

Mikrovågsteknik:
Aktiva komponenter

Krister Andreasson

Mikrovågsteknik: Aktiva komponenter

Copyright © 2005 Krister Andreasson

Tryckt hos: Författarens Bokmaskin
Stockholm 2005

ISBN 91-7910-703-6

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 komponentkonstruktion 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 mikrovågsmarknaden. 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 avancerade effektförstärkare.

DETEKTOR	1
1. Teori	1
Kvadratisk detektor.....	2
Grafisk modell	2
2. Kretsar	3
Stort dynamikområde.....	3
Förspänning	4
Reaktiv anpassning	5
Ökning av förspänningen.....	5
Resistiv anpassning.....	5
RF-avkoppling	6
Detektor med dubbla dioder	6
Val av diod.....	7
3. Videoförstärkare	10
AC- respektive DC-kopplad video.....	10
Videobandbredd.....	11
Logaritmisk videoförstärkare.....	12
4. Tangentiell känslighet	13
Beräkning av känslighet.....	14
5. Effektmätning	15
Diod	15
Bolometer.....	15
Termokopplare.....	16
Modulerad signal	17
Stackade dioder.....	17
Jämförelse	18
6. Övertoner	19
Balanserad detektor.....	20
7. Sammanfattning	22

MIXER	23
1. Inledning	23
2. Teori	24
Alstring av blandprodukter	24
Olinjär blandning	25
Intermodulation.....	26
Tvåtons intermodulation.....	26
Linjär tidsvarierande blandning.....	27
Grafisk beskrivning.....	28
3. Förluster	29
Parasit-förluster.....	29
Reflektions-förluster	30
Intermodulations-förluster	30
4. DC-förspänning (Bias)	31
Konstant ström.....	32
Optimal förspänning	32
Jämförelse med dioden utan DC-förspänning.....	35
5. Brus	36
Termiskt brus	36
Hagelbrus	36
Fladderbrus	36
Brusfaktor	37
6. Dynamikområde	40
7. Intermodulation	42
Intercept Point.....	44
Jämförelse med övertoner	45
Avvikelser från databladen	45
Beräkningar.....	46
Spur Chart.....	48
Jämförelse mellan olika mixerdioder.....	52
8. Blandning med övertoner	53
Subharmonisk x4 mixer	57
Balansering	58
Spektra	59
Samplers med två dioder	60
Kortare samplingspuls	61
Pulsgenerator	62
Användning.....	62

9. Enkel blandare	63
10. Balanserad blandare.....	64
MF-utgång.....	64
Intermodulation.....	66
LO brus	67
Frekvensområde	69
Balanserad Blandare för UHF.....	69
11. Dubbelbalanserad blandare.....	70
MF-utgång.....	71
Dubbelbalanserad blandare för UHF	71
Switchfunktion.....	71
Isolation	72
Intermodulation.....	72
MF-utgång.....	72
Högre IP3	73
Klass IV	74
Balunkoppling med diodring	76
Andra kretskopplingar	77
Balunkopplad transformator	77
Anpassning.....	77
Balun på mikrovåg.....	78
MF-utgång.....	79
Strip-slot koppling	80
12. Trippelbalanserad blandare	82
13. Spegelfrekvens.....	84
Blandare med undertryckning av spegelfrekvensen	85
Subharmonisk IR-mixer	88
Återvinning av spegelfrekvensen.....	89
Återvinning av summafrekvensen	92
Avslutningsimpedans på MF	93
Avslutningsimpedans på RF och LO	94
14. Vågledarmixer.....	95
Fast LO-frekvens	95
Prestanda.....	96
Uppbyggnad.....	96
Anpassning.....	97
Anslutning av LO och MF	99
Prestanda	100
Prestanda.....	102

15. FET med variabel resistans	103
Kapacitansen mellan gate och drain	104
Balanserad mixer med 90° hybrid	105
Balanserad mixer med 180° hybrid	106
Subharmoniskt pumpad mixer	108
Flytande FET	109
FET-ring.....	110
Input IP3.....	111
16. FET med variabel transkonduktans	112
Gate-pumpning.....	112
Drain-pumpning	113
Kortslutningar	114
Sammansättning av RF och LO	115
Dual - Gate FET.....	116
Balanserad FET - mixer.....	117
Subharmonisk mixer	118
IR - mixer	118
Fasdelning med Drain/Source.....	119
Fasdelning med Drain/Source i två steg	120
Fasdelning med differentialsteg.....	121
Fasdelning med CG- och CS-förstärkare	122
Fasdelning med LP- HP-filter	123
Balun på utgången med differentialsteg	124
Balun på utgången med FET i cascode.....	124
Översikt FET mixer	125
17. Bipolär mixer.....	126
Balanserad mixer	126
Dubbelbalanserad Mixer.....	127
Gilbert-cell med filtrering.....	128
Återkopplad emitter	129
Förenklad Gilbert.....	130
RF- och LO-ingångarna	131
MF-utgången.....	132
18. Sammanställning.....	134

MODULATOR	137
1. Inledning.....	137
2. AM-modulator	139
Styrning med DC	139
Varierande styrning.....	139
Balanserad modulator	140
Dubbelbalanserad modulator	141
Undertryckning av bärvågen	142
AM med bärvågs kontroll	143
AM med klass-C förstärkare	143
Up-converter	144
Balanserad up-converter med transistorer	144
Pulsmodulator	145
3. SSB - modulator	146
SSB med filter.....	148
SSB med hjälpfrekvens.....	148
SSB med utfasning.....	150
90° Audio.....	151
90° LO på låga frekvenser	153
SSB med Weavers metod.....	154
Sub harmonisk SSB modulator	156
4. Fasmodulator	157
Fasvridande nät	157
Hybridkopplade varaktordioder	158
Stor fasvridning med induktans	158
Stor fasvridning med dubbla dioder.....	159
Stor bandbredd med dubbla dioder	159
Stor RF-signal	160
Stor fasvridning och stor bandbredd.....	161
Amplitudvariationer	161
Anpassade moduler	162
5. Vektormodulator	163
IQ-modulator.....	163
360° fasvridning.....	164
Uppmätning av amplitud/fas balans.....	165
Bifas-modulerad dämpsats med DBM	166
Bifas-modulerad dämpsats med 90° hybrid	167
Reflektionskoppling med FET-switch	168
Balanserad reflektionskoppling med FET	169
Balanserad vektormodulator med FET	170
Fasvridning på utgången	171
120° modulator	172

6. Digitalt styrd fasskiftare	173
Schiffman.....	175
Fasvridning med $\lambda/4$ resonator	177
Kaskadkopplade fassteg.....	178
Nackdelar med SPDT-switchning.....	178
FET-switch.....	179
Switchat allpassnät.....	180
MEMS-switch.....	181
7. Belastad ledning	182
Belastning med distribuerad reaktans	183
FET-switch.....	184
Shuntande seriekrets	185
Distribuerad belastning.....	186
8. Reflektionskoppling.....	187
Diskreta komponenter	188
Resonant FET-switch.....	188
Kaskadkopplade cirkulatorer	189
Kaskadkopplade hybrider	190
9. Sammanställning.....	191

FASDETEKTOR..... 193

1. Teori	193
Matematisk beskrivning.....	193
Grafisk beskrivning.....	194
2. Kretskopplingar	197
90° Hybrid.....	197
180° Hybrid.....	198
Dubbelbalanserad mixer	199
180° Hybrid för UHF	200
Dubbelbalanserad mixer för MHz-området	201
Triangulär variation	202

3. Specifikation	203
Signalnivå	203
Linjäritet	203
DC-offset.....	204
Max utsignal	205
Fasfel på grund av DC-offset.....	206
Fasskift.....	207
Belastningsimpedansen.....	208
Förstärkarkoppling.....	209
4. Användningsområden	210
PLL	210
PSK-demodulator.....	210
Frekvensdiskriminator	211
5. Sampler	212
6. IQ-detektor	214
Polär fasindikator	217
Användning.....	218
6-Port Junction	218
QPSK demodulator	218
IFM diskriminator	219
7. Jämförelser	220
PIN - SWITCH & DÄMPARE	223
1. Inledning	223
2. PIN switch	224
Diod i serie respektive shunt.....	224
Inverkan av diodkapacitansen	225
Fler dioder	226
Serie-shunt koppling	227
Fler dioder i serie	228
Seriediod i coplanar seriestubb.....	229
Kompensering av diodkapacitansen	230
Rippel.....	230
Videofilter	231
Backförspanning	233

3. PIN-omkopplare.....	234
Dioder i serie.....	234
Dioder i shunt.....	235
Styrning med samma polaritet	236
Serie-shunt kombination	237
TR-switch.....	237
Flera utgångar kopplat i stjärna	238
Högre isolation i seriediod.....	239
Högre backförspänning.....	240
Uppdelning i fler steg	241
Hybridkopplad omkopplare	243
Balanserad switch	244
Balanserad omkopplare.....	244
Transfer-switch	245
3x3 Transfer-switch	246
6x6 Transfer switch	247
4. PIN-switch i vågledare	248
Switch i Fin-line.....	248
SPDT i Fin-line.....	249
SP3T i Fin-line.....	249
Diod-array	250
5. Absorberande dämpare och switch.....	251
Reflektionsdämpning	251
Anpassad dämpning	252
π - dämpare	253
T-dämpare	253
Bryggad T-dämpare	254
Dämpsats med avtagande resistans	255
Dämpare med lågt fasskift	257
Hybridkopplad dämpare och switch	258
Dubbla hybrider	259
Isolatorkopplad dämpare och switch	260
Absorberande switch med SPDT-omkopplare.....	261
6. Switch med drivsteg.....	262
Definition av omkopplingstiden	264
7. Dämpare med drivsteg	266
Digitalt styrd dämpsats	267
Linjärisering i PROM	268
Några ojämnt fördelade dämpningar	269
Fasta dämpsatser med PIN-omkopplare.....	270
Switchade fasta dämpsatser i serie	271
Jämförelse: dämpsatser – PIN-dämpare.....	271
8. Sammanfattning.....	272

LIMITER	273
1. Inledning	273
2. Diodlimiter	274
DC-retur	274
Läckage	275
Limiter med fler dioder.....	276
Spikläckage	278
Limiter med yttre förspänning	280
Limiter - switch.....	280
Limiter - dämpare	280
Limiter - filter	281
Detektorstyrd limiter.....	281
3. Schottky limiter	284
Shunt – serie – shunt.....	285
Undertryckning av övertoner	285
4. Limiter-förstärkare	286
Limiteringskurva.....	287
PIN-diod.....	288
Tunneldiod.....	288
FET	288
Bipolär transistor	288
Förstärkare med Schottky-limiter	288
Dual-Gate FET.....	288
FET-limiter med liten fasvariation	289
FET-limiter med Common-Gate.....	290
Skydd för avstängd apparat.....	290
5. SM - omkopplare	291
Aktivt TR-rör	292
Passiv TR-limiter	292
Diod-limiter.....	293
Ferrit-limiter.....	293
6. Nivåreglering	294
Leveler	294
AGC Automatic Gain Control.....	296
IAGC Instantaneous AGC	297
7. Sammanfattning	298

OSCILLATOR	299
1. Inledning.....	299
2. Teori	300
Negativ Resistans.....	300
Impedansens jämvikt.....	301
Lastens inverkan Pulling	303
Injektions låsning.....	305
Grafisk presentation.....	306
3. Diod-oscillator	307
Postkoppling	307
Koaxialresonator.....	308
Iriskoppling	309
Resonant - Cap.....	310
Koaxialkopplad vågledarstabiliserad oscillator.....	311
Förspänning av Gunndioden	312
Felaktiga svängningsmoder.....	313
Temperaturberoende	314
Stabilitet.....	315
Pulsad oscillator.....	316
Kurokawa effektkombinering	317
Harmonisk oscillator.....	318
4. Transistor oscillator.....	320
Gemensam kollektor	325
5. DRO.....	328
Oscillator med dielektrisk resonator	328
Q-värde	332
Långtidsstabilitet.....	339
6. Speciella kretsar med transistor	343
Frekvensdubbling med push-push	343
Ring resonator.....	345
Strip-Ring resonator.....	346
Slot-Ring resonator	347
Triple-Push.....	348
Quadruple Push.....	348
Extended resonance	349
Resonator i jordplanet.....	350
Korskopplad oscillator.....	351

7. Dimensionering av transistoroscillator	352
Negativ-resistans modell.....	352
Reflektions-förstärkar modellen	352
Multipel-reflektions modellen	353
S-parametrarna.....	353
Övertoner	354
8. Oscillatorns starttid	357
Uppstart.....	357
Priming.....	357
Switchning	358
9. Diodoscillator i micro-strip.....	359
10. Oscillator i fin-line	362
Diodoscillator i fin-line.....	362
FET-oscillator i fin-line	364
Harmonisk oscillator.....	365
11. Injektions låsning.....	366
Instabilitet	366
Stabilisering	366
Reflektion eller transmission	367
Kombination med PLL	367
Krets med transmission.....	368
Krets med reflektion	369
12. Oscillerande mixer	370
13. Jämförelser	372

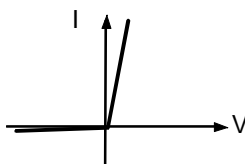
FÖRSTÄRKARE	374
1. Inledning.....	374
2. Anpassning.....	375
Transistorns impedans	375
S-parametrarna.....	376
Anpassning för max förstärkning.....	376
Anpassning för minsta brus	377
Anpassning för högsta effekt	378
Bandbredd.....	378
Yield.....	378
Anpassning med diskreta komponenter	379
Smalbandig Anpassning.....	380
10 - 20 % bandbredd.....	381
Anpassning med distribuerade komponenter	383
Större bandbredd.....	387
Trimning	390
Induktiv serieåterkoppling	391
3. Stabilitet.....	392
Beräkning av stabiliteten	395
Stabilitet cirklar	395
Resistiv stabilisering	397
Stabilisering med återkoppling	398
Självsvängning ovanför aktuellt frekvensband.....	398
Självsvängning på låga frekvenser.....	399
4. Förspänning (Bias).....	401
Sourcemotstånd.....	403
Dubbla spänningar	404
Passiv förspänning av bipolära transistorer	405
Stabilisering av arbetspunkten	406
Styrning av arbetspunkten.....	407
Bias-kretsar	408
Skyddskretsar	411
5. Förstärkarsteg.....	412
Frekvensberoende	412
Flerstegsförstärkare.....	412
Resistiv kompensering	413
Temperaturberoende	414
Cirkulatorkopplad förstärkare.....	415
Hybridkopplad förstärkare	416
Balanserad transistor.....	417
Datorbaserad dimensionering	418
mm-våg	419

6. Distribuerad förstärkare.....	420
Dimensionering.....	421
Förspänning	424
Resistiv avslutning.....	425
Aktiv avslutning.....	426
Kaskodkoppling	427
Dual-Gate.....	427
Kompensering av förlusterna på drain.....	428
Distribuerad förstärkare med HBT	429
Kompensering av förlusterna.....	430
Aktiv belastning.....	431
Matrisförstärkare.....	432
Endast ett förstärkarsteg	434
Kapacitiv koppling för högre uteffekt	435
Distribuerad ingång och effektkombinerad utgång.....	436
Prestanda.....	437
7. Återkopplad förstärkare	438
Serieåterkoppling	439
FET	439
Extra anpassning	440
Prestanda.....	441
8. Darlington.....	442
9. Cascode	444
Fasdistorsion	445
Bipolär cascode.....	446
10. Aktiv anpassning.....	447
11. Resistiv anpassning (Lossy match).....	448
12. Spänningsstyrd förstärkning	450
Dual-Gate FET.....	450
Variabel återkoppling	451
Styrning med förspänningen	452
Gilbert Cell	453
13. Diodförstärkare.....	456
Reflektionsförstärkare.....	456
Injektionslåst förstärkare	458
Vågledarkopplad förstärkare.....	458
Bandbredd	459
Effektkombinering	460
Jämförelser Impatt - Gunn	461
Parametrisk förstärkare	462
14. Sammanfattning.....	464

Detektor

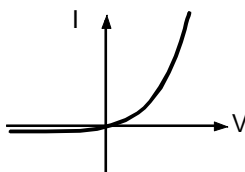
1. Teori

En dioddetektor har hög impedans åt ena hållet, och leder kraftigt åt andra hållet. Den ideala dioden har ett skarpt knä i spänning/ström kurvans origo.



Dioden fungerar som en likriktare. Den likriktade utsignalen är direkt proportionell mot inspänningen. Detektorn kallas därför linjär detektor.

Vid små signaler runt origo kan diodkaraktistiken inte längre ses som ett skarpt knä.



Matematiskt kan en olinjäritet beskrivas med en Taylor-utveckling.

$$i = a_1u + a_2u^2 + a_3u^3 + \dots$$

Vid extremt små signalnivåer är strömmen endast beroende av den första termen. Kurvan kan alltså, inom ett mycket litet område, approximeras till en rät linje. Utsignalen blir då proportionell mot insignalen.

Vid lite större signalnivåer måste även den kvadratiske termen tas med i beräkningen för att få god noggrannhet.

Ännu större signaler behöver ännu fler termer. Detektorn övergår så småningom från att vara kvadratisk till linjär detektor. Linjär detektering sker vid så stora signalnivåer att man kan bortse ifrån vad som händer i origo. Största delen av tiden tillbringas då dioden antingen fullt ledande eller helt spärrande.

Kvadratisk detektor

En detektordiod kan anses arbeta inom sitt kvadratiska område då signalnivån är mindre än ca -20 dBm, ända ner till diodens brusnivå.

Om nu $U = A \cdot \cos \omega t$

så blir $i = a_1 (A \cdot \cos \omega t) + a_2 (A \cdot \cos \omega t)^2$

dvs $i = a_1 (A \cdot \cos \omega t) + \frac{1}{2} a_2 A^2 (1 + \cos 2\omega t)$

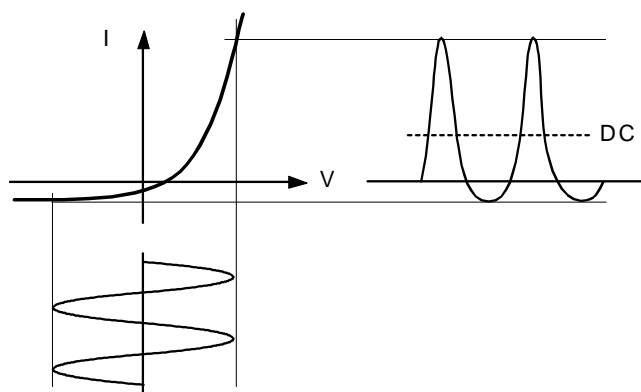
$$\underbrace{\hspace{2cm}}_f \quad \underbrace{\hspace{2cm}}_{DC} \quad \underbrace{\hspace{2cm}}_{2f}$$

Ut från detektorn kommer dels ett läckage med den inkommande frekvensen och dels dess dubbla frekvens. Den del av utsignalen som man vid detektering är intresserad av är själva likspänningskomponenten.

$$i = \frac{1}{2} a_2 A^2$$

Den detekterade signalen är alltså proportionell mot kvadraten på den infallande spänningen. Det betyder att utsignalen är direkt proportionell mot effekten.

Grafisk modell

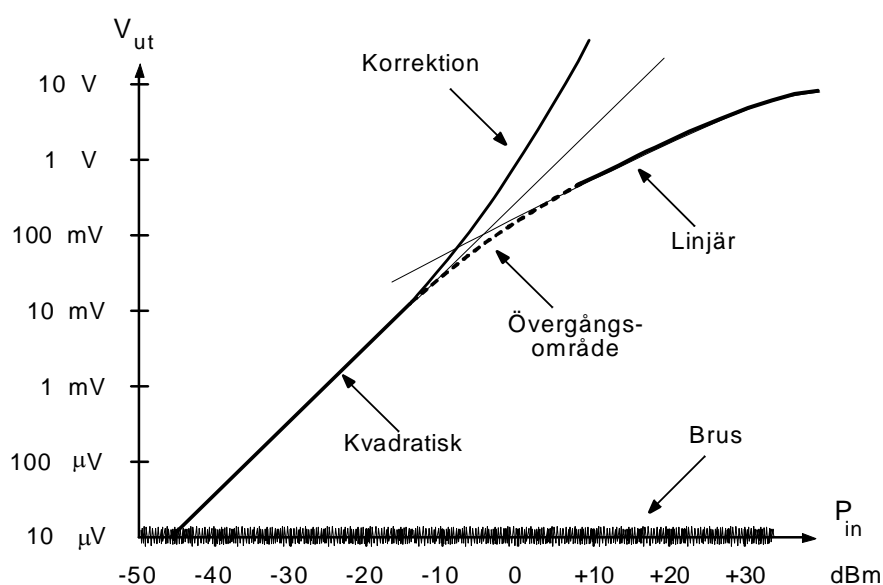


Det går också att visa grafiskt att det bildas ett DC-medelvärde av en olinjäritet. I bakriktningen går det mycket lite ström, men i framriktningen går det stora strömtoppar.

2. Kretsar

Stort dynamikområde

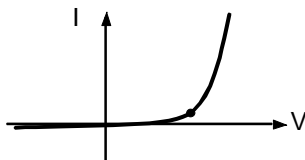
Vid små signaler fungerar dioden som en kvadratisk detektor, men vid stora signaler fungerar den som en linjär detektor (peak-detektor).



I övergångsområdet mellan -20 dBm och +15 dBm ändras karakteristiken successivt från kvadratisk till linjär detektering. Dynamiken för det kvadratiske området är inte särskilt stort (20-30 dB). Men med korrektion kan man få en utsignal proportionell mot effekten långt upp i det linjära området. Med en CW signal mäts effekten och avvikelser lagras i en PROM-tabell i sensorn. Det går att på så sätt få en ganska noggrann detektering av effekten över ett så stort dynamikområde som 60 dB, från -50 dBm till +10 dBm. Vanligtvis anpassas detektorerna för en insignal på -30 dBm. Stora insignaler får då sämre anpassning.

Förspänning

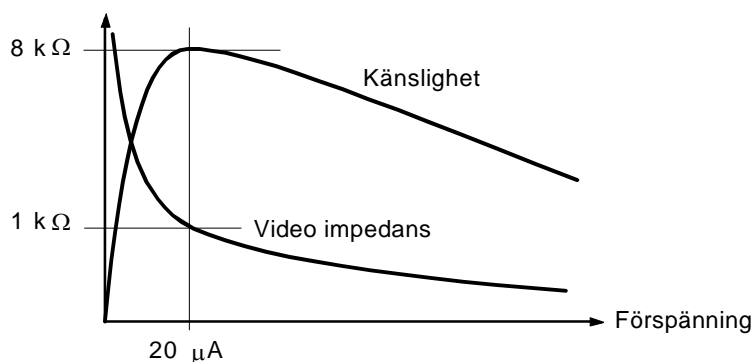
Schottky-dioder har ett kvadratisk område, som inte går genom spänning/ström kurvans origo.



För att detektorn ska få högsta känslighet måste arbetspunkten flyttas in i det olinjära området med hjälp av en viss DC-förspänning (bias).

När förspänningen ökar kommer alltså känsligheten att öka, till ett maximum inne i det kvadratiska området. Dessutom kommer diodens impedans (RF och video) att minska då förspänningen ökar. Impedansen är ju lutningen på kurvan i arbetspunkten.

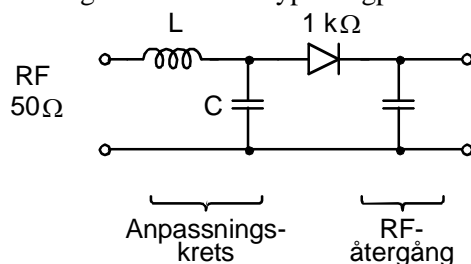
$$Z = \frac{du}{di}$$



En lägre diodimpedans gör det lättare att anpassa detektorn till föregående krets, vanligen 50Ω . Men en Schottky-diod får sin största känslighet med en förspänning på ca $20 \mu\text{A}$. Impedansen är här $1 \text{ k}\Omega$ eller mer. Det ger upphov till en kraftig missanpassning med mycket stort VSWR på ingången.

Reaktiv anpassning

Impedanstransformation kan antingen ske med distribuerade eller koncentrerade kretselement. Diodens paraselement (L och C) kan räknas in i impedanskretsen. Anpassningskretsen är vanligen ett filter av typen lågpas eller bandpass.

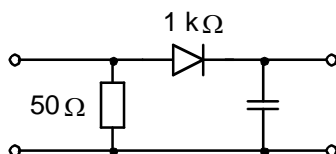


Transformation från 50 till 1000 Ω är ett ganska stort steg. Det betyder att anpassningskretsen i allmänhet blir ganska smalbandig. Från några procent till en oktav.

Ökning av förspänningen

Om man behöver en bandbredd större än en oktav, kan man använda mindre transformation om man istället använder större förspänning. En Schottky-diod har omkring 300 Ω impedans vid 100 μA och ca 100 Ω vid 300 μA . Det är mycket lättare att transformera dessa impedanser till 50 Ω , även med en bredbandig anpassningskrets. Nackdelen är att dioden inte längre är förspänd till optimal känslighet.

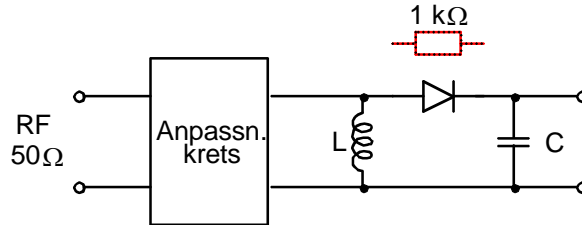
Resistiv anpassning



Om en detektor med hög impedans shuntas på ingången med ett 50 Ω motstånd, blir VSWR mycket låg. Nackdelen är förlusterna i motståndet. Känsligheten blir alltså sämre. Detektorn kan användas där mycket stor bandbredd och jämn frekvenskarakteristik är viktigare än känsligheten.

