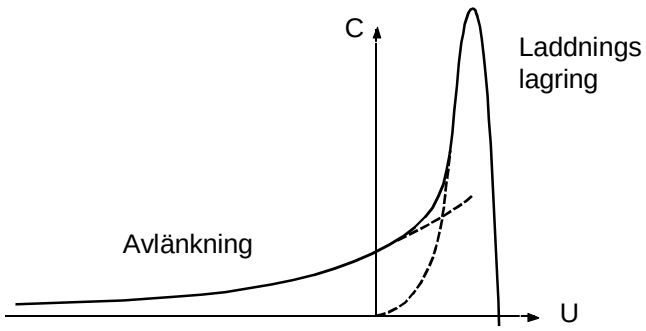


Stor laddnings lagring

Den andra typen av varaktordiod får sin variabla kapacitans från den laddnings-lagring som sker då dioden är förspänd i framriktningen. Laddningslagring är ju vad som sker i en kondensator.

Laddningsbärarna som injicerats av strömmen i framriktningen, kommer att dras tillbaks under signalens andra halvperiod, om de inte hunnit rekombinera innan dess. På grund av den korta livslängden i GaAs är det lämpligare att använda kisel.

En annan förutsättning är att de inte har diffunderat iväg för långt från övergången. För att förhindra det behövs inbyggda elektriska fält på båda sidor om övergången. Sådana fält får man från dopningsprofilens kraftiga variation. Dessutom får inte avlänkningsområdet vara för brett, på grund av laddningsbärarnas begränsade transporttid. Laddningslagringen ökar nästan linjärt med strömmen, och därför är laddning/spänning karakteristiken ungefär exponentiell.



RF-impedansen för små signaler är kapacitiv. När DC-förspänningen ökar så ökar kapacitansen, för att sedan gå ner till noll då dioden leder för fullt.

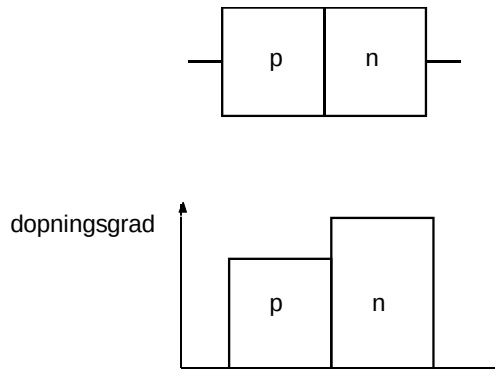
Det går alltså att få extra stor kapacitansvariation om man utnyttjar laddnings-lagringen i framriktningen. Men RF-signalen får inte passera diodknäet så att dioden likriktar och alstrar övertoner. En diod utan DC-förspänning bör ha en RF-signal mindre än +7 dBm för att förhindra övertonsalstring.

Laddningslagring i framriktningen sker i pn-dioder och PIN-dioder, men inte i Schottky-dioden eftersom det inte lagras några minoritetsbärare där.

Dopningsprofil

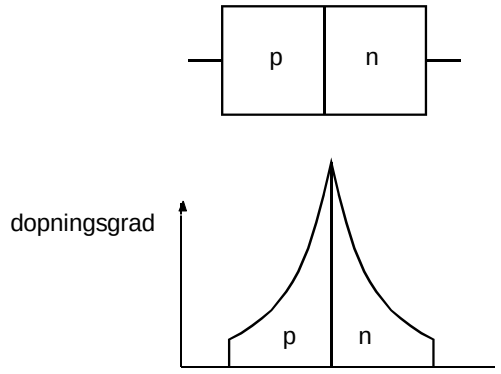
När dioden förspänns i backriktningen så ökar tjockleken på avlänkningsskiktet och kapacitansen minskar. Om dopningsgraden ändras för olika avstånd från själva övergången, så blir också breddningen av avlänkningsskiktet annorlunda. Man kan alltså få olika kapacitans/spännings karakteristik beroende på hur dopningsgraden förändras genom dioden.

Abrupt övergång

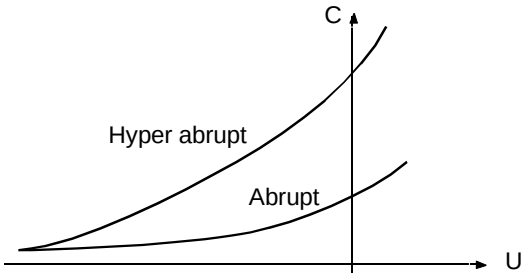


I en abrupt övergång är dopningsgraden konstant på respektive sida, och ändras sen tvärt i själva övergången. Åtminstone är området för eventuell dopningsvariation mycket litet i förhållande till dioden i övrigt. De båda sidorna behöver nödvändigtvis inte ha samma dopningsgrad.

Hyperabrupt övergång



Om dopningen är mycket stark vid själva övergången, så blir avlänkningsområdet mycket tunt då dioden inte är förspänd. Det ger en stor kapacitans i vila. När sedan dioden backförspänns blir breddningen av spärrskiktet allt större. Vid hög backförspänning är en större del av dioden avlänkad. Men vid ytterkanterna är dopningen så liten, att en variation i backförspänning ger en ganska stor variation i avlänkningsområdet. Det ger en stor variation i kapacitans även vid stor backförspänning. Kapacitansvariationerna är alltså mycket större än för abrupt övergång.



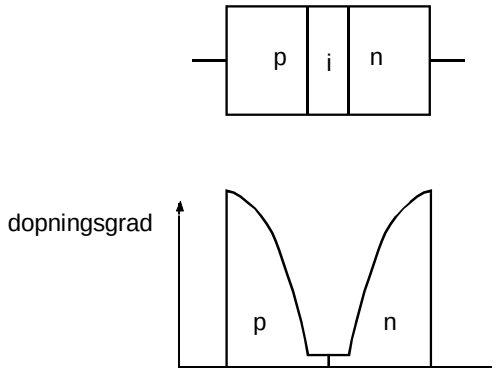
I epitaxialteknik har den hyperabrupta övergången vanligen ena sidan starkt dopad och den andra sidan med avtagande dopning.

Man kan välja dopningsprofil så att kapacitansen varierar kvadratiskt med spänningen. Men frekvensen bestäms av:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

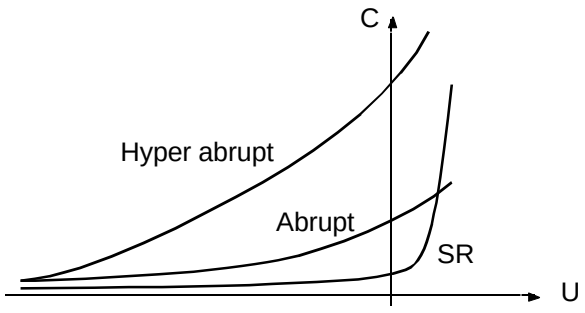
Frekvensen kommer alltså att variera linjärt med backspänningen.

Step-Recovery övergång



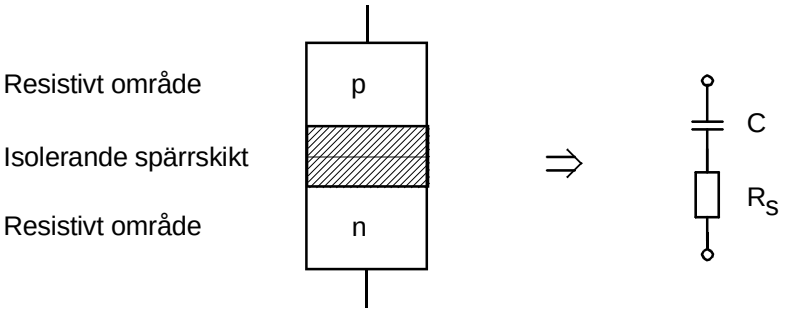
Denna dopningsprofil har hög dopningsgrad i hela dioden utom vid övergången, där minskar dopningen mycket kraftigt så att runt själva övergången är dopningsgraden mycket liten eller ingen alls.

Ett brett isolerande skikt ger låg kapacitans redan utan förspänning. Eftersom det är en PIN-diod kan den däremot få en mycket stor kapacitans i framriktningen.



Kapacitans/spänning karakteristiken blir här extremt olinjär, vilket gör den speciellt lämplig som övertonsgenerator.

Förluster, Q-värde



Det avlänkade området är en nästan perfekt ren kapacitans. De områden som inte är avlänkade består av ett kraftigt dopat halvledarmaterial, dvs. en liten resistans. Dessutom tillkommer kontaktresistansen för anslutningstrådarna. Dessa små resistanser ligger i serie med kapacitansen.

Q-värdet definieras som: $$Q = \frac{1}{2\pi f \cdot R_s C}$$

De resistiva områdenas storlek (dvs. R_s) beror på hur stort avlänkningsområdet är. Det i sin tur beror på backförspänningen. Q-värdet anges ofta för -4 V.

Om man önskar ett så stort Q-värde som möjligt, så ska hela dioden vara avlänkad vid den önskade min-kapacitansen. Det minimerar de resistiva områdena. Man bör alltså inte använda en varaktor med högre genombrottspänning än vad som är nödvändigt för det önskade avstämningsområdet.

Q-värdet blir mindre för högre frekvenser. Gränsfrekvensen definieras som den frekvens där Q-värdet blir ett (vid -4V). Vanligen anges Q-värdet för frekvensen 50 MHz. En mikrovågsdiod får ett extremt högt Q-värde på 50 MHz som är svårt att mäta upp. Istället mäts dessa dioder upp på mikrovåg och sen räknas Q-värdet om till 50 MHz.

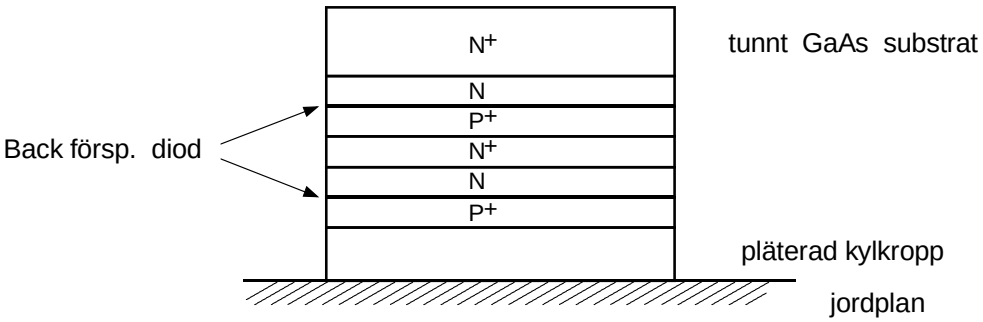
GaAs har 4 gånger högre mobilitet är kisel. Den lägre resistansen gör att GaAs får 4 gånger högre Q-värde. Men GaAs är ett dyrare material.

Uteffekt

Varaktorns maxeffekt bestäms av genombrottspänningen. En tjockare diod ger högre V_b. Men de resistiva områdena som inte är avlänkade blir större. Resultatet är att gränsfrekvensen och verkningsgraden minskar.

Om man seriekopplar N st. dioder får man en sammanlagd V_b som är N gånger högre. Det ger N^2 gånger högre effekttålighet.

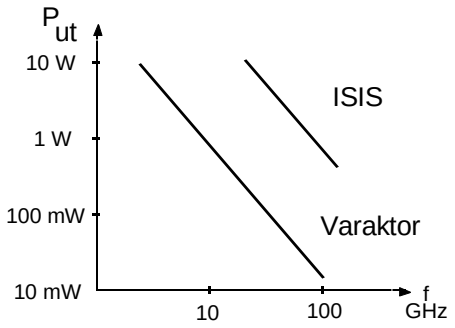
För att få samma resistans och kapacitans som för 1 diod, ökas diodernas area N gånger. Det ger samma gränsfrekvens som den ursprungliga dioden.



Monolitisk tillverkning ger en mycket kompakt struktur. Den pläterade kylkroppen ger god kylning nära den aktiva delen. Genom att ta bort en stor del av det ursprungliga substratet blir förlusterna mycket små. De totala förlusterna är så små att man i själva verket har fått lite högre gränsfrekvens. Genom att seriekoppla separat kapslade dioder får man i praktiken lite lägre gränsfrekvens.

Ofta används förkortningen ISIS (Integrated Series Impatt Structure).
Principen var nämligen från början tänkt att användas till Impatt-dioder.

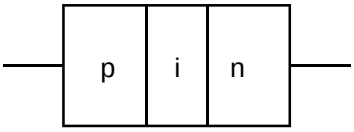
Ju fler dioder som staplas på höjden, desto sämre kylning får de. På 30-40 GHz ger 3-4 dioder högsta uteffekt. På 90-100 GHz är verkningsgraden sämre, det blir då optimalt med 2 dioder.

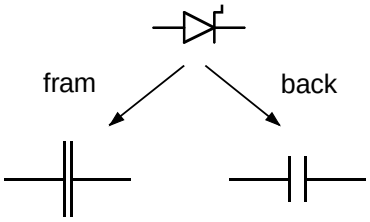


Uteffekten från en varaktor är ganska liten, speciellt på mm-våg. De seriekopplade dioderna kan däremot ge flera watt. Det gör den till ett praktiskt alternativ till de mycket dyrare Impatt-dioderna.

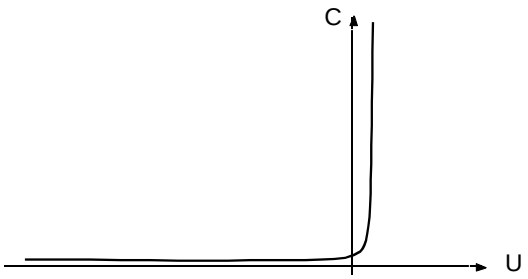
9. Step-Recovery

SR-dioden har utformats med ett dopningskontrollerat I-område mellan p- och n-skikten. I-området gör så att kapacitansen blir praktiskt taget oberoende av backspänningen. Däremot blir diffusionskapacitansen (laddningslagringen) i framriktningen mycket hög.



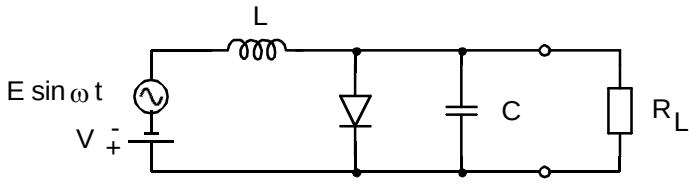


Den ideala diodens ekvivalenta krets blir således en mycket stor kondensator i framriktningen och en liten kondensator i backriktningen.

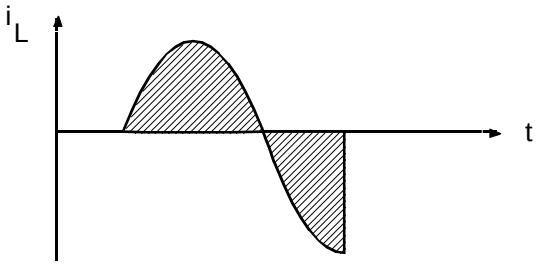


SR-diodens kapacitans/spänning karakteristik får ett skarpt knä, som visar att graden av olinjäritet är maximal. Den är alltså lämplig som övertonsgenerator.

Verkningssätt

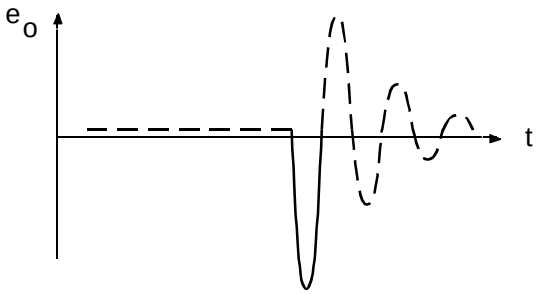


När insignalen är positiv leder dioden. Det ger alltså ström genom spolen. Efter en viss tid ändras inspänningen och går negativt. Det är här som SR-dioden skiljer sig från vanliga dioder. SR-diodernas laddningsbärare har en mycket lång livslängd τ. Livslängden är mer än 10 gånger längre än insignalens periodtid. Laddningsbärarna rekombineras alltså inte, utan finns kvar i I-skiktet ända tills de har tömts med hjälp av en ström i motsatt riktning. GaAs har mycket kort livslängd och är alltså olämplig som SR-diod.



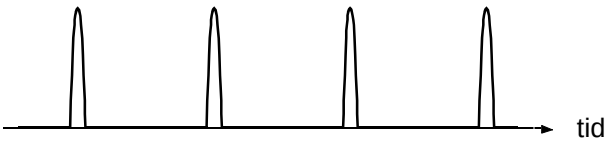
När de två streckade områdena är lika, är all den lagrade laddningen från framströmmen borttagen. Genom att justera DC-förspänningen kan man få den lagrade laddningen att återgå till noll vid den tidpunkt då strömmen har sitt maximala negativa värde. När all laddning är borttagen kan ingen ström längre flyta, utan dioden övergår till sitt andra ekvivalenta tillstånd, dvs som en mycket liten kapacitans.

Här har vi den andra grundläggande skillnaden mellan SR-dioder och vanliga dioder. Omkopplingstiden mellan de två olika tillstånden är för SR-dioder avsevärt mycket kortare än för andra dioder. I den ideala diodens ekvivalent är omkopplingstiden noll. I praktiken kan omkopplingstiden vara mindre än 35 ps.

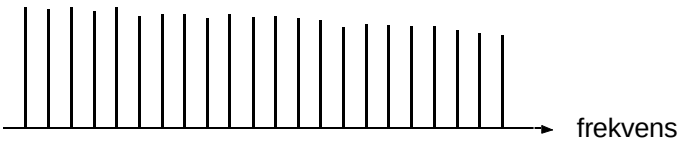


Strömmen kommer nu att gå till kondensatorn C. Vi har här en svängningskrets LC och om det inte var för dioden skulle kretsen fortsätta att svänga tills signalen dämpats ut av belastningen R_L. Dioden kommer emellertid att börja leda så fort diodspänningen går positivt. Endast den första halvperioden kommer att hamna över R_L. Pulsens höjd är begränsad av genombrottspänningen i dioden. Pulsbredden bestäms av R, L och C.

Då spänningen svängt om positivt börjar dioden leda igen. Vi har alltså återkommit till utgångsläget och förloppet upprepas åter igen.



På det här sättet kan man producera mycket korta pulser, mindre än 100 ps. Så korta pulser innehåller ett mycket stort antal övertoner som täcker hela mikrovågsområdet.



På grund av det stora antalet övertoner kallas det kamspektra, och kretsen kallas kamgenerator. Om man bara filtrerar fram en av övertonerna kallas den istället för övertonsgenerator.

Användningsområden

SR-dioden används i första hand som:

Pulsgenerator
Kamgenerator
Frekvensmultiplikator

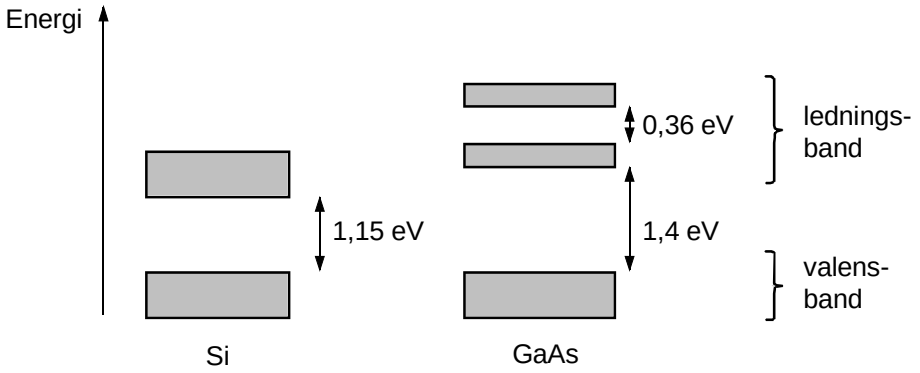
Den kan också användas till pulskretsar, omkoppling och sampling. En annan möjlighet är att använda den som frekvensdelare, om förspänningen justeras så att en puls produceras för ett visst antal perioder av insignalen. Den har också framgångsrikt använts till kombinationen multiplare/fasskiftare i fasstyrda antenner. DC-förspänningen bestämmer då utsignalens fas.

10. Gunn

Gunndioden är ett halvledarstycke med negativ resistans. Den kan användas som oscillator eller förstärkare. Den är bredbandigt avstämbar, har lågt brus, mycket snabbt insvängningsförlopp vid pulsning, lång livslängd, enkel och billig.

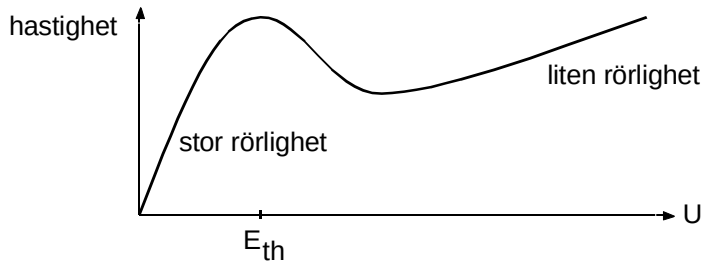
Funktion

En vanlig halvledare har ett valensband och ett ledningsband. Vid rumstemperatur har en del av elektronerna exciterat från valensbandet till ledningsbandet.



Gunndioden består av ett halvledarmaterial som har två ledningsband. Vid rumstemperatur befinner sig de flesta elektroner i det undre ledningsbandet.
När man lägger på en tillräckligt hög likspänning över halvledarstycket får dessa elektroner ett energitillskott, så att de flyttas upp i det högre ledningsbandet. I det övre ledningsbandet är den effektiva massan på elektronerna större och dess rörlighet lägre än i det undre bandet.

Då spänningen över halvledarstycket ökar, kommer allt fler elektroner att flyttas upp till bandet med lägre rörlighet. Denna minskning av medelhastigheten, resulterar i en motsvarande minskning av strömmen, då spänningen ökar. Den ger alltså en negativ resistans.



En förutsättning är att energigapet till valensbandet är tillräckligt stort, samt att temperaturen är så låg, att inte elektroner exciteras från valensbandet till det undre ledningsbandet istället. I så fall skulle ju strömmen öka istället för att minska (genombrott).

De halvledare som har alla dessa förutsättningar är framförallt III-V föreningarna GaAs (Gallium-Arsenik) och InP (Indium-Fosfor).

Det går bara att använda n-dopad halvledare eftersom det är elektronernas förflyttning mellan banden som ger den negativa resistansen. Det finns alltså inga komplimentära Gunndioder.

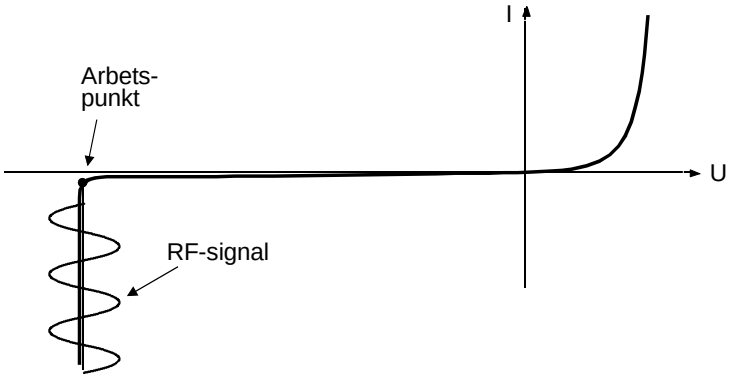
Ytterligare en förutsättning är att den tid det tar för elektronerna att förflyttas från det ena bandet till det andra, ska vara mycket mindre än periodtiden på den frekvens man är intresserad av. Det sätter en övre gränsfrekvens för vilken Gunndioden är användbar.

GaAs har vid 50 GHz bara 1/3 av sin negativa resistans, men det går att använda den upp till ca 110 GHz i övertonsmode. InP fungerar upp till ca 150 GHz i grundton, och ca 200 GHz i övertonsmode.

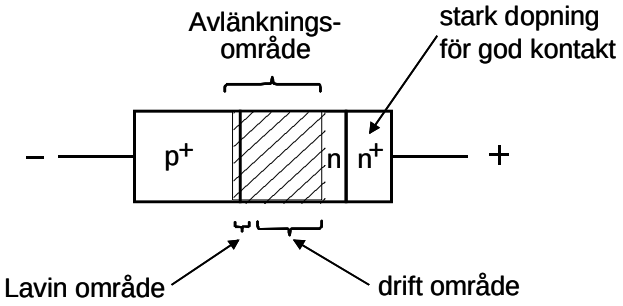
Gunn dioden kallas också "two-valley device" eftersom den bygger sin funktion på halvledare med två ledningsband, eller "transferred electron oscillator” (TEO) eftersom elektronerna förflyttas mellan ledningsbanden. Den kan kallas "bulk diod" också, eftersom den består av ett enda stycke halvledare utan några likriktande övergångar.

11. Impatt

Benämningen Impatt är en förkortning av " Impact Avalanche Transit Time " Namnet är alltså en beskrivning på hur dioden fungerar. Dioden är en likriktare som är förspänd i backriktningen så mycket att det blir genombrott. Genombrottet sker via stötjonisering (impact = stöt , avalanche = lavineffekt). Dessutom utnyttjas löptiden (transit time) i en annan del av dioden.



Dioden är i genombrott den halvperiod som totala spänningen överstiger genombrottspänningen. Lavineffekten alstrar laddningsbärare under hela den halvperioden. Antalet laddningsbärare är som störst vid halvperiodens slut.



När spänningen svänger lägre än genombrott alstras inga fler laddningsbärare, men de som finns förflyttas genom materialet med konstant hastighet. Dioden enligt figuren har svagt dopad n-sida. Det är alltså en lång vägsträcka för elektronerna att driva genom avlänkningsområdet. Så länge som klungan med elektroner driver genom materialet går det konstant ström. När väl elektronerna kommer fram till det ledande området försvinner de till den yttre kretsen och strömmen upphör.

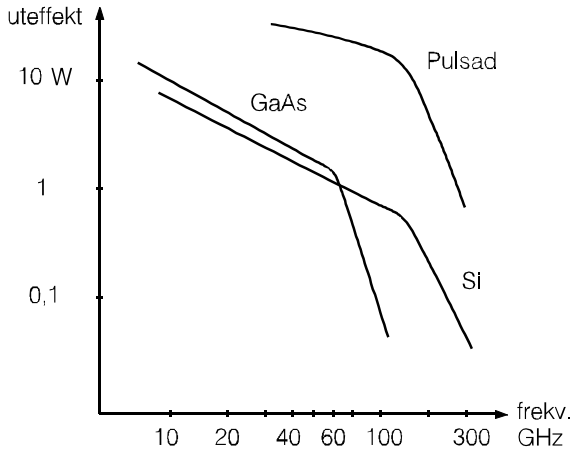
Genom att göra avlänkningsområdet så brett att drifttiden blir en halv period av RF-signalen, så blir resultatet att strömmen ligger 180° efter spänningen. Denna 180° fasskillnad mellan ström och spänning kan ses som en negativ resistans. Strömmen ökar då spänningen minskar, och minskar då spänningen ökar.

Dioden kan innehålla en pn-övergång eller en Schottky-diod. Den tillverkas vanligen av kisel eller GaAs. Driftområdet kan ligga på valfri sida om pn-övergången eller på båda sidor.

Impatt-dioden uppvisar en negativ resistans som kan användas som oscillator eller förstärkare. En förspänning till genombrott betyder att dioden drivs med hög spänning. Det innebär att RF-signalen också kan vara stor. Impatt-dioden ger medelhög uteffekt och är lämplig som sändarsteg i mindre CW-system.

Uteffekt för olika frekvenser

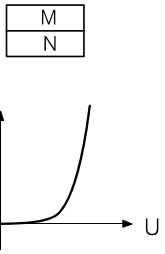
Genom att göra driftområdet allt kortare fungerar dioden för allt högre frekvenser, upp till ca 300 GHz. Mindre bredd kräver lägre spänning för samma fältstyrka vid lavinområdet. Lägre spänning ger lägre uteffekt för allt högre frekvenser.



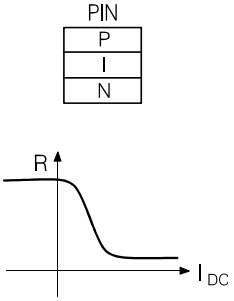
Verkningsgraden är ca 10-15 % vid 60 GHz, och minskar till ca 5 % vid 100 GHz. Alla Impatt-dioder är brusiga, eftersom lavineffekten är ett brusigt fenomen. En annan nackdel med är den relativt höga arbetsspänningen, (ca 30 V), som dessutom ska leverera en konstant ström.

12. Sammanfattning dioder

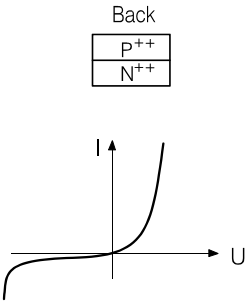
SB



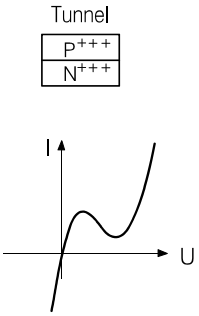
PIN



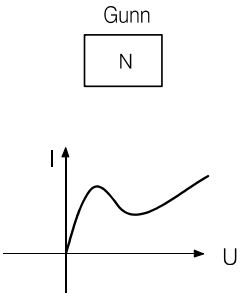
Back



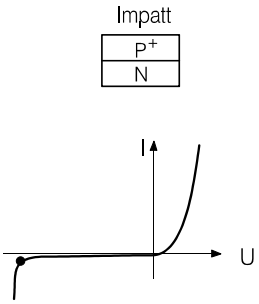
Tunnel



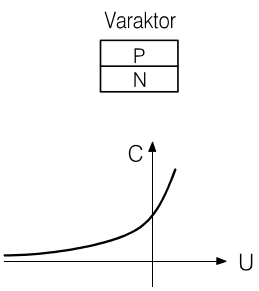
Gunn



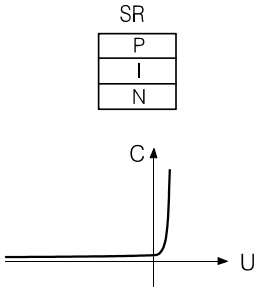
Impatt



Varaktor



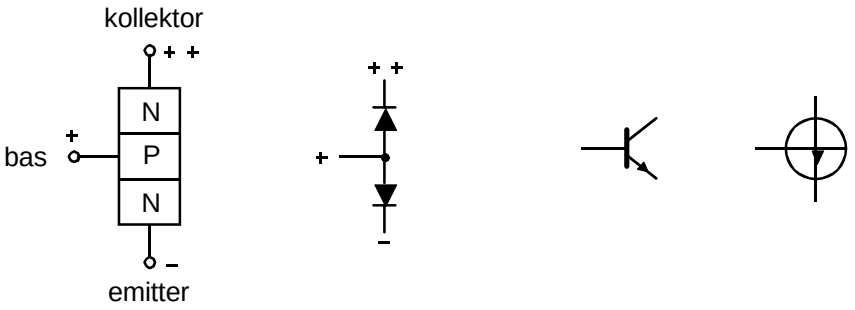
SR



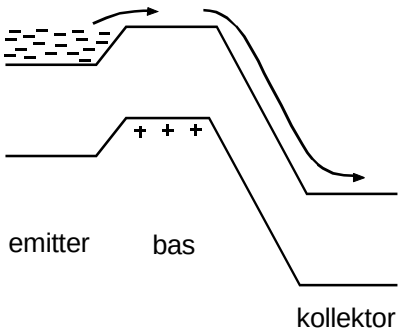
Schottky Barrier	Blandare Detektor	Tålig
Tunnel diod	Förstärkare Oscillator	Liten signalnivå -10 dBm
Back diod	Blandare Detektor	Ingen förspänning
PDB	Blandare Detektor	Ingen förspänning Tålig
Gunn	Oscillator Förstärkare	mm-våg Bredbandigt avstämbar
Impatt	Oscillator Förstärkare	mm-våg Hög effekt
PIN diod	Switch Dämpare	Snabb Stora effekter
Varaktor	Övertons-gen. Elektronisk avst. parametrisk först.	Dubblare, tripplare Snabb avstämning
Step Recovery	Puls-gen. Kam-gen. Övertons-gen.	Mycket stort antal övertoner

13. Bipolär transistor

Den bipolära transistorn består av två PN-övergångar vända mot varandra. PNP-transistorn och NPN-transistorn fungerar på samma sätt, skillnaden är att typen av laddningsbärare är omvänd och samtliga polariteter skiftade. På mikrovåg används NPN-transistorer eftersom de fungerar högre upp i frekvens.



Normalt är övergången bas-emitter förspänd i framriktningen, och bas-kollektor i backriktningen. I en NPN-transistor injiceras elektroner från emittern in i basen. Visserligen sker också en injicering av hål från basen in i emittern, men det kan man bortse ifrån om dopningen är liten i basen och kraftig i emittern.

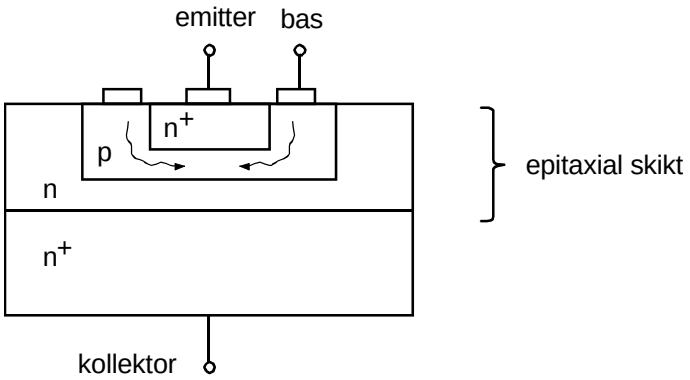


De injicerade elektronerna diffunderar mot kollektorövergångens spärrskikt. Några elektroner rekombineras i basskiktet, men om basen är mycket tunn, kommer större delen av elektronströmmen att nå fram till kollektorövergången.

Övergången bas-kollektor är visserligen förspänd i backriktningen, men elektronerna på basen kan lätt strömma över till kollektorn. Det är den andra riktningen som är spärrad. Elektronerna kommer att dras över till kollektorn av fältet från backförspänningen. Det betyder att den injicerade emitterströmmen kommer att gå direkt ut i kollektorkretsen, och endast en mycket liten del rekombinerar i basen.

Bas-emitter är en diod förspänd i framriktningen. Men den största delen av strömmen fortsätter till kollektorn. Man har alltså fått en stor kollektorström med hjälp av en liten basström, dvs en förstärkning.

Konstruktion



På en kraftigt ledande (kraftigt n-dopad) halvledarskiva läggs ett tunt skikt (epitaxialskikt) av samma typ, fast med den dopning som är lämplig för kollektorn. I detta ytskikt diffunderas först basen, som är av svag p-typ. Sen diffunderas emittern som ska vara starkt n-dopad. Utformningen av bas och emitter sker fotolitografiskt. Emitter och bas metalliseras för själva anslutningen. För övrigt skyddas transistorn med ett oxidskikt.

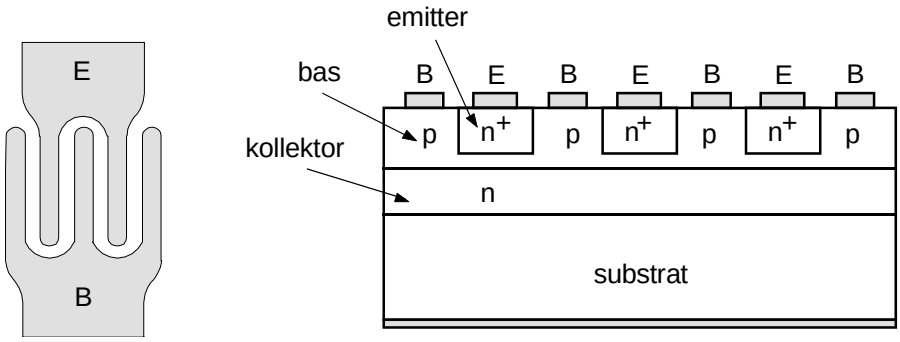
Basen ska vara tunn. Speciellt på mikrovåg behöver basen vara extremt tunn. Elektronerna ska ju hinna över till kollektorn innan spänningen har hunnit ändrats.

Emittern bör ha en så liten area som möjligt för att hålla nere kapacitansen mellan emitter-bas. En stor kapacitans kommer ju att shunta signalen.

Effektiv emitterarea

Eftersom basen har en viss resistans, kommer insignalen att dämpas något. Ju längre in under emittern basströmmen går desto mindre blir dess styrförmåga. Större delen av strömmen injiceras alltså från emitterns periferi. För att få tillräcklig ström (dvs uteffekt), ska transistorn ha en stor emitterperiferi och en liten emitterarea.

Emittern kan utformas som smala strip eller små öar. Den långsmala emittern kan vikas på olika sätt. Vanligast är att emitter och bas utformas som fingrar som går in i varandra. Den formen kallas interdigital.



Emittermotstånd

Om transistorn ska tåla högre effekt, dvs större ström, så måste emitterns periferi ökas. Det betyder att det behövs fler fingrar. Om transistorn är stor kan det hända att en enskild emitterdel får högre temperatur. Det ökar strömmen, så att temperaturen ökar ännu mer. Resultatet blir att den emitterdelen bränns sönder.

Ett sätt att komma bort ifrån dessa heta punkter är att förse varje emitter med ett seriemotstånd. När strömmen ökar bildas ett spänningsfall över motståndet. Spänningsfallet gör att förspänningen för aktuell emitter-bas övergång minskar, dvs strömrusningen motverkas. Motstånden kan dessutom göras större i mitten, där transistorn är som varmast. Effekten fördelas då så att transistorn får jämnare temperatur.

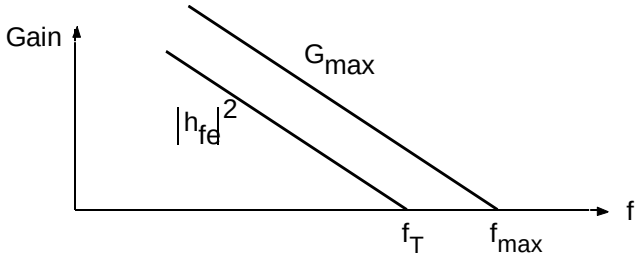
Uteffekten från en bipolär transistor kan vara flera watt vid 4 GHz. Vid 1 GHz kan effekten vara över 20 W. Pulseffekter på 500 W har uppnåtts vid 1 GHz.

Gränsfrekvens

En transistors gränsfrekvens anges på två sätt:

f_T är den frekvens där strömförstärkningen har gått ner till ett. Den begränsas av fördröjningen genom transistorn. f_T definieras för strömförstärkningen vid kortsluten utgång. På mikrovåg kan man inte använda så stor missanpassning utan risk för självsvängning. Men f_T används ändå som ett mått på transistorn.

f_{max} är den frekvens där effektförstärkningen har gått ner till ett. Det är den högsta frekvens som kan ge oscillation.



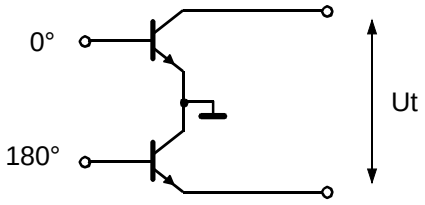
För att få en acceptabel förstärkning bör man inte sträcka sig högre upp i frekvens än till f_T. För bipolära transistorer rör det sig om några GHz. Men om man ska ha den till en oscillator, kan man använda den högre upp i frekvens.

Anpassning

Inimpedansen består av emitter-bas övergången, som ju är förspänd i framriktningen. Impedansen blir alltså mycket låg, 1 - 10 Ω. Effekttransistorn som har ett stort antal parallellkopplade emitterar får speciellt låg impedans. Transistorn måste alltså förses med en anpassningskrets för att få den normala 50 Ω impedansen.

En transistor med intern matchning blir mycket enklare att använda, och bandbredden blir större. Nackdelen är att det endast gäller ett visst frekvensband. Det behövs ju olika anpassningskretsar för olika frekvensområden.

Balanserade transistorer



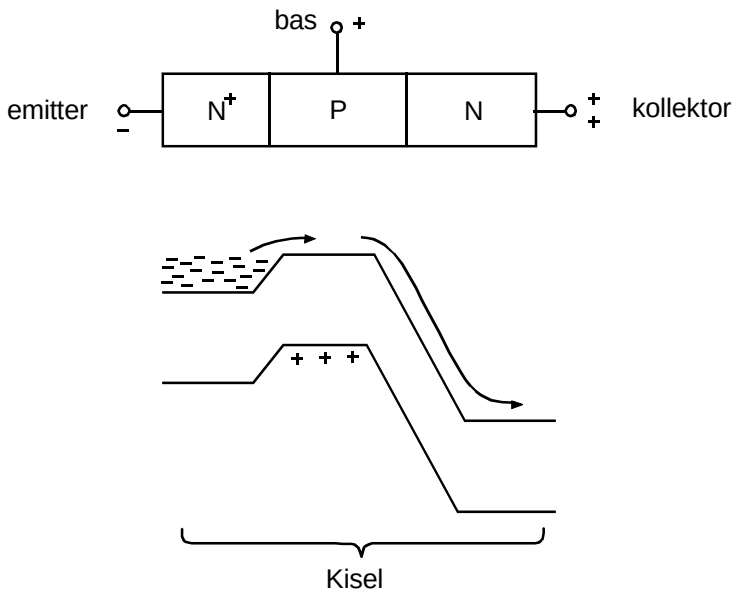
Två transistorer i balanserad koppling (push-pull) kan monteras i samma kapsel. Jämfört med parallellkoppling blir utimpedansen fyra gånger så hög, för samma uteffekt. Det underlättar anpassningen. En anpassningskrets ger alltid förluster. Dessutom blir bandbredden smalare. Förlusterna och minskningen av bandbredden står i proportion till hur stor transformering som behövs. Den balanserade transistorn får alltså högre uteffekt och större bandbredd, t.ex. 50 W CW över bandbredden 500 - 1000 GHz.

En balanserad krets ger dessutom en viss undertryckning av alla jämna övertoner.

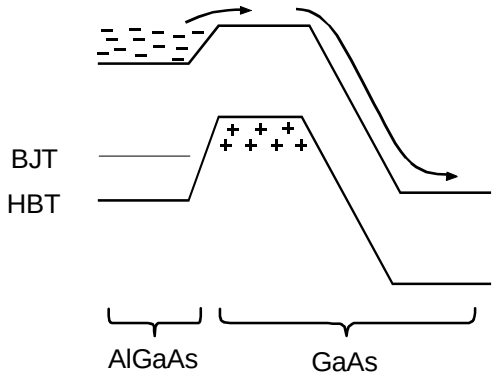
14. HBT

Hetero-junction bipolära transistorer använder olika materialkombinationer för att effektivare styra strömmen och komma högre upp i frekvens.

Finessen med HBT är enklast att förstå om man först tittar på problemen med en vanlig bipolär transistor.

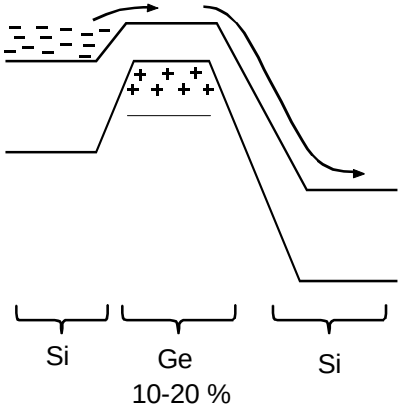


För att få högre gränsfrekvens ska avståndet mellan emitter och kollektor göras kortare. Men ett tunnare basskikt ger högre resistans. Om man använder kraftigare dopning för att minska resistansen, kommer en hålström att gå från basen till emittern. Den strömmen har man ingen användning av, den minskar bara transistorns verkningsgrad.



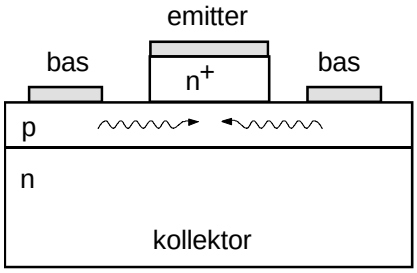
En HBT görs vanligen i GaAs. Den korta basen behöver hög dopning för att få låg resistans. Emittern görs här av AlGaAs, som har större bandgap. Den större barriären förhindrar hålen att gå från bas till emitter.

Med hög mobilitet och kort basområde får man hög gränsfrekvens (f_T = 35 GHz och f_{max} = 60 GHz).



Ett annat sätt, att få större barriär för hålen, är att använda ett material med mindre bandgap i basen. Transistorer av kisel-germanium kan användas i hela mikrovågsområdet och de lägre mm-vågs banden.

Effekt



Den kraftiga dopningen i basen ger låg resistans. Det betyder att signalen inte dämpas då den går genom materialet under emittern. Det är alltså inte enbart emitterperiferin som utnyttjas, utan hela emitterytan används för att ge ström. Det resulterar i hög effekt, flera watt på mikrovåg med ca 40 % verkningsgrad.

Impedansen på ingången

Hålen förhindras att strömma in i emittern. Det gör att laddningslagringen (diffusionskapacitansen) blir ganska liten.

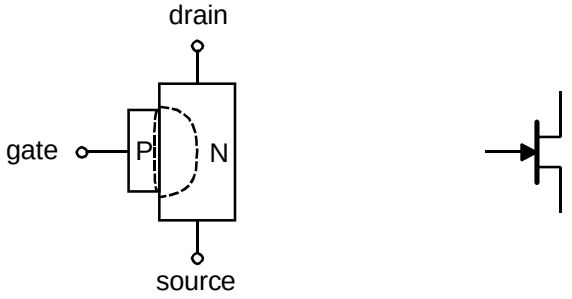
Visserligen är impedansen låg (5 - 7 Ω för en effekttransistor), men eftersom den reaktiva delen är liten är det ganska lätt att anpassa den till 50 Ω över stor bandbredd.

Intermodulation

Hög dopning på basen gör att bredden på avlänkningsområdet mot kollektorn inte varierar så mycket då spänningen mellan bas och kollektor varierar. Mindre variation av kapacitansen motsvarar mindre intermodulation (högre IP3).

15. FET-transistor

FET-transistorn (Fält Effekt Transistorn) bygger sin funktion på att strömmen i en halvledare påverkas av avlänkningsfältet från en intilliggande diodövergång.



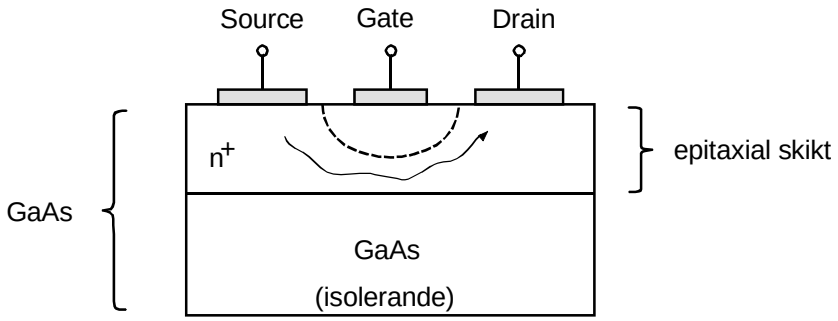
I halvledaren mellan source och drain kan det flyta en ström. När backförspänningen på gate ökar, blir också avlänkningsområdet större. Ett avlänkningsområde är fritt från laddningsbärare, dvs en isolator. Det betyder att den ledande kanalen mellan source och drain blir smalare. Den totala resistansen blir alltså större, och strömmen mellan source och drain minskar. När avlänkningsskiktet är lika djupt som halvledarstycket så upphör strömmen helt.

Eftersom gate är en backförspänd diodövergång, behövs det en mycket liten effekt för att styra en stor ström. Man har alltså fått en förstärkning.

Det finns många olika typer av FET-transistorer. Den ledande kanalen kan vara av p eller n-typ. Transistorn klassificeras sedan efter hur gaten är utförd. Med en PN-övergång kallas den JFET. En diodövergång i form av en Schottky-barriär ger en MESFET. Om gaten är åtskild av ett isolerande oxidskikt kallas den MOSFET. Är den isolerad med något annat än oxid så kallas den MISFET eller IGFET. Isolation med halvledarkristall ger SIGFET.

FET för mikrovåg

På mikrovåg används MES FET av gallium-arsenik med n-kanal.

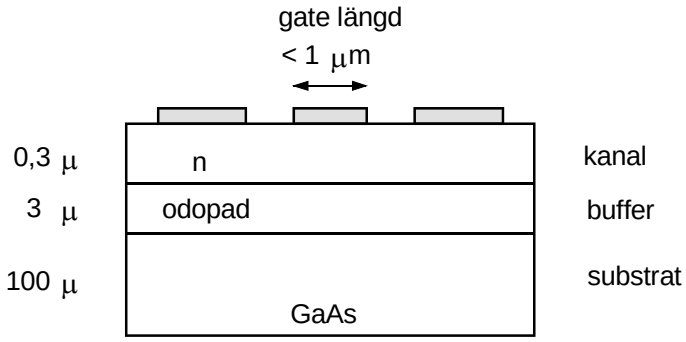


För att få hög gränsfrekvens ska laddningstransporten ske så snabbt som möjligt. Laddningen ska ju hinna fram innan styrsignalen ändrats. Det betyder att avståndet mellan source och drain ska vara så litet som möjligt. Dessutom ska hastigheten på laddningstransporten vara så hög som möjligt. Maximala hastigheten är dubbelt så stor i GaAs som i kisel. Det betyder att med samma dimensioner (gatelängd och baslängd), får en GaAs FET dubbelt så hög gränsfrekvens som en bipolär transistor i kisel.

Ett n-dopat material används därför att laddningsbärarnas rörlighet, dvs ledningsförmågan, är större för elektronerna än för hålen. Det ger lägre resistans, dvs lägre brus och högre förstärkning. Elektronernas rörlighet vid låga fältstyrkor är dessutom fyra gånger så stor i GaAs som i kisel.

Ytan på FET-transistorn bör passiveras på motsvarande sätt som för den bipolära transistorn i kisel. Passiveringen skyddar mot ytladdningar som kan påverka transistorns parametrar. Den skyddar också de ytterst små elektrodavstånden mot främmande partiklar.

Dimensioner



För att minska arean mellan elektroderna, dvs kapacitansen, så görs kanalen mycket tunn, endast ca 0,2 μm. För att få hög gränsfrekvens ska gatelängden vara mycket kort, mindre än 1 μm. Mellan kanalen och substratet kan man lägga ett skikt av odopad GaAs. På så sätt kommer man bort från de störatomer som kan finnas i GaAs-substratet.

Kort kanal

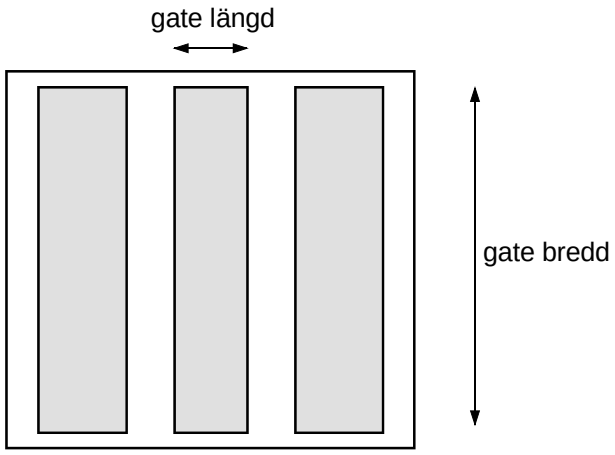
För att nå så högt i frekvens som möjligt, ska kanalen (gate längden) vara så kort som möjligt. Det går att få så kort gate som 0,1 μm. Men då behöver också tjockleken på kanalen minskas.

Med hjälp av ett p-dopat skikt, eller ett AlGaAs skikt, får man en barriär som effektivt begränsar kanalens tjocklek. Men när kanalen görs tunnare måste den också dopas hårdare för att kunna leda samma ström.

Det går att få bättre isolation mot substratet om man använder växelvis tunna lager av AlGaAs respektive GaAs. Det isolerande området kallas då superlattice buffer.

Högre ström

För högre signalstyrka krävs större ström. Om transistorn ska kunna driva stor ström så måste gaten ha stor utsträckning på bredden.



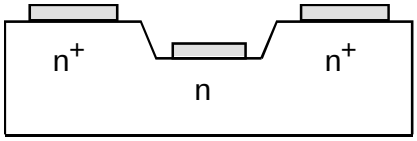
Eftersom gate-ledningen är så smal blir dess resistans kritisk. En hög gate-resistans ger både lägre förstärkning och högre brusfaktor. Helst bör tjockleken på metallen vara större än 0,2 μm.

När signalen går längs gate-ledningen blir den både dämpad och fasvriden. Gate-bredden blir därför begränsad till ca 200 μm på 10 GHz, och 50-100 μm på 20-40 GHz.

Vill man ha ännu bredare gate kan man utforma transistorn som fingrar som går in i varandra, dvs interdigital konstruktion.

Högre genombrottspänning

Man kan öka spänningen för att få högre uteffekt. Men eftersom avståndet mellan source och drain är mycket litet, blir transistorns genombrottspänning ganska låg. Spänningen för genombrott kan emellertid höjas genom att minska fältkoncentrationen vid drain-elektroden. Ett sätt är att sänka ner gaten i förhållande till source och drain. Det kallas recessed gate.



Kraftigt dopad source och drain

Områdena under source- och drain-anslutningarna dopas kraftigt för att få så låg resistans som möjligt. Tillsammans med recessed gate får man då låg brusfaktor och låg intermodulation.

Multichip

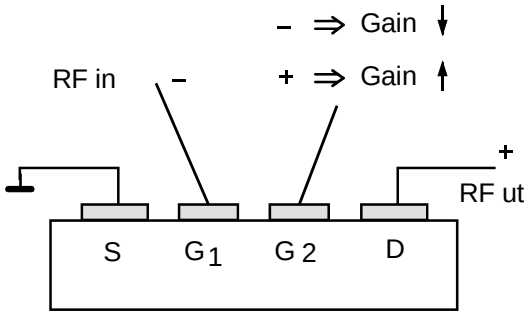
Ett sätt att ytterligare öka effekten är att sammankoppla fler transistorer i samma kåpa. Den sammanlagda gatebredden kan därigenom bli mycket stor, flera mm. Det för emellertid med sig att inimpedansen blir extremt låg, ca 0,25 Ω. Den blir alltså svår att anpassa till 50 Ω över stora bandbredder. Lämpligast är då att använda intern anpassning inuti kapseln. Man kan på så sätt uppnå över 20 W vid 6 GHz och flera watt ända upp till 18 GHz. Man kan till och med få 100 mW på 30 GHz. Vanligast är att effekten blir 0,5 - 1 W/mm gatebredd.

Kylning

För att få bättre kylning kan man använda flip-chip montering. Ett annat sätt är att göra halvledarsubstratet mycket tunt (50 μm) och sedan plätera baksidan med guld (>50 μm). Dessutom kan source anslutas till baksidan med ett antal genomplätерade hål (vias).

Dual-Gate FET

En FET-transistor kan förses med två styrelektroder efter varandra.



Varje gate kan förspännas oberoende av den andra. Vanligen lägger man RF-signalen på gaten närmast source, och styrsignalen på gaten vid drain. Genom att ha andra gaten på RF-jord så minskas återkopplingskapacitansen. Det ger högre stabilitet.

Med DC-spänningen på andra gaten kan transistorns förstärkning ändras. En negativ spänning minskar förstärkningen. En positiv spänning kommer faktiskt att öka förstärkningen. Ökningen beror på att maxhastigheten inte uppnås under första gaten. Man får större förstärkning om hastigheten inte ligger konstant på maxnivån. Fältet där är mindre än vad det skulle ha varit med bara en gate. Det beror på att största delen av spänningsfallet mellan drain och source sker under andra gaten.

Med en spänningsändring på några volt kan förstärkningen ändras ca 30 dB. Dual-Gate FET kan därför användas till automatisk förstärkningskontroll, dvs AGC-kopplingar.

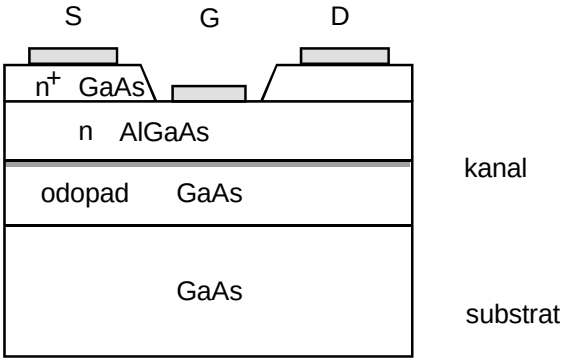
Dual-Gate FET kan också användas som mixer. Man kopplar då insignalen till ena gaten och LO-signalen till den andra. Man kan visserligen få förstärkning vid blandningen, men brusfaktorn blir fortfarande bättre med en diodmixer.

En annan användning kan vara injektionslåsning av oscillatorer.

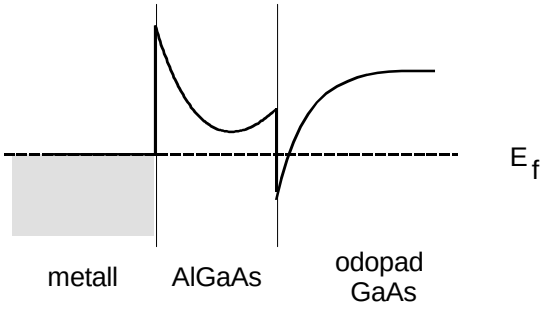
16. Hetero Junction FET

I litteraturen beskrivs den även under förkortningarna HJ FET, H-FET, MODFET, HEMT (High Elektron Mobility Transistor), TEGFET, eller SDHT

Kanalen i en MES-FET är n-dopad för att få laddningsbärare att leda ström. Elektronerna rör sig då i en kanal fylld av störatomer, som begränsar elektronernas rörelse. I en H-FET rör sig elektronerna i ett odopat material (GaAs), fritt från störatomer. De fria laddningsbärarna kommer från ett annat lager (AlGaAs). H-FET bygger alltså sin funktion på gränsskiktet mellan AlGaAs och odopad GaAs.



Mellan AlGaAs och Gate-metallen bildas en Schottky-övergång, precis som för den vanliga MESFET-transistorn.



Elektronerna kommer också att strömma över till den odopade GaAs sidan. När energibanden justerats till jämn Ferminivå, har det bildats ett dike (potential well) intill övergången. Elektronerna hålls samman i diket, eftersom det är djupare än den termiska energin. Transistorn kommer alltså att innehålla ett stort antal laddnings-bärare i ett mycket tunt skikt av det odopade GaAs lagret alldeles intill övergången till AlGaAs.

Elektronskiktet är mycket tunt (ca 100 Å). Man kan därför bortse ifrån tjockleken och säga att det finns en 2-dimensionell elektronkanal mellan source och drain.

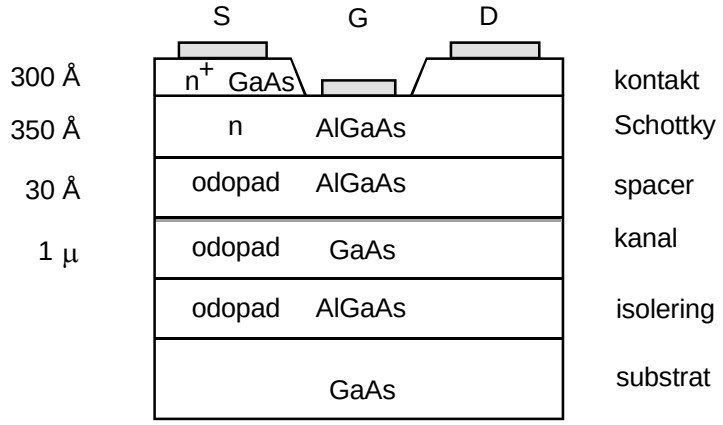
Elektronerna rör sig alltså i odopad GaAs där de inte störs av orenheter. På så sätt kan man uppnå mycket stor rörlighet för laddningsbärarna. Mättnadshastigheten för elektronerna är dubbelt så stor som för den vanliga FET-transistorn med dopad kanal. Vid låg temperatur ökar hastigheten ytterligare.

Med en positiv spänning på gate minskas avlänkningsskiktet och elektronerna kan flyta genom den 2-dimensionella kanalen. Eftersom kanalens tjocklek är noll, så är det inte den som varierar (som för vanlig FET). Det är istället antalet elektroner som moduleras.

Man kan välja om man vill ha normalt från (enhancement) eller normalt till (deplection) genom att bestämma hur djupt gate ska nersänkas mot elektronkanalen.

Spacer

För att bättre separera kanalen från det dopade lagret, kan man placera ett odopat AlGaAs skikt mellan dem. Skiktet kallas spacer. Men det måste vara mycket tunt (10-80 Å) för att inte elektrontätheten ska bli för liten i själva kanalen.



Med ytterligare ett odopat skikt av AlGaAs på andra sidan kanalen, får man en potentialbarriär som förhindrar elektronerna att gå via substratet.

Fördelar

Med en hög elektrontäthet i en tunn kanal får man en bättre styrförmåga.
En H FET får därför högre transkonduktans än en vanlig FET. Det motsvarar ett par dB högre förstärkning.

Elektronerna rör sig mycket lätt i rätt riktning i kanalen, men har begränsad rörelse i djupled. Bris kommer från elektronernas slumpmässiga rörelser. Den begränsade rörelsefriheten ger ca 0,5 dB lägre brusfaktor.

Eftersom elektronerna rör sig snabbare får man högre gränsfrekvens. Det är ju gatelängden i tid räknat som bestämmer gränsfrekvensen.

Nackdelar

Den är mer komplicerad att tillverka än en vanlig FET. Den har också sämre linjäritet. IP3 är ca 3 dB lägre i en H FET.

Prestanda

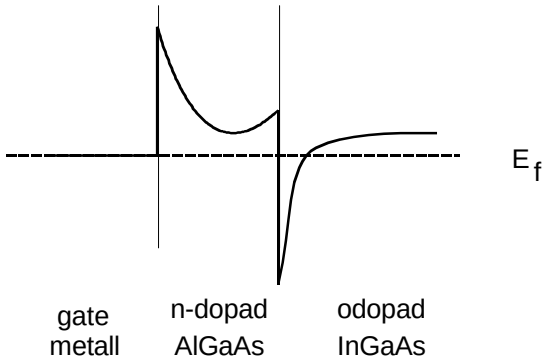
Vid 18 GHz är NF= 1,0 - 1,5 dB med G= 10 - 12 dB
Vid 40 GHz är NF= 2,0 - 2,5 dB med G= 6 - 7 dB

En 3-stegs förstärkare på 36 - 40 GHz har fått en brusfaktor mindre än 5 dB med 15 dB förstärkning.

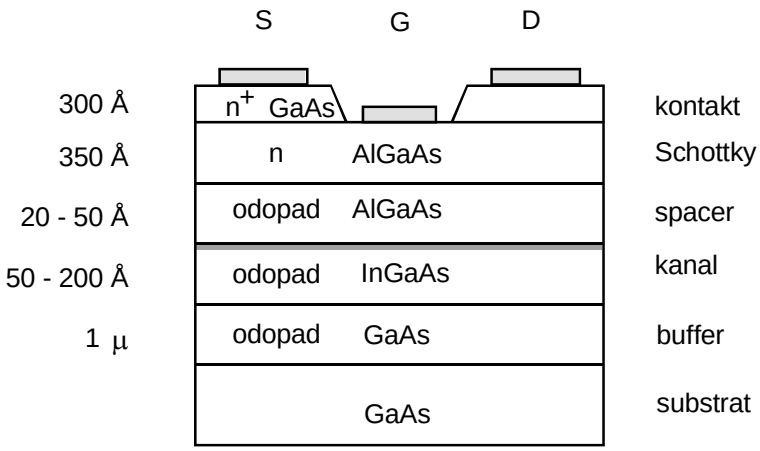
17. Pseudomorfisk H-FET

Transistorn tillverkas på ett GaAs-substrat, men kanalen tillverkas av InGaAs istället för GaAs. Kristallstrukturen i InGaAs stämmer inte med GaAs. Men om indiumhalten är låg och lagret är mycket tunt, så anpassar sig den till GaAs. Tjockleken på skiktet är vanligen 100-200 Å.

1 Å (Ångström) = 10^{-10} m 100 Å = 10 nm



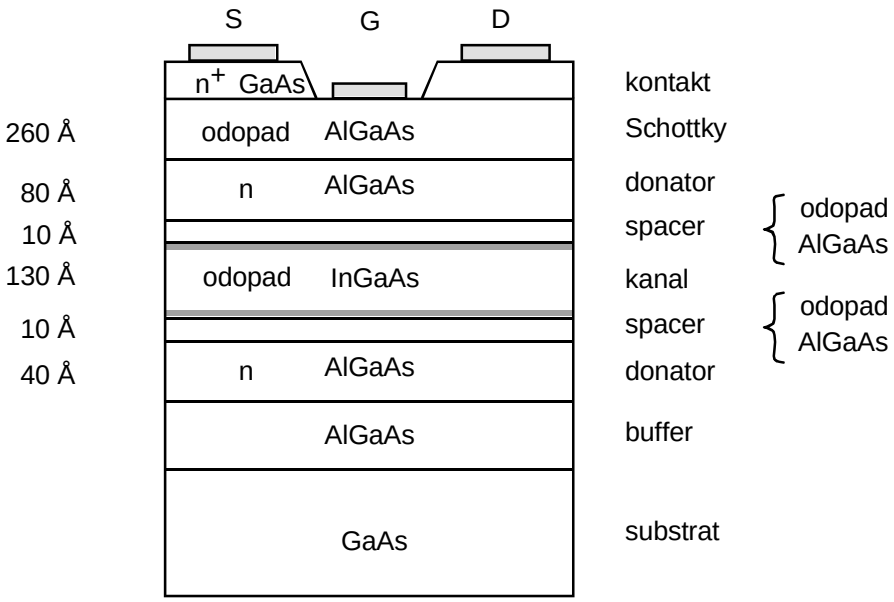
Fördelen med InGaAs är att dess bandgap är mycket mindre än för GaAs. Det ger ett djupare dike (quantum well). Elektronerna hålls därför ihop bättre i kanalen. Det ger bättre styrning, dvs högre förstärkning, och lägre brusfaktor. Dessutom är maxhastigheten för elektronerna högre. En P-FET kan därför användas högre upp i frekvens. 0,1 μm gatelängd kan ge f_T = 152 GHz och f_{max} = 250 GHz.