En kompromiss med ett motstånd på ca 300 Ω ger visserligen resistiva förluster, men en diod utan anpassning har ännu högre förluster på grund av reflektion.

RF-avkoppling

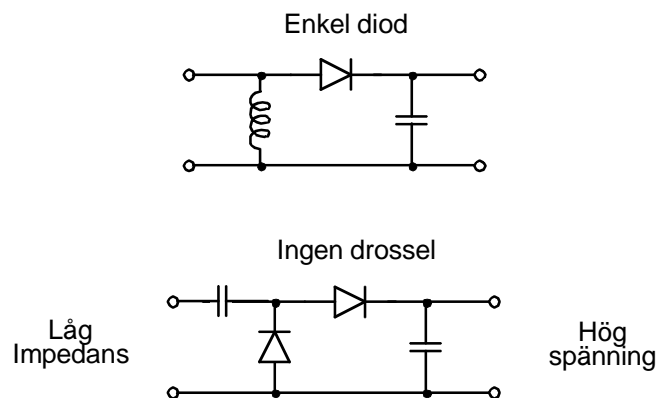


Avkopplingskondensatorn är till för att RF-mässigt koppla dioden tvärs över ingången. RF-signalen ser då dioden som en avslutning. DC-återgången sluter videokretsen så att all detekterad signal leds till utgången.

Kondensatorn ska vara så stor att den effektivt kortsluter även den lägsta frekvensen inom RF-bandet. Men diodimpedansen och kondensatorn bildar ett RC-filter för videosignalerna. Det betyder en kompromiss mellan lägsta RF-frekvens och högsta videobandbredd. Kabelkapacitansen och videoförstärkarens ingångskapacitans kommer att ytterligare minska videobandbredden. För högsta videobandbredd väljs en diod med lägsta videoimpedans, dvs en backdiod.

Detektor med dubbla dioder

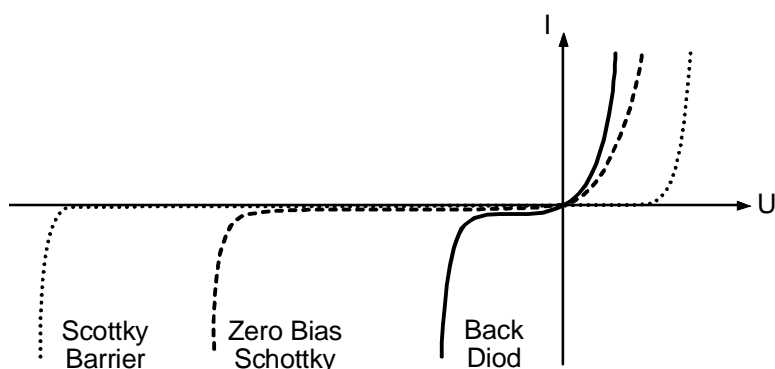
Ytterligare ett sätt att minska impedansen är att koppla ihop fler dioder, RF-mässigt i parallell.



Genom parallellkoppling blir impedansen lägre, dvs högre känslighet. Den reaktivt anpassade detektorn har också hög känslighet, men detektorn med multidioder är dessutom bredbandig.

Eftersom det är fler dioder så kommer det också att vara desto fler parasit-reaktanser. Det gör att multidioden inte kan nå samma övre gränshfrekvens som singeldioden. Den undre gränshfrekvensen kan däremot sträcka sig ända ner till DC eftersom det inte behövs någon drossel för DC-återgången.

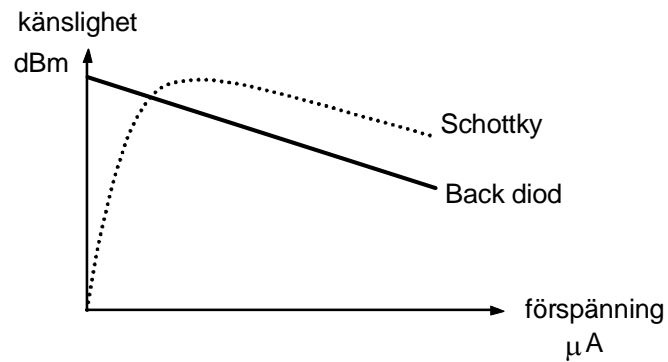
Val av diod



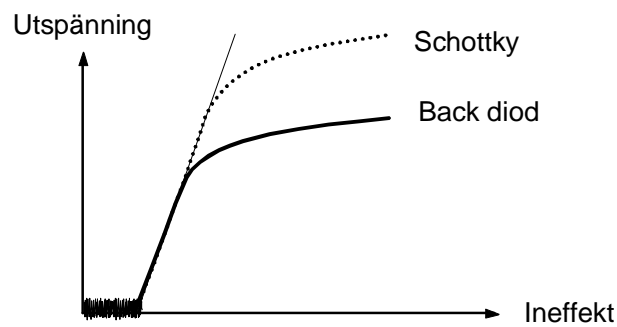
Schottky-dioden är en tålig diod som används i de flesta sammanhang. Den har hög genombrottspänning och tål transienter på RF och video.

Backdioden har sitt kvadratiska område genom origo. Den har alltså sin maximala känslighet utan förspänning. Impedansen är ganska låg (100Ω), vilket underlättar RF-anpassningen.

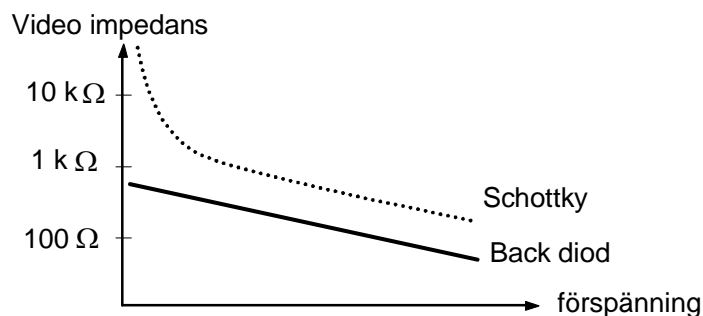
Zero-Bias Schottky har också sitt kvadratiska område genom origo, dvs utan förspänning. Nackdelen jämfört med vanlig Schottky är att ZB-Schottky har lägre genombrottspänning i backriktningen. Det ger mindre kvadratiskt område (dynamik) och lägre effekttålighet. Men backdioden har ännu lägre genombrottspänning. Tyvärr har ZB-Schottky högre diodimpedans (500Ω) än backdioden.



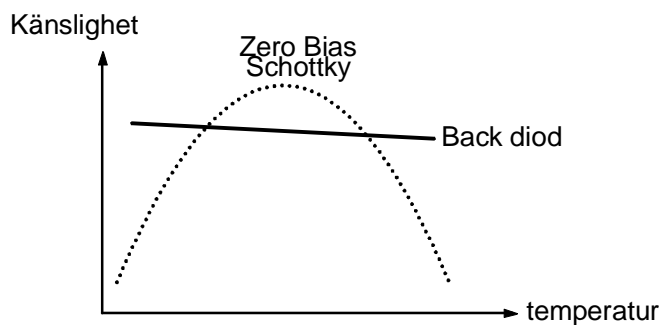
Schottky-dioden har den högsta känsligheten, men det är vid en viss förspanning. Utan förspanning har Schottky-dioden mycket dålig känslighet. Backdetektorn har däremot max känslighet utan förspanning.



Figuren visar hur de olika dioderna avviker från sitt kvadratiska område. Schottky-detektorn har det största kvadratiska området, och backdetektorn det minsta.



Schottky-Barrier har en mycket hög videoimpedans utan förspänning. Impedansen är lutningen på ström/spännings kurvan. Genom att öka förspänningen till diodkurvas knä kan man få en allt högre lutning, dvs lägre videoimpedans. Backdioden som har stor lutning på sin ström/spännings kurva i origo, har alltså låg videoimpedans redan utan förspänning.

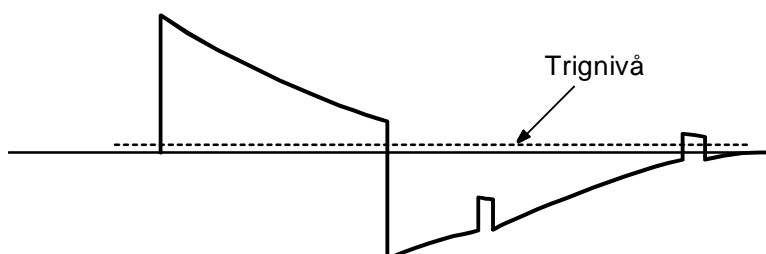


Backdetektorns känslighet försämras ytterst lite då temperaturen varierar. Zero-Bias Schottky försämras däremot både för mycket höga och låga temperaturer. ZB-Schottky är därför främst lämpad till mätkopplingar i rumstemperatur. Backdioden är lämplig till DC-kopplade mottagare, eftersom den är temperaturstabil och kräver ingen förspänning. Nackdelen är det mindre dynamikområdet.

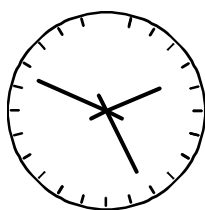
3. Videoförstärkare

AC- respektive DC-kopplad video

En AC-kopplad videoförstärkare är enklare och billigare än en DC-kopplad. Men i vissa fall är man tvungen att använda DC-kopplad förstärkare.



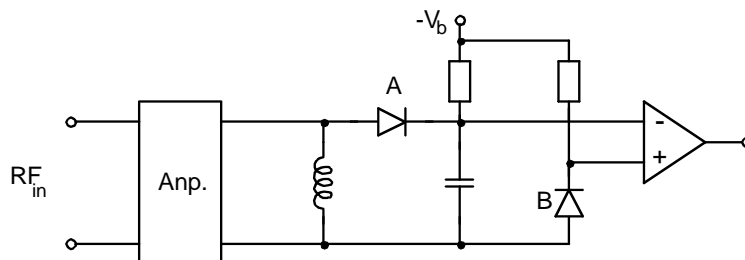
I en AC-kopplad förstärkare kommer en stark RF-puls att ge upphov till ett DC-medelvärde, som lägger sig över kopplingskondensatorerna. Denna spänning måste laddas ur innan en svag signal kan bli detekterad. Den AC-kopplade detektorförstärkaren har alltså en viss återhämtningstid, som kan vara besvärande vid stor signaltäthet.



Även signalbehandling och display kan bli störd av dessa backslängar. En polar-display kan visa olika riktningar för olika frekvenser. Backslängarna kommer här att tolkas som svaga signaler på frekvenser som inte existerar.

DC-koppling används för att komma till rätta med dessa backslängar. En annan situation är de instrument som mäter CW-signaler (kontinuerliga signaler). De måste ju vara DC-kopplade för att CW-signalerna ska indikeras.

En DC-kopplad detektorförstärkare är däremot mycket kritisk för variationer i förspänningen av dioden. Temperaturvariationer kommer att ge upphov till spänningsvariationer över dioden, vilket komplicerar kretsen ytterligare. Ett sätt att undvika det problemet är att använda en detektor med backdiod, som ju inte behöver förspännas. Ett annat sätt är att använda temperaturkompensering.



Endast diod A används till RF-detekteringen. Diod B placeras utanför RF-kretsen men i samma mekaniska struktur som diod A. Dioderna har alltså samma temperatur, så dess termiska variationer kompenseras bort i differential-förstärkaren.

Videobandbredd

Bandbredden måste vara tillräckligt stor för att videopulsen ska komma igenom. Ytterligare bandbredd ger bara mer brus. För största signal/brus förhållande väljs:

$$B_v = 1 / t \qquad t = \text{pulsbredd}$$

Det gäller för fyrkantig puls och ett lågpasfilter med fyrkantig frekvensgång.

Då bandbredden begränsas av ett enkelt RC-filter får man bästa signal/brus förhållande vid en övre gränshfrekvens (3dB)

$$f_H = 0,25 / t$$

För andra filterkretsar utgår man istället från pulsens stigtid, t_r .

$$f_H = 0,35 / t_r$$

Om videokretsen är AC-kopplad väljs den undre gränshfrekvensen med avseende på amplitudfallet under puls.

$$f_L = \frac{\text{amplitudfall\%}}{600 \cdot t}$$

Logaritmisk videoförstärkare

DLVA — Detector Log Video Amplifier

En logaritmisk videoförstärkare har en utsignal som varierar med logaritmen av insignalen.

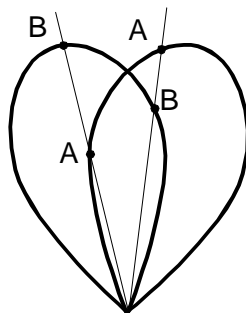
$$V_{\text{ut}} = A \cdot \log V_{\text{in}}$$

Detektorns stora dynamikområde (ca 40 - 50 dB) blir alltså komprimerat, så att det passar efterföljande indikator eller signalprocessor.

Med en RF-förstärkare och ytterligare en DLVA kan man klara ännu svagare signaler också. Kombinationen kan komprimera 80 dB RF till en videosignal på 20 dB. Ibland delas detekteringen upp i många detektordioder för att få enklare log-förstärkare.

Kommunikationssystem behöver ofta mäta upp mottagen signalstyrka över stort dynamikområde (RSSI – Received signal strength indication). Sändarens uteffekt behöver också noggrant mätas över ett så stort dynamikområde som 70 dB.

En vanlig användning är för riktningbestämning med amplitudjämförande antenner.



Riktningen bestäms av förhållandet A/B.

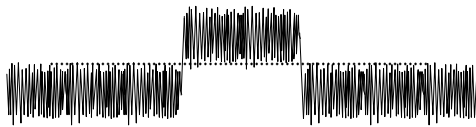
$$\text{Men } \log A/B = \log A - \log B$$

Men hjälp av log-förstärkare går det alltså att få riktningen (förhållandet) med en enkel differential-förstärkare (subtraktion).

4. Tangentiell känslighet

TSS — Tangential Signal Sensitivity

Tangentiell känslighet används i samband med pulsade signaler.



TSS definieras som den nivå då pulsens nedre bruskant ligger i nivå med brustopparna utan signal. Signal/brus förhållandet är experimentellt satt till 8 dB. Olika observatörer och ljusstyrka på oscilloskopet ger en spridning som är så liten som ± 1 dB. En mätning av minsta detekterbara signal (MDS) ger en mycket större spridning mellan olika användare.

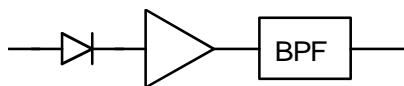
Signal/brus förhållande på ingången

$$S/N = 4 \text{ dB} \quad \rightarrow \quad S/N = 8 \text{ dB}$$

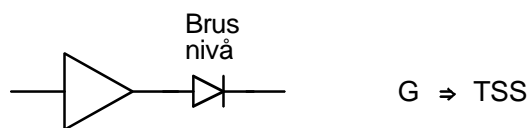
TSS anges då videospänningen är 8 dB större än bruset på utgången. Det motsvarar ett spänningsförhållande på 2,5 gånger.

En kvadratisk detektor har en utspänning som står i proportion till inspänningen i kvadrat, dvs ineffekten. Ett effektförhållande på 2,5 gånger motsvarar 4 dB.

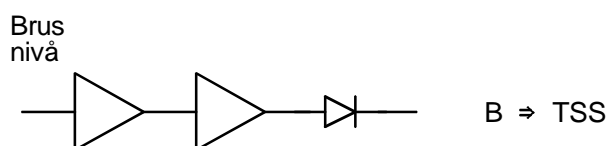
Vid TSS är alltså signal/brus förhållandet 8 dB på utgången och 4 dB på ingången.



TSS för en dioddetektor är ca -40 till -50 dBm beroende på dioden, videoförstärkarens brusfaktor samt videobandbredden. Smalare band släpper fram mindre bruseffekt. Signalnivån kan då vara lägre, under förutsättning att signalen får plats inom bandet.



Ett annat sätt att öka känsligheten är att förstärka RF-signalen före detektorn. För varje dB förstärkning ökar känsligheten 1 dB. Känsligheten begränsas alltså av RF-förstärkningen (gain limited).



Vid tillräckligt hög RF-förstärkning kommer RF-bruset att överstiga detektorns videobrus. Förstärkningen påverkar då inte känsligheten, både signal och brus ökar lika mycket. Känsligheten bestäms istället av RF-brusets bandbredd (noise limited).

Beräkning av känslighet

Det termiska bruset har en effektnivå på -174 dBm vid rumstemperatur och 1 Hz brusbandbredd. Ibland använder man brusnivån -114 dBm vid bandbredden 1 MHz. En mottagares känslighet begränsas av brusnivån.

$$\text{Känslighet} = -174 + \text{NF} + \text{S/N} + 10 \log B \quad \text{dBm}$$

NF är systemets brusfaktor.

S/N är signal/brus förhållandet på ingången, dvs 4 dB för TSS.

B är den effektiva brusbandbredden.

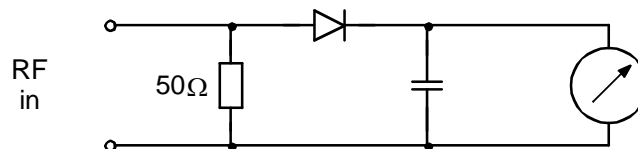
Då mottagaren har tillräcklig RF-förstärkning (noise limited) och RF-bandbredden är mycket större än videobandbredden, kan man som approximation använda den ekvivalenta brusbandbredden.

$$B = \sqrt{2 B_{\text{RF}} B_{\text{V}}}$$

Felet i approximationen blir mindre än 1 dB då $B_{\text{RF}}/B_{\text{V}} > 50$.

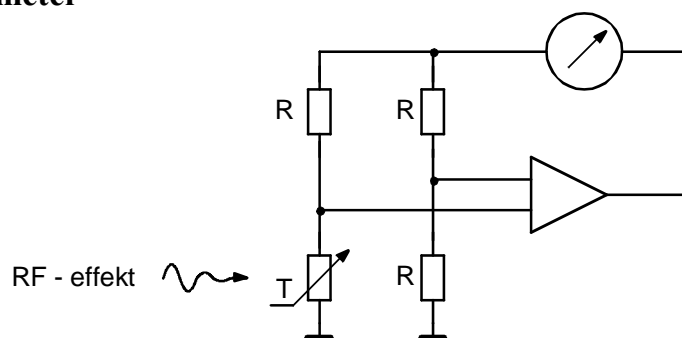
5. Effektmätning

Diod



Dioden fungerar som en likriktare för den mycket högfrekventa RF-signalen. Utsignalen är en DC-spänning som är proportionell mot RF-effekten (inom det kvadratiska området).

Bolometer

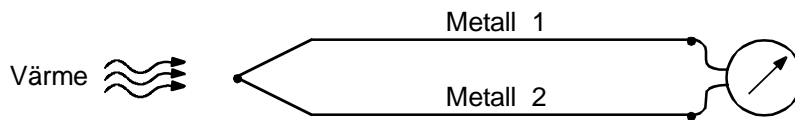


RF-energin ger värme och värmen ändrar resistansen i ett temperaturkänsligt element. Bryggan kommer i obalans av RF-signalen. Återkopplingen ger så mycket DC-effekt att bryggan kommer i balans igen. Bryggan jämför alltså RF-effekten med en DC-effekt, som är lätt att mäta (DC-substitution). Eftersom utsignalen beror på uppvärmning visar den ett sant RMS-värde av ineffekten.

En baret är en metalltråd, eller en tunn metallfilm, med positiv temperaturkoefficient. Termistorn är en halvledare med negativ temperaturkoefficient. Termistorer är elektriskt och mekaniskt stabilare än baretter, och är lättare att få bredbandiga. Nackdelen med en bredbandig termistor är att dess dåliga anpassning (VSWR) ger ett stort mätfel.

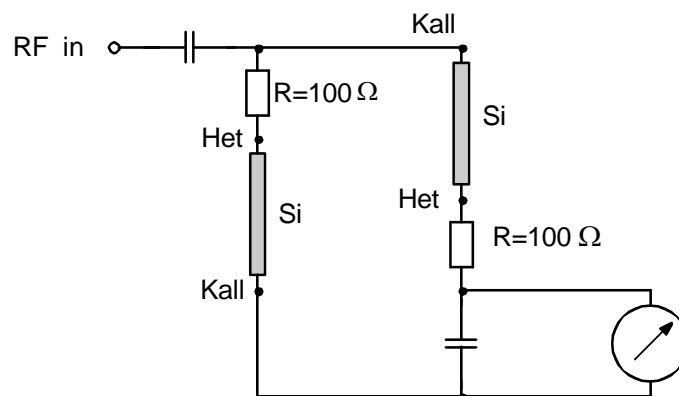
Eftersom termistorn hela tiden ligger på samma temperatur, behöver man inte känna dess temperaturkoefficient eller korrigera för värmeförluster.

Termokopplare



Två olika metaller kopplas ihop. RF-energin ger värme i ena anslutningspunkten, och värmen alstrar en termoelektrisk spänning (emf) mellan metallerna.

Termoelement för frekvenser upp till 18 GHz värms upp direkt av RF-effekten. På högre frekvenser låter man istället RF-effekten värma upp ett avslutningsmotstånd. På avslutningen sitter sedan ett termoelement som känner av uppvärmningen.



Ett termoelement kan bestå av kombinationen tantal-nitrid och n-dopad kisel. RF-energin värmer upp tantalmotståndet. Ena anslutningen till kisel-ledaren är alltså het och den andra är kallare. Det ger en termoelektrisk likspänning.

Två termokopplare kan kopplas RF-mässigt parallellt och DC-mässigt i serie. Med 100 Ω metallfilmsmotstånd blir RF-ingången anpassad (50 Ω). Den sammanlagda DC-spänningen tas ut i en punkt som är RF-mässigt kortsluten till jord via en kondensator. I annat fall skulle det behövas en spole i serie, för att inte lasta ner RF-signalen. Det är lättare att få en bredbandig krets med kondensator än en spole.

De två termokopplarna tillverkas på samma kisel-chip. Kretsen blir därför mycket liten, endast 0,4 mm lång. Därför kan den klara hela mikrovågsområdet. Dessutom blir temperaturdriften mycket liten. Om ett flertal termoelement kopplas ihop, för att få större utsignal, kallas den istället thermopile.

Modulerad signal

Ett mätinstrument kan visa pulseffekten genom att först mäta medeleffekten, och sen räkna om till pulseffekt med hjälp av pulsbredd och pulsavstånd (duty-cycle). En förutsättning är att signalens toppeffekt ligger inom detektorns kvadratiska dynamikområde.

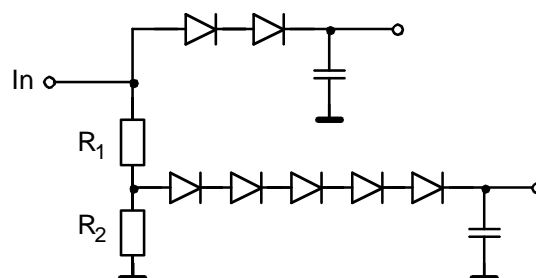
Digitalt modulerad kommunikation är svårare att mäta eftersom pulsbredd och pulsavstånd inte är konstant. Amplitud och pulsform kan också variera.

En dioddetektor kan kombineras med en log-förstärkare och digitalisering. Om videobandbredden är tillräckligt stor, mäter dioden momentana effekten under samplingen. En DSP kan korrigera från en kalibrerad tabell, så att det blir en noggrann effektmätning. Medeleffekten beräknar man från en hel grupp mätvärden.

Stackade dioder

En diod mäter effekten inom sitt kvadratiska område. Signalen behöver alltså vara mindre än -20 dBm. Metoden att öka dynamikområdet med en korrigerande förstärkare fungerar bra för CW signaler men inte för modulerade signaler.

Med flera stackade dioder förlänger man det kvadratiska området till högre effekter. Nackdelen är att känsligheten försämras.



Ett mät huvud (sensor) kan innehålla två stackade dioder för att klara små signaler upp till -10 dBm. En dämpsats och en stack med fem dioder klarar mätområdet från -10 dBm till $+20$ dBm. Genom att switcha mellan de två utgångarna kan man få ett dynamikområde på 80 dB. En signal med stort förhållande mellan topp- och medeleffekt (hög crestfaktor) måste ha toppeffekten inom kvadratiska området. Mätningen switchas då automatiskt till de fem stackade dioderna. När det låga dynamikområdet inte används är de två dioderna förspända i backriktningen.

Jämförelse

Jämfört med termistor får termoelementet lägre VSWR, dvs mindre mätfel. Dynamikområdet är större och driften är mindre.

Fördelen med diodsensorn är att den har mycket högre känslighet. Den kan mäta effekter ner till -70 dBm. Tyvärr får dess dynamikområde en övre gräns vid -20 dBm. Vid högre signalstyrka får den mätfel från övertonerna.

Bolometer och termokopplare bygger sin funktion på uppvärmning, och ger alltså sant RMS-värde för effekten. Termiska detektorer är okänsliga för signalens kurvform och modulationstyp. De fungerar till och med för flera samtidiga signaler (multi carrier).

Diodens kvadratiske område kan bara användas för att ge RMS för en singelfrekvens som är kontinuerlig (CW). Dioddetektorer är dessutom känsligare för eventuella övertoner.

Då man önskar mäta med stor noggrannhet är alltså en termisk detektor att föredra. Dioddetektorer är däremot bättre lämpade i instrument för snabba överskådliga tester. Termiska variationer är ju ganska långsamma.

Diod detektor	snabb överskådlighet vid lab och felsökning
Termisk detektor	stor noggrannhet vid registrering

Men ett instrument som är avsett för både termoelement och diod ger inte så stor skillnad i snabbhet. För att få så hög känslighet som möjligt används elektronik med smal bandbredd. Det ger lång inställningstid.

6. Övertoner

Om man detekterar en signal som innehåller övertoner, så får man olika resultat beroende på om dioddetektorn fungerar som en kvadratisk eller linjär detektor. En termisk detektor visar summan av effekterna

$$i = K \cdot (U_1^2 + U_2^2)$$

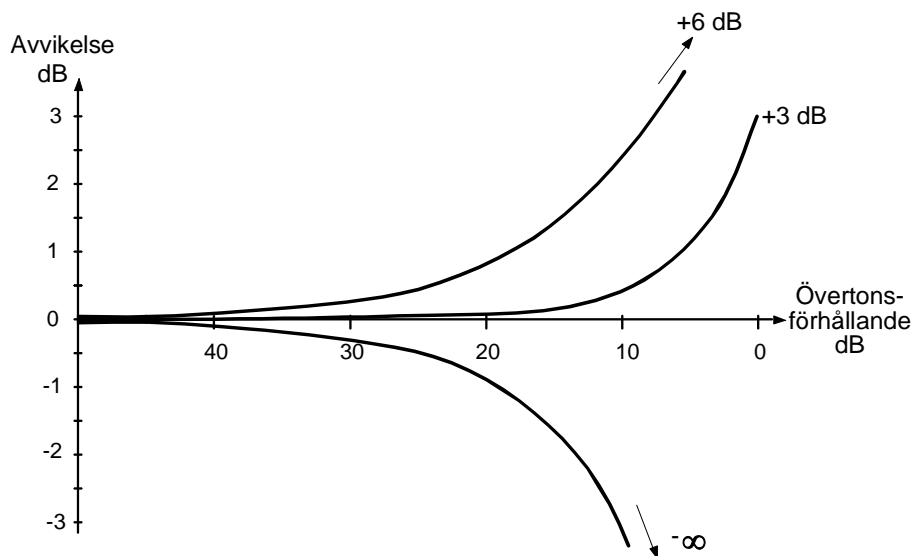
Detektorn indikerar alltså en nivå något högre än för enbart grundtonen.

Den linjära detektorn, peak-detektorn, visar summan av de två RF-spänningarna.

$$i = K \cdot (U_1 + U_2)^2$$

Kvadreringen är i det här fallet en korrektion som görs i efterföljande video-förstärkare. Om de två RF-spänningarna ligger i fas, så blir utsignalen mycket stor. Är de däremot i motfas, så blir utsignalen mindre än för enbart grundfrekvensen.

En effektmeter som använder termistor eller termoelement mäter hela tiden den sammanlagda effekten, även vid stora nivåer.

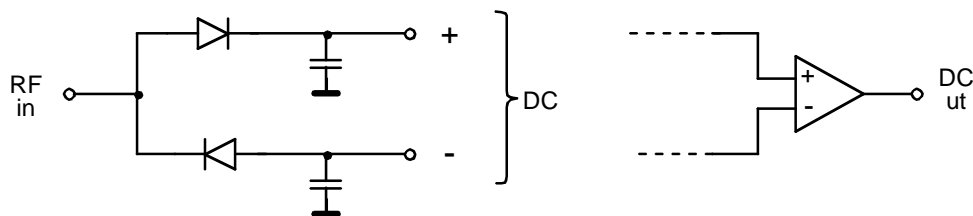


Figuren visar hur stort mätfelet från övertonerna blir, för olika förhållanden mellan nivåerna.

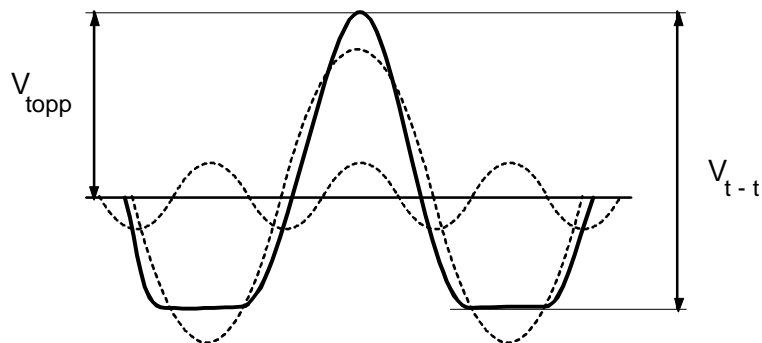
Svepgeneratorer och syntesgeneratorer har ofta övertoner som bara är 20 dB lägre än den önskade utsignalen. Vid mätning av stora signaler med diod-detektor blir felet så stort som $\pm 0,9$ dB (>20 %). Ändrar sig dessutom fasen 180° mellan kalibrering och uppmätning, kan felet bli så stort som $\pm 1,8$ dB. En termisk detektor har endast ett fel på $+0,04$ dB (1 %). Även om övertoner och andra störsignaler är väl undertryckta vid generatorm, kan de efter en mätkrets ha filtrerats så att de är ungefär lika stora.

Balanserad detektor

Ett sätt att undvika problemen med övertoner är att använda en balanserad detektor.

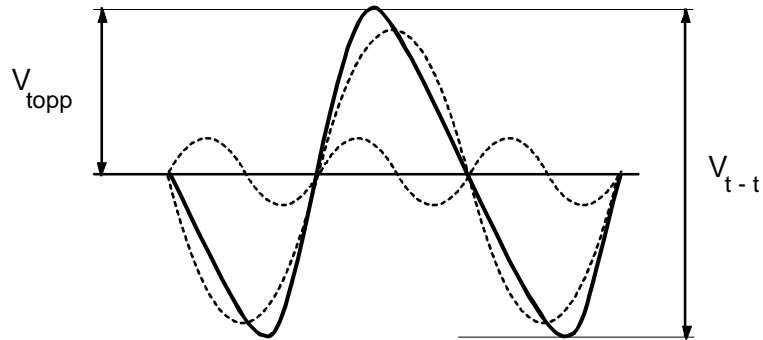


Den ena dioden detekterar de positiva topparna och den andra de negativa topparna. Den balanserade detektorn är alltså en topp-till-topp detektor (peak-to-peak).



Den vanliga toppvärdesdetektorn har sitt största mätfel då övertonen ligger i fas eller motfas. Den balanserade topp-till-topp detektorn kommer däremot att addera lika mycket åt ena hållet som den drar ifrån åt andra hållet. Resultatet blir ett korrekt topp-till-topp värde.

Om däremot övertonen är fäsförskjuten 45° så uppstår ett mätfel även för den balanserade detektorn.



I det här fasläget kommer övertonen att öka utslaget både i positiv och i negativ riktning. Det totala topp-till-topp värdet ökar alltså.

Resultatet är att den enkla detektorn ger ett stort mätfel. Felet är positivt då övertonen ligger i fas, och negativt då den ligger i motfas. Den balanserade detektorn ger ett ganska litet mätfel, som är positivt och som störst då övertonen är 45° fasvriden.

Den balanserade detektorn har andra fördelar också. Den är inte lika känslig för DC-spänningar på RF-ingången. En DC-spänning balanseras ju bort i efterföljande differential-förstärkare. Yttre spänningar kan visserligen elimineras med en kondensator. Men den termiskt alstrade spänningen (emf) mellan metallerna i strukturen, kan endast balanseras bort.

Mixer

1. Inledning

En mixer används till att blanda två frekvenser, då man önskar flytta sina signaler till ett för signalbehandling fördelaktigare frekvensområde. Den kallas också för blandare eller converter.

1. Den vanligaste användningen är då en RF-signal blandas med en LO-signal (Lokal Oscillator). Utfrekvensen är då en betydligt lägre MF-signal (Mellan Frekvens). Det är alltså principen för en nerconverter eller heterodyn-mottagare. Med smalbandiga MF-filter kan man få högre känslighet (35-40 dB) än vad man kan få med en detektor.

$$f_{\text{RF}} + f_{\text{LO}} \Rightarrow f_{\text{MF}}$$

2. Man kan blanda tvärtom också. Dvs RF-signalen blandas med en mycket lägre frekvens (f_v). Utsignalen är då en RF-signal som skiljer sig f_v från insignalen. Man har alltså fått en RF-signal som är modulerad med en lägre frekvens. Mixern brukar då kallas modulator eller upp-converter. Den används bl.a. inom telekommunikation när ett stort antal telekanaler moduleras på en mikrovågssignal

$$f_{\text{RF1}} + f_v \Rightarrow f_{\text{RF2}}$$

3. Om frekvenserna är nästan lika stora blir skillnadsfrekvensen mycket låg. Denna blandning används i homodynmottagare och dopplermottagare.

$$f_{\text{RF1}} + f_{\text{RF2}} \Rightarrow f_v$$

4. Om frekvenserna är lika stora blir skillnadsfrekvensen noll, dvs en likspänning. Storleken på likspänningen beror på fasförhållandet mellan de två insignalerna. Den används därför som fasdetektor.

$$f_{\phi_1} + f_{\phi_2} \Rightarrow \text{DC}$$

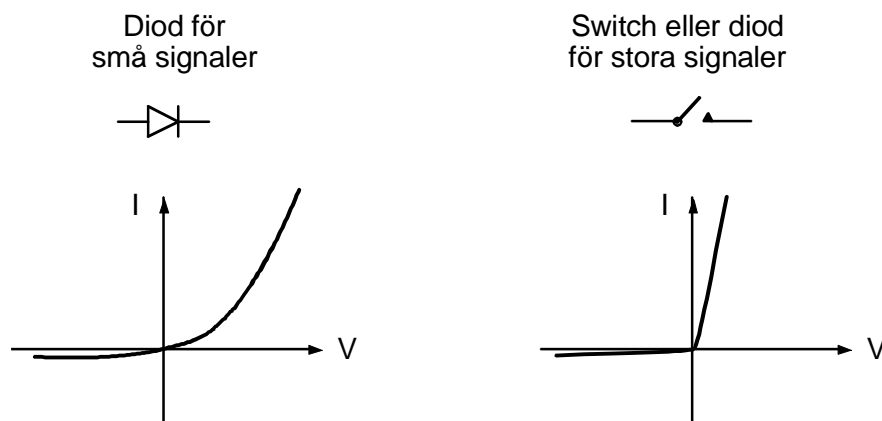
Man kan alltså använda en mixer på flera olika sätt. Det gäller bara att se till att kretsarna som kopplar respektive signal till mixern har rätt frekvensområde.

2. Teori

Alstring av blandprodukter

En linjär komponent kan inte användas som blandare. Då två signaler ansluts, får man en utsignal som är summan av de två amplituderna i varje tids-ögonblick, men inga nya blandfrekvenser alstras.

Frekvensblandning kan man få på två olika sätt. Antingen från en komponent som har en olinjär karakteristik, eller en komponent som i vissa tidsintervall switchas mellan två olika, linjära områden.



Den linjära detektorn (eller switchen) har en mycket kraftig olinjäritet i en begränsad punkt. För övrigt har den linjär karakteristik.

Den olinjära småsignaldioden har ingen speciellt kraftig olinjäritet i någon punkt. Den är däremot olinjär överallt.

En mixer på mikrovåg består av en eller flera halvledardioder. Det kan vara Schottky Barrier eller Backdioder. Den ena av blandfrekvenserna har vanligen en mycket kraftig amplitud. Det innebär att dioden normalt arbetar enligt switch-principen.

Man kan också använda en transistor, både som olinjäritet och switch. Blandaren får då samtidigt en viss förstärkning. När det gäller radiosändare arbetar man på höga effektnivåer. Det är då lämpligt att utnyttja olinjäriteten i en klass C förstärkare.

Olinjär blandning

Den olinjära diodkurvan kan matematiskt beskrivas med en Taylor-utveckling.

$$i = a_0 + a_1 V + a_2 V^2 + a_3 V^3 + \dots$$

Insignalerna till mixern är $V_R \sin \omega_R t$ och $V_L \sin \omega_L t$

Dvs

$$i = a_0 + a_1 (V_R \sin \omega_R t + V_L \sin \omega_L t) + a_2 (V_R \sin \omega_R t + V_L \sin \omega_L t)^2 + \dots$$

Ut från mixern får vi alltså en viss likspänning, de båda inkommande frekvenserna, den kvadratiske summan, samt högre graders termer av allt mindre signalstyrka.

Det som är intressant är den kvadratiske termen, som kan utvecklas:

$$\begin{aligned} (V_R \sin \omega_R t + V_L \sin \omega_L t)^2 &= \\ &= V_R^2 \sin^2 \omega_R t + V_L^2 \sin^2 \omega_L t + 2V_R V_L \cdot \sin \omega_R t \cdot \sin \omega_L t \end{aligned}$$

Den första och andra termen kan omvandlas med hjälp av:

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t)$$

Det betyder att vi får dubbla frekvensen av respektive insignal.

Den tredje termen kan omvandlas till:

$$2V_R V_L [\frac{1}{2} \cos(\omega_R + \omega_L) t - \frac{1}{2} \cos(\omega_R - \omega_L) t]$$

De här är de viktigaste termerna vid frekvenstransponering. Skillnadsfrekvensen $\omega_{MF} = \omega_R - \omega_L$ är den term som man är intresserad av då mixern används i heterodyn-mottagare.

En multiplikation i tidsdomänen motsvarar alltså summan och skillnaden i frekvensdomänen.

Intermodulation

Om tredje gradens term tas med så blir den:

$$(R+L)^3 = R^3 + L^3 + 3R^2L + 3RL^2$$

De två första termerna motsvarar tredje övertonen av insignal respektive LO-signal. Tredje respektive fjärde termen ger:

$$2 \omega_R \pm \omega_L \quad \text{resp.} \quad \omega_R \pm 2 \omega_L$$

Alla dessa tredje gradens termer ska multipliceras med konstanten a_3 . Visserligen är de mycket mindre än andra gradens termer, men det betyder i varje fall att man kan använda en lokaloscillator med bara hälften så hög frekvens. Blandaren kallas då för övertonsblandare (harmonic mixer).

I allmänhet är tredje och högre gradens blandprodukter inte önskvärda. De kallas då intermodulationsprodukter (IM-produkter).

$$IM = m \cdot \omega_{RF} \pm n \cdot \omega_{LO}$$

Om RF och LO har samma gradtal blir intermodulationen:

$$IM = n \cdot \omega_{RF} \pm n \cdot \omega_{LO}$$

Dessa blandprodukter kan bli besvärande om MF-kanalen är bredbandig (oktavband).

Tvåtöns intermodulation

Då det samtidigt finns två olika RF-signaler på ingången, bildas blandningsprodukter mellan dessa. De kallas då multipeltöns IM-produkter.

$$IM = \omega_{LO} \pm (m_1 \cdot \omega_{R1} \pm \omega_{R2})$$

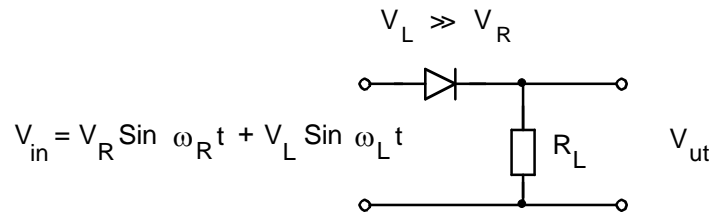
De viktigaste blandprodukterna är här:

$$\omega_{LO} \pm (2 \cdot \omega_{R1} \pm \omega_{R2}) \quad \text{resp.} \quad \omega_{LO} \pm (\omega_{R1} \pm 2 \cdot \omega_{R2})$$

Den ena signalen blandas med den andras dubbla frekvens. Skillnaden hamnar i RF-bandet, och kan sen blandas med LO ner till MF-bandet. De är extra besvärliga eftersom de alltid uppträder vid två samtidiga närliggande RF-signaler, även vid en smalbandig MF. De kallas tredje gradens multipeltönsprodukter eftersom summan av RF-signalernas koefficienter blir 3.

Linjär tidsvarierande blandning

Den här typen av blandare beskrivs enklast om man antar att den ena signalen (LO) har mycket större amplitud än den andra (RF), minst 10 dB större.



Då dioden är förspänd i backriktningen (switchen öppen) är $V_{ut} = 0$. När dioden förspänns i framriktningen (switchen sluten) blir insignalen spänningsdelad mellan diodens resistans och belastningen

$$V_{ut} = V_{in} \cdot \frac{R_L}{R_D + R_L}$$

Utsignalen kan ses som insignalen multiplicerad med en switchfaktor.

$$V_{ut} = (V_R \sin \omega_R t + V_L \sin \omega_L t) \cdot S(t)$$

Där $S(t) = 0$ då $\sin \omega_L t$ är negativ

$$S(t) = R_L / (R_D + R_L) \quad \text{då } \sin \omega_L t \text{ är positiv}$$

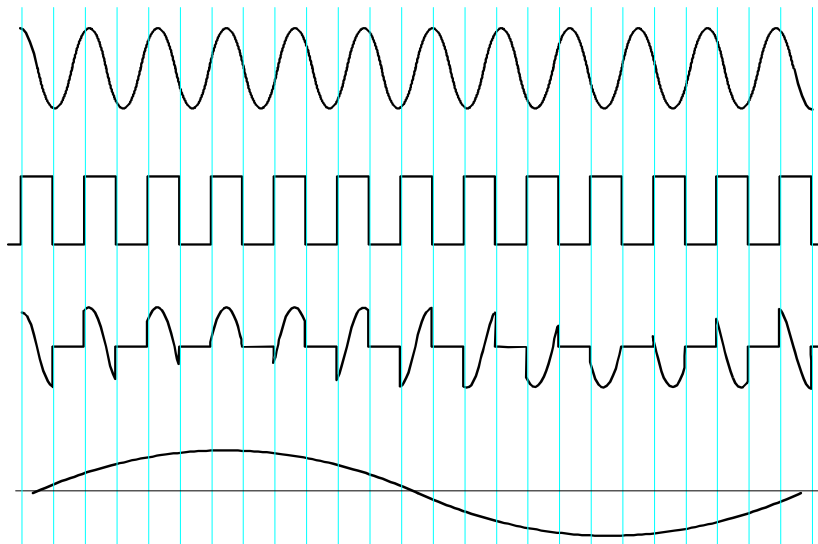
Vi har alltså multiplicerat insignalen med en fyrkantvåg. Denna fyrkantvåg kan Fourier-utvecklas. Den innehåller dels switchfrekvensen ω_L samt dess udda övertoner, med allt minskande amplitud. Bortsett från de redan befintliga frekvenserna, och en likspänning som alltid bildas vid blandning, så får man:

$$V_R \sin \omega_R t \cdot [a_1 \sin(\omega_L t + \Phi_1) + a_3 \sin(3\omega_L t + \Phi_3) + a_5 \sin(5\omega_L t + \Phi_5) + \dots]$$

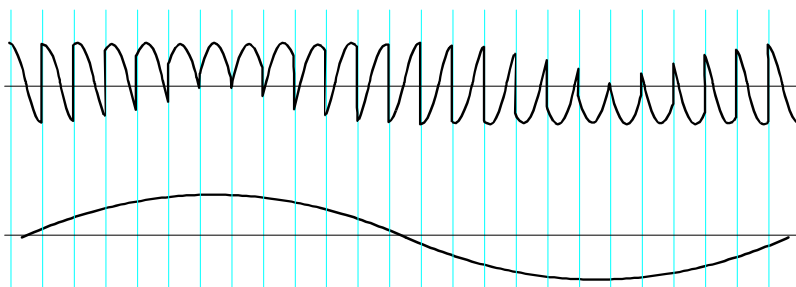
$\sin \omega_R t \cdot \sin \omega_L t$ ger $f_R \pm f_L$ dvs den sökta blandfrekvensen

$$\left. \begin{array}{l} \sin \omega_R t \cdot \sin 3\omega_L t \\ \sin \omega_R t \cdot \sin 5\omega_L t \end{array} \right\} \text{ ger IM-produkter}$$

Grafisk beskrivning



En sinussignal switchas till och från med en något avvikande frekvens. De resterande sinusdelarna är i vissa områden mer positiva och i andra mer negativa. Däremellan är signaldelarna lika mycket positiva som negativa, dvs noll. Utsignalen innehåller alltså en viss lågfrekvent komponent. Eftersom sinussignalen är upphackad innehåller den också högre frekvenser. Dessa högre frekvenser kan lätt filtreras bort från den lägre MF-frekvensen.



Vissa mixerkopplingar fungerar som en omkopplare som vänder polariteten på insignalen varannan switchperiod. Även här bildas ett DC-medelvärde, som varierar med skillnadsfrekvensen.

En kretskoppling kan alltså identifieras till att vara en mixer om den switchar till och från, eller vänder polariteten, med en viss frekvens.

3. Förluster

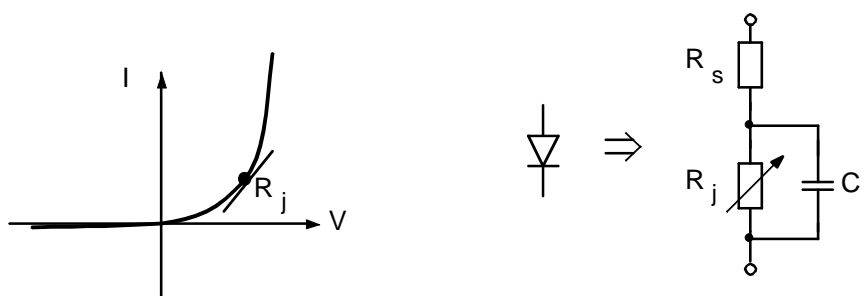
Conversion Loss — Överföringsförluster

Blandaren tillförs en viss effekt. Den önskade blandfrekvensen överförs till efterföljande kretsar. Men en viss del av ineffekten går bort som förluster. Överföringsförlusterna (Conversion Loss) definieras som förhållandet mellan den från signalkällan tillgängliga effekten, och den effekt som blandaren kan lämna på den önskade frekvensen. CL anges normalt i dB

$$CL = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{ut}}$$

Förlusterna består av tre olika komponenter. Förluster från diodens paraselement (ca 1 dB), reflektionsförluster (ca 1 dB) och förluster till felaktiga blandprodukter (ca 4 dB).

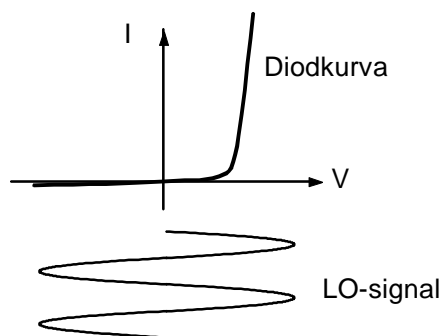
Parasit-förluster



En blandardiod har en viss impedans (R_j), som beror på pålagd spänning. Men den har också en viss resistens genom övriga diodmaterialet (R_s). Det finns också alltid en kapacitans som shuntar diodövergången.

Om man ansluter en signal till dioden så kommer den att spänningsdelas mellan R_s och R_j . För maximal signal till diodövergången ska R_j vara så stor som möjligt. Men eftersom den shuntas av C_j så ska den vara så liten som möjligt. Man får maximal effektöverföring då $R_j = 1/\omega C_j$

Dioden ska alltså förspännas till ett visst värde på R_j för att få den största verkningsgraden.

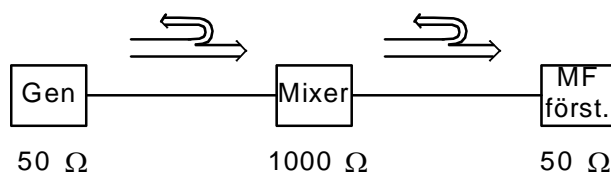


LO-signalen förspänner dioden så att den får olika resistans för olika punkter på LO-kurvan. Det är resistansens medelvärde ($R_{j \text{ medel}}$) som ska optimeras för max effektöverföring till diodövergången. CL ställs alltså in till ett minimum genom att justera LO effekten.

Reflektions-förluster

När dioden är förspänd till minsta parasitförluster så har den en viss impedans. Denna impedans ska anpassas till signalkällans impedans (50Ω). Vid missanpassning reflekteras en viss del, och denna del går förlorad som en förlust.

Även utgången från mixern måste vara anpassad för att inte den viktiga blandprodukten ska reflekteras bort från efterföljande steg.



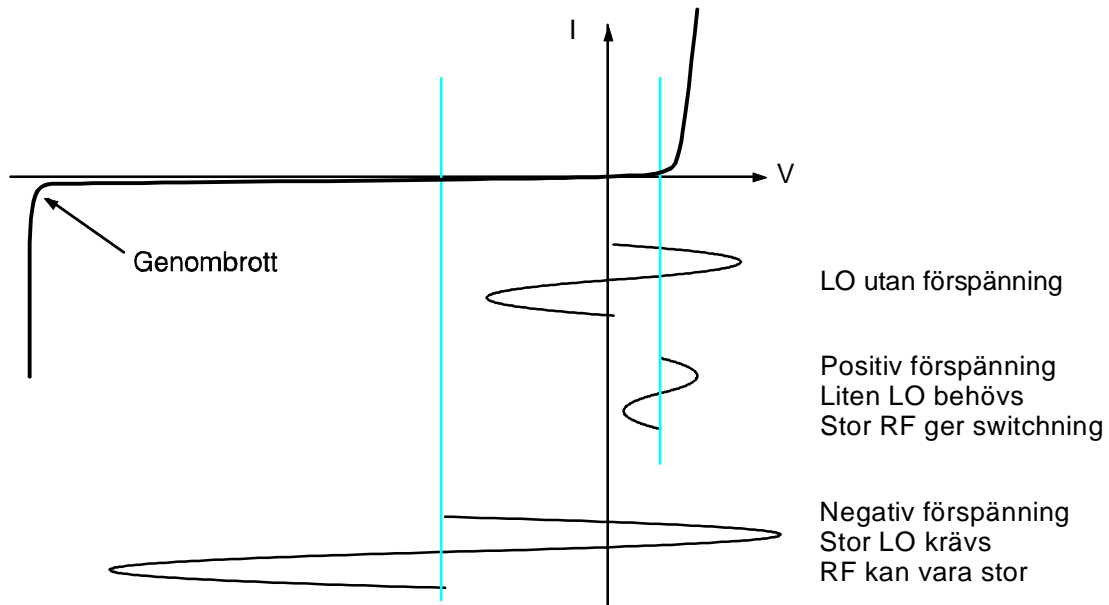
Eftersom mixerdiodens impedans är beroende på LO-signalens effekt, så kommer reflektionsförlusterna att öka då LO-effekten avviker från optimalt värde.