För att få lägsta brusfaktor ska skillnaden i bandgap vara stor. Kanalen ska alltså ha så hög indiumhalt som möjligt. Skiktet med InGaAs görs då mycket tunt (50-100 Å).

För att få högsta effekt ska det kunna gå så stor ström som möjligt. Då gör man skiktet tjockare (100-200 Å), men med lite lägre indiumhalt.

Dubbla kanaler



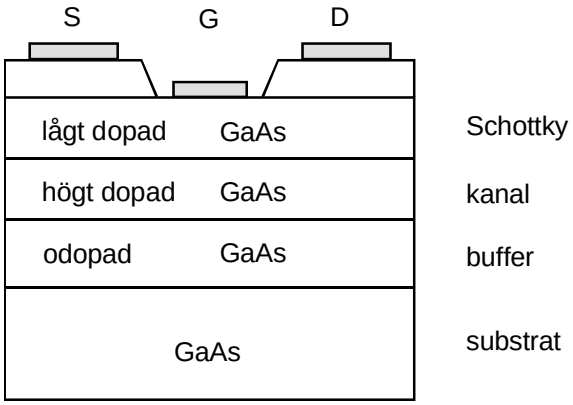
Ytterligare ett lager av AlGaAs har placerats på andra sidan om lagret med InGaAs. Elektroner kommer alltså att strömma över från två håll, så att det bildas två skikt som kan leda ström.

Med dubbla kanaler för strömmen kan transistorn leda större ström. Det ger högre uteffekt. Uteffekten kan bli flera watt på mikrovåg, ner till 100 mW på 60 GHz.

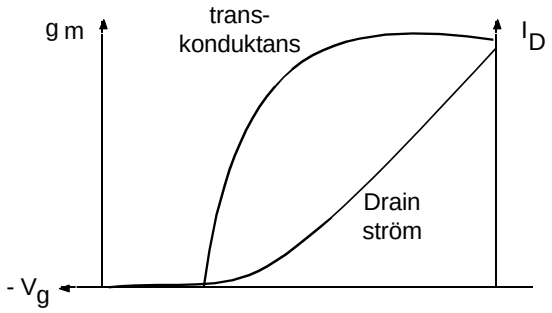
Nackdelen med dubbla kanaler är att brusfaktorn blir 0,1 - 0,2 dB sämre än med vanlig P-FET.

18. Pulsdopning

Pulsdopning är ett mycket tunt lager med kraftig dopning. Det kallas också spikdopning, planardopning och deltadopning.



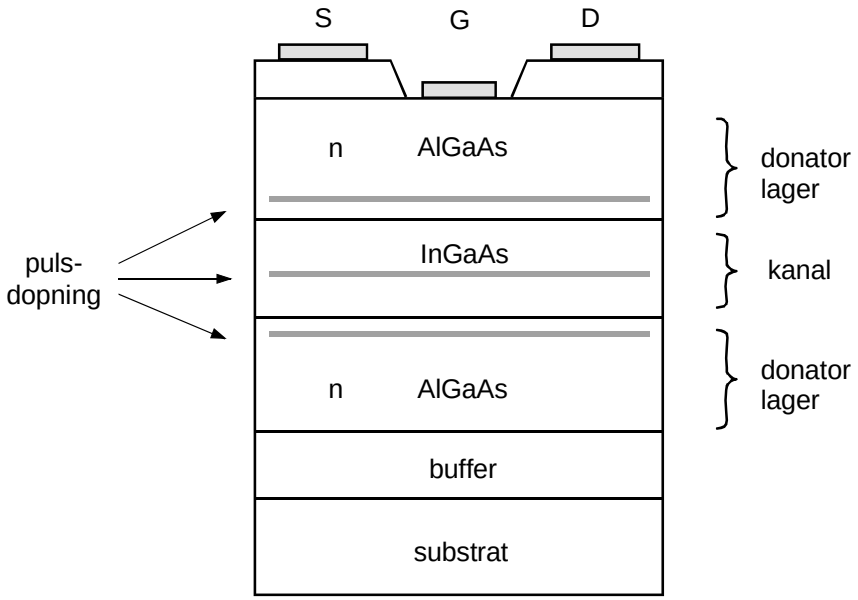
Med ett svagt dopat lager närmast gate-metallen får man en bättre Schottky-övergång. Svag dopning ger ett bredare avlänkningsskikt, dvs en lägre gate-kapacitans. Dessutom blir genombrottspänningen högre. Det kraftigt dopade skiktet fungerar som kanal för elektronerna.



Ett tunt lager med lämplig dopning kan ge hög transkonduktans även vid låg ström (klass AB). Med en konstant transkonduktans får man lägre intermodulation, dvs högre IP3.

En pulsdopad MES-FET har en tunn kanal med hög elektrontäthet. Strukturen börjar likna en H-FET. Den får också en brusfaktor som närmar sig en H-FET. Men den har en enklare struktur, som blir billigare att masstillverka.

Pulsdopad P-FET



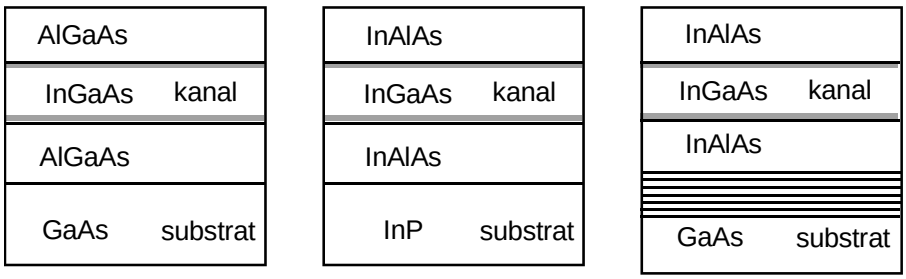
En P-FET kan pulsdopas i AlGaAs skikten, på ena eller båda sidor om kanalen (InGaAs). Det ger en stor elektrontäthet i kanalen, som resulterar i högre transkonduktans. Med högre förstärkning blir den användbar på ännu högre frekvenser.

Man kan till och med pulsdopa mitt i kanalen. Det ger ännu högre elektrontäthet. Visserligen blir hastigheten (mobiliteten) lägre, men det har visat sig att hög elektrontäthet är mycket viktigare än hög mobilitet. Man kan då nå högt upp i frekvens med hög transkonduktans och hög effekt.

Med hög elektrontäthet får man hög strömtäthet. Dessutom får man hög genombrottspänning då skiktet närmast gate har låg dopning. En pulsdopad P-FET är alltså bra som effektförstärkare på mm-våg.

Om man använder ett helt odopat skikt närmast gate, får man ett isolerande område under gate. Transistorn kallas då för MIS-FET.

19. Metamorfisk H-FET

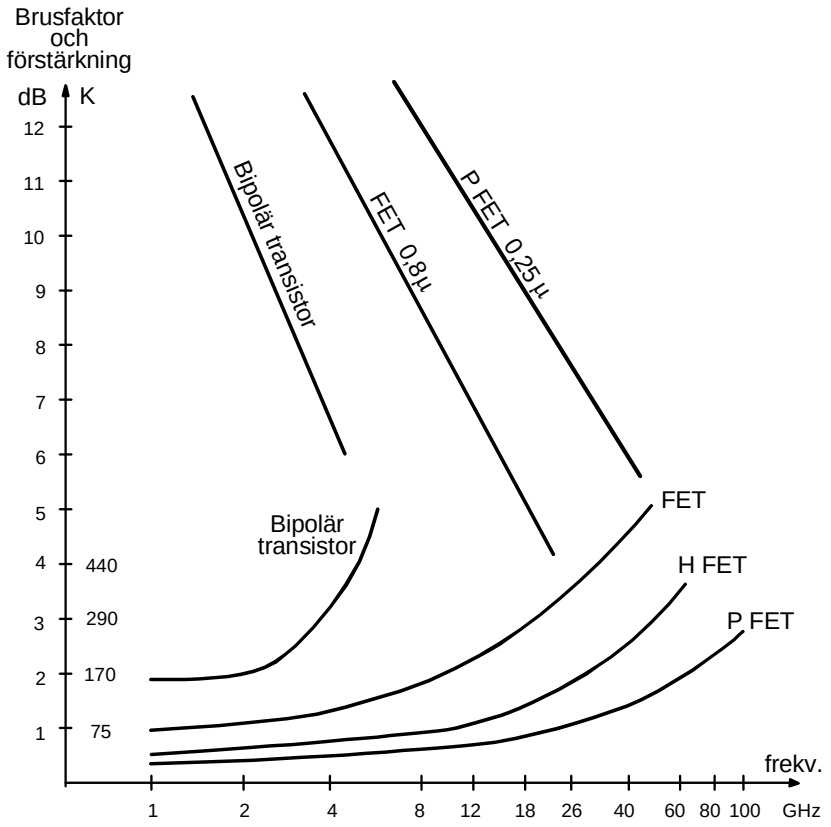


En pseudomorfisk FET använder kombinationen AlGaAs-InGaAs. Mängden indium i kanalen begränsas av att det uppstår mekanisk påkänning (strain) mellan de olika kristallstrukturerna. Om man istället konstruerar transistorn på ett substrat av indium-fosfid, så har man samma atomavstånd i både kanalen och substratet. Då kan man använda mycket större indiumhalt för att få bättre prestanda. InP-FET kan ge extremt låg brusfaktor på mm-våg. Den används också som effektförstärkare upp till 100 GHz. Tyvärr är det ganska dyrbart att konstruera transistorer på InP-substrat.

En metamorfisk FET konstrueras på ett GaAs-substrat. Den innehåller ett buffertlager med gradvis övergång mellan kristallstrukturerna. På så sätt kan man uppnå önskad indiumhalt (20 % till över 70 %) utan problem med kristalldefekter. Det metamorfiska buffertlagret begränsar också kristalldefekterna så att de endast sprids horisontellt och inte vertikalt upp till kanalen.

En M-FET får lågt brus och god linjäritet så att den kan användas som LNA på 94 GHz. Med lite lägre indiumhalt kan den ge 1,4 W på 44 GHz.

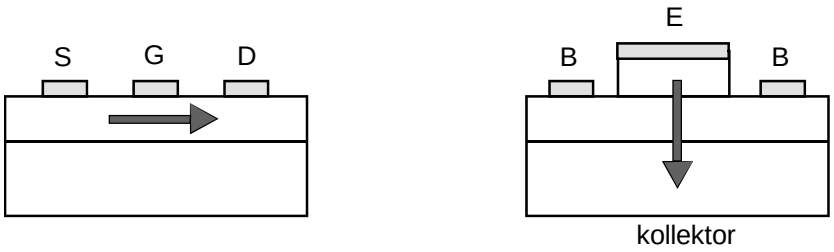
20. Sammanställning transistorer



Vid högre frekvens blir brusfaktorn högre. På mikrovåg behövs en FET för att få låg brusfaktor. P-FET har lägst brusfaktor. Minsta brusfaktorn ökar kvadratiskt med frekvensen för bipolära transistorer. I en MES-FET ökar brusfaktorn linjärt med frekvensen.

Utöver transistorns brusfaktor tillkommer förlusterna i kretskopplingen före transistorn. I en förstärkare ger dessutom efterföljande transistorer ett visst brustillskott.

Förstärkningen för en transistor avtar med närmare 6 dB per oktav.
Bipolära transistorn är användbar som förstärkare upp till ca 4 GHz.
Högst förstärkning har P-FET, som kan användas uppåt 100 GHz.



I en FET går strömmen horisontellt längs ytan. De kritiska avstånden mellan anslutningarna begränsas av den litografiska tillverkningen. De bästa transistorerna har en gatelängd som är mindre än 0,5 μm. De tillverkas då litografiskt med hjälp av en elektronstråle.

En bipolär transistor (t.ex. HBT) är vertikalt orienterad. De kritiska dimensionerna bestäms av tunna skikt. Man kan idag tillverka noggrant definierade skikt på några atomers tjocklek. Dimensionerna i horisontalled kan vara så stora som 1 - 3 μm. Det betyder att transistorn kan tillverkas med en billigare optisk litografi.

När strömmen går vertikalt blir den mindre utsatt för yteffekter. Det ger lägre 1/f brus. Bipolära transistorer (t.ex. HBT) är därför mycket lämpliga till oscillatorer med lågt fasbrus.

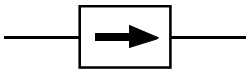
FET-transistorerna har däremot lägre brusfaktor (vitt brus) och är därför lämpliga som förstärkare.

Ferriter

1. Inledning

En betydelsefull skillnad mellan ferritkomponenter och andra passiva mikrovågskomponenter är att ferritkomponenterna kan göras icke-reciproka, dvs de uppträder olika beroende på från vilket håll transmissionen sker. De vanligaste icke-reciproka ferritkomponenterna är isolatorn och cirkulatorn.

Isolator

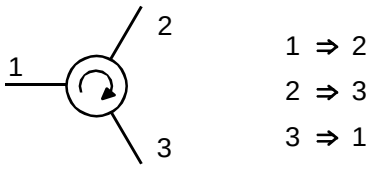


En isolator är en tvåport som ger transmission med låga förluster åt ena hållet, men har hög dämpning för den effekt som går åt andra hållet.

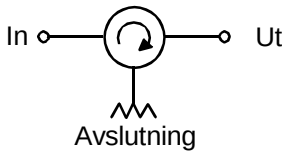
Isolatorn kan användas till att stabilisera och skydda oscillatorer. Reflektionen från en missanpassad belastning kan påverka oscillatorns frekvens och fas. Den kan också användas till att skydda effektförstärkare. En stor reflekterad effekt kan förstöra eller åtminstone reducera livslängden för slutsteget.

Backdämpningen i en isolator kommer att reducera effekten som reflekteras tillbaks till generatorn. Signalkällan kommer alltså att känna en bättre och jämnare anpassning. Naturligtvis kan man göra det med en dämpsats också, men det blir på bekostnad av mindre effekt till belastningen.

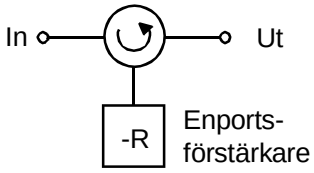
Cirkulator



En cirkulator har tre eller fler portar. Om effekt kopplas in i en port, kommer den ut i porten intill, i en viss bestämd rotationsriktning. Övriga portar är isolerade med hög dämpning.

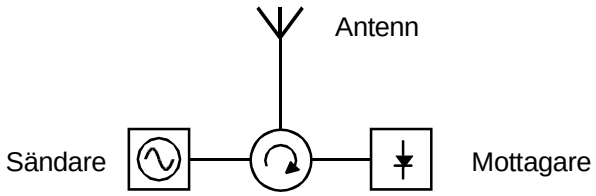


Om man kopplar en reflektionsfri avslutning till ena porten så får man en isolator. Skillnaden jämfört med andra isolatorer är att man får effektutvecklingen från backsignalen i en yttre avslutning. Den kan alltså göras effekttåligare. Avslutningen ska vara väl anpassad eftersom det är dess reflektion som direkt ger isolationen.



Om man har en enportskomponent, t.ex. en reflektionsförstärkare, kan man skilja på in och utgång med en cirkulator.

SM - omkopplare



Då gemensam antenn används till både sändare och mottagare, kan signalkopplingen ske med en cirkulator. Isolationen mellan sändare och mottagare är dock begränsad av antennens anpassning.

Fas-skiftare

Ferriter kan också användas till att vrida signalens fas. Både reciproka och icke-reciproka fasskiftare kan tillverkas. Variabla fasskiftare kan användas då man vill fasstyra antenner, dvs ändra antennens riktning elektriskt istället för att mekaniskt vrida den.

Ferrit-switch

Genom att ändra det statiska magnetfältets riktning, kan riktningen för den icke-reciproka komponenten ändras. Man kan på så sätt ändra fasen i en fasskiftare. Man kan också ändra riktningen i en cirkulator.

YIG-filter

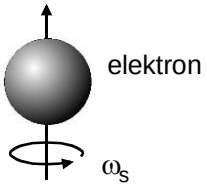
YIG-filtret består av en liten ferritkula som kan avstämmas över ett mycket stort frekvensområde.

2. Teori

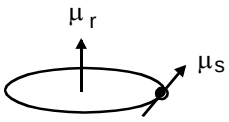
Atomernas magnetiska moment

Atomen består av en kärna av olika komplexitet, omgiven av snurrande elektroner i olika skal. Elektronen är laddad (negativ) och roterar runt kärnan som i en strömslinga. Den kommer därför att alstra ett magnetfält. Den roterande elektronens magnetiska moment betecknas med μ_r

Elektronen roterar också runt sin egen axel. Det elektronspinnet ger upphov till ett magnetiskt moment μ_s beroende på hur snabbt den roterar.



Spinnmomentet är helt beroende av rotationsmomentet. Elektronens totala moment är vektorsumman av dessa två moment.



Atomkärnan är ju också laddad och roterar runt sin axel. Den ger därför upphov till ett magnetiskt moment μ_n

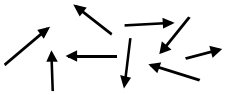
Olika magnetiska material

Elektronernas rotation runt atomkärnan är parvis motriktade. Magnetiska momentet från kärnan är mycket svagt. Det dominerande magnetiska momentet kommer från elektronspinnet. När atomerna kombineras till ett fast material kommer atomerna att påverka varandras magnetmoment. Olika magnetiska material klassificeras efter hur elektronspinnens magnetiska moment riktar in sig.

Dia-magnetiska

I dessa material är det lika många elektronspinn åt ena hållet som åt andra hållet. Det dominerande magnetiska momentet kommer från kärnan. $\mu < 1$
Ex. koppar, zink, silver, guld, vatten

Para-magnetiska

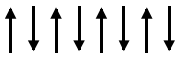


Elektronspinnens moment är slumpmässigt riktade åt olika håll så att nettobeloppet blir noll. $\mu > 1$ Ex. Aluminium, palladium, platina

Ferro-magnetiska

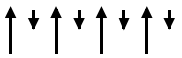
Här är atomkrafterna sådana att elektronspinnmomenten riktas åt samma håll. Det gäller alla atomerna inom ett område (domain). $\mu >> 1$ Ex. Järn, kobolt, nickel

Antiferro-magneriska



Samma som ferromagnetiska men närliggande atomer riktas åt motsatta håll. Nettobeloppet blir noll. Ex. Krom, mangan

Ferri-magnetiska



Liksom för antiferro-magnetiska material är dipolerna motriktade varandra, men storleken på momenten är olika, så att man får ett netto dipolmoment.
$\mu >> 1$ Ex. Samtliga ferriter

Ferritkristaller

Ferriter är en viktig materialtyp som uppvisar ferrimagnetism. Den består av järnoxider med en tillsats av några andra ämnen

Beroende på den kristallstruktur den uppträder i klassificeras ferriterna i tre olika typer: Spineller, Garnets och Hexagonala ferriter

De vanligaste ferriterna har en kristallstruktur av spinelltyp. De består av järnoxid och någon annan metalloxid.

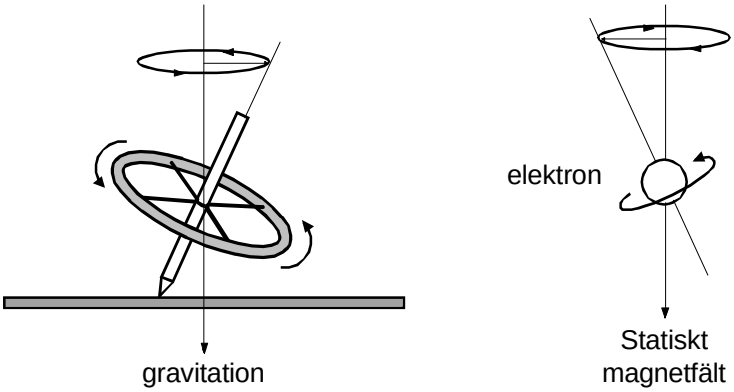
Garnet innehåller dessutom någon av de så kallade sällsynta jordartsmetallerna. Vanligast är yttrium-järn-garnet (YIG).

I hexagonala ferriter finns en inbyggd tendens att räta upp elementar-magneterna i en viss riktning. Med hjälp av detta inre anisotropiska fält, kan det yttre magnetiserande fältet minskas i motsvarande grad. Nackdelen är dess temperaturkänslighet. Högt anisotropiskt fält och hög mättnadsmagnetisering gör de hexagonala ferriterna speciellt intressanta på mm-våg.

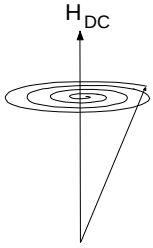
Ferriternas kristallstruktur är sådan att samtliga elektroner är fast bundna till atomerna. Samtliga valenselektroner åtgår till den kemiska bindningen. Finns det inga fria elektroner så betyder det att resistansen är mycket hög. Ferriter är alltså goda isolatorer.

Gyromagnetisk resonans

Elektronens spinn, som ger det verksamma magnetiska momentet i ferriterna, kan liknas med en leksakssnurra eller gyroskop. Gyrosnurran står stabilt upprätt, men om man petar den åt sidan så kommer den att precessera, dvs vrida sig runt den lodräta gravitationskraften.



Om elektronens magnetfält och ett yttre kontinuerligt (DC-) magnetfält är riktade åt något olika håll, kommer elektronen att precessera runt DC-magnetfältet. Beroende på dämpningen i materialet, kommer precessionen att så småningom avta. Elektronspinnets magnetvektor kommer således att spiralformigt rikta in sig efter det pålagda DC-magnetfältet.



Dämpningen representerar överföring av energi från de precesserande elektronerna till gittret, där den går upp i friktionsvärme.

Rotationsfrekvensen på precessionen ω_o är direkt proportionell mot magnetfältets storlek inne i ferriten.

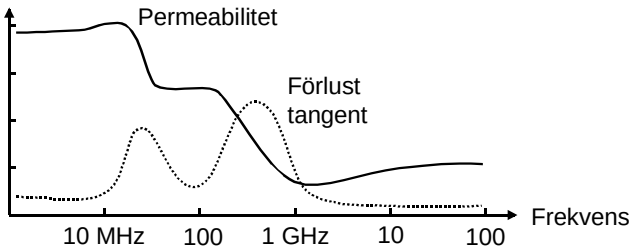
$$\omega_o = \gamma \cdot H_i$$

γ är det gyromagnetiska förhållandet, och är en konstant beroende på materialets sammansättning. YIG har till exempel γ = 2,8 MHz/oe (Oe=Örstet)

Elektromagnetisk våg i ferrit

Till skillnad från andra magnetiska material är ferriter goda isolatorer med små förluster. Dielektrisitetskonstanten är omkring 10 - 17 och den dielektriska förlusttangenten är jämförbar med andra keramiska material. Det gör att en elektromagnetisk våg kan fortplantas genom ferriten utan nämnvärd dämpning.

Vi kan placera en omagnetiserad ferritbit i en koaxialledning och mäta den dynamiska permeabiliteten och den magnetiska förlusttangenten, som en funktion av frekvensen (små signalstyrkor).



Figuren visar att permeabiliteten, som är mycket hög vid låga frekvenser, minskar med ökad frekvens ovanför 10 MHz, så att den är omkring 1 på mikrovågsfrekvenser. Lutningen karakteriseras vanligen av två diskreta dispersionsband. Dessa band är lättare att se om man betraktar förlust-tangenten.

Lågt-fält förlust

Dispersionen vid den lägre frekvensen beror på den relativt stora trögheten i domänväggsförskjutningen.

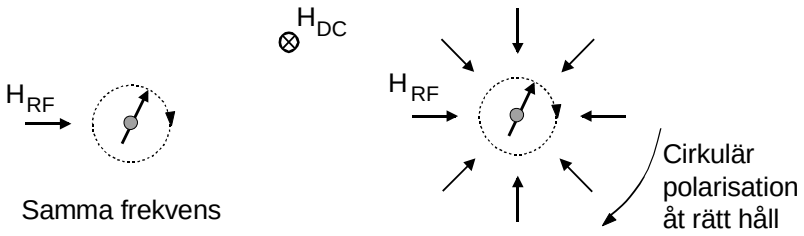
Om ett DC-magnetfält pålagts så att domänerna har slagit om till samma preferensriktning, kan magnetiseringen endast ändras genom vridning av elektronspinnen. Alltså kommer denna förlusttopp att minska vid ökat DC-magnetfält. Denna förlust brukar kallas låg-fält förlust (low-field losses)

Resonansförlust

Absorptionsbandet vid de högre frekvenserna beror på att resonans inträffar mellan HF-fältet och elektronspinnen. Elektronerna har ju en naturlig fri precession med en viss frekvens. När HF-fältet har samma frekvens sker gyromagnetisk resonans med en stor energiöverföring som följd.

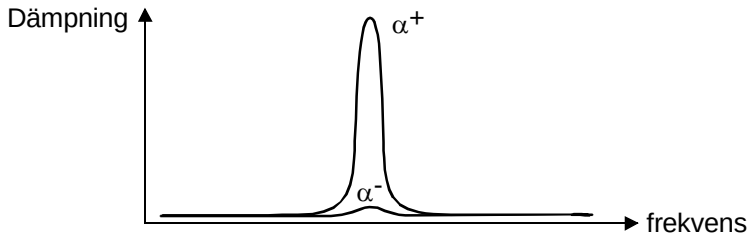
Elektromagnetisk våg i ferrit med kraftigt DC-magnetfält

När en ferrit förspänns med ett kraftigt statiskt magnetfält, kommer samtliga elektronspinn att räta upp sig. Deras magnetiska moment blir då riktade åt samma håll som DC-magnetfältet. Ett RF-fält som är vinkelrät mot det statiska magnetfältet kommer att påverka elektronsnurrorna så att de börjar precessera igen, på samma sätt som leksakssnurran som står i ett statiskt gravitationsfält precesserar då den petas vinkelrätt åt sidan. Effekt överförs från RF-fältet till precessionsrörelsen, som sedan överförs till kristallen i form av värme.

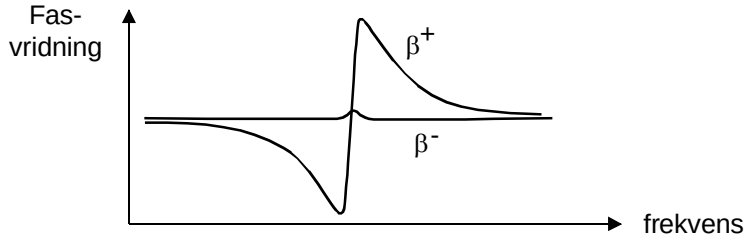


Om RF-signalen har samma frekvens som precessionsrörelsen, kommer den att peta till snurran varje gång den passerar. Är frekvensen inte den rätta kommer den i otakt och motverkar precessionen. Om frekvensen avviker, högre eller lägre, så blir det alltså inte längre maximal absorption. Ferriten har en frekvensselektion som ett filter. Man behöver alltså peta till snurran vid det rätta tillfället. Men man behöver inte vänta till nästa varv, det går att följa efter och peta till i den kritiska punkten hela varvet runt. RF-fältet ska alltså snurra runt, dvs vara cirkulärpolariserat.

Om RF-fältet är cirkulär polariserat i samma riktning som precessionsrörelsen och med samma frekvens, så kommer maximal effekt att överföras till precessionen.



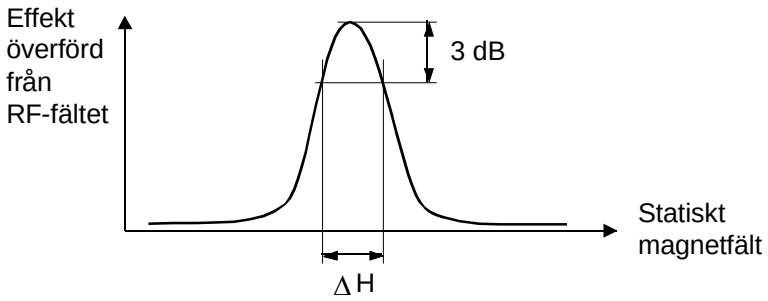
Om RF-fältet är cirkulärpolariserat åt andra hållet (kurvan α^-), roterar den åt motsatt håll i förhållande till den naturliga precessionen. Det betyder att ingen koppling sker, dvs ingen effekt absorberas.



Har vi en filterfunktion, får vi en fasvridning som för motsvarande filter, β^+. Den polarisationsriktning som inte ger resonans har i stort sett konstant fasgång, β^-

Resonanstoppen

Precessionsfrekvensen bestäms av det statiska magnetfältets styrka, H_{DC} En insignal med en viss frekvens överförs alltså till precessionen olika mycket beroende på H_{DC} , med max för en viss inställning. Man kan därför lika gärna gradera x-axeln i statiskt magnetfält istället.



Bredden på denna kurva kallas linjebredden för materialet, ΔH. Den mäts i Örstet vid 3 dB nivån. Linjebredden är starkt beroende av ytfinheten på materialet. Ju finare polerad ferriten är, desto smalare blir linjebredden. Enkristalliga YIG-sfärer har linjebredder så smala som 0,3 Örstet. Linjebredden för polykristallina ferriter kan vara från 10 till 5000 Örstet.

Under resonans

Resonansdämpningen minskar mot lägre frekvens, så att den för en viss frekvens blir lika åt båda hållen. Däremot är fasgången mycket olika för de två polarisationerna. Den skillnaden kan utnyttjas i icke-reciproka komponenter på mikrovåg. Om man går mot ännu lägre frekvens, dvs minskar DC-magnetfältet ytterligare, så börjar låg-fält förlusterna så småningom att göra sig gällande.

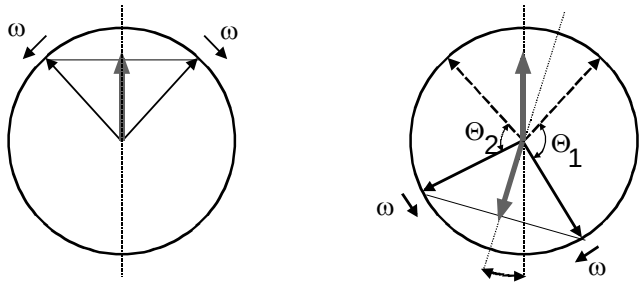
Över resonans

Långt över resonans blir dämpningarna mycket små, och faskonstanterna blir lika. Materialet blir alltså reciprokt. Strax över resonans är faskonstanterna så pass olika att dess skillnad går att utnyttja.

Observera att under resonans är β^- större än β^+ men över resonans är β^- mindre än β^+

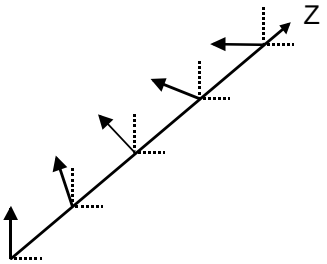
Faraday-rotation

En linjärt polariserad våg kan tänkas vara sammansatt av två cirkulärpolariserade vågor som roterar åt var sitt håll med samma hastighet.



I en ferrit som är förmagnetiserad under eller strax över resonans är faskonstanterna olika för de olika polarisationerna, β+ respektive β- Efter att ha fortplantats ett stycke i ferriten kommer vektorerna att ha vridit sig Θ_1 respektive Θ_2 . Vektorsumman, dvs. polarisationsplanet, har nu vridits

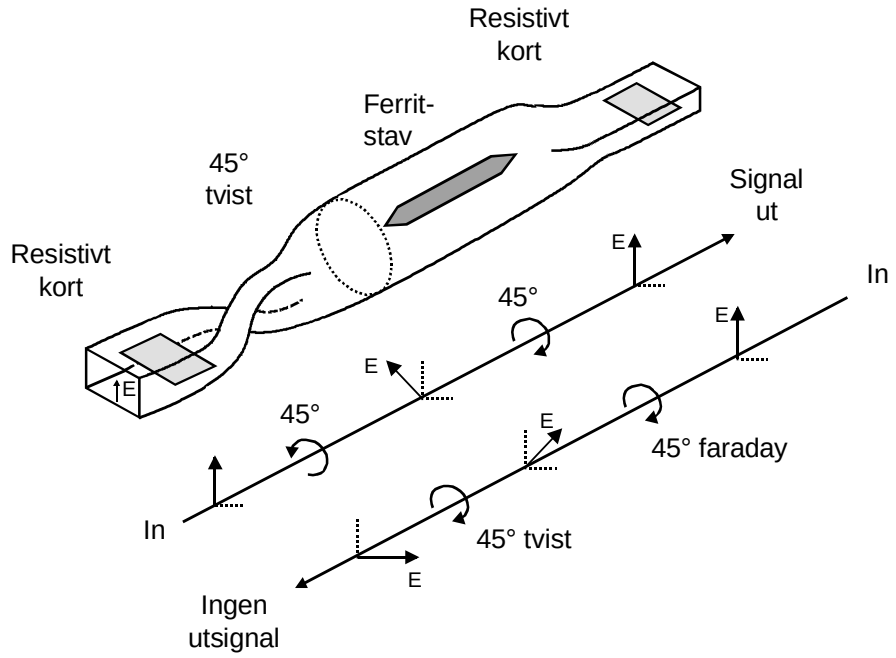
Eftersom vridningsriktningen är något som är inbyggt i ferriten, så vrids vågen åt samma håll, även om transmissionen sker åt motsatt håll (negativ z-led).



Men eftersom β^+ är större än β^- över resonans och β^- är större än β^+ under resonans, så kan vridningsriktningen ändras genom att ändra förmagnetiseringen till andra sidan av resonanstoppen.

3. Isolator

Faraday-isolatorn



En våg som går från vänster till höger i figuren, vrids först 45° moturs av vridskarven, och sedan 45° medurs i den cirkulära vågledardelen på grund av Faradayrotationen. Den kommer alltså att vara rätt orienterad för transmission i vågledaren på utgången.

En våg som går åt motsatt håll, kommer först att Faradayrotera 45° och sedan i vridskarven vridas 45° åt samma håll, dvs totalt 90°. E-fältet kommer nu att ligga parallellt med vågledarens bredsida och kan alltså inte transmitteras.

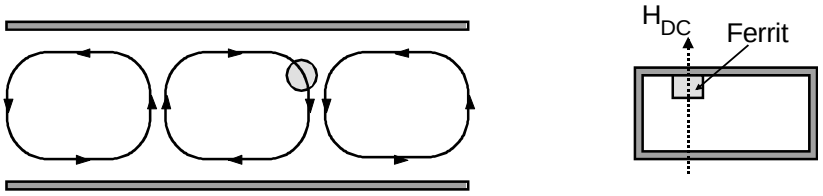
För att förhindra multipelreflektioner, som kan leda till transmission åt båda hållen, placeras två resistiva plattor på in- respektive utgången. Dämpskivorna är placerade så att ett felorienterat fält dämpas ut, men den för transmission riktiga förblir opåverkad.

Förlusterna i denna typ av isolator är mindre än 1 dB och isolationen 20 - 30 dB över en bandbredd på upp till en oktav.

Faraday-isolatorn är den isolatortyp som kräver minst förmagnetisering. Den är därför praktiskt realiserbar även på mm-våg. Det är ju så att högre frekvenser kräver starkare magnetfält.

Resonans-isolatorn

Resonans-isolatorn använder sig av att en ferrit som är förmagnetiserad till resonans ger hög dämpning för en polarisationsriktning (α^+) och mycket
låg dämpning för den motsatta (α^-).

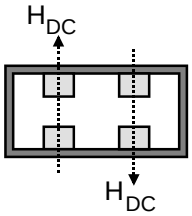


H-fältet i en rektangulär vågledares grundmod visas i figuren. Då fältbilden förflyttas genom vågledaren kommer H-vektorn i en viss punkt att rotera. På ett visst avstånd från mittlinjen blir H-vektorn cirkulärt polariserad. Rotationsriktningen blir olika för de två utbredningsriktningarna.

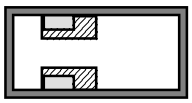
I punkten med cirkulärpolariserat fält placeras en ferritskiva, förspänd med ett vertikalt statiskt magnetfält. Signaltransport åt ena hållet ger en fältrotation som stämmer överens med de precesserande elektronerna, medan för den andra riktningen kommer H-fältet att rotera med motsatt riktning. Om mikrovågssignalens frekvens är lika med resonansfrekvensen kommer effekten att absorberas av ferriten för den utbredningsriktning som ger medrotation, medan en signal med den andra utbredningsriktningen inte dämpas.

Om det statiska magnetfältets riktning ändras, så ändras precessionens riktning. Vi får alltså en isolator med transmission åt andra hållet istället.

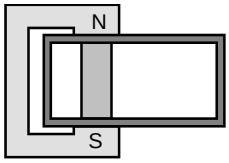
Vi kan också ändra transmissionsriktningen genom att flytta ferriten till andra sidan av vågledarens centrumlinje. Här roterar HF-fältet åt andra hållet. Om vi placerar ferritbitar på var sin sida om mittlinjen och magnetiserar dem åt var sitt håll, ger de transmission i samma riktning, och den totala isolationen ökar.



Vi kan dessutom placera ferriter båda upptill och nertill för att ytterligare öka isolationen. En resonansisolator kan alltså innehålla en till fyra ferritbitar, beroende på vilken isolation och genomgångsdämpning man önskar. Naturligtvis bestäms isolationen också av hur stor ferriten är i vågledarens längdriktning.



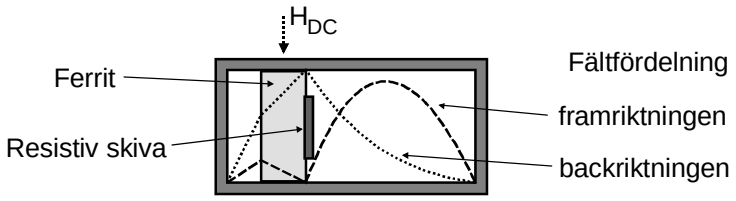
Ett dielektrika kan användas för att öka bandbredden och fram/back förhållandet.



Med en ferritskiva som täcker hela vågledarhöjden får man en sluten magnetisk krets. Den yttre magneten behöver då inte vara så stark. Med ett luftgap behövs en kraftigare magnet, men fördelen är att isolatorn då tål högre RF-effekt.

Fältförskjutnings-isolatorn

Ferriten, som har formen av en skiva, placeras i en rektangulär vågledare. Den magnetiseras nedanför resonans, och det är alltså skillnaden i fasgången (β^+ och β^-) som utnyttjas här. En analys visar att fältbilden blir olika för de två utbredningsriktningarna.



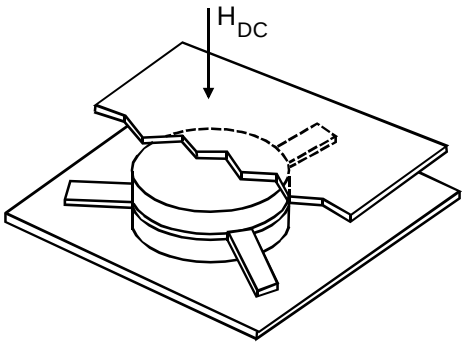
Om ferritskivan placeras i ett lämpligt läge, blir E_y-fältet vid dess ena sidoyta litet om vågen utbreder sig framriktningen, och stort om den utbreder sig i backriktningen. Om ferritskivan förses med en resistiv beläggning, blir backdämpningen hög samtidigt som man får låg framdämpning.

Denna typ av isolator har extremt låg dämpning i framriktningen, men den är tyvärr mycket smalbandig. Den har dessutom relativt dålig effekttålighet.

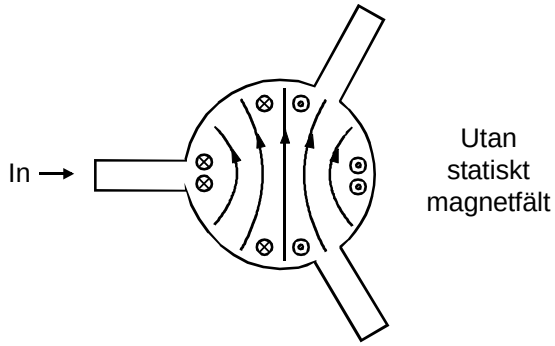
4. Cirkulator

Y-cirkulatorn

Den enklaste typen av cirkulator är den symmetriska 3-ports Y-cirkulatorn. Den kallas också för Junction-cirkulator.

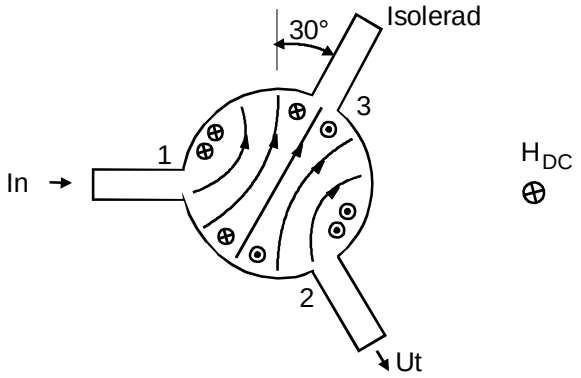


Den består av tre stycken transmissionsledningar som är symmetriskt hopkopplade. I sammankopplingspunkten finns en ferrit som är magnetiserad längs symmetriaxeln. Magnetiseringen ligger under eller över resonans. Man utnyttjar således de olika fasvridningarna för de olika polarisationsriktningarna (β^+ och β^-). Cirkulatorer för frekvenser högre än 2,5 GHz använder oftast förspänning nedanför resonans för att slippa använda så starka magneter. För frekvenser lägre än 2 GHz används främst förspänning ovanför resonans. På så sätt undviker man förlusterna som uppstår vid låga fältstyrkor. Dessutom resulterar det i cirkulator med lite mindre dimensioner.



Den runda centrumplattan är i själva verket en cylindrisk resonator. Figuren visar ståendevågmönstrets fältbild för den lägsta moden. E-fältet som representeras av kryss och punkter är vinkelrätt mot skivans plan. H-fältet, som representeras av linjerna, går längs plattan, sedan runt kanten och tillbaks på undersidan av mittledaren.

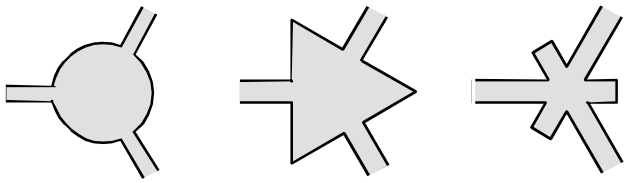
Ståendevågmönstret kan tänkas bestå av två mönster som roterar åt var sitt håll.
I centrum av plattan finns det alltså två cirkulärpolariserade fält, som roterar åt var sitt håll.



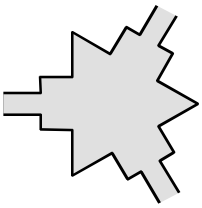
När man lägger på det statiska magnetfältet, får de två roterande fälten olika fasgång. Ståendevågfältet kommer alltså att vridas. Genom lämplig dimensionering får man 30° vridning.

Figuren visar att vid 30° fältvridning blir E-fältet (spänningen) noll vid port 3. Det finns inte heller några magnetiska fältlinjer som kan ge ström i port 3. Port 2 och port 1 har lika spänning och lika ström. I det här fallet kommer således energin att transmitteras från port 1 till port 2, och port 3 är isolerad.

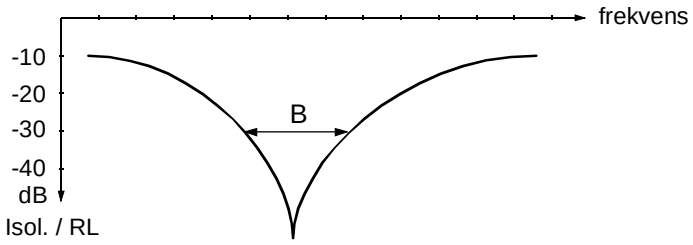
Eftersom kretsen är symmetrisk blir cirkulationen $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 1$



Resonatorn kan också göras som en trekantig skiva eller Y-koppling. Huvudsaken är att den är symmetrisk i de tre riktningarna.



På ingångarna kan det också sitta λ/4 transformatorer och stubbar. Med någon form av anpassningselement får man större bandbredd. Det är isolationen (och Return Loss) som bestämmer bandbredden, och isolationen beror på anpassningen i den isolerade porten.



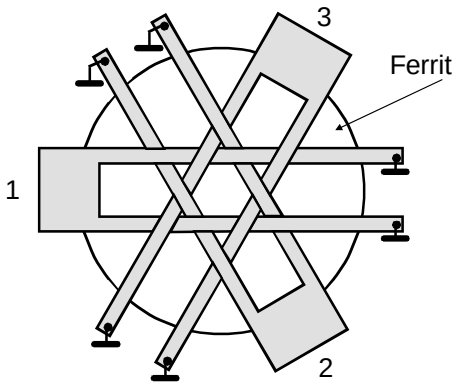
Bredbandiga cirkulatorer blir lite större och får lite högre förluster på grund av anpassningskretsarna. Den triangelformade resonatorn och Y-resonatorn kan få 25 % bandbredd vid 20 dB eller 15 % bandbredd vid 25 dB. En cirkulatorn med stor bandbredd har också den fördelen att det finns marginaler för variationer i temperatur och signalstyrka. Önskas mycket stor isolation (< -40 dB) kan flera cirkulatorer kopplas i serie.

Y-cirkulatorn kan tillverkas i både vågledare, strip-line och micro-strip. På mikrovåg har cirkulatorn i strip-line en isolation på minst 20 dB över en oktavs bandbredd. Förluster i framriktningen är bara några tiondels dB.

I micro-strip kan man göra hela laminatet av ferrit. På laminatet kan man sen tillverka andra transmissionskomponenter, förutom cirkulatorn. Det statiska magnetfältet riktas endast in på den icke-reciproka komponenten.

Diskret miniatyrcirkulator

En cirkulator använder vanligen en distribuerad resonator, t ex en rund eller trekantig skiva. Den har en diameter på en halv våglängd. På lägre frekvenser blir den alltså ganska stor. Man kan istället använda diskreta resonanskretsar.



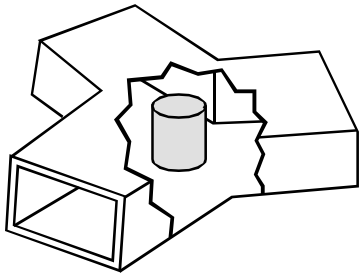
De tre spolarna består av tunna ledningar på ferritsubstratet, som är inflätade i varandra. Bortre änden är ansluten till jord. Vid tilledningen placeras en diskret kondensator, ansluten till jord. Mellan de korsande ledningarna finns också kapacitans.

Den diskreta cirkulatorn används främst inom 200 MHz – 2 GHz. Den är avsedd för låg effekt och får ganska liten bandbredd, vanligen 4 – 6 %.

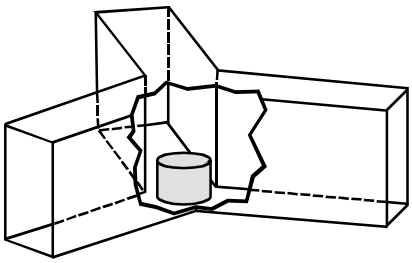
Fördelen är att den bara blir en femtedel så stor och tung jämfört med en oktavbands cirkulator med distribuerad resonator.

Y-cirkulator i vågledare

Ferritresonatorn kan placeras i en knutpunkt mellan tre vågledare. Då den är förmagnetiserad kommer den att vrida fältet till ena utgången.



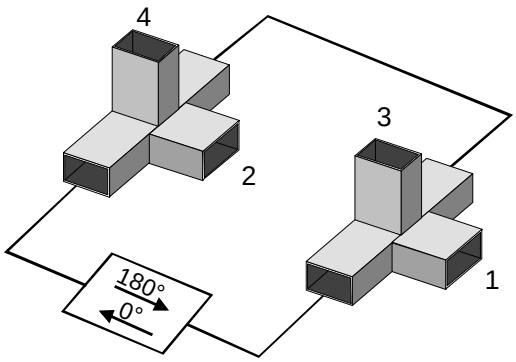
H-plan cirkulatorn ger en stor bandbredd.



E-plan cirkulatorn kan fungera över 2 - 3 GHz inom vågledarbanden
30 - 150 GHz. En platt ferritskiva monteras mot den smala väggen i vågledaren.
E-plan cirkulatorn kan också tillverkas i fin-line. En nackdel är att den kräver starkare magnetfält. Fältet måste vridas 60° jämfört med bara 30° för H-plan cirkulatorn.

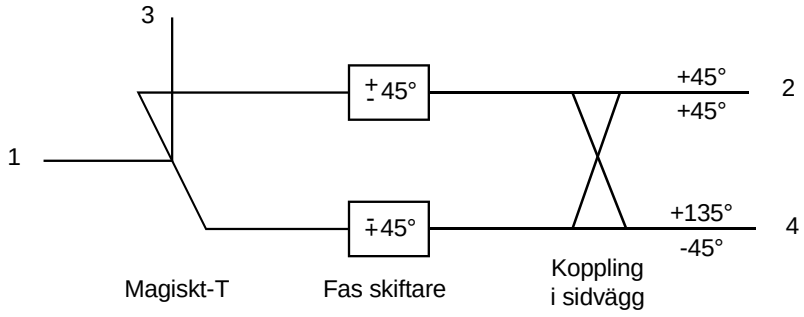
Cirkulator med fast fasskiftare

Fasskift-cirkulatorn består i princip av en effektdelare, som delar effekten i två vägar med olika fasgång. När sedan vågorna sammansätts igen är det fasförhållandena som bestämmer vilken port vågen kommer ut i. Genom att använda icke-reciproka fasvridare blir transmissionsriktningen cirkulerande.

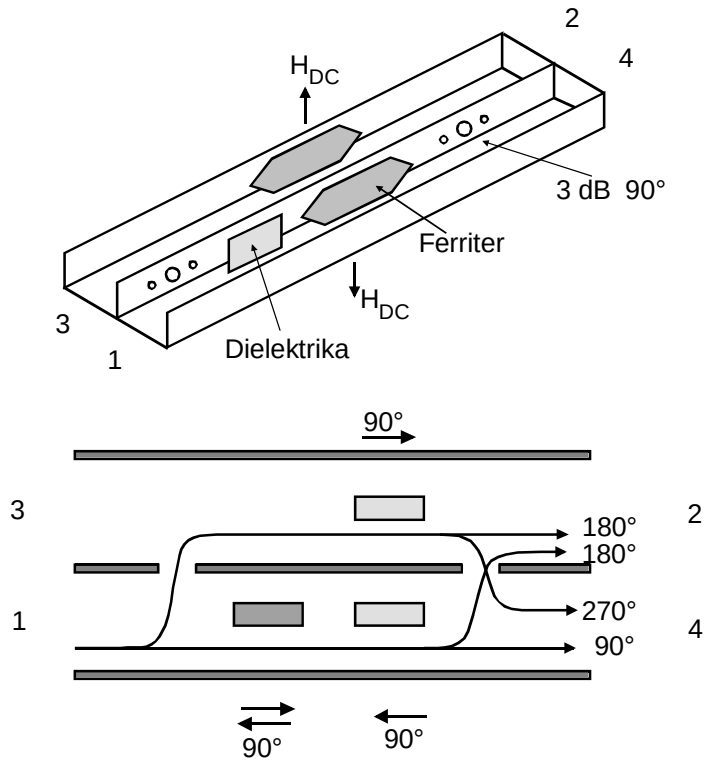


I vågledare kan en fyrport-cirkulator konstrueras av två magiska-T (eller liknande hybrider) och en gyrator. En gyrator är en komponent som ger 180° fasvridning åt ena hållet och 0° åt andra hållet. En ferrit som är magnetiserad under resonans ger en icke-reciprok fasvridning. Genom att göra den tillräckligt lång blir fasskillnaden 180°. Fasen blir emellertid inte 0° i backriktningen, så en balanserande fasvridning behövs i den andra länken.

Cirkulationsriktningen blir $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 1$



Fasskiftarna ger 90° fasskillnad mellan de två vågledarna. Kopplingen genom sidoväggen ger också 90°. Signalen från port 1 sammansätts därför i port 2.



Ferritskivorna ger 90° större fasskift åt ena hållet. Den dielektriska skivan ger 90° fasvridning åt båda hållen. Signalen som kopplar genom sidoväggen blir 90° fasvriden i förhållande till den som går rakt fram.

Signalvägarna från port 1 till port 2 ger en sammansättning i fas. En signal in i port 2 kopplas till port 3. Man får alltså cirkulationen $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 1$

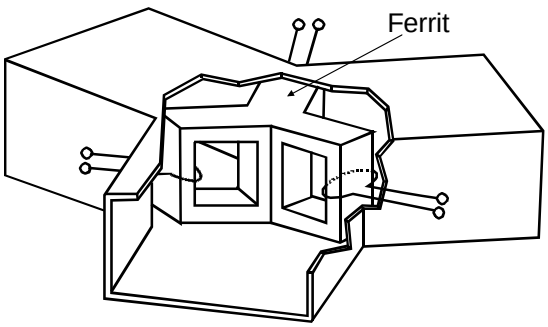
Jämförelse

Fasskift-cirkulatorn tål hög effekt, både toppeffekt och medeleffekt. Varje fasskiftare ser ju bara halva ineffekten. Dessutom lastas inte vågledaren så hårt. Magnetfältet från RF-signalen är mycket mindre än i en Y-cirkulator, som fungerar som en resonator. Fasskift-cirkulatorn tål därför ca 10 dB mer effekt än Y-cirkulatorn. Av samma anledning har fasskift-cirkulatorn också lägre IM-produkter.

Tyvärr är den smalbandigare än Y-cirkulatorn, och har något högre förluster. Med ryggvågledare kan man få en kompromiss med större bandbredd och lägre effekt.

5. Ferrit - switch

En Y-cirkulator kopplar signalen i en viss riktning, beroende på det statiska magnetfältets riktning. Genom att vända magnetfältet kopplar signalen till den andra porten istället.



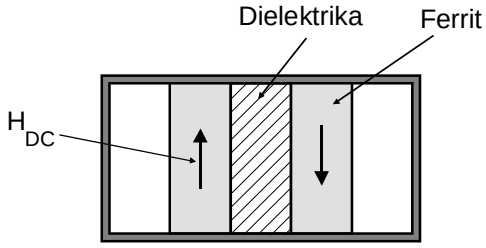
Ferriten sluts i slingor. En strömstöt i trådarna alstrar ett magnetfält. Ferriten behåller magnetiseringen på grund av hysteresen. Strömstöten kopplar cirkulatorn i ena riktning. En strömstöt i motsatt riktning vänder magnetfältet så att cirkulatorn kopplar åt andra hållet.

Jämfört med en cirkulator får switchen 10 - 20 % mindre bandbredd. Den tål också mindre medeleffekt, 7 - 10 dB lägre än motsvarande cirkulator.

På X-bandet eller högre kan den switcha på mindre än 1 μs. Det går också att switcha en fasskift-cirkulator. Den har normalt en switchtid på 10 - 20 μs.

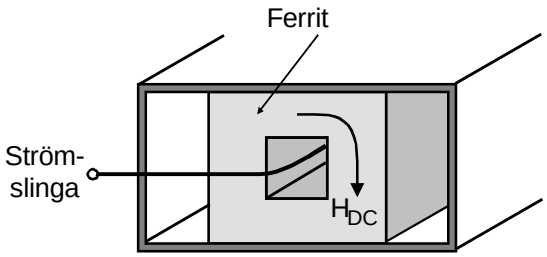
6. Fasskiftare

Genom att förspänna ferriten vid sidan om resonans, får man olika fasgång för olika cirkulärpolariserade riktningar. I en vågledare kan man då få en icke-reciprok fasskiftare.



En ferritskiva placeras i en vågledare, lite åt sidan där magnetfältet är cirkulärt polariserat. Det ger en stor fasvridning för ena utbredningsriktningen. En ferritskiva kan också placeras på andra sidan om mittlinjen. Där roterar fältet åt andra hållet. Men genom att vända det statiska magnetfältet får man samma funktion även där.

Fasvridningen beror på den statiska förmagnetiseringen, samt längden på ferrit-skivorna. Med en elektromagnet kan man variera fasskiftet.



Genom att sluta magnetfältet behåller ferriten sin magnetism. Med en strömtråd genom ferritkärnan kan man magnetisera den åt ena eller andra hållet. På så sätt kan man switcha fasskiftet till och från (latching).

7. YIG - filter

Ett YIG-filter är ett bandpassfilter som är elektroniskt avstämbart. Bandbredden är 20 - 60 MHz och avstämningsområdet kan vara så stort som 1 - 18 GHz. YIG är en förkortning av Yttrium-Iron-Garnet.

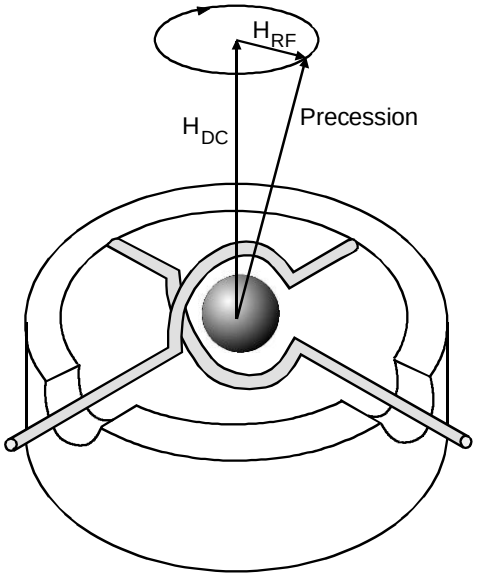
YIG-filter används ofta som förselektionsfilter i mikrovågsmottagare och spektrumanalysatorer.

De används också som avstämningselement i oscillatorer, t.ex. svepgeneratorer och LO (lokaloscillator) i mottagare.

Med ett YIG-filter och detektor får man en avstämbar rak mottagare. På så sätt kan man övervaka mikrovågsspektrat på ett enkelt sätt.

Funktion

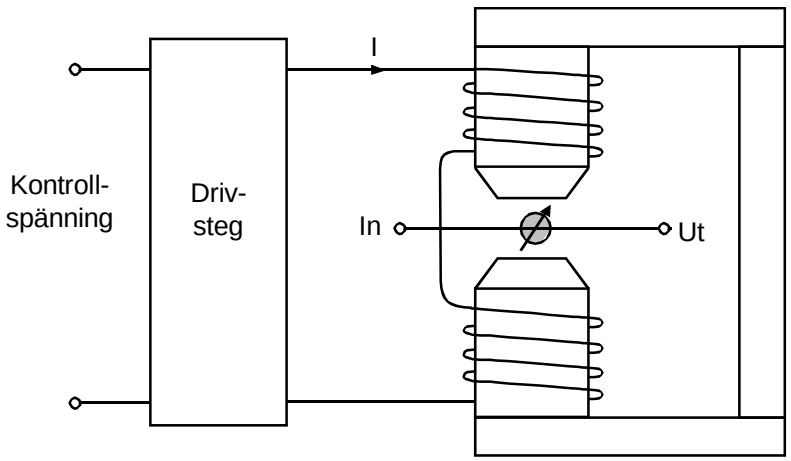
Ferritsfärer gjorda av enkristalliga yttrium-järn blandningar ger gyromagnetisk resonans på mikrovåg.



Elektronsnurrorna riktas upp av det statiska magnetfältet H_{DC}. En RF-signal i slingan runt YIG-kristallen ger ett magnetfält H_{RF} som är vinkelrätt mot det statiska.

Elektronerna kommer då att precessera som en gyrosnurra runt det statiska magnetfältet. Elektronerna som precesserar runt kommer att ge upphov till en ström i den andra slingan. Signalen har alltså kopplats över via ferriten till utgången. En förutsättning är att signalens frekvens stämmer överens med precessionsfrekvensen. En signal på annan frekvens kopplar inte till ferriten, och således inte till utgången. Kopplingsslingorna ligger vinkelrätt mot varandra för att förhindra koppling av signaler utanför resonansfrekvensen.

Frekvensen på precessionen beror i sin tur på det statiska magnetiska fältet H_{DC} Magnetfältet får man från en elektromagnet. Man kan alltså avstämma YIG-filtrets resonansfrekvens med en ström. Normalt har man ett drivsteg till filtret som omvandlar en variabel spännings till en variabel strömstyrka. Resultatet är alltså ett spänningsstyrt bandpass filter.



Q-värde, bandbredd

YIG-ferriten placeras i ett homogent magnetfält. Den ges en sfärisk form för att det inre fältet också ska bli homogent. Det gör att alla magnetiska dipolerna precesserar på samma frekvens. Genom att polera YIG sfärerna till högsta ytfinhet kan man få ett mycket högt Q-värde, ett obelastat Q-värde uppåt 10 000. YIG resonatorn är ganska svagt kopplad till ledningen. Det belastade Q-värdet är därför också stort, över 1000. Ett högt Q-värde betyder att bandbredden är liten, vanligen 20 - 60 MHz. När magnetiseringen ökas, dvs resonans frekvensen ökar, så kommer också Q-värdet att öka. Däremot blir bandbredden ganska konstant över avstämningsområdet. Bandbredden varierar bara några MHz då filtret avstäms över en oktav.

Bandbredden kan ökas något genom att öka kopplingen, dvs minska avståndet mellan slinga och resonator. Men bandbredden begränsas av att det bildas oönskade moder på grund av olinjärt fält i YIG-resonatorn. En större slinga betyder att större YIG-sfär kan användas. Det ger också något större bandbredd. Med litiumdopad YIG kan man få bandbredder på l00 - 200 MHz.

Frekvensområde

Den övre gränsfrekvensen bestäms huvudsakligen av storleken på YIG-kristallen. Den bör vara mindre än 1/20 våglängd. I en för stor kristall bildas oönskade moder. Resonatorn är vanligen 1 - 2 mm i diameter. Det går att göra YIG-filter upp till 100 GHz.

Den undre gränsfrekvensen bestäms av det minsta magnetiska fält som behövs för att rikta upp de inre magnetiska dipolerna. Hos rena YIG-kristaller inträffar det vid 1,8 GHz.

Genom att substituera järn med ett omagnetiskt material, t.ex. gallium, får man ett material med lägre mättnadsmagnetisering. Förlusterna ökar något med ökande substituering, med försämrat Q-värde som följd.

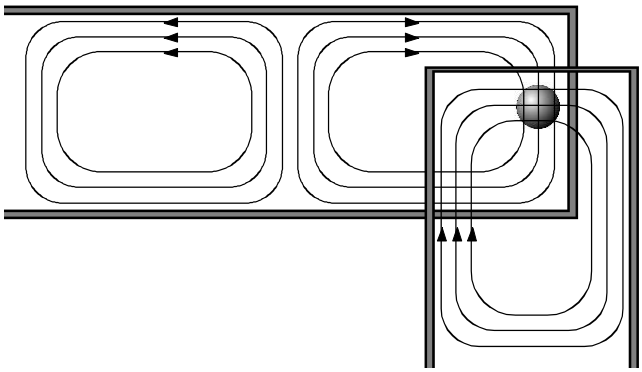
För att få stort Q-värde på de lägre frekvenserna, måste YIG-resonatorn göras större. Ett annat sätt att sänka gränsfrekvensen är att gå över till en axiellt magnetiserad disk istället för sfär. Det går att göra användbara Ga YIG långt ner i RF-området (250 MHz).

Det totala avstämningsområdet för ett YIG-filter kan vara så stort som 1 - 20 GHz, om man kan acceptera en liten bandbredd (10 MHz) och höga förluster (8-10 dB).

mm-våg

För högre frekvenser krävs starkare statiskt magnetfält. På mm-våg krävs en extremt kraftig magnet. Med en hexagonal ferrit, som har ett starkt inre anisotropiskt fält, kan man klara sig med en svagare magnet. Man kan då använda samma magnetiska struktur som man har till de lägre frekvenserna.

Ett annat problem på mm-våg är att kopplingsslingorna behöver vara så extremt små. Istället kan man koppla till magnetfältet i en vågledare.



Ferritkulorna placeras över en öppning mellan två vågledare. Öppningarna placeras intill vågledarnas kortslutna ändar, där det magnetiska RF-fältet är starkt. De två vågledarna är orienterade i 90° vinkel. Utan ferrit kan då inte vågledarna koppla till varandra, isolationen är större än 30 dB. Vågledarna har reducerad höjd för att minska luftgapet mellan elektromagnetens poler.

Magnetiskt avstämbara förselektionsfilter används upp till 75 GHz.

Temperaturberoende

Ferriter har en inbyggd tendens att rikta upp sina elektronsnurror i vissa speciella riktningar. Detta anisotropiska fält adderas direkt till det pålagda statiska magnetfältet. Men det anisotropiska fältet är starkt temperaturberoende. Det betyder också att resonansfrekvensen är temperaturberoende. Temperaturkoefficienten kan vara positiv eller negativ beroende på hur kristallgittret är orienterat. Genom att vrida sfären kan man hitta ett plan där temperaturkoefficienten är noll. Men vinkelinställningen är ganska kritisk.

Järnkärnan i elektromagneten till det statiska magnetfältet har en viss längd-utvidgning beroende på temperaturen. Storleken på luftgapet kommer alltså att variera, och magnetfältet är omvänt proportionellt mot luftgapet. Frekvensen kommer därför att variera med temperaturen. Man får då använda en kärna som består av olika delar med olika längdutvidgning, som kompenserar varandra. Man kan också vrida in YIG-sfären så att anisotropiska fältets temperatur-koefficient blir lika stor men motriktad luftgapets frekvensvariation.

Inställningstid

För att ändra frekvensen ska man ändra strömmen i spolen. Det tar en viss tid för strömmen att ändras. Tidskonstanten bestäms av hur drivsteget är utfört. Man måste också se till att det inte bildas virvelströmmar i den magnetiska kretsen för övrigt. Dessa strömmar motverkar den önskade förändringen.

Själva YIG-sfären kan switchas på ns, men drivkretsen ger en total inställningstid på ms.

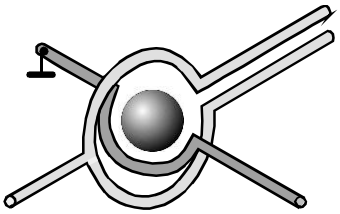
Om YIG-filtret sveps med en rampspänning, kommer tidskonstanten mellan ström och magnetfält att visa sig som en tidsförskjutning. Denna fördröjning mellan svepspänning och frekvens begränsar svephastigheten. Fördröjningen är vanligen ca 0,2 ms.

FM-spole

Med en liten luftlindad spole runt ferritkulan kan man få en mycket snabb avstämning inom ett mindre område. YIG-filtret kan användas för att bredbandigt avstämma en oscillator. Luftlindade spolen utnyttjas då för att ge FM-modulation eller till faslåsning.

När flera parallella filter används i fasjämförande system kan FM-spolen användas för att finjustera fasen. I ett bandpassfilter varierar ju fasen kraftigt inom passbandet. Genom att snedställa filtrets mittfrekvens kan man justera fasen för att kompensera systemets övriga fasfel.

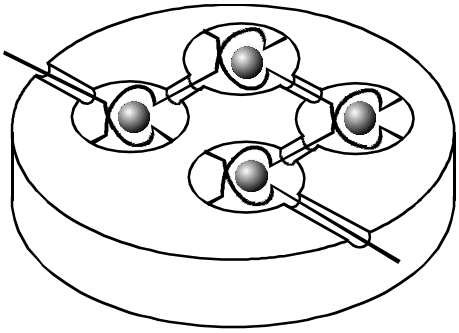
Balanserad slinga



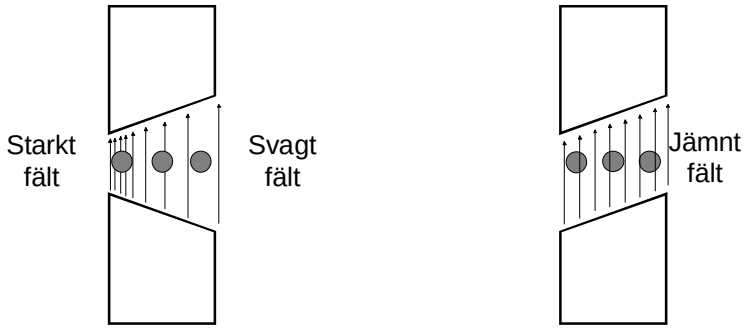
Med ytterligare en slinga på andra sidan YIG-sfären får man två utgångar som ligger 180° ur fas. Denna balanserade krets kan man använda till en mixerkoppling eller diskriminator.

Selektivitet

Utanför filtertoppen ger en resonator filterflanker på 6 dB/oktav. För att öka selektiviteten seriekopplas vanligen tre eller fyra YIG-sfärer.



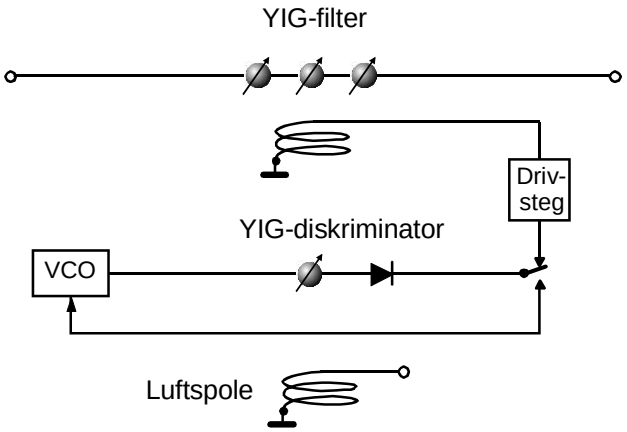
Fyra sfärer ger 24 dB/oktav. Men det gäller att samtliga resonatorer blir avstämda till samma frekvens. Magnetfältet måste alltså vara mycket jämnt fördelat över samtliga YIG-sfärer. Elektromagnetens poler i luftgapet måste ha en stor diameter i förhållande till luftgapet. Polernas ytor måste dessutom vara parallella. Det är svårt att tillverka så stora metallstycken som är tillräckligt parallella. Om de inte är parallella får de olika resonatorerna olika starkt fält. Det bildas då en resonanstopp för varje YIG-sfär.



Genom att tillverka poler med sneda ytor, kan man vrida ena polen tills de är parallella, dvs har en gemensam resonanstopp för hela filtret.

Återkopplad inställning

Ett YIG-filter får vanligen ett frekvensfel på 5 - 20 MHz. Det beror på filtrets olinjäritet, temperaturdrift, hysteres och dynamiska effekter. Dessa fel kan kompenseras med återkoppling från en frekvensdiskriminator. Felet blir då så litet som 0,5 MHz.



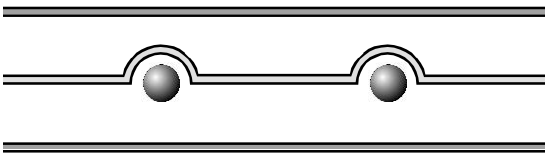
Frekvensdiskriminatorn ger en felspänning som återkopplas till YIG-filtrets elektromagnet. Filtret kommer alltså att ställas in till samma frekvens som den yttre oscillatorn. När oscillatorn sveper följer filtret efter. Filtret är alltid rätt inställt och amplitudfelen blir mycket små.

Alternativt kan man återkoppla felspänningen till oscillatorn. Det kan vara lämpligt om man har en varaktorstyrd oscillator som behöver få YIG-filtrets mycket bredbandiga linjäritet.

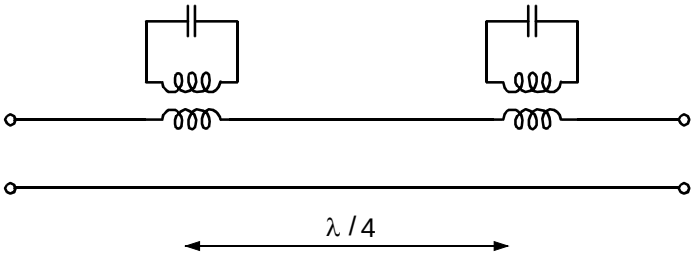
Luftspolen förskjuter frekvensen på diskriminatorn, så att YIG-filtret hamnar på MF-avstånd från oscillatorn. Den kan lätt ställas in över eller under LO-frekvensen.

Om två eller fler kanaler låses till en gemensam lokaloscillator (LO) kommer de att följas åt i frekvens. Det för också med sig att kanalerna får samma fasgång.

Notch-filter



Ett bandstoppfilter består av ett antal YIG-sfärer som är kopplade till en transmissionsledning, t.ex. strip-line eller koaxial.



En YIG-sfär är en resonanskrets som är magnetiskt kopplad till mittledaren. En parallellresonanskrets har en mycket hög impedans vid resonans, som transformeras över till ledningen. Det ger ett avbrott på ledningen för den frekvensen.

För att få bättre selektivitet används flera YIG-resonatorer. Avståndet mellan YIG-sfärerna är en kvarts våglängd för att få bästa dämpning.

Notchfiltret är elektroniskt avstämbart, men avstämningsområdet begränsas av kvartvågsledningarna till ca en oktav.

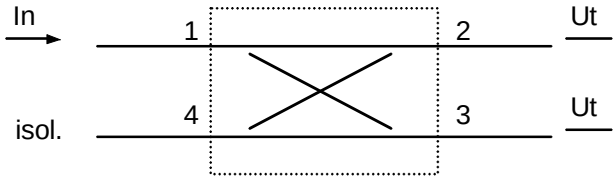
Den serieslinga som behövs för att koppla till YIG-sfären ger upphov till en induktiv diskontinuitet. Denna induktans avstäms med en kapacitans tvärs över ledningen. Transmissionsledningen får alltså formen av ett lågpassfilter. Dess gränsfrekvens ska hamna ovanför notchfiltrets avstämningsområde.

Önskar man större bandbredd på spärrområdet, ska kopplingen ökas. Det betyder större induktiv diskontinuitet.

Notchbredden är vanligen 10 - 20 MHz vid 40 dB nivån. 3 dB nivån är då i storleksordning 100 MHz. Större bandbredd, 60 - 100 MHz vid 40 dB, är möjligt. Men hårdare koppling betyder också större oönskade resonanser. Mycket smala filter (några MHz) ska däremot ha mycket lös koppling.

Hybrider

En hybrid är en sammankoppling av ett par transmissionsledningar.

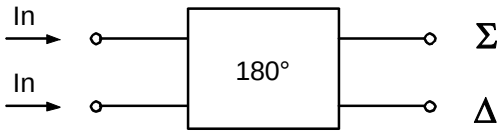


En insignal kopplas till två utgångar. Den fjärde porten är isolerad, det kommer alltså inte ut någon signal där. De två utgångarna skiljer sig i fas 90° eller 180°. De kallas därför 90° hybrid respektive 180° hybrid. Om kopplingen till den andra ledningen är svag, t.ex. 10 dB eller 20 dB så kallas den riktkopplare istället.

Om signalen kommer från andra hållet (in i port 2), kommer en del av signalen att kopplas ner till port 4 istället. Signalen kommer alltså ut i port 3 eller 4, beroende på riktningen av signalen på huvudledningen.

Hybriden tillverkas ofta i strip-line eller micro-strip. Men det är inget som hindrar att man istället använder koaxial, vågledare (Magiskt-T) eller någon annan ledningstyp.

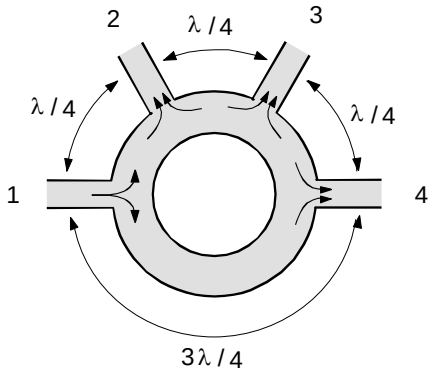
Hybriden kan användas där man behöver en bredbandig fasvridning på 90° eller 180°. Den används också då man behöver separera reflektionen från två lika komponenter, samt vid parallellkoppling av två komponenter till en balanserad krets.



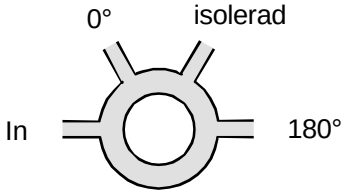
180° hybriden används dessutom då två signaler ska sammansättas i fas respektive i motfas. Den har nämligen utgångar för både summan och skillnaden av insignalerna.

Riktkopplaren används då en viss del av signalen ska tappas av för mätning. Man kan också göra tvärt om, dvs. injicera en testsignal i ett system, t.ex. en mottagare.

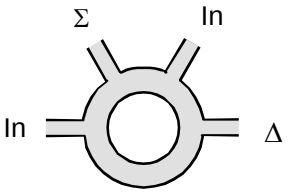
1. Rat-Race



Antag att effekt matas in i port 1. Signalen delar upp sig och går både medurs och moturs. Till port 2 går den medurs λ/4 och moturs 5λ/4 (λ+ λ/4), dvs delsignalerna ligger i fas och effekt kan tas ut här. Till port 3 går den λ/2 respektive λ, där ligger signalerna motfas. Ingen effekt kommer ut här. Till port 4 går båda delsignalerna 3 λ/4, och adderas således i fas.



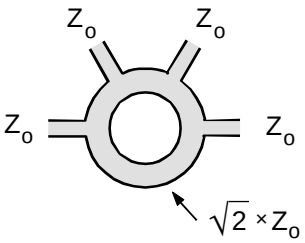
Fasskillnaden mellan port 2 och 4 är tydligen 180°, därför kallas den också 180° hybrid.



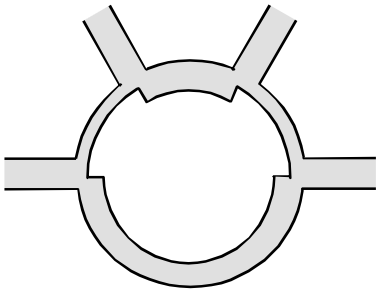
Ofta matas effekt både i port 1 och 3. Man får då summan av signalerna i port 2 (signaler i fas) och skillnaden i port 4 (signaler i motfas). Denna Σ/Δ koppling är en viktig applikation. Största nackdelen är att den är smalbandig

Effektdelning

Effekten kan delas lika eller olika beroende på de olika delarnas impedanser.



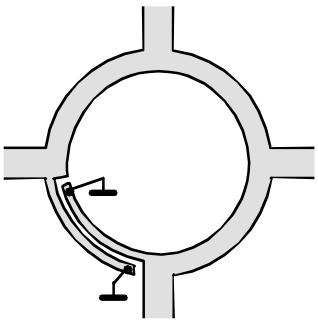
För lika effektdelning, dvs 3 dB koppling, ska ringen ha impedansen $Z_o\sqrt{2}$.
Det betyder 70,7 Ω i ett 50 Ω system.



Om effekten ska delas olika, t. ex. 6 dB koppling, ska ringens olika delar ha olika impedanser. Den största delen av signalen går den breda vägen, och en mindre del går den smala högohmiga vägen.

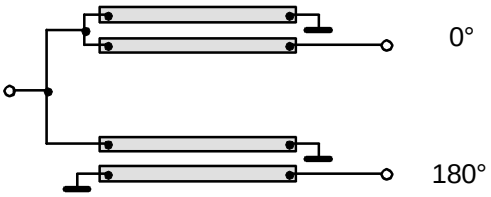
Bandbredd

Bandbredden är begränsad av den längsta ledningslängden, dvs $3\lambda/4$ segmentet.
Ju längre ledning desto större blir frekvensvariationerna. Ett realistiskt värde på bandbredden är 20 - 25 %.

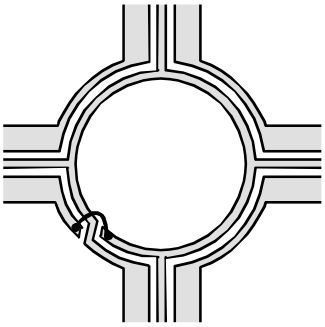


Man kan öka bandbredden genom att byta ut 3λ/4 ledningen mot λ/4 långa kopplade ledningar. Ekvivalenta kretsen är en transmissionsledning med faslängden λ/4 + 180°

Bandbredden blir cirka en oktav. Nackdelen är att kopplade ledningarna måste vara kortslutna till jord, vilket gör den svår att konstruera.



De kortslutna ledningarna i fasvändaren får ett frekvensberoende. Med en motsvarande kortsluten ledning på andra länken får man en mycket bredbandig balun med 180 skillnad. En hybrid med motsvarande arrangemang på alla fyra länkarna kan få en fasbalans på 5° inom 0,2 - 1,8 GHz.

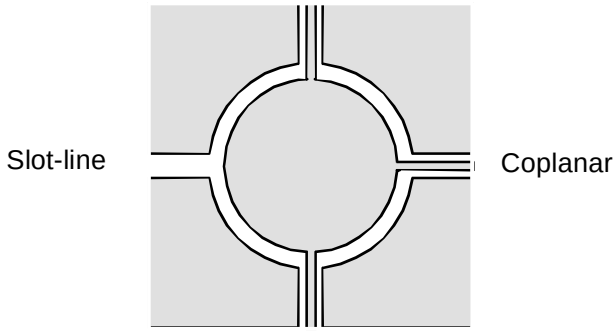


Hybriden matas med coplanar ledning. Ringen består av parallella strip-ledare, där varje sektion är en kvarts våglängd lång. Den ytterligare 180° fasvändningen får man genom att korsvända ledningarna. Över en oktav (4,5 - 9,2 GHz) har den fått balansen ± 0,25 dB respektive ± 4°

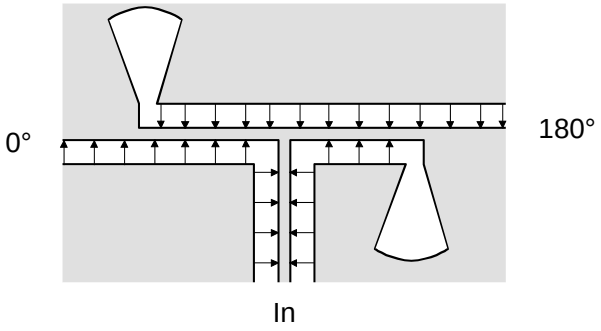
Slot-line ring

Ringen kan naturligtvis göras i slot-line. Matningen kan ske med slot-line eller micro-strip.

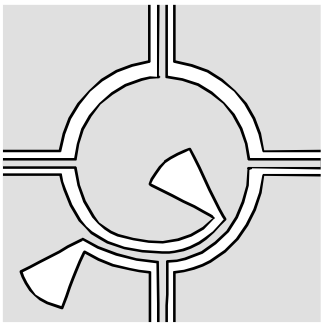
Fördelen med slot-line är att ett T-stycke ger 180° fasskillnad mellan utgångarna. Ett T-stycke som matas med coplanar ledning eller micro-strip, har utgångar som ligger i fas.



Eftersom slot-line T-stycket vänder fasen 180° räcker det med en λ/4 sektion istället för 3λ/4. Det ger en bandbredd på ca en oktav. Om samtliga portar behöver vara anslutna med stripledare, kan 180° porten ha en övergång antingen före eller efter T-stycket.

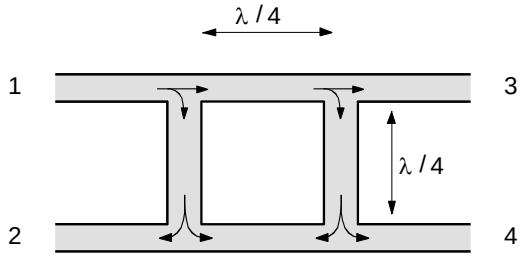


Ett coplanar T-stycke delar signalen i lika fas. Istället får man 180° fasvändning genom att övergången till slot-line sker på varsin sida om mittledaren.



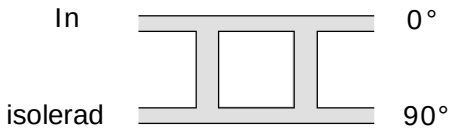
Hybriden kan alltså ha coplanar ledning på alla fyra portarna

2. Branch-line



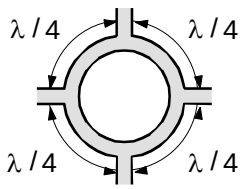
Antag att effekt matas in i port 1 och går på den övre transmissionsledningen till port 3. En viss del av effekten (beroende på impedanserna) kopplas till den undre ledningen. Signalerna som går mot port 2 kommer att ligga i motfas, eftersom signalvägarna är λ/4 respektive 3λ/4. Port 2 är således isolerad. Signalvägarna till port 4 är däremot lika (λ/2) och således i fas.

Fasförhållande



Skillnaden mellan de två utgångarna är en ledning på en kvarts våglängd, dvs 90°. Kretsen kallas därför 90° hybrid (quadrature hybrid).

Fasskillnaden på 90° gäller endast för den frekvens där ledningarna är en kvarts våglängd. Avvikelsen i fas är emellertid endast ± 5° över en bandbredd på ± 10 %.

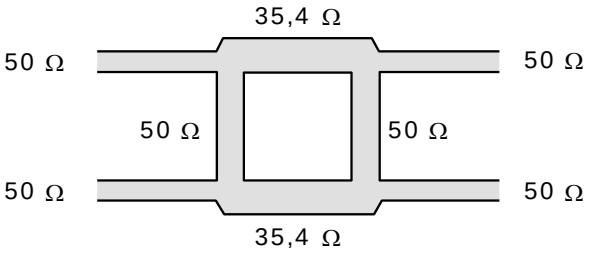


Ibland tillverkas ledningarna i form av en ring, men det är fortfarande en 90° hybrid. Den får alltså inte förväxlas med Rat-Race som är en 180° hybrid.

Koppling

Genom att välja lämpligt förhållande på impedanserna i huvudledningarna respektive tvärledningarna, kan man få valfri delning av effekten. Ju högre impedans shuntledningarna har desto mindre effekt kopplas över till den andra ledningen.

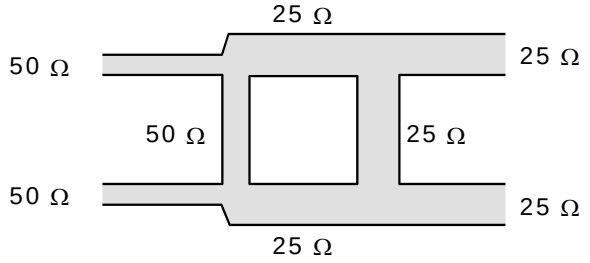
Branch-line kopplaren är mycket lämplig för koppling mellan 3 - 8 dB. Svagare koppling är svårt att åstadkomma i strip-line på grund av att shuntledningen då ska ha så hög impedans. Högre impedans betyder ju smalare strip, och det finns en praktisk gräns för hur smal den kan göras.



En 3 dB kopplare har shuntledningar på 50 Ω och serieledningar på $50/\sqrt{2}$ det vill säga 35 Ω, då in- och utimpedanserna ska vara 50 Ω. Utsignalerna varierar starkt med impedanserna. Det är inte alls lika kritiskt med ledningslängderna.

Både koppling och VSWR är ganska jämna över 20 % bandbredd. Isolation och direktivitet är däremot endast höga (20 dB) över 10 % bandbredd.

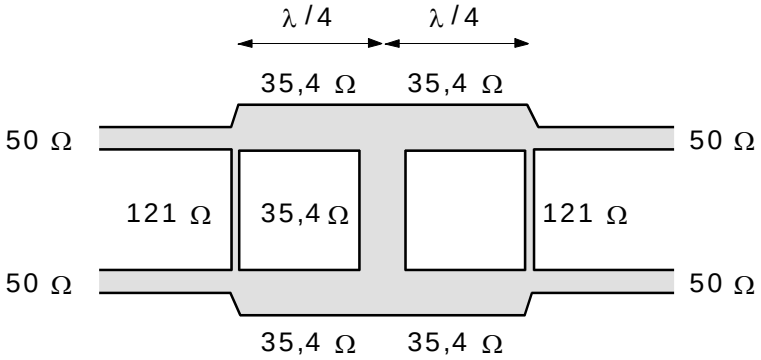
Transformation av impedansen



Eftersom kopplaren bygger sin funktion på kvartvågsledningar kan man samtidigt utnyttja den till impedanstransformation. I en balanserad transistorkoppling kan man kombinera de två funktionerna, så att förstärkaren blir mindre och får lägre förluster. Särskilt effekttransistorer brukar vara ganska lågohmiga (5-50 Ω).

Kopplare med fler sektioner

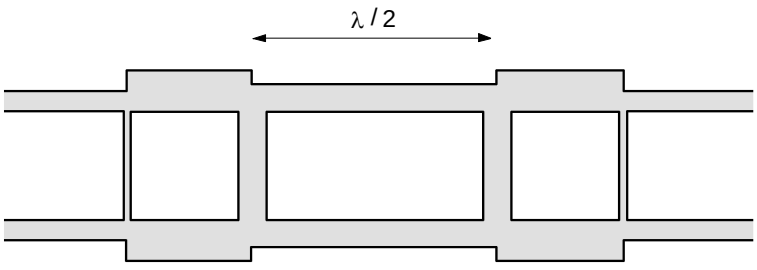
Branch-line kopplarens största nackdel är dess smala bandbredd. Det går emellertid att öka bandbredden genom att koppla via fler sektioner. Den kraftigaste kopplingen (lägsta impedansen) är då i mitten. Sen får varje shuntledning stegvis allt högre impedans, lika på båda sidor.



Med en kopplare i micro-strip är det svårt att åstadkomma mer än 3 sektioner. De yttersta branscherna får för hög impedans. Impedansen för micro-strip ligger i praktiken mellan 20 och 150 Ω. Det finns flera olika sätt att dimensionera impedanserna, men det enligt figuren ger den största bandbredden.

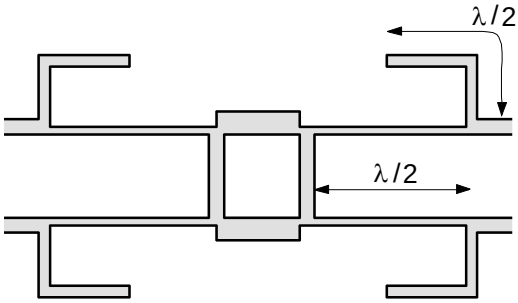
Tre-sektioners kopplare har VSWR 1,12 isolation 25 dB och kopplingsvariation 0,5 dB över bandbredden 25 %. Den kan också användas över 35-40 %, beroende på vilka krav man ställer på den.

Dubbel mittledare

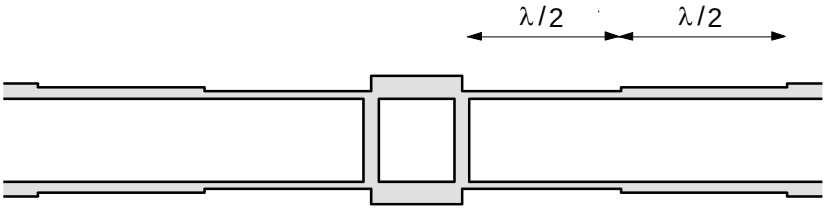


Den breda (lågohmiga) ledaren i mitten kan delas upp i två smalare (högohmiga) ledningar som är parallellkopplade. Ledningarna separeras sen med en halv våglängd. Det ger bättre prestanda över stora bandbredder.

Större bandbredd



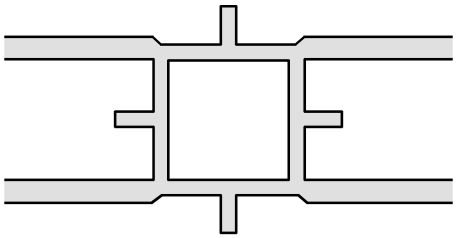
Bandbredden kan ökas med hjälp av λ/2 ledningar. Ledningarna kopplas i serie med ingångarna, och ska ha en impedans högre än 50 Ω. Man kan öka på bandbredden ytterligare med ännu en λ/2 ledning i serie, eller en öppen λ/2 ledning shuntande.



En branch-line kopplare med två tvärledningar kan på så sätt öka bandbredden från 10 % till över 40 %.

Extremt breda ledningar

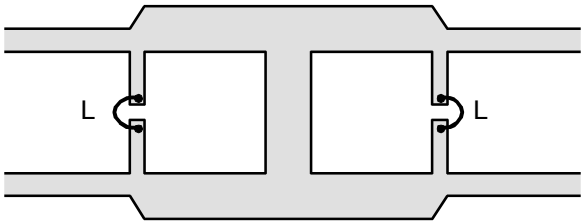
Branch-line kopplare med flera sektioner, eller med samtidig transformering av impedansen, resulterar i mycket breda ledningar. De kan då leda högre moder, speciellt då frekvensen samtidigt är hög.



De breda ledningarna kan bytas ut mot smalare (högohmigare) ledningar om man samtidigt kopplar in en öppen stubbe som kapacitiv reaktans. Sektionen dimensioneras som en impedansinverterare. Över 10 % bandbredd får den en balans på 0,3 dB och anpassning och isolation på 20 dB. Genom att justera längden på två av stubbarna kan man trimma de fel i balansen som uppstår vid tillverkningen. Justerar man alla fyra stubbarnas längd kan man trimma centerfrekvensen 10 %.

Extremt smala ledningar

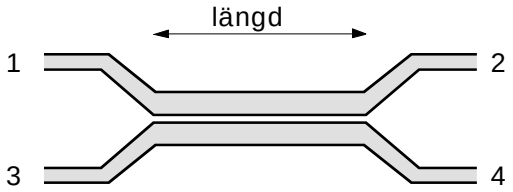
En branch-line kopplare med tre tvärledningar behöver 120 Ω impedans på de yttre ledningarna. Det är på gränsen till hur smala ledningar som man kan etsa i praktiken.



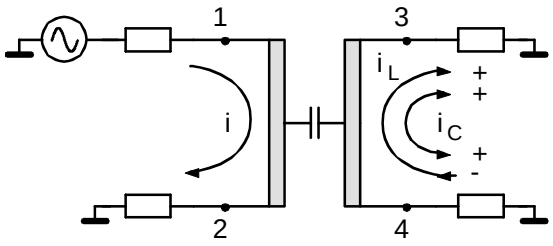
De smala ledningarna kan istället bytas ut mot bredare ledningar om man samtidigt kopplar in en diskret induktans. Sektionen dimensioneras som en admittans-inverterare. Induktansen är i storleksordning 1 nH. Den kan bestå av en liten kopplingstråd (bondtråd) eller en liten etsad slinga på kretskortet.

3. Backvågskopplare

Backvågskopplaren består av två stycken transmissionsledningar som ligger tätt intill varandra.



Om längden är liten i förhållande till den aktuella våglängden, kan vi se kretsen som två slingor avslutade med 50 Ω. Slingorna är kopplade till varandra både kapacitivt och induktivt.



En ström i ena slingan kommer att induktivt alstra en ström åt motsatt håll i den andra slingan.

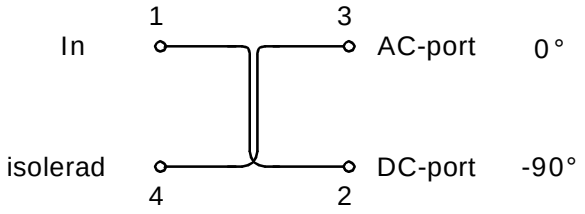
Kapacitansen mellan ledningarna har ritats som en ekvivalent kondensator. Genom denna kondensator går en ström som delar upp sig åt båda hållen.

Ledningarna dimensioneras så att den induktivt kopplade strömmen blir lika stor som den kapacitivt kopplade. I port 3 adderas strömmarna och i port 4 tar strömmarna ut varandra. Port 4 blir alltså helt isolerad och effekten delas mellan port 3 och 2.

Med avståndet mellan ledningarna kan man välja hur stor del av effekten som ska kopplas. Vanliga värden på kopplingen är 3, 6, 10, 20 och 30 dB.

Fasvridning

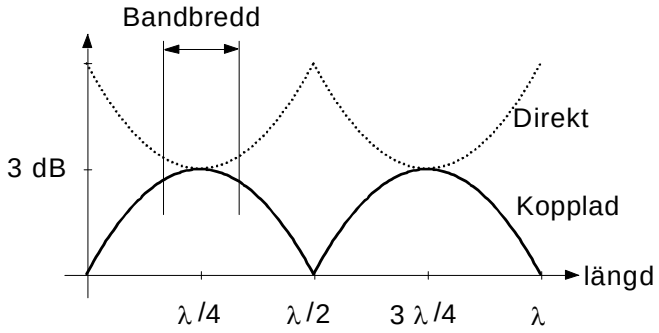
Längden på det kopplande området ska vara λ/4 för att få stark koppling och jämn amplitud. Fasskillnaden mellan utgångarna bör därför bli 90°. Modellen med kapacitiva och induktiva strömmar är mycket förenklad. En noggrannare matrisräkning med transmission och reflektion visar att de två utgångarna har en fasskillnad på 90° oberoende av frekvensen. Om effekten matas in i port 1, kommer spänningen i port 2 att ligga 90° efter spänningen i port 3. Den kallas därför 90° hybrid.



För att få utgångarna på samma sida ritas ledningarna korsande varandra.

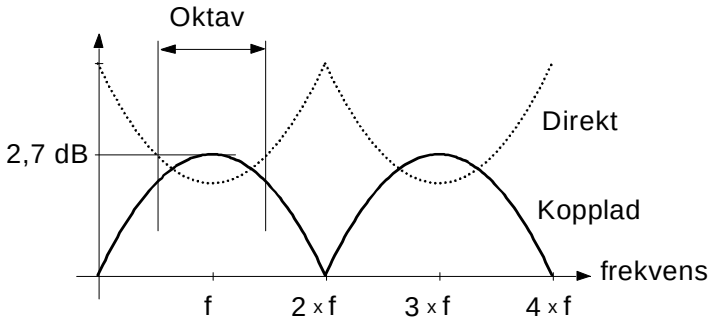
Amplitudvariation

Effektfördelningen är däremot frekvensberoende. När frekvensen ökar och längden blir en väsentlig del av en våglängd, varierar den kopplade spänningen ungefär sinusformat.



Den kopplade signalen når maximum då längden är en multipel av $\lambda/4$ och är 0 vid multipler av $\lambda/2$. Den direktgående signalen (DC-porten) minskar i samma grad som den kopplade signalen ökar. För en 3 dB hybrid blir de lika stora vid längden $\lambda/4$.

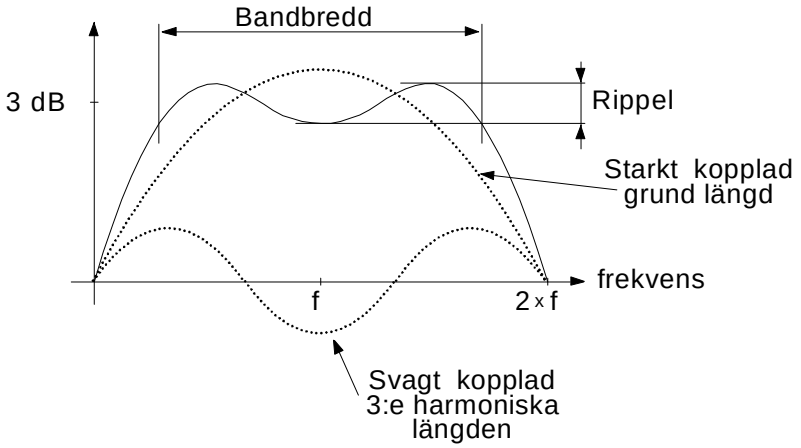
Bandbredden är det frekvensområde inom vilket kopplingen håller sina toleranser, t.ex. ± 0,5 dB. Vanligtvis görs dessa riktkopplare för en oktavs bandbredd.



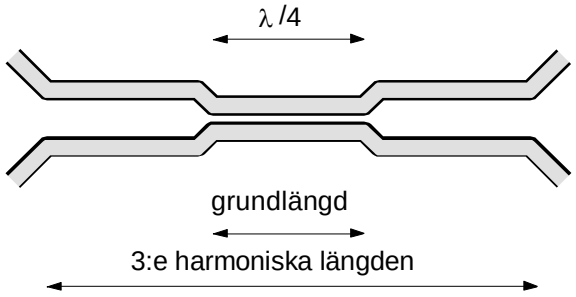
Genom att koppla lite hårdare håller man sig runt den önskade kopplingen över ett större frekvensområde. Om en 3 dB hybrid dimensioneras för 2,7 dB får den 3 dB ± 0,3 dB över en oktav.

4. Bredbandiga riktkopplare

In-line



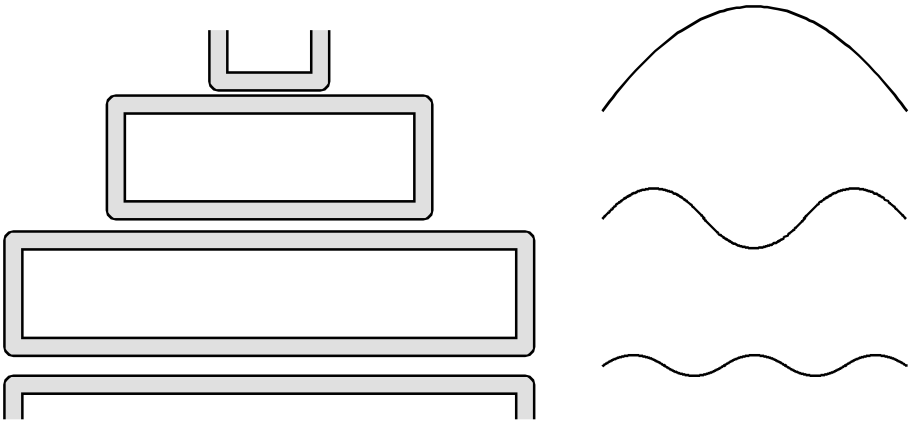
För att få jämn koppling över ett större frekvensområde än en oktav, ska kopplingen variera fyrkantformigt istället för sinusformigt. Kopplingen kan bli mer fyrkantig om man adderar ledningslängder på motsvarande sätt som vid fouriersyntes.



Mittsektionen kopplar grundlängden, den är därför hårdast kopplad. Harmoniska längderna adderas, med successivt minskande koppling, genom att lägga till λ/4 sektioner på båda sidor om mittsektionen.

Ju fler sektioner desto större blir bandbredden, men dessutom ökar förlusterna. Bredbandiga riktkopplare har därför vanligen endast 3 eller 5 sektioner.

Tandem



Man kan också använda en kedja med tandemkopplade hybrider, så att man genom fouriersyntes får en fyrkantformad koppling. Första kopplaren har stark koppling för grundlängden. Andra kopplaren, som är tre gånger så lång, har lite svagare koppling. Nästa länk är fem gånger så lång, osv.

Jämförelse mellan in-line och tandem

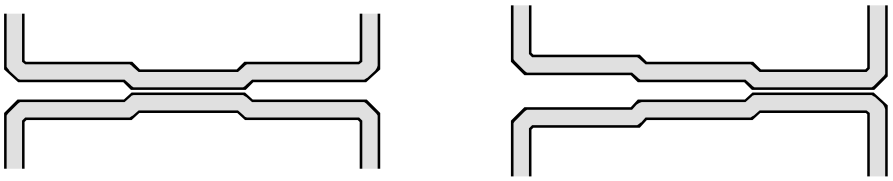
En begränsning för tandemkopplingen är att dess extrema längd ger upphov till stora kopparförluster ($R \cdot I^2$). Kopparförlusterna för in-line kopplaren är ungefär så stora som för tandemkopplarens sista längsta länk.

Det som begränsar bandbredden för in-line kopplaren är att vid ökad bandbredd krävs större impedansförhållande (normaliserade impedansen för jämna moden).

Dessutom ökar toleranserna kvadratiskt med impedansförhållandet. Det ger mycket snäva toleranser för mittsektionen. Tandemkopplaren har inte den begränsningen, utan kan göras med hur stor bandbredd som helst, om man tolererar förlusterna och dimensionerna.

Det bästa resultatet kan vara en kombination av dessa två tekniker, dvs tandemkoppling av in-line kopplare.

Osymmetrisk kopplare

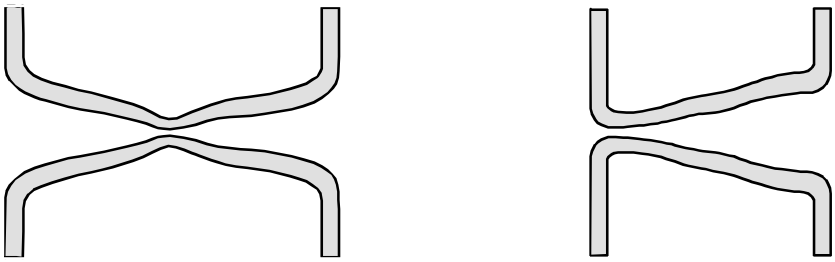


Liksom den symmetriska in-line kopplaren är den osymmetriska kopplaren uppbyggd av en serie kvartvågssektioner. Den symmetriska har sin kraftigaste koppling i mitten, samt med avtagande koppling (parvis lika sektioner) på var sin sida. Den asymmetriska har däremot sin kraftigaste koppling i ena änden, med avtagande koppling åt andra hållet.

Den osymmetriska kopplaren har tre olika starkt kopplade ledningar. Det ger den större bandbredd än den symmetriska. Man kan också säga att för en viss given bandbredd, blir den osymmetriska kopplaren mindre än den symmetriska. Eftersom ledningslängden blir mindre, blir också dämpningen mindre.

Den symmetriska kopplaren har alltid en fasskillnad på 90° mellan utgångarna. Den osymmetriska kopplaren har däremot en fasgång som beror på antalet sektioner och är frekvensberoende. Vid stort antal sektioner kommer dessutom denna fasskillnad att variera mycket kraftigt med frekvensen. Det är en begränsning då fasen är av intresse. Men om fasen inte spelar någon roll, är den lämplig som multioktav kopplare upp till 18 GHz.

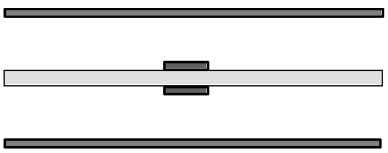
Kontinuerligt avtagande koppling



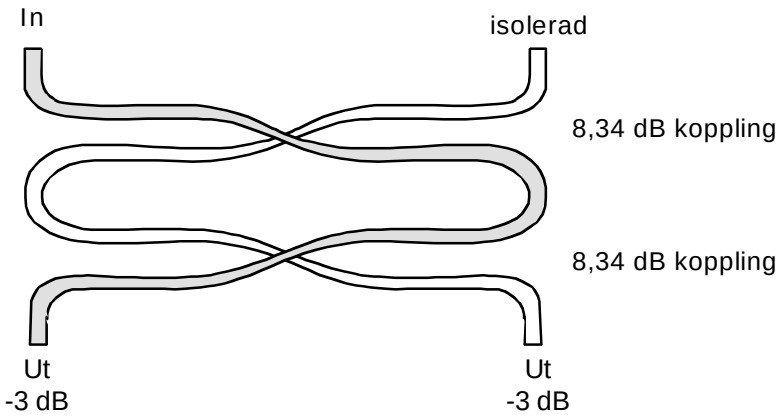
Istället för att göra kopplingen stegvis avtagande, kan man göra den mer kontinuerligt avtagande. Det ger vanligtvis bättre anpassning och direktivitet. Varje förändring i steg innebär ju en diskontinuitet som försämrar prestanda.

Nackdelen är att den är mycket besvärlig att matematiskt dimensionera. Det är nämligen så att den inte ska ha raka ledningsdelar. Ledningarnas avstånd och bredd varierar efter vissa ekvationer.

En 20 dB kopplare kan täcka hela frekvensområdet 0,5 - 26 GHz med 19 dB direktivitet och 1,5 dB förluster. Men ledningen behöver etsas med toleranser på 0,01 mm.



Kretsen behöver en mycket hård koppling i mitten. I strip-line kan ledningarna etsas på varsin sida om ett tunt laminat. Det ger en koppling med bredsidorna.



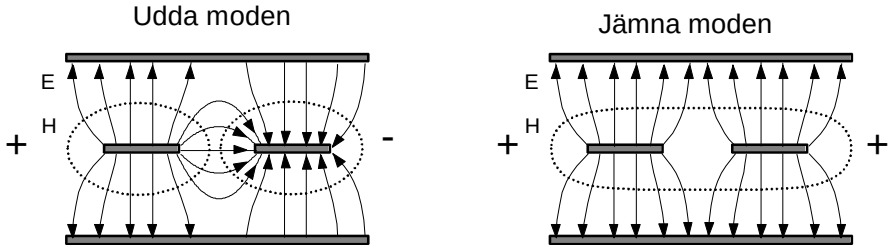
Med tandemkoppling av två kontinuerligt avtagande kopplare, får man en mycket bredbandig 3 dB hybrid (2 - 18 GHz), med jämn frekvensgång och hög isolation (20 dB). Det har till och med gjorts riktkopplare och hybrider för 2 - 40 GHz med 10 dB direktivitet.

5. Utjämning av fashastigheterna

Udda och jämna moderna

Två ledningar som ligger intill varandra kommer att koppla, både elektriskt och magnetiskt, till varandra. Det gör att ledningsekvationerna blir ganska komplicerade. För att underlätta den matematiska dimensioneringen, delar man upp fälten i udda och jämna moder.

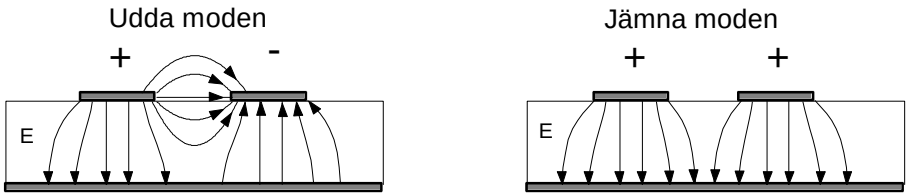
Uppdelningen i udda och jämna moden är inte enbart till för den matematiska dimensioneringen. Det ger också en bättre förståelse för funktionen, och vad man behöver göra för att förbättra hybridens prestanda.



I den udda moden ligger de två ledningarna på motsatt potential. Kopplingen sker här med det elektriska fältet.

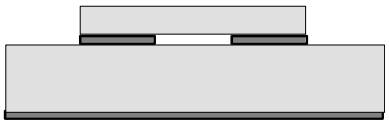
Den jämna moden har samma potential på de två ledningarna. Kopplingen sker här med det magnetiska fältet.

Figuren visar kopplade ledningar i strip-line, men det gäller även andra ledningstyper. En förutsättning är att de udda och jämna moderna har samma utbredningshastighet. Det stämmer inte riktigt för micro-strip kopplaren.



I den jämna moden går fältet till större delen i dielektrikat. I den udda moden går däremot en stor del av fältet i luften. Fashastigheterna blir olika och funktionen försämras. Det märks speciellt då kopplingen minskas, eller då dielektrisitets-konstanten ökas. Direktiviteten blir bara ca 10 dB jämfört med upp till 40 dB för strip-line.

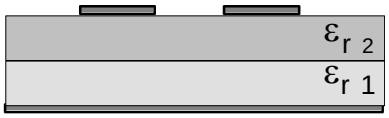
Dielektrisk skiva



I micro-strip förbättras hybridens prestanda om man sänker fashastigheten på den udda moden. Det kan man göra med ett extra dielektrika mellan ledningarna.

Den sammanlagda effektiva dielektrisitetskonstanten blir högre. För att få önskad impedans och koppling, måste ledningarnas bredd och avstånd minskas. Kretsen får alltså högre förluster och blir svårare att tillverka.

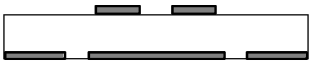
Kompensering med dubbelsubstrat



Laminatet består av två dielektriska lager. Det övre lagret har högt ε_r och det undre har lågt ε_r. Lagret med det höga ε_r ökar kapacitansen mellan ledningarna (udda moden) mer än mellan ledning och jord (jämna moden). Med lämpliga substrat kan man alltså uppnå samma fashastighet på udda och jämna moden.

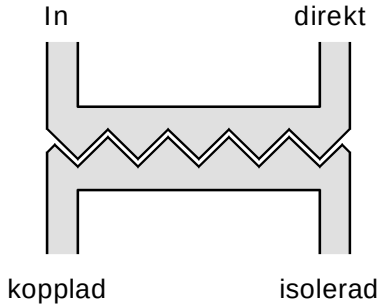
Ytterligare en fördel är att avståndet mellan ledningarna blir större med den här kombinationen, jämfört med vad det skulle bli med endast det ena eller andra lagret.

Kapacitans i jordplanet



Jordplanet under den kopplande delen har etsats så att det bildats en isolerad platta (flytande jord). Kapacitansen mellan ledning och jord består av två seriekopplade delar. Dels kapacitansen mellan ledning och flytande jorden, och dels kapacitansen i den etsade spalten till övriga jord. Genom att öka slitsens bredd kan alltså ledningens kapacitans minskas. Det för med sig att ledningens fashastighet ökar. Med lämplig slitsbredd blir jämna modens fashastighet lika stor som udda modens.

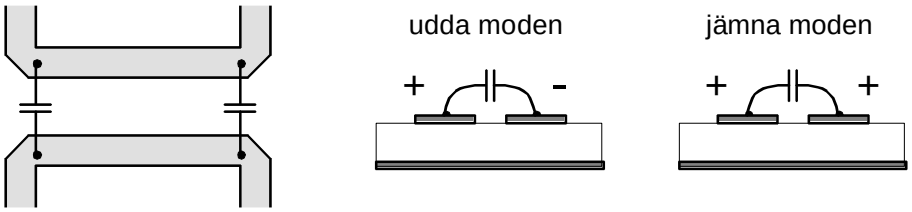
Podell-kopplare



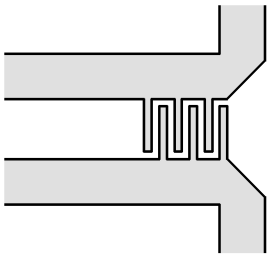
Ett annat sätt är att göra gapet mellan ledningarna sågtandformat. Udda moden, som ligger mellan ledningarna, får då längre vägsträcka. Jämna moden, mellan respektive ledning och jordplanet, går rakt fram som förut. Denna kopplare kallas ibland för Podell-kopplare.

Kapacitiv kompensering

Udda och jämna modens hastigheter kan jämnas ut genom att koppla två kondensatorer mellan ledningarna.

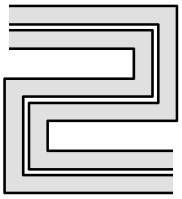


Udda moden lastas av kondensatorerna. Det ger längre effektiv ledning för den udda moden, som har högre hastighet. Jämna moden påverkas inte eftersom kondensatorerna inte är anslutna mot jord.



Kapacitanserna kan bestå av diskreta kondensatorer som är monterade på kretskortet. Alternativt kan man etsa en interdigital kondensator direkt på laminatet. Jordplanet under kondensatorn kan tas bort för att minska kapacitansen till jord.

Meanderkoppling



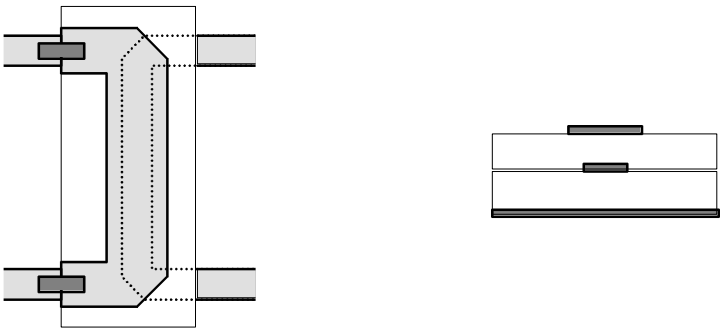
Genom att vika ihop en ledning meanderformigt tar den mindre plats. Kopplade ledningar ger ytterligare fördelen att jämna ut fashastigheterna för udda och jämna moden.

När en ledning viks tillbaks kommer de olika delarna att koppla till varandra. Transmissionen får då mindre fasvridning, dvs en ekvivalent högre fashastighet. Två kopplade ledningar kommer för jämna moden att fungera som en gemensam ledning. Den udda moden som följer slitsen påverkas inte på samma sätt av vikningen.

6. Micro-strip med 3 dB koppling

I micro-strip etsas ledningarna i samma plan. Det är alltså stripledarnas kanter som ligger mot varandra och ger koppling. Då ledningarna är långt ifrån varandra, är kopplingen liten (t.ex. -20 eller -30 dB). Kopplingen ökar då spalten mellan ledningarna görs smalare. När spalten är så smal som det är praktiskt möjligt, så är kopplingen ändå bara ca -8 dB. Om man vill få så hög koppling som -3 dB eller -6 dB så måste man öka anliggningsytorna, dvs kapacitansen.

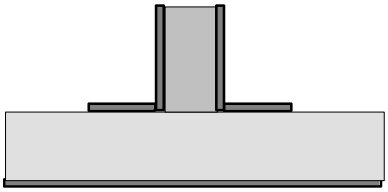
Kopplad bredsida



Med ett extra laminat kan man koppla bredsidorna på motsvarande sätt som för strip-line. Den övre ledningen är lite bredare för att båda ledningarna ska få samma kapacitans till jord.

Den övre ledningen ansluts till det undre laminatet med en kopparstrip.
En fördel är att man kan välja så att utgångarna kommer åt samma håll.

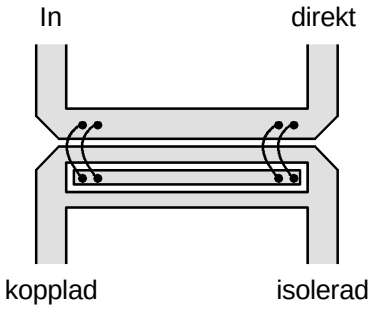
Vertikalt laminat



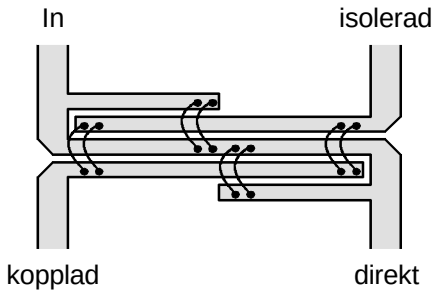
Ett annat sätt är att löda in en bit dubbelsidigt laminat på de ledningsbitar som ska koppla. Det ger en mycket kompakt krets jämfört med Rat-Race och branch-line. Till det vertikala laminatet kan man använda teflon för att få låga förluster. Det kan sen monteras på ett epoxilaminat för att få ner priset.

Det vertikala laminatets tjocklek väljs för att få lämplig koppling. Den vertikala höjden kan varieras för att trimma balansen. Den udda moden går främst i det vertikala kortet, och den jämna moden i huvudkortet. Det går därför att välja udda modens impedans, och kopplingsfaktor, utan att påverka jämna moden. Fashastigheterna kan därför bli lika.

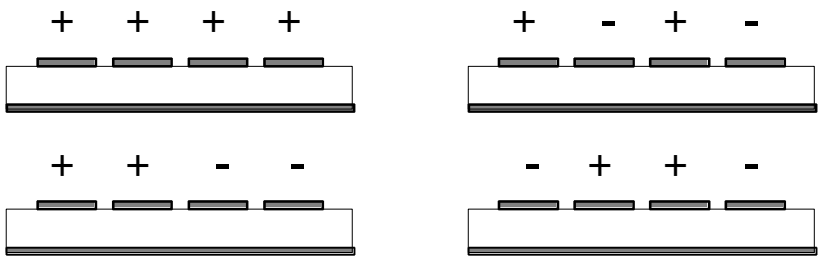
Lange-kopplare



Man kan få hårdare koppling genom att splittra upp de kopplande ledningarna, så att fler kanter ligger mot varandra. Ledningsdelarna sammanbinds med överbyglande trådar. Det är i princip en tandemkoppling av två svagare kopplingar, så att 3 dB kan uppnås.



Denna kopplare kallas vanligen för Lange-kopplare. Men eftersom ledningarna är uppdelade i fingrar som går in i varandra, så kan kopplaren också kallas interdigital (Interdigitated coupler). De kortare ledningarna är ca $\lambda/4$ för den högsta frekvensen i aktuellt band. De längre ledningarna i mitten är ca $\lambda/4$ för den lägsta frekvensen.



På fyra ledningar kan det existera fyra oberoende moder. Men eftersom varannan ledning är sammanbunden, kan endast två moder existera. Det gör att den blir enklare att dimensionera.

Det är ganska lätt att få 3 dB delning med Lange-kopplaren. Nackdelen är själva trådningen. Den är speciellt lämplig som micro-strip kopplare på hårda substrat (t.ex. aluminiumoxid) där det är lätt att bonda.

Lange-kopplaren fungerar mycket bra upp till 12 GHz. Vid högre frekvenser börjar direktiviteten att sjunka (12 dB vid 18 GHz). Det beror dels på asymmetrin och dels på bondtrådarnas parasitreaktanser.

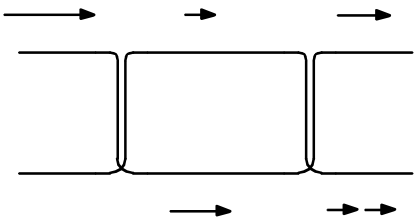
Det område som kräver den största noggrannheten vid tillverkningen är området mellan ledningarna. Det vill säga avståndet mellan ledarna och metalliseringens tjocklek. Ledarbredd och dielektrisitetskonstanten kan variera 10 % utan någon större inverkan.

Med en överkoppling på 2,5 dB får man en ganska bredbandig kopplare med endast en sektion.

Med 6 stripledare kan man få så kraftig koppling som 1,5 dB. En sådan kraftig kopplare kan man ha som mittsektion i en trestegs kopplare. Nackdelen är att när fler ledningar parallellkopplas måste ledningarnas bredd minskas (högre impedans).

Tandem-kopplare

Två svaga kopplare ger tillsammans en kraftig koppling.



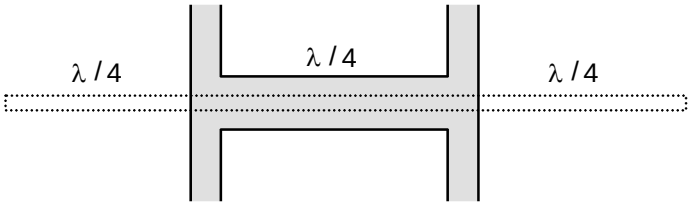
Första sektionen kopplar över lite effekt. Nästa sektion kopplar ytterligare lite effekt. Tillsammans blir det ganska mycket. Med två stycken 8,34 dB kopplare får man tillsammans 3 dB koppling. Det går också att kaskadkoppla tre stycken 11,74 dB kopplare för att få sammanlagt 3 dB.

Om man kopplar ihop två stycken 3 dB hybrider får man en 0 dB kopplare, dvs all effekt kommer ut i den kopplade porten och inget i den direkta. En bredbands in-line kopplare behöver en mittsektion som kopplar hårdare än 3 dB. Med en mittsektion som är tandemkopplad kan man få valfri koppling mellan 0 och 3 dB.

Nackdelen är lite smalare bandbredd. Varje sektion har ju en avrundad frekvensgång. Dessutom får man högre förluster med en dubbelt så stor krets.

Fördelen är bättre anpassning och isolation, och naturligtvis enklare tillverkning än Lange-kopplaren.

Strip/slot kopplare



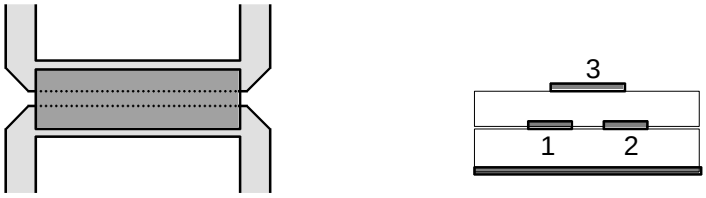
Att etsa en extremt smal slits mellan två mycket smala ledningar ställer mycket stora krav på tillverkningen. Det är då enklare med en bredare ledning på ovansidan och med slitsen på undersidan istället, dvs i jordplanet.

Samma princip kan också användas i den motsatta situationen. Dvs då fyra slot-line kopplas ihop med en bit stripledare på andra sidan laminatet.

Nackdelen är att laminatet behöver etsas på båda sidor, med noggrann inpassning.

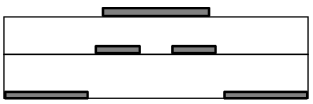
Re-entrant

Reentrant kallas den kopplare som använder en tredje ledare för att få hårdare koppling.



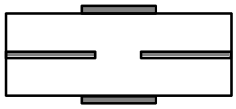
Den tredje ledningen kan placeras över eller under de kopplade ledningarna. Den är inte ansluten till ledningarna eller jordplanet. Det kallas att den är flytande.

Kapacitansen till jord har inte ändrats nämnvärt. Men den totala kapacitansen mellan ledningarna har ökat. C_{13} i serie med C_{32} är större än C_{12}. Det ger hårdare koppling. Avståndet mellan ledningarna 1 och 2 behöver inte vara så smalt och kritiskt. Det går ändå att få så hård koppling som 2,5 dB. Den kan alltså användas som mittsektion i en flersektionskopplare.

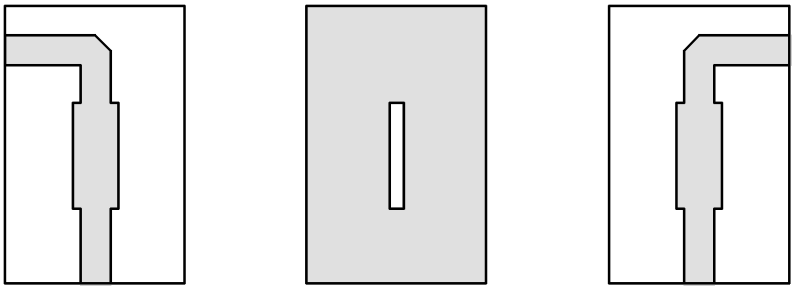


Genom att ta bort jordplanet under de kopplande ledningarna får den jämna moden lägre kapacitans. Ledningarna kopplar då hårdare till varandra. Udda moden justeras med metallplanet ovanför ledningarna, och jämna moden justeras med hålet i jordplanet.

Slitskoppling genom mellanliggande jordplan

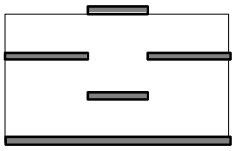


Två separata micro-strip etsas på varsin sida om ett gemensamt jordplan. De två ledningarna kan koppla till varandra genom en längsgående slits. Både slitsen och det kopplande området är en kvarts våglängd. Om slitsen är tillräckligt bred kan kopplingen bli så hård som 3 dB. Stripledningarna kopplar ju med bredsidorna. Om slitsen görs smalare blir kopplingen svagare. Ledningarna blir då mer avskärmade från varandra.

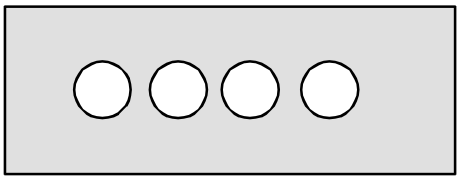


Med ledningarna på samma sida av substratet måste det kopplande området avslutas med snäva hörn på ledningarna. Med slitskoppling slutar det kopplande området där slitsen slutar. Sedan kan ledningarna gå rakt fram eller böjas av åt valfritt håll.

Man får inte heller några problem med korsande ledningar, då man har ett mer komplext system med flera hybrider. Stripledningarna är ju helt avskärmade med det mellanliggande jordplanet.



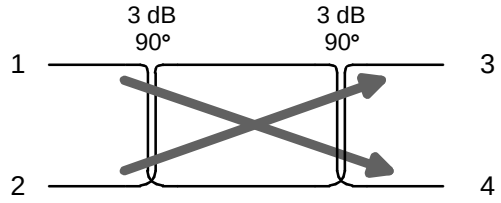
Koppling genom en öppning i jordplanet kan också utnyttjas för att koppla mellan strip-line och micro-strip.



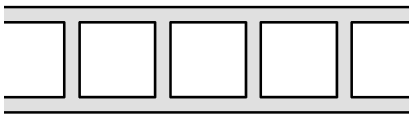
För en kopplare på MHz området blir det opraktiskt med en slits som är en kvarts våglängd lång. En liten öppning ger svag koppling. Med större öppning blir det hårdare koppling, men bara upp till en viss gräns. Istället används flera öppningar, det ger hårdare koppling och större bandbredd. Ofta används cirkulära öppningar för att få stor backvågskoppling och liten framåtkoppling.

Öppningarnas storlek kan varieras som för vågledarkopplare, med stark koppling i mitten och allt mindre hål mot början och slutet av det kopplande området. Det ger en stor bandbredd (89 %), men kopplaren blir ganska lång. Med minsta hålet i mitten och större hål åt sidorna blir det en kompakt krets (0,17 λ), men lite mindre bandbredd (81 %). Lika stora hål kan vara en kompromiss. Öppningarnas storlek bör vara mellan 1 - 8 % av våglängden på ledningen.

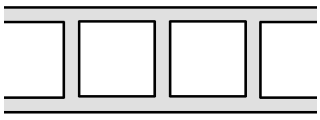
7. Hybrid för korsande ledningar



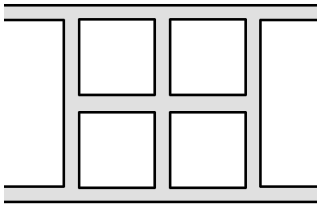
Två 90° hybrider sammansätter signalen i fas i den port som ligger diagonalt på andra sidan. Signal från port 1 sammansätts i port 4 med port 2 och 3 isolerade. På samma sätt kopplar port 2 till port 3. De två signalerna kan samtidigt koppla diagonalt och ändå vara isolerade.



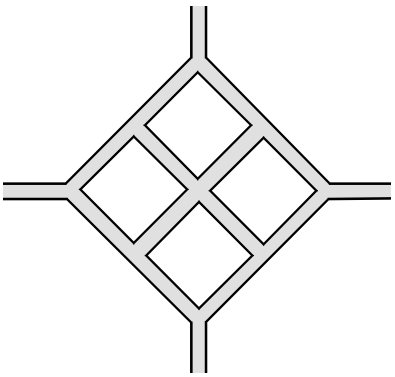
Två branch-line hybrider kan användas för att få två ledningar att korsa varandra i samma plan och ändå vara isolerade. I vissa situationer är det opraktiskt att dra ledningarna i tre dimensioner för att korsa varandra. Kretsar för supraledare behöver till exempel ligga i samma plan.