Intermodulations-förluster

Här är det frågan om de förluster som sker i själva diodövergången. Det är den effekt som går förlorad till de blandprodukter som man inte är intresserad av (spurious). IM förlusterna är alltså direkt beroende av diodkurvans utseende.

Signalerna på summa- och skillnadsfrekvenserna är lika stora. Är man bara intresserad av den ena betyder det att hälften av effekten har gått förlorad, dvs 3 dB förluster. Dessutom bildas även andra icke önskade blandprodukter. Tillsammans kan det bli över 4 dB IM-förluster.

4. DC-förspänning (Bias)

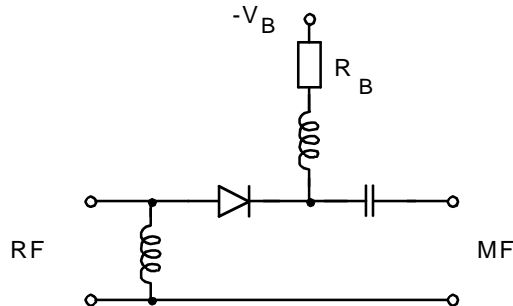


Diodövergången ska ha en viss impedans för att få minsta förluster. Impedansen ställs normalt in med LO-signalen. Men genom att förspänna dioden med en liten ström i framriktningen, så förflyttar man arbetspunkten till ett område där diodkurvan har lägre RF-impedans. Det har den fördelen att man kan använda lägre LO-effekt och ändå ha optimal Conversion Loss. Lägre LO-effekt betyder en enklare och billigare oscillator.

Att minska LO-effekten har också en nackdel. LO-signalen ska ju switcha dioden. Minskar LO-amplituden så ökar IM i övergångsområdena. LO måste dessutom vara mycket större än RF-signalen, för att inte omkopplingen ska påverkas av RF-signalen.

Genom att förspänna i backriktningen kan man använda en mycket hög LO-effekt. Fördelen är att även RF-signalen kan vara mycket hög, utan att påverka switch-funktionen. En förutsättning är dock att dioden tål den höga backspänningen (DC + LO + RF) och att backströmmen är tillräckligt låg.

Konstant ström

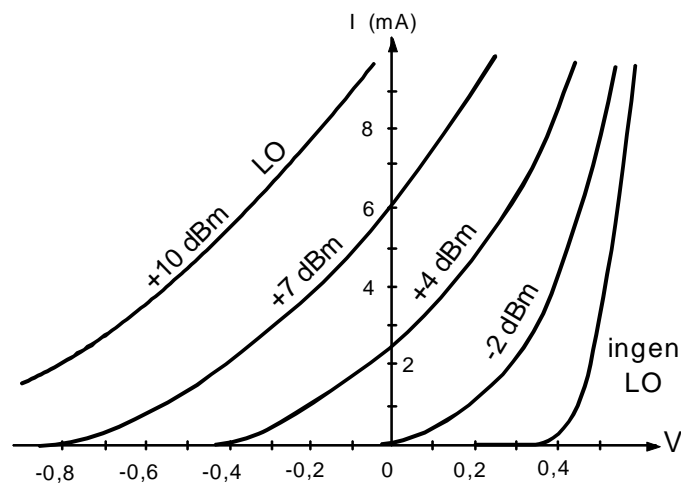


Det enklaste sättet att åstadkomma förspänning är att via ett stort motstånd ge dioden en viss konstant ström.

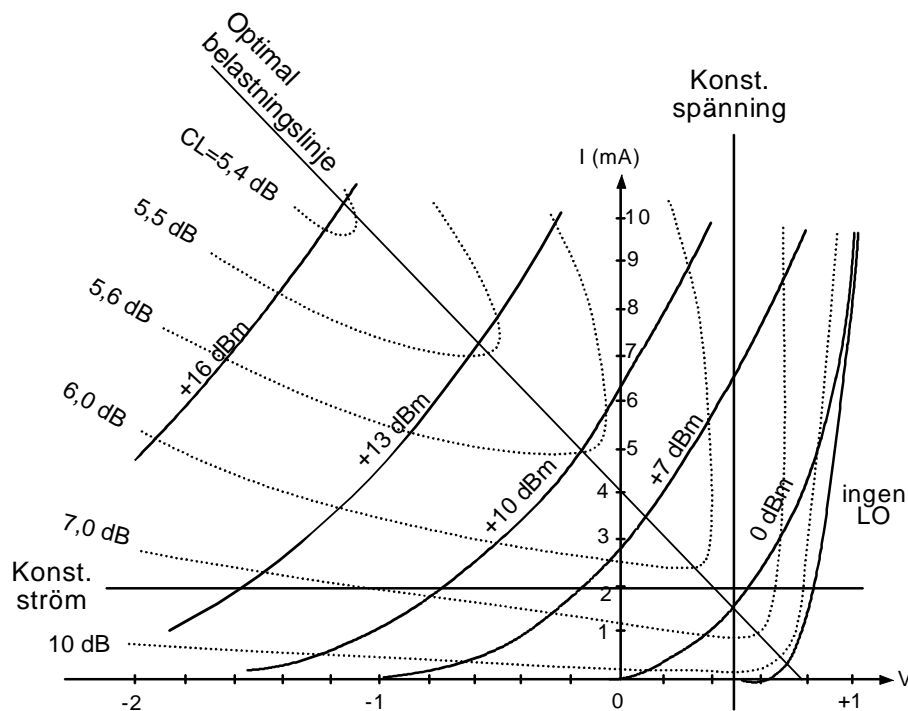
Denna ström kombineras med LO-effekten för att ge minsta CL. Om sedan LO-effekten ändras så ökar förlusterna. En lägre LO-effekt kan kompenseras med en motsvarande ökning av DC-förspänningen. Men varje inställning av DC-nivån kräver en viss LO-effekt för att få minsta CL.

Optimal förspänning

Ström/spännings kurvan för en blandardiod ändras då LO-effekten ansluts. Dioden likriktar ju LO-signalen, så att det går en likström genom den. Dessutom ändrar LO-signalen diodens medelimpedans, och det betyder att kurvans lutning ändras.



Kurvan längst ner till höger visar diodkurvan utan LO-effekt. Vid ökad LO-effekt flyttas kurvan snett upp till vänster.

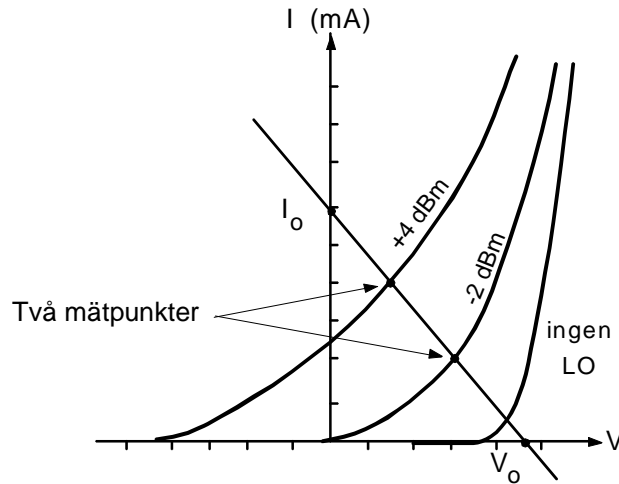


För tydlighets skull kan punkterna med samma CL sammanbindas. Dioden utan förspänning följer linjen 0 V. Förspänning med konstant spänning följer motsvarande vertikala belastningslinje (låg impedans). Och förspänning med konstant ström ger en horisontell belastningslinje (hög impedans).

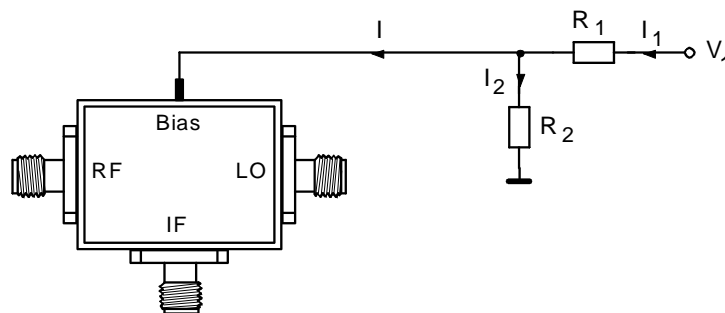
Ingen av dessa tre belastningslinjer ger stabil CL. Så fort LO-effekten ändras så ökar förlusterna. Om däremot den inritade lutande belastningslinjen används, så får man optimal CL över ett mycket stort variationsområde av LO-effekten.

Alternativt kan man rita in kurvor för IM-produkter. Lyckligtvis är den optimala belastningslinjen samtidigt optimal både för IM-undertryckning, CL och VSWR.

För att få den rätta impedansen (lutningen) så används serie/shunt kopplade motstånd.



Först mäter man upp två punkter av belastningslinjen. Man mäter alltså vilken ström som ger minsta CL för respektive två LO-effekter. Det ger hela linjen. Notera vid vilken ström som linjen skär strömaxeln, det är I_0 . Samt notera var linjen skär spänningsaxeln, dvs V_0



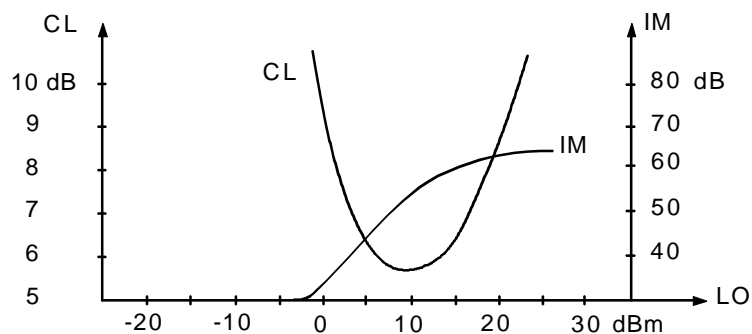
Serie resistansen $R_1 = \frac{V_1}{I_0}$

I den punkt spänningen är noll går ingen ström genom R_2

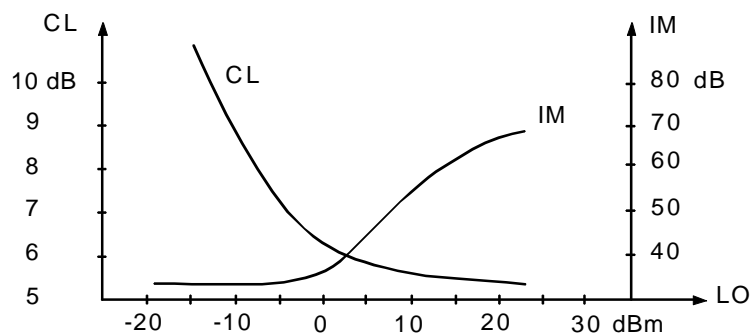
Parallell resistansen $R_2 = \frac{V_0 \cdot R_1}{V_1 - V_0}$

Där strömmen genom dioden är noll är spänningen över R_2 lika med V_0 . Det är här samma ström som går genom R_1 dvs $I_2 = (V_1 - V_0) / R_1$

Jämförelse med dioden utan DC-förspänning



Figuren visar exempel på hur CL och IM varierar i en diod som inte har DC-förspänning. CL är låg under ett ganska litet variationsområde av LO-effekten. Tvåtöns IM är i det här exemplet ca -55 dB vid min CL.



Då dioden är optimalt förspänd, är det inte lika kritiskt med LO-nivån. Man kan med fördel öka LO-effekten och få IM-undertryckning upp till -70 dB i samma exempel.

5. Brus

Bruset i en blandardiod kommer från tre olika komponenter: termiskt brus, hagelbrus och fladderbrus.

Termiskt brus

Det termiska bruset kommer från att elektronerna slumpmässigt rör sig i olika riktningar, då materialet utsätts för värme. Vid högre temperaturer ($^{\circ}\text{K}$) rör sig elektronerna kraftigare, dvs bruseffekten ökar. Bruset har ett jämnt spektra, vitt brus, upp till 10^{13} Hz. Det betyder att bruseffekten ökar då bandbredden ökar. Det termiska bruset kallas ibland också för Johnson brus.

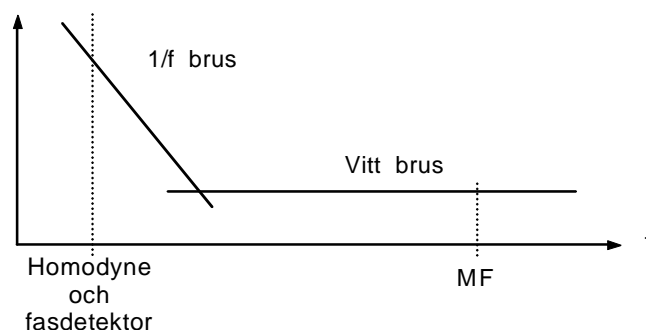
Hagelbrus

Hagelbruset (shot noise) kommer från slumpmässiga fluktuationer i strömmen. Strömmen består ju av kvantiserade elektronpaket. Även detta brus har jämnt spektra, dvs vitt brus. Hagelbruset blir högre då strömmen (dvs LO-effekten) ökar. Det betyder att brusfaktor och CL inte alltid har sina minsta värden samtidigt.

Fladderbrus

Fladderbruset (flicker noise) beror främst på yteffekter i materialet. Till skillnad från termiskt brus och hagelbrus så avtar detta brus för allt högre frekvenser. Därför kallas det ofta för $1/f$ brus.

Vanligen är flickerbruset så litet i förhållande till termiskt brus och hagelbrus så att man kan bortse ifrån det. Men om den önskade blandfrekvensen är lägre än $\frac{1}{2}$ MHz så börjar man få problem med $1/f$ bruset. Flickerbruset försämrar känsligheten för homodynmottagare och fasdetektorer.



Brusfaktor

Brusfaktorn definieras som signal/brus förhållandet på ingången, jämfört med signal/brus förhållandet på utgången

$$F = \frac{S_{in} / N_{in}}{S_{ut} / N_{ut}} \quad \text{ggr}$$

N_{in} är bruset som kommer från signalkällan.

N_{ut} är det totala bruset ut från blandaren. Dels bruset som tar sig igenom från signalkällan samt bruset från själva dioden.

Förhållandet mellan dessa brus kallas diodens brustemperaturförhållande.

$$t = \frac{N_{ut}}{N_{in}}$$

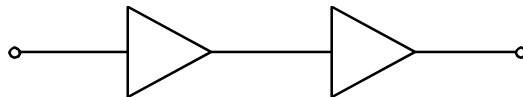
Bruset från lokaloscillatorn brukar lämnas utanför beräkningarna eftersom den inte är någon del av själva blandaren.

Formeln för brusfaktorn kan skrivas om till:

$$F = \frac{S_{in}}{S_{ut}} \cdot \frac{N_{ut}}{N_{in}}$$

Förhållandet mellan signalnivåerna är blandarens förluster (Conversion Loss). Blandarens brusfaktor blir då:

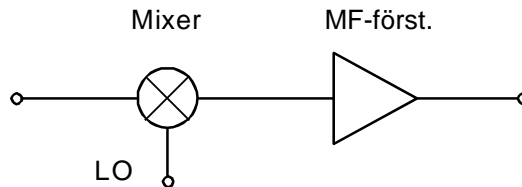
$$F_B = CL \cdot t \quad \text{ggr}$$



Vid kaskadkoppling av flera förstärkarsteg kommer även efterföljande förstärkare att ge ett tillskott till bruset.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad \text{ggr}$$

Samma formel kan användas då en blandare kaskadkopplas med en MF-förstärkare.



I det här fallet är första stegets gain $G_1 = \frac{1}{CL}$

dvs $F = CL \cdot t + CL (F_{MF} - 1)$

$$F = CL (F_{MF} + t - 1) \quad \text{ggr}$$

Vanligtvis är brustemperaturförhållandet ungefär lika med ett.

Vid $t=1$ samt omräknat till dB blir brusfaktorn:

$$F \approx CL + F_{MF} \quad \text{dB}$$

Brusfaktorn anges vanligen med en MF-förstärkare som har 1,5 dB brusfaktor.

Vid extremt stora bandbredder, flera GHz, så kan man inte räkna med att den efterföljande förstärkaren kan ha så låg brusfaktor. Det är då vanligare att endast specificera Conversion Loss.

Då bruset från en blandare anges, så är det normalt under förutsättning att blandfrekvensen är minst 1 MHz. Vid lägre MF måste också $1/f$ bruset tas med i beräkningen.

LO-nivån kan ställas in för lägsta CL. Men lägsta brusfaktor kan inträffa för en något lägre LO-nivå. Mindre LO-effekt ger lägre diodström, dvs mindre hagelbrus. Visserligen försämras CL, men inte lika mycket.

Om LO-frekvensen ska kunna varieras är det extra svårt att hålla nivån på det optimala. Det kan behövas en isolator och en nivåreglering (ALC) av LO-signalen. Den likriktade strömmen i mixerdioden kan då vara lämpligt att använda till att styra ALC-kretsen. På så sätt kompenseras även för temperaturvariationer, VSWR-ripping och ojämn frekvensgång i mixerns LO-krets.

Brusfaktorn kan skrivas som:

$$F = \frac{N_{\text{ut}}}{G \cdot N_{\text{in}}} \quad \text{ggr}$$

Dvs bruseffekten på utgången i förhållande till bruseffekten på ingången, båda mätt på utgången.

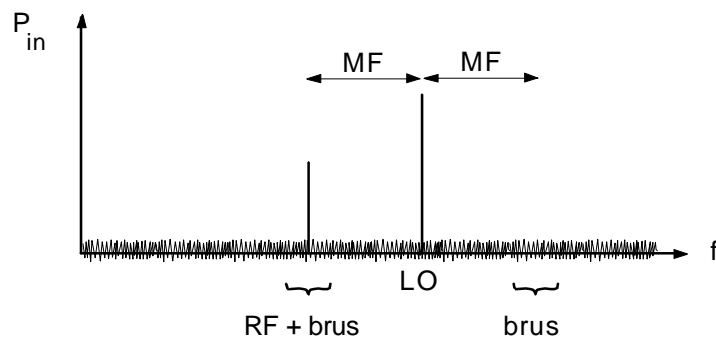
Ekvationen kan skrivas om till:

$$F = 1 + N \quad \text{ggr}$$

N är då själva brusökningen i förhållande till inbruset.

Vid uppmätning av brusfaktorn använder man vanligen en bredbandig brusälla. Det innebär att man injicerar brus på både signal och spegelfrekvens. Man mäter alltså brusfaktorn för dubbla sidbanden (DSB).

Normalt utnyttjar man bara ena sidbandet (SSB) i blandaren, men bruset kommer från båda sidbanden.



$$F_{\text{SSB}} = 1 + 2N = 2 + 2N - 1 = 2(1+N) - 1$$

Man får då: $F_{\text{SSB}} = 2 \cdot F_{\text{DSB}} - 1$ ggr

Normalt anges brusfaktorn i dB och då blir:

$$F_{\text{SSB}} = F_{\text{DSB}} + 3 \text{ dB} \quad \text{dB}$$

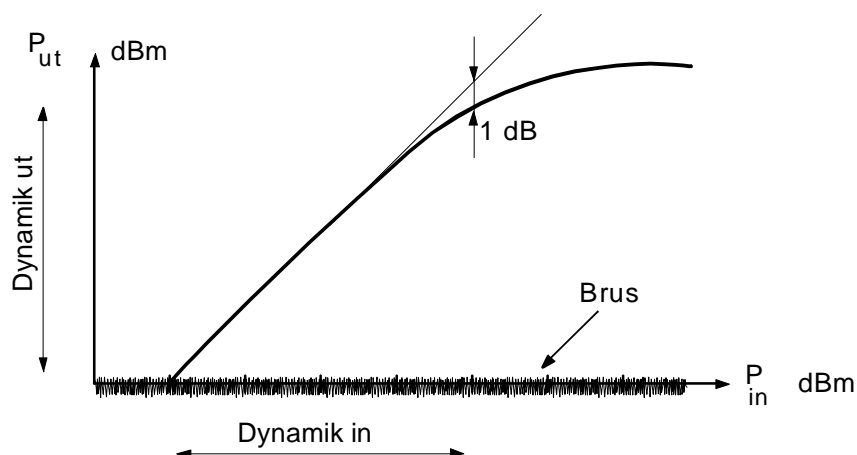
Den förenklingen gäller endast för stora brustal. Vid noggrannare beräkningar av små brusfaktorer måste även -1 tas med.

6. Dynamikområde

Insignalens dynamikområde är skillnaden i signalnivå från brusnivån till den maximala ineffekten. Max insignal kan begränsas av tre olika försämringar.

1 dB kompressionen

LO är ganska stor så att den switchar dioden till och från. Men om nivån på RF-signalen ökar tillräckligt mycket så kommer den att påverka switch-funktionen. Vid extremfallet då RF-nivån är större än LO-nivån, så kommer det att vara RF-signalen som fungerar som switchande signal. Blandfrekvensen kommer då att ha en nivå som är oberoende av RF-signalens effektvariationer. Det betyder att CL är mycket stor, blandaren har nått en mättnadsnivå. Någonstans däremellan ligger nivån där CL har ökat med 1 dB.



Känslighetsförsämring

En kraftig insignal förspänner blandardioden så att den inte längre arbetar i sitt optimala område. Det betyder att även en samtidig svag signal utsätts för denna försämring. Vanligen räknar man med 1 dB känslighetsförsämring (desensitization) av en svag signal, orsakad av en stark signal med angiven signalnivå. Denna nivå ligger vanligen några dB lägre än 1 dB kompressionspunkten.

Störningsfritt dynamikområde

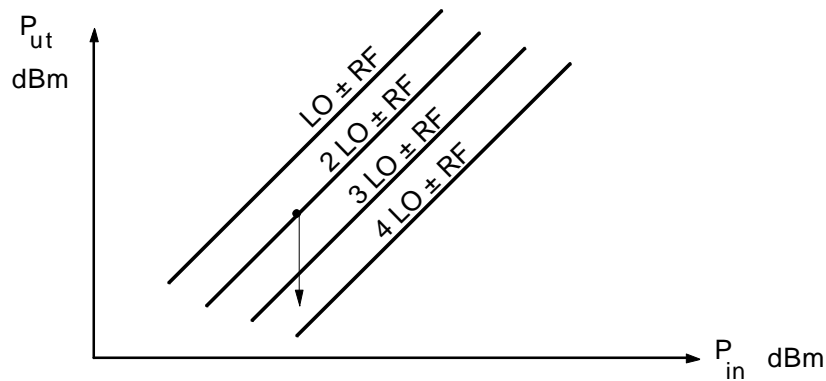
De besvärligaste störningarna är de som alstras av två samtidiga RF-signaler. Det är alltså 3:e gradens tvåtons IM.

$$(2 f_1 - f_2) \pm LO$$

Eftersom det är en högre grads blandprodukt så är signalnivån mycket mindre än den önskade skillnadsfrekvensen. Men om signalnivåerna är tillräckligt stora, blir blandprodukterna större än brusnivån. De uppträder då som falska signaler (spurious).

Den maximala insignalen för störningsfritt dynamikområde är den nivå där icke önskade blandprodukter börjar bli detekterbara.

7. Intermodulation



När insignalen ökar, så ökar signalnivån på $LO \pm RF$ lika mycket. Övertonerna från LO blandar sig också med RF , men övertonerna har lägre amplitud. I en balanserad koppling blir de jämna övertonerna dessutom undertryckta 20 - 30 dB. Den starkaste övertonsblandningen kommer då från $3 \cdot LO \pm RF$

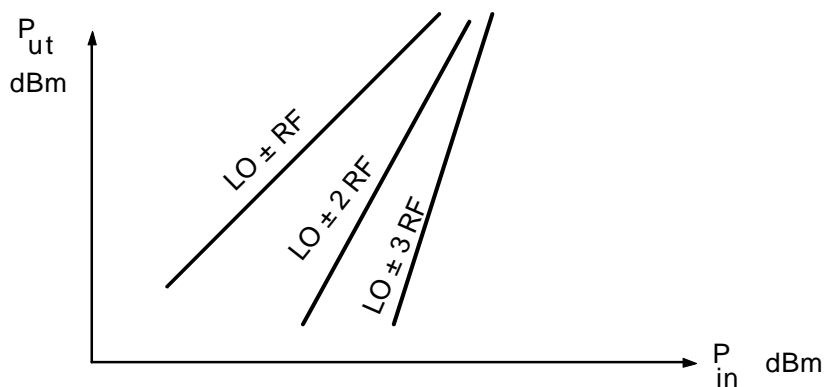
$$RF = V_1 \cdot \sin \omega_1 t$$

$$2RF = V_1^2 \cdot \sin^2 \omega_1 t$$

$$\underbrace{\quad \quad \quad}_{2f}$$

Kvadrat ger
lutningen 2
i log/log skala

Dubbla RF -signalen ökar med kvadraten på insignalen, och 3:e övertonen ökar med kuben. Blandning med grundtonen ger lutningen 1 (i log/log skala). Andra gradens blandprodukter får lutningen 2, och 3:e gradens blandprodukter får lutningen 3.