Det går också att göra en 0 dB kopplare med tre sektioner (branscher).



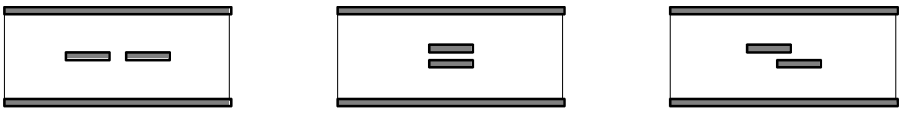
Bransch-kopplare både horisontellt och vertikalt ger symmetrisk krets som får större bandbredd. Bandbredden blir 80 % vid -1 dB nivån och 28 % vid -0,5 dB. Den optimala impedansen på branschledningarna är 80 Ω.



De största defekterna kommer från T-styckena på ingången. Med Y-delning blir det lite bättre prestanda.

8. Jämförelser

Variabelt överlappande ledningar



Den hybrid som kopplar stripledarna med kortkanten, är främst lämpad för mycket svaga kopplingar, 10 dB eller svagare.

När bredsidorna ligger mot varandra, så blir kopplingen mycket starkare. Den är då lämplig för 3 dB eller 6 dB koppling. Om svagare koppling önskas så kan gapet mellan ledarna ökas. Det är emellertid mycket opraktiskt, speciellt då kopplaren endast är en del av ett system på samma laminat.

Ledarna kan istället förflyttas i sidled, så att de bara delvis överlappar varandra. Det innebär visserligen att den matematiska dimensioneringen blir krångligare, men man kan få den koppling man önskar. Variabelt överlappande ledningar används främst inom området 5 - 10 dB.

Jämförelse mellan olika kopplare

Branch-line har lägre förluster än backvågskopplaren. Dessutom slipper man bondtrådar som i Lange-kopplaren.

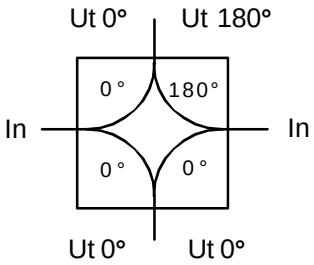
Backvågskopplaren får större bandbredd och isolation än branch-line kopplaren.

Lange-kopplaren ställer mindre krav på toleranserna vid tillverkningen. Den är lämplig för hårda substrat med bondning, samt monolitisk tillverkning med luftbryggor.

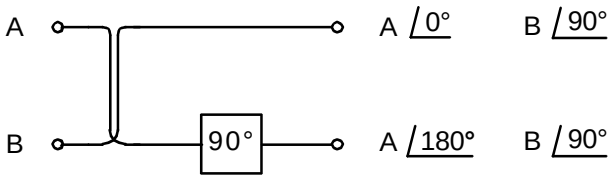
Lange-kopplaren används främst till hårda substrat. Med mjuka substrat (teflon) behöver man 6 fingrar och tjockt substrat (1,5 mm) för att praktiskt kunna etsas. Vid mjuka substrat kan det vara lämpligare med kaskadkoppling av två 8,34 dB Lange-kopplare. På så sätt kan man också använda tunna laminat (höga frekvenser).

9. 180° hybrid

Det som skiljer 180° hybriden från 90° hybriden är fasskillnaden mellan utgångarna. Beroende på vilken port man matar, blir utsignalerna antingen i fas eller i motfas.

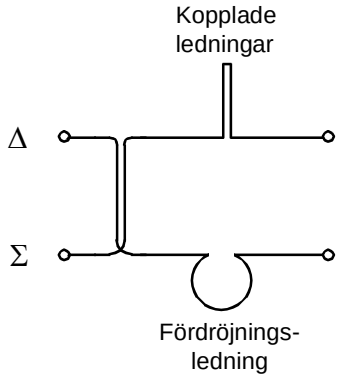


Ett magiskt-T byggd i vågledare är ett exempel på 180° hybrid, men den är ganska smalbandig. Rat-Race byggs vanligen i strip-line och är inte heller särdeles bredbandig. Ett annat sätt att bygga en 180° hybrid i strip-line är att starta med en 90° hybrid och sedan addera en 90° fasskiftare.



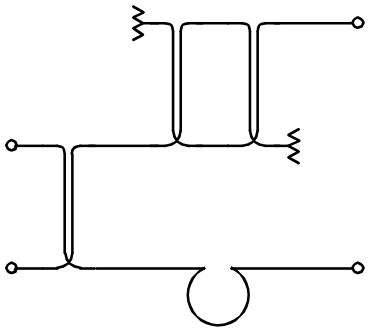
90° fasskift kan man få med en kvartvågsledning, men den blir då smalbandig. En bredbandig variant är Schiffmans fasskiftare.

Schiffman



Om man tar en backvågskopplare och kopplar ihop DC-porten med den isolerade porten så får man en viss fasvridning. Denna fasvridning varierar visserligen med frekvensen, men man kan få en konstant fasskillnad jämfört med en ledning av en viss längd. De kopplade ledningarna ger 180° vid mittfrekvensen. En fördröjnings-ledning som är 3λ/4 ger 270° fasvridning vid mittfrekvensen. Fasskillnaden är 90° över ett ganska stort frekvensområde, en eller två oktaver.

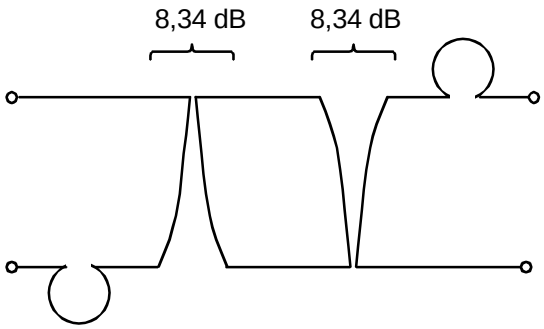
Kaskadkoppling



Ett annat sätt att få 90° tillskott är att kaskadkoppla två hybrider. Även här behöver ledningslängderna kompenseras med en fördröjningsledning i den andra länken

Osymmetriskt avtagande

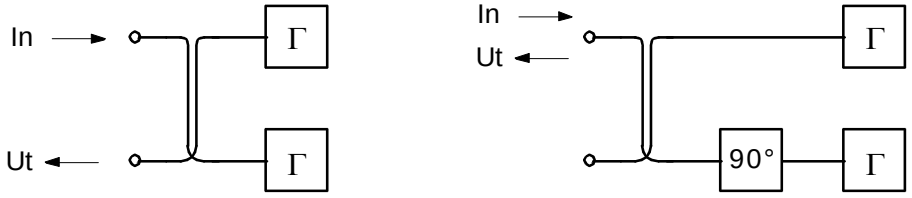
Den osymmetriskt avtagande 180° hybriden får ett mycket stort frekvensområde. T.ex. 2 - 18 GHz med fasbalansen ±14° och amplitudbalansen ± 0,6 dB



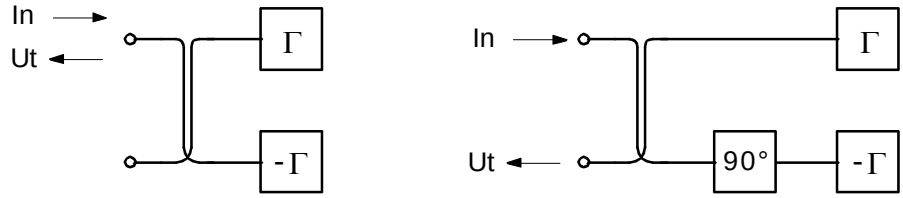
Den består av två stycken 8,34 dB kopplare i tandem för att få 3 dB över ett stort frekvensområde. Dessutom innehåller den ett par ledningslängder för att kompensera för den frekvensberoende fasvariationen.

Reflektion från 90° respektive 180° hybriden

Skillnaden mellan 90° och 180° i hybriden ger en avsevärd skillnad i komponenternas karakteristik. Det illustreras bäst genom att ge de båda utgångarna missanpassning med lika reflektionskoefficient.



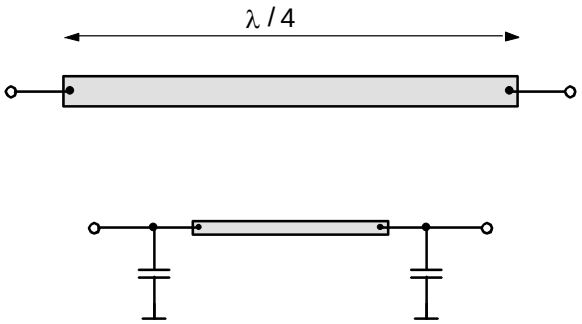
Den reflekterade energin kommer ut i den isolerade porten för en 90° hybrid och i ingången för en 180° hybrid.



Om reflektionskoefficienten för en av missanpassningarna ändras 180° är situationen omvänd. Det vill säga den reflekterade effekten kommer ut i ingången för 90° hybriden, och i den isolerade porten för 180° hybriden.

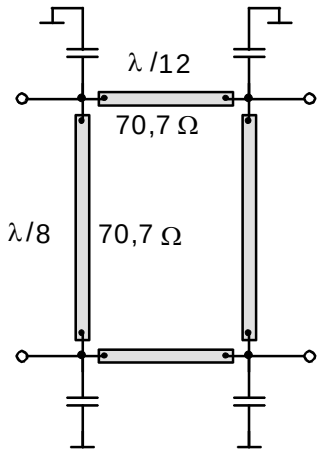
Dessa proportioner är av fundamental betydelse för sådana komponenter som absorberande PIN-modulatorer, balanserade modulatorer, modulatorer med enkelt sidband och blandare med undertryckning av spegelfrekvensen.

10. Reducerade längder



Om en ledning görs kortare blir dess induktans respektive kapacitans lägre. Den lägre induktansen kan man kompensera genom att använda högre impedans (smalare ledning). Kapacitansen fylls på med diskreta kondensatorer i vardera änden. På så sätt kan man få mindre hybrider.

Branch-line

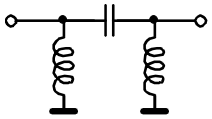


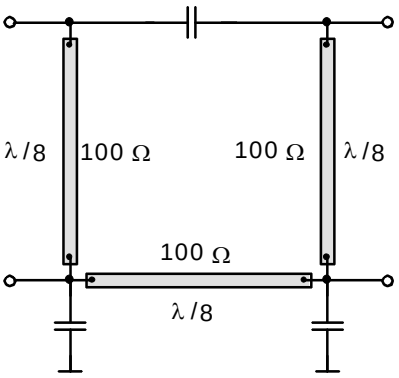
Hybriden består av fyra sektioner som är λ/4 långa. 50 Ω ledningarna byts ut mot λ/8 långa ledningar med impedansen 70,7 Ω. Ledningarna på 35 Ω kan man också öka till 70,7 Ω. De blir då endast λ/12 långa. Hybriden blir då bara en fjärdedel så stor som den ursprungliga.

Man har alltså gått över från en hybrid med lika längder och olika impedanser, till en med olika längder och lika impedanser.

Ju lägre impedans ledningen har från början, desto mer kan man krympa den utan att impedansen blir för hög. Principen är alltså speciellt intressant då man samtidigt ska göra en transformation av impedansen med hybriden. Man slipper de besvärligt breda ledningarna och kretsen blir ganska liten.

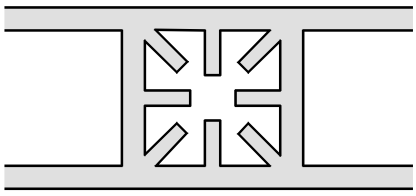
Rat-Race



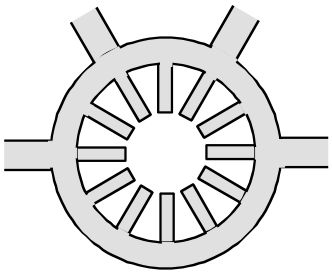


Rat-Race hybriden har ursprungligen 70 Ω impedans i ringen. En reducering från λ/4 till λ/8 ger ledningarna impedansen 100 Ω. De korta ledningarna vrider fasen -90°. Den långa 3λ/4 ledningen vrider fasen -270° (dvs +90°). Den fasen kan man få med ett högpass filter. π-ekvivalentens induktanser, och de reducerade ledningarnas kapacitanser, bildar en parallellresonanskrets. Eftersom den kretsen blir högohmig kan den helt utelämnas. Kvar blir en mycket enkel krets

Öppna stubbar



Den förkortade ledningens kapacitanser kan utformas som öppna stubbar. I det här fallet har ledningarna en kapacitiv stubbe på mitten också. Det ger ytterligare en minskning av längderna.

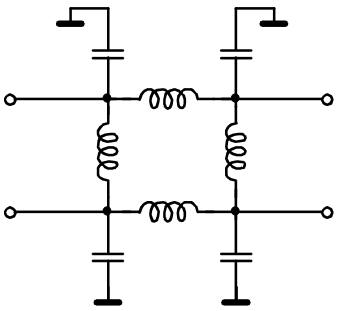


En 180° Rat-Race hybrid kan också förminskas med hjälp av kapacitiva laster på högohmiga ledningar.

11. Diskreta komponenter

Ibland kan det vara opraktiskt att använda distribuerade komponenter. Till exempel vid monolitisk tillverkning då kretsarna behöver vara extremt små. Eller på MHz-området då hybriderna blir så stora att de inte får plats på kretskorten. Vid dessa tillfällen använder man sig av diskreta komponenter, trots att man då blir tvungen att använda induktanser. En kort högohmig ledning kan ge en induktans på 0,2 nH. En ledning i slinga ger ca 0,2 - 0,5 nH. Cirkulära eller rektangulära monolitiska spiraler kan ge upp till 10 nH. Interdigitalt etsade kondensatorer kan ge 0,01 - 0,5 pF.

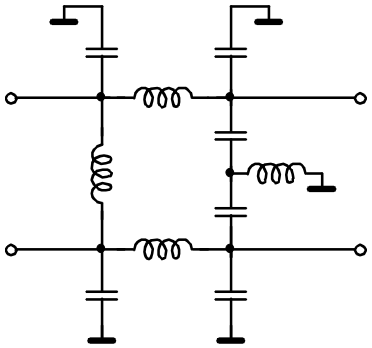
Branch-line



Branch-line kopplarens ledningssektioner kan bytas ut mot diskreta lågpassfilter. En π-ekvivalent är att föredra eftersom en T-ekvivalent innehåller fler induktanser. Spolar får ganska höga förluster.

Elementen i filtren har samma impedans som ledningen de ska ersätta.

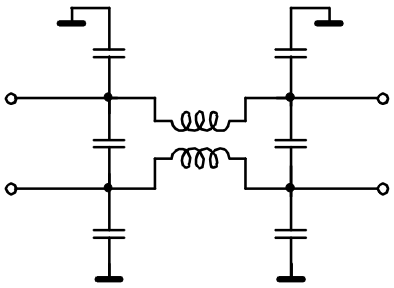
Rat-Race



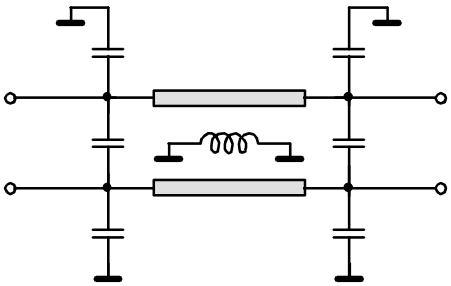
De korta sektionerna byts ut mot lågpassfilter. Den långa sektionen (270°) byts ut mot ett högpassfilter med motsvarande fasvridning. En T-ekvivalent av högpassfiltret behöver bara 1 spole. En π-ekvivalent behöver 2 spolar. Men å andra sidan ligger de parallellt med kondensatorerna från intilliggande lågpassfilter. Den shuntande induktansen har samma reaktans som den shuntande kapacitansen, och kommer således i resonans. Eftersom parallell-resonansen har hög impedans kan den utgå, och kretsen blir mycket enklare.

Om man använder fler element i filtersektionerna kan man få större bandbredd. Fjärde gradens sektioner har gett frekvensförhållandet 3:1

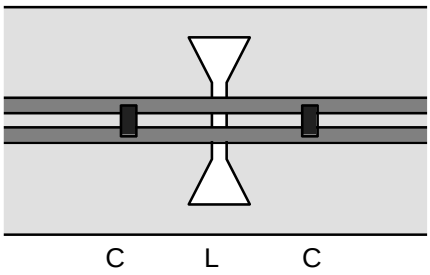
Backvågskopplare



Backvågskopplarens två ledningar består av två lågpass π-ekvivalenter. De två spolarna ska vara hårt kopplade till varandra, för att ge den induktiva kopplingen. Kapacitanserna till jord, respektive mellan ledningarna, ska ge den rätta impedansen för udda och jämna moden.



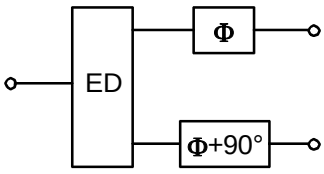
Det är svårt att på mikrovåg göra två induktanser som ska koppla till varandra. Alternativt kan induktansen placeras i jordplanet. Ledningarna kopplar då induktivt till varandra genom spolen i den gemensamma återledaren.



En slits i jordplanet som är kortare än en kvarts våglängd, och kortsluten i bortre änden, uppvisar en induktiv reaktans. Om kretskortet ligger på botten i en låda måste naturligtvis lådan ha en nerfräsning så att inte slitsen blir kortsluten. Större induktans behöver en längre slits och större utfräsning. För att få en riktigt stor induktans behövs en större kavitet under kretskortet.

Den diskreta kopplaren kan täcka en oktavs bandbredd, från 1 till 2 GHz.

Fasvridande nät

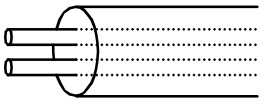


En effektdelare delar upp effekten i två vägar. Det är effektdelaren som ger kopplingsfaktorn (delningstalet). Sedan får man önskad fasvridning med ett reaktansnät. Med två allpass filter kan man få en skillnad i fas som är 90° över ett mycket stort frekvensområde. Fyrpoliga kretsar kan ge ± 1,1° avvikelse över en dekads bandbredd.

12. Hybrider för RF-området

RF-området sträcker sig från ca 10 MHz upp till ca 2 GHz. Här kan man använda mikrovågskretsar med reducerad längd, eller diskreta komponenter i olika kretskopplingar. Det går också att använda transformatorer, eller en speciell koaxialkabel som kallas wire-line.

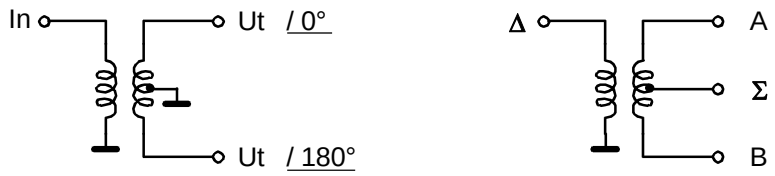
Wire-line



Det finns koaxialkablar med två innerledare, som är speciellt dimensionerade för backvågskoppling. De kapas bara av till lämplig längd, $\lambda/4$, för aktuellt frekvensområde. Kablarna är gjorda av halvstyv (semirigid) koppar, och kan böjas för att passa kretskort och låda.

Wire-line är antingen dimensionerade till hybridkoppling (3 dB resp. 2,7 dB) eller som riktkopplare (10 dB). De är speciellt lämpliga för frekvenser upp till några GHz, men kan användas upp till 18 GHz om man kan hantera de korta ledningarna med tillräcklig noggrannhet.

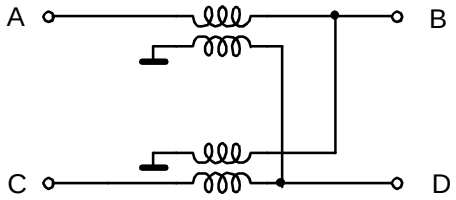
Transformator som 180° hybrid



På MHz-området kan man lätt få 180° fasvridning med en transformator. Den lindas på en liten toroidkärna och kan få en mycket stor bandbredd, 10 - 2000 MHz.

På låga frekvenser bestäms transformeringen av ferritmaterialet och kärnans form. Uppåt 1 GHz har permeabiliteten minskat till närmare 1. Kopplingen bestäms då av bland annat de tätt lindade trådarnas längder.

Riktkopplare med transformatorer

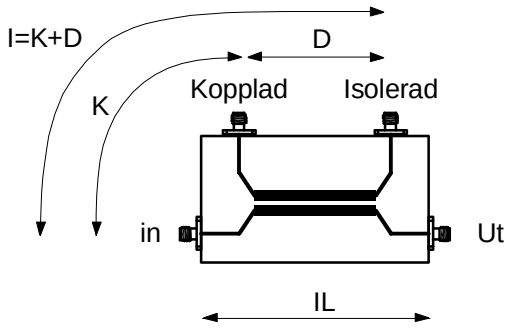


Huvudledningen går från A till B. Övre transformatorn alstrar en 180° vänd ström, som delar upp sig till både C och D. Undre transformatorn ger en ström i riktningen från C till D. I port D tar strömmarna ut varandra, den blir alltså isolerad. I port C sammansätts strömmarna, det blir den kopplade porten. Kopplingsfaktorn bestäms av transformatorernas lindningstal. Transformatorerna har vänt fasen så att det skiljer 180° mellan port B och C.

Om signalen matas in i port B, blir istället port C isolerad. Port A och D får då samma fasläge.

Små toroider med permeabiliteten 1 har använts till riktkopplare upp till 2 GHz. Bandbredden kan vara så stor som två dekader. Små shuntkondensatorer på ut- och ingång kan förbättra anpassningen, på bekostnad av bandbredden.

13. Specifikationer



Koppling $K = 10 \cdot \log \frac{P_k}{P_{in}}$ dB

Direktivitet $D = 10 \cdot \log \frac{P_I}{P_k}$ dB

Direktiviteten är viktig vid reflektometerkopplingar. För koaxialkomponenter är det vanligt med 20 - 30 dB. Med vågledare kan man få över 40 dB.

Isolation $IS = 10 \cdot \log \frac{P_I}{P_{in}} = K + D$ dB

Isolationen från ingången till isolerade porten är den sammanlagda dämpningen från koppling och direktivitet.

Förluster $IL = 10 \cdot \log \frac{P_{ut}}{P_{in}}$ dB

Kopplingsförlust

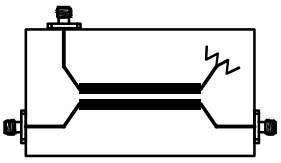
En riktkopplare har i princip tre olika former av förluster. Dels en resistiv förlust i kopparledningen, och dels reflektionsförluster från både den kopplade ledningen och från anslutningskontakterna. Den tredje förlusten är kopplingsförlusten. Effekten ut på huvudledningen kommer att minska lika mycket som den effekt som kopplas ut på andra utgången. En hybrid som delar effekten lika får 3 dB lägre effekt ut på respektive kontakt. En 30 dB riktkopplare har däremot en försumbar kopplingsförlust.

Koppling	**Kopplings förlust**
3 dB	3 dB
6	1,25
10	0,46
15	0,14
20	0,04
30	0,004

När man jämför olika komponenter måste man veta om kopplingsförlusterna är inräknade i den totala angivna förlusten. För att få små förluster ska man välja en riktkopplare med så svag koppling som möjligt.

Den näst största förlusten kommer från reflektionerna i anslutningskontakterna. Ingenting blir ju bättre än den kontakt man använder. Dessutom kommer direktiviteten att försämras av utgångskontakternas reflektioner. En reflektion tillbaks in i riktkopplaren kommer ju att kopplas över till den isolerade porten.

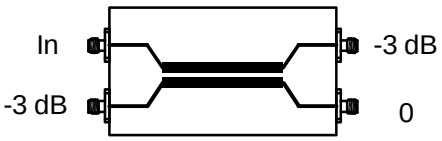
Riktkopplare



Den arm som inte kopplar (den isolerade) är ofta internt avslutad. Kretsen kallas då riktkopplare. Kopplingsgraden är vanligen 6, 10, 20 eller 30 dB.

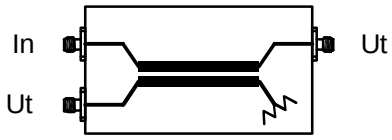
Vid reflektormeterkopplingar används dubbla riktkopplare.

Hybrid



Då kopplingen är 3 dB (lika effekt) kallas den hybrid. Beroende på utgångarnas fasskillnad skiljer man på 90° hybrid (backvågskopplare eller Branch-line kopplare) respektive 180° hybrid (Rat-Race eller 90° hybrid med inbyggd 90° fasskiftare).

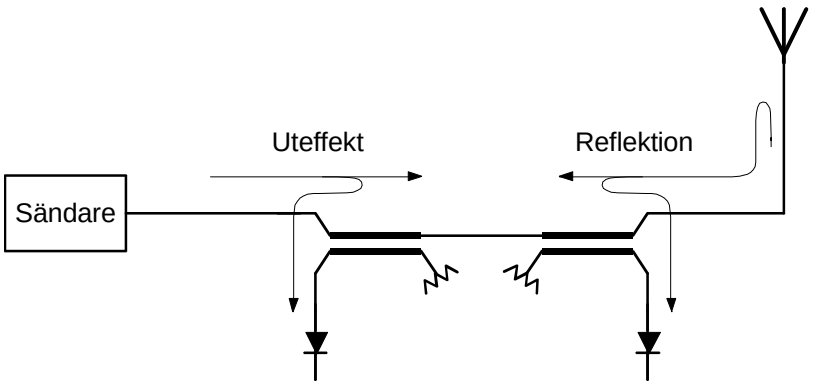
Effektdelare



Ibland används 3 dB kopplaren som effektdelare. Den isolerade armen är då internt avslutad. Fördelen är att man får anpassning utan resistiva förluster, samt hög isolation mellan utgångarna. Då reflektionerna på utgångarna är lika, hamnar den reflekterade effekten i avslutningsmotståndet.

14. Applikationer

Test av sändare

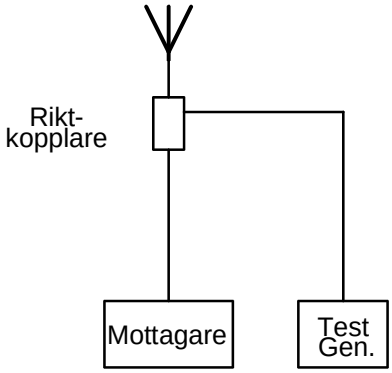


Första riktkopplaren kopplar ner en viss del av uteffekten till en detektor. Där kan uteffekten mätas utan att behöva bryta upp eller störa den utsända signalen. Med en riktkopplare på t.ex. 30 dB blir förlusterna i uteffekten försumbar. Dessutom kan signalen enkelt detekteras med enkla komponenter, trots att sändarens uteffekt är extremt hög.

Den andra riktkopplaren är vänd så att den detekterar signalen som reflekteras tillbaks från antennen. Med ett mätinstrument mellan de båda detektorerna kan man alltså mäta reflekterad signal i förhållande till utsänd. Det ger reflektionsfaktorn, eller VSWR, eller reflektionsförlusterna (Return loss) beroende på hur instrumentet graderas.

Med dubbla riktkopplare kan man alltså få en kontinuerlig övervakning av både antennen och sändarens slutsteg.

Test av mottagare

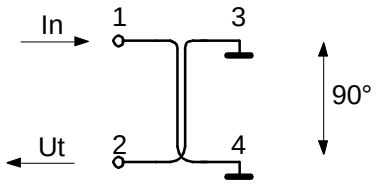


Med en riktkopplare kan man injicera en testsignal för att kontrollera en mottagares funktion. Riktkopplaren kan placeras närmast antennen så att alla mellanliggande komponenter testas. Med långa ledningar är det frestande att använda en 10 dB riktkopplare för att få stor testsignal. Men det är olämpligt eftersom det innebär 0,5 dB förluster för mottagaren. Alla förluster före mottagaren adderas till systemets brusfaktor. Med 20 dB riktkopplare blir förlusterna endast 0,04 dB.

Om systemet är extremt bredbandigt (flera oktaver) kanske man behöver en bredbandig riktkopplare för att få jämn amplitud över bandet. Men det kan också gå bra med en smalbandig riktkopplare. Den ska då vara avsedd att klara den högre delen av bandet. Mot de lägre frekvenserna blir det då allt svagare koppling. Men den långa kabeln för testsignalen har ju högre dämpning mot högre frekvens, så totaldämpningen jämnar ut sig (i viss mån) över bandet.

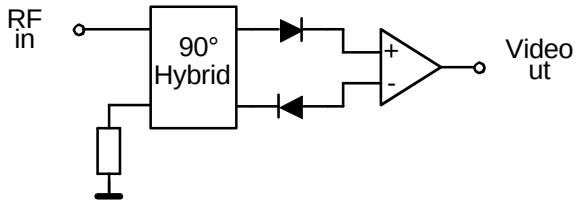
Reflektionskoppling med 90° hybrid

90° hybriden används för att avleda reflektionen från två lika komponenter.

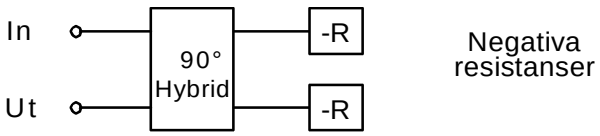


Om utgångarna kortsluts, kommer reflektionerna att ligga i motfas i port 1 och i fas i port 2, dvs all effekt reflekteras till port 2. I själva verket gäller det alltid då port 3 och 4 avslutas med identiska komponenter. I och med att reflektionen inte kommer ut på ingången, har man fått en komponent med mycket bra anpassning på ingången.

Balanserad detektor

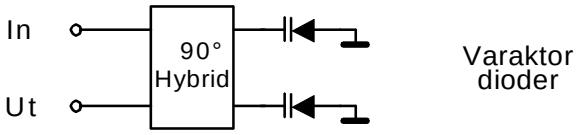


Reflektionsförstärkare

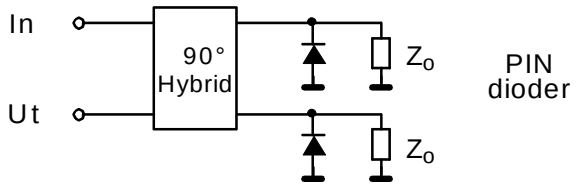


90° hybriden används också till att separera in och utgång till en enportskomponent, t.ex. en reflektionsförstärkare.

Fas-skiftare

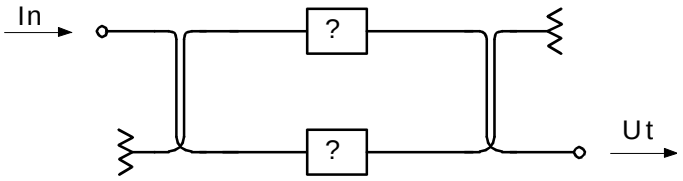


Dämpsats



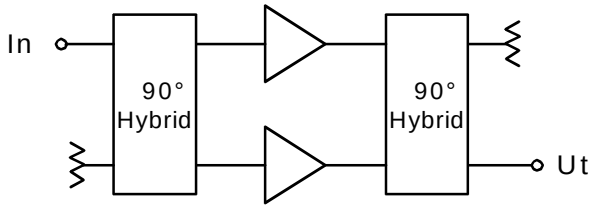
90° hybriden används i många sammanhang för att få en anpassad modul, trots att de ingående komponenterna är dåligt anpassade.

Parallellkoppling med två 90° hybrider



Två identiska tvåportar har placerats mellan två 90^{o} hybrider. Den resulterande tvåporten är anpassad åt båda hållen, men har fortfarande kvar tvåportarnas transmissionsparametrar. Denna egenskap är viktig då det behövs god anpassning för en krets som i sig själv har dålig anpassning.

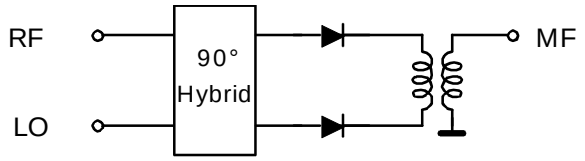
Balanserad förstärkare



Två lika klass-C transistorförstärkare, som har dåliga anpassningar på ingångarna, placeras mellan två 90° hybrider. Man får då den sammanlagda uteffekten från båda transistorerna samt en utmärkt anpassning på ingången.

Balanserad blandare

En balanserad blandare består av en 3 dB hybrid, som ger separata ingångar för både RF (insignalen) och LO (lokal oscillatorn) till två blandardioder.

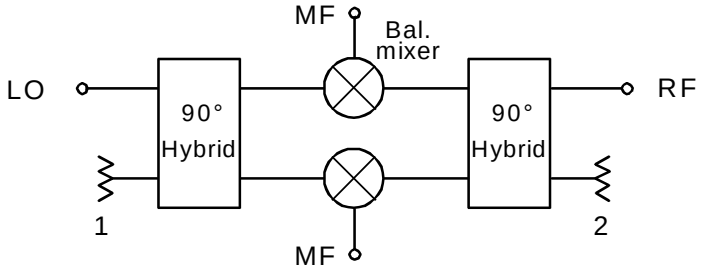


Hybriden kan vara på antingen 90° eller 180°. Om en 90° hybrid används ser både LO och RF relativt god anpassning, men LO/ RF isoleringen blir dålig. Om istället en 180° hybrid används blir anpassningen dålig för både RF och LO, men isolationen mellan LO och RF blir mycket bättre.

90°	⇒	bra anpassning
180°	⇒	bra isolation

Dubbel balanserad blandare

Med två stycken balanserade blandare mellan två 90° hybrider blir anpassningen mycket bra på båda ingångarna, samtidigt som isolationen mellan RF och LO blir hög.

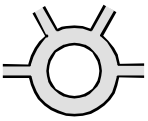
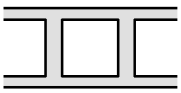
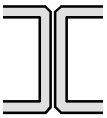


Vid missanpassning av LO-signalen samlas reflektionen upp i port 1. RF-signalens missanpassning samlas upp i port 2. Den del av LO som tar sig igenom de balanserade blandarna sammansätts i port 2. Det betyder att isolationen mellan RF och LO blir ganska hög, 25 - 30 dB. VSWR blir 1,1 - 1,3 och brusfaktorn bättre än 8 dB.

Om man istället använder 180° hybrider i de två balanserade blandarna får man extremt hög isolation mellan RF och LO (30 - 40 dB), men sämre VSWR (ca 2,5).

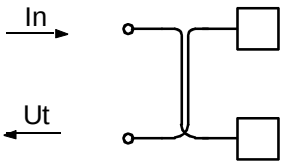
15. Sammanfattning

Bland hybriderna finns tre grundkopplingar:

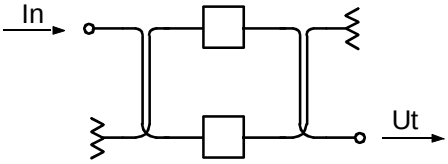
Rat Race		180° Hybrid
Branch Line		90° Hybrid
Backvågskopplare		90° Hybrid

Av varje grundkoppling finns varianter för att få stor bandbredd. Vid låga frekvenser respektive vid monolitisk tillverkning används varianter med reducerad längd. Av backvågskopplaren finns dessutom specialvarianter för att uppnå 3 dB koppling i micro-strip.

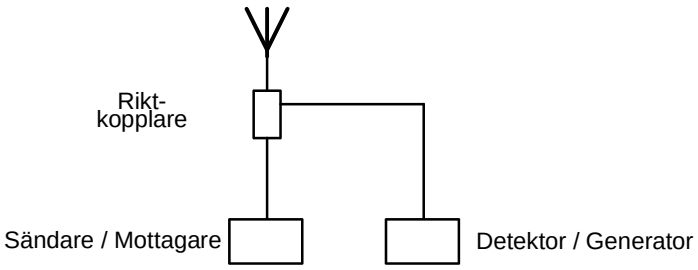
Reflektion



Transmission



Hybriderna används ofta i kretskopplingar med två lika komponenter. Det ger en sammansättning av önskad signal, och undertryckning av oönskade signaler.

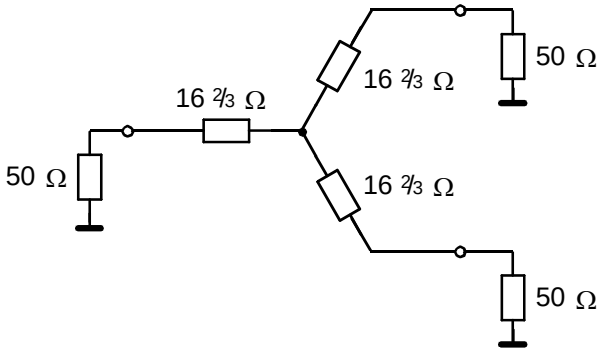


Hybriden kan användas för att injicera en signal, eller tappa av en del av signalen på en ledning. Men observera kopplingsförlusterna. En koppling på 10 dB ger förluster på 0,5 dB.

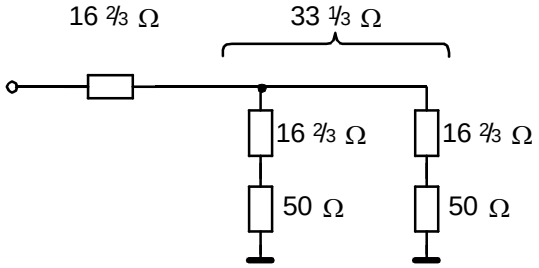
Effektdelare

1. Olika kretskopplingar

Resistiv effektdelare



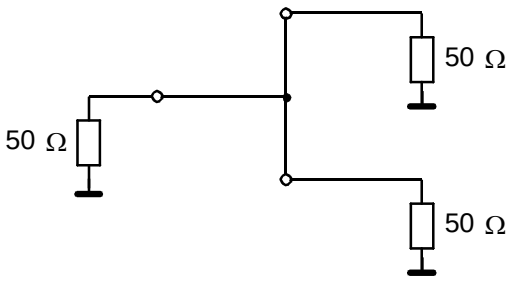
Varje ingång är anpassad till 50 Ω då de andra två portarna har 50 Ω avslutning.



De tre resistanserna är så valda att den totala impedansen blir 50 Ω. Förlusterna mellan två portar är 6 dB. Av dessa förluster är 3 dB en direkt följd av att effekten delas lika till de båda utgångarna (delningsförluster). Övriga 3 dB är rena effektförluster i de inre resistanserna.

Fördelen med den resistiva effektdelaren är att den är extremt bredbandig. Den innehåller inga reaktiva komponenter. Därför fungerar den ända ner till DC, upp till den frekvens som bestäms av den mekaniska utformningen. Bandbredden kan vara så stor som DC - 18 GHz.

T-stycke



Den enklaste tänkbara formen av effektdelning är direkt hopkoppling med ett T-stycke. Insignalen delas visserligen i två lika delar, men den har ganska dåliga prestanda.

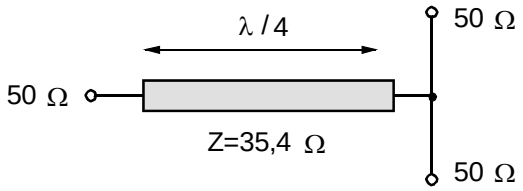
Ingångarna ser en parallellkoppling av två 50 Ω belastningar, dvs 25 Ω.
Det ger ett VSWR på 2,0.

Förlusterna blir 3,5 dB. Det är inte några resistiva förluster. 3 dB är själva delningen och 0,5 dB är reflektionsförluster. Isolationen blir lika stor som förlusterna.

Man bör vara extra försiktig med T-stycken eftersom utgångarna är direkt hopkopplade. Om t.ex. T-stycket används för att koppla ihop två antenner, så kommer de att påverka varandra. Ena antennen kanske har avbrott. Det kan transformeras till en virtuell kortslutning i T-stycket, och på så sätt lasta ner den andra antennen. En annan besvärlig situation är då en signal delas till ett instrument som alstrar spurious signaler. Dessa spurious kommer att överföras till den andra utgången på grund av den dåliga isolationen.

Reaktiv effektdelare

Största nackdelen med ett enkelt T-stycke är dess dåliga anpassning. Man kan emellertid kombinera T-stycket med en kvartvågstransformator.



Under förutsättning att båda utgångarna är avslutade med 50 Ω, så kommer den parallellkopplade impedansen (25 Ω) att transformeras till 50 Ω med hjälp av kvartvågsledningen.

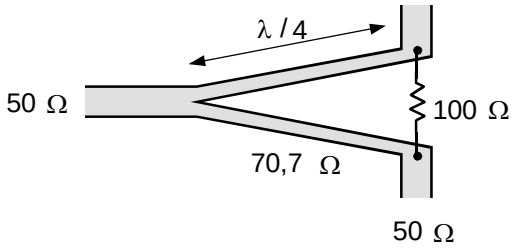
Anpassning gäller för den frekvens där transformatorledningen är en kvarts våglängd. Effektdelaren blir begränsad till cirka en oktavs bandbredd.

Den har inga resistiva förluster och inga reflektionsförluster, därför blir effektminskningen endast ca 3 dB (effektdelning).

Utgångarna är däremot fortfarande missanpassade (VSWR=3). Det är till och med värre än för T-stycket. Och isolationen är endast ca 6 dB.

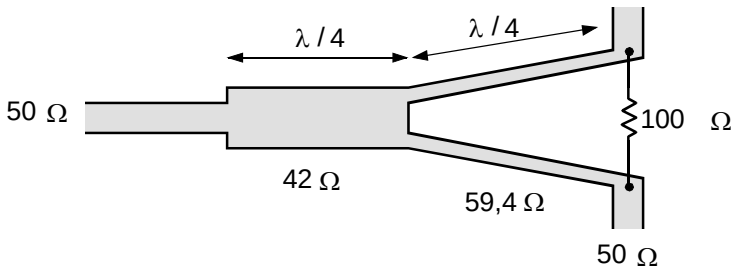
Eftersom den inte innehåller några resistanser kan den göras för hög effekt och låg PIM (passive inter modulation).

Wilkinson effektdelare



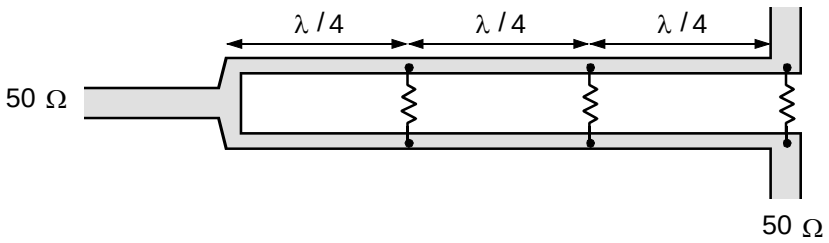
De två 50 Ω utgångarna transformeras med varsin kvartvågstransformator till respektive 100Ω. Parallellkoppling ger 50 Ω, dvs ingången är anpassad.

I och med motståndet är även utgångarna anpassade. Dessutom blir isolationen mellan utgångarna mycket hög på centerfrekvensen. En signal in på en av utgångarna, tar sig fram till den andra utgången två vägar. Dels går signalen genom motståndet (0°) och dels genom de två kvartvågslängderna (180°). Ledningslängderna gör att de kommer i motfas, och med ett 100 Ω motstånd blir de dessutom lika stora. De tar alltså ut varandra, och isolationen blir hög. Över en oktav är isolationen åtminstone 10 dB. Amplitudbalansen och fasbalansen är mycket bra.



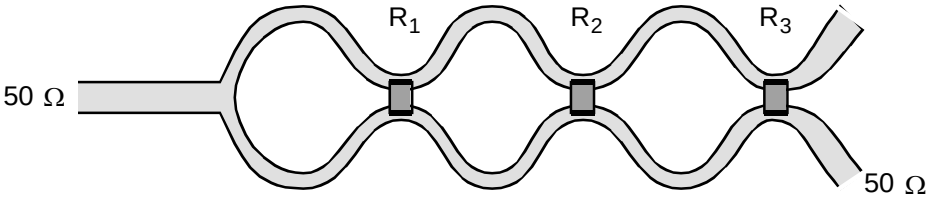
Den reaktiva effektdelaren har sin anpassningskrets före delningspunkten, Wilkinson har sin anpassningskrets efter delningspunkten. Man kan alternativt göra en kombination med måttlig anpassning på båda sidor om delningen. Fler anpassningselement ger jämnare frekvensgång.

Flersektions Wilkinson effektdelare



Genom ett konstruera Wilkinsons effektdelare med fler sektioner klarar den större frekvensområde. Även isolationen mellan utgångarna ökar. Varje kvartvågssektion har sin specifika impedans och avslutad med sitt speciella motstånd.

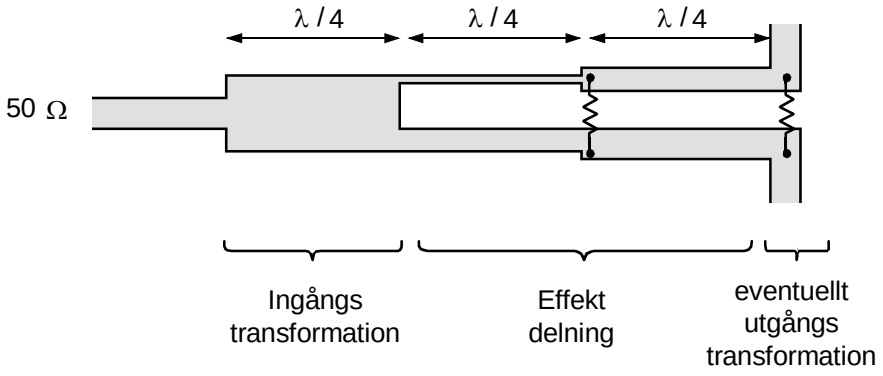
Man kan på så sätt göra mycket bra effektdelare på en dekads bandbredd eller mer. Motståndens storlek beror på antalet sektioner.



Resistanserna ska vara mycket korta chipmotstånd. Om de är långa fasvrids signalen. Det resulterar i sämre isolation.

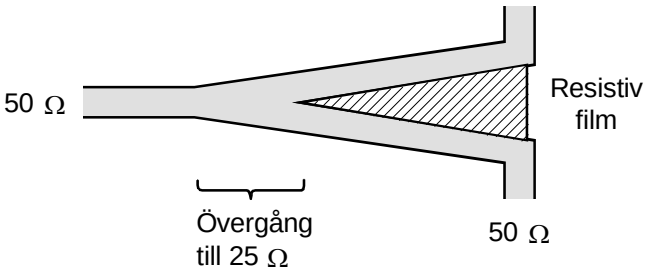
Vid T-stycket sitter ledningarna ihop. Vid resistanserna ligger ledningarna mycket nära varandra. Däremellan ska ledningarna ligga långt isär, så att de inte kopplar till varandra.

Wilkinson med olika delning



I själva delningspunkten är effektdelningen direkt beroende på de båda armarnas impedans. Är impedanserna lika, blir effektdelningen 3 dB. Men andra delningar kan också konstrueras genom att ge de båda armarna olika impedans. Större ström går genom den breda lågohmiga vägen, så att mer effekt kommer ut i den porten. Mindre del av strömmen går den högohmiga smala vägen, med svagare utsignal i den porten.

Kontinuerligt avtagande Wilkinson

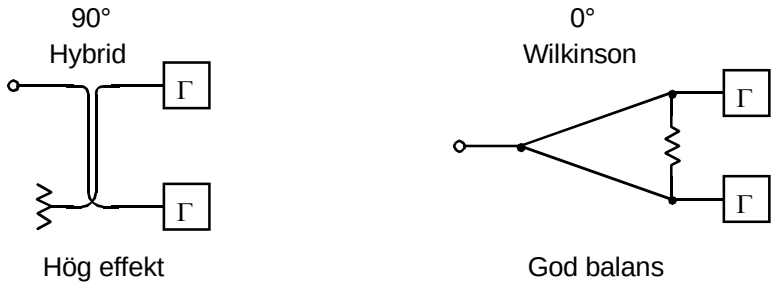


Istället för att göra effektdelningen i diskreta λ/4 steg, kan man göra en mjuk övergång över ett längre område. 50 Ω ledningen övergår till 25 Ω som sedan delas upp i två 50 Ω ledningar. Dessa ledningar avlägsnas från varandra kontinuerligt, och en resistiv film läggs längs med hela ledningarna.

Kontinuerlig övergång ger en mycket bredbandig effektdelning. Den har ju i princip, ingen övre gränsfrekvens. Nackdelen är att det kan gå ström i filmen längs med ledningarna. Det ger effektdelaren betydande förluster. Det är därför bättre att dela upp filmen i ett antal resistiva strip på tvären. Kretsen kan då optimeras med både stripbredd och position, inte bara själva resistansen för filmen.

Jämförelse : Wilkinson – 90° hybrid

En 3 dB hybrid kan också användas som effektdelare. 3 dB koppling ger ju lika effektdelning. Skillnaden är att Wilkinson-delaren ger lika fas också, medan hybriden ger 90° fasskillnad mellan utgångarna. Denna fasskillnad är av fundamental betydelse då effektdelaren belastas med två lika reflektions-faktorer.



Med 90° hybrid kommer reflektionerna från två lika komponenter att hamna i det yttre avslutningsmotståndet. Med Wilkinson kommer däremot reflektionerna att sammansättas på ingången.

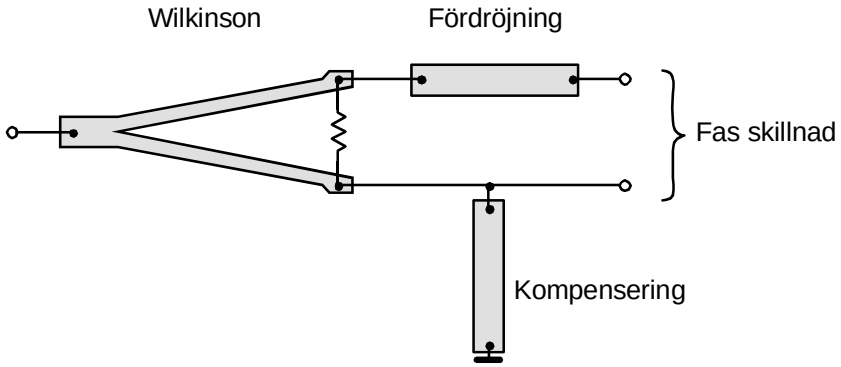
Om de båda belastningarna har lika stora reflektioner men 180° fasförskjutna, kommer den reflekterade effekten att hamna i det inre motståndet. Motståndet ska till sin storlek vara mycket mindre än en våglängd. Det går inte att flytta ut motståndet, utan det ska ligga mellan ledningarna där kylningen är dålig. Motståndet tål därför endast en liten effekt (ca 200 mW). 90° hybridens resistans kan vara en yttre effektavslutare med kylflänsar som tål mycket stora effekter. Hybriden används därför för att kombinera två sändare till en gemensam antenn.

Den största nackdelen med 90° hybriden är att delningen av effekten är frekvensberoende. Wilkinson-delaren har däremot en mycket liten obalans i både amplitud och fas.

Gemensamt för både 90° hybriden och Wilkinson är att de har god anpassning på alla portar och hög isolation mellan utgångarna. Vid uppdelning till många portar (t.ex. 4 eller 8), kan man göra en kombination med båda typerna. Man kan då få både bättre amplitudbalans och bättre anpassning.

Delning med olika fas

Med extra ledningslängder kan man få önskat fasläge på utsignalerna. Om den ena utgången har en ledning som är λ/4 längre, så skiljer sig de två utsignalerna 90° i fas. Effektdelaren fungerar då som en 90° hybrid.

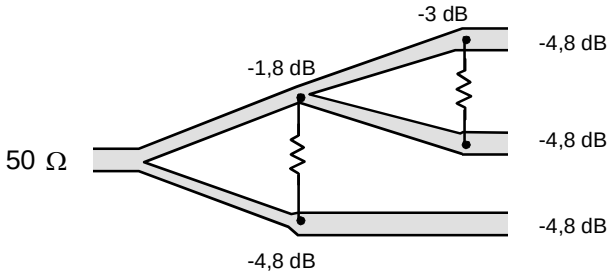


Fasen på en ledning varierar tyvärr med frekvensen. Variationen kan kompenseras på andra utgången med en kortsluten stubbe som har motsvarande fasvariation. Stubben väljs λ/4 lång för att den inte ska dämpa signalen. Sedan får man välja en impedans på stubben för att fasen ska få önskad variation med frekvensen.

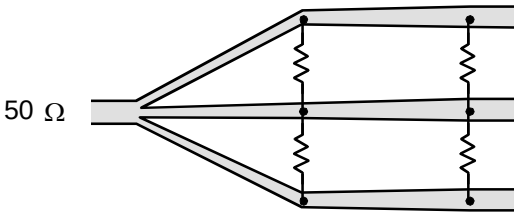
Fasskillnad	**Stubbens Impedans**
30°	3/2 Z_o
45°	Z_o
60°	3/4 Z_o
90°	1/2 Z_o
180°	1/4 Z_o

Tre utgångar

En uppdelning till tre utgångar kan göras på två olika sätt, antingen med två delningar efter varandra eller direkt delning till tre utgångar.



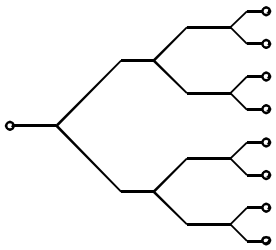
Först delas insignalen med olika delning. Den ena ledningens impedans är dubbelt så hög som den andras. Genom den högohmiga ledningen går 1/3 av effekten (-4,8 dB) direkt till den undre utgången. Den övre signalvägen, som får 2/3 av effekten (-1,8 dB), delas sen lika (-3 dB). På så sätt får alla tre utgångarna lika stor del av effekten.



En knutpunkt kan direkt delas upp i tre utgångar. För att slippa extremt höga impedanser på ledningarna i knutpunkten, delas transformeringen upp i två steg. Nackdelen är att det behövs fyra motstånd. Men impedanserna blir till och med lite lägre än i fallet med olika delning.

Flera utgångar

När man delar upp effekten till flera olika utgångar, blir effektnivån i varje utgång lägre än ineffekten. Att dela effekten i två lika delar betyder halva effekten i vardera utgången, dvs. 3 dB lägre än ingången. Delas effekten i ytterligare två lika delar (totalt fyra lika utgångar) blir effektnivån i varje utgång 6 dB lägre än ineffekten.



Antal utgångar	Förluster dB
2	3.0
3	4.8
4	6.0
6	7.8
8	9.0
16	12.0
24	13.8

Delningsförlusten innebär visserligen ingen signalförlust totalt sett, utan bara en fördelning av ineffekten. I databladen är vanligen effektdelningen inte inräknad i förlusterna. Därför är det viktigt att själv komma ihåg delningsförlusterna vid användningen.

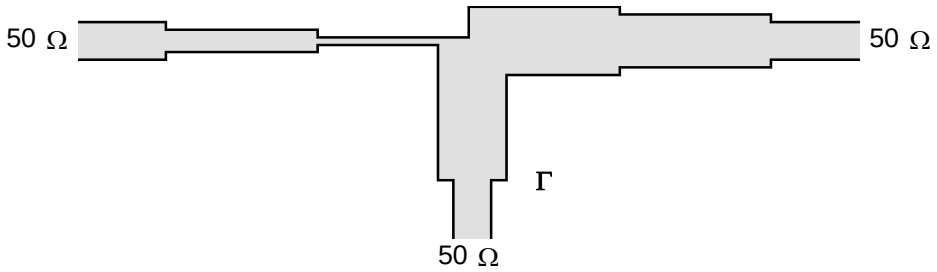
Utöver dessa delningsförluster tillkommer naturligtvis de resistiva förlusterna samt reflektionsförlusterna. Den totala dämpningen kan alltså bli ganska stor.

mm-våg

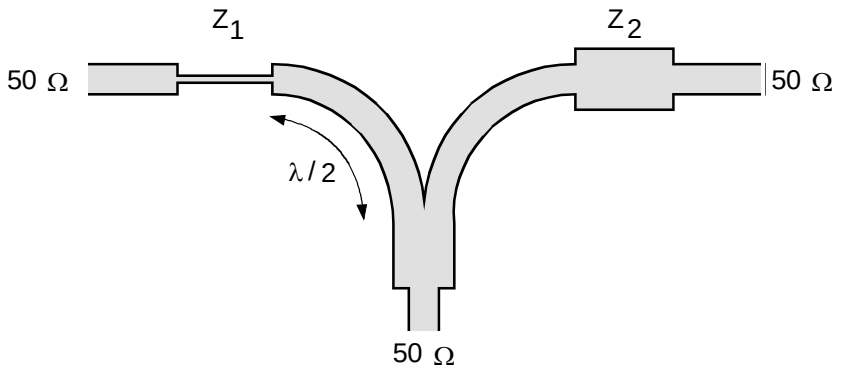
På mm-våg är en kvartvågsledning mycket kort. Dessutom bör bredden vara mycket mindre än längden. Med 0,25 mm tjockt laminat blir på 40 GHz längden och bredden:

	λ/4	**50 Ω**	
ε = 2,2	1,4	0,7	mm
ε = 10	0,7	0,2	mm

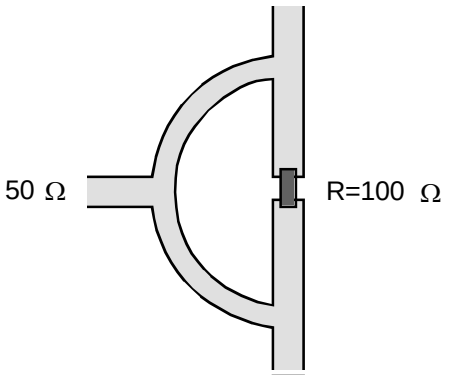
För att få en smal ledning väljer man ett tunt laminat. Men trots att substratet bara är 0,25 mm tjockt, får man en ledning som är mycket kort i förhållande till bredden. Det gör att diskontinuiteterna blir i samma storleksordning som ledningarnas sektioner. Därför väljer man ofta att förlänga ledningarna med ytterligare en halv våglängd, dvs 3λ/4 istället för λ/4.



Ett T-stycke med olika effekter till respektive utgång, får mycket besvärliga diskontinuiteter.



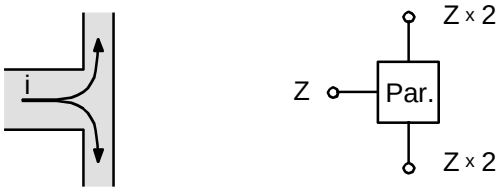
Diskontinuiteterna har här flyttats bort med halvvågsledningar. Vid uppdelningen ligger utgångsledningarna i linje med ingången, istället för vinkelrätt som för ett T-stycke. Fördelningen av effekten bestäms av impedanserna Z_1 och Z_2.



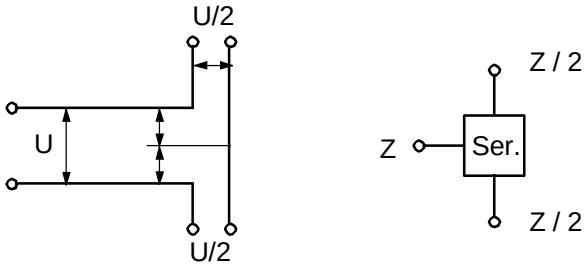
En Wilkinson-delare får en besvärlig krökning av den korta breda ledningen. Istället använder man 3λ/4 ledningar. Dessutom kan chipmotståndet anslutas via λ/2 ledningar. Det ger den en bättre definierad anslutningspunkt. Dessutom får man mindre kapacitans mellan utgångsledningarna. Kapacitansen kan annars störa delningen, om man ska ha olika effektdelning.

Naturligtvis blir effektdelarna smalbandigare på grund av alla ledningslängder. Men på mm-våg är man normalt ändå inte intresserad av att täcka oktavband.

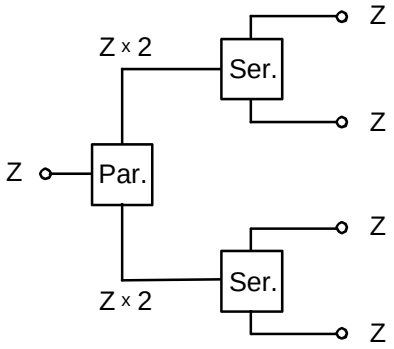
Koppling i serie och parallell



En stripledare delas upp i två lika vägar till två parallella utgångar. Spänningen är lika i knutpunkten, men strömmen delas lika mellan utgångarna. För att få halva strömmen ska utgångarna ha dubbla impedansen. Med parallellkopplingen får man impedansanpassning.

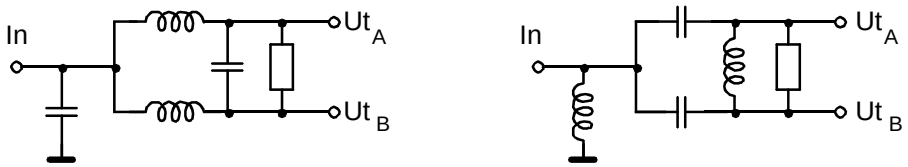


Knutpunktens T-stycke kan alternativt bestå av en uppdelning med de två utgångarna i serie. Här är det istället spänningen som delas upp till halva spänningen över respektive ledning på utgångarna. Däremot går det samma ström genom hela seriekopplingen. Halva spänningen betyder att utgångarna har halva impedansen. Seriekoppling av två halva impedanser ger anpassning. Seriekoppling är lätt att arrangera i parledning och slitsledning (slotline).



Med både parallellkoppling och seriekoppling efter varandra får man en mycket bredbandig effektdelare med fyra utgångar.

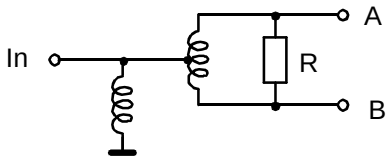
2. Diskreta komponenter



Wilkinsons effektdelare kan också tillverkas med diskreta komponenter. Antingen görs den som en lågpasskrets eller som en högpasskrets. Om man önskar större bandbredd än 20 % får man lägga till flera sektioner. Fördelen är att det blir en liten miniatyrkrets även för lägre frekvenser.

Effektdelare för RF-området

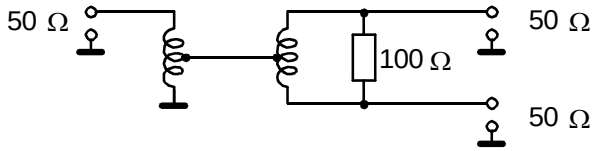
För frekvenser upp till ca 2 GHz kan man använda en transformatorkopplad effektdelare. Den lindas på en mycket liten toroidkärna. Bandbredden blir då mycket stor, t.ex. 10 - 2000 MHz.



Signalen delas lika till utgångarna A och B. Det går ingen ström genom motståndet eftersom signalerna i port A och B ligger i fas. Det blir alltså inga resistiva förluster.

En signal som matas in i port A ger dels en ström i motståndet och dels en ström i transformatorn. Strömmen i transformatorn kommer att fasförskjutas 180°. Om transformatorn och motståndet är så dimensionerade att strömmarna är lika stora, kommer de att ta ut varandra i port B. Isolationen mellan A och B blir alltså mycket stor.

Av den signal som matas in i port A kommer hälften att hamna i motståndet, och hälften når port S. Det betyder 3 dB förluster bakvägen. Men om man matar in två lika signaler (samma frekvens och samma fas), så går ingen ström i motståndet och signalerna kombineras alltså utan förluster.



De två utgångarna är hopkopplade parallellt, det ger alltså 25 Ω. För att få impedansanpassning till 50Ω används en spartransformator på ingången.

3. Effektkombinering

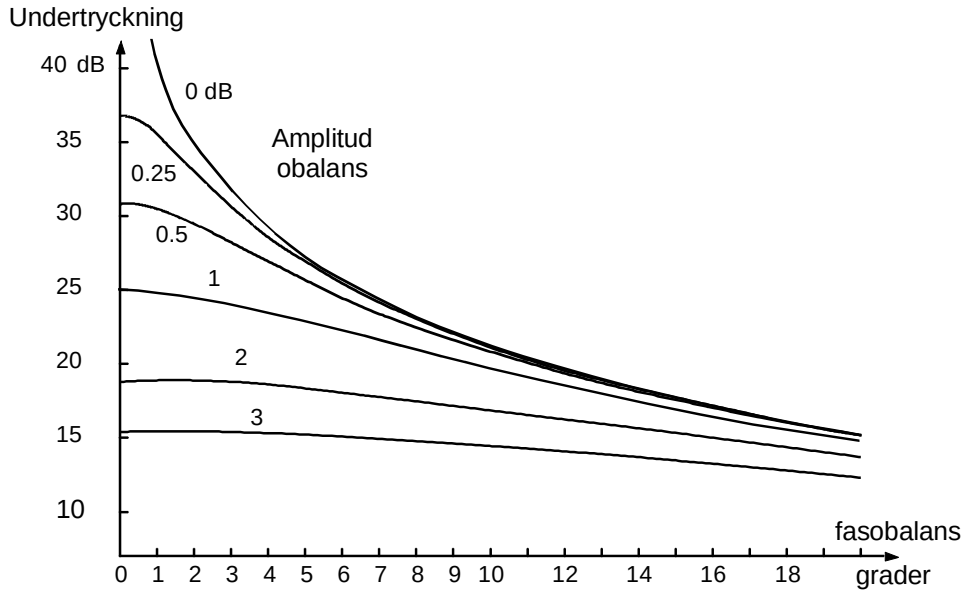
En effektdelare kan också användas bakvägen, dvs för att kombinera två insignaler till en utgång. Om båda ingångarna ska vara anpassade kan man välja mellan Wilkinson, hybrid eller resistiv effektdelare. På RF-området kan man dessutom använda transformatorkopplade effektdelare.

Den resistiva effektdelaren går att använda i alla lägen, från DC till sin övre gränsfrekvens (18 GHz), under förutsättning att man kan tolerera de extra förlusterna.

Om de signaler som ska kombineras har samma frekvens, kan man använda en combiner som inte har några extra förluster. Men det gäller att dessutom välja den effektdelare som har den rätta fasgången. Då signalerna ligger i fas används Wilkinson. Om signalerna har 90° fasskillnad används en 90° hybrid. Och om signalerna ligger i motfas så används 180° hybriden.

Man kan tolerera ganska stort fasfel vid kombineringen. 20 - 30° fasfel ger endast några tiondels dB förluster. Även amplituden kan ha en viss obalans, 0,2 - 0,3 dB obalans ger försumbar dämpning.

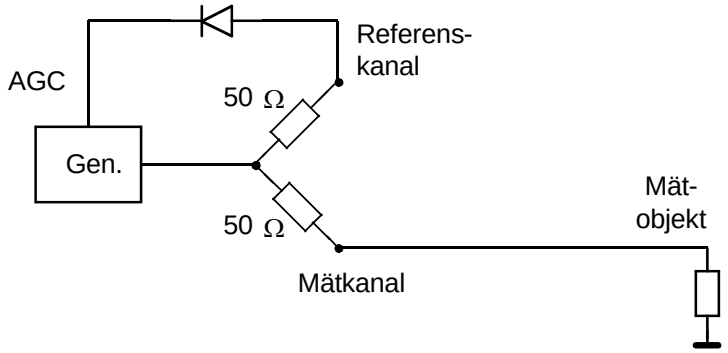
Ibland vill man addera två signaler i motfas. Det kan vara fråga om en störning eller en mätsignal, som behöver undertryckas. För att få en god utsläckning ställs stora krav på att signalerna ligger exakt i motfas och att de är lika stora.



Om signalerna som ska kombineras har olika frekvens, kommer en viss del av effekten att gå förlorad. Varje signal delas upp oberoende av den andra. Med en n-vägs effektdelare som combiner (Wilkinson eller hybrid) kommer endast 1/n av effekten att nå utgången. En tvåvägs effektdelare har alltså 3 dB förluster då den används som combiner för olika frekvenser. I vissa situationer kan det därför vara lämpligare att använda en filterkopplad multiplexer istället.

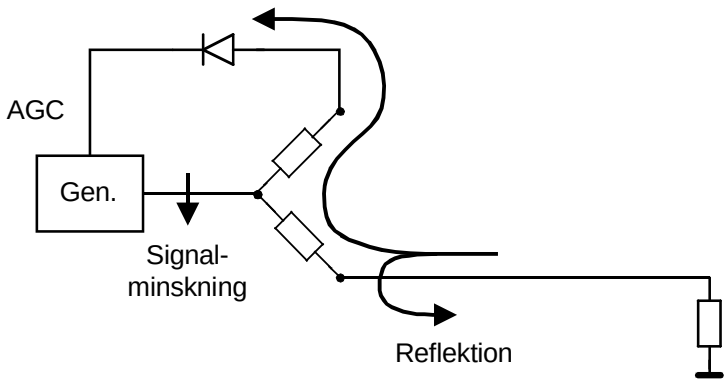
4. Power Splitter

En Power Splitter är en effektdelare som innehåller två resistanser på 50 Ω.
Den används i de mätuppkopplingar som utnyttjar nivålåsning eller förhållande-mätning.

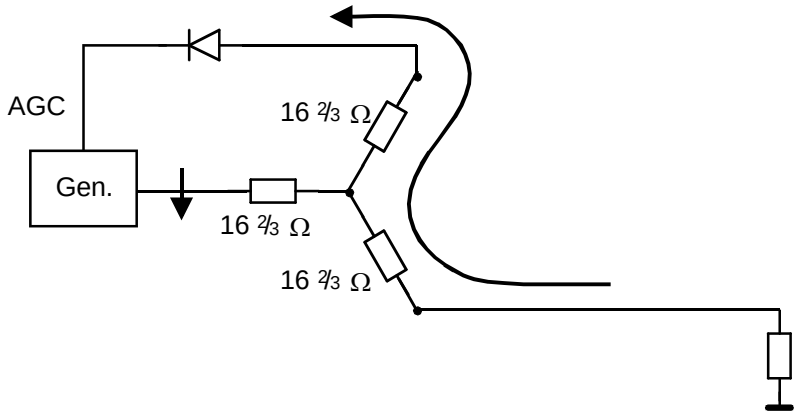


Signalstyrkan i referenskanalen hålls konstant med nivålåsning. Eftersom power-splittern är symmetrisk, kommer signalen att delas lika till referens- och mätkanal. Signalen hålls alltså konstant även i mätkanalen.

Samma sak gäller för en effektdelare med tre 16 2/3 Ω resistanser. Skillnaden är vad som händer vid reflektioner på mätledningen.

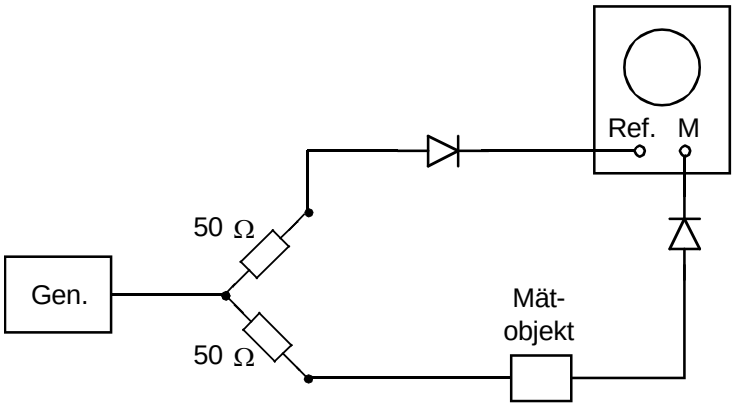


Det unika med power-splittern är att lika stor signal som återreflekteras till mätledningen, transmitteras över till R-kanalen. Referenskanalen korrigerar signalnivån som om det vore en variation i signalkällan. Eftersom korrigeringen är lika stor som återreflektionen på mätledningen, så blir återreflektionen helt bortkompenserad. Det ser alltså ut som en perfekt anpassning.



En effektdelare som har tre motstånd har god anpassning i alla portar. Ingen signal återreflekteras. Men en viss del av signalen tar sig över till referenskanalen. Denna förändring i referenskanalen justerar nivån på signalkällan. Man får alltså en variation av utsignalen från mätporten som följd av mätobjektets reflektion. Det är i princip samma sak som en återreflektion.

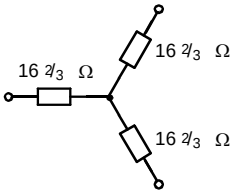
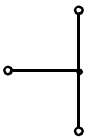
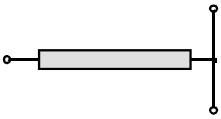
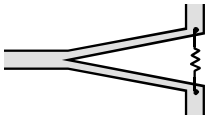
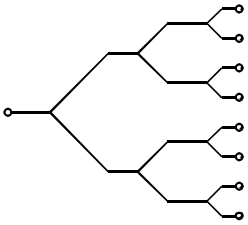
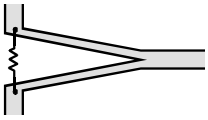
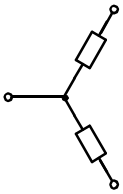
I denna uppkoppling ger således en resistiv effektdelare, med tre motstånd, en dålig anpassning. Den ekvivalenta anpassningen på signalkällan (Source-match) blir så stor som VSWR = 3,0 En power-splitter (två motstånd) ger däremot en mycket god source-match. En ekvivalent VSWR blir mindre än 1,2 ända upp till 18 GHz.



Vid förhållandemätning kopplas referensen till skaläranalysatorn istället för till generatorns AGC. Skaläranalysatorn visar hur många dB som skiljer de två kanalerna. När generatorn varierar i amplitud så följer båda kanalerna efter lika mycket, och påverkar alltså inte mätningen. En reflektion från mätobjektet kommer att reflekteras vid Power-Splittern och ge ett tillskott på mätkanalen. Men lika mycket tar sig igenom Power-Splittern och ut till referenskanalen. De två lika tillskotten tar ut varandra i mätinstrumentet.

Power Splitter (två motstånd) ska alltså användas vid AGC-mätning och vid förhållandemätning. Vid vanlig effektdelning är situationen helt annorlunda. En resistiv effektdelare (tre motstånd) ger då en god anpassning och en Power Splitter (två motstånd) en dålig anpassning, VSWR = 1,7

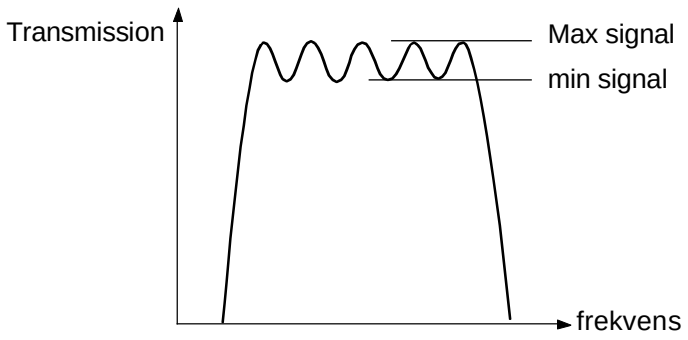
5. Sammanfattning

Resistiv		Bredbandig Anpassad
T-stycke		Enkel
Reaktiv		Anpassad ingång Låga förluster Låg PIM
Wilkinson		Anpassad Isolerade utgångar
Fler utgångar		8 utgångar ⇓ 9 dB delningsförluster
Combiner		Två insignaler i motfas ⇓ undertryckning
Splitter		Till AGC-mätning och förhållande mätning

Filter

1. Grunder

Filter används för att särskilja olika frekvensområden. Det kan gälla lågpass, högpass, bandpass eller bandspärr. Dämpningen i passbandet varierar med frekvensen enligt Butterworth (max flat) eller Chebyshev (jämnt rippel). Chebyshev ger brantare flanker utanför passbandet. Ju större rippel man kan acceptera desto brantare blir flankerna.



Ripplet beror inte på resistiva förluster. Där utsignalen är lägre har istället mer av signalen reflekterats tillbaks. Det är alltså kravet på anpassning som ger hur stort rippel man kan använda.

Rippel		**RL**	
0,5	dB	10	dB
0,2		14	
0,07		18	
0,04		20	
0,01		26	

Önskas extremt branta flanker får man istället välja ett filter med en dämpningstopp (nollställe) utanför passbandet. Ett filter kan kombineras med extra resonatorer för nollställen utanför filtret. Ett annat alternativ är att korskoppla mellan filtrets sektioner som inte ligger direkt efter varandra. Det kan ge nollställen, eller korrigera fasgången för att få låg distorsion (Group Delay).

En multiplexer är en specialkoppling med ett antal filter. Den leder signalen till olika utgångar beroende på frekvensen, eller kombinerar olika frekvenser till en utgång. En krets som kopplar en antenn till sändaren respektive mottagaren kallas duplexer. Två filter som delar upp spektrat i två band kallas diplexer. Om sändning och mottagning sker på olika frekvensband kan en diplexer användas som duplexer.

Man kan göra spänningsstyrda filter på två olika sätt, avstämning med varaktor eller med YIG-filter. Varaktorkopplingen kan göras mycket snabb, men den har begränsad bandbredd (högst en oktav). YIG-filter bygger sin funktion på att magnetfältet i en spole ändras. Det gör den långsammare. Men den har mycket stort avstämnings-område, t.ex. 2 - 26 GHz. Varaktoravstämningen används speciellt på frekvensbanden under 1 GHz eller där avstämningshastigheten kräver det.

Diskreta komponenter

(Lumped Components)

På lägre frekvenser konstrueras filter med spolar och kondensatorer. På mikrovåg blir strökapacitanserna och induktanserna i tilledningarna så besvärande att de helt kan spoliera funktionen.

En lindad spole har en viss kapacitans mellan varven. Kapacitansen är liten men på högre frekvenser blir den kapacitiva reaktansen av samma storlek som den induktiva. Egenresonansen hamnar ofta på < 100 MHz om man vill ha induktanser i μH området. På frekvenserna 1-2 GHz får man nöja sig med mindre spolar, cirka 10-100 nH. Men å andra sidan behövs inte så stor induktans på mikrovåg. På X-bandet ger 0,2 nH en impedans på 12 Ω. 0,2 nH är vad man får av en tilledningstråd som är 0,5 mm lång och har 25 μm diameter, dvs en bondtråd.

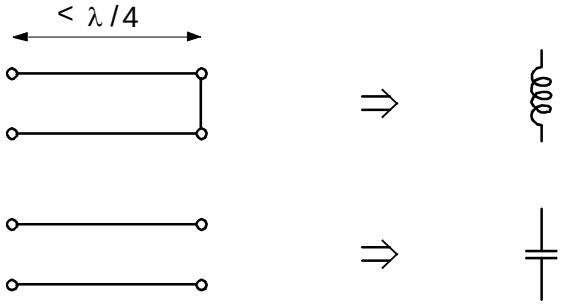
Det innebär att alla komponenters tilledningstrådar är induktanser. En kondensator övergår till att fungera som en induktans vid tillräckligt hög frekvens. Tilledningstrådarna måste hållas mycket korta. Dessutom måste komponenterna vara mycket mindre än våglängden för att det inte ska uppstå utbredningsfenomen.

Diskreta komponenter blir alltså extremt små och svåra att tillverka. De har större förluster, dvs lägre Q-värde, än distribuerade komponenter. Det betyder att bandbredden inte kan bli lika smal.

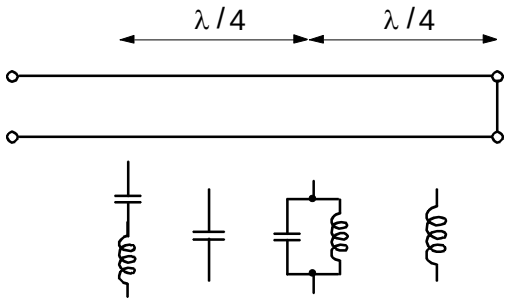
De används där förlusterna inte är kritiska, utan storleken är viktigare. De kan få mycket stora bandbredder, både i passbandet och i spärrbandet. Däremot bör de inte användas då bandbredden är mycket liten (< 2 %).

Distribuerade komponenter

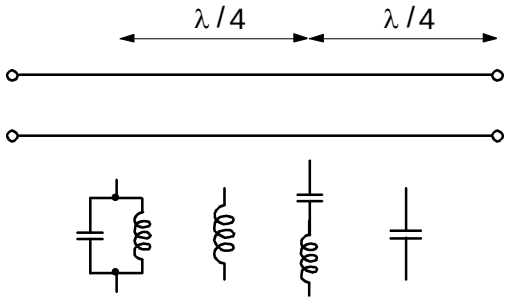
Enligt ledningsteorin fungerar en kortsluten ledning som en induktans, om den är kortare än en kvarts våglängd. En mycket kort öppen ledning fungerar som en kapacitans. Man kan alltså åstadkomma reaktanselement med korta ledningsstumpar.



En kortsluten ledning uppträder som en parallellresonanskrets efter en kvarts våglängd. Efter en halv våglängd fungerar den som en serieresonanskrets.



En öppen ledning fungerar som en serieresonanskrets efter en kvarts våglängd, och som en parallellresonanskrets efter en halv våglängd.

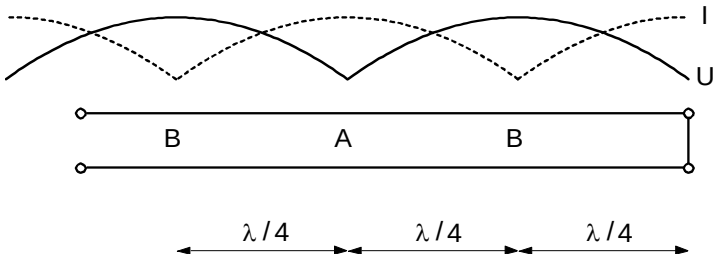


Efter en kvarts våglängd har impedansen inverterats, så att en kapacitans ser ut som en induktans och tvärt om (induktans blir kapacitans). Likaså blir en serie-resonanskrets transformerad till en parallellresonanskrets och tvärt om (parallell blir serie). Inverteraren är en betydelsefull komponent i de situationer där man har svårt att realisera ett kretselement. I strip-line är det ju svårare att åstadkomma en kortsluten ledning än en öppen. Och en vågledare kan helt enkelt inte vara en helt öppen ledning.

Distribuerade kretselement är alltså ledningsstumpar som uppträder som spolar respektive kondensatorer inom ett visst frekvensområde. Ledningen kan också fungera som en hel resonanskrets. Den kallas då resonator. Jämfört med diskreta komponenter har de lägre förluster, dvs högre Q-värde. De blir också billigare och tillförlitligare.

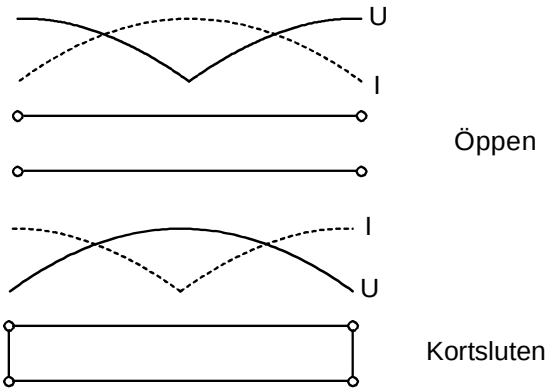
Resonator

En resonator är en svängningskrets som består av en bit transmissionsledning med totalreflektion i båda ändar. Signalen på ledningen kommer att reflekteras fram och tillbaks. När den multipelreflekterade signalen ligger i fas med den inmatade är ledningen i resonans. Man kan också se det så att en totalreflektion ger ett visst ståendevåg-mönster. Den andra reflektionen ska vara placerad på ett sådant avstånd att fältbilden inte störs.

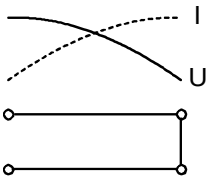


Man kan alltså ha ledningen kortsluten i punkt A eller öppen i punkt B. Den kan också vara öppen i båda ändar, dvs från B - B. De vanligaste svängningskretsarna är kvartvågsresonatorn och halvvågsresonatorn.

halvvågsresonator

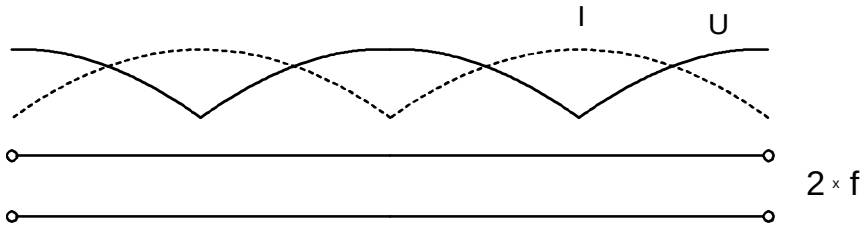


Kvartvågsresonator

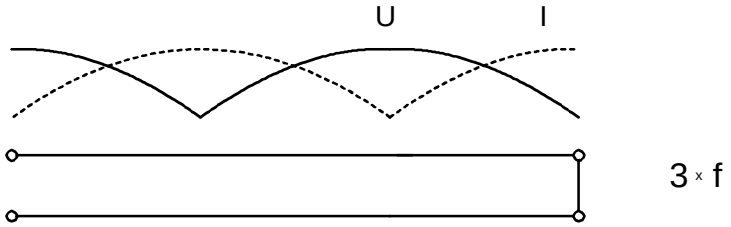


Transmissionsledningen kan vara av valfri typ. När det gäller vågledare används endast kortslutna halvvågsresonatorer. De är då rektangulära eller cylindriska hålrum. De kallas också för hålrumsresonatorer eller kaviteter.

Till skillnad från kopplingen med kondensator och spole, kan resonatorn ge resonans för vissa övertoner också.



Halvvågsresonatorn ger resonans för dubbla frekvensen, och alla andra övertoner.



På en kvartvågsresonator kan tredubbla frekvensen ge resonans (samt övriga udda övertoner). Vid den dubbla frekvensen blir kvartvågsledningen en halv våglängd lång. En halvvågsledning kan inte ge resonans om den ena änden är kortsluten och den andra öppen. Fältbilderna motverkar då varandra (multipelreflektionerna kommer i motfas).

Denna egenskap hos kvartvågsresonatorn är viktig då man behöver ett filter som inte släpper igenom dubbla frekvensen (och övriga jämna övertoner).

Den öppna halvvågsresonatorn har en ekvivalent krets som en parallell-resonanskrets. Om resonatorns ändar istället är kortslutna, blir den ekvivalenta kretsen en serieresonanskrets.

Dimensionering av filter

Man börjar med att bestämma sig för en normerad lågpassprototyp, som uppfyller kraven på passbandet, spärrbandet och filterflankerna. Till att börja med följer man alltså samma principer som vid låga frekvenser.

Denna prototyp transformeras sen till lämplig filtertyp (t.ex. bandpass), samt transformeras till rätt frekvensområde och impedansnivå. Filtret är då uppbyggt av diskreta komponenter (induktanser och kapacitanser), med lämpliga värden. Det är nu som mikrovågsdimensioneringen skiljer sig från de lägre frekvenserna. Det finns nämligen inga lämpliga spolar och kondensatorer att bygga med.

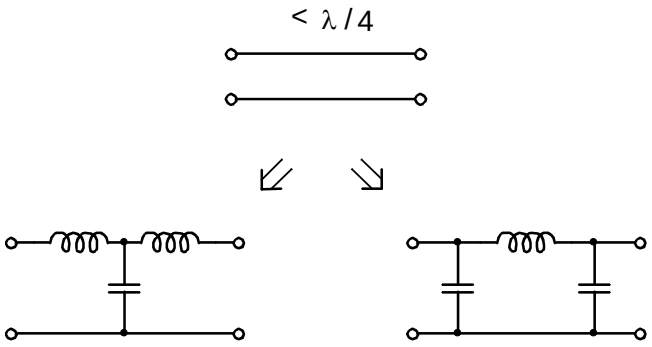
De beräknade induktanserna och kapacitanserna måste transformeras till någon lämplig ledningsekvivalent. Filtret kan då byggas med distribuerade komponenter. Vad som är lämplig uppbyggnad beror både på önskad bandbredd och vilken ledningstyp man väljer.

Vid dimensioneringen av ledningskomponenterna måste man ta med i beräkningen de diskontinuiteter som blir då två olika ledningsimpedanser kopplas ihop. Diskontinuiteterna ger en ekvivalent ströreaktans. För att få noggranna beräkningar ska också stripledarens tjocklek tas med i beräkningen. Även lådan som filtret byggs in i kommer att påverka funktionen då locket läggs på. Det kan vara lämpligt att använda en dator för dimensioneringen och optimeringen.

När filtret väl är tillverkat kan det vara lämpligt att kunna justera resonansfrekvensen något. Det gäller speciellt vid mycket smalbandiga filter, eller då man ska ha en dämpningstopp i filterflanken. Justeringen består vanligtvis av att man skruvar in en skruv på lämpligt ställe. Den kommer då att påverka det elektriska fältet, dvs kapacitansen ändras.

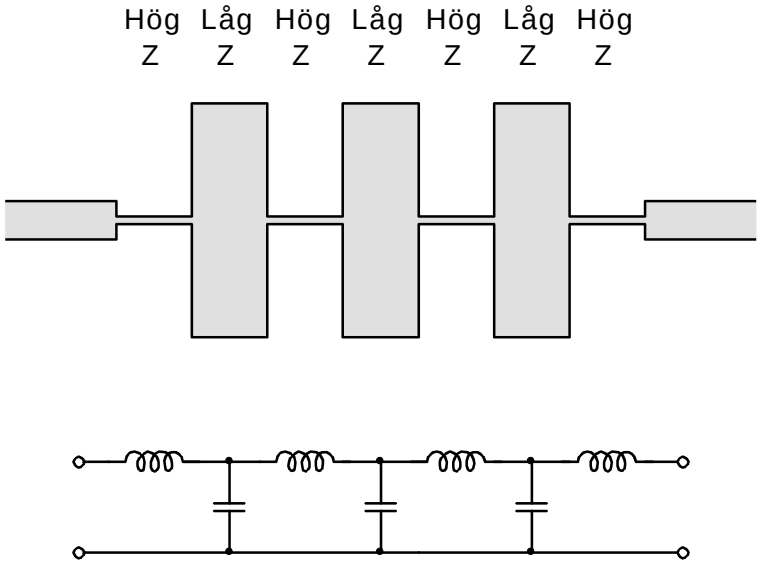
2. Lågpassfilter

En kort ledning (mindre än en kvarts våglängd) kan räknas om till en ekvivalent krets. Det är valfritt om man räknar om till en T-krets eller en π-krets.



Om man använder T-ekvivalenten i en krets där impedanserna är mycket höga, kan serieinduktanserna försummas. Kvar blir det en kapacitans. En öppen stubledning ger ju kapacitiv reaktans. På samma sätt kan kapacitanserna i en π-krets försummas då ledningen belastas med mycket låga impedanser. Kvar blir det en induktans. En kortsluten ledning ger ju induktiv reaktans.

Om man kopplar korta ledningar av växelvis hög och låg impedans, så får man ett ekvivalent lågpassfilter.



Figuren visar hur ledningsmönstret ser ut i micro-strip. Det kan också vara mittledaren i strip-line eller koaxial. För att filtret ska fungera bra i praktiken ska förhållandet mellan hög och låg impedans vara så stort som möjligt.

Ju högre impedans desto smalare strip. Ledningen görs så smal som det är praktiskt möjligt. Därefter beräknas lämplig längd för att få den rätta induktansen. Den låga impedansen ska göras så liten som möjligt. Men ledningen får inte bli så bred att det uppstår resonanser på tvären. När impedansen bestämts kan längden räknas ut.

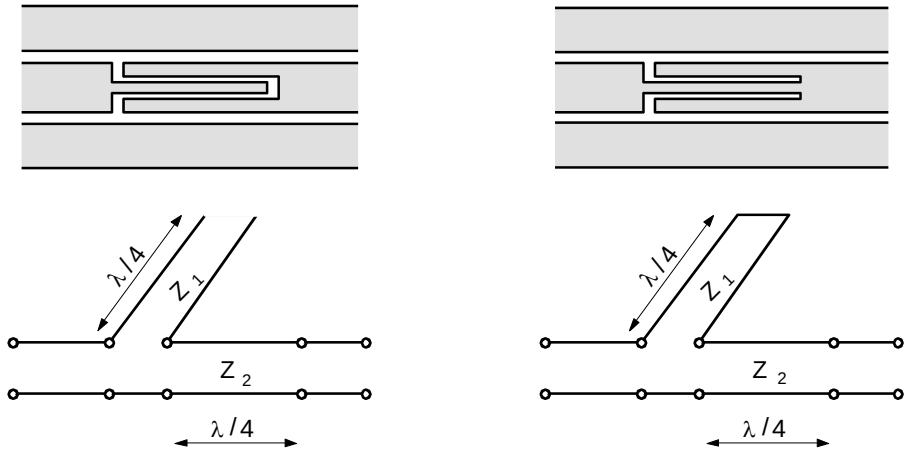
På så sätt får man ett filter som är så kort som möjligt. Lågpassfiltret ska spärra de högre frekvenserna. Men vid tillräckligt hög frekvens blir ledningarna en halv våglängd långa och släpper igenom signalen (Spurious Passband). Genom att göra ledningarna så korta som möjligt blir spärrbandet så stort som möjligt.

Denna beräkning ger ett filter som inte riktigt stämmer med önskad gränsfrekvens. För att få noggrannare beräkning måste man också ta med π-ekvivalentens kapacitanser och T-ekvivalentens serieinduktanser. Dessutom ger diskontinuiteterna mellan ledningarna en ekvivalent shuntkapacitans, som också måste räknas in i den totala kapacitansen.

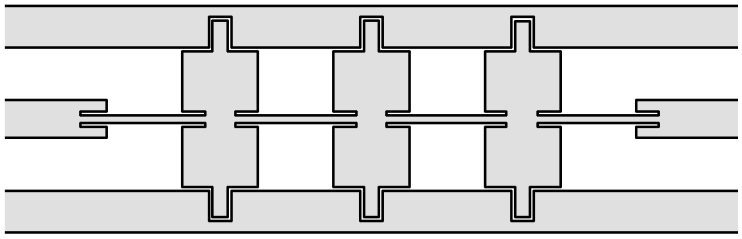
I strip-line är det användbara impedansområdet ca 20 Ω till ca 150 Ω.

Coplanar ledning

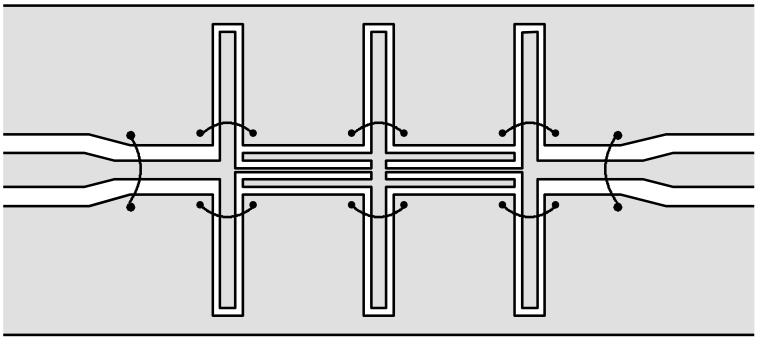
I micro-strip och strip-line kan man lätt koppla en stubbe parallellt med ledningen (shuntande). Med en coplanar ledning kan man dessutom på ett enkelt sätt få stubbar i serie med ledningen.



Om ledningarna är kortare än en kvarts våglängd ger de kapacitiv respektive induktiv reaktans. Induktansen kan utnyttjas i ett lågpassfilter för att den högohmiga ledningen ska slippa bli så lång.

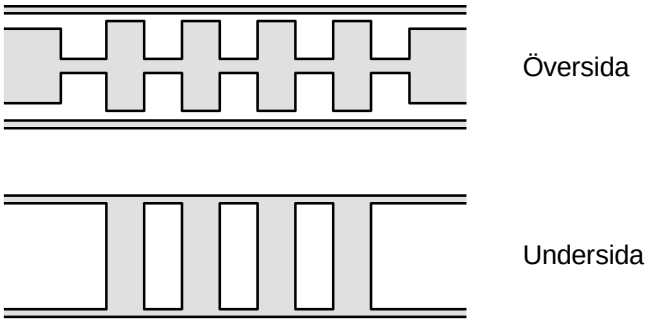


Den kapacitiva delen har också gjorts kortare, tack vare kapacitansen från de små öppna stubbarna. På så sätt kan man få ett kompakt lågpassfilter med ett extra stort övre spärrband.

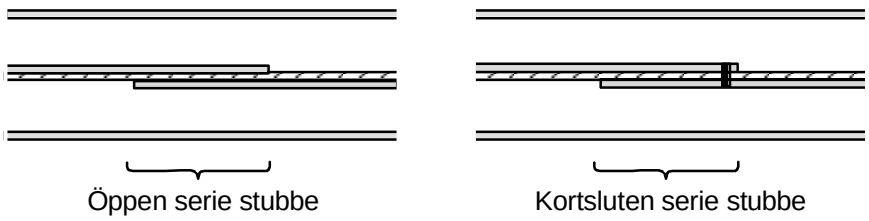


Det här filtret använder enbart shuntstubbar som kapacitanser, och seriestubbar som induktanser. Bondtrådarna ser till att jord alltid har samma potential. De kortsluter alltså de oönskade moderna.

Suspended-Substrate-Stripline SSS

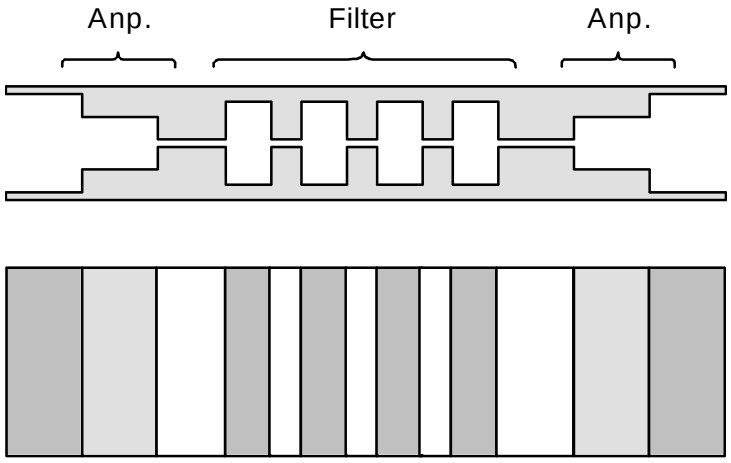


Smala ledningar i SSS ger mycket hög induktans. De kan alltså vara ganska korta, för en viss gränsfrekvens. Kapacitansen blir däremot ganska liten då avståndet till jordplanen är stort. På substratets undersida kan man lägga ett metallskikt som sträcker sig ut till filtrets sidoväggar, där substratet är fastspänt. Med ett extra jordplan under de lågohmiga delarna får de stor kapacitans utan att behöva vara så långa. Under de induktiva ledningarna ska det däremot inte vara något extra jordplan. Resultatet blir en liten krets med stort stoppband.

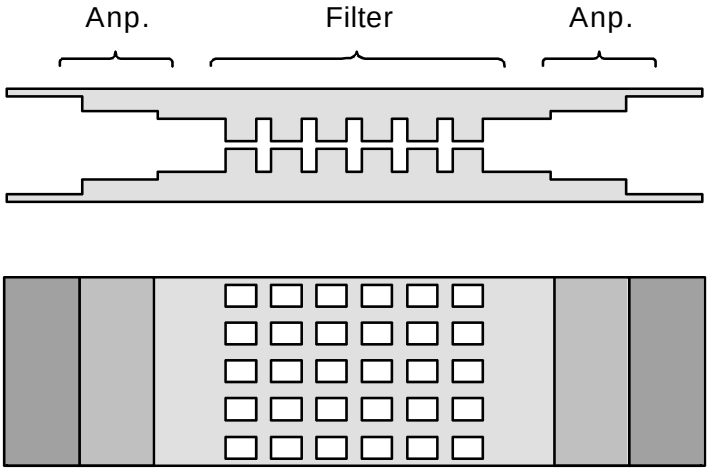


SSS med ledningar på båda sidor om substratet betraktas här från sidan. Jordplanen ligger långt bort från ledningarna, och ledningarna ligger nära varandra. Det går därför att tillverka högpass- och lågpassfilter med seriestubbar.

Vågledare

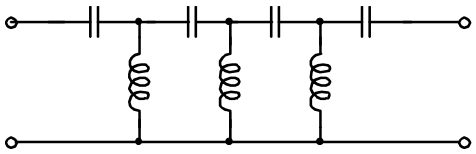


Ett lågpassfilter i vågledare består av ett område med växelvis hög impedans och låg impedans. Det kallas för korrugerad vågledare. Dessutom behövs någon form av anpassning på in- och utgång.

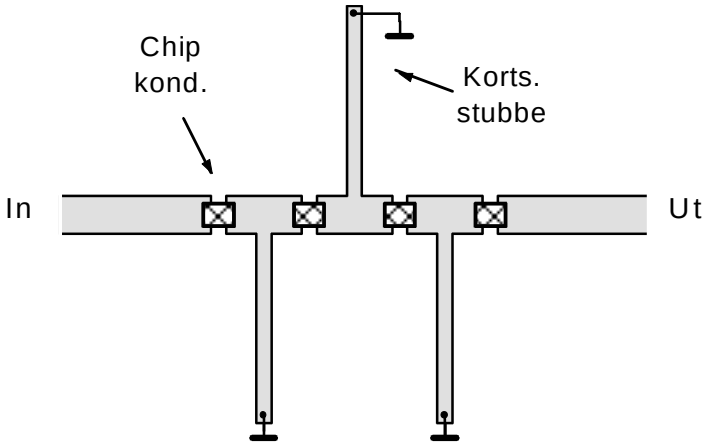


I en vågledare finns det många olika moder som kan försämra filtrets spärrband. Filtrets områden med låg impedans kan slitsas (i vågledarens längdriktning) så att det bildas lågpassfilter även på tvären i vågledaren. På så sätt förhindras koppling med oönskade moder. Filtret får då stor dämpning i spärrbandet, upp till tre gånger gränsfrekvensen. Nackdelen är att det blir lite besvärligare att tillverka än det korrugerade filtret.

3. Högpassfilter



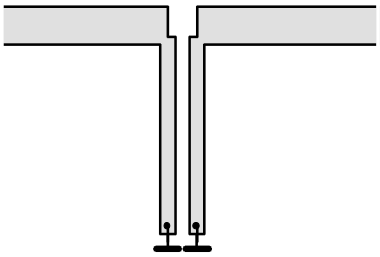
Ett högpassfilter innehåller shuntande induktanser som är kapacitivt kopplade.



Induktanserna tillverkas som korta ledningar som är kortslutna. Kapacitanserna kan bestå av överlappande ledningar, om man tillverkar stripledaren i flera lager (Suspended Substrate Stripline). Man kan också använda diskreta chipkondensatorer. Speciellt vid de lägre mikrovågsfrekvenserna, där den nödvändiga kapacitansen blir ganska stor.

Ett högpassfilter ska släppa igenom alla frekvenser över en viss gränsfrekvens. Men i praktiken finns inga sådana filter, det finns alltid en tillräckligt hög frekvens där signalen börjar dämpas. Högpassfiltren har alltid sina passband specificerade upp till en viss frekvens. Det betyder att ett högpassfilter egentligen är ett bandpassfilter, där man inte är intresserad av det övre spärrbandet.

För att få stor induktans ska ledningen vara smal (hög impedans). Men det går inte att tillverka hur smal ledning som helst. Induktansen beror också på ledningens längd. Men man vill ha så korta ledningar som möjligt för att få stort passband.

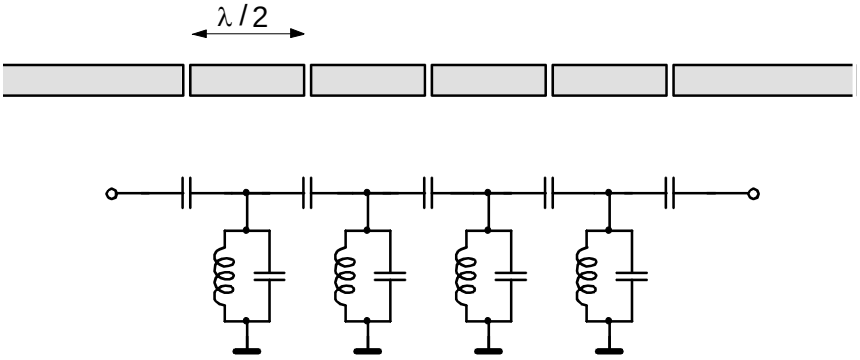


För att få tillräckligt stor induktans kan man använda två kortslutna kopplade ledningar. Den höga induktansen får man då från den jämna modens impedans. Den kan bli upp till 200 Ω, med måttliga ledningsbredder.

4. Bandpassfilter

Ändkopplat

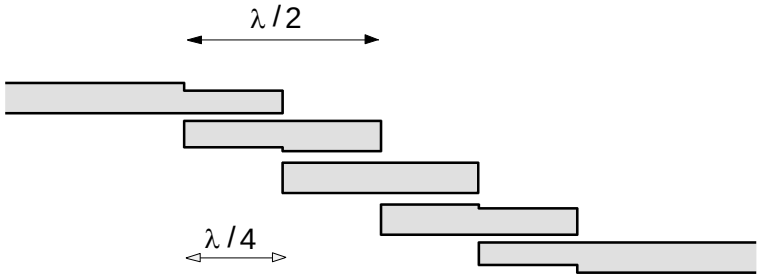
En resonator är avstämd till en viss frekvens, dvs ett visst passband. Men ofta kräver man högre selektivitet. Ett bandpassfilter består av ett antal resonatorer, som kopplas i kaskad. I micro-strip görs filtren ofta som kapacitivt kopplade halvvågsresonatorer, där resonatorerna är avslutade med öppna ändar.



Kapacitansen mellan ändarna på två stripledare är ganska liten. Det gör att kopplingen mellan resonatorerna blir svag, dvs liten bandbredd. Bandbredden blir i allmänhet mindre än 5 %

Sidkopplat

Om man vill ha större bandbredd, måste kopplingskapacitansen ökas. Det kan man göra genom att lägga ledningarna bredvid varandra.



Resonatorerna är fortfarande en halv våglängd, eller en multipel av λ/2. Men kopplingen mellan två parallella ledningar är både elektrisk och magnetisk. Området för kopplingen ska vara en kvarts våglängd lång, eller en udda multipel av λ/4, för största koppling. Det betyder att det sidkopplade filtret har ett passband vid den tredubbla frekvensen (3·f). Det ändkopplade filtret har däremot ett passband redan vid den dubbla frekvensen (2·f).

Det sidkopplade filtret kan konstrueras för bandbredder upp till ca 30 %. Men för bandbredder > 30 % blir gapet för smalt (20 μm) för att kunna etsas på enkelt sätt. För samma bandbredd får det sidkopplade filtret större gap mellan ledarna. De blir därigenom mindre kritiska att tillverka. Men det är under förutsättning att man använder tunna laminat. Ett sidkopplat filter i strip-line ger bredare spalt mellan resonatorerna om

$$\lambda_o > 12\ D$$

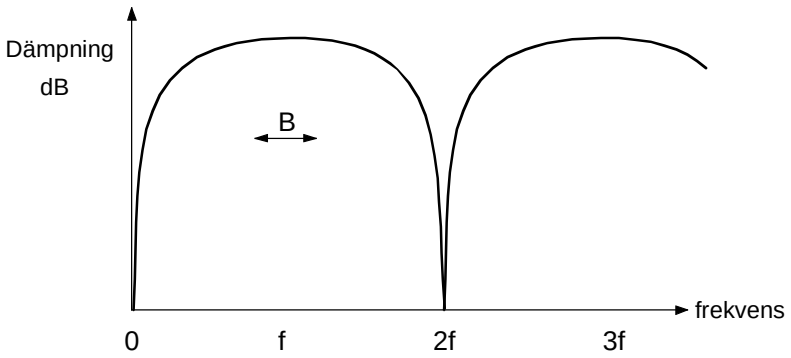
Där D är avståndet mellan jordplanen. Däremot ger det ändkopplade filtret bredare spalt om

$$\lambda_o < 7\ D$$

Mellan 7D och 12D beror det på impedansnivån vilken som har bredast spalt.

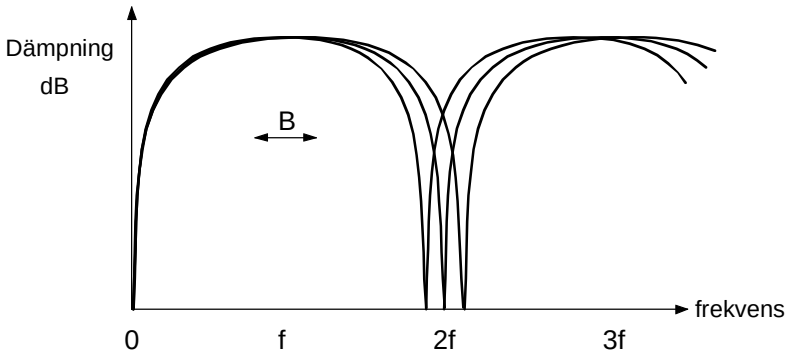
Fördelen med sidkoppling istället för ändkoppling är att det blir hårdare koppling, dvs större bandbredd. En annan fördel är att det sidkopplade filtret bara blir hälften så långt som det ändkopplade.

Övertoner i sidkopplat

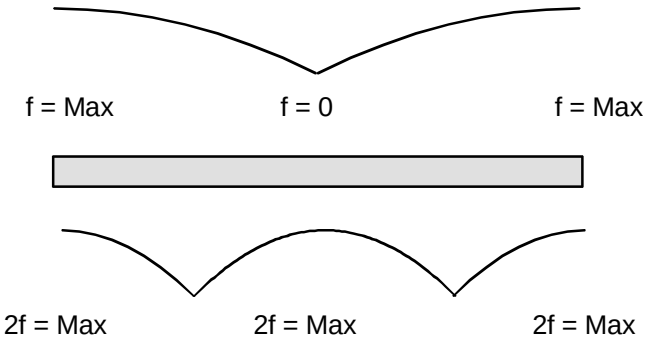


Ett sidkopplat filter i strip-line har dubbla frekvensen undertryckt. I micro-strip har den udda moden högre fashastighet än den jämna eftersom den går delvis i luft. Det kopplande $\lambda/4$ området får då olika faslängd, vilket resulterar i ett oönskat passband på dubbla frekvensen.

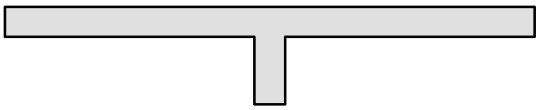
För att få undertryckning av dubbla frekvensen i micro-strip kan man använda samma kretslösningar som för hybrider (kopplade ledningar). Man kan alltså använda dielektriskt skikt, tandad kant eller kapacitiv last för att jämna ut fashastigheterna.



Problemet i micro-strip är att nollstället har flyttats bort från 2f mot högre frekvens. Men det är ganska lätt att justera tillbaks nollstället genom att öka längden av det kopplande området. Kopplingen inom bandbredden på filtrets grundfrekvens varierar nästan inte alls, så filtrets passband störs inte av längdförändringen.



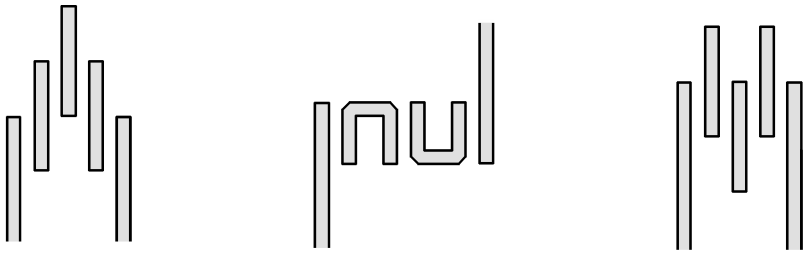
En halvvågsresonator har max spänning vid de öppna ändarna. På resonatorns mitt är grundtonen noll. Men dubbla frekvensen har max spänning på mitten.



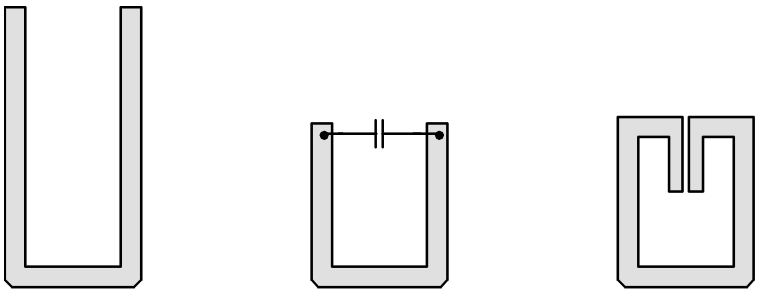
En stubbe på mitten kommer att justera dubbla frekvensen, utan att påverka grundfrekvensen. Genom att använda olika stubbar för olika resonatorer blir de oönskade resonanserna utspridda i frekvens. Det är bara grundfrekvensen som är gemensam för alla resonatorer och kan ta sig igenom filtret.

Kompakt sidkopplat

Ett filter som består av ett flertal halvvågsresonatorer kan bli ganska stort.
För att minska dimensionerna, kan man vika ihop filtret på lämpligt sätt.
T.ex. pyramidvikt, hair-pin eller pseudo-interdigital.



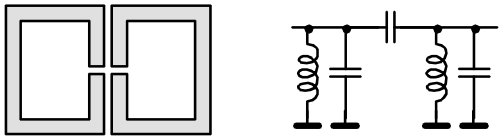
När en resonator viks ihop kommer de båda halvorna att koppla till varandra. Om de ligger så nära så att kopplingen blir < 24 dB så kommer filtrets bandbredd att minska. Den del av resonatorn som förbinder de båda halvorna kommer också att minska bandbredden. I praktiken får man öka bandbredden genom kraftigare koppling till intilliggande resonatorer.



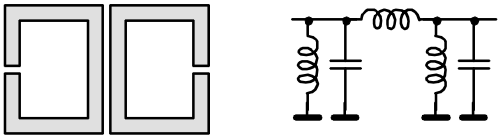
Med extra kondensatorer kan man använda kortare ledning till $\lambda/2$ resonatorn. En kort öppen ledning motsvarar ju en kapacitiv reaktans. De två ändkapacitanserna kan man ersätta med en kondensator mellan resonatorändarna. Denna kondensator kan sen bytas ut mot en distribuerad kapacitans.

På så sätt får man en mycket kompakt $\lambda/2$ resonator, med bara hälften så stor area. Det är speciellt viktigt på de lägre frekvenserna där våglängden är stor. Nackdelen är att det obelastade Q-värdet blir ca 10 % lägre.

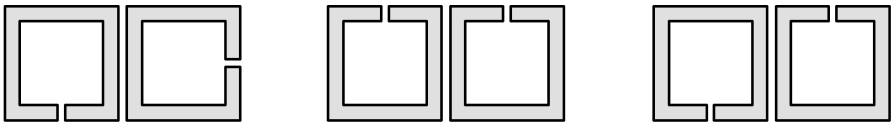
Open Loop resonator



Halvvågsresonatorerna är hopvikta till öppna slingor. Vid resonatorernas öppna ändar är elektriska fältet som starkast. När de två resonatorerna är vända så att deras öppna sidor ligger intill varandra kopplar de kapacitivt.



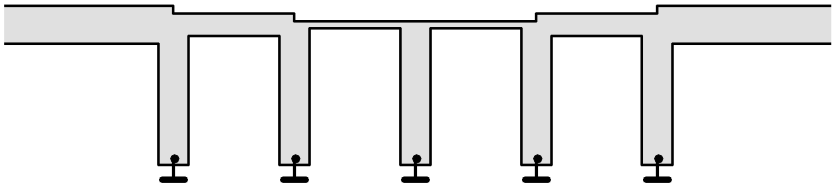
Mitt emot den öppna delen, dvs på resonatorns mitt, är strömmen och magnetfältet som starkast. Med de sidorna kopplar resonatorerna induktivt.



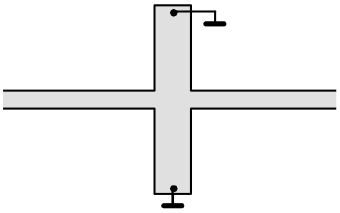
När resonatorerna vrids på annat sätt blir det både elektrisk och magnetisk koppling. Eftersom det elektriska fältet är speciellt koncentrerat i slingornas öppna gap, så blir det till övervägande del induktiv koppling.

Direktkopplat stubfilter

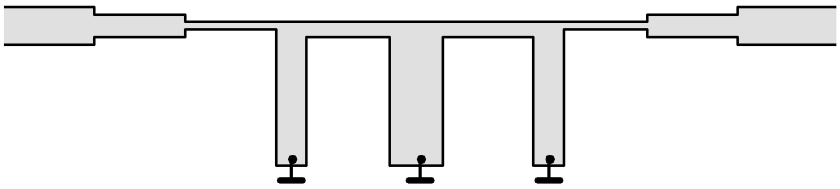
Bandbredder större än 30 % innebär ganska hård koppling mellan resonatorerna. Av tillverkningstekniska skäl är det inte möjligt att använda kopplade ledningar vid stora bandbredder. Man använder istället direktkopplade resonatorer, som är åtskilda av kvartvågsledningar. Resonatorerna är öppna eller kortslutna ledningar, shuntande eller i serie.



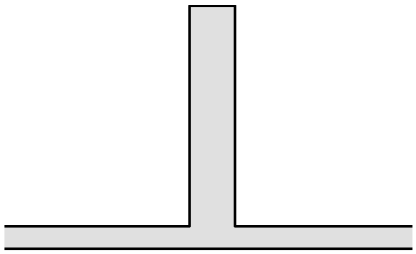
Transmissionsledningarna i serie har olika impedans, men skillnaderna är ganska små. Diskontinuiteterna blir alltså små, och ledningarna har impedanser som är lätta att tillverka. Det som påverkar mest är shuntstubbarnas impedans. Stor bandbredd ska ha korta ledningar med hög impedans på shuntledningarna. Liten bandbredd (< 40 %) ska ha låg impedans.



Om önskad impedans visar sig vara för låg, kan man istället göra två ledningsstumpar med dubbla impedansen, riktade åt var sitt håll.

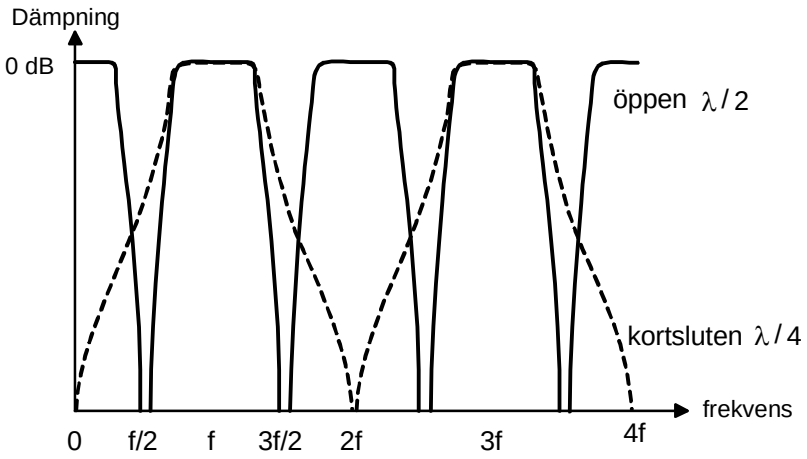


Om impedansen fortfarande är för låg kan man börja med att transformera upp impedansen med en kvartvågstransformator på in respektive utgång. Då kan man använda högre impedans på stubledningarna. Övergången mellan passband och spärrband får en branthet som bestäms av antalet sektioner i filtret, dvs antalet poler (n). Om ledningarna mellan stubbarna är dubbelt så långa som stubbarnas längd, får man en filterkarakteristik motsvarande 2n-1 poler.

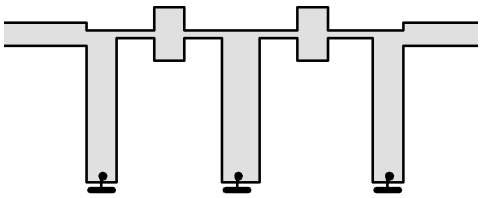


Istället för en kortsluten λ/4 stub kan man använda en öppen λ/2 stub. Men en λ/2 stub har dubbelt så hög selektivitet som en λ/4 stub. Därför kan λ/2 stubben göras med dubbelt så hög impedans för samma selektivitet.

Den öppna λ/2 stubben ser ut som en öppen λ/4 stub för halva frekvensen. En öppen ledning transformeras till en kortslutning på en kvarts våglängd, och kortsluter därför signaler på halva frekvensen. Det blir alltså dämpningstoppar på f/2 och dess udda övertoner 3f/2.



Fördelen med att dämpningstopparna kommer närmare passbandet är att filterflankerna blir mycket brantare. Nackdelen är att de oönskade resonansernas passband kommer närmare. Valet beror på vilka frekvenser som är viktigast att dämpa bort.

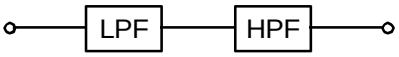


Ledningen mellan resonatorerna kan bytas ut mot sektioner med lågpassfilter. Det gör att passbanden på övertonerna minskar kraftigt, utan att det blir högre dämpning i passbandet. Med motsvarande lågpassfunktion i shuntstubbarna blir dämpningen i spärrbandet ytterligare förbättrad.

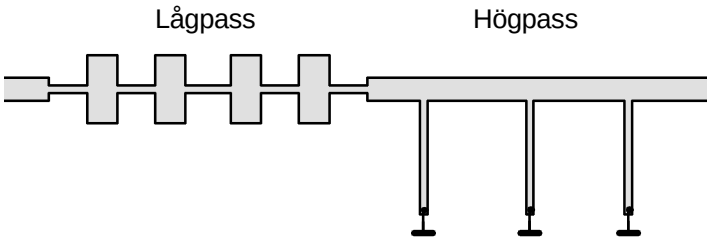
Visserligen är det lättare att åstadkomma öppna ledare i strip-line. Men öppen ledare ger större överhörning än kortslutna. Det innebär att dämpningen i spärrbandet blir lägre om man har öppna ledningar. Man kan också blanda, så att en del stubbar är öppna och en del är kortslutna.

Med det direktkopplade filtret kan man få bandbredder från 20 % upp till frekvensförhållandet 3:1 Tyvärr får det en viss benägenhet att ge ett passband vid dubbla frekvensen. Förlusterna är dessutom något högre än för det sidkopplade filter.

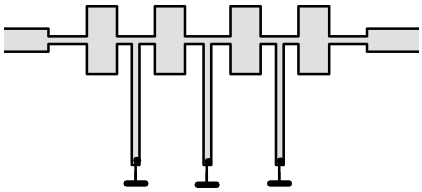
Kombinering Lågpass - Högpass



Ett annat sätt att få mycket stor bandbredd är att kaskadkoppla ett högpass- och ett lågpassfilter. De två filtren kan tillverkas och testas var för sig. Nackdelen är att det slutliga bandpassfiltret kan bli ganska stort.



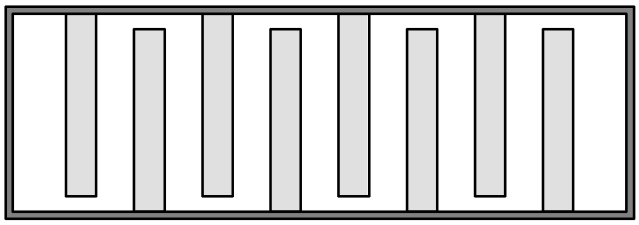
Lågpassfilter med stegad impedans är en enkel krets som tar liten plats.
Högpassfiltret består av kortslutna λ/4 stubbar som är separerade med λ/4 sektioner.



λ/4 stubbarna kan anslutas till lågpassfiltrets högohmiga ledningar. Tillsammans blir det ett mer kompakt bandpassfilter. Naturligtvis har högpassfiltret ett spärrområde där stubbarna är en halv våglängd långa. Det ger en begränsning i frekvensområdet.

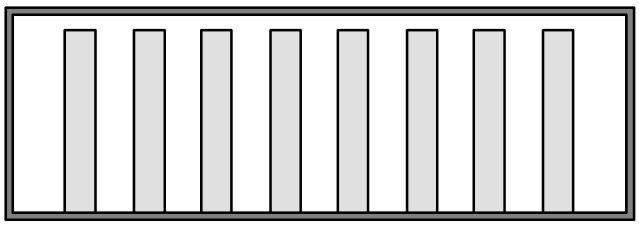
Interdigitalt filter

Ett interdigitalt filter består av ett antal sidkopplade kvartvågsresonatorer. Resonatorerna är öppna i ena änden och kortslutna till jord i andra änden. De ligger växelvis riktade med jordanslutningen åt vartannat håll. Med resonatorer på en kvarts våglängd kopplar de maximalt både elektriskt och magnetiskt. Önskad kopplingsfaktor får man med lämpligt avstånd mellan resonatorerna. Ett smalbandigt filter (några %) har glest mellan resonatorerna. Och i ett bredbandigt filter sitter resonatorerna tätt.



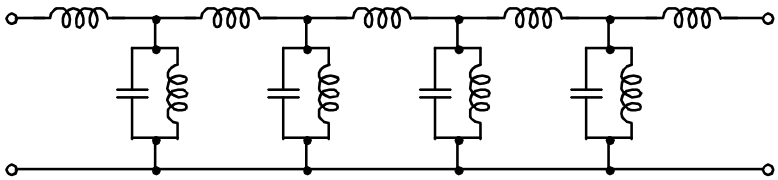
Konstruktionen innebär att ett ganska stort antal resonatorer kan staplas på ett litet utrymme. Bandbredden blir från ca 3 % till en oktav. Det närmast högre passbandet ligger på 3·f

Comb-line filter



Comb-line filtret består av kvartvågsresonatorer som är jordade åt samma håll. Det gör att de elektriska och magnetiska fälten blir motriktade, dvs kopplingen blir noll. För att få koppling gör man vanligen resonatorerna kortare än en kvarts våglängd. Det ger då övervägande induktiv koppling mellan resonatorerna. De avkortade resonatorerna får rätt resonansfrekvens med hjälp av ändkapacitansen till jord.

Den ekvivalenta kretsen blir då induktivt kopplade resonanskretsar.



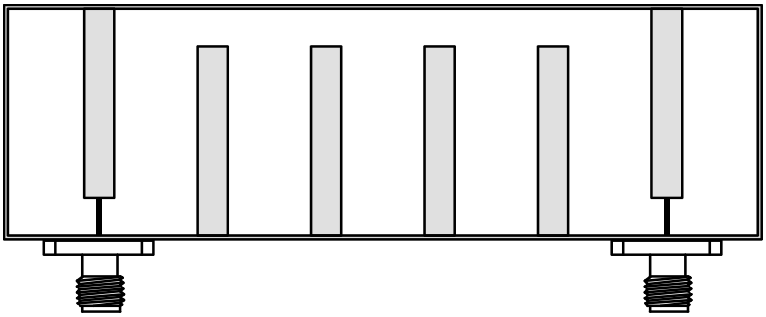
Filtret med Comb-Line får ett stoppband som sträcker sig till åtminstone 4 ggr centerfrekvensen. Bandbredden kan bli upp till en oktav. Comb-Line blir liksom det interdigitala filtret mycket kompakt.

Konstruktion

Både interdigital och Comb-Line filter kan tillverkas i stripline. Ett mycket vanligt sätt att få bättre prestanda är att använda luftdielektrika. Resonatorerna görs då så kraftiga att de är självbärande. De kan vara fyrkantiga stavar som fräst fram i ett metallstycke. Med numeriskt styrd maskin tillverkas då hela filtret i ett stycke. Resonatorerna kan också vara runda stavar, som skruvas fast eller som skjuts in i förborrade hål i lådan efter beräknad placering.

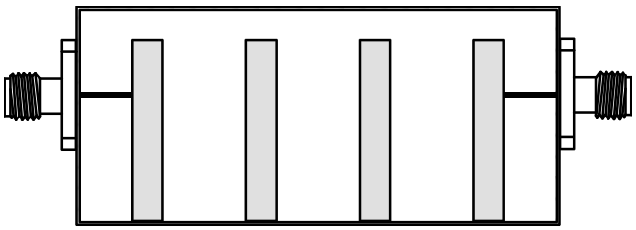
Med en stor mekanisk struktur får man lägst förluster. Men det blir 10 ggr dyrare tillverkning än med microstrip. Däremot blir microstrip besvärligare att dimensionera. Dels innehåller den inte rena TEM-moder, och dessutom får man koppling till resonatorer som ligger längre bort. Fördelen med fotolitografisk tillverkning är att ändkapacitanserna kan definieras noggrant. Filtret behöver då inte någon intrimning.

Anslutning



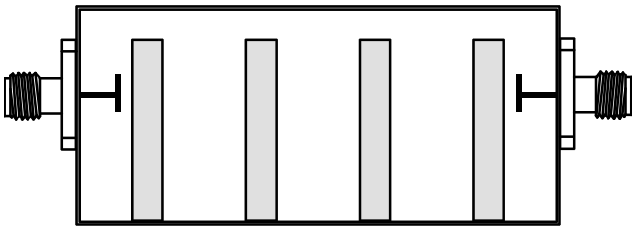
Man kan koppla till resonatorerna med hjälp av ett extra element på in- respektive utgång. De extra elementen är inga resonatorer utan enbart transformatorsektioner. Inkopplingspinnen kan vara jordad på motstående sida som figuren visar. Det ger en interdigital inkoppling. Avståndet mellan inkopplingspinne och resonator bestäms av önskad bandbredd för filtret.

Alternativt kan inkopplingspinnen vara jordad på samma sida som resonatorn, och anslutningskontakten på motstående sida. Inkopplingen blir då av typen comb-line. Eftersom comb-line ger svagare koppling behöver inkopplingspinnen placeras närmare resonatorn.



Ett annat sätt är att ansluta sig till första respektive sista resonatorn direkt (Tapped Line Input). Filtret blir på så sätt lite mindre.

Direkt koppling kan ge hård koppling. Det är bra om man ska ha stor bandbredd. Ju högre upp mot den öppna änden anslutningen görs desto hårdare blir kopplingen. Om bandbredden är mycket liten måste anslutningen göras långt ner mot den jordade änden. Det ger tyvärr dålig noggrannhet och problem vid tillverkningen.



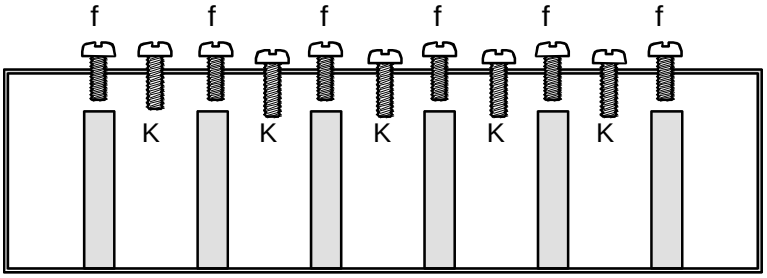
Kapacitiv koppling ger enkel montering. Den är lämplig för smalbandiga filter som ska ha en ganska svag koppling.

Induktiv slinga är ett tänkbart alternativ, men används sällan eftersom den är besvärligare att tillverka.