Om man har två RF-signaler med samma amplitud, så ökar också blandprodukten med kvadraten, dvs lutningen 2.

$$(V \cdot \sin \omega_1 t) \cdot (V \cdot \sin \omega_2 t)$$

$$\underbrace{V^2 (\sin \omega_1 t) \cdot (\sin \omega_2 t)}_{\text{lutningen 2}}$$

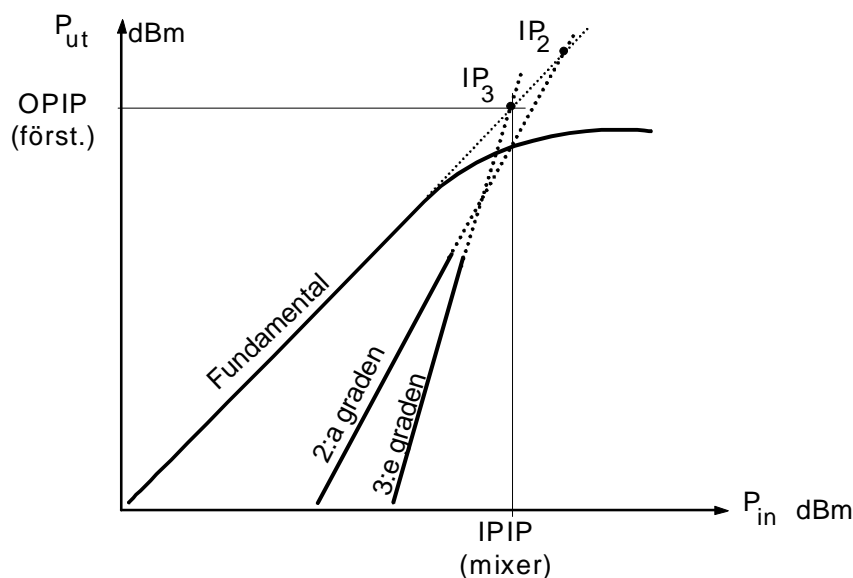
Två RF-signaler blandas tillsammans med en LO-signal och ger ett stort antal blandprodukter.

$$f = (\pm M \cdot f_1 \pm N \cdot f_2) \pm f_{LO}$$

1:a graden = fundamental	$M + N = 1$	
2:a gradens blandprodukter	$M + N = 2$	
3:e gradens blandprodukter	$M + N = 3$	o.s.v.

I en balanserad koppling blir 2:a gradens blandprodukter undertryckta. 3:e gradens intermodulation blir inte undertryckt, dessutom hamnar den inom MF-bandbredden och kan då inte heller filtreras bort.

Intercept Point

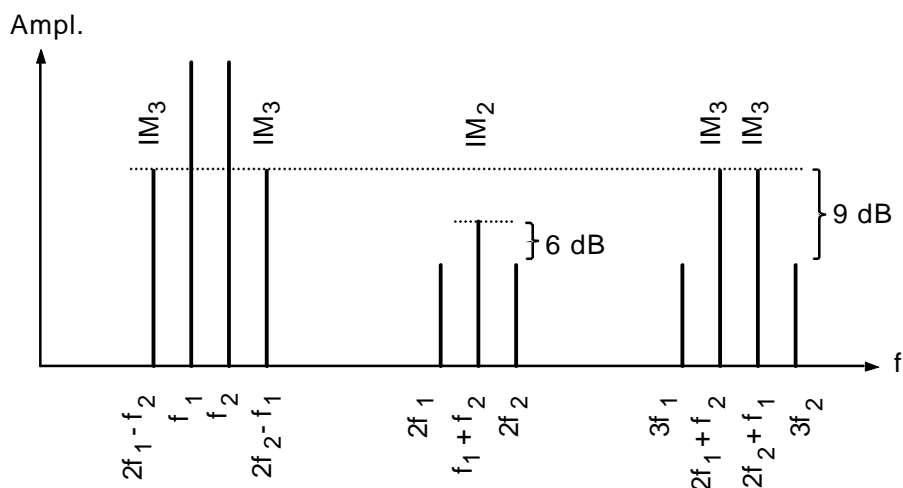


Om kurvorna förlängs uppåt kommer de att skära varandra. Denna skärningspunkt (Intercept Point) är ett mått på hur stora IM-produkterna är. Utsignalen kan naturligtvis inte uppnå denna nivå eftersom den begränsas av LO-amplituden. Man får mäta upp blandprodukten vid liten signalnivå och förlänga med raka linjer. Den viktigaste skärningspunkten är den med 3:e gradens tvåtons IM. Andra linjer har vanligen andra skärningspunkter.

En förstärkare anges vanligen med den nivå på utgången som skärningspunkten motsvarar. (OPIP = Output Intercept Point)

En mixer kan däremot vara angiven med den nivå på ingången som motsvarar skärningspunkten (IPIP = Input Intercept Point). På det sättet får man en Intercept Point av största nivå och det ser snyggt ut i databladen. Samma sak gäller för andra komponenter som har förluster.

Jämförelse med övertoner



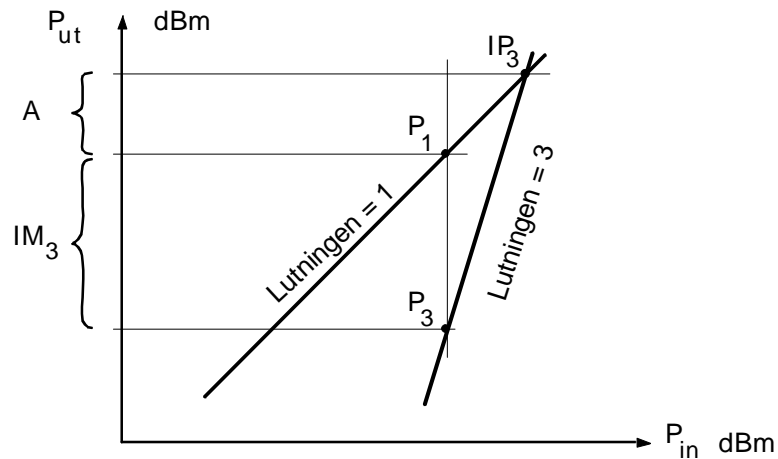
I ett mycket bredbandigt system kan man mäta övertonernas storlek och sedan uppskatta storleken på eventuella blandprodukter. Andra gradens blandprodukter har dubbelt så stor amplitud som andra övertonen, dvs 6 dB större. Tredje gradens blandprodukter har 3 gånger så stor amplitud som 3:e övertonen, dvs 9,5 dB större.

Avvikelser från databladen

I databladen anges IP (intercept point) och IM (intermodulation) med endast "typiska" värden. Det beror på att IM varierar med både frekvensen, belastningen och LO nivån.

Vid uppmätning placeras mixern i en väl anpassad omgivning, helst med mycket bredbandiga dämpsatser på alla tre portarna. När sedan mixern används har den ofta filter på in- och utgång. Icke önskade blandprodukter kan då reflekteras tillbaka till mixern och ge nya blandprodukter, som man kanske inte hade förväntat sig.

Beräkningar



Om skärningspunkten (Intercept Point) är angiven, kan man lätt räkna ut hur stort IM-förhållandet är vid olika nivåer på insignalen. När man beräknar storleken på blandprodukterna som alstras i mixern, så är det naturligtvis Intercept Point på utgången som är av intresse.

$$IM_3 = 2 \cdot (IP_3 - P_1) \quad \text{dBc}$$

Man kan också starta vid en uppmätt nivå på blandprodukten och beräkna Intercept Point (IP₃).

$$P_1 - P_3 = 2 \cdot A$$

dvs

$$A = \frac{P_1 - P_3}{2}$$

$$IP_3 = P_1 + \frac{P_1 - P_3}{2} \quad \text{dBm}$$

Generellt för olika blandprodukter, dvs lutningar, kan man skriva:

$$IM_n = (n-1) (IP_n - P_1) \quad \text{dBc}$$

$$IP_n = P_1 + \frac{P_1 - P_n}{n-1} \quad \text{dBm}$$

De två RF-signalerna behöver nödvändigtvis inte vara lika stora. Vid beräkning av IM får man då göra en avvägning mellan de två signalamplituderna. Tredje gradens blandprodukter kommer vanligen från

$$2 \cdot f_1 - f_2$$

IM varierar alltså 2 dB för varje dB av den signal som dubblas. Den signal som används i grundton ger 1 dB IM-variation per dB. Om båda signalerna varierar 1 dB ändras IM 3 dB.

Om bara f_1 ändras 1 dB, ändras $(2f_1 - f_2)$ produkten 2 dB och $(2f_2 - f_1)$ produkten 1 dB.

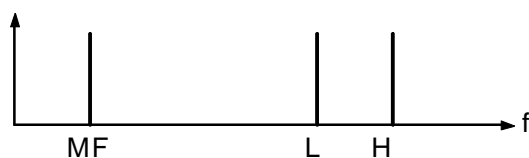
Om starka signalen är X dBm och den svaga signalen Y dBm blir den ekvivalenta amplituden:

$$Z = \frac{1}{3} (2X + Y)$$

Om man räknar med två lika stora signaler med effekten Z så får man en ekvivalent IM-distorsion. Den verkliga IM är då mindre än eller lika stor som den beräknade.

Spur Chart

En spur-chart är ett grafiskt hjälpmedel för att identifiera vilka icke önskade blandprodukter (spurious) som bildas vid blandning.

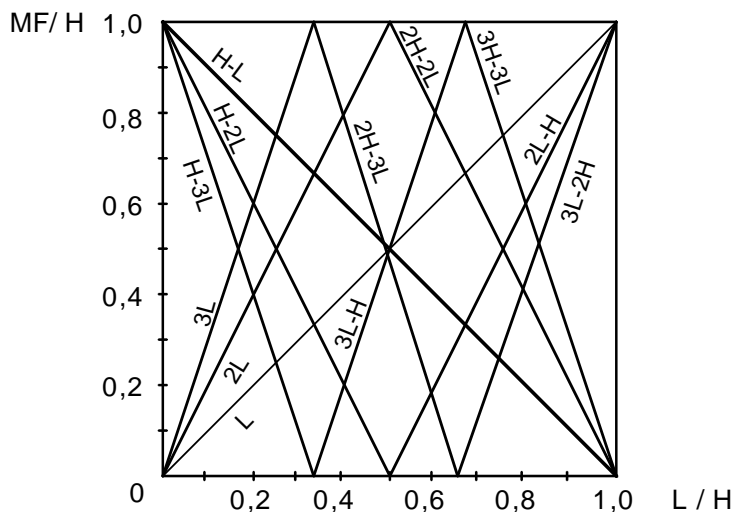


L och H är den låga respektive höga frekvensen som blandas. MF är skillnadsfrekvensen. MF respektive L är alltid mindre än H. För att få ett generellt diagram normeras de till H.

$\frac{L}{H}$ varierar från 0 till 1

$\frac{MF}{H}$ varierar då från 1 till 0

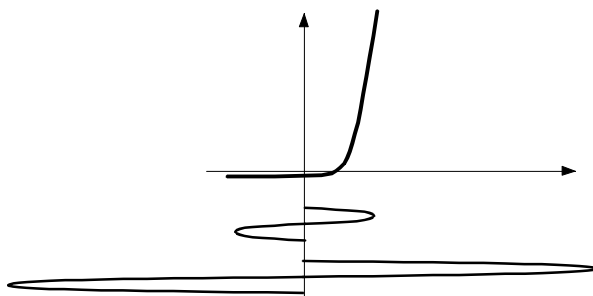
Det som nu är intressant är alla de intermodulationsprodukter som kan bildas mellan de två insignalerna.



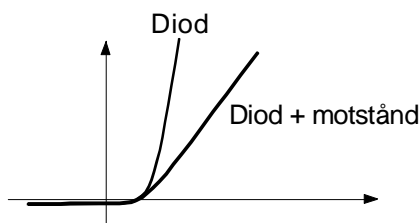
Den önskade skillnadsfrekvensen (H-L) och L väljs där inga andra blandprodukter korsar linjen. Högre graders blandprodukter kan också ritas ut, men de är av allt mindre amplitud. Vid större MF-bandbredd får man se till att åtminstone de starkaste IM-produkterna är utanför bandet.

Förbättring av IM vid små signaler

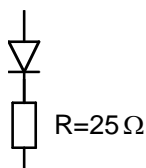
Blandaren switchas vanligen med LO-signalen. Men eftersom LO-signalen är sinusformad så passerar den diodkurvans olinjära område två gånger per period. Dessa tidsintervall är visserligen mycket korta i förhållande till periodtiden, men medelvärdet av IM under hela perioden blir ändå tillräckligt störande.



Genom att öka LO-effekten kommer dioden att tillbringa kortare tid i det olinjära övergångsområdet. Högre LO-effekt medför alltså lägre IM. Högre gradtal på diodkurvan, dvs kraftigare olinjäritet, medför större IM-produkter. Genom att koppla ett motstånd i serie med dioden, så minskas denna inverkan.



Serieresistansen minskar IM med ungefär 0,3 dB/ohm. Det betyder 7,5 dB förbättring av IM med ett 25 ohm motstånd i serie.



Nackdelen med att koppla motstånd i serie med dioden är att blandarens förluster (CL) ökar. Men det rör sig endast om 0,5 - 1,0 dB skillnad. Dynamikområdet blir åtminstone större. Ibland kopplas istället två dioder i serie. IM-förbättringen vid små signaler kommer då endast från seriediодens resistans. Ett motstånd ger alltså bättre IM-förhållande vid små signaler.

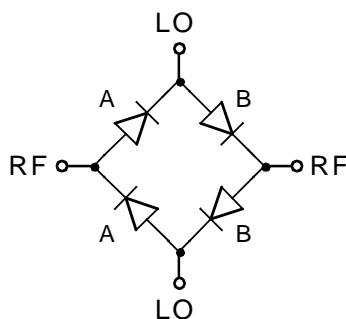
Förbättring av IM vid stora signaler

När effekten på RF-signalen ökar, kommer den så småningom upp till en nivå där den påverkar själva switchförloppet. Då LO-signalen förspänner dioden i backriktningen, kommer RF-signalen att driva dioden ledande. Och när dioden ska vara ledande, driver RF-signalen dioden i backriktningen. Blandaren uppnår mättnadsnivån, och CL ökar kraftigt. En blandare med högre mättnadsnivå har också högre IP (intercept point). Det innebär i sin tur lägre IM-produkter.



Genom att använda blandarkopplingar med fler dioder, så kommer RF-effekten att fördelas. Två dioder får halva effekten var, dvs totala effekten kan ökas med 3 dB. Det är samma sak som att mättnadsnivån ökar 3 dB.

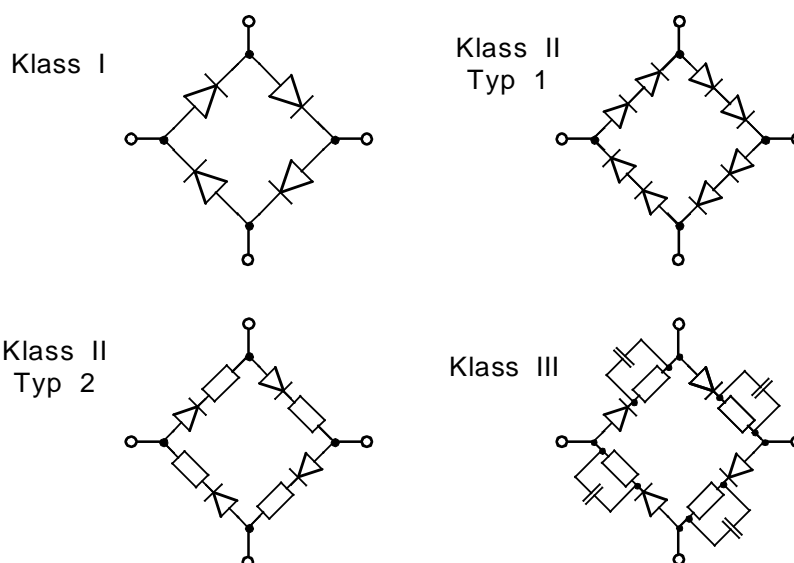
Fyra dioder har således 6 dB högre mättnadsnivå. Nackdelen är att även LO-effekten måste höjas.



Då fyra dioder används kopplas de oftast i en ring. Mixern är då kopplad som en dubbelbalanserad blandare.

LO-signalen kommer att växelvis driva dioderna A respektive B i framriktningen. När exempelvis A dioderna är ledande, så är B dioderna förspända i backriktningen. Men storleken på backspänningen är endast diodspänningsfallet från de ledande dioderna. Man vinner alltså inte så mycket på att öka LO-effekten.

Man kan öka spänningsfallet i framriktningen genom att seriekoppla varje diod med en resistans eller med ytterligare en diod. Diodkretsarna indelas i olika klasser beroende på hur seriekopplingen utförs.



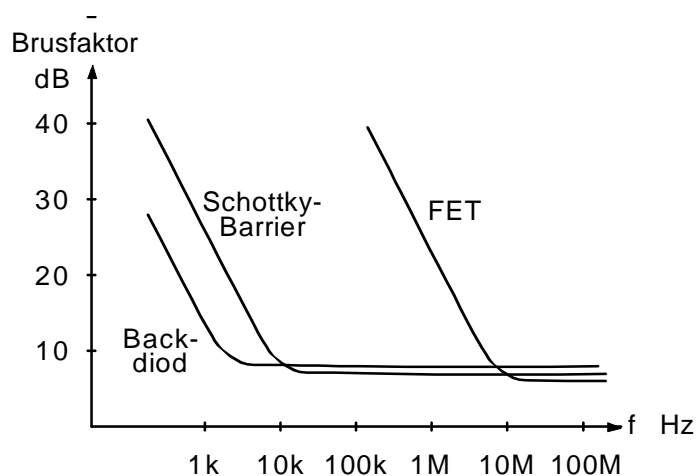
Klass-III mixern har den högsta IP, dvs de minsta IM. Här är varje resistans parallellkopplad med en kondensator. Kondensatorn laddas upp till ett DC-medelvärde då dioden leder. Denna spänning över kondensatorn hjälper till att backförspänna dioden då LO-signalen ändrar riktning. Dessutom kommer RF-signalen att kopplas förbi motståndet. Det betyder att förlusterna hålls nere så mycket som möjligt.

Genom att använda Schottky-dioder med extra hög barriär, så blir diodspänningen i framriktningen högre. Mättnadsnivån ökar visserligen men IM blir sämre, även vid låga nivåer. Det beror på att dioder med hög barriär vanligen har ett skarpare knä i ström/spännings kurvan, dvs kraftigare olinjäritet.

Jämförelse mellan olika mixerdiöder

Schottky-dioden är den blandardiod som ger den lägsta brusfaktorn. Brusfaktorn varierar starkt med LO-effekten. Det krävs ca 0 dBm för att få lägsta brusfaktor. Backdioden behöver bara ca -5 dBm för att vara som bäst, men brusfaktorn är ändå sämre än för Schottky-dioden.

MF-impedansen varierar också med LO-effekten. Backdiodens MF-impedans är mycket låg (75Ω). Schottky-dioden har en högre MF-impedans (100 - 500 Ω). Vid byte av diodtyp kan man alltså få trimma om anpassningen.



Mixerns brusfaktor beror också på valet av MF. Vid tillräckligt låga frekvenser börjar $1/f$ bruset göra sig gällande. Den frekvens där $1/f$ bruset överstiger det vita bruset är olika för de olika diodtyperna. Backdioden har det lägsta brus-hörnet (noise corner) och är alltså lämpligast då extremt låg MF används. För backdioden varierar $1/f$ bruset mer som $1/f^{1.5}$

GaAs diöder har högre cut-off frekvens än kisel. De har högre impedans (vid samma storlek) och högre genombrottsänning. Schottky-diod i kisel har däremot lägre $1/f$ brus än GaAs. Brushörnet är ca 100 kHz för kisel och 500 kHz för GaAs.

När diödens area minskar, för att minska kapacitansen, så ökar istället serie-resistansen. En viss storlek ger minsta CL för en given frekvens. Vid högre frekvens sker min CL för allt mindre diodarea. Man bör välja en diod som är så stor som möjligt och ändå går att anpassa inom aktuellt frekvensområde (på X-bandet $R_s < 10 \Omega$ och $C_j < 0,3 \text{ pF}$).

8. Blandning med övertoner

Harmonisk mixer

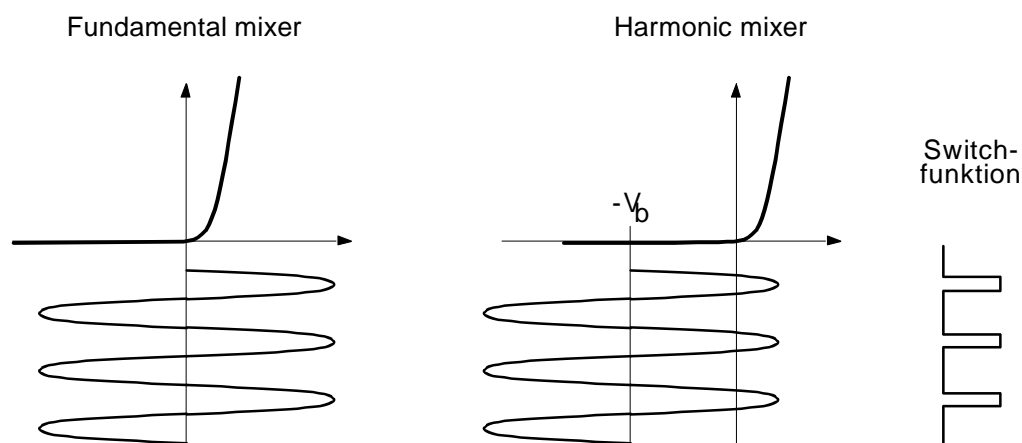
I en fundamental mixer utnyttjas blandfrekvensen

$$f_{MF} = f_{LO} \pm f_{RF}$$

Man kan också utnyttja de övertoner som bildas av LO-signalen i mixerdioden.

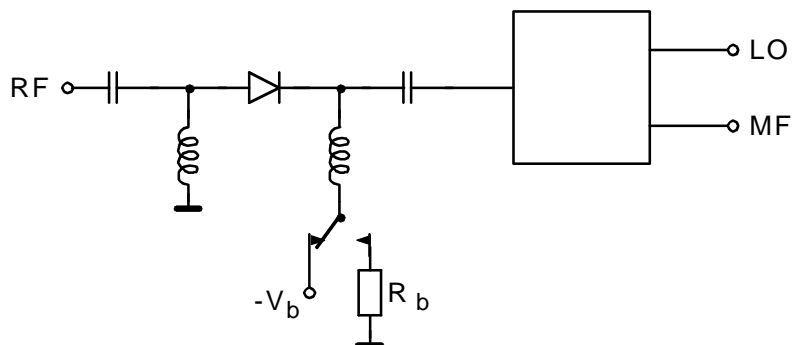
$$f_{MF} = n \cdot f_{LO} \pm f_{RF}$$

Övertonerna alstras av diodens olinjäritet. Dioden befinner sig i sitt olinjära område de tidsintervall LO-signalen ändrar riktning.



Genom att förspänna dioden i backriktningen så kommer dioden att tillbringa större tid i sitt olinjära område. Medelvärdet av övertonsalstringen blir alltså större.

Betraktar man switchfunktionen så är den inte längre symmetrisk. Den innehåller alltså både jämna och udda övertoner.



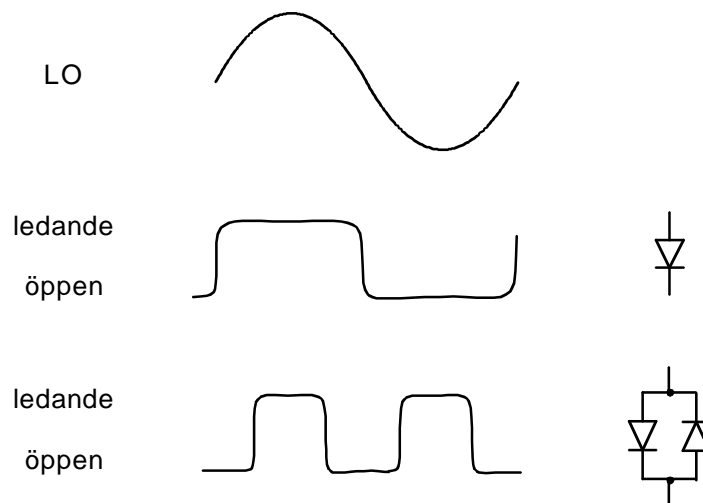
Ett enkelt sätt att åstadkomma förspänning är att utnyttja den likriktade strömmen. Med ett variabelt motstånd i DC-återgången kan man få den önskade förspänningen.

Harmonic mixer är ett enkelt och billigt sätt att täcka ett mycket stort frekvensområde. Men för varje högre överton blir signalnivån lägre. Det betyder allt sämre känslighet och allt mindre dynamikområde. CL kan vara 30 dB för frekvenser över 40 GHz.

En annan nackdel är att eftersom varje överton ger blandprodukter, så kan det vara mycket svårt att få någon vettig översikt över spektrat. Speciellt för spektrumanalyser på mm-våg, där det inte finns något svept förselektionsfilter.

Subharmonisk mixer

LO-signalen switchar en mixerdiöd så att diöden ena halvperioden är ledande och andra halvperioden öppen. Om man parallellkopplar två diöder åt var sitt håll, så kommer den ena diöden att leda under ena halvperioden, och den andra diöden leder andra halvperioden. Men då LO-signalen passerar noll så kommer ingen av diöderna att vara ledande. Diöderna leder ju inte förrän knäspänningen har uppnåtts.