Målsättningen med inkopplingskretsen är att första resonatorn ska få det önskade belastade Q-värdet för aktuell bandbredd. Ibland kräver den mekaniska strukturen att koaxialkontakten sitter mitt på lådan. Den direkta anslutningen hamnar då för långt upp så att kopplingen blir för hård. Man kan då minska kopplingen genom att kombinera med en kapacitans eller induktans i tilledningen.

Inkopplingen är en reaktiv krets och kommer därför att påverka resonatorns frekvens. Resultatet är att första och sista resonatorn behöver en ändkapacitans som skiljer sig från övriga resonatorer. Skillnaden kan vara så stor som 20 %.

Avstämning



Den öppna delen av kvartvågsresonatorn har en viss kapacitans till lådan. Med en skruv kan man ändra kapacitansen, dvs justera resonansfrekvensen. Ett mindre luftgap mellan skruv och resonatorpinne motsvarar högre kapacitans. Det ger en lägre frekvens.

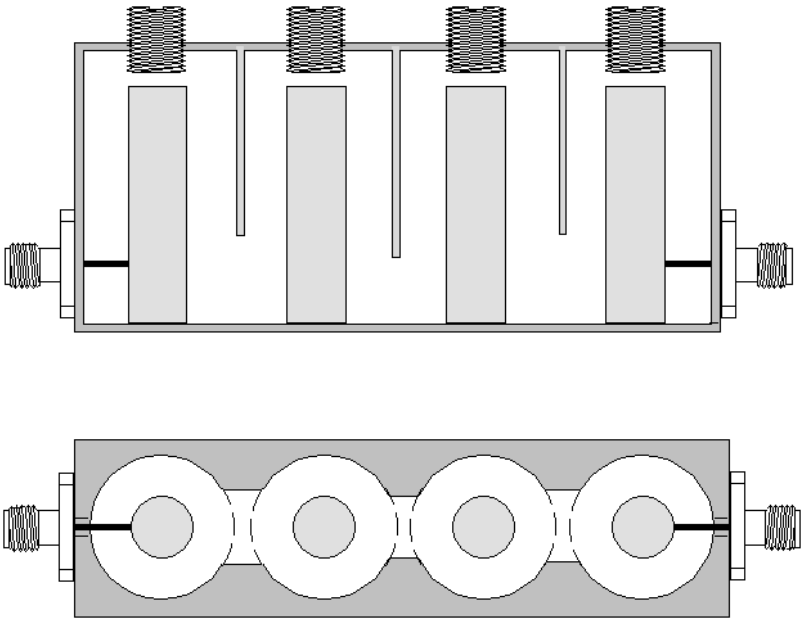
Kopplingen mellan resonatorerna kan påverkas med en skruv mellan dem. En längre skruv ger hårdare koppling mellan resonatorerna. Det resulterar i ett bredbandigare filter.

Den extra ändkapacitansen minskar kretsens resonansfrekvens. Längden på resonatorn ska alltså vara mindre än $\lambda/4$. Den kan till och med väljas så kort som $\lambda/8$.

En $\lambda/4$ resonator ger ett passband för 3:e övertonen. Om resonatorn görs $\lambda/8$ lång, hamnar motsvarande passband på 6:e övertonen. I praktiken bildas också ofta ett passband på 4,5 ggr grundfrekvensen.

Aperturkoppling

Ett smalbandigt filter ska ha svag koppling, dvs glest mellan resonatorerna. Det betyder att filtret blir onödigt stort.

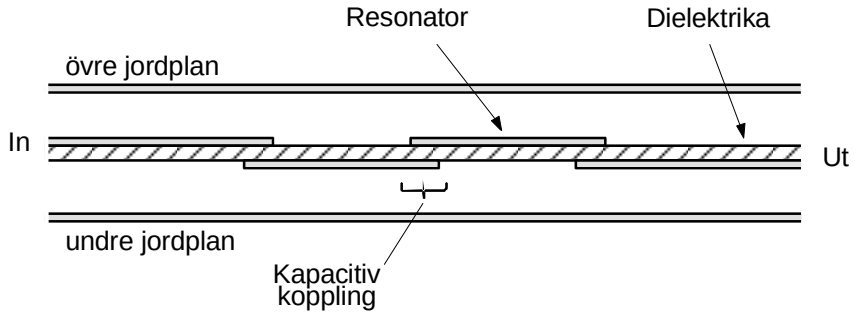


Ett annat alternativ är att montera resonatorerna ganska tätt, och sen minska kopplingen med hjälp av skiljeväggar. Kopplingen sker då genom ett hål i väggen. Öppningsytan kallas apertur. Aperturen kan placeras nertill eller upptill, så att kopplingen blir mer magnetisk eller mer elektrisk.

De avgränsade resonatorerna kan nu betraktas som koaxialkaviteter. De kan ha fyrkantigt eller runt tvärsnitt, på innerledare respektive ytterledare. Förhållandet mellan innerdiameter och ytterdiameter är ofta 3,6 för att få högsta Q-värde. Det motsvarar en impedans på 77 Ω.

Suspended Substrate Stripline SSS

Ändkopplade resonatorer

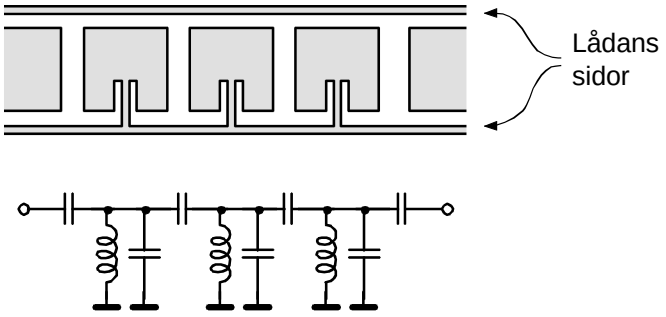


Om man tillverkar filtret i suspended-substrate-stripline kan resonatorernas ändar kopplas med bredsidorna. Det ger mycket större kopplingskapacitans mellan de överlappande ändarna. Bandbredden kan därigenom bli mycket stor, upp till en oktav. Eftersom kretsen inte innehåller några smala spalter är det inte så kritisk med toleranserna vid etsningen. Dessutom blir det lägre förluster. För en viss given impedans blir ju ledarna bredare om dielektrikat är till största delen luft.

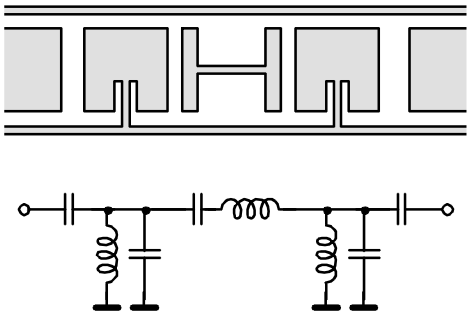
Med de överlappande sektionerna en kvarts våglängd långa, får man ett filter som liknar det sidkopplade. Det betyder att dubbla frekvensen blir undertryckt. Ledningar som kopplar med bredsidorna ger en mycket stark koppling, dvs mycket stor bandbredd.

Halvdiskreta resonatorer

Ett bandpassfilter kan utformas med halvdiskreta induktanser och kapacitanser i suspended stripline. Jämfört med microstrip och coplanar ledning så har SSS större tvärsnitt. Det ger lägre strömtäthet i metallen och lägre fältstyrka i dielektrikat, dvs lägre förluster.

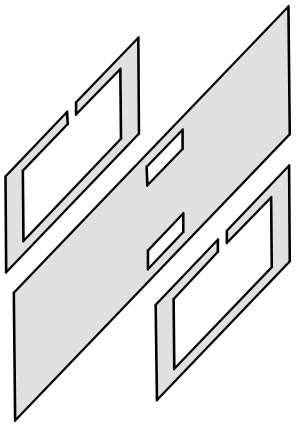


Kapacitansen bestäms av patchens storlek. Induktansen består av en tunn stripledare som går från patchen till filterlådans sida. Den är alltså ansluten till jord. Induktansens storlek bestäms av hur långt den högohmiga ledningen sträcker sig in i patchen. Resonanserna kopplar till varandra genom patcharnas strökapacitanser. Om man önskar större bandbredd kan patcharna växelvis läggas på var sin sida av laminatet. Då kan patcharna delvis överlappa varandra och koppla med bredsidan. Filtret kan alltså göras både smalbandigt och med medelstor bandbredd.



Kapacitivt kopplad induktans ger filtret en serieresonanskrets. Seriekretsen kan placeras på andra sidan laminatet för att koppla hårdare med bredsidan. Filtret med serieresonanskrets är speciellt lämpad för bredbandiga filter.

Flerlagerkort



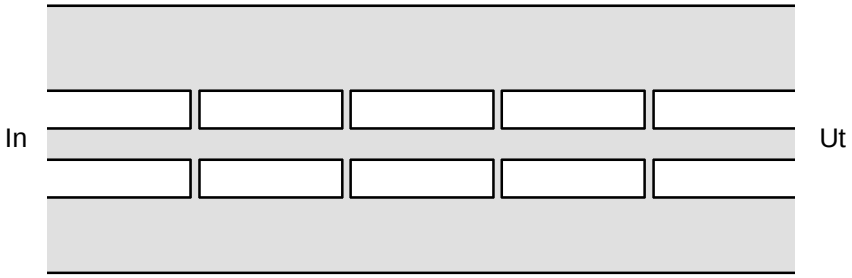
I ett kretskort med fler lager kan resonatorerna placeras både bredvid varandra och ovanpå varandra. Men när ledningarna kopplar med bredsidan blir det mycket stark koppling. Istället avskiljs de med mellanliggande jordplan. Kopplingen sker då genom öppningar i jordplanet (aperturer).

Om aperturen placeras vid resonatorernas öppna ändar, där elektriska fältet är som starkast, blir kopplingen elektrisk. Vid ledningens mitt är strömmen och magnetfältet som störst. En apertur där ger magnetisk koppling.

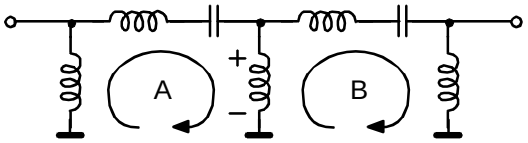
Ju större aperturöppning desto hårdare blir kopplingen. Men resonatorns centerfrekvens ändras också. Om man tar bort jordplanet vid öppna änden så minskar kapacitansen, det ger högre frekvens. Med apertur mitt på ledningen får den delen av ledningen högre induktans. Det ger lägre frekvens.

Coplanar ledning

Resonatorer i coplanar ledning kan utformas på samma sätt som i micro-strip och strip-line, dvs λ/2-resonatorer med öppna ändar som är kapacitivt kopplade till varandra. Nackdelen är att filter med öppna ledningar strålar kraftigt och måste avskärmas med en låda.



Med coplanar ledning kan man istället använda kortslutna λ/2-resonatorer. Kopplingen mellan resonatorerna sker då med de gemensamma kortslutnings-induktanserna.

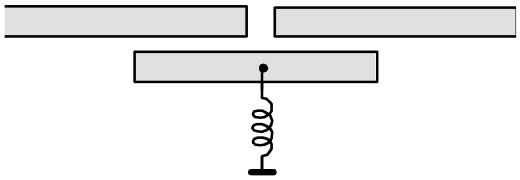


Strömmen i resonator A ger upphov till ett spänningsfall över induktansen mellan resonatorerna. Detta spänningsfall kommer också att ingå i slingan för resonator B. På så vis överförs signalerna mellan resonatorerna via den gemensamma serieinduktansen.

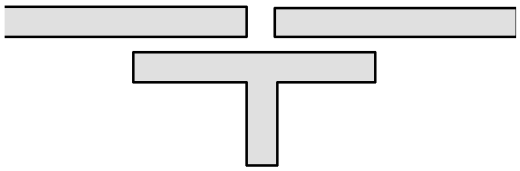
Fördelen med de lågohmiga ändarna är att strålningen (strålningsförlusterna) har reducerats markant. Vid stora bandbredder kan man kortsluta med bondtrådar istället för stripledare, för att de ger högre induktans.

Uppdelning från λ/2 till λ/4

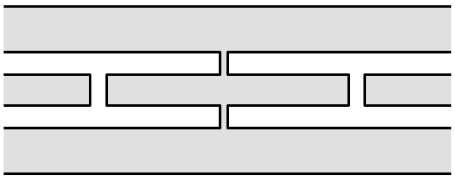
Ofta används λ/2 resonatorer till filter med stripledare. Men det blir ett mindre filter om man använder λ/4 resonatorer istället. Om en λ/2 resonator delas upp i två λ/4 resonatorer får man plats med dubbelt så många poler i filtret.



En halvvågsresonator kopplar mellan in- och utgång. Mittpunkten på resonatorn kortsluts till jord, så att det bildas två stycken λ/4 resonatorer. De två resonatorerna kopplar till varandra genom induktansen i kortslutningen. Det kan räcka med induktansen i ett genompläterat hål.

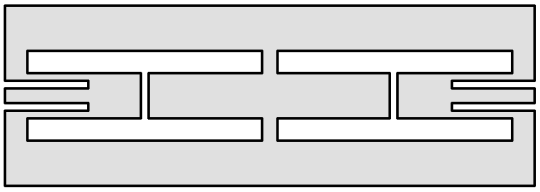


En öppen stubbe kan ge mycket låg impedans på λ/2 resonatorns mitt. Både längden och bredden påverkar impedansen, dvs. kopplingen mellan λ/4 delarna. För en viss frekvens blir resonatorn helt kortsluten. Det ger ett nollställe intill passbandet, som kan justeras med stubbens längd.



Ett filter i coplanar ledning kan bestå av ändkopplade λ/2 resonatorer. I det här fallet har ledningen delats till två λ/4 resonatorer med hjälp av en induktiv anslutning till jord. En smal strip till jord för hård koppling i ett bredbandigt filter. Med en bred strip till jord blir induktansen liten, det vill säga ett svagt kopplat smalbandigt filter.

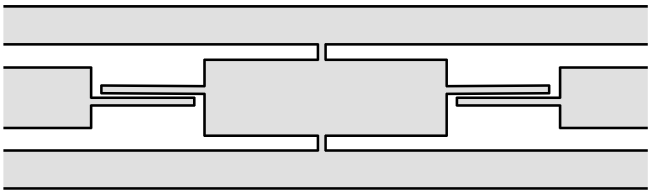
Direkt inkoppling till coplanar ledning



Figuren visar 4 stycken λ/4 resonatorer i coplanar ledning. På två ställen kopplar resonatorerna med ändkapacitansen och på ett ställe används koppling med shuntande induktans i kortslutningarna. Inkopplingen är av typen tapped-line men ansluts på ett sånt sätt att jordplanen blir väl balanserade.

Inkoppling med stegimpedans

Två kopplade ledningar ger ett brett passband. De två λ/4 sektionerna är hårt kopplade till yttre ledningarna. De kan därför inte fungera som λ/4 resonatorer. En λ/4 resonator ska vara öppen i ena änden och kortsluten i andra änden. Den öppna änden har en viss strökapacitans, men den är ändå mycket högohmig jämfört med själva resonatorns impedans. Den kortslutna änden kan på motsvarande sätt ha en viss induktans i tilledningen. Det gör inget så länge som impedansen är betydligt lägre än resonatorns impedans. Resonatorn kan alltså avgränsas med hjälp av stegimpedanser.

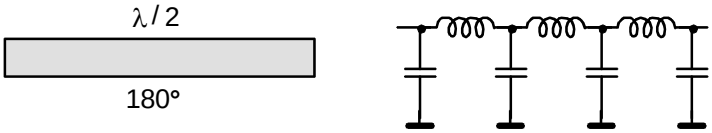


De två kopplade ledningarna fungerar som två λ/4 resonatorer eftersom ena änden är öppen och den andra är mycket lågohmig. De två resonatorerna kopplar interdigitalt.

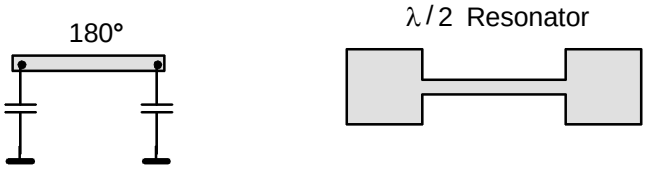
Sektionen i mitten består av två λ/4 resonatorer som är avslutade högohmigt mot de kopplade ledningarna och kortslutna via två små induktanser i filtrets mitt.

Tillsammans bildar de sex resonatorerna ett 6-poligt filter. Ledningarna har i praktiken ganska begränsad variation i impedans. Koppling med stegimpedans används därför bara till mycket bredbandiga filter.

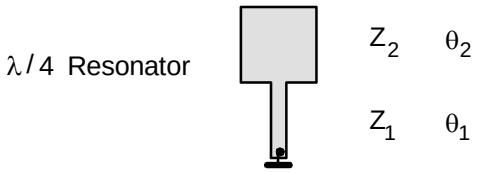
Stepped Impedance Resonator SIR



En distribuerad resonator är ganska lång. Om man gör den kortare blir det för lite av både den distribuerade induktansen och den distribuerade kapacitansen.



Den för korta ledningen kan få ett tillskott av induktans genom att göra den smalare. Den extra kapacitansen kan vara i form av breda ledningar. Ledningslängden och de extra reaktanserna ska tillsammans ge faslängden 180°. Ju större steg det är mellan de två bredderna desto kortare kan resonatorn vara (för samma frekvens).



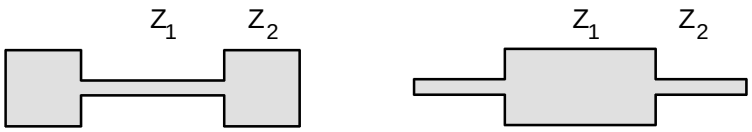
En λ/4 resonator kan också göras kortare. Sett från mitten består resonatorn av två ledningar. En lågohmig stubbe som är öppen och en högohmig stubbe som är kortsluten. De två delarna blir anpassade då

$$Z_1 \tan \Theta_1 = Z_2 \cot \Theta_2$$

För att få en så liten resonator som möjligt sätts längden $\Theta_1 = \Theta_2$ och impedansförhållandet Z_2/Z_1 så litet som möjligt.

Samma resonemang kan göras för λ/2 resonatorn. Eftersom den är symmetrisk kan den tänkas bestå av två stycken λ/4 resonatorer. Den totala längden på högohmiga ledningen blir alltså $2\Theta_1$

Ytterligare en fördel med SIR är att den kortare ledningen får sin nästa resonans (spurious) på en motsvarande högre frekvens. Det ger filtret ett större spärrband. För att få största spärrband ska $\Theta_2 = 2\Theta_1$ (om ingen trimkapacitans används i den öppna änden). Men det ger inte samtidigt den minsta resonatorn.



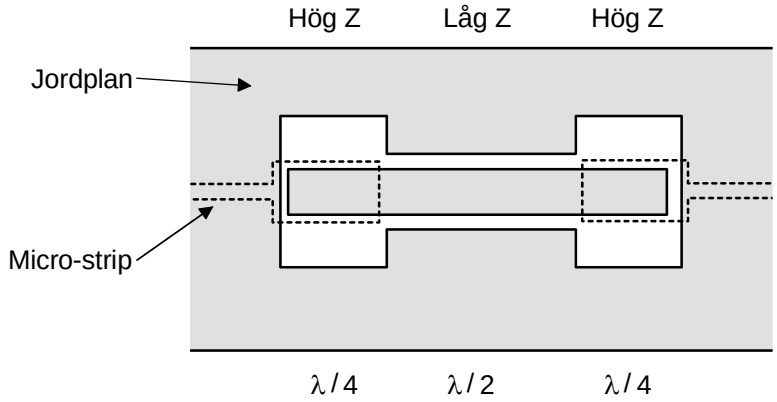
Om istället de öppna ändarna har högre impedans och mitten av resonatorn lägre impedans, behöver resonatorn vara längre för att få samma frekvens. En större resonator, som dessutom är bredare där strömmen är som störst, får lägre förluster. Nackdelen är att spuriousbandet kommer närmare filtrets passband.

	$Z_2/Z_1 < 1$	$Z_2/Z_1 = 1$	$Z_2/Z_1 > 1$
Längd	kortare	Ref.	Längre
Spurious	> 2 x f	2 x f	< 2 x f

När ett filter byggs med flera resonatorer kan de lämpligen dimensioneras med olika impedansförhållanden. Med spuriousbanden oregelbundet fördelade på olika frekvenser, får filtret ett mycket stort spärrområde.

Extremt stora bandbredder

UWB kommunikation (Ultra Wide Band) är en kortdistanslänk som sträcker sig inom 3,1 – 10,6 GHz. Det behövs då extra hård koppling till en resonator med stor bandbredd. En resistivt nerlastad resonator har tillräcklig bandbredd men för höga förluster. Ett alternativ är en resonator som ger resonans på flera frekvenser.



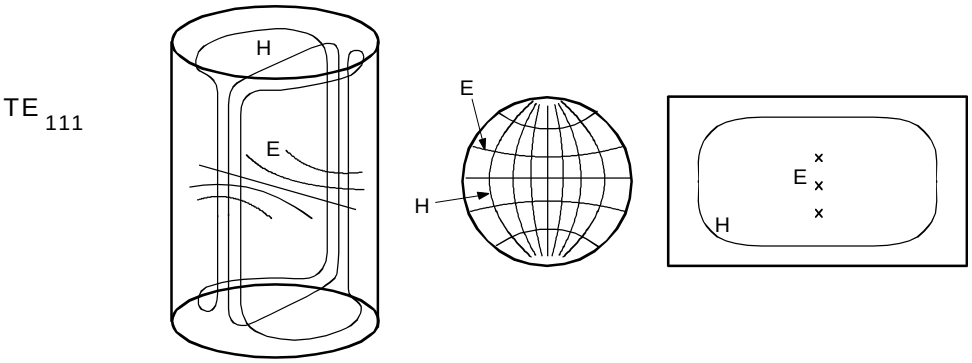
Figuren visar en stepped impedance resonator där stripledaren har konstant bredd och impedansvariationerna sker med avståndet till jordplanet. Liten spalt i mitten ger låg impedans medan ändarna har bred spalt som motsvarar hög impedans. Låg impedans i mitten och hög i kanterna ger en resonator som har mindre avstånd mellan grundton och överton. Med lämpliga impedanser kan man utöver grundton få både 2xf och 3xf inom önskat band.

Med microstrip på ovansidan kan man koppla till den coplanara ledningen på undersidan av laminatet. Genom att koppla med bredsidan får man tillräckligt hård koppling. De kopplande sektionerna ger tillsammans med SIR ett filter med 5 poler.

5. Vågledarfilter

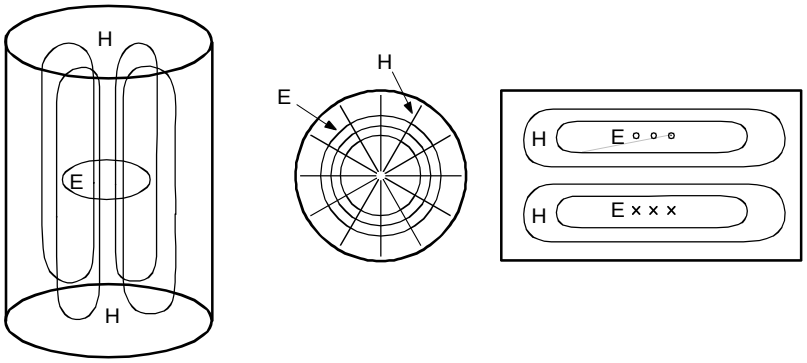
Kavitet i vågledare

En halv våglängd lång vågledare som är kortsluten i båda ändar är en resonator med högt Q-värde. Den kallas hålrumsresonator eller kavitet. Ett filter kan byggas med ett antal vågledarkaviteter som är kopplade till varandra. Vågledarens höga Q-värde ger ett filter med mycket små förluster och branta filterflanker. För att få högsta möjliga Q-värde använder man vågledare med cirkulärt tvärsnitt.



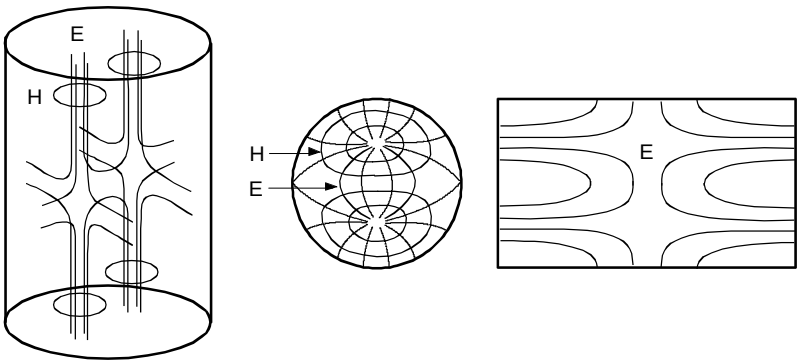
TE_{111} moden har den lägsta resonansfrekvensen, det är alltså grundmoden för cylindriska kaviteter. Man kan alltså välja en diameter så att alla andra moder är i cut-off. Däremot är den inte rotationssymmetrisk. Det betyder att andra TE_{111} moder i andra riktningar kan existera samtidigt. Man kan undertrycka dem med en tråd monterat diagonalt tvärs över cylindern. Endast den riktning på moden som har ett E-fält vinkelrätt mot tråden kan existera.

TE 011



TE_{011} moden har ett E-fält som är noll intill samtliga väggar. Den ger därför lägsta förluster av alla vågledare, dvs högsta Q-värde för en given volym (16 000 vid 12 GHz). En annan fördel är att alla ytströmmar går runt cylinderns omkrets. Samma sak gäller ändplattorna. Strömmarna går ju vinkelrätt mot magnetfältet. Inga strömmar går mellan cylindern och ändplattorna. Ändplattan behöver alltså ingen metallförbindelse och kan lätt förskjutas för att avstämma frekvensen. Dessutom är det den vågledarmode som tål största pulseffekt i mittbandet. En nackdel är att man samtidigt får en annan mode, TM_{111}

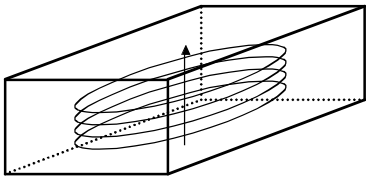
TM 111

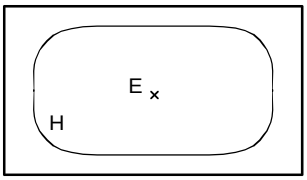


För en given kavitet ger TM_{111} moden samma resonansfrekvens som TE_{011}. Men eftersom fältmönstren ser olika ut kan man separera moderna genom att avstämma TM_{111} med skruvar. Dessutom väljer man mode med inkopplingsanordningen. Lämplig slinga, probe eller apertur orienteras så att enbart ena moden blir kopplad.

En kavitet kan ge många olika moder med olika resonansfrekvenser. Man väljer gärna en diameter för att få de oönskade resonanserna så långt bort som möjligt, även om det blir på bekostnad av något lägre Q-värde. Ett bra val är D/L lika med 0,975 eller 1,414 för TE_{011} och 1,414 för TE_{111}.

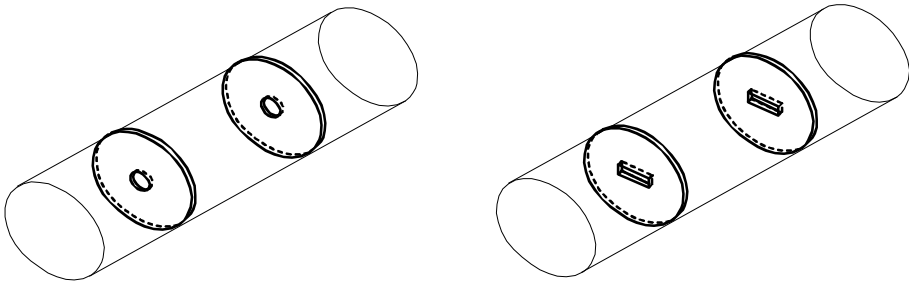
TE_{101}



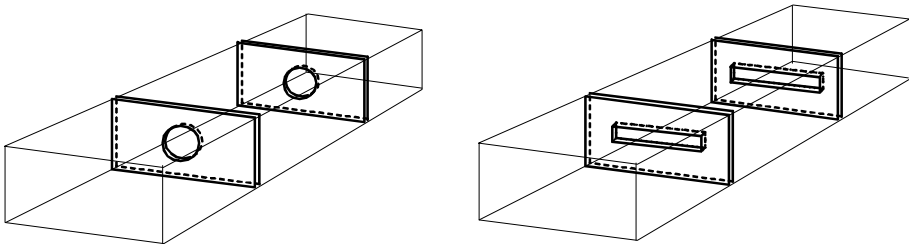


Om man inte behöver extremt högt Q-värde kan man använda rektangulär vågledare. Det ger ett Q-värde ca 20 000. Vanligtvis använder man grundmoden TE_{101}. Sidorna bestämmer frekvensen och är en halv våglängd långa. Basytan kan med fördel vara kvadratisk, det ger högsta Q-värdet. Alternativt kan basytan vara rektangulär om det bättre passar resonatorns placering. En vågledare har normalt en höjd som är halva bredden. Höjden kan göras betydligt lägre om man kan acceptera motsvarande lägre Q-värde.

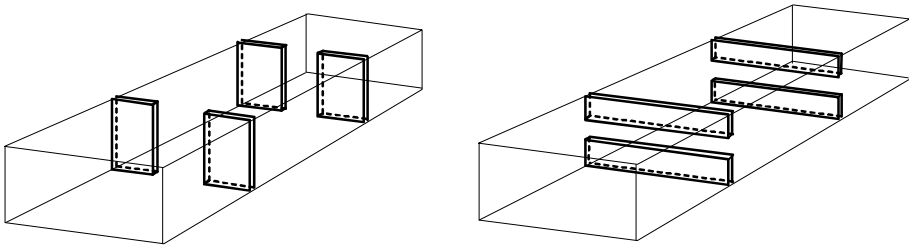
Koppling mellan kaviteter



Kopplingen mellan kaviteterna kan ske med ett runt eller rektangulärt hål. Öppningen mellan kaviteterna kallas iris, fönster eller apertur. Ett litet hål ger svag koppling, dvs liten bandbredd (< 1 %). Ju större hål desto större bandbredd. Det betyder att belastade Q-värdet blir allt lägre.

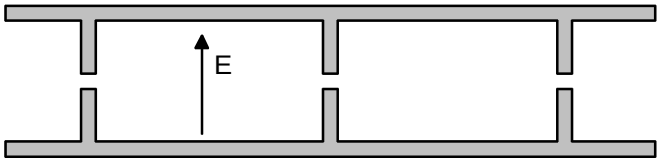


Vid större bandbredder är det obelastade Q-värdet inte lika kritiskt. Man kan då gå över till rektangulär vågledare.

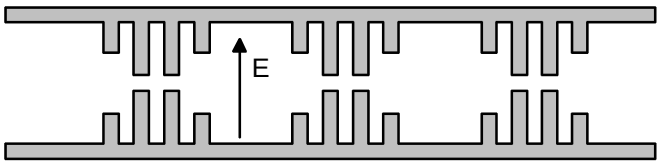


Induktiv Kapacitiv

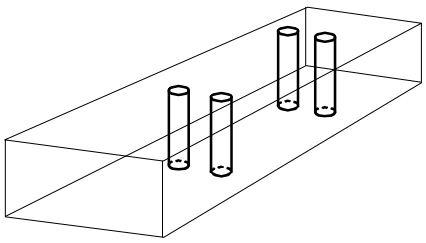
För bandbredderna 1 - 20 % sträcker sig fönstren ända ut till vågledarens sida. Vanligast är induktiva fönster. De kallas också bländare eller iris.



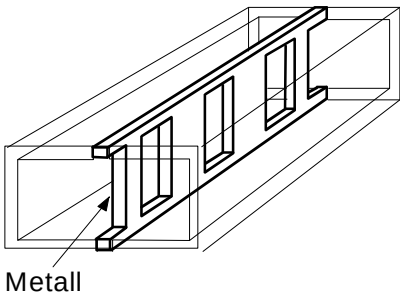
De olika resonatorerna kopplar till varandra genom de kapacitiva gapen. Med stora gap blir det bredbandiga filter. Däremot är det inte lika praktiskt med extremt små gap för att få smalbandiga filter. En kapacitiv bländare ger inte lika hög isolation (svag koppling) som en induktiv bländare. En annan nackdel är att filtret inte blir lika effekttåligt som med induktiva bländare. Det kan lätt bli överslag i de små gapen.



Avgränsningen mellan resonatorerna kan utformas som lågpassfilter. Fasvridningen genom lågpassfiltren kompenseras med lite kortare sektion för själva resonatorn. Lågpassfiltren ger en betydande högre isolation i det höga spärrbandet.



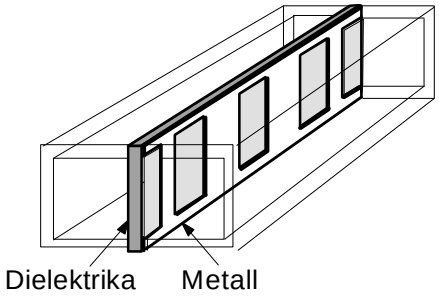
På de lägre vågledarbanden har man också använt induktiva pinnar (post) för att särskilja kaviteterna. Det kan vara enkla pinnar mitt i vågledaren, eller dubbla pinnar med en på varsin sida om mittlinjen.



De induktiva komponenterna mellan kaviteterna kan med fördel tillverkas i tunna metallstrip. Hela filtret kan då stansas eller etsas ur en metallfolie. Vågledaren tillverkas i två halvor som skruvas ihop med metallfolien. Eftersom folien är monterad längs E-fältet kallas det E-plan filter. På höga frekvenser (dvs små vågledare) får man mekanisk stabilitet även om folien är ganska tunn. Med en tjocklek på 50 - 200 μm kan filtermönstret etsas fram med stor fotolitografisk noggrannhet (± 10 μm).

Utöver noggrannheten i folien ställs det stora krav på tillverkningen av vågledar-halvorna. Frekvensen bestäms nämligen också av vågledarens totala bredd efter monteringen av halvorna. Frekvensfelet som funktion av bredden kan bli så stort som 4 MHz/μm för ett filter på 30-40 GHz.

E-plan filter har tillverkats upp till 170 GHz. Bandbredden kan vara från 0,5 till 20 %. Men då bandbredden är mindre än 1 % får man extra stora förluster eftersom Q-värdet inte räcker till.

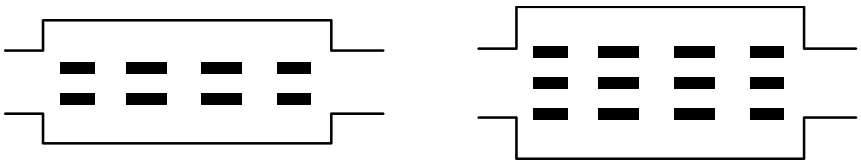


Ett annat alternativ är att använda ett kretskort som etsas till önskat filtermönster. Fördelen är att man samtidigt kan tillverka andra komponenter på samma laminat. Eftersom man använder mjuka teflonlaminat måste vågledarhalvorna vara lite nerfrästa där laminatet ska klämmas fast.

Ett E-plan filter, som är gjort helt i metall, får dubbelt så högt Q-värde som ett filter med substrat. De kan därför användas till smalare bandbredder. De ger också lägre förluster och tål högre effekter. Förlusterna är 0,5 - 1 dB upp till 60 GHz och 1 - 2 dB upp till 140 GHz.

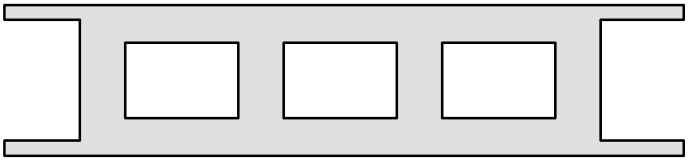
Dämpningen i spärrbanden begränsas av koppling med högre moder. Dessa moder kan undertryckas genom att göra vågledaren smalare, eller genom att använda fler filterfolier i vågledaren.

Våglängden i vågledaren ökar snabbt då frekvensen närmar sig vågledarens cut-off. Det gör att resonatorerna blir ganska långa, med risk för övertonsresonans. Resonatorerna kan göras kortare om man använder ett substrat med högre dielektrisitetstal, eller genom att göra vågledaren bredare vid filtret.

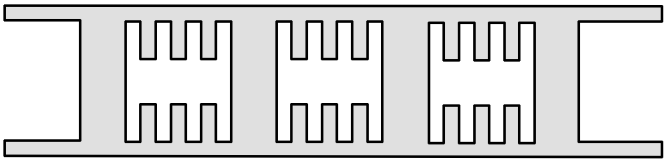


För att undertrycka oönskade moder i den bredare sektionen får man använda två eller tre filterfolier.

En vågledarkavitet är en halv våglängd lång. Men fälten putar ut vid sidan om de induktiva delarna så att den effektiva kaviteten blir större. I praktiken blir därför avståndet mellan induktanserna avsevärt kortare än $\lambda/2$.



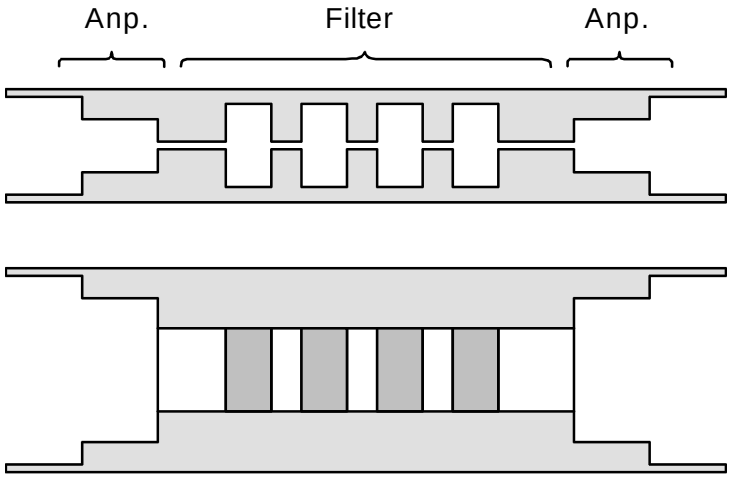
Resonatorn kan vara utformad som en ryggvågledare. Ryggarna består då av samma metallfolie som de kortslutande delarna. Ju större ryggar desto högre upp i frekvens hamnar det oönskade passbandet. Ryggvågledaren får dessutom en lägre undre gränsfrekvens (cutoff) så att avståndet mellan väggarna kan minskas. Det ger också ett större spärrband.



Spärrområdet kan förbättras genom att utforma resonatorernas $\lambda/2$ ledningar som lågpassfilter. På så sätt ställs det mindre krav på ett yttre lågpassfilter. Dessutom blir resonatorerna ca 50 % kortare.

Kombination med lågpass och högpass

Det går att få ett bandpassfilter genom att kombinera ett lågpass- och ett högpassfilter. Det är speciellt intressant då man önskar stora bandbredder.



En vågledare fungerar själv som ett högpassfilter. Gränsfrekvensen är vågledarens klippfrekvens (cut-off). Det är alltså bara att minska vågledarens bredd lagom mycket för att få rätt gränsfrekvens.

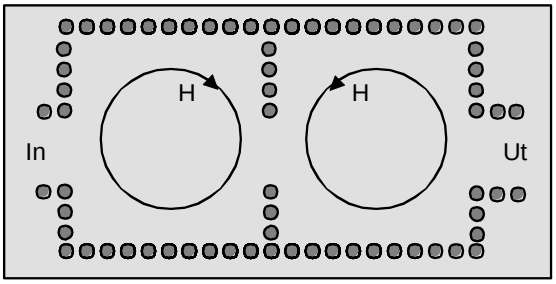
En korrugerad vågledare är ett utmärkt lågpassfilter, med mycket brett stopband.

Bandpassfiltret har nu både reducerad höjd och bredd. Det behövs därför en stegvis anpassning på in- och utgång.

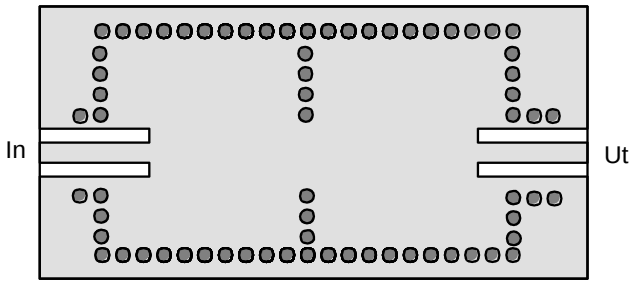
Vågledarkavitet i substrat

SIW - Substrate Integrated Waveguide

En vågledarkavitet måste vara så stor att magnetfältslingorna får plats mellan väggarna. Avståndet mellan golv och tak kan vara mycket litet. Höjden kan till och med vara så liten som tjockleken på ett kretskort.



Kretskortets två metallager ger kavitetens tak och botten. Sidorna består av rader med genomplätterade hål. Öppningar i raderna ger koppling mellan resonatorerna och till anslutningarna. Kaviteternas TE-moder ger strömmar i vågledarens väggar som enbart går vertikalt. Väggarna behöver alltså inte ha homogen metall i horisontalled. Det behövs däremot tillräckligt många metallpinnar för att få önskad isolation. Väggarna kan bestå av enkla eller dubbla rader genomplätterade hål.



Filtret kan kombineras med andra kretsar på samma laminat. Vid stripledarens kortslutning går det stor ström med magnetfält som kan koppla till kavitetens magnetfält. Om filtret byggs i LTCC (Low temperature Cofired Ceramic) kan flera lager utnyttjas för att bygga upp evanescent-mode resonatorer.

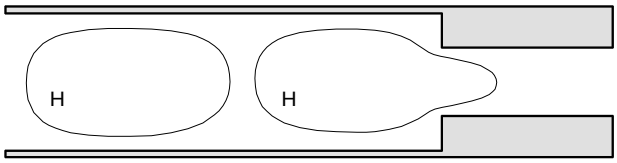
En vågledarkavitet med så låg höjd har fått kraftigt reducerat Q-värde. Dessutom är kaviteten fylld med ett dielektriskt substrat som ytterligare minskar Q-värdet. Men ett Q-värde på > 1000 är ändå betydligt bättre än för en resonator på kretskort.

6. Evanescent mode

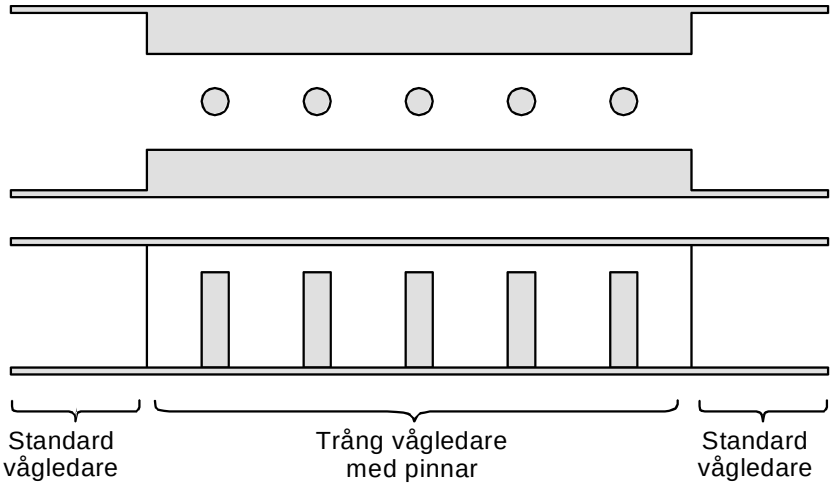
Halvvågsresonatorer på de lägre vågledarbanden blir mycket stora och klumpiga. Dessutom ger de ett andra passband för dubbla frekvensen.

Evanescent mode filter blir mindre och kortare än med vågledarkaviteter. Det går att få bandbredder från 1 % upp till hela vågledarband (40 %). Dessutom blir det ett brett stoppband.

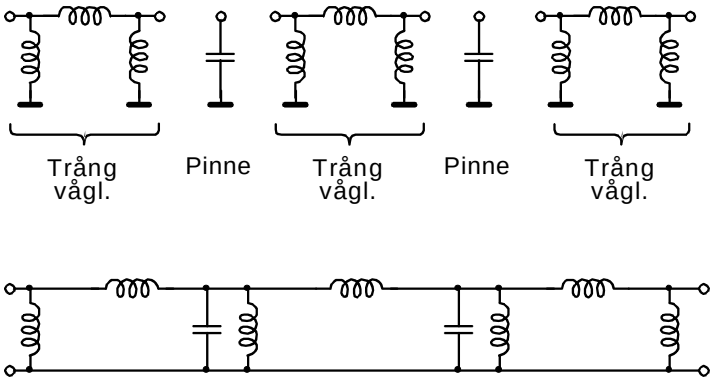
En vågledare som är så trång att vågledarens normala mode (TE_{10}) inte får plats (är i cut-off) kan inte användas till transmission. Däremot kan den användas som reaktans i ett filter. Fältet i den trånga vågledaren avtar exponentiellt. Denna avklingande utbredning kallas evanescent mode.



Det är det magnetiska fältet man påverkar, då vågledaren görs för trång. En vågledare i cut-off uppvisar alltså induktiv reaktans.



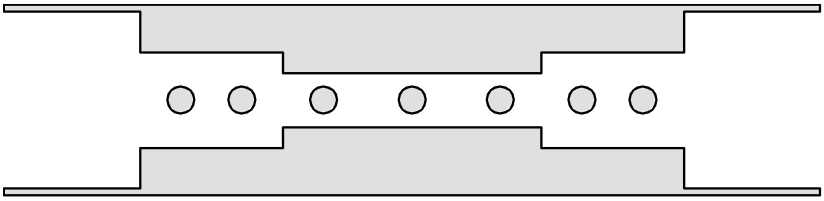
En för trång vågledare ger induktans. Pinnar längs E-fältet ger kapacitiv reaktans. Tillsammans bildar de ett filter.



Den ekvivalenta kretsen är alltså induktivt kopplade resonatorer.

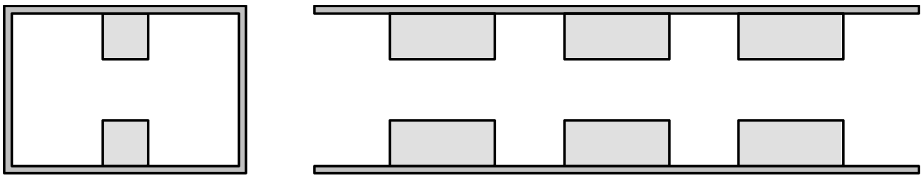
Pinnarnas ändkapacitans kan trimmas med en skruv, på samma sätt som comb-line filtret. Alternativt kan hela pinnen vara en skruv. Frekvensen trimmas mycket enkelt med skruven.

Kopplingsfaktorn bestäms av avståndet i den trånga vågledaren. För att kunna trimma kopplingsfaktorn placeras resonatorerna (avstämningsskruvarna) lite längre isär. Med skruvar halvvägs mellan avstämningsskruvarna kan man öka kopplingsfaktorn. Kopplingsskruvarna kan placeras på samma eller motsatta sidan.



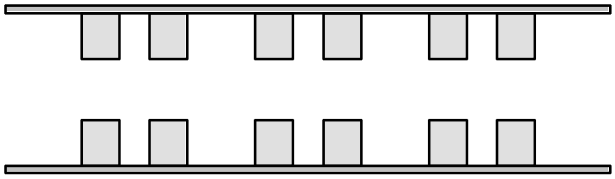
Vid mycket stora bandbredder (> 30 %) hamnar de första pinnarna mycket nära varandra. Genom att minska vågledaren i två steg, kan man kombinera olika fördelar. Större vågledare i första delen ger större avstånd mellan pinnarna, dvs enklare tillverkning.

Mindre vågledare i mittsektionen ger högre klippfrekvens för spuriousmoden TE10, dvs större spärrband. Dessutom blir filtret mindre, inte bara smalare utan också kortare. Nackdelen är att Q-värdet blir lägre. Q-värdet blir högre ju större filtret är. Men man bör inte ligga för nära vågledarens klippfrekvens (cut-off). Högst Q-värde får man vid f/fc ca 0,85. Vid 4 GHz blir Q-värdet ca 4000.

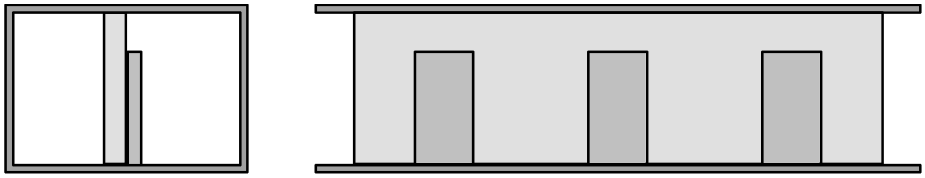


Istället för pinnar kan man använda distribuerad kapacitans i form av ryggvågledare.

Vid tillräckligt hög frekvens kan vågledarmoden TE_{10} uppstå. Detta passband kommer att begränsa filtrets övre spärrområde, och behöver därför undertryckas.

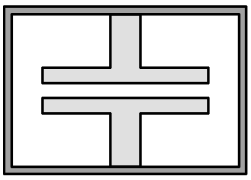


Med räfflor i ryggarna blir ryggarna kortare, dvs förlusterna mindre. Räfflorna ger dessutom en lågpasskaraktär så att filtret får ett mycket stort spärrområde.



En ryggvågledare kan tillverkas med ett etsat laminat, dvs fin-line. Den är lätt att fotolitografiskt mångfaldiga. Eftersom den inte består av så många smådelar, blir den också billigare att tillverka.

En ryggvågledare ger lägre klippfrekvens än motsvarande utan ryggar. Det går att ytterligare minska klippfrekvensen genom att öka kapacitansen mellan ryggarna.

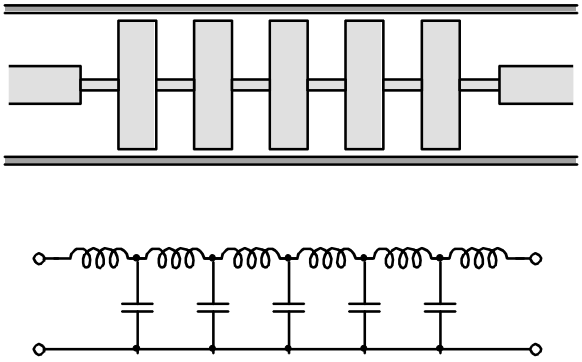


Det gör att vågledaren kan minskas i motsvarande grad. Även avstånden mellan resonatorerna blir små om vågledarens dimensioner är små. Hela filtret blir då 4 - 5 ggr mindre.

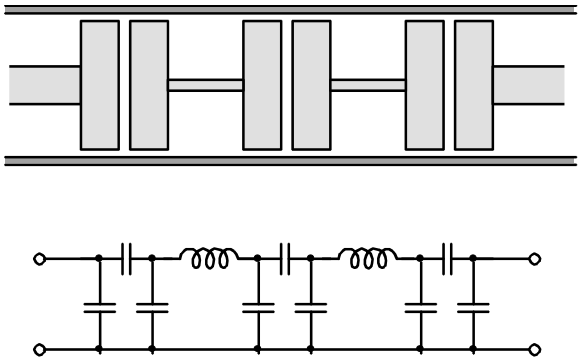
7. Tubular filter

Med tubular filter menar man konstruktionsprincipen att stapla filterelementen i ett rör. Det kan gälla både lågpass och bandpass.

Lågpass



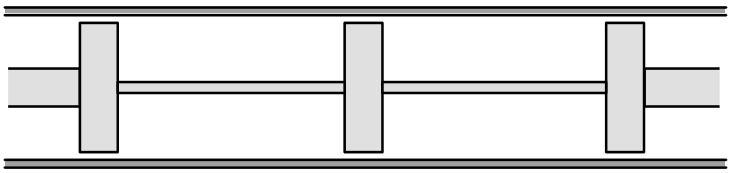
Bandpass



Konstruktionen är enkel och billig. Tubular filter kan konstrueras för bandbredder på ca 1 - 80 %

Om det behövs större induktans kan man linda mittledaren runt en dielektrisk stav så att det blir en spole. Lämplig kopplingskondensator får man med en lagom tjock dielektrisk bricka mellan sektionerna.

För att inte kortslutas används en teflonslang mellan filtersektionerna och ytterskärmen.

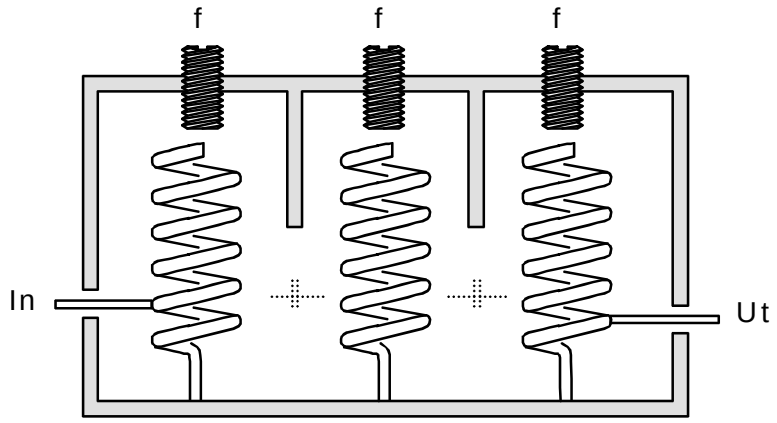


Ett bandpassfilter kan också bestå av ett antal kapacitanser och impedansinverterare. Det elektriska avståndet mellan kapacitanserna är då en kvarts våglängd. Filterstrukturen liknar ett lågpassfilter. Den har alltså ett lågpassområde för de lägre frekvenserna där avståndet mellan kapacitanserna är mycket mindre än en kvarts våglängd.

Bandpassfilter kan göras för bandbredden 1 % till 20 %. Avståndet mellan skivorna är ganska okritiskt. Det som påverkar filterkurvan är storleken på skivorna.

8. Helixfilter

Helixfiltret används på MHz-området då diskreta spolar och kondensatorer inte ger tillräckligt högt Q-värde. Resonatorerna i helixfiltret kan få ett obelastat Q-värde på över 1000. Bandbredden kan variera från 0,5 % till över 50 %



En helix är en λ/4 ledning som är lindad i spiral. Den är kortsluten till skärmen i ena änden och öppen i andra änden för att kunna ge resonans.

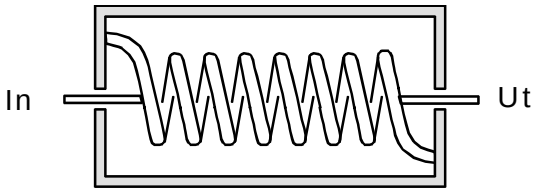
In och utgång ansluts till ledningen där impedansen är lämplig. Kopplingen mellan resonatorerna sker genom hål i skärmväggen.

Det magnetiska fältet är som störst vid kortslutningen. Det elektriska fältet är kraftigast vid den öppna änden. Med en trimskruv kan man lätt påverka det elektriska fältet där det är som störst, dvs avstämma frekvensen.

Eftersom ledningen är lindad i spiral är det inte längre en TEM-våg. Det dominerande fältet är ett radiellt elektriskt fält. Kopplingen mellan resonatorerna är således främst kapacitiv.

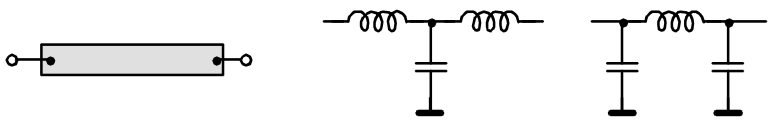
Större bandbredd kräver hårdare koppling, dvs större hål i skiljeväggen. Helt utan skiljevägg blir det ca 10 % bandbredd. Man får större bandbredd med kortare helixavstånd, dielektrika eller annan kapacitiv koppling.

λ/2 resonator

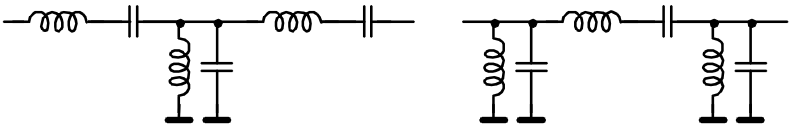


Det går också att använda en λ/2 resonator som är kortsluten i båda ändar. Anslutningarna ska ske en bit in på helixen för att få tillräcklig koppling, dvs låga förluster.

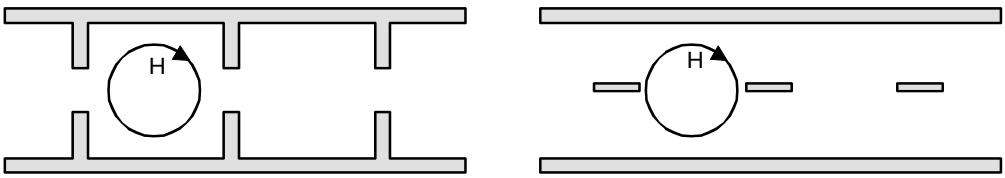
9. Jämförelser



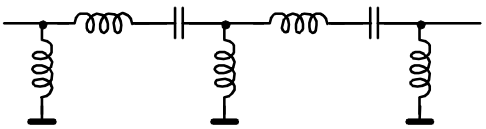
En transmissionsledning som fungerar ner till DC har en lågpasskaraktär. Som ekvivalent krets kan man använda en T-ekvivalent eller π-ekvivalent. Om omgivningen är högohmig är det lämpligast att använda en T-ekvivalent. Induktanserna är då försumbara och ledningen ser endast ut som en kapacitans. Om omgivningen är lågohmig används en π-ekvivalent eftersom kapacitanserna blir försumbara så att ledningen endast ser ut som en induktans.



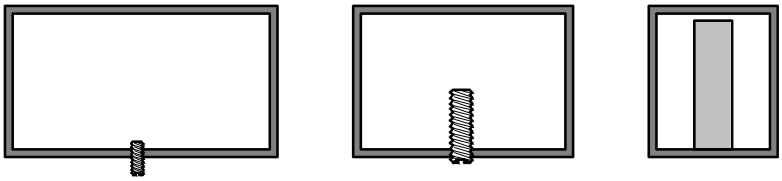
Om transmissionen har en bandpasskaraktär så innehåller de ekvivalenta kretsarna serieresonanser i serie och parallellresonanser i shunt. Resonatorn i microstrip har öppna ändar och betraktas alltså som en parallellresonanskrets.



Vågledarfilter som kopplar med induktiv iris eller med E-plan krets består båda av λ/2 resonatorer. Kaviteternas ändar är delvis kortslutande, dvs lågohmiga.



Ekvivalenta kretsen består alltså av induktivt kopplade serieresonanskretsar.



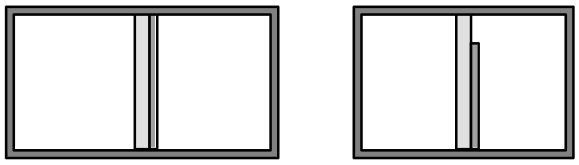
Vågledare Evanescent mode Comb Line

En vågledarkavitet kan förses med en trimskruv för att finjustera frekvensen. Skruven placeras mitt i kaviteten där elektriska fältet är som starkast.

Om skruven är lång och bred får den en stor kapacitans, som kan kombineras med en vågledare nedanför klippfrekvnesen (evanescent mode). Kaviteten får då en induktiv reaktans som ger resonans med skruvens kapacitans.

En Comb-Line resonator har en mycket stor kapacitans mellan metallstaven i mitten av kaviteten och lådans tak. För samma resonansfrekvens kan då induktansen vara betydligt mindre. Det motsvarar en betydligt smalare kavitet med mindre plats för magnetfältet.

En vågledarkavitet ger oönskade resonanser på alla övertoner. Evanescent mode och Comb Line som är smalare, får de oönskade resonanserna på högre frekvens. Det ger alltså ett större spärrband.



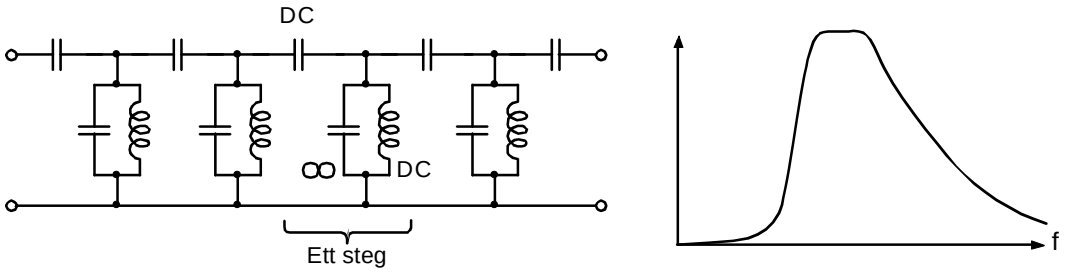
E-plan Evanescent mode

Ett kretskort som är monterat längs med en vågledare kan vara utformat på två sätt. I ett E-plan filter är metallen kortslutande från golv till tak. Evanescent mode har en metallfolie som inte går ända upp.

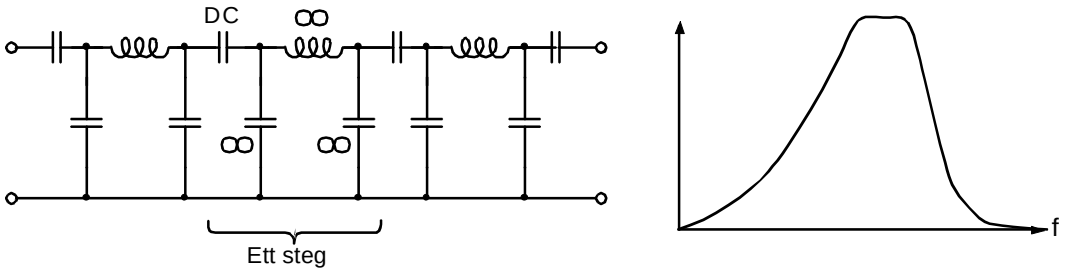
E-plan filtret är uppbyggt med $\lambda/2$ resonatorer. Evanescent mode filtret innehåller reaktanser av mer diskret natur. Det blir därför både smalare och kortare än ett E-plan filter.

Symmetri

Beroende på valet av filtertyp kan bandpasskurvan bli olika brant på övre respektive nedre filterflanken.



I ett filter med kapacitivt kopplade resonatorer har varje sektion 2 nollställen för DC och endast 1 nollställe för höga frekvenser. Filtret blir alltså brantare mot lägre frekvenser.



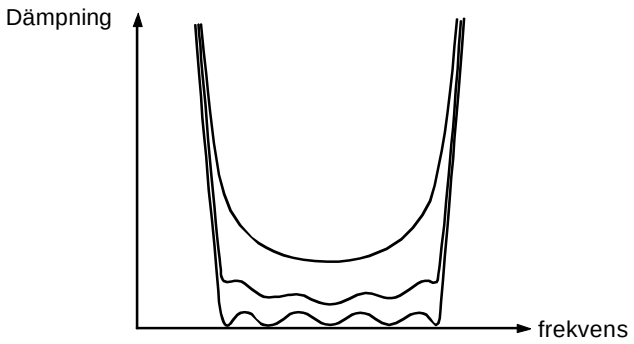
I ett tubular filter har varje sektion 3 nollställen för höga frekvenser och endast 1 nollställe för DC. Filtret blir alltså mycket brant mot höga frekvenser och lite sämre mot låga frekvenser.

Ett comb-line filter har också brantare flank mot högre frekvens

Det interdigitala filtret har däremot en symmetrisk filterkurva.

Q-värde

För att få ett filter med branta flanker och låga förluster behövs resonatorer med högt Q-värde.

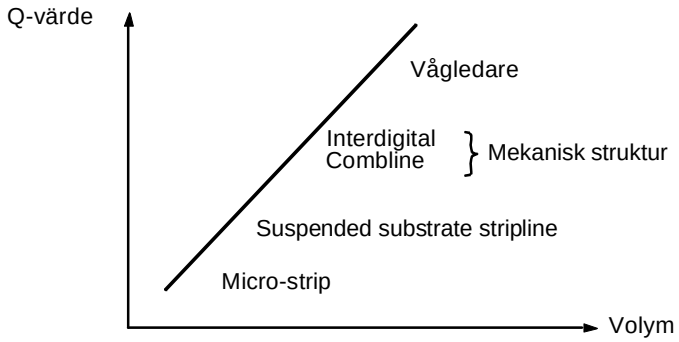


Det är speciellt vid filtrets bandkanter som man får höga förluster. Förlusterna vid gränsfrekvenserna kan ställa mycket stora krav på Q-värdet.

Q-värde för:		**1 GHz**	**10 GHz**
Fyrkantig vågledare		20 000	6 500
Cylindrisk vågledare		25 000	8 000
λ/4 Koaxial	D=L/2	3 100	1000
	D=L/4	1 700	500

För att få riktigt högt Q-värde behövs en vågledarkavitet eller åtminstone en koaxialkavitet. Dessa kaviteter har ett Q-värde som minskar med $1/\sqrt{f}$

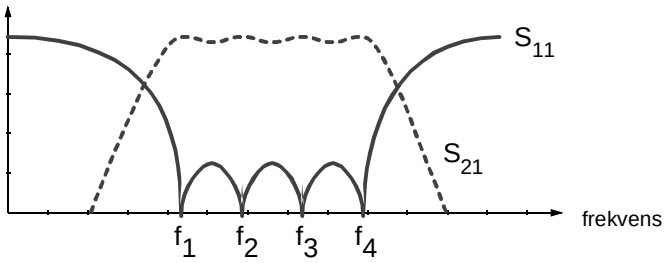
Ett filter av etsade stripledningar blir litet, och är lätt och billigt att tillverka. Men Q-värdet är ganska lågt, mindre än 500. Förutom kopparförlusterna bestäms Q-värdet av dielektriska förluster och strålningsförluster.



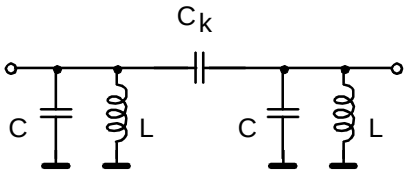
Ett filter med stor volym har sina RF-strömmar utspridda över en stor yta. Det ger mindre resistiva förluster, dvs högre Q-värde. Ett mycket litet filter har ett koncentrerat RF-fält med strömmar på ett litet område, det ger lågt Q-värde. Vill man ha ett litet filter får man alltså acceptera högre förluster och sämre filterflanker.

10. Kopplings faktor

Kopplingsfaktorn är ett mått på hur starkt två resonatorer kopplar till varandra. Smalbandiga filter ska ha resonatorer som kopplar svagt och bredbandiga filter ska koppla starkt. Ju starkare koppling desto hårdare lastas resonatorernas Q-värde ner, med större bandbredd som följd.



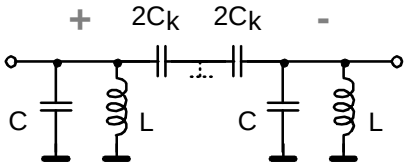
Samtliga resonatorer ställs in till samma frekvens (synkron trimning). Men filterkarakteristiken visar ändå nollställen i reflektionen, dvs god anpassning, på flera olika frekvenser. Ett fyrpoligt filter (fyra resonatorer) har fyra nollställen i reflektionen. Uppdelningen beror på att resonatorerna är överkritiskt kopplade. Frekvenserna syns tydligast om man betraktar udda och jämna moden.



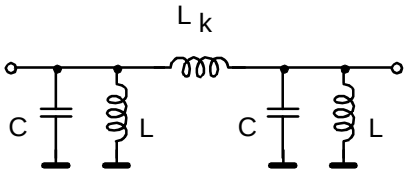
De två parallellresonanskretsarna har här kapacitiv koppling. Den jämna moden innebär att resonatorerna svänger med samma fasläge. Signalerna på de två resonanskretsarna har alltså samma polaritet. Kondensatorn C_k får alltså ingen uppladdning och kan alltså kopplas bort. Frekvensen blir då:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

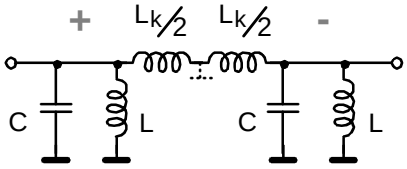
Vid den udda moden svänger resonatorerna i motfas. C_k får då olika polaritet på varsin sida och kommer alltså att inverka på signalen.



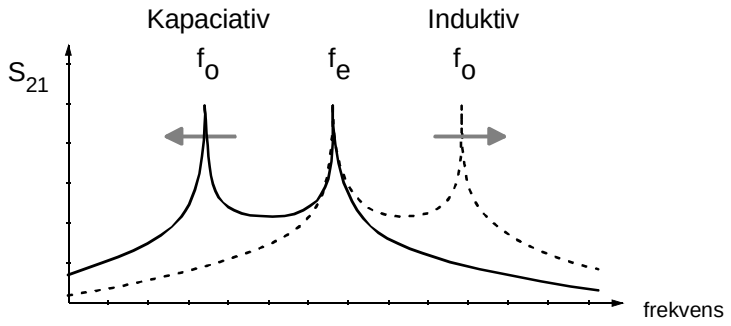
C_k kan delas upp i två lika stora seriekopplade kondensatorer. Potentialen mellan kondensatorerna blir noll, dvs. en virtuell jord. Svängningskretsarna innehåller då en total kapacitans så stor som $C_{tot} = C + 2C_k$. En större kapacitans ger en motsvarande lägre frekvens. Udda och jämna moden får alltså olika frekvenser.



Induktiv koppling kan analyseras på motsvarande sätt. Den jämna moden ger ingen ström i L_k. Frekvensen blir alltså densamma som för kapacitiv koppling.



Den udda moden får ett tillskott av induktans. När de två induktanserna parallellkopplas får vi en total induktans som blir mindre än L. Med lägre induktans blir resonansfrekvensen högre.



Både induktiv och kapacitiv koppling ger dubbeltoppar, men de går åt olika håll från resonatorernas inställning. Filtrets centerfrekvens blir nu medelvärdet mellan f_e och f_o.

Ett interdigitalt filter kopplar både elektriskt och magnetiskt. Dubbeltopparna kommer då att röra sig åt varsitt håll från resonatorns egenfrekvens.

Två serieresonanskretsar som kopplar till varandra via en shuntande reaktans får dubbeltoppar åt andra hållet. Den kapacitiva shunten ger en topp mot högre frekvens och den induktiva shunten ger resonans mot lägre frekvens.

Vid uppmätningen av dubbeltopparna kan man använda två prober som kopplar till fälten i respektive resonator. En förutsättning är att proberna kopplar så svagt att de inte påverkar resonanserna.

Storleken på kopplingsfaktorn

Kopplingsfaktorn definieras som förhållandet mellan den kopplade energin till den lagrade energin.

$$k = \frac{L_k}{L} = \frac{C_k}{C} = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2}$$

Som f_2 väljs den högre av frekvenserna och alltså f_1 den lägre. På så sätt får man alltid kopplingsfaktorn som ett positivt tal.

En förutsättning är att de två resonanskretsarna är inställda till samma frekvens. Om de inte är synkront trimmade blir det ett större avstånd mellan de två topparna. Vid uppmätning av kopplingsfaktorn kan man alltså börja med att justera resonanskretsarna så att topparna kommer så nära varandra som möjligt, och sedan beräkna kopplingsfaktorn från de frekvenserna.

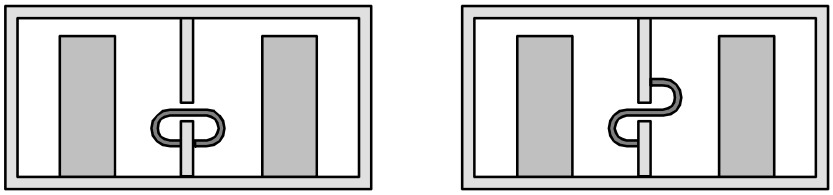
Ibland beräknas kopplingsfaktorn med

$$k = \frac{\Delta f}{f_c} = 2 \cdot \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1}$$

Det är alltså avståndet mellan topparna (kopplingsbandbredden) delat med topparnas medelvärde (centerfrekvensen). De två sätten att beräkna kopplingsfaktorn stämmer väl överens inom måttliga bandbredder.

Tecknet på kopplingsfaktorn

När signalen tar sig fram olika vägar är det viktigt att veta om de sammansätts i fas eller i motfas. Positiv och negativ koppling skiljer sig 180° i fas. Om man väljer att kalla induktiv koppling för positiv, så blir den kapacitiva kopplingen negativ. Men kopplingen blev ju helt motvänd för om det var parallellresonanser eller serieresonanser. Dessutom kan själva kretskopplingen vända fasen.



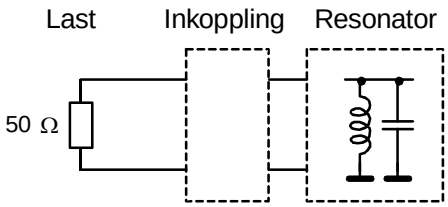
En induktiv koppling med slinga kan mycket väl vändas så att fasen vänder 180°. Det betyder att tecknet på kopplingsfaktorn har vänt. En annan situation är då man förflyttar sig en halv våglängd längs en ledning och kopplar där istället. På en halv våglängd har ju fälten vänt riktning, dvs fasen har vänt 180°.

Det blir alltså lite besvärligare att hålla reda på kopplingens tecken. Det räcker inte med att dela upp i induktiv respektive kapacitiv koppling. Det bästa är att identifiera den udda respektive jämna moden. Om jämna moden ger den högsta frekvensen är kopplingen positiv. Är istället udda moden störst blir kopplingen negativ.

Två ledningar på ett kretskort kan ligga mycket nära varandra. Trots att ledningarna kopplar både elektriskt och magnetiskt, så blir det starkt övervägande kapacitiv koppling på så korta avstånd. Men det elektriska fältet avtar mycket snabbare än det magnetiska. På större avstånd har kopplingen alltså övergått till att bli magnetisk. På ett visst avstånd är de elektriska och magnetiska fälten lika starka. Eftersom de är motriktade tar de ut varandra så att den sammanlagda kopplingen blir noll.

Kopplingen på ingången, Q_e

Mellan ingången och första resonatorn finns inga dubbeltoppar för att mäta kopplingsfaktor. Istället används Q_e, som är Q-värdet för första resonatorn nerlastad med den yttre belastningen.



Inkopplingen är en krets som transformerar den yttre lasten till en lämplig last vid resonatorn. Storleken på Q_e bestäms av önskad bandbredd. En större bandbredd behöver lastas ner till ett lägre Q_e.

Vid uppmätningen behöver nästa resonator vara kortsluten, eller trimmad så långt bort så att dess resonans inte stör mätningen. Mätningen sker på en komponent som bara har en port. Q-värdet beräknas från de två frekvenser där fasen har vridits ±90° från centerfrekvensen.

$$Q_e = \frac{f_c}{f_2 - f_1}$$

Ett annat sätt är att mäta reflektionens grupplöptid, Γ_d (Group Delay). Fördröjningen registreras för den frekvens där fördröjningen är som störst, sen beräknas Q_e.

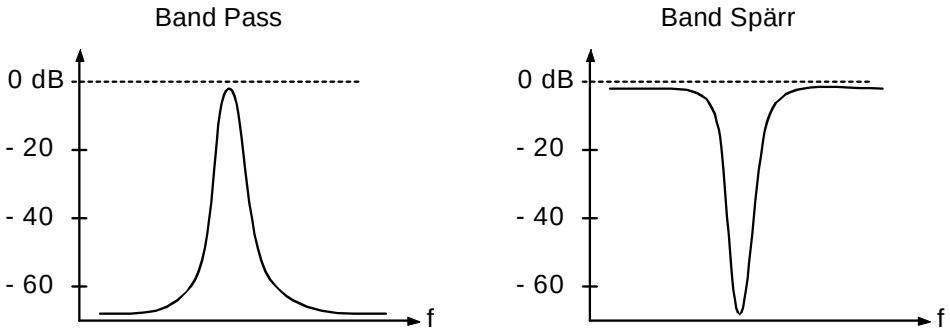
$$Q_e = \frac{\omega_o \cdot \Gamma_d}{4}$$

Om man använder en högohmig probe så kan man göra en två-ports mätning av amplituden. Förutsättningen är att proben är så högohmig att den inte lastar ner Q_e. De två frekvenserna där signalen har minskat 3 dB från centerfrekvensen används för att beräkna Q_e.

Resonatorn kan alternativt lastas ner lika hårt på andra sidan. Det ger en symmetrisk krets med lika inkoppling på båda sidor. Uppmätningen görs alltså på en krets med dubbel nerlastning. Verkligt Q_e blir då dubbelt så stort som det uppmätta.

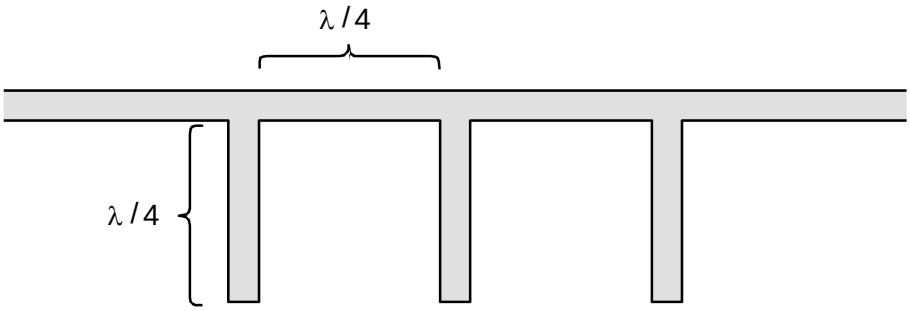
11. Bandspärrfilter

Bandspärrfilter är till för att ta bort ett visst frekvensområde som annars skulle vara störande. Det kan också kallas band reject eller notch-filter.



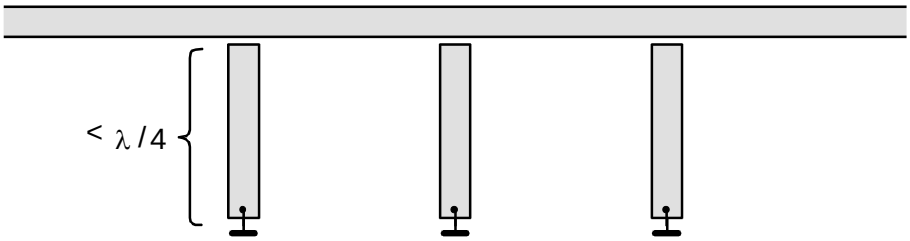
Notchfiltrets bredd anges vid en viss dämpning (t.ex. 40 dB). Filterkurvan är avsevärt bredare vid 3 dB nivån. Om man tycker 3 dB nivån är för bred får man använda resonatorer med högre Q-värde.

Bandspärrfiltret består av en transmissionsledning till vilken ett antal resonatorer är kopplade. Resonanskretsarna ger antingen kortslutning eller avbrott. Filter med stripledare (och andra TEM ledningar) använder lämpligen kortslutande resonator. I vågledare är det däremot vanligt med resonator i serie med transmissionsledningen.



På den frekvens där längden på resonatorerna är λ/4 kommer den öppna ledningen att transformeras till en kortslutning vid transmissionsledningen. Den frekvensen blir alltså kortsluten, dvs spärrad. Avståndet till nästa resonator är en kvarts våglängd för att få största spärrdämpning. Bredden på spärrbandet bestäms av resonatorns impedans. Smalbandiga filter ska ha hög impedans, ofta i storleksordning 1000 Ω. Det är en för hög impedans för strip-ledare. Kretsen är därför mer lämpad för ganska breda stopband.

En kvartvågsledning ger resonans för tredje övertonen. Med en kortare resonator hamnar den störande resonansen längre bort. Passbandet blir alltså större. För att få den rätta frekvensen på spärrbandet behövs då en diskret kapacitans vid den öppna änden. Det kan vara i form av en trimskruv.



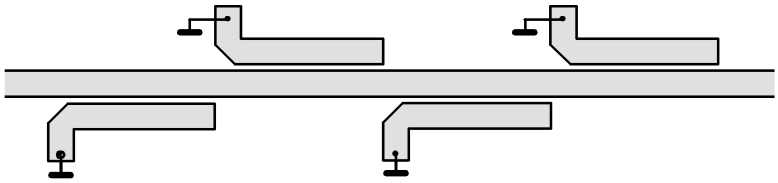
Istället för öppen resonator kan man ha en kapacitivt kopplad kortsluten ledning. Ledningen är kortare än en kvarts våglängd. Den ger alltså en induktiv reaktans. Tillsammans med kopplingskapacitansen bildar de en serieresonanskrets som kortsluter transmissionsledningen.

Det är en lämplig koppling för smalbandiga notch-filter. Bredden på spärrbandet bestäms av kopplingskondensatorn. Stubledningen kan ha rimligt värde på impedansen så att den kan tillverkas i strip-line. Om man väljer allt för lågt värde på stubimpedansen försämras filtrets passband. En mycket hög impedans ger en snygg filterkurva, med andra spärrbandet på 3·f, men kapacitansen kräver opraktiskt litet gap (hög kapacitans).

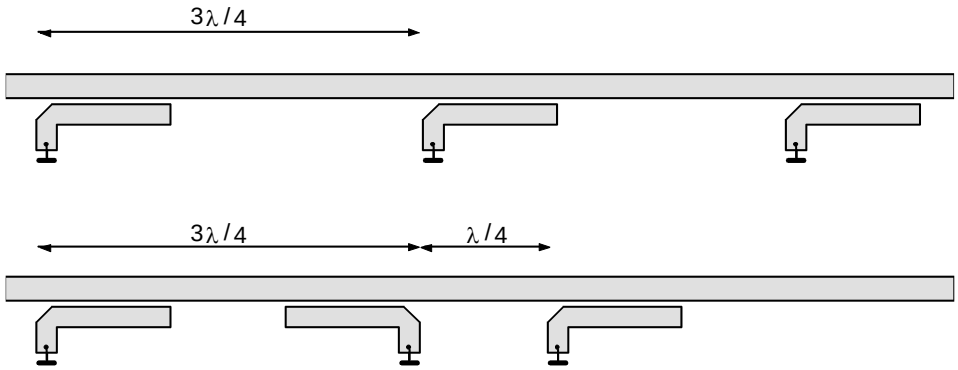
Istället för en kortsluten ledning kortare än en kvarts våglängd kan man använda en öppen ledning kortare än en halv våglängd. Öppna ledare ger enklare tillverkning om man använder stripledare, men kortslutna ledningar ger lägre överhörning mellan sektionerna.

Notchfiltret kan avstämmas med en skruv ovanför området som har starkt elektriskt fält. Det betyder att man får större avstämningsområde med en ledning som har en öppen ände.

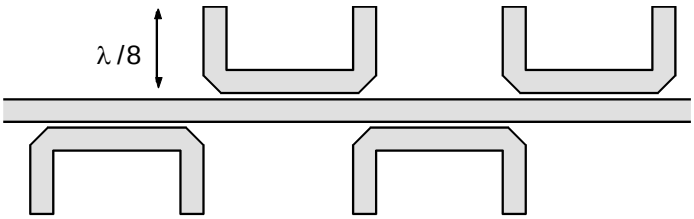
Kapacitansen på den ändkopplade resonatorn kan i praktiken inte bli så stor. Bandbredden är proportionell mot kopplingskapacitansen. Det betyder att bandbredden på spärrbandet blir ganska liten.



Sidkopplade ledningar ger större koppling. Den kopplade sektionen ska vara en kvarts våglängd lång, för att koppla så starkt som möjligt. Avståndet från hörnet till kortslutningen ska alltså vara så kort som möjligt. Avståndet mellan resonatorerna ska vara en kvarts våglängd, för att ge så stor dämpning som möjligt. Resonatorerna förläggs på varsin sida om huvudledningen, för att de inte ska påverkar varandra.

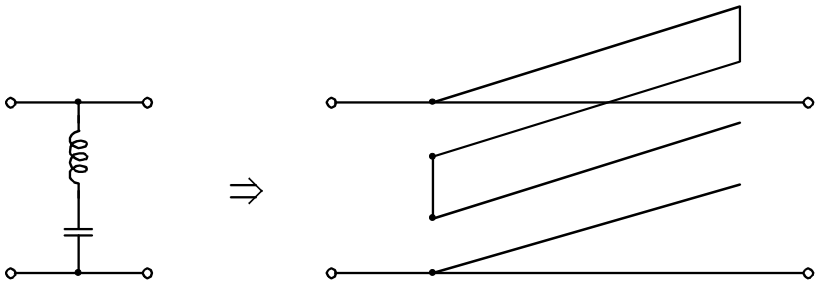


Alternativt skulle de kunna ligga på samma sida men med 3λ/4 avstånd. Om varannan stubbe vänds räcker det med λ/4 mellan de kortslutna ändarna. Det är bara de öppna ändarna som ger problem.

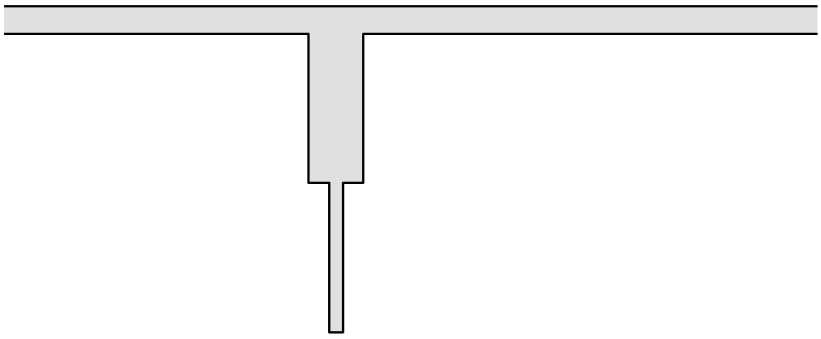


Den öppna halvvågsresonatorn är enklare att tillverka. Avståndet från hörnen till de båda öppna ändarna ska då vara respektive λ/8

Tandemkopplade stubbar

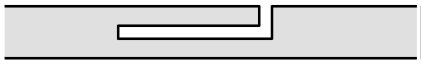


Notchfiltrets induktans och kapacitans kan räknas om till kortsluten stubbe respektive öppen stubbe.

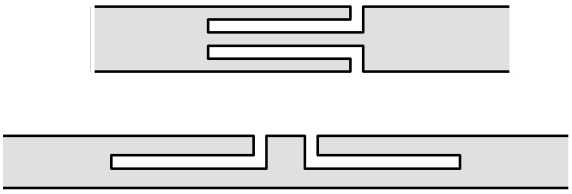


De två seriekopplade stubbarna kan sen räknas om till två tandemkopplade stubbar. Denna resonanskrets kan kallas steg-impedans-resonator (stepped-impedance resonator).

Spur-line filter



Den shuntande kvartvågsledningen kan etsas fram direkt ur stripledaren. Ekvivalenta kretsen är en shuntande kvartvågsresonator som har bortre änden öppen, samt en kvartvågs ledningsbit med högre impedans.



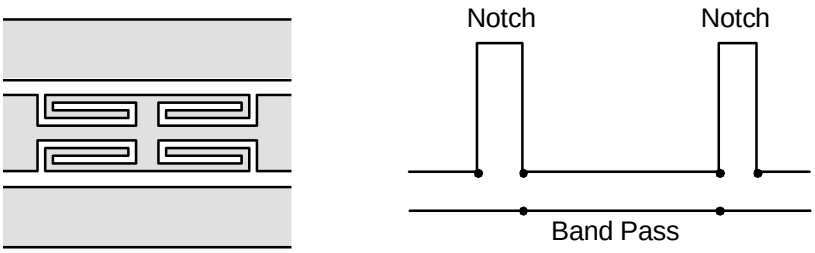
Om man etsar fram två sektioner bredvid varandra eller i serie med varandra, får man ett mycket kompakt filter.

Spur-line filter har dessutom den fördelen att den strålar mycket mindre än övriga notch-filter. Det är speciellt märkbart på frekvenser upp mot 40 GHz.

LTCC

En stripledare i LTCC (Low Temperature Cofired ceramic) kan förses med en metallplatta i ett lager mellan stripledaren och jordplanet. Plattan är ansluten till jord med en metalltråd. Tråden är induktiv och plattan är kapacitiv. Det ger en serie-resonanskrets som är kapacitivt kopplad till stripledaren.

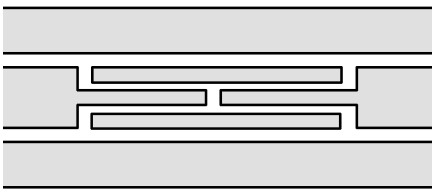
Coplanar kortsluten seriestubb



En coplanar ledning kan lätt förses med kortslutna seriestubbar. Slitsarna är en kvarts våglängd långa och kortslutna i bortre änden. De ger ett avbrott på ledningen för den frekvens då de är en kvarts våglängd långa.

Mellan stubbarna finns en bit ledning som är en halv våglängd för en viss lägre frekvens. Ledningen fungerar som en halvvågsresonator som kopplas in med induktanserna från slitsarna, som är kortare än en kvarts våglängd på den här lägre frekvensen. Kretsen har en lågpass karaktär, men en viss frekvens får låga förluster med hjälp av halvvågsresonatorn. Kretsen innehåller alltså filtrering med både bandspärr och bandpass.

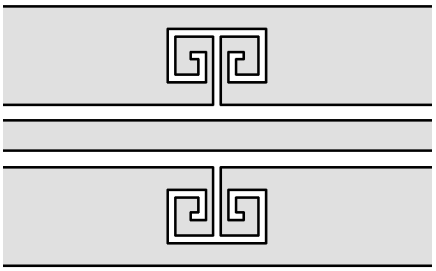
Coplanar öppen seriestubb



Resonatorer med öppna ändar ger strålning med förluster. En öppen seriestubb håller ihop fältet effektivare så att det blir mindre strålning. Ett gapkopplat filter är lämpligt för smalbandiga filter, eftersom bredbandiga filter kräver en mycket liten luftspalt mellan ändarna. Med öppna seriestubbar är det lätt att få hård koppling för bredbandiga filter. Här krävs istället mycket smala slitsar till jordplanen för att få smal bandbredd.

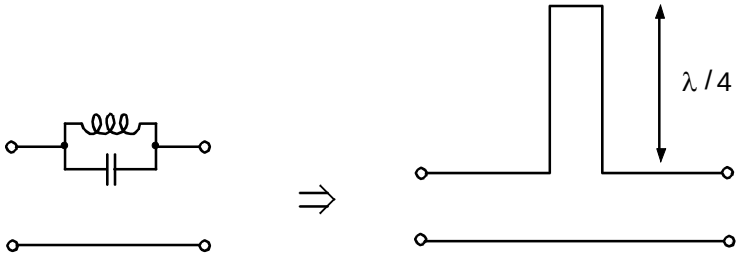
Coplanar seriestubb i jordplanet

För att få transmission i en ledning behöver den kunna leda ström. Om man bryter vägen för strömmen så blir det ingen transmission. Avbrottet kan göras antingen på ledaren eller på återledaren, dvs jordplanet.

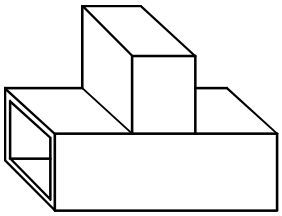


Slitsen i jordplanet är kortsluten längst bort. Den kortslutningen transformeras på en kvarts våglängd till ett avbrott framme vid den coplanara ledningen. Stripledaren ser alltså ett avbrott i jordplanet, så att den frekvens som ger en kvarts våglängd får ett avbrott.

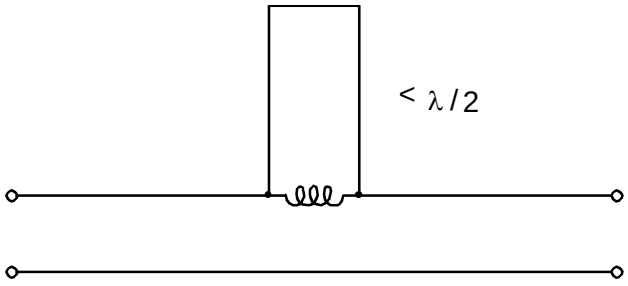
Vågledare



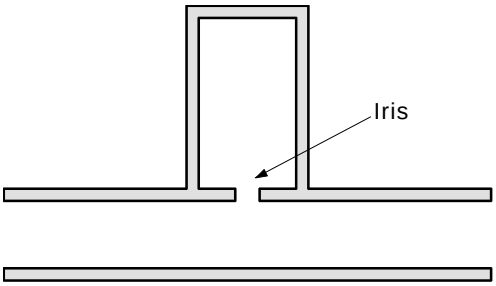
Bandstopfilter i vågledare utnyttjar vanligen en resonanskrets i serie, som ger ett avbrott i ledningen. Resonanskretsen är en kortsluten λ/4 ledning.



Vågledaren består av ett T-stycke i E-planet, med en kortsluten vågledare. Det är en enkel konstruktion som är lämplig för större bandbredder. Men vid små bandbredder blir impedansen på vågledarstubben opraktiskt liten.



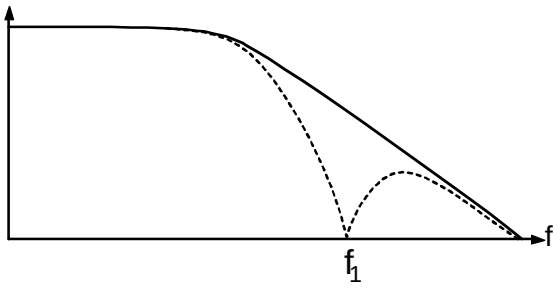
Vid små bandbredder är det bättre att använda en diskret induktans och en kapacitans i form av en ledning, som är något kortare än en halv våglängd. Den kan också betraktas som en induktivt kopplad λ/4 resonator med liten kopplingsfaktor (liten bandbredd).



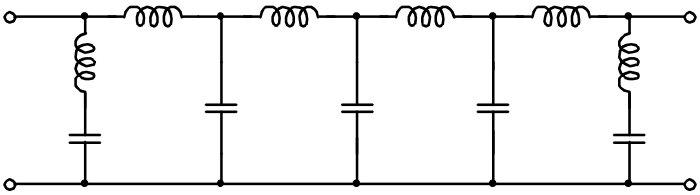
Vågledaren har då en kavitet som är ansluten via ett par induktiva bländare eller irisöppning. Avståndet mellan resonatorerna ska vara λ/4 för att få max dämpning. Men i vågledare påverkar de olika resonatorerna varandra. Det är därför bättre att använda 3λ/4 avstånd mellan dem.

12. Nollställen

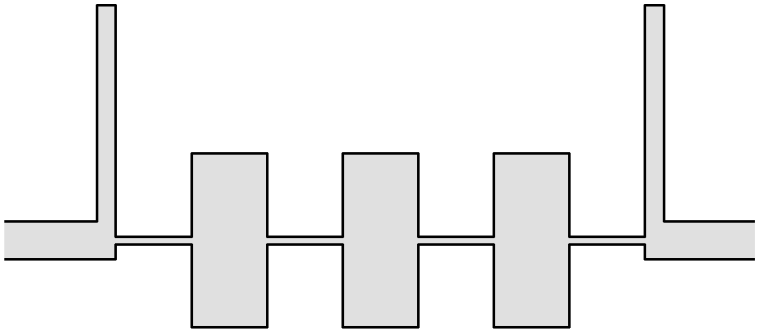
Lågpassfilter med nollställen



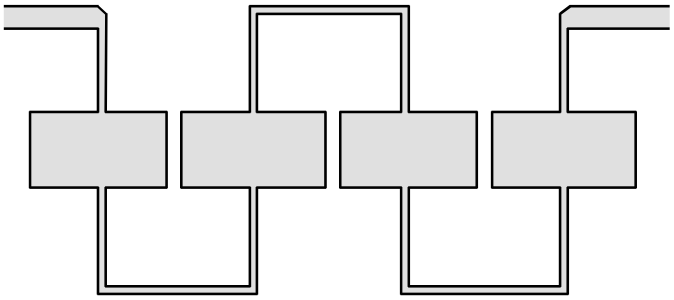
Ett filter har i praktiken en filterflank strax utanför sitt passband. Om det finns störsignaler i filterflanken behövs ett brantare filter, dvs fler sektioner. Det ger tyvärr också större dämpning i passbandet. Det kan vara bättre att lägga ett nollställe (dämpningstopp) i filterflanken.



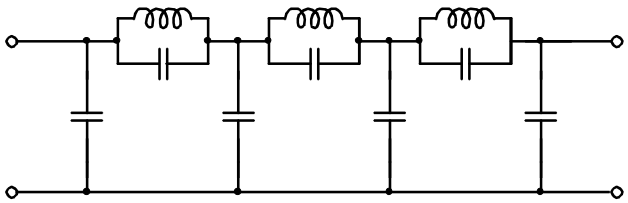
Med en serieresonanskrets tvärs över ledningen får man en dämpningstopp.
Med en dämpningstopp strax utanför passbandet får man mycket branta flanker.
Dimensioneringen kan ske som ett m-deriverat filter. m väljs då till 0,6 för att få bästa VSWR inom passbandet. Man får då en dämpningstopp på 1,25 gånger gränsfrekvensen.



Som serieresonanskrets kan man använda en öppen stubledning. Den är en kvarts våglängd lång för den frekvens som ska dämpas (kortslutas). Impedansen är alltid 92,3 Ω för det beskrivna m-deriverade filtret.

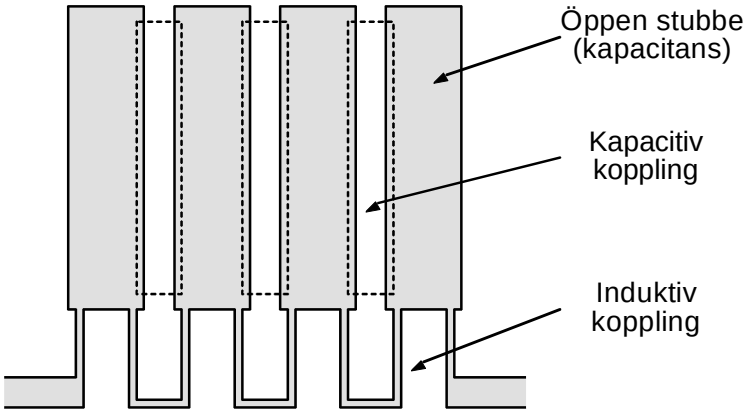


Genom att vika ihop lågpassfiltret kan man få koppling mellan sektionerna som har låg impedans. Signalen kan då gå två olika vägar, dels via den högohmiga ledningen, dvs induktansen, och dels via överhörningen, dvs kapacitiv koppling.



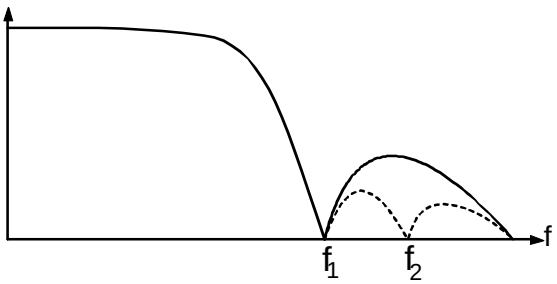
Ekvivalenta kretsen har då en parallellresonans som stoppar en viss frekvens.

Eftersom de lågohmiga sektionerna har buntats ihop kan man lätt placera ett dielektriskt block där. Det ger ännu lägre impedans åt de sektionerna. Samtidigt kan de högohmiga ledningarna gå som suspended strip-line och få mycket hög impedans. Därigenom blir alla ledningslängder mycket korta.

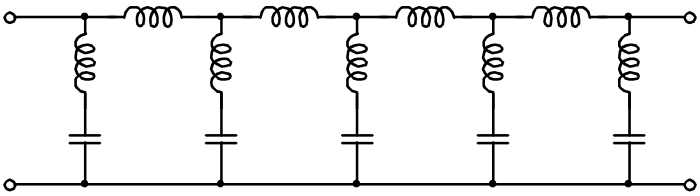


Med suspended substrat kan man utnyttja kopparfolie på andra sidan substratet för att öka kopplingen mellan de lågohmiga sektionerna. De vertikala delarna av högohmiga ledningarna kan parvis ligga mycket nära varandra för att få ett litet induktivt tillskott från den ömsesidiga induktansen. De beräknas då som kopplade ledningar med portarna kortslutna i ena änden.

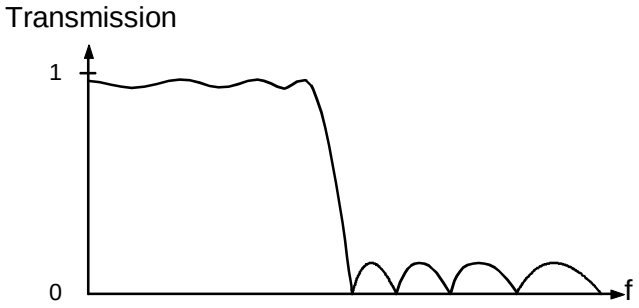
De öppna stubbarna blir en kvarts våglängd långa för en viss frekvens. Den frekvensen blir alltså kortsluten. Kretsen ger därför två nollställen, ett från kapacitiva-induktiva kopplingen och ett från öppna stubbarna.



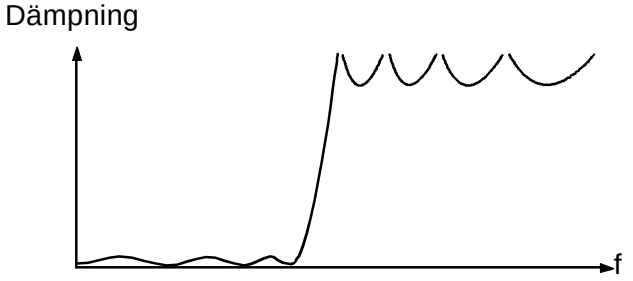
Ett nollställe ger en mycket brant filterflank. Men utanför nollstället kommer transmissionen tillbaks igen (dämpningen minskar). Finns det fler störsignaler kan man koppla in fler nollställen.



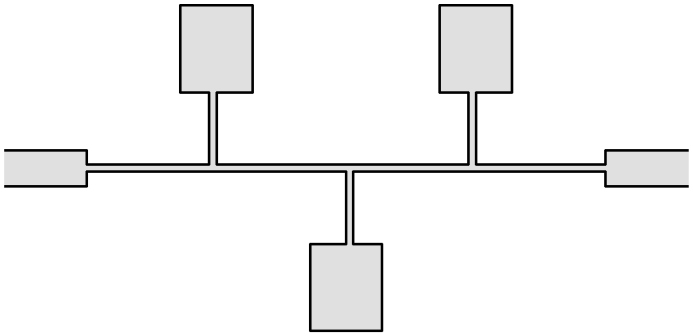
Om man byter ut samtliga shuntkondensatorer i lågpassfiltret mot serie-resonanskretsar, får man ett stort antal nollställen i spärrbandet.



Ett elliptiskt filter har samtliga nollställen fördelade över spärrområdet. (Standardfiltret har alla nollställen vid oändlig frekvens). Med ett elliptiskt filter får man brantare flanker, eller för en viss selektivitet får man mindre förluster i passbandet. Spärrbandsdämpningen håller sig på en viss (ripplande) nivå. Standardfiltret får större dämpning för frekvenser längre bort, eftersom dess dämpning kontinuerligt ökar för högre frekvens. Ju brantare flank desto mindre blir dämpningen längre bort.

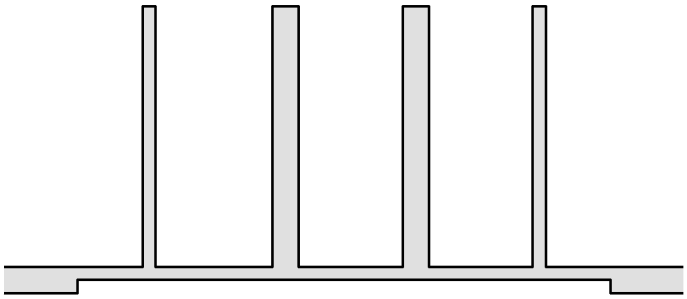


Ibland ritas filterkurvan som transmissionen med sina nollställen. Men man kan också rita upp dämpningen, med 0 dB vid x-axeln. Då är det lämpligare att tala om dämpningstoppar.



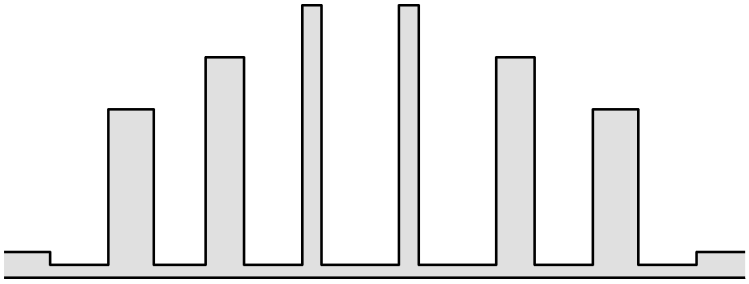
En nackdel med elliptiska filter är att filterelementen kan få ett impedansförhållande så stort som 10:1

Med ett nollställe vid oändlig frekvens och alla övriga på samma frekvens i filterflanken får man ett filter med en selektivitet nästan som det elliptiska filtret. Fördelen är att det är mycket lättare att tillverka. Impedansvariationerna blir i storleksordning 2:1



Ett lågpassfilter kan använda korta öppna stubbar som kapacitanser. De korta ledningarna mellan stubbarna har hög impedans och används som induktanser. De öppna stubbarna är en kvarts våglängd långa för det önskade nollstället i filterflanken.

En nackdel med distribuerade sektioner i lågpassfiltret är att det ger passband på de högre frekvenserna där stubbarna är en halv våglängd (och $n \cdot \lambda/2$).



Med olika längd på stubbarna får man fler nollställen på olika frekvenser. Tillsammans kan de ge ett mycket stort spärrband. Den önskade kapacitansen får man av stubbens längd och bredd. Det går alltså att få samma kapacitans med olika längder. Om det blir för breda ledningar kan stubbarna delas upp i två smalare stubbar åt varsitt håll. Det blir då en symmetrisk krets med stubbar på båda sidor om ledningen.

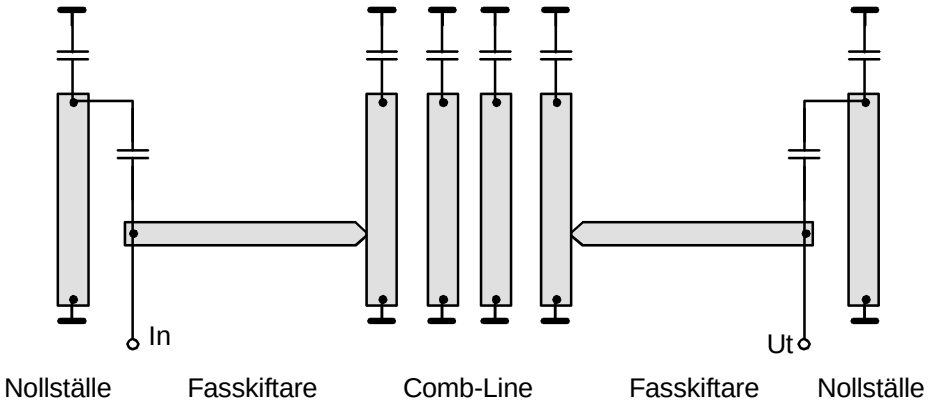
Olika längd på stubbarna ger ett bredare spärrband. Men filtret med samma längd på stubbarna blir bättre i passbandet.

Genom att placera nollställen mycket nära filtrets bandkant får man mycket branta flanker. Motsvarande stubbar ska då vara mycket smala (högohmiga), vilket ger större förluster. Det är då bättre att använda kapacitivt kopplade resonatorer. I suspended substrat kan de placeras på andra sidan substratet, delvis överlappande huvudledningen. Man kan då ha bredare ledning, dvs lägre förluster.

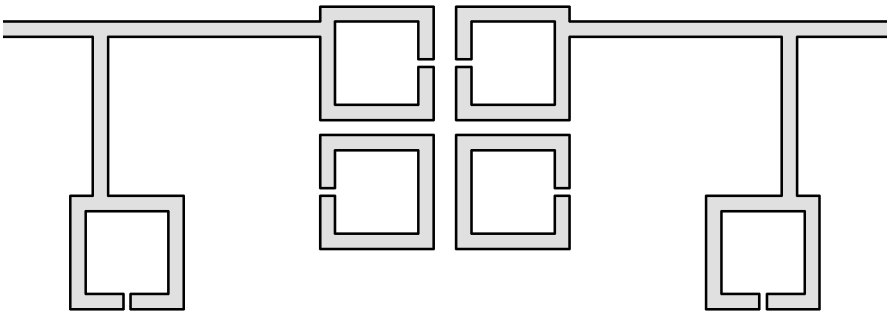
Man kan jämföra filtret med öppna stubbar med det vikta filtret som har koppling mellan de lågohmiga sektionerna. Det vikta filtret blir mindre, men stark koppling genom substratet ger större förluster och större temperaturberoende.

Bandpassfilter med externa nollställen

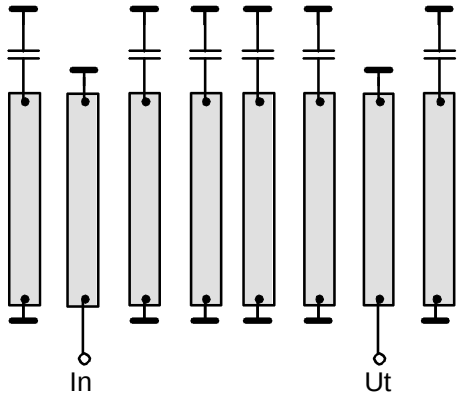
Resonatorer med bandspärr kan kopplas ihop med bandpassfilter för att förbättra dämpningen i filterflankerna.



Filtret är av typen Comb-Line, med trimkondensatorer (trimskruvar) från öppna änden till jord. Två resonatorer för nollställe är kapacitivt kopplade till ingången respektive utgången. Mellan nollställe och Comb-Line används en fasskiftare, i form av en ledningslängd, för att få maximal dämpning i spärrbandet.

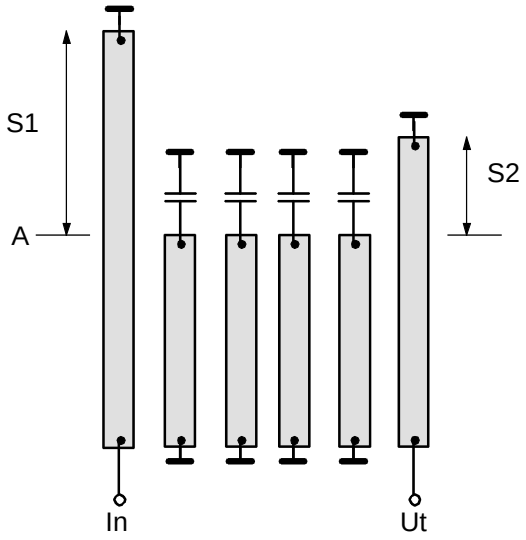


Den här figuren visar ett filter med resonatorer av typen Open-Loop. Resonatorn för nollställena är inkopplade med inverterare i form av kvartvågsledningar. Mellan inkopplingspunkten och filtret finns en ledning för önskat fasskift.



Ett annat alternativ är att använda ett särskilt element för inkopplingen. Anslutningen sker då med en node som inte är i resonans (NRN - Non Resonant Node). Åtminstone ligger resonansen så långt borta, att noden har en ganska konstant reaktans.

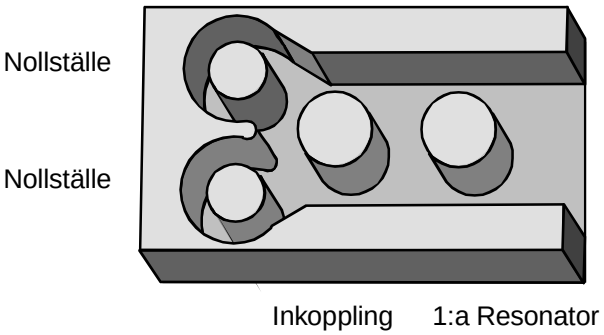
I det här fallet placeras resonatorn för nollstället på andra sidan av inkopplings-elementet. Insignalen kopplar alltså både till filtret och till nollstället. Men nollställets resonator får inte koppla direkt till filtrets resonator.



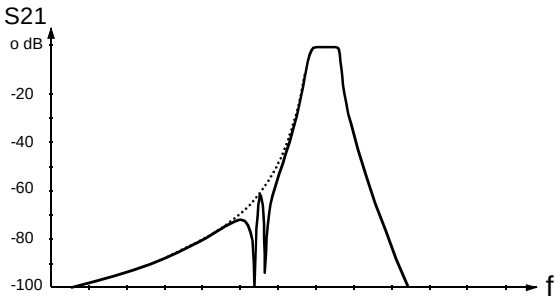
Ytterligare ett alternativ är att förlänga elementet för inkopplingen. Punkten A ska ha en kortslutning för att få maximal signal genom filtret. Små avvikelser kan kompenseras, men för den frekvens som ledningen ger ett avbrott vid A kommer signalen inte alls att koppla vidare. Det blir alltså ett nollställe på den frekvensen.

Om förlängningen har samma dimensioner som inkopplingselementet, blir det ett brett nollställe med stor dämpning. Den är därför mer lämplig för nollställen som ligger en bit bort från passbandet. Med motsvarande arrangemang på andra sidan filtret kan man få två nollställen. De kan placeras på var sin sida om passbandet. Men ett nollställe på låga frekvenser behöver en ganska lång ledning.

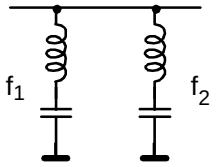
Flera externa nollställen



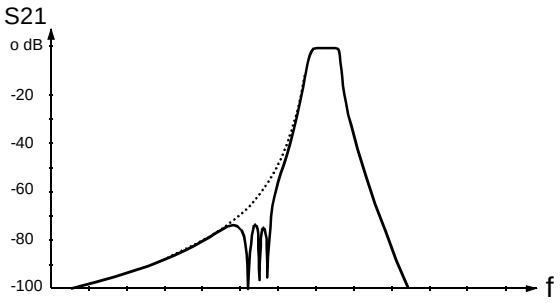
Ett Comb-Line filter som är fräst i ett metallstycke kan lätt förses med flera resonatorer för nollställen. Resonatorerna ska placeras så att de inte kopplar till varandra eller till första resonatorn. Frekvenserna ställs in med trimskruv på samma sätt som för resonatorerna. De två nollställena kan placeras på varsin sida om passbandet.



Om nollställena placeras i samma filterflank blir det ett problem när de ligger intill varandra.

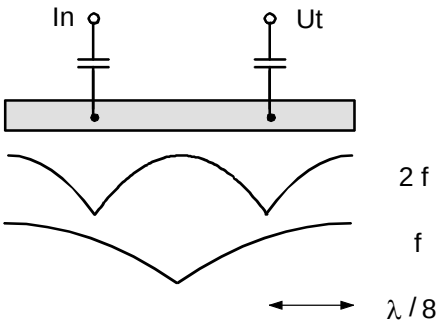


Nollställenas resonatorer transformeras via den inverterande kopplingen till två seriekopplade resonatorer. De kortsluter varsin frekvens. Men på en frekvens som ligger däremellan, kommer den ena att ge en kapacitiv reaktans och den andra en induktiv reaktans. De bildar tillsammans en parallellresonans, som är högohmig och påverkar alltså inte filterflanken. Det är då bättre att placera resonatorerna på varsin sida om filtret.

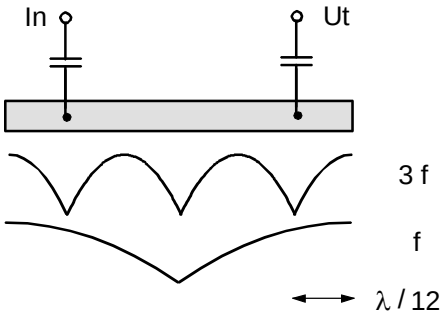


Nollställena från två intilliggande resonatorer är här separerade lite i frekvens. Nollstället från resonatorn på andra sidan filtret har placerats mellan de två andra nollställena. På så sätt kan de tillsammans ge god undertryckning intill passbandet.

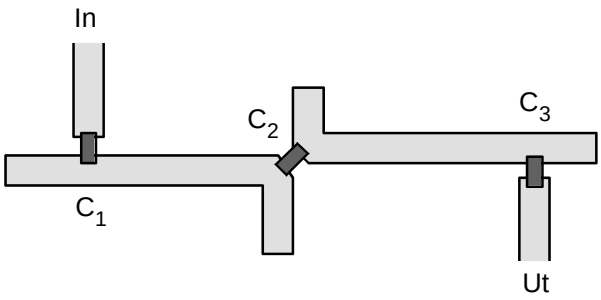
Nollställe från direkt inkoppling



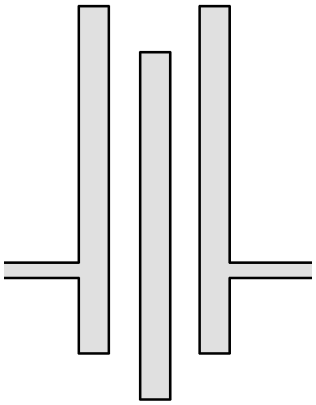
En halvvågsresonator har max spänning vid de öppna ändarna och noll spänning på mitten. Dess överton har noll spänning på två ställen. De två punkterna är lämpliga till att ansluta in- och utgång, om man vill undvika passband på övertonen. Tyvärr stämmer det inte med vad som är lämpligt för att få önskad bandbredd. Men det går att kombinera en för hård anslutningspunkt med en svag kapacitiv anslutning. Tillsammans ger de önskad nerlastning av resonatorn (Qe).



Tredje övertonen har noll spänning på tre ställen. De två yttre är bra anslutningspunkter för att undertrycka det oönskade passbandet vid 3f.



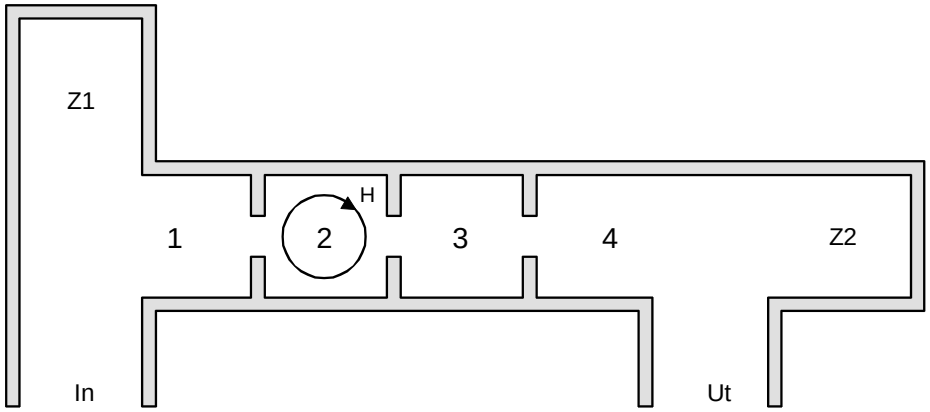
Ett kapacitivt kopplat filter kan med sina direkta anslutningar undertrycka de oönskade passbanden vid både 2f och 3f. Med en anslutningspunkt λ/16 från öppna änden kan 4f också undertryckas.



λ/2 resonatorer som ligger intill varandra kopplar inte alls. Det är samma problem som för Comb-Line filtret. Men genom att förskjuta resonatorerna minskar den kapacitiva kopplingen, så att resonatorerna kan ge ett filter med induktiv koppling. Anslutningspunkterna väljs för att få nollställena på önskad plats. Sen får man välja impedans på anslutningen för att få rätt koppling (Q_e).

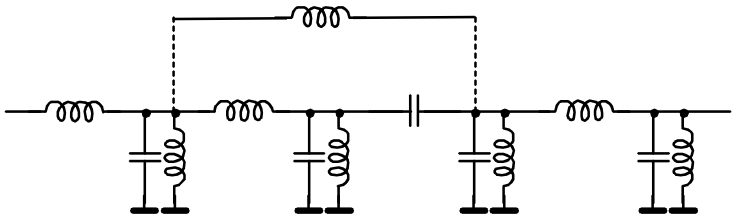
Externt nollställe i vågledare

Ett vågledarfilter kan innehålla stubbar på in- och utgång för att alstra nollställen.



Stubben Z1 ger en tillräckligt låg impedans för att definiera ena änden på resonatorn 1. Den kortslutna stubben används alltså istället för en induktiv iris. För en viss frekvens kommer stubben att kortsluta ingången, så att det bildas ett nollställe. En motsvarande stubbe på utgången ger ytterligare ett nollställe, samt begränsar storleken på resonator 4.

13. Korskoppling

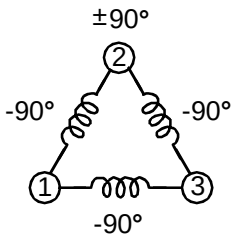


Ett bandpassfilter innehåller ett antal resonatorer som är kopplade efter varandra från ingång till utgång. Med korskoppling menas en extra koppling som inte ligger i direkt följd. Signalen delas alltså upp i två olika vägar. När de sen kopplas ihop igen kan de adderas i fas eller i motfas, beroende på fasvridningen genom de två signalvägarna.

En signal som går genom en serieinduktans får en fasvridning som närmar sig -90°. En seriekapacitans fasvrider signalen mot +90°. En parallellresonanskrets har olika fasvridning nedanför respektive ovanför resonansen. Om resonanskretsen är ansluten till jord fungerar den som en shuntande induktans på låga frekvenser. Det ger en fasvridning +90°. På höga frekvenser fungerar kretsen som en shuntande kapacitans. Det ger fasvridningen -90°.

Triplett

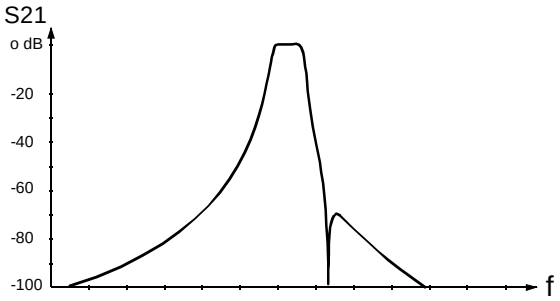
En korskoppling med 3 noder kallas triplett eller trisection.



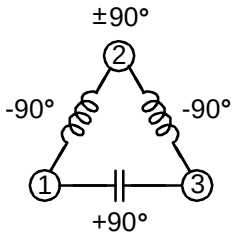
Resonanskretsarna har ritats som cirklar. Noderna 1 och 3 kan alternativt vara filtrets ingång respektive utgång.

Fasgång 1-2-3 för **höga** frekvenser	-90 -90 -90 = -270 = +90
Fasgång 1-2-3 för **låga** frekvenser	-90 +90 -90 = -90
Fasgång för korskopplingen 1-3	-90

På låga frekvenser sammansätts signalerna i fas. Men på höga frekvenser sammansätts de i motfas och tar ut varandra. För en viss frekvens har de lika stora amplituder så att summan blir noll. Det ger ett nollställe på den frekvensen.



Starkare korskoppling 1-3 ger större signal vid sammansättningen. Det ger ett nollställe närmare filtrets passband, eftersom signalen genom resonatorn 2 är i motsvarande grad större närmare resonans.

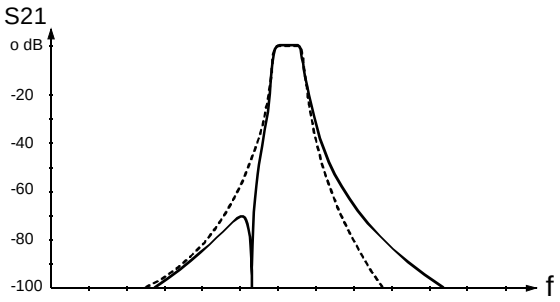


Kapacitiv korskoppling kan analyseras på motsvarande sätt.

Fasgång 1-2-3 för **höga** frekvenser	-90 -90 -90 = -270 = +90
Fasgång 1-2-3 för **låga** frekvenser	-90 +90 -90 = -90

Fasgång för korskopplingen 1-3 +90

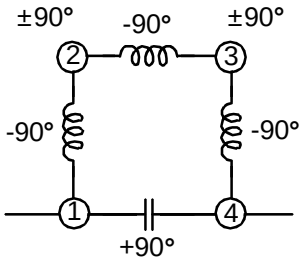
Kapacitiva korskopplingen ger alltså sammansättning till ett nollställe på låga frekvenser. På höga frekvenser adderas signalen från korskopplingen i fas. Det ger större signal vid summeringen, det vill säga sämre undertryckning i spärrbandet.



Den streckade linjen visar filtret utan korskoppling. Nackdelen med korskopplingen är att när man förbättrar spärrbandet på ena sidan så blir det försämrat på andra sidan.

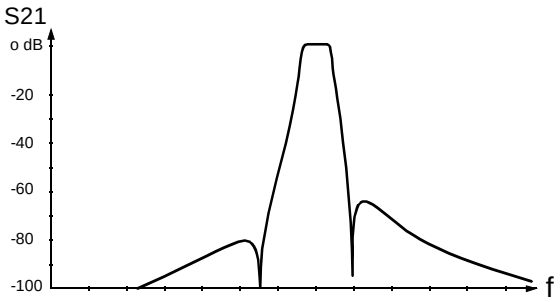
Quadrupel

Quadrupel är en korskoppling med 4 noder.



Fasgång 1-2-3-4 för **höga** frekvenser	-90	-90	-90	-90	-90	=	-90
Fasgång 1-2-3 för **låga** frekvenser	-90	+90	-90	+90	-90	=	-90

Fasgång för korskopplingen 1-4 +90



En quadrupel får sammansättning i motfas på både höga och låga frekvenser. Den får alltså två nollställen, ett nollställe på varje sida om passbandet.

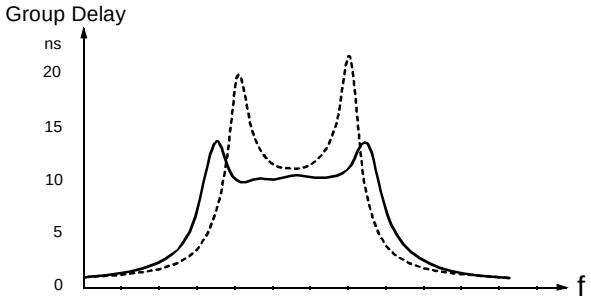
Linjär fas

Group Delay är ett mått på hur lång tid det tar för en signal att gå genom ett filter. I en bredbandig signal måste alla olika frekvenser ta sig fram lika snabbt, annars blir det distorsion.

Fasvridningen genom filtret blir olika för olika frekvenser. Group Delay är lutningen på faskurvan för respektive frekvens. En perfekt linjär fasgång har konstant lutning, dvs konstant Group Delay.

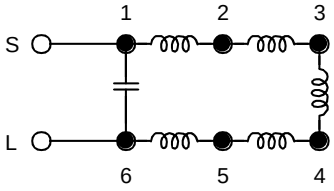
$$t_g = -\frac{d\phi}{d\omega}$$

Normalt har ett filter en Group Delay som varierar extra mycket vid bandkanterna.

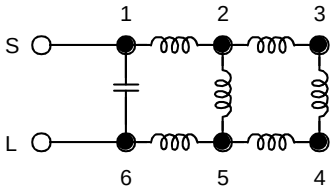


En quadrupel som har samma typ av koppling mellan alla fyra noderna får inget nollställe. Korskopplingen ger en addition i fas som istället korrigerar fasgången i filtret. Filtret kan justeras till linjär fasgång inom bandet.

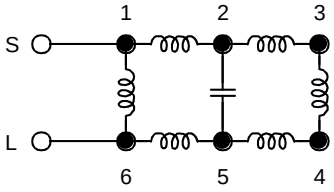
6-poligt filter



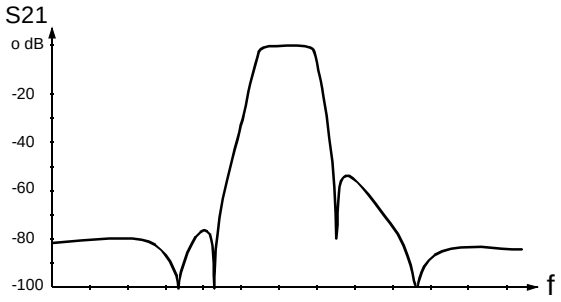
Ett filter med induktivt kopplade resonatorer ger två nollställen då resonator 1 och 6 har kapacitiv korskoppling. Jämfört med kopplingen 2-5 så behöver 1-6 betydligt mindre kapacitans, det vill säga större gap mellan resonator och kopplingsprobe. Nackdelen är att det inte blir lika branta filterflanker och dämpningen längre bort i spärrbandet blir sämre.



En fördel med att placera nollställena med korskoppling 1-6 är att kopplingen 2-5 kan användas till att jämna ut Group Delay. Naturligtvis blir det med en kompromiss med selektiviteten.

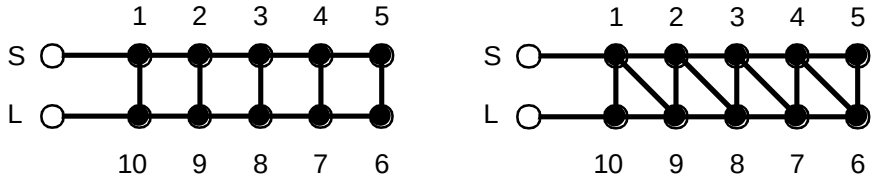


Kapacitiv koppling 2-5 ger två nollställen. Om dessutom 1-6 kopplas induktivt skapas dubbla nollställen på båda sidor om passbandet.



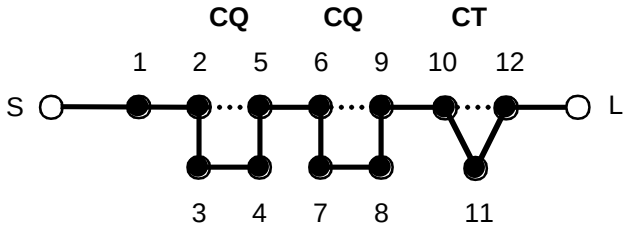
Dubbla nollställen ger bättre dämpning i spärrbandet. Nackdelen är att det blir besvärligare att trimma in filtret eftersom båda korskopplingarna påverkar alla fyra nollställena.

Canonical



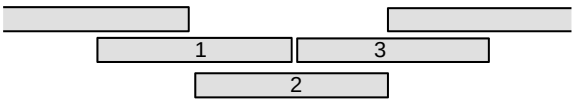
Ett filter som är vikt och försett med korskopplingar på samtliga platser ger maximalt antal nollställen, respektive korrigeringar av Group Delay. Nackdelarna är att det behövs mycket stor precision vid tillverkningen och filtret blir mycket svårt att trimma. Varje korskoppling påverkar nämligen samtliga nollställen.