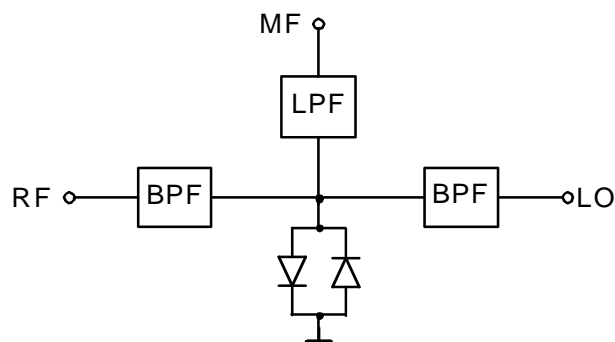


Man får sålunda en switchning ledande-öppen två gånger per LO-period. Resultatet är att mixern blandar med dubbla LO-frekvensen istället för den inmatade LO-frekvensen. Nivån på LO-signalen ställs in så att diöderna befinner sig i det spärrande området lika länge som i det ledande. Switchfunktionen blir då symmetrisk och optimalt inställd för $2 \cdot f_{LO}$. Högre LO-signal ger osymmetrisk våg, dvs blandprodukter med $4 \cdot f_{LO}$ också.

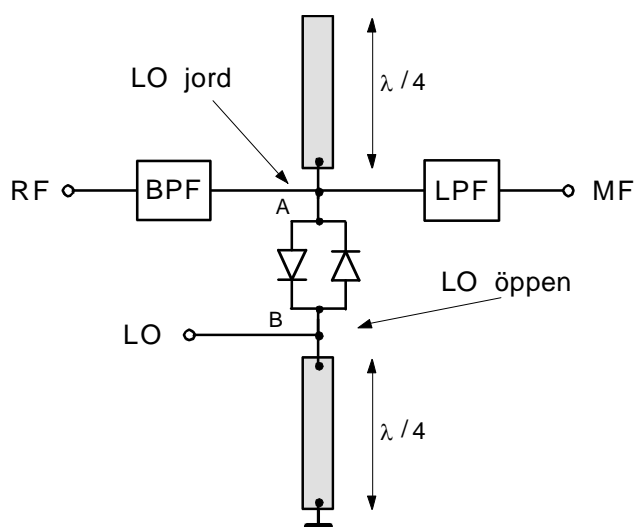
Den subharmoniska mixern har en CL nästan lika liten som för fundamentala mixern. Vid 40 GHz har man uppnått 9,5 dB CL. En harmonisk mixer förlorar däremot en hel del effekt till sidbanden runt grundfrekvensen. Brusfaktorn för subharmonisk mixer blir ca 8 dB SSB vid 100 GHz.

Den största fördelen med en subharmonisk mixer är att man kan använda en LO på halva frekvensen. En oscillator på mikrovåg är billigare än en på mm-våg. Dessutom kan man kanske använda befintligt system vid utvidgning av frekvensområdet.

För frekvenser uppåt 100 GHz är det säkrast att tillverka båda diöderna på samma chip. Diöderna har en diameter på ca 2 μm och slingan runt diöderna kan vara så liten som 125 μm .



De olika frekvenserna ligger så långt ifrån varandra att det är lätt att separera de olika portarna med filter. Dioderna är här anslutna direkt till jord. Alternativt kan jordningen ske med stubbar. LO kan då anslutas från andra hållet.



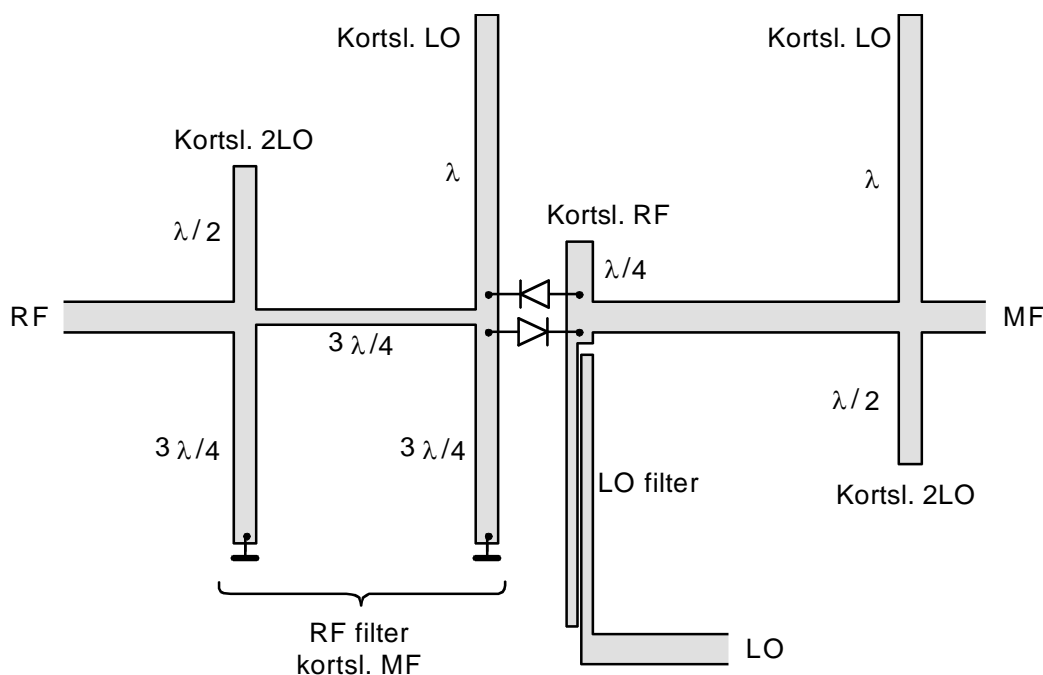
Stubbarna är en kvarts våglängd långa för LO-frekvensen. Punkt A är kortsluten till jord, och punkt B är höghmrig för LO.

Vid punkt B är dioderna kortslutna för den dubbelt så höga RF-signalen. Stubbarna blir nämligen en halv våglängd för RF-signalerna. Även den mycket låga MF-frekvensen blir kortsluten i punkt B.

Alla tre portarna blir alltså anslutna tvärs över dioderna.

Subharmonisk x4 mixer

En subharmonisk mixer blandar bara med jämna övertoner. Grundtonen och 3:e övertonen är undertryckta. Med en reaktiv avslutning på dubbla frekvensens blandprodukter får man en mycket effektiv blandning med 4:e övertonen.



Stubbarna är angivna i förhållande till RF-signalen. RF-signalen kan ta sig fram till dioderna. Andra sidan av dioderna är kortslutna till jord med en RF-stubbe.

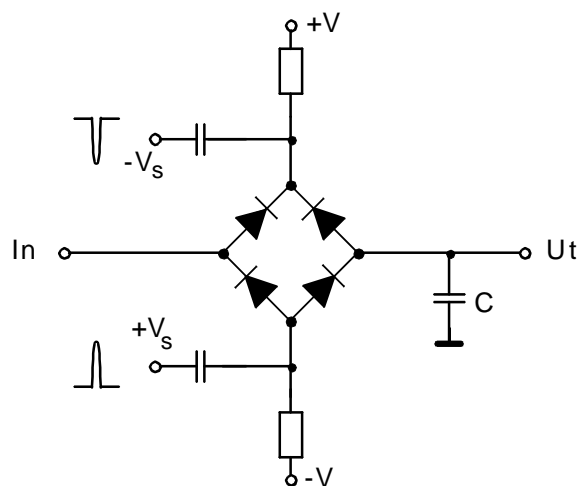
LO matar från andra sidan. Diodernas vänstra sida är kortsluten med en stubbe som är λ lång för RF-signalen, dvs $\lambda/4$ för LO. MF-utgången har också stubbar som kortsluter LO-signalen och dess dubbla frekvens. Med stubbarna för dubbla LO förhindras blandning med dubbla LO. Det kan förbättra CL med flera dB.

MF-signalen kan endast nå MF-utgången. Den vänstra sidan av dioderna är kortsluten med hjälp av RF-filtret.

En 60 GHz mixer med 15 GHz LO ger CL = 14 dB. En 40 GHz mixer med 10 GHz LO ger CL = 9 dB.

Samplers

En sampler är en switch som styrs av en mycket kort puls. Ett mycket kort avsnitt av RF perioden (ett sampel) kopplas till utgången.

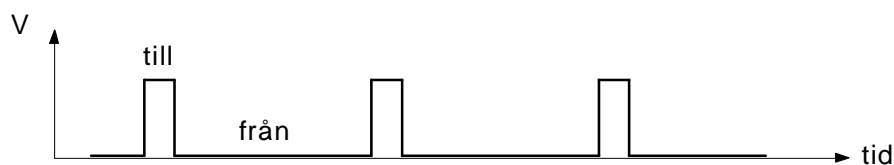


Dioderna är normalt förspända i backriktningen. Insignalen kan då inte koppla till utgången. Insignalen får alltså inte vara så stor att dioderna börjar leda. Samplingspulserna förspänner dioderna ett kort ögonblick i framriktningen. När dioderna är ledande kopplas insignalen till kondensatorn på utgången. Kondensatorn laddas upp till det värde som RF-signalen har vid samplingen. Kondensatorn behåller spänningen till nästa samplingspuls. Om frekvenserna är olika, får man sampel av olika delar av RF perioden. Utsignalen varierar då efter skillnadsfrekvensen.

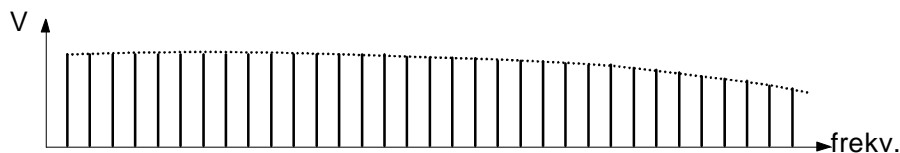
Balansering

I princip hade man kunnat switcha med bara en diod. Men det behövs en balanserad krets för att förhindra att samplingspulserna kopplas till utgången (kick out). För bästa undertryckning av samplingspulserna ska dioderna vara matchade. Dessutom ska samplingsspänningarna vara lika stora och med motsatt polaritet. Samplingspulserna blir då undertryckta mer än 35 dB.

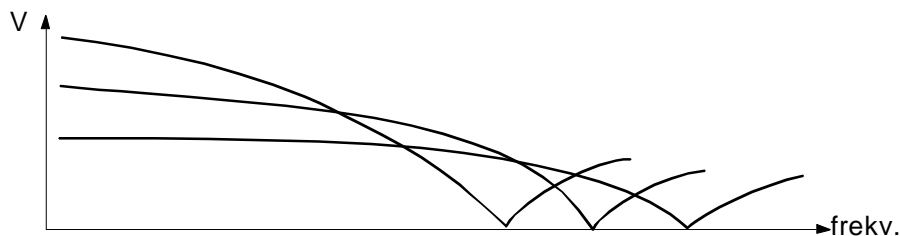
Spektra



Switchfunktionen består av mycket korta pulser, dvs en mycket osymmetrisk fyrkantvåg.

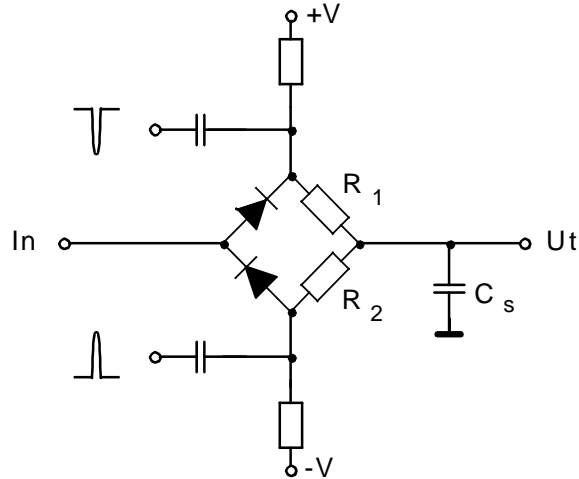


Den innehåller därför ett mycket stort antal övertoner, både udda och jämna. Detta kamspektrum avtar i amplitud så småningom, men om pulserna är mycket korta (50 ps), så täcks hela mikrovågsområdet med övertoner.



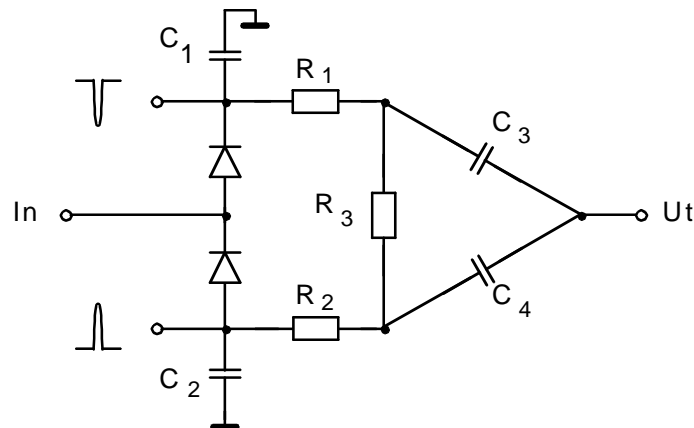
Ju kortare puls, desto bredare blir frekvensspektrat. Men ju kortare del av RF-signalen som samplas, desto större förluster får man. Samplern kan få 36 dB Conversion Loss vid 1 GHz och 42 dB vid 20 GHz

Samplers med två dioder



Två dioder räcker för att få en balanserad sampler. Men resistanserna R_1 och R_2 gör att det tar lång tid att ladda upp samplingskondensatorn C_s . Det ger dålig verkningsgrad, dvs stora förluster (Conversion Loss).

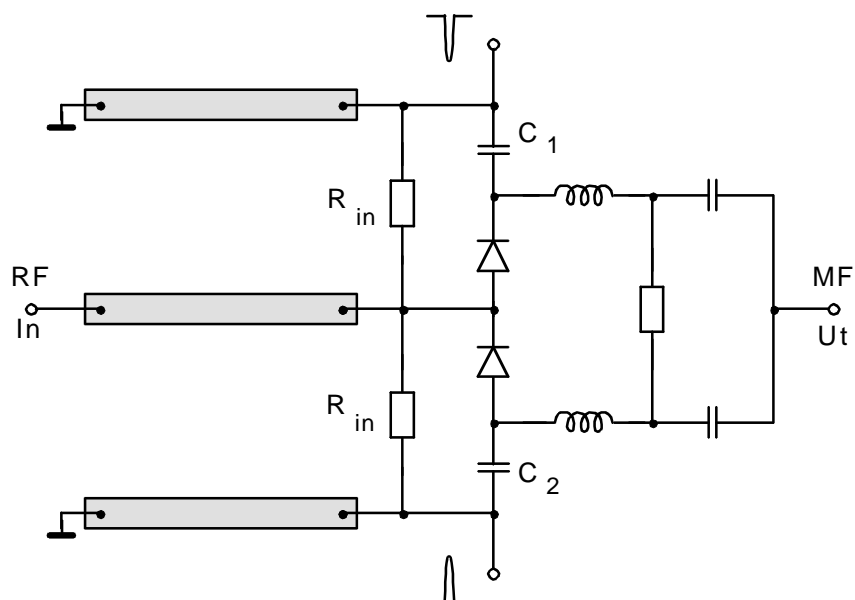
Man får en snabbare uppladdning om man placerar kondensatorn framför motstånden.



Under samplings tiden laddas kondensatorerna C_1 och C_2 upp av inkommande RF-signal. Dessa spänningar sammansätts i utgången via kondensatorerna C_3 och C_4 . Samplingskondensatorerna C_1 och C_2 laddas alltså snabbt upp till RF-nivån. Efter samplings tiden finns det gott om tid att överföra den spänningen till utgången.

Läckaget genom R_1 , R_2 och R_3 alstrar en DC-förspänning över dioderna. Samplingspulserna måste överstiga denna backförspänning. Med resistanserna, dvs DC-förspänningarna, kan man justera samplings tiden något.

Kortare samplingspuls



RF-signalen matar dioderna via en coplanar ledning. Motstånden R_{in} förbättrar anpassningen på RF-ingången. De balanserade samplingspulserna ansluts på andra sidan av samplingskondensatorerna.

Samplingspulserna gör dioderna ledande. Men pulserna kommer också att vandra längs de två stripledarna. Den bortre änden är kortsluten till jord. Pulsen reflekteras i motfas, dvs vänder tecken. När de vända pulserna kommer tillbaka, blir dioderna förspända i backriktningen.

Det är alltså ledningarnas längd som bestämmer när samplingen ska ta slut. Det går att få samplingsintervall som är mycket kortare än de samplingspulser som man kan åstadkomma.

På så sätt kan man nå högre upp i frekvens, upp till 40 GHz med måttliga förluster. En annan fördel är att mixern blir mindre kritisk för pulsgenerators parametrar.

Pulsgenerator

Pulsgeneratorn kan bestå av två pulståg, den ena fördröjd en liten aning. Sen sammansätts pulstågen i en ”eller”-krets. Det ger en puls så kort som fördröjningen. I praktiken begränsat av de digitala kretsarna till ett par hundra ps. En Step-Recovery diod kan alstra pulser så korta som 70 ps. Ännu kortare pulser alstras med olinjära ledningar. Det kan ge ca 3 Ps korta pulser.

Användning

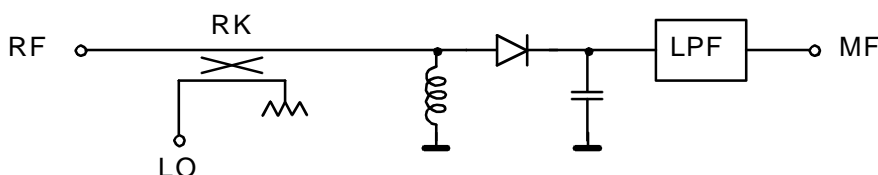
Samplern fungerar som en harmonic mixer med en mycket stor övertonshalt. Svårigheten är att avgöra vilken överton som aktuell MF-signal har kommit ifrån. Speciellt besvärligt är det om det finns många olika mikrovågssignaler samtidigt.

För att avgöra vilken överton det är fråga om så förskjuts lokaloscillatorn Δf . Sen observerar man hur mycket MF-signalen förskjuts, $M \cdot \Delta f$. Insignalen har då blandats med övertonen nummer M .

Samplern kan användas till frekvensräknare, samplingsoscilloscope, synthesizer och nätverksanalysator. Dvs i mätinstrument med mycket stor frekvenstäckning, där man har kontroll över övertonsblandningen. Det finns samplingsoscilloscope med en bandbredd på 6 GHz i realtid (20 Gsample/sek). Med en undersampling på 200 ksample/sek går det att få en bandbredd på 70 GHz.

9. Enkel blandare

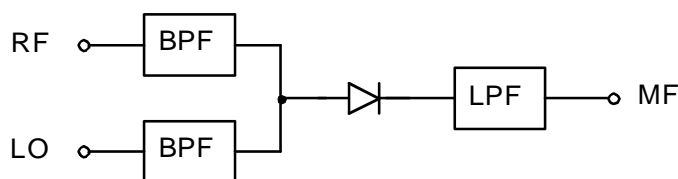
Den enklaste blandaren består av en enda diod, som avslutar en RF-ledning. LO-signalen kopplas till RF-ledningen genom en riktkopplare.



Anpassningen på RF-ledningen bestäms direkt av diodens VSWR. Eventuellt kan en anpassningskrets användas framför dioden. Isolationen mellan LO och RF är direkt beroende på anpassningen. Hög isolation är viktig för att inte LO-effekten ska sändas ut från mottagarens antenn eller läcka till annan del av systemet.

MF-signalen kopplas ut från dioden genom ett lågpasfilter. En RF-avkoppling sluter RF-kretsen. Dessutom behövs ett högpasfilter på RF-sidan, för att inte MF-signalen ska belastas åt det hållet. MF-signalen kortsluts här med en RF-drossel. Denna drossel ger också dioden en DC-återgång.

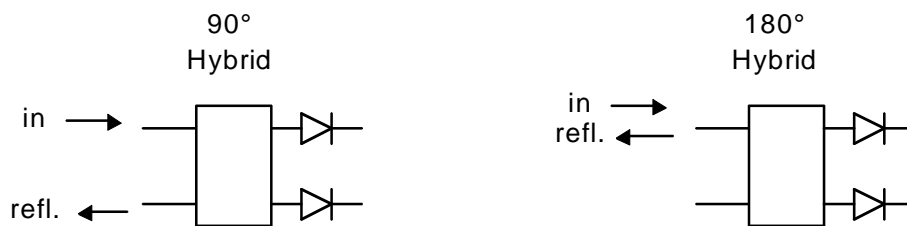
Filtreringen gör att MF-signalen alltid måste vara lägre än RF- och LO-frekvenserna. Däremot kan RF och LO ha överlappande frekvensområden. En riktkopplare ska ju ha låg dämpning av RF-signalen. Det betyder låga förluster (Conversion Loss). Men det betyder också hög dämpning av den kopplade LO-signalen. Vanligen används 10 dB riktkopplare. LO-signalen kommer alltså att dämpas 10 dB.



Ett annat sätt att särskilja RF- och LO-signalerna är att använda filter. Man kan då klara sig med en lägre LO-effekt. Nackdelen är att RF och LO inte kan ha överlappande frekvensområden.

10. Balanserad blandare

En balanserad blandare består av en hybrid som kopplar LO och RF till två matchade dioder. Med en balanserad blandare kan man förbättra VSWR, isolation och IM.



Om de båda dioderna är matchade, kommer de reflekterade signalerna att sammansättas i LO-porten för 90° hybriden. För en 180° hybrid sammansätts signalerna i RF-porten. Man kan alltså välja mellan lågt VSWR (90° hybrid) eller hög LO isolation (180° hybrid).

MF-utgång

Insignalerna har också ett visst fasläge:

$$RF = V_{RF} \sin(\omega_{RF}t + \Phi_{RF})$$

$$LO = V_{LO} \sin(\omega_{LO}t + \Phi_{LO})$$

Vid blandning bildas summan och skillnaden av hela uttrycken inom parenteserna. Om MF-signalen är skillnadsfrekvensen $LO - RF$, får MF-signalen vinkeln:

$$(\omega_{LO}t + \Phi_{LO}) - (\omega_{RF}t + \Phi_{RF})$$

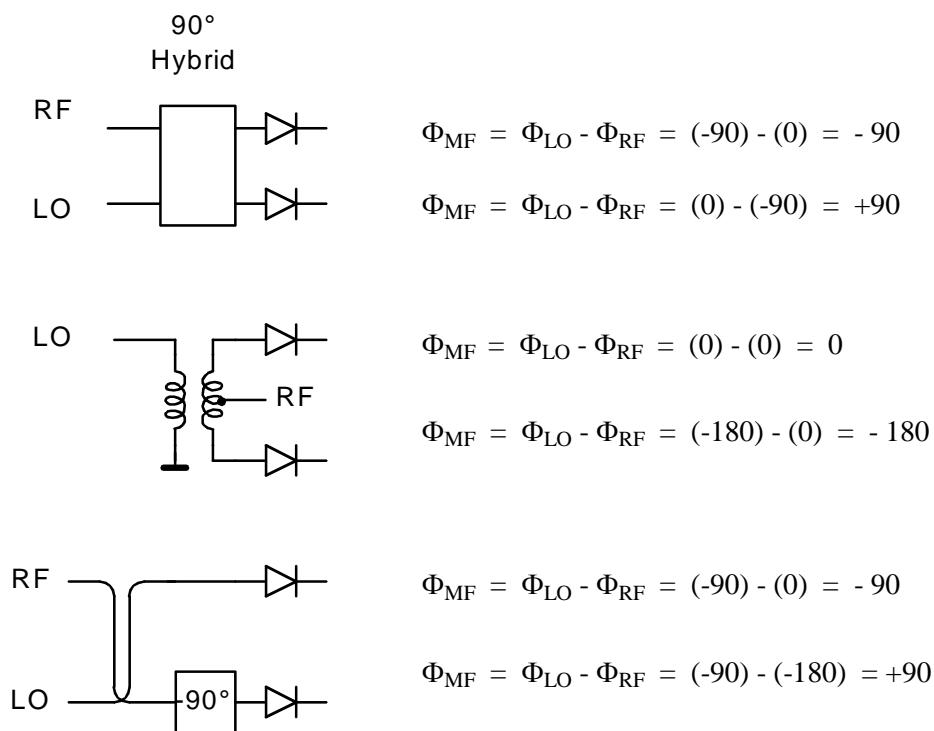
eller

$$(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + (\Phi_{LO} - \Phi_{RF})$$

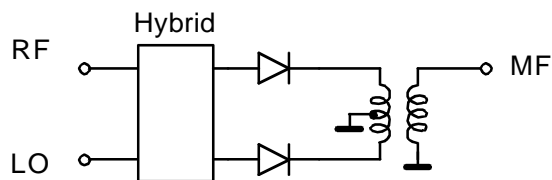
$$\underbrace{\hspace{1.5cm}}_{\omega_{MF}} \quad \underbrace{\hspace{1.5cm}}_{\Phi_{MF}}$$

Fasen följer alltså med vid blandningen. Skillnadsfrekvensen får skillnadsfasen.

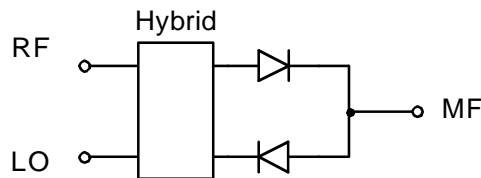
Faslägena på de två MF-utgångarna bestäms också av vilken typ av hybrid som använts.



Gemensamt för samtliga hybrider är att de två MF-signalerna ligger i motfas. De balanserade MF-signalerna kan kombineras i en MF-transformator (balun-transformator).



Alternativt kan ena dioden vändas. Utsignalerna kommer då att ligga i fas, och kan direkt kopplas ihop. De båda diodernas DC-komponenter kommer däremot att vara motriktade och ta ut varandra. Det blir alltså ingen likspänning på MF-utgången.



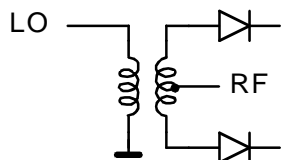
Som för den enkla blandaren måste MF-signalen skiljas från de högre frekvenserna med hjälp av filter. Det betyder att MF-signalen alltid har lägre frekvens än RF och LO.

Intermodulation

Den balanserade blandaren har en undertryckning av de jämna övertonerna från LO. Dubbla frekvensen kommer från den kvadratiske termen. Tar vi med fasen blir det:

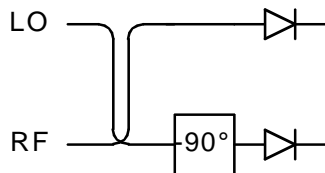
$$\sin^2(\omega t + \Phi) = \frac{1}{2} [1 - \cos(2\omega t + 2\Phi)]$$

Den dubbla frekvensen har alltså dubbla fasen.



$$\Phi_{MF} = 2 \cdot \Phi_{LO} - \Phi_{RF} = 2(0) - (0) = 0$$

$$\Phi_{MF} = 2 \cdot \Phi_{LO} - \Phi_{RF} = 2(-180) - (0) = -360$$



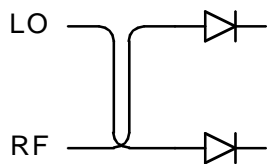
$$\Phi_{MF} = 2 \cdot \Phi_{LO} - \Phi_{RF} = 2(0) - (-90) = +90$$

$$\Phi_{MF} = 2 \cdot \Phi_{LO} - \Phi_{RF} = 2(-180) - (-90) = +90$$

Till skillnad från den önskade MF-signalen, så ligger de båda IM-produkterna i fas. De tar således ut varandra i den efterföljande transformatorn. Samma sak gäller alla andra jämna övertoner.

Man skulle också kunna byta plats på LO- och RF-signalerna. Det skulle då vara RF-signalen som delades 180°. Den kopplingen undertrycker istället RF-signalens jämna övertoner. Men eftersom alltid LO-signalen är den största så är det lämpligare att undertrycka dess övertoner.

För båda hybridkopplingarna gäller det att undertryckningen beror på balanseringen i hybriden samt matchningen av dioderna. I den balanserade blandaren kommer det dessutom att skapas mindre IM-produkter på grund av att RF-signalen fördelas på fler dioder. Varje diod får ju bara hälften så mycket effekt som vad en enkel blandares diod skulle få.



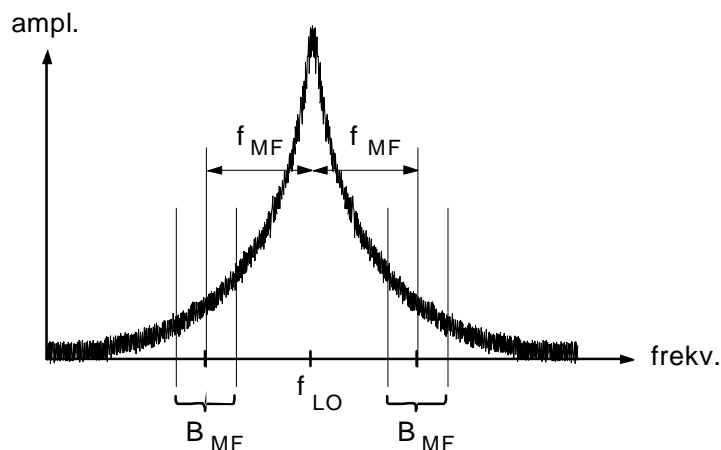
$$\Phi_{MF} = 2 \cdot \Phi_{LO} - \Phi_{RF} = 2(0) - (-90) = +90$$

$$\Phi_{MF} = 2 \cdot \Phi_{LO} - \Phi_{RF} = 2(-90) - (0) = -180$$

En 90° koppling har ett mer komplicerat IM-förhållande. Blandprodukterna kommer varken i fas eller i motfas. Det blir varken full signal eller total undertryckning. Generellt har den en viss IM-undertryckning både på LO- och RF-signalerna.

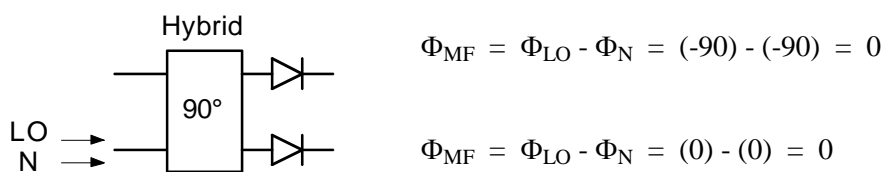
LO brus

I praktiken har alla oscillatorer en viss variation av frekvens och amplitud. AM-variationerna ger upphov till sidband i spektrat. Eftersom variationerna är slumpmässiga så kan sidbanden betraktas som brusspektra.



På MF avstånd från LO (på båda sidor) finns det en viss bruseffekt. Detta brus blandas med LO och tillförs MF-signalen. Den totala brusfaktorn ökar alltså.

Brustillskottet kan minskas genom att välja en hög mellanfrekvens. Ett annat sätt att komma bort från LO-bruset är att använda en balanserad blandare. Den balanserade blandaren har nämligen en naturlig undertryckning av LO-bruset.



Fasvägen är lika lång för LO-bruset som för LO-signalen. Det betyder att denna MF-komponent har samma fasläge från de båda dioderna. Samma sak gäller oavsett om det är en 90° eller 180° hybrid. När sedan MF-signalerna kombineras i en balanserad transformator, kommer dessa brussignaler att ta ut varandra. Undertryckningen av bruset bestäms av balansen. Men balanspunkten för bruset behöver inte vara densamma som för lägsta IM. Brusundertryckningen är ca 10 - 20 dB.

LO-signalens AM-variationer kan först minskas med hårdlimitering. Sen undertrycks AM-bruset ytterligare i den balanserade mixern. Slumpmässiga frekvensvariationer (fasbrus) finns fortfarande kvar, och blandas ner till MF. Fasbruset kan man endast komma tillrätta med genom att angripa själva oscillatoren.

Istället för sammansättning i en differentialtransformator, kan man vända ena dioden och sammansätta i ett T-stycke. Det ger också en motkoppling av AM-bruset. En subharmonisk mixer använder också två motställda dioder, och undertrycker alltså LO-bruset.

Frekvensområde

Den enkla blandaren har ett mycket stort frekvensområde. I den balanserade blandaren är det främst hybriden som bestämmer frekvensområdet. 90° hybriden kan få mycket god fas- och amplitudbalans över oktav bandbredd. Även flera oktaver kan gå bra.

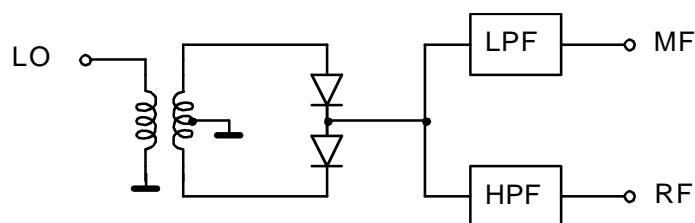
En 180° hybrid av typen rat-race blir ganska smalbandig (10-20 %). Vid större bandbredder är det lämpligare med kombinationen 90° Lange kopplare och 90° Schiffman fasskiftare.

Frekvensområdena för RF och LO kan överlappa varandra. Däremot måste MF-bandet ligga lägre än RF och LO eftersom MF separeras med filter.

Hybriderna tillverkas vanligen i strip-line eller micro-strip, men även vågledare förekommer. Frekvensområdet bestäms av dimensionerna. Det blir opraktiskt stora komponenter för frekvenser lägre än 1 GHz.

Balanserad Blandare för UHF

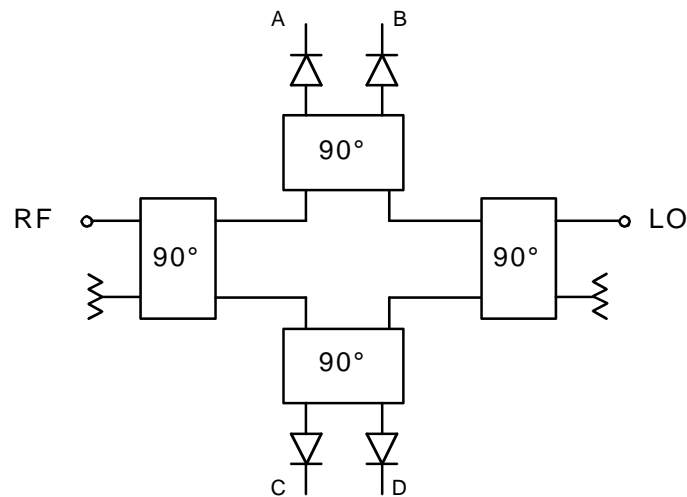
För frekvenser upp till 2 GHz kan man ganska enkelt få en 180° hybrid med hjälp av en transformator. Transformatorn lindas med några varv på en mycket liten toroidkärna. Den kan fungera på över en dekads frekvensområde.



RF-signalen kopplas lika till de båda dioderna. LO-signalen däremot matar dioderna i motfas. Den undre dioden matas från en transformatorlindning som är vänd upp och ner, dvs 180° vändning. Funktionen är alltså som för en 180° hybrid. RF och MF måste även här särskiljas med hjälp av filter. Alternativt kan MF-signalen tas ut på transformatorns mittuttag, men det ger ändå ingen isolation utan filter behövs. LO-RF isolationen är däremot hög. LO-signalen har ju en nollpunkt (virtuell jord) mellan dioderna.

11. Dubbelbalanserad blandare

Med den balanserade blandaren kunde man välja mellan bra VSWR eller bra LO-RF isolation (90° eller 180° hybrid). Om man vill att både VSWR och isolation ska vara bra, så kan man använda en dubbelbalanserad blandare.



Den grundar sin funktion på att man kopplar två lika komponenter (balanserade blandare) mellan två 90° hybrider. Den reflekterade signalen kommer att hamna i avslutningsmotståndet på ingångshybriden. Och den del som läcker igenom de lika komponenterna kommer att sammansättas i avslutningsmotståndet på andra sidan. Samma sak gäller både RF och LO.

MF-utgång

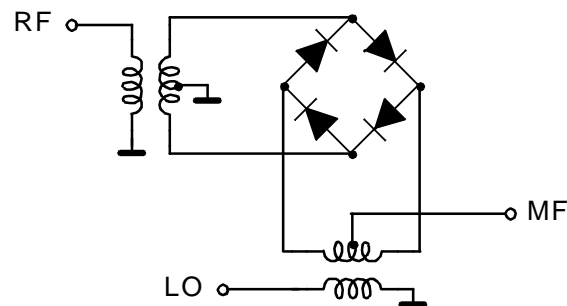
MF utgångarna kan kopplas ihop två och två, för att sedan driva en balanserad ledning eller en transformator. De kan också sammansättas i fas genom att vända ena dioden på respektive balanserade blandare. Sen kan alla fyra dioderna kopplas ihop till en gemensam utgång.

Men det behövs fortfarande ett filter för att separera MF från de högre frekvenserna, på samma sätt som för den balanserade blandaren.

Även den dubbelbalanserade blandaren ger undertryckning av de jämna övertonerna och dess blandprodukter, samt undertryckning av LO-bruset.

Dubbelbalanserad blandare för UHF

Upp till 2 GHz kan man använda trådlindade toroidtransformatorer. Här matar både LO och RF dioderna balanserat.



Switchfunktion

När LO är positiv leder de två övre dioderna. RF kan då kopplas från sekundär-lindningens övre del till utgången. När LO är negativ leder de två undre dioderna. RF kopplas då istället från sekundärens undre del. Eftersom transformatorlindningen är vänd 180° blir också RF-signalen vänd 180°. Eftersom LO switchar RF-signalens polaritet, är kretsen en blandare (mixer).

Isolation

På grund av symmetrin i ringen är RF och LO isolerade från varandra. MF tas ut på mittuttaget där LO är noll. MF och LO är därför också isolerade från varandra. Alltså är alla tre portarna isolerade. Eftersom de tre portarna är isolerade, behöver de inte separeras med filter. De kan alltså ha överlappande frekvensområden.

Intermodulation

Symmetrin ger en undertryckning av de jämna övertonerna på både LO och RF. Blandprodukterna av dessa jämna övertoner blir naturligtvis också undertryckta.

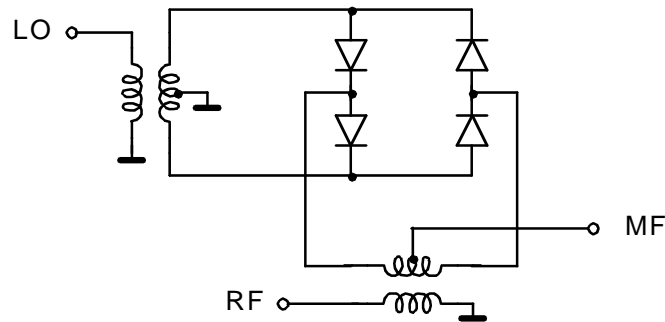
Eftersom effekten fördelas på fler dioder, så kan insignalen ökas i motsvarande grad, dvs dynamikområdet blir större. Nackdelen med många dioder är att även LO-effekten måste höjas.

MF-utgång

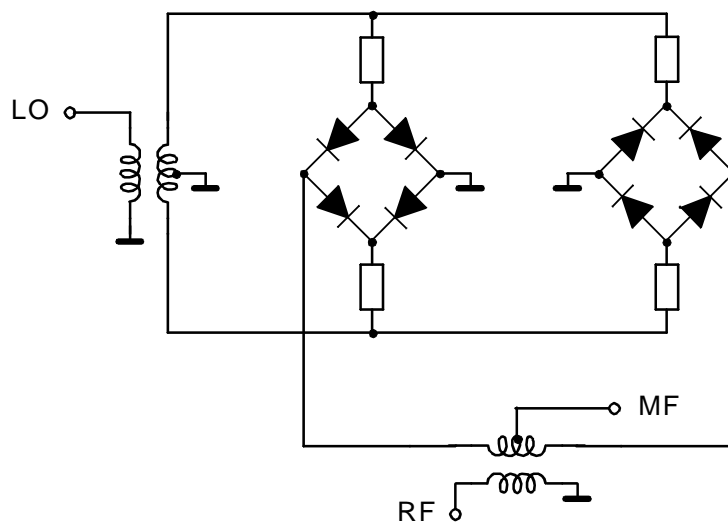
MF-signalen tas ut mellan de två mittuttagen. I det här fallet är RF-transformatorns mittuttag jordat, och signalen tas ut vid LO-transformatorn. Alternativt kunde man ha jordat vid LO och kopplat ut signalen vid RF.

Eftersom de tre portarna har överlappande frekvensområden kan man fritt välja vilken port som ska vara RF, LO respektive MF. Portarna kan väljas med hänsyn till t.ex. överhörningen (isolationen). Men en viktig skillnad är att det är bara en port som är DC-kopplad.

Högre IP3



Genom att rita om den dubbelbalanserade mixern kan man tydligare se hur LO switchar dioderna två och två. En nackdel med kretsen är att de två backförsända dioderna bara får så stor backspänning som spänningen över de fullt ledande dioderna.

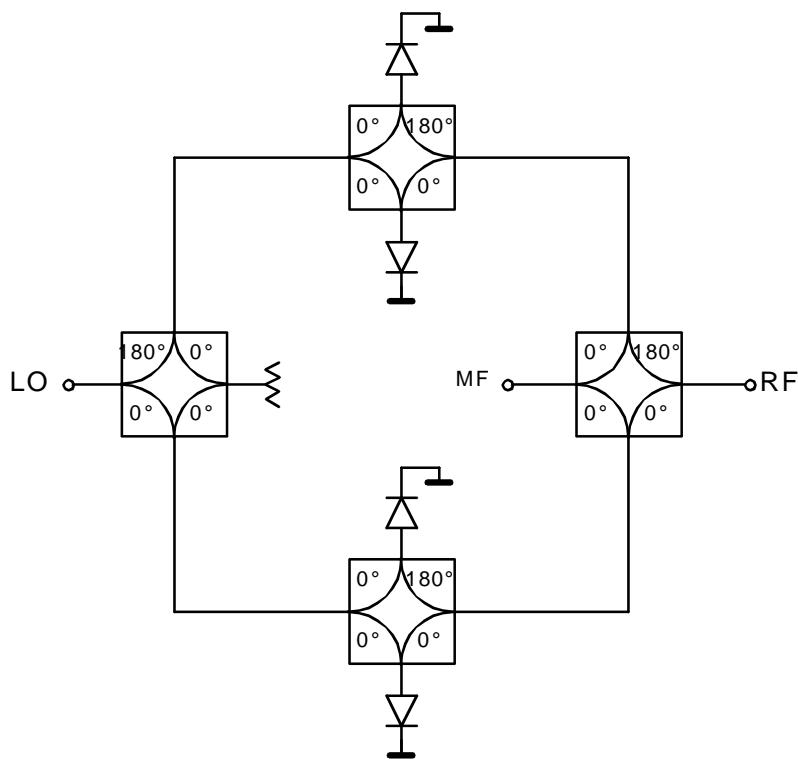


Dioderna kan bytas ut mot två stycken samplingskopplingar (sampling quad). Alla fyra dioderna är här riktade åt samma håll. Växelvis switchas de två lindningarna i RF-transformatorn till jord. Det ger switchning av polariteten, precis som för DBM.

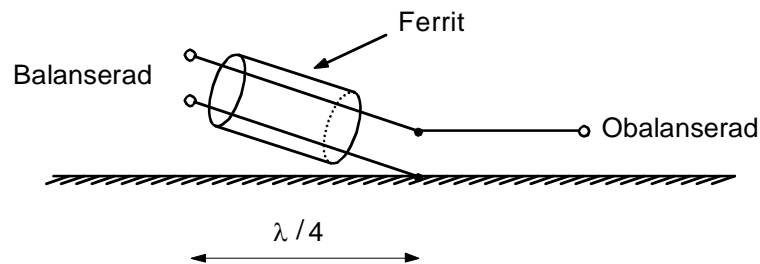
Fördelen är att de två motstånden ger ytterligare spenningsfall utöver de ledande dioderna. De backförsända dioderna får då ytterligare backförspanning, så att kretsen tål högre RF-signal. IP3 kan bli större än 30 dBm, istället för 20 dBm. Nackdelen är att det åtgår större LO-effekt.

Klass IV

I en mixer med diodring begränsas varje diods backförspänning av en annan diods framspänning. Det begränsar storleken på RF-signalen. Klass IV är en kretskoppling på MHz-området, där dioderna är uppdelade som för den dubbelbalanserade mixern på mikrovåg. Dioderna ligger separerade på olika sidor om hybriderna. De kommer därför inte att begränsa amplituden för varandra.



En annan betydelsefull skillnad är att kretsen använder baluner istället för toroidlindade transformatorer. En balun är en övergång mellan balanserad och obalanserad ledning.



Den balanserade ledningen ska ha hög impedans till jord på båda ledningsparen. Problemet är den ledningsdel som ansluts till jord längre bort. Görs kortslutningen en kvarts våglängd längre bort, så blir den kortslutningen transformerad till en mycket hög impedans. Men vid lägre frekvenser blir impedansen till jord allt mindre. En ferritkärna kan öka på impedansen (induktansen) så att den balanserade ledningen blir isolerad från jord över ett mycket stort frekvensområde.

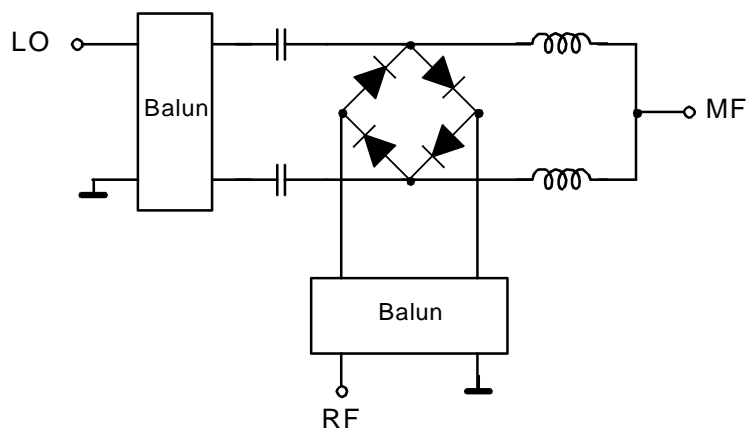
Balunkopplingen ger bättre balansering än med toroiderna lindade som transformatorer. Det ger bättre isolation mellan portarna och lägre jämna blandprodukter. En transformators läckinduktans och strökapacitans försämrar mixern, speciellt vid de högsta frekvenserna (1-2 GHz). En balun har sitt besvärligaste område på de allra lägsta frekvenserna (<50 MHz)

En annan fördel med klass IV kopplingen är att de jämna övertonerna (både från LO och RF) kommer att sammansättas i det inre avslutningsmotståndet. Samma sak gäller naturligtvis alla andra blandprodukter med jämna övertoner.

De blandprodukter som alstras av en tillbakareflekterad signal från MF utgången, kommer också att sammansättas i avslutningsmotståndet. Det betyder att 3:e gradens tvåtonsintermodulation blir undertryckt. Klass IV mixern blir alltså okänslig för reflektioner på MF kanalen. Den kallas därför ibland Termination Insensitive Mixer.

Balunkoppling med diodring

Diodringens symmetriegenskaper är väl lämpade för den dubbelbalanserade blandaren. Det gäller bara att koppla de olika (osymmetriska) ledningarna till den symmetriska diodringen på lämpligt sätt. Dessutom på sådant sätt att de olika portarna får en viss isolation.



Inom antenntekniken har utvecklats många olika typer av baluner. De kan vara mycket bredbandiga inom området 0,5 - 18 GHz. Även MF-utgången kan bli mycket bredbandig. Balunerna kan samtidigt göras med en viss impedans-transformation.

Ringen med de fyra dioderna tillverkas samtidigt, intill varandra, på samma halvledarchip. De får då en mycket god matchning. De kan därför användas ända upp till 26 GHz.

Tyvärr är MF-utgången fortfarande obalanserad. MF-signalen ger alltså jordströmmar genom mixerns chassi. Det kan ge upp till 1 dB extra dämpning. En annan nackdel är att MF-signalen måste filtreras fram. Serie-induktansen begränsar frekvensområdet så att LO och MF inte kan ha överlappande band.

Andra kretskopplingar

De fyra dioderna kan alternativt orienteras som en stjärna, dvs hopkopplade i en punkt i mitten. Med lämpliga baluner kan även stjärnkopplingen fungera som en dubbel balanserad blandare. Ringdioderna är däremot tillverkningstekniskt mer utvecklade. Stjärnmixerns kretskoppling blir mycket mer komplicerad.

Balanserade och dubbelbalanserade blandare kan också byggas med Rat-Race hybrider eller halv vågsledningar. Med ledningsmönster på bara ena sidan laminatet blir de lätta att tillverka. Nackdelen är att bandbredden blir begränsad till mindre än en oktav.

Balunkopplad transformator

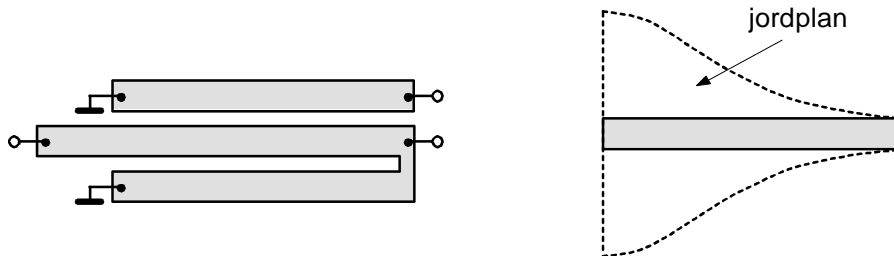
Med några varv runt en liten toroidkärna kan en baluntransformator fungera upp till ca 2 GHz. I monoliter kan kopplade spolar användas upp till ca 6 GHz för att inte ta så stor plats på chipet. På allt högre frekvenser går det att använda baluner byggda med ledningslängder.

Baluner med toroidkärnor fungerar över ett par dekaders bandbredd. Kopplade spolar i monolit fungerar bra över en oktav.

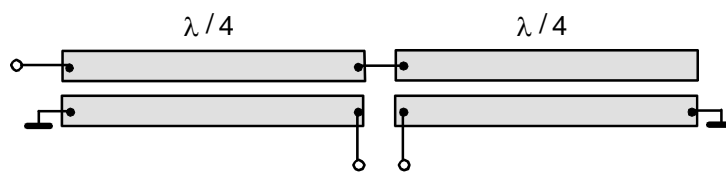
Anpassning

Oavsett vilken typ av balun som används så kan storleken minimeras om impedansen inte behöver transformeras. Med en FET behöver MF- och RF-ingångarna inte anpassas. En diodring behöver en impedanstransformering på 4:1 och en motsvarande större yta på chipet.

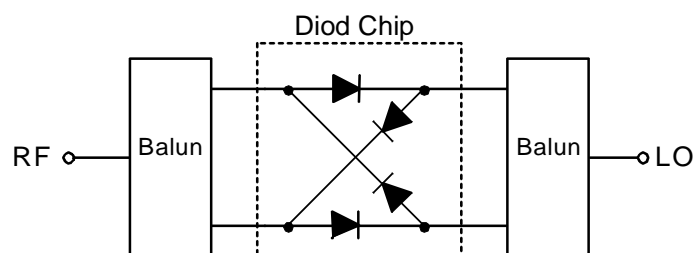
Balun på mikrovåg



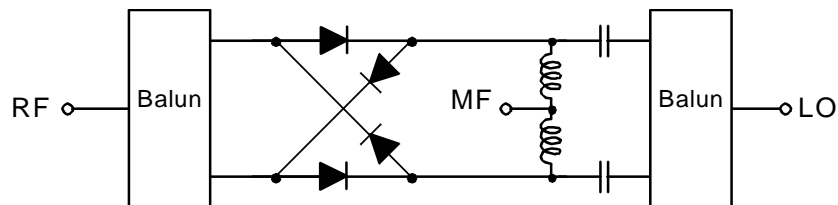
På mikrovåg kan man göra baluner med kvartvågssektioner. Det ger en oktavs bandbredd. Ett annat sätt är att använda en kontinuerlig övergång mellan den obalanserade och balanserade ledningen. Jordplanet minskas då successivt till lämplig bredd. Övergången kan göras linjär, exponentiell eller cosinusformad. Den kontinuerliga övergången kan få en mycket stor bandbredd (dekad). Nackdelen är att ledningarna hamnar på varsin sida om substratet.