Kaskadkoppling

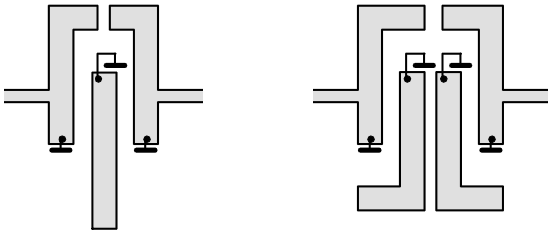


Vanligtvis innehåller ett filter ett antal enkla korskopplingar för att uppnå önskad dämpning i spärrbandet. Det ger god kontroll över nollställenas inställning. Figuren visar kaskadkopplade quadrupler (CQ) och tripletter (CT).

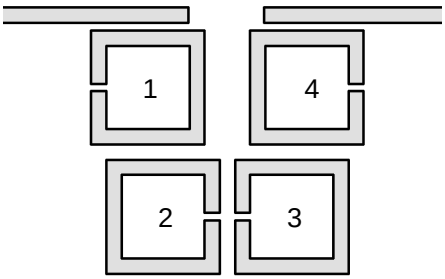
Kretskopplingar i microstrip



Ett sidkopplat filter kan lätt få ett nollställe på filterflanken mot höga frekvenser. Resonatorerna bildar en triplett med kapacitiv korskoppling.



λ/4 resonatorerna är vikta så att tripletten får ett nollställe mot det lägre stopbandet. Quadrupeln har också kapacitiv korskoppling som ger ett nollställe på varje sida av passbandet.

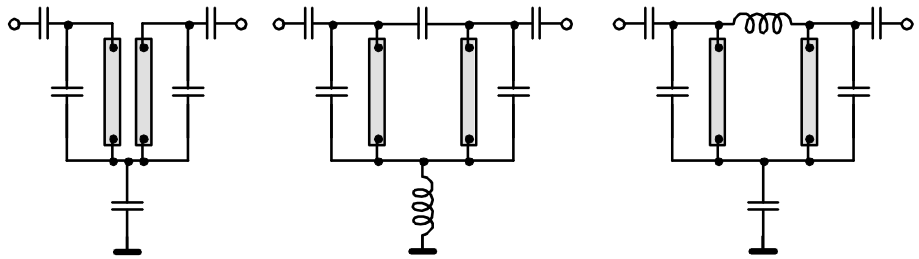


En quadrupel med hair-pin eller open-loop resonatorer har kapacitiv koppling mellan 2-3 och induktiv korskoppling mellan 1-4. Kopplingen 1-2 respektive 3-4 är blandat elektriskt och magnetiskt, men ofta övervägande magnetisk.

Det viktigaste är att 2-3 och 1-4 har motsatt tecken. Det ger ett nollställe på varje sida om passbandet. Om de hade varit vända så att kopplingen haft lika tecken, så hade det istället blivit ett filter med linjär fas.

Reaktans i serie med resonatorerna

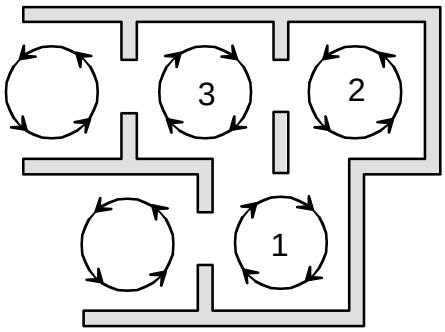
Filter som tillverkas i flerlagerkort kan lätt förses med seriekoppling. Det är speciellt enkelt att få kapacitans mellan de olika lagren av metall. Ett genompläterat hål kan ibland räcka som induktans.



Om kopplingen mellan resonatorerna är övervägande induktiv, kan man få två nollställen med hjälp av en kapacitans mellan resonatorerna och jord. Om istället kopplingen är kapacitiv så ska seriekopplingen vara induktiv.

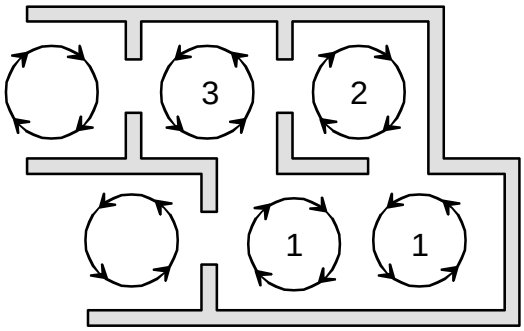
När reaktansen i serie ökar kommer två nollställen att flyttas, från DC respektive oändligheten, in mot passbandet. Ju högre reaktans desto närmare passbandet förskjuts nollställena. Det blir ett nollställe på varje sida.

Vågledare

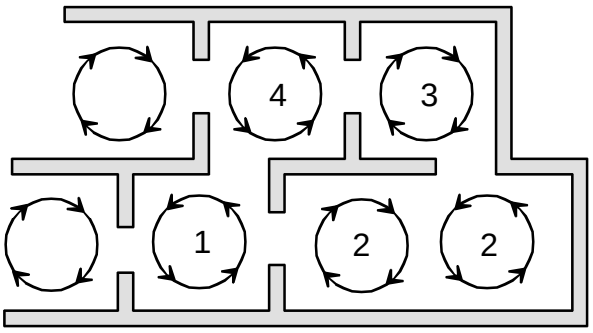


Kaviteter i vågledare som kopplar med induktiva bländare kan kopplas ihop till en triplett. Med lika kopplingar överallt hamnar nollstället på höga sidan av passbandet. Resonator 1 och 3 har slingor som är riktade åt samma håll.

För att få nollstället på låga sidan behöver ena kopplingen bytas ut mot kapacitiva bländare. Men en blandning med kapacitiva bländare blir besvärligare att tillverka. Dessutom har kapacitiva bländare problem med effekttålighet.

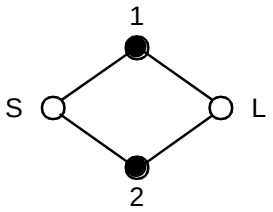


Istället för att använda kapacitiva bländare kan man vända fasen med en resonator för dubbla moden. I det här fallet är det resonator 1 som är dubbelt så lång, och kopplar med den vända slingan till resonator 2. Resonator 1 och 3 kopplar med slingor som är riktade åt olika håll. Resultatet blir att nollstället hamnar på låga sidan av passbandet.



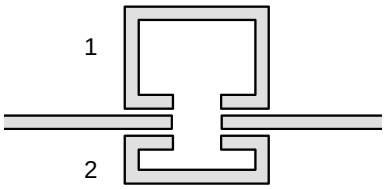
En quadrupel med två nollställen behöver också motsatt tecken på en av kopplingarna. Det problemet kan också lätt lösas med hjälp av en dubbelt så lång resonator som vänder fasen.

Doublet

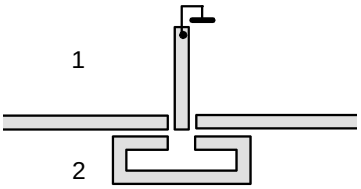


Två resonatorer kan utnyttjas parallellt, som i ett transversellt filter. De två signalvägarna ska då ha olika tecken på kopplingen, så att de kan ge ett nollställe. En doublet innehåller alltså två poler och ett nollställe.

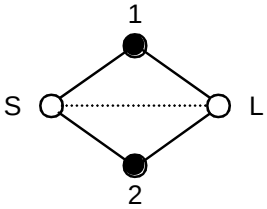
Nollstället är den frekvens där signalvägarna skiljer sig 180°. Genom att ändra ena resonansfrekvensen, förändras fasgången genom resonatorn. Det för med sig att nollställets placering ändras. Nollstället kan flyttas från den ena filterflanken till den andra, utan att kopplingsfaktorn behöva ändras.



Med en resonator som är en halv våglängd och en som är en hel våglängd lång, blir skillnaden 180°. Det kan alternativt vara högre övertonshalt i resonatorerna, huvudsaken är att de två signalvägarna skiljer sig en halv våglängd. En vågledarkavitet kan kombinera modena TE_{01} och TE_{03}.

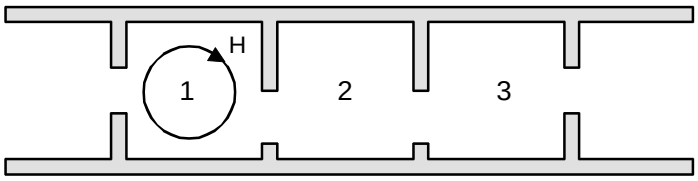


Ett mer kompakt alternativ är att byta ut den stora slingan mot en $\lambda/4$ resonator. Slingan som är $\lambda/2$ lång vänder fasen så att ett nollställe kan bildas.



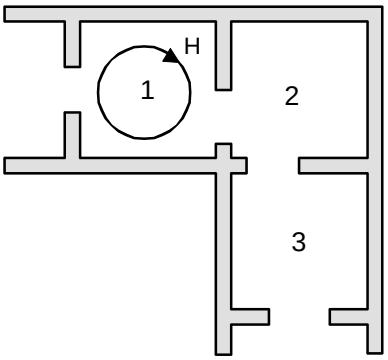
En korskoppling mellan in- och utgång ger ytterligare ett nollställe. Det nya nollstället kan ställas in genom att variera kopplingsfaktorn. De två nollställena kan placeras på var sin sida om passbandet.

Doublet med högre mode



Om irisens öppning inte är i väggens mitt, kommer osymmetrin att alstra högre moder. Utöver TE10 alstras också TE20. Eftersom kaviteten inte ger resonans för den moden (nedanför cut-off) kommer den att dämpas. Mellan resonator 1 och 3 finns det alltså två signalvägar, dels den normala signalvägen i filtret (TE10 - TE10 - TE10) och dels via högre moden (TE10 - TE20 - TE10).

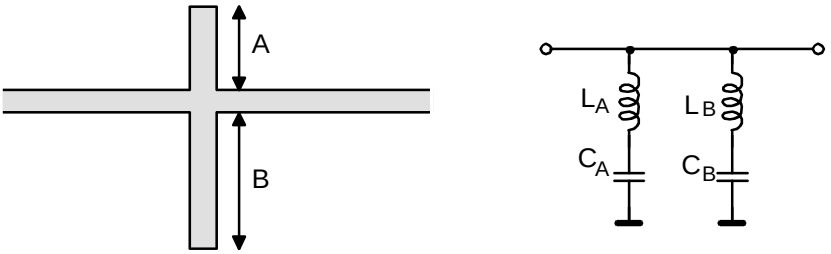
På den frekvens där signalerna är lika stora och i motfas bildas ett nollställe. Eftersom evanescent mode av TE20 dämpas kraftigt genom vågledaren blir det ett nollställe som ligger en bra bit bort från filtrets passband.



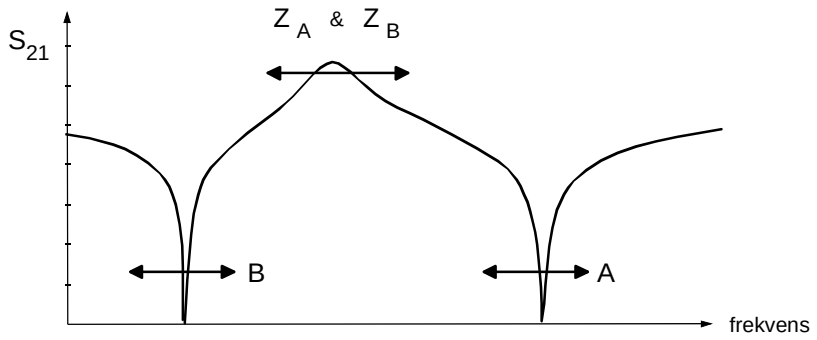
Om den aktuella kaviteten 2 ligger placerad i ett hörn så blir det ett kort avstånd för TE20 mellan resonator 1 och 3. Dämpningen blir därför liten, vilket innebär att nollstället hamnar långt upp på filterflanken ganska nära passbandets kant.

14. Dual-behavior filter

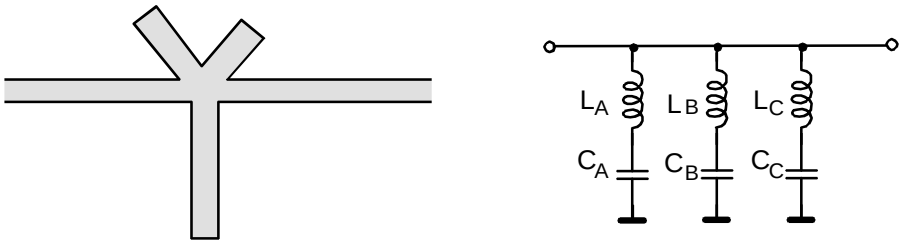
Dual-behavior är en resonator där kretsarna agerar både som bandpass- och bandspärrfilter.



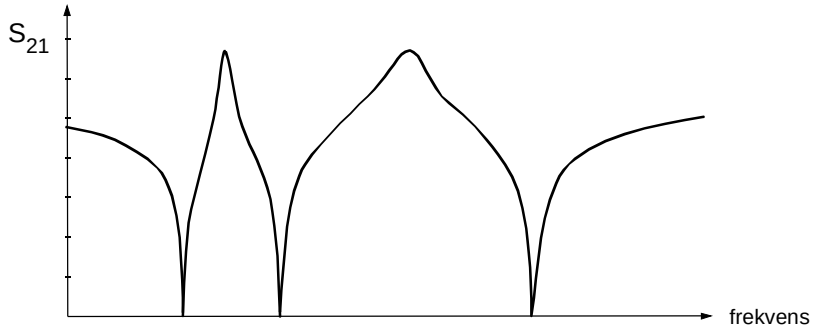
En öppen stubbe som är en kvarts våglängd transformerar den öppna änden till en kortslutning vid huvudledningen. Det ger ett nollställe för den frekvensen. Med två olika långa ledningar får man två separata nollställen. På en frekvens mellan de två resonanserna uppvisar den ena resonanskretsen en induktiv reaktans och den andra uppvisar en kapacitiv reaktans. De två reaktanserna ger tillsammans en parallell-resonanskrets. En parallellresonans har så hög impedans att den inte stör huvudledningen, så att signalen obehindrat kan passera.



De två nollställena kan justeras med längderna på respektive stubbe. Med stubbarnas impedanser kan man reglera dess reaktanser. Parallellresonansen, dvs. passbandet, kan alltså justeras med ledningarnas bredder.



Med tre stubbar får man tre nollställen. Mellan nollställena bildas då två passband.

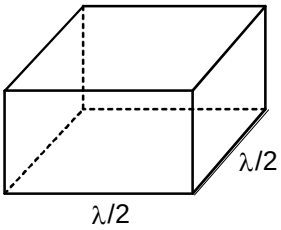


De tre nollställena regleras med respektive längd på stubbarna. Passbanden kan ställas in i frekvens med hjälp av stubbarnas impedanser. Ett filter med två passband kallas dual-band filter.

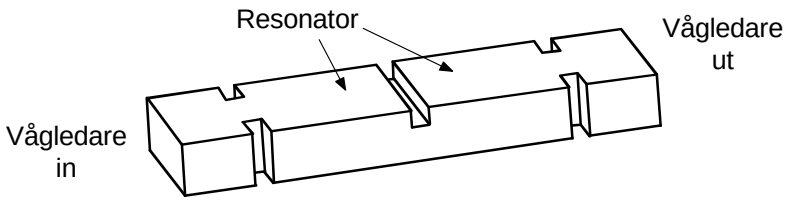
Bandbredden bestäms av hur nära varandra man placerar de två nollställena. Dual-behavior kan användas till bandbredder från några procent upp till 20 %. Eftersom kretsen inte använder kopplade ledningar påverkas den inte så mycket av lådans lock. En nackdel kan vara att de oönskade resonanserna (spurious) ligger närmare passbandet än vad de gör för ett filter med kopplade ledningar.

Ett filter kan vara uppbyggt med flera dual-behavior resonatorer separerade med en kvarts våglängd ledning (inverterare). Behöver man kontrollera spurious resonanserna kan filtret integreras med ett lågpassfilter i form av korta stubbar mellan sektionerna.

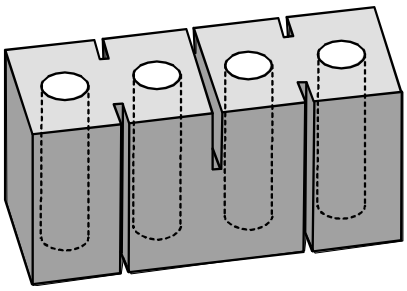
15. Dielektriskt filter



En resonator i vågledare får mycket högt Q-värde (ca 20 000) Men den blir ganska stor och klumpig. Om vågledaren fylls med ett dielektrika blir våglängden mindre. Det finns keramiska material med högt dielektrisitetstal, som gör kaviteterna mycket små. Nackdelen är att Q-värdet bara blir ca 2000. Det beror dels på keramiska materialets förluster, men kopparförlusterna blir också betydande då strömmarna koncentreras på små ytor.



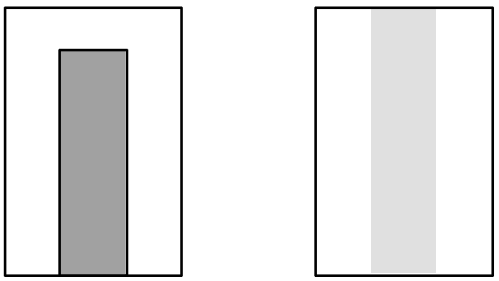
En fördel med dielektriskt fylld vågledare är att den kan tillverkas som ett keramiskt stycke, som sen metalliseras på utsidan. Figuren visar två kaviteter som kopplar kapacitivt mellan varandra och induktivt till in- och utgång.



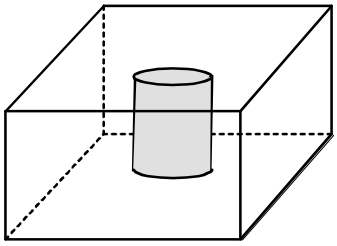
Ett filter i comb-line kan också vara fyllt med dielektrika. Det tillverkas då som ett keramiskt stycke som sedan metalliseras. Hålen är också metalliserade för att på så sätt forma resonatorpinnarna. Däremot är inte ovansidan metalliserad. Resonatorpinnarna ska ju bara vara kortslutna på ena sidan. Den öppna sidan kan metalliseras i området närmast resonatorpinnen för att ge önskad kapacitans.

De metalliserade slitsarna i blocket minskar öppningen mellan resonatorerna och på så sätt reglerar kopplingsfaktorn. Ett annat sätt att ställa in kopplingen är att förse blocket med lufthål mellan resonatorerna. Det minskar totala kapacitansen mellan resonatorerna. Ett lufthål mellan resonator och jordplan kan användas för att justera frekvensen.

Filtret blir mycket litet men nackdelen är att Q-värdet blir lägre än 1000.

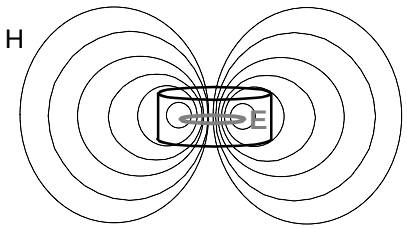


En comb-line resonator innehåller en metallisk stav som ger önskad kapacitans till taket. Motsvarande kapacitans kan man få med en dielektrisk stav mellan golv och tak. Vid beskrivningen av dielektriska resonatorer utgår man ofta från en dielektrisk transmissionsledning i form av en stav. Moden man använder här kallas TM_{11} eftersom magnetfältet är vinkelrätt mot stavens utbredningsriktning.



Resonatorn kan alternativt betraktas som en vågledarkavitet, fyrkantig eller cylindrisk, som är delvis fylld med dielektrika. Den dielektriska staven kan vara cylindrisk eller rektangulär. Högre dielektrisitetstal eller bredare stav ger högre kapacitans. Det medför att kavitetens sidor kan minskas. Höjden bör vara av samma storlek som sidorna för att få högt Q-värde. Eftersom fältet inte varierar i höjdled, är frekvensen inte kritiskt beroende av höjden. Lägre höjd har istället den fördelen att oönskade resonanser (spurious) förskjuts mot högre frekvens.

TM-moden ger en ganska liten resonator. Men det för också med sig att Q-värdet blir lägre. Själva keramiska materialet kan ha ett Q-värde på ca 40 000. Det är den kompakta lådans metallförluster, och det kritiska området där dielektrikat ansluts mot metallen, som resulterar i ett Q-värde på 3000-6000.

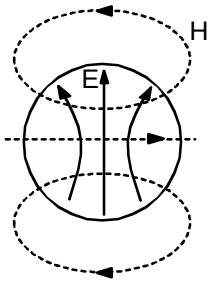


En dielektrisk puck är en bit av en dielektrisk stav. Elektriska fältet är vinkelrätt mot stavens utbredningsriktning för den önskade moden. Det ger en TE01δ mode. δ anger hur stor del av halva våglängden som resonatorn är lång. En dielektrisk vågledare har många moder. Vanligen väljer man diametern 2,5 gånger större än puckens höjd för att få oönskade resonanser tillräckligt långt bort.

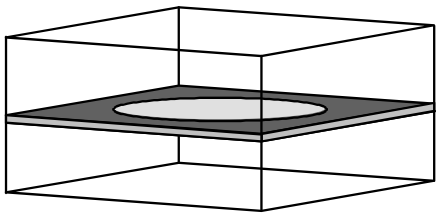
Nästan allt elektriskt fält finns koncentrerat inuti pucken. Utanför pucken finns ca 40 % av det magnetiska fältet. Det är alltså det magnetiska fältet som är tillgängligt för att koppla till resonatorn. Det innebär också att pucken måste placeras i en ganska stor låda, för att inte lådans väggar ska påverka fältet och resonansfrekvensen. Med stort avstånd till väggarna blir det mycket små strömmar i väggarna. Det ger små metallförluster och motsvarande högt Q-värde.

Flera puckar kan placeras bredvid varandra och koppla magnetiskt så att de bildar ett filter. Ett annat alternativ är att placera puckarna ovanför varandra. De två alternativen ger koppling både i samma riktning och i motsatt riktning, så att de kan bilda önskade korskopplingar.

Fördelen med dielektrisk puck är att man kan få mycket högt Q-värde. Det är lätt att uppnå Q-värdet 10 000. Nackdelen är att det blir ett mycket stort filter.



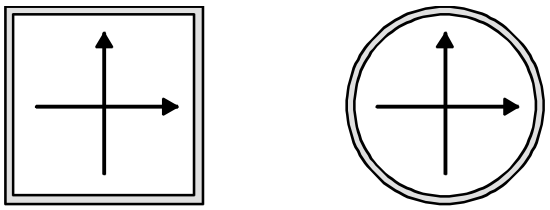
Moden HE_{11} har ett elektriskt fält diagonalt tvärs över pucken. Genom att ställa pucken på lådans golv får HE11 moden lägre frekvens och blir grundmoden. En ledande metallskiva kan också placeras ovanpå pucken. Den elektriska kopplingen mellan två resonatorer blir ganska svag, men den räcker för att ge kapacitiv korskoppling.



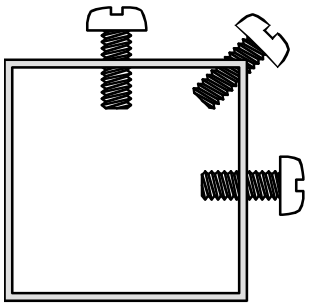
Resonatorn med diagonalt elektriskt fält kan tillverkas av en dielektrisk skiva. Ett metallskikt med runt (eller fyrkantigt) hål används för att definiera resonatorns storlek. Flera hål kan etsas på en gemensam stor skiva för att få flera resonatorer som kopplar i sidled (transversellt). Ett annat sätt är att placera flera skivor ovanför varandra med axiell koppling.

16. Dual-mode filter

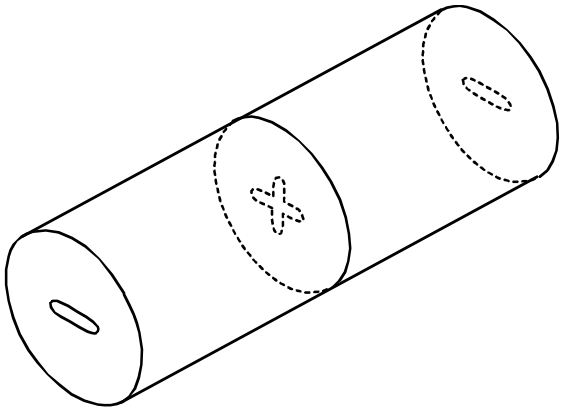
Ett dual-mode filter utnyttjar två olika moder i varje kavitet. Genom att använda två olika moder får man två elektriska resonatorer för varje fysisk kavitet. Filtret får alltså dubbelt så många resonatorer. Eller för en viss selektivitet får man ett filter som bara är hälften så stort.



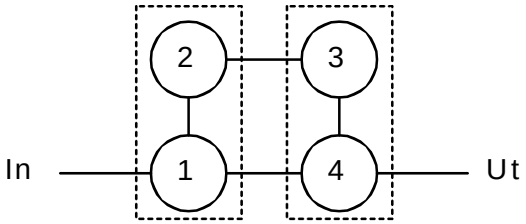
Det ska vara två moder som ligger vinkelrätt mot varandra för att de ska vara isolerade från varandra. Dessutom ska kaviteten ha sådana dimensioner att resonatorerna får samma resonansfrekvens.



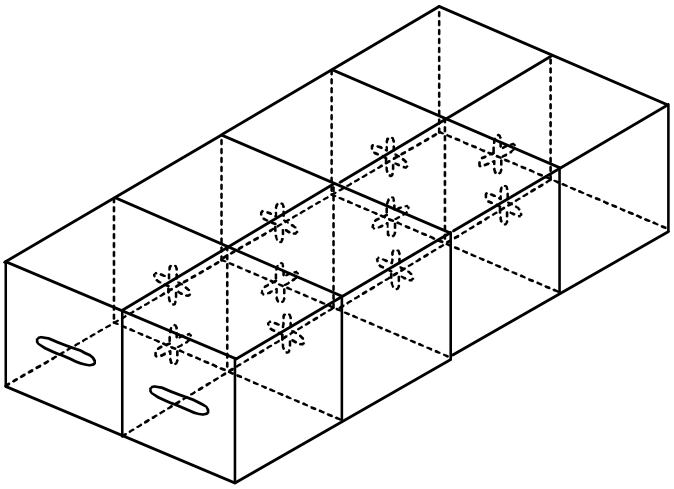
Med en trimskruv placerad 45° från fälten blir fälten distorderade så att de innehåller vridna fältkomposanter. Det gör att resonanserna kan koppla till varandra. Dessutom finns det trimskruvar för att ställa in rätt frekvens på de två moderna.



Med två dual-mode kaviteter får man 4 resonatorer. Utöver kaskadkopplingen av 4 resonatorer kan man dessutom få koppling mellan resonatorer som inte ligger direkt efter varandra. Beroende på om kopplingsskruven lutar åt ena eller andra hållet, kan man få ett nollställe på vardera sidan om passbandet, eller utjämning av fasgången.



Ett elliptiskt filter har överbygling mellan första och sista resonatorn. Det ger ett optimalt utnyttjande av kaviteterna.



Önskar man ett optimalt filter av mer än 4:e graden får man gå över till en vikt filterkedja. Där är det lätt att få koppling mellan första och sista resonatorn, näst första och näst sista osv. Kopplingen sker med aperturöppningar (iris), elektrisk eller magnetisk beroende på om det ska vara nollställen eller jämn fasgång.

En nackdel med dual-mode filter är att det också bildas många oönskade resonanser (spurious). Dessa passband måste kanske tas bort med ett extra lågpassfilter.

En annan nackdel är att kopplingsskruvarna ger en koncentration av fältet, med risk för överslag om effekten är mycket hög. Dessutom får man värmeförluster från två resonatorer koncentrerat i en kavitet.

17. Multiplexer

En multiplexer separerar signaler som har olika frekvenser. Den består av ett antal filter, som delar upp frekvensområdet i olika delar. Den kan också användas åt andra hållet, dvs. kombinera olika signaler med skilda frekvenser. Kombineringen sker då utan de delningsförluster på 3 dB som alltid finns i en effektdelare.

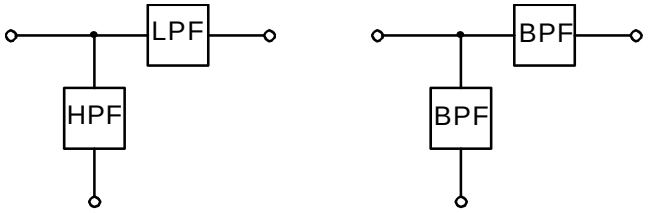
En vanlig situation är då man har en mycket bredbandig antenn, som ska kopplas till ett antal mottagare. Varje mottagare har en begränsad frekvenstäckning som bestäms av dess förförstärkare, mixer och LO. En vanlig begränsning är en oktav. Antennen kan däremot täcka hela mikrovågs-
området.

Uppdelningen i ett flertal frekvensband är också en fördelaktig försortering av signalerna. Speciellt då man använder mycket bredbandiga mottagare, t.ex. rak mottagare eller IFM-mottagare som har direkt videodetektering.

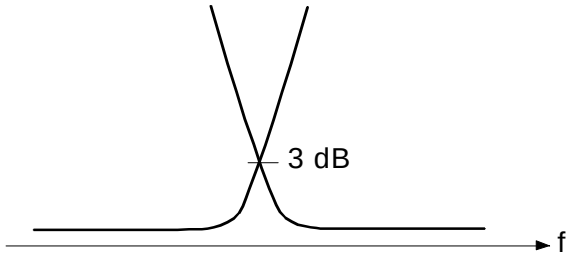
En specialvariant av multiplexer är filterbankmottagaren. Den består av ett mycket stort antal filterkanaler, där varje kanal detekteras för sig. En videosignal i en kanal indikerar att det finns en signal inom det bandet. Mottagarens frekvensnoggrannhet beror alltså på hur smala respektive filterkanaler är.

Diplexer

Den enklaste multiplexern är diplexern, som har två utgångar på skilda frekvensområden. Den kan bestå av ett lågpass- och ett högpassfilter.



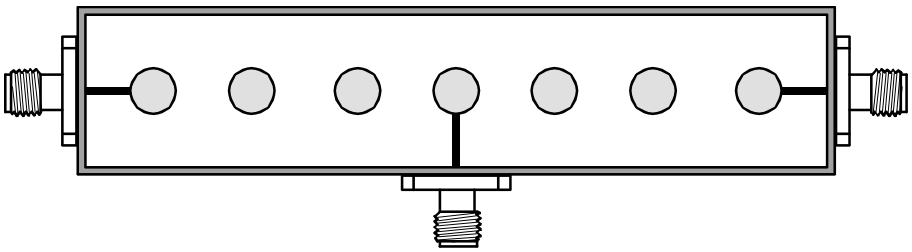
Den kan också bestå av två bandpassfilter eller två bandspärrfilter, eller en kombination av högpass eller bandpass med lågpass eller bandspärr. Det viktigaste är att de två filtren komplimenterar varandra, så att ingången blir anpassad över hela frekvensområdet. Filtren ska ha samma lutning vid 3 dB nivån, och samma avstånd till respektive bandkant. Övergångsområdet mellan de två filterbanden är av speciellt intresse.



Inom ett visst övergångsområde kommer filtren att överlappa varandra. Gränsfrekvensen där de olika filtren möts ger lika effektdelning, dvs 3 dB. Passbanden ska inte överlappa varandra mer än nödvändigt, 3 dB området ska vara så litet som möjligt. Men de ska inte heller ligga så långt isär att det bildas en onödig dämpningsökning i övergången.

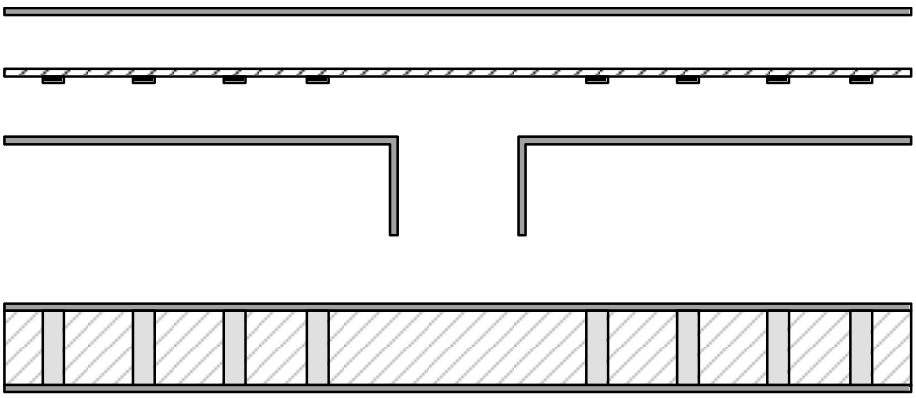
Butterworth-filter kan vara helt komplimentära och anges med bandkanterna vid 3 dB nivån. Chebyschev-filter anges med rippelbandbredden, och måste därför räknas om till 3 dB nivån.

Comb-line diplexer



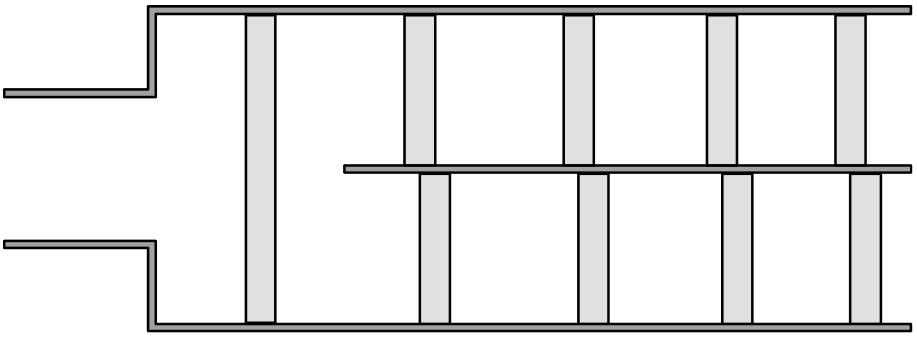
En diplexer i comb-line får en enkel mekanisk struktur. Pinnen i mitten är ett inkopplingselement med en ganska konstant reaktans. Evanescent-mode filter har liknande struktur men med övergång till vågledare istället för koaxial.

Fin-line diplexer



Fin-line filter, eller E-plan filter, använder hela vågledarbredden. Ett H-plan T-stycke delar upp vågledaren till de två fin-line filtren. Hela den kritiska delen av diplexern etsas (eller stansas) i ett stycke. Det ger god reproducerbarhet. Avståndet från knutpunkten fram till respektive filter behöver optimeras. Dessutom behöver de första kortslutningarna i respektive filter modifieras i den slutliga diplexern. T-stycket kan också behöva en kapacitiv kompensering.

Bifurcated diplexer

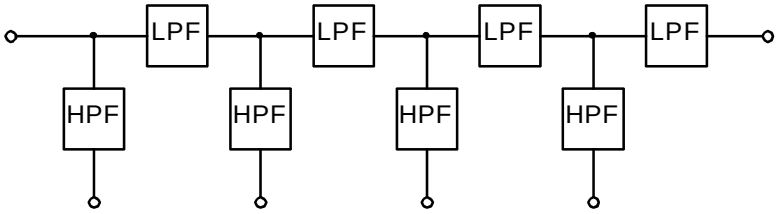


Istället för att låta filtersektionerna ligga i rak linje kan de läggas ovanpå varandra. Vågledaren delas upp i två vågledare som ligger gaffelformigt (bifurcated). Det ger en effektdelare som är bredbandigare än T-stycket.

Båda filtren samt strippen för anpassningen i den gemensamma delen, tillverkas i ett stycke som en stansad plåt eller en etsad folie.

Kaskadkoppling

Om man vill dela upp frekvensområdet till fler utgångar kan man kaskadkoppla flera diplexrar efter varandra.



Varje lågpassfilter ska ha ett passband som sträcker sig ner till lägsta frekvensen (DC). Och högpassfiltren ska ha ett spärrband som också sträcker sig ner till lägsta frekvensen.

Däremot behöver högpassfiltren endast kunna släppa igenom det bandet som önskas ut från respektive kanal. Högpassfiltren behöver endast ha ett spärrområde som sträcker sig upp till den frekvens där föregående lågpassfilter börjar spärra.

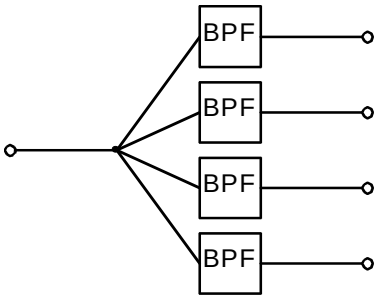
Om ytterligare begränsning önskas, på det lägsta bandets underkant, kan man koppla till ett högpassfilter på den utgången. Man kan också byta ut sista lågpassfiltret mot ett bandpassfilter. Motsvarande bandbegränsning kan också göras på det högsta bandets överkant.

Fördelen med kaskadkoppling är att man kan koppla till ett så gott som obegränsat antal kanaler. Det är ju bara att stapla flera diplexrar efter varandra. En annan fördel är att man kan ha ett (i princip) obegränsat frekvensområde.

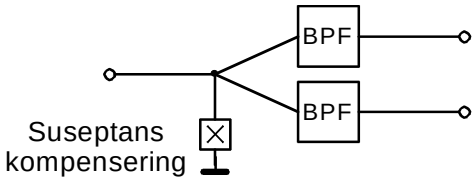
Nackdelen med kaskadkopplingen är att förlusterna kan bli stora då många filterlänkar kopplas i serie. Det åtgår också ett stort antal filter i förhållande till antalet utgångar. Multiplexern blir onödigt stor eftersom antalet filtersteg inte har utnyttjats optimalt.

Gemensam delningspunkt

Ett annat sätt att bygga en multiplexer är att koppla fler filter till samma delningspunkt.



Att koppla fler filter parallellt är ganska svårt. Det är inte bara att koppla ihop två filter, eftersom filtren kommer att påverka varandra. Reaktansen i ena filtrets spärrband försämrar det andra filtrets passband. Ingångarna måste vara högohmiga för frekvenser utanför passbandet. För att inte lasta ner i spärrbandet ska filtren ha en seriereaktans på ingångarna vid delningspunkten. Om bandbredden är stor bör det istället vara en serieresonanskrets. Problemen med anpassningen gör att multiplexern med gemensam delningspunkt inte kan bli lika bredbandig som vid kaskadkoppling.



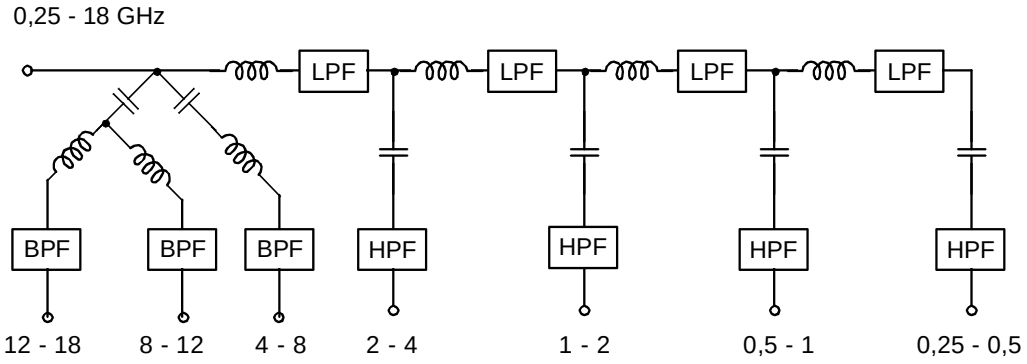
Vid sammansättningen av filterna kommer admittansens imaginära del (suseptansen) inte att bli noll. Den reaktiva delen kan balanseras bort med en gemensam suseptans på ingången.

Har de olika filtren tillverkats var för sig, bör man trimma om de första elementen i varje filter. Även avståndet fram till delningspunkten är lämpligt att optimera.

Fördelen med gemensam delningspunkt är att multiplexern blir mindre, och får lägre förluster. I och med att de är mindre och har färre element i serie, är de också enklare att fas-matcha.

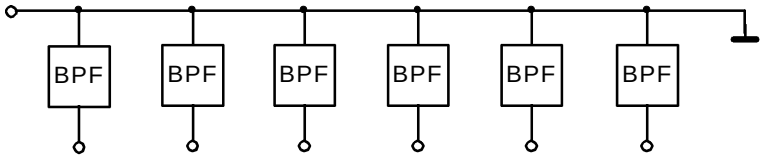
Kombinerad delning

Om stort frekvensområde och flera kanaler ska kombineras med låga förluster, kan man göra en kombination av kaskadkoppling och parallellkoppling.



De högre banden parallellkopplas för att få låg dämpning. I de lägre banden är inte dämpningen lika allvarlig. Här kan banden kaskadkopplas för att få så stor frekvenstäckning som möjligt.

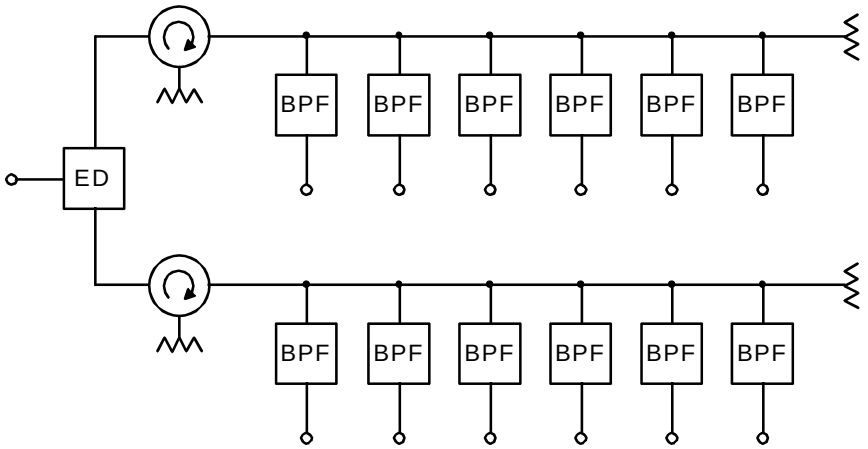
Manifold



Filtren är fördelade längs en transmissionsledning. Det blir då lätt att få plats med ett stort antal kanaler. Utanför passbanden får filtren inte lasta ner sina respektive knutpunkter. Vid parallellkoppling ska filtren uppvisa hög impedans framme vid knutpunkterna. Ledningslängderna är alltså i storleksordning $\lambda/2$ och $\lambda/4$.

Största problemet är att filtren påverkar varandra. Både filtren och ledningslängderna behöver justeras för önskade passband. I filtren behöver man trimma om första resonatorn samt första och kanske andra kopplingen.

I det här fallet är ledningen avslutad med en kortslutning, som transformeras till ett avbrott vid närmaste knutpunkt. Ett annat alternativ är att avsluta med ett bandspärrfilter som komplimenterar multiplexernätets hela frekvensområde.
Det ger en frekvensvariabel totalreflektion som kompenserar filtren.



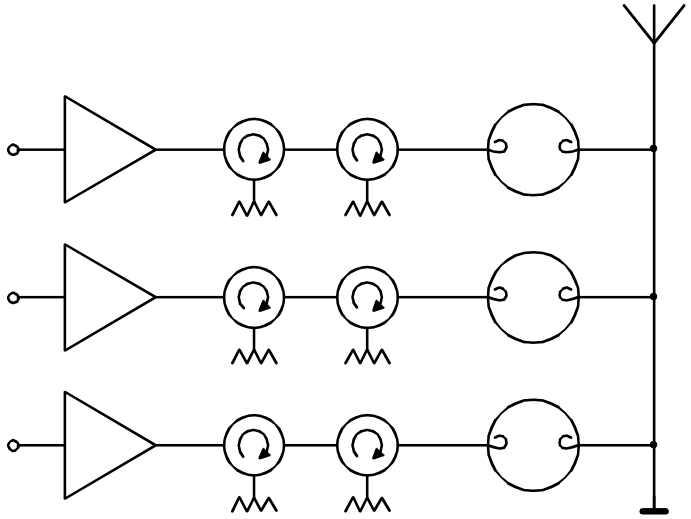
Kraven att alla filtren ska vara högohmiga utanför sina respektive passband kan förenklas med hjälp av en effektdelare. Kanalerna delas upp så att udda kanaler kopplas till övre multiplexern, och jämna kanaler till undre multiplexern.

Eftersom intilliggande filter är separerade med en hel kanalbredd, blir den ömsesidiga påverkan mellan filtren mycket liten. Påverkan mellan intilliggande kanaler blir liten eftersom de hamnar på varsin multiplexer. Isolationen blir den sammanlagda från både effektdelare och cirkulator.

Nackdelen är effektdelarnas förluster på minst 3 dB.

Multikopplare

En multikopplare är en kretskoppling som är till för att kombinera ihop ett antal kommunikationskanaler till en gemensam antenn. Den kan också kallas kombinerare (combiner).



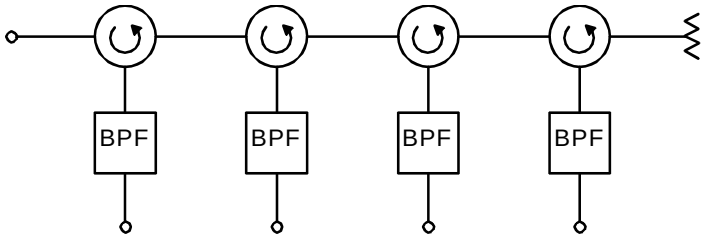
De olika kanalernas uteffekter kombineras med en manifold multiplexer, som består av enkla resonatorer med högt Q-värde.

Det är mycket viktigt att effekten från en kanal inte når fram till någon annan kanals förstärkarutgång. Det bildas i så fall IM-produkter (intermodulations-produkter), som kan störa i grannkanalerna. Det är speciellt problematiskt vid mobilradio där uteffekten regleras efter behov. En kommunikation på kort avstånd sker då på låg effekt, samtidigt som en annan kanal behöver hög effekt för att räcka långt.

Med 600 kHz kanalavstånd blir en kavitets isolation (spärrbandsdämpning) endast 20 dB. I multikopplaren blir det 28 dB. Men det räcker inte. Ytterligare isolation får man med cirkulatorer.

Cirkulatorerna ska ha så hög isolation som möjligt. Men cirkulatorn ger också intermodulation. 40 dB isolation kan man få innan cirkulatorn börjar ge IM-produkter jämförbara med effektförstärkarens utgång. Det behövs därför två cirkulatorer för att få tillräcklig isolation.

Cirkulatorkoppling

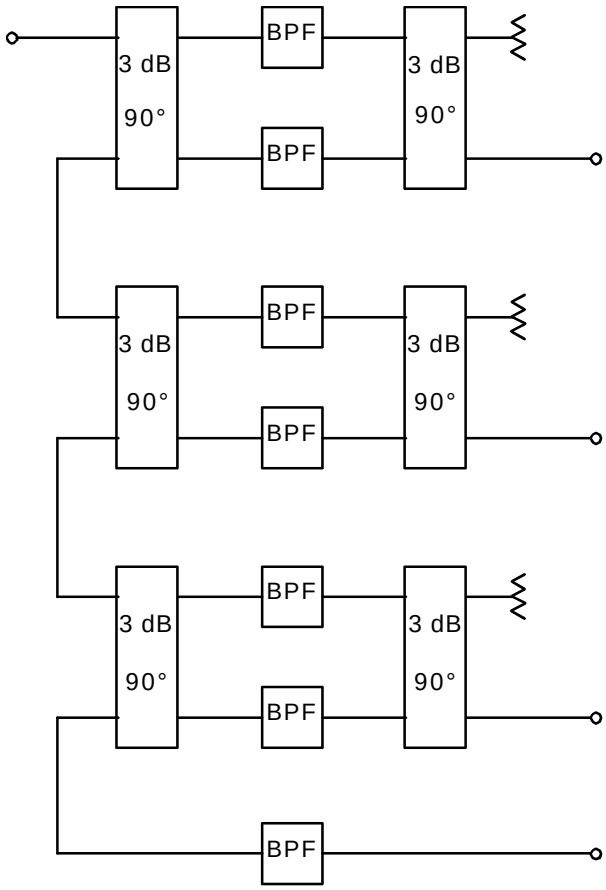


Första cirkulatorn leder ner signalen till första bandpassfiltret. Ligger signalen utanför passbandet reflekteras den tillbaks till cirkulatorn, och leds ner till nästa filter. Signalen leds vidare tills den träffar på ett filter som stämmer i frekvens, så att den når önskad utgång. De olika kanalerna tappas alltså av successivt (channel dropping filter).

Det är mycket lätt att cirkulatorkoppla filtren, eftersom det inte bildas några multipel-reflektioner. Filtren påverkar alltså inte varandra, utan kan tillverkas var för sig och sedan kopplas ihop. En annan fördel är att ett befintligt system lätt kan ändras eller byggas ut, utan att alla filtren behöver trimmas om.

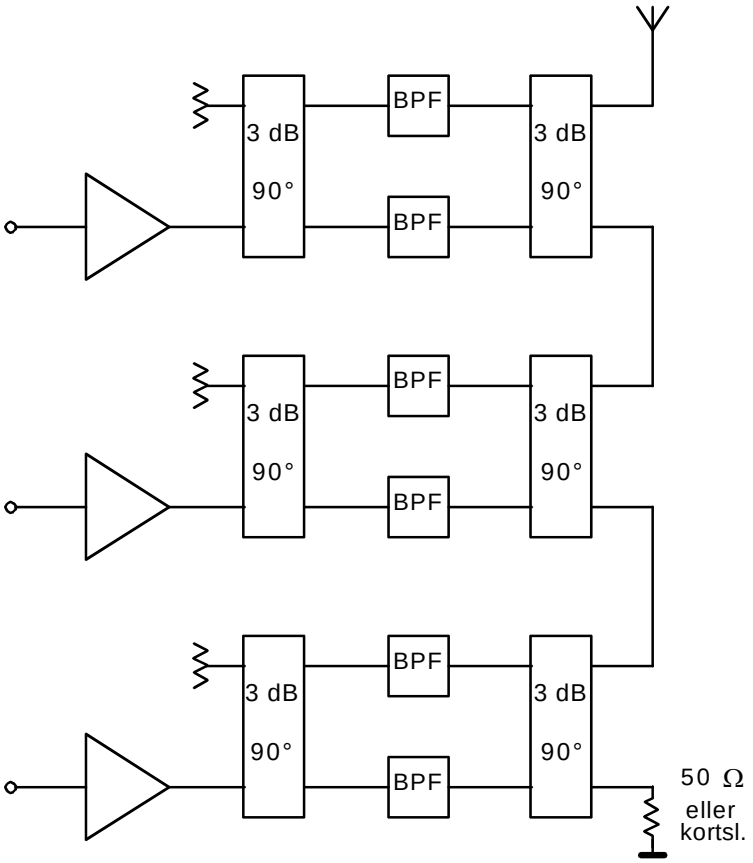
Nackdelen är förlusterna i den långa kedjan av cirkulatorer. Ett annat problem kan vara att cirkulatorerna inte täcker hela vågledarband på mm-våg.

Hybridkopplade filter



Insignalen till första hybriden (1) delas upp till två lika filter. En signal inom passbandet sammansätts diagonalt till första utgångsporten (3). En signal i spärrbandet reflekteras tillbaks, och samlas upp i port (2). Signalen kopplas sedan vidare tills den träffar på filter med lämpligt passband. Bandpassfiltren kan ha valfri karakteristik, huvudsaken är att de är parvis lika.

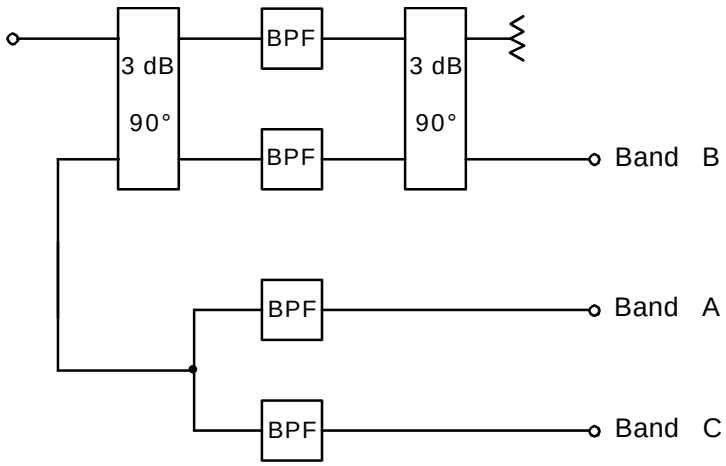
Varje sektion (kanal) är anpassad i alla fyra portarna. Fler kanaler kan alltså kopplas ihop i en lång kedja, utan att de påverkar varandra. Man kan lägga till en kanal utan att de andra behöver trimmas om. Kanalerna kan dessutom ligga mycket tätt utan att några multipelreflektioner försämrar filterkurvan.



Hybridkopplingen kan naturligtvis användas åt andra hållet också, dvs som kombinerare (multikopplare). Genom att fördela effekten på två filter kan kretsen tåla högre effekt.

En annan fördel är att effektförstärkarna blir bredbandigt resistivt avslutade. Reflektioner från filtrens spärrområden samlas upp i avslutningsmotståndet.

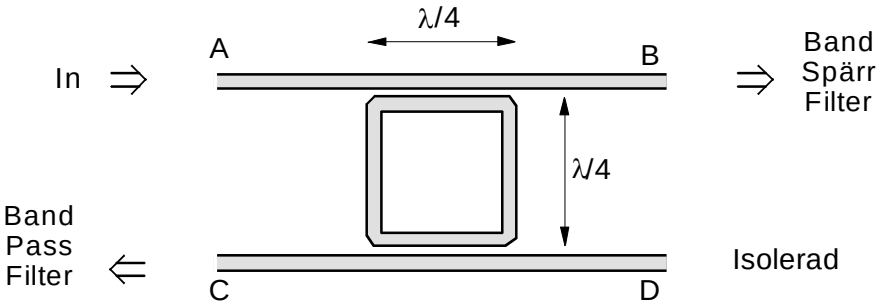
En nackdel är att signalen måste gå genom en hybrid, både fram och tillbaks, för varje kanal den passerar på väg till antennen. Det ger ganska stora förluster.



En triplexer kan använda hybrider med filter för att släppa fram mittenbandet. Alla andra frekvenser reflekteras tillbaks mot diplexern. Diplexern ska släppa igenom högsta respektive lägsta bandet. Eftersom mittenbandet inte kan finnas här kan diplexern göras ganska enkel. Den får inga problem med överlappande bandkanter.

I jämförelse med tre stycken hybridkopplingar blir det en mindre krets med lägre förluster.

Ringfilter

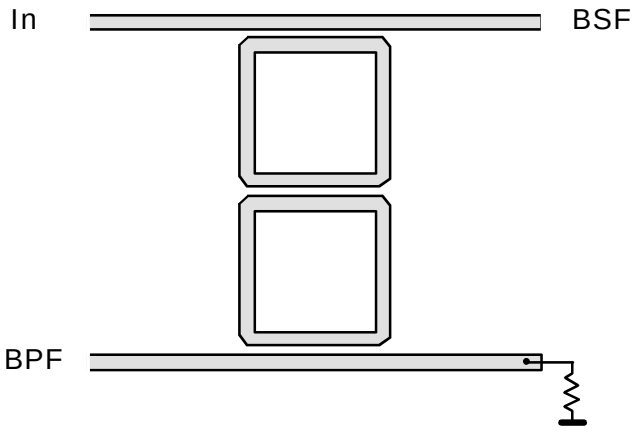


Två ledningar A-B och C-D förses med kopplande kvartvågssektioner. De kopplade ledningarna förbinds till en ring. Omkretsen på ringen är en våglängd vid resonans.

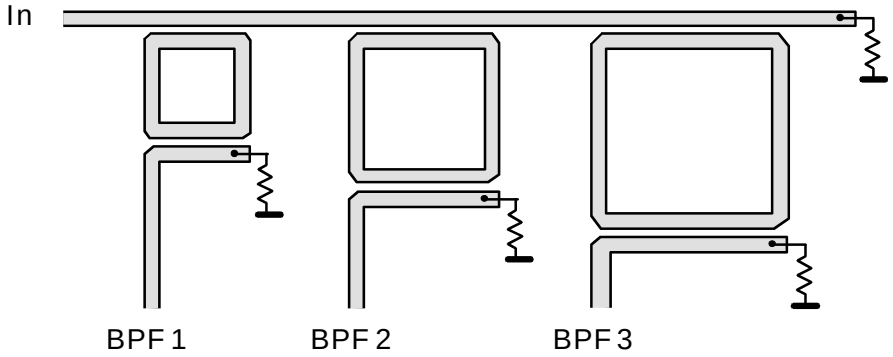
Om signalen matas från A till B så kommer den kopplade resonanskretsen att fungera som ett notch-filter. Den signal som kopplats till ringresonatorn kan kopplas vidare av nästa riktkopplare till port C. Port D förses med en avslutare.

Från A till B fungerar alltså kretsen som ett bandspärrfilter. Och från A till C fungerar den som ett bandpassfilter. En fördel är att kretsen alltid är anpassad, både i spärrbandet och i passbandet.

Bandbredden beror på kopplingsfaktorn för de kopplade sektionerna. Med 4 dB koppling blir bandbredden ca 18 %. 6 dB ger 10 % och 12 dB ger ca 2 %.



Bättre selektivitet kan man få genom att stapla fler ringar efter varandra.



Man kan kaskadkoppla fler olika ringfilter, och på så sätt få fler kanaler. Olika storlekar på ringarna ger olika frekvensområden. Genom att starta med de högsta frekvenserna, undviker man multipla resonanser i de större ringarna.

18. Spänningsstyrt filter

En varaktordiod kan kopplas in i en resonanskrets och med sin variabla kapacitans ändra resonansfrekvensen. Man kan därigenom få en filterkrets som är spänningsstyrd.

Ett elektroniskt avstämbart filter kan användas som förselektionsfilter i svepande mottagare, panoramamottagare eller spektrumanalysator. I och med att den snabbt kan avstämmas, kan den också användas till mottagare som snabbt behöver kunna hoppa mellan olika kanaler. Den kan också utnyttjas för att ta bort övertoner och andra störande blandprodukter från svepta oscillatorer, LO, sändare eller syntesgeneratorer.

Varaktoravstämning kan utnyttjas i både bandpass- och bandspärrfilter. Varaktorfilterna används speciellt på frekvensbanden upp till 2 GHz. Ovanför 1 GHz kan även YIG-filter användas.

Styrspänning

Diodernas kapacitans ändras med backförspänningen. Genombrottspänningen sätter en gräns för hur mycket kapacitansen kan ändras. För att få en oktav avstämning behövs ett spänningsområde på 1,5 - 55 V. Man får då välja en diod med 60 V genombrottspänning. Vid mindre avstämningsområde kan man välja lägre spänningsnivåer. Eftersom dioderna är backförspända, är däremot strömmen mycket liten. Läckströmmen är endast några μA.

Intermodulation och effektnivå

Om effekten på RF-signalen ökar, kommer man så småningom till en nivå där RF-spänningen blir i samma storleksordning som förspänningen. RF-signalen kommer alltså att påverka avstämningen. Det ger upphov till intermodulation. För att få bästa IM och effekttålighet bör man välja en så hög styrspänning som möjligt.

Avstämningshastighet

Med avstämningshastighet menas hur lång tid det tar för filtret att ställas in då spänningen ändras språngvis.

Vanligtvis är det förspänningskretsarna som begränsar snabbheten, dvs. tidskonstanten av spänningskällans impedans och diodkapacitansen. Om man önskar en mycket snabb inställning, ska drivspänningen ha låg impedans.

Den yttersta gränsen på snabbheten sätts av själva filtrets RF-bandbredd. Om t.ex. ett 100 MHz filter har 5 % bandbredd så blir inställningstiden ca 70 ns. Men till det kommer också den tidsfördröjning som alltid finns i ett filter. I samma exempel blir fördröjningen ca 90 ns. Det dröjer alltså minst 160 ns innan signalen har passerat filtret. Dessutom tillkommer naturligtvis drivkretsens tidskonstant.

Linjäritet

Varaktordiodens kapacitans varierar exponentiellt med styrspänningen. Det innebär att linjäriteten för ett oktavbandsfilter är så stor som ±10 %. En linjäriseringskrets med dioder ger vanligen ca 2 % linjäritet.

Linjäriteten på filtret är inte lika viktig som för motsvarande oscillator. Om bara passbandet är tillräckligt brett, kan signalen passera även om filtret är inställt lite snett.

Till skillnad från YIG-filtret ger inte varaktoravstämningen någon märkbar hysteres.

Bandbredd

Filtren kan konstrueras med bandbredder från ca 2 % till 10 %. Vanligen är den procentuella bandbredden konstant över avstämningsområdet. Men det går också att konstruera filter med konstant absolut bandbredd.

Förluster

Ett filter med 5 % bandbredd och oktavband avstämning har i allmänhet förluster på ca 2 - 3 dB. Men som för alla filter ökar förlusterna då bandbredden minskar. Fler filterelement ger naturligtvis också högre dämpning. Ett smalbandigt filter kan ha upp till 10 dB förluster.

Spärrband

I vissa fall kan det vara lämpligt att även koppla in en avstämbar dämpningstopp. Ett förselektionsfilter till en mottagare kan behöva lite extra dämpning just på spegelfrekvensen.

Digital styrning

Filtret kan lätt digitalstyras genom att koppla in en D/A omvandlare på styrningen. Linjäriseringen kan då istället ske genom korrigering i en digital tabell.

Minsta frekvenssteget bestäms av filtrets bandbredd, aktuell insignals bandbredd, temperaturdrift och avstämningens noggrannhet. Minsta spänningssteget bestäms av avstämningskurvans lutning. Det totala antalet spänningssteg, dvs antalet bitar, bestäms alltså av den del av kurvan som har största lutningen. En olinjär kurva kräver alltså större antal bitar än en linjäriserad. Det kan därför vara bra att först göra en grov linjärisering analogt, och sedan en finjustering i den digitala tabellen.

Digitalstyrd filterbank

Man kan stapla fler avstämbara filter bredvid varandra och koppla in önskat filter med PIN-switchar.

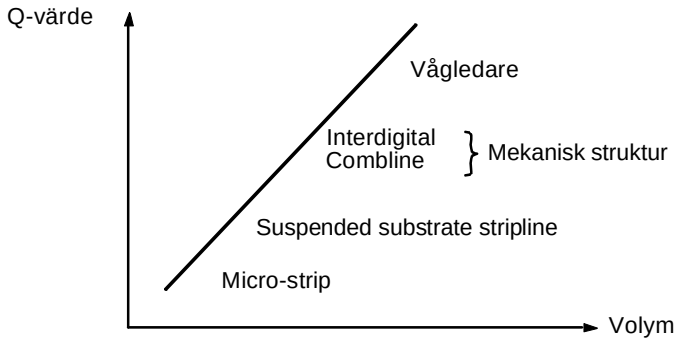
Det kan vara två olika anledningar till att utnyttja fler filter. Genom att dela upp ett oktavband i två mindre områden, kan man undvika avstämningsområdet med låg drivspänning. Man får då ett oktavbandigt filter, som klarar högre effektnivå och har lägre IM.

Den andra orsaken till att switcha mellan fler filter är att man kan få större frekvenstäckning, t.ex. 50 till 1000 MHz med fem switchade filter.

19. Sammanfattning

λ/2 resonatorer ger passband på **alla** övertoner

λ/4 resonatorer ger passband på **udda** övertoner



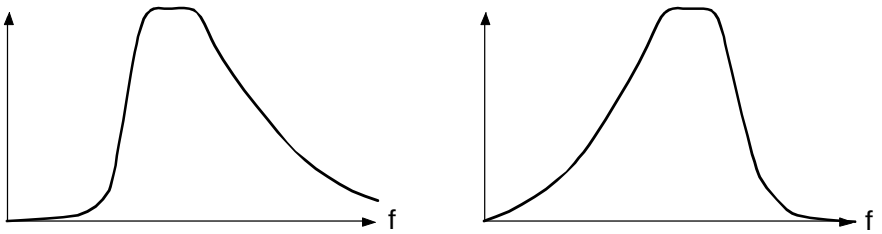
Låga förluster kräver högt Q-värde, dvs stor volym. Olika filterkretsar ger olika kompromisser mellan förluster och volym.

Olika typer av resonatorer:

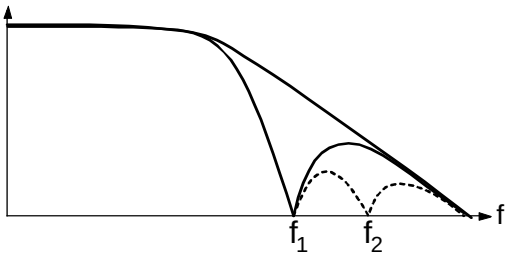
Strip
Coplanar
Vågledare , E-plan
Metallstav i låda , Evanescent mode
Dielektrisk
Halvdiskret (LTCC)

Mindre volym:

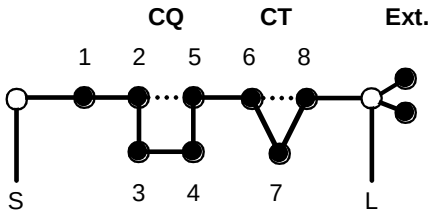
SIR (Stepped Impedance Resonator)
Dual Mode
Dielektrika



Filterkretsarna kan ha osymmetrisk filterkurva. Det kan vara fördelaktigt med brantare flank åt det hållet där störande signaler finns. På så sätt klarar man sig med färre sektioner i filtret, dvs lägre förluster.



Ett filter med nollställen ger brantare filterflanker och större dämpning i spärrbandet.



Det finns två typer av nollställen:

Korskoppling mellan resonatorer	vanligtvis 3 eller 4
Externa nollställen	en eller fler