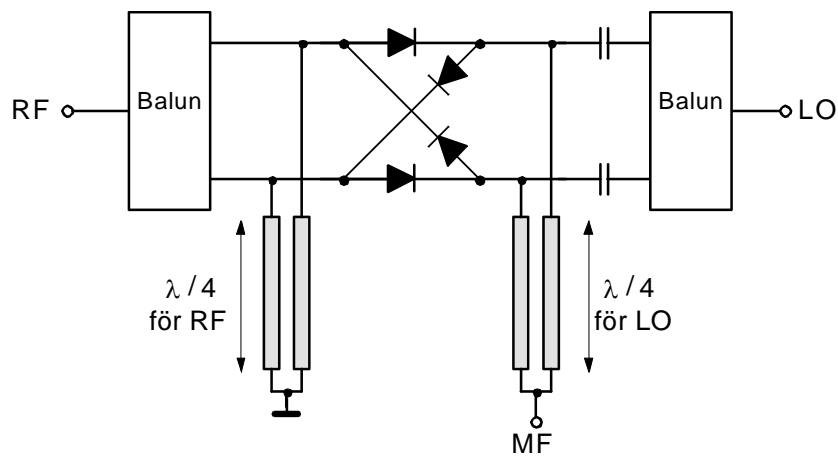
En förenklad variant av Marchand balun är en bredbandig krets som bara behöver etsas på ena sidan av substratet.



För att få en enkel kretskoppling på substratet, använder man gärna ett diod-chip med korsade dioder (crossover quad). På så sätt kan hela mixern tillverkas på samma sida om substratet, utan att behöva korsade stripledare.

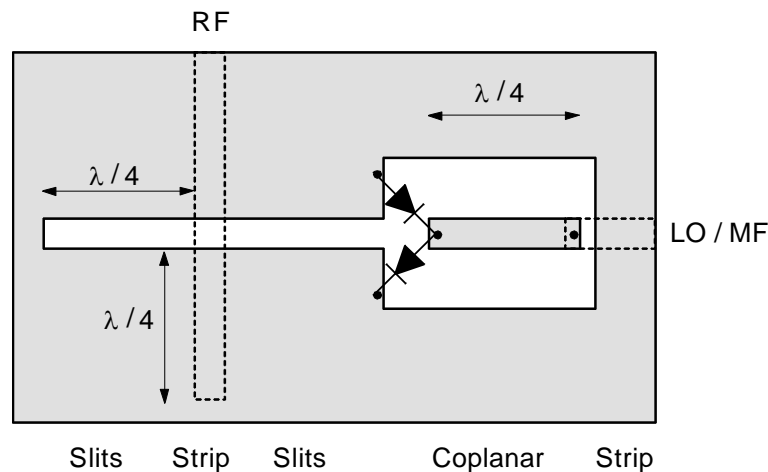
MF-utgång

MF-signalen är inte isolerad, utan måste separeras från LO med filter.



Om MF ska klara höga frekvenser kan man använda kvartvågsledning istället för spole. Den kortslutna ledningen är höghögig inom LO-bandet. Även MF-signalens återledare (MF-jord) kan kopplas ut på samma sätt. Kretsen liknar den transformator-kopplade med mittuttag.

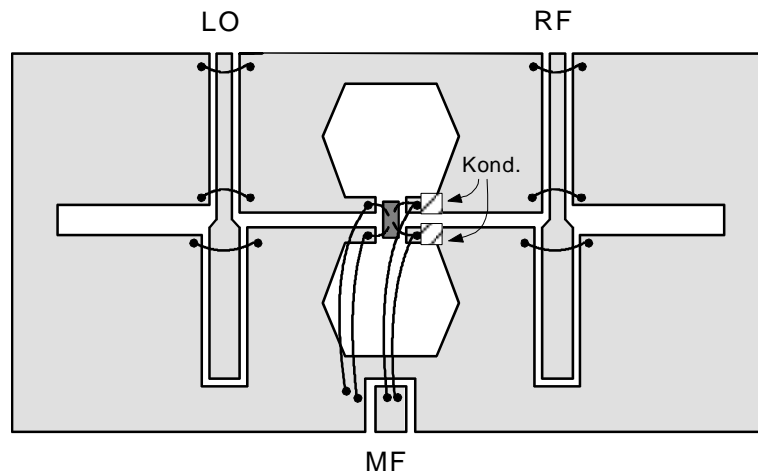
Strip-slot koppling



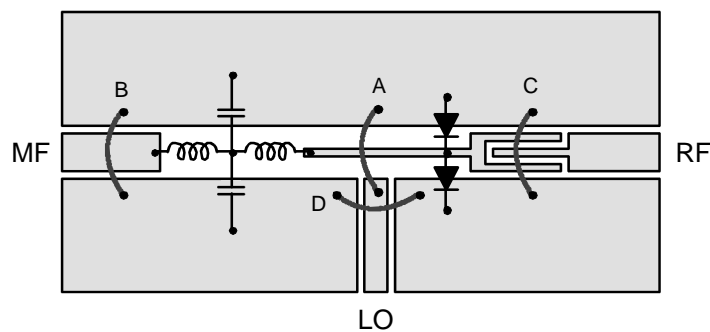
En balanserad blandare kan matas via en slot-line. Stripledaren på andra sidan laminatet kopplar till slitsledaren där ledningarna korsas. Den öppna änden på stripledaren transformeras på en kvarts våglängd till en kortslutning vid slitsen. Signalen mellan strip och jord hamnar då tvärs över slitsen. Slitsen måste hållas helt öppen. Därför avslutas slitsen med en kortslutning en kvarts våglängd bort.

LO-signalen kopplas över från micro-strip till coplanar ledning. Eftersom LO matas obalanserat mellan dioderna, kan LO inte läcka igenom till RF-sidan. RF-signalen kan inte heller ta sig ut på LO-ledningen, eftersom slitsarna blir kortslutna vid övergången till micro-strip. Alternativt kan den coplanara mittledaren fortsätta som micro-strip på samma sida om laminatet. De två jordplanen kortsluts då med en luftbrygga eller bondtråd.

Med lämpligt formade kvartsvågsledningar kan man uppnå ett par oktavers bandbredd.



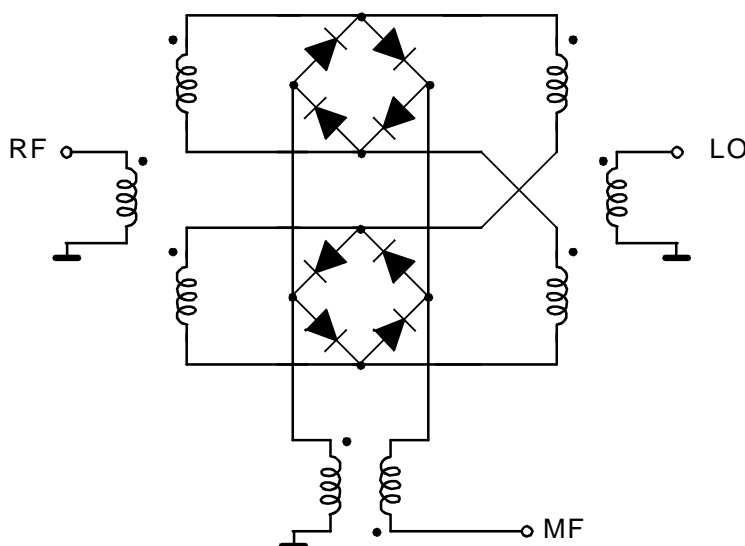
En dubbelbalanserad mixer kan matas med två strip-slot baluner. I det här fallet kopplar en coplanar ledning till en slits som ligger på samma sida om laminatet. Det blir då enklare tillverkning. Nackdelen är att jordplanen måste byglas ihop vid varje diskontinuitet.



Alla tre portarna har coplanar ledning. LO kopplar via kortslutningen A till slot-line. Elektriska fältet står mellan jordplanen. Magnetiska fältet i slingor runt tråden A fortsätter i slitsen, på båda sidor om den smala stripledaren. Fältet i slitsen tar sig fram till de båda dioderna. RF signalen i coplanar ledning matar i punkten mellan dioderna. MF signalen filtreras fram med ett lågpasfilter. RF kanalen har ett bandpassfilter som hindrar MF-signalen åt det hållet. LO kopplar till slitsmoden och är alltså isolerad från både RF och MF. Kortslutningarna B och C avslutar slitsledningen åt båda hållen. Bygeln vid B placeras på $\lambda/4$ avstånd från A för att inte lasta ner knutpunkten. Avståndet till C kan justeras för att ge anpassning till dioderna och kompensera för strökapacitanserna. Bygeln vid D ser till att det bara finns den coplanara moden i porten för LO.

12. Trippelbalanserad blandare

Dubbelbalanserade blandaren har RF- och LO-ingångarna balanserade. MF-utgången har däremot en induktans som begränsar MF-bandbredden. Den trippelbalanserade blandaren har alla tre portarna balanserade, dvs inga jordströmmar i chassiet. Den består i princip av två dubbelbalanserade blandare med ringdioder. Den kan också kallas dubbel dubbelbalanserad blandare.

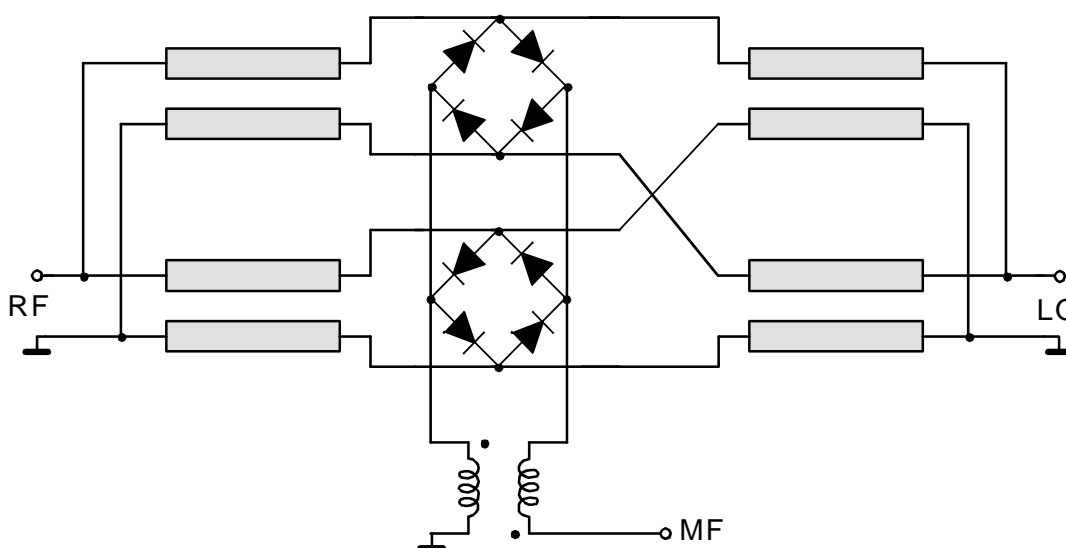


Kretskopplingen kan identifieras till att vara en switchkrets. LO-signalen switchar polariteten på RF-signalen. Alltså är det en mixer.

Genom att RF-signalen fördelas över så många dioder, blir dynamikområdet och IM-undertryckningen mycket stor. Nackdelen är att det behövs större LO-effekt. Och den stora LO-signalen ska fortfarande ha lågt fasbrus. Det ställs alltså större krav på oscillatorns undertryckning av sidbandsbruset.

En diodring har isolation mellan två portar eftersom matningen sker vinkelrätt över diodringen. Den trippelbalanserade kretsen kan betraktas som två diod-ringar som är staplade ovanpå varandra. Med en tredimensionell dubbelring kan alla tre portarna matas vinkelrätt mot varandra. Det ger isolation mellan alla tre portar, som då kan ha överlappande frekvensområden.

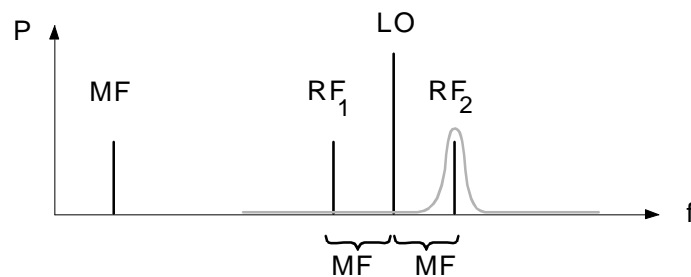
På mikrovåg sker balanseringen med baluner, det ger ett mycket stort frekvensområde. T.ex. RF och LO portar på 2 - 26 GHz. Och en MF-port på 1 - 15 GHz. De tre balunerna är monterade vinkelrätt mot varandra, för att minska kopplingen, dvs öka isolationen (ca 20 dB)



I figuren används en MF-balun i form av en toroidlindad krets. Det optimerar MF-kanalen på MHz-området. Alternativt kan den vändas som en transformator. Men med en balun kan man få en koppling ända ner till DC.

13. Spegelfrekvens

Blandarens MF är skillnaden mellan RF och LO. För en viss LO-frekvens får man samma MF både för en RF-signal över LO och under LO.



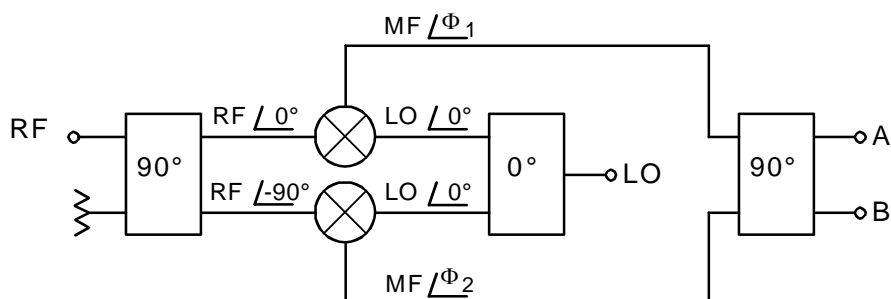
I allmänhet är man bara intresserad av en signal i taget. Den andra eventuella signalen, som då är störande, kallas spegelfrekvens.

Vanligtvis kan man använda ett filter på ingången, som bara släpper igenom ena RF-signalen. Men i vissa situationer går det inte att använda ett RF-filter. Om t.ex. MF-frekvensen är mycket låg (i audio området), så ligger RF-signalerna för nära varandra för att kunna filtreras. Det problemet har dopplerradar och homodyn-mottagare. Man vill dessutom kunna skilja på övre och undre sidbandet. Det är för dopplerradarn skillnaden mellan att målet närmar sig eller avlägsnar sig.

Blandare med undertryckning av spegelfrekvensen

Image Rejection Mixer (IR-mixer)

IR-mixern är uppbyggd ungefär som en dubbelbalanserad blandare, men med en likfasig effektdelare på LO istället för 90° hybrid. Frånsett vilken port som används till in- respektive utgång så är den väsentliga skillnaden att de tre portarna matas med faserna 90°, 90°, 0°. Det går också bra med delningen 90°, 90°, 180°.



MF ₁	Undre sidband	$\Phi_1 = \Phi_{LO} - \Phi_{RF} = (0) - (0) = 0$
	Övre sidband	$\Phi_1 = \Phi_{RF} - \Phi_{LO} = (0) - (0) = 0$
MF ₂	Undre sidband	$\Phi_2 = \Phi_{LO} - \Phi_{RF} = (0) - (-90) = +90$
	Övre sidband	$\Phi_2 = \Phi_{RF} - \Phi_{LO} = (-90) - (0) = -90$

Dessa signaler sammansätts i MF-hybriden på utgången.

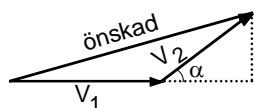
Utgång A

$$\begin{aligned} \text{Undre sidband} &= MF_1 \angle 0^\circ + MF_2 \angle +90^\circ - 90^\circ = MF \angle 0^\circ && \text{i fas} \\ \text{Övre sidband} &= MF_1 \angle 0^\circ + MF_2 \angle -90^\circ - 90^\circ = 0 && \text{motfas} \end{aligned}$$

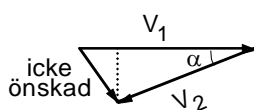
Utgång B

$$\begin{aligned} \text{Undre sidband} &= MF_1 \angle 0^\circ - 90^\circ + MF_2 \angle +90^\circ = 0 && \text{motfas} \\ \text{Övre sidband} &= MF_1 \angle 0^\circ - 90^\circ + MF_2 \angle -90^\circ = MF \angle -90^\circ && \text{i fas} \end{aligned}$$

Man har alltså fått signalerna uppdelade så att de olika sidbanden hamnar på varsin utgång. Det sidbandet som man inte är intresserad av, dvs spegelfrekvensen, är motfaskopplad och således utsläckt. Men det förutsätter lika amplitud och perfekt fasgång. I praktiken får man obalans i både amplitud och fas



Önskad addition av två signaler nästan i fas



Icke önskad addition av två signaler nästan i motfas

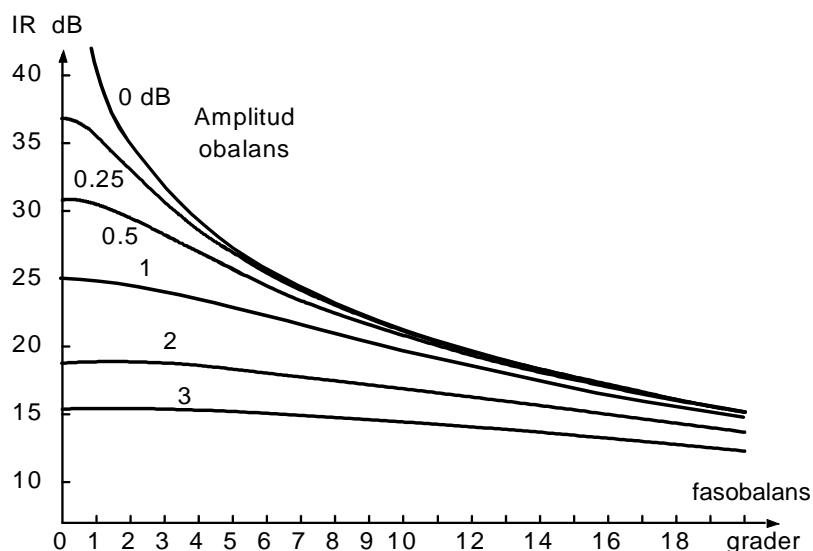
Spegelfrekvensens undertryckning definieras som:

$$IR = 20 \cdot \log \frac{\text{önskad utsignal}}{\text{ickeönskad utsignal}} \quad \text{dB}$$

Genom vektoraddition och lite omräkning får man:

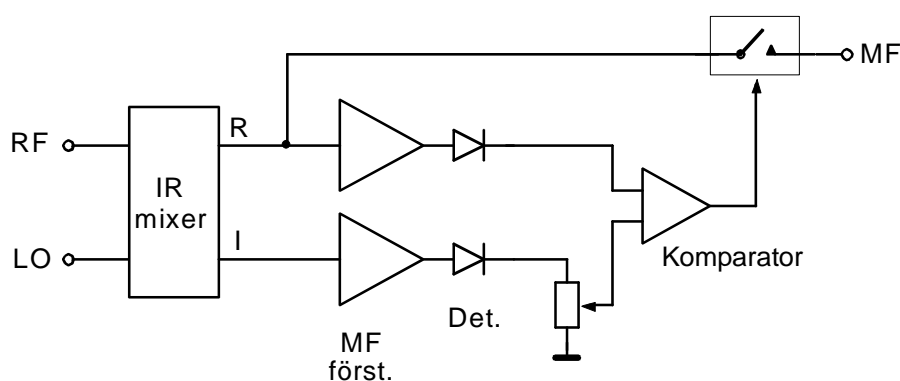
$$IR = -10 \cdot \log \frac{1 + A^2 - 2A \cos \phi}{1 + A^2 + 2A \cos \phi}$$

För överskådliggighets skull kan ekvationen ritas upp i ett diagram.



För att få någorlunda god undertryckning av spegelfrekvensen, bör alltså balansen mellan både amplituderna och faserna vara mycket god. Vanligtvis uppnår man ca 20 dB undertryckning för en oktavbands IR-mixer på mikrovåg.

20 dB är inte speciellt mycket, om blandaren ska användas till en spektrum-analysator eller mottagare med svept LO. För att bättra på undertryckningen kan man använda en enkel switchkoppling.

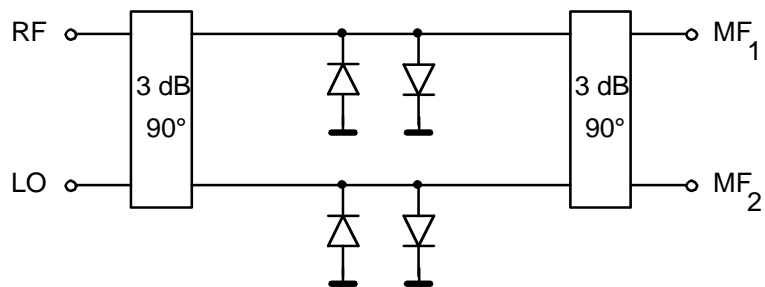


De båda MF-signalerna detekteras, och via en differentialsförstärkare switchas mixerns utsignal. När I-kanalen är större än R-kanalen så öppnar MF-switchen. Det betyder att spegelfrekvensen inte kopplas vidare, dvs dämpas ytterligare. När R är större än

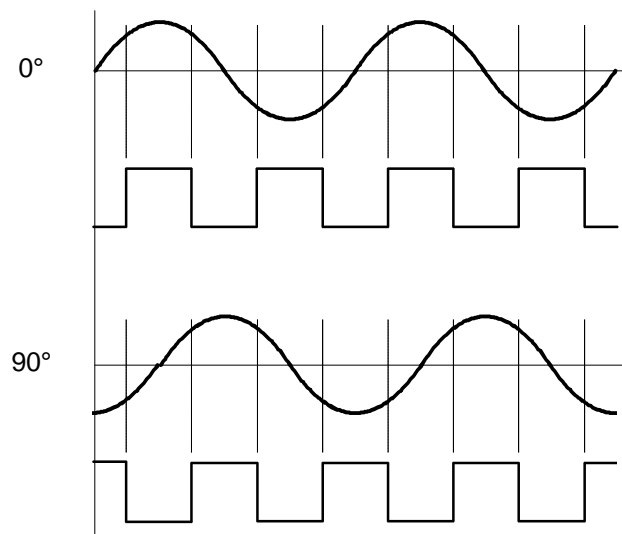
I-kanalen är däremot switchen sluten, och kopplar vidare den önskade signalen. Potentiometern gör att I-signalen måste överstiga R-signalen en viss del (t.ex. 10 dB) för att blockering ska ske. Det garanterar att den önskade signalen inte blir bortswitchad av slumpmässiga fluktuationer (brus) i I-kanalen.

Ytterligare en fördel med IR-mixern är att det brus som kommer in till blandaren på spegelfrekvensbandet (från t.ex. förförstärkaren), också kommer att bli undertryckt. Det inkommande bruset sorteras upp till de två utgångarna, och man blir tydligen av med hälften.

Subharmonisk IR-mixer



F matar de två subharmoniska blandarna med 90° fasskillnad. LO matar också 90° , men dubbla frekvensen har dubbla fasen, dvs 180° .



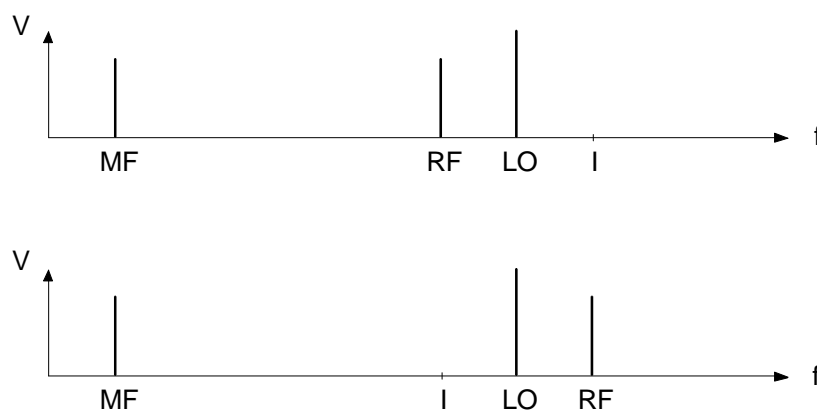
Vid dubbla frekvensen är fasmattningen för MF, RF och LO respektive 90° , 90° , 180° . Den fungerar alltså som en IR-mixer.

Återvinning av spegelfrekvensen

Image recovery mixer

Det är inte bara utifrån kommande spegelfrekvenser som ställer till problem. Blandaren producerar dessutom spegelfrekvenser själv. Dessa frekvenser kan bildas på två olika sätt.

- I. Insignalen kan blandas med lokaloscillatorns andra överton.

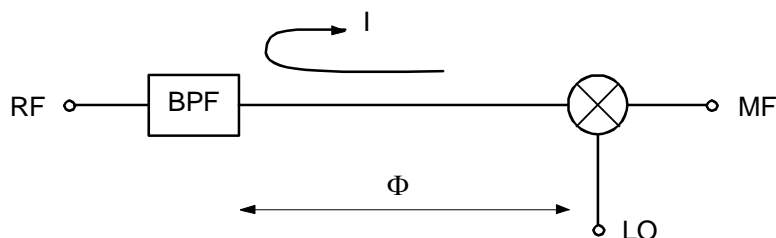


i båda fallen får vi: $f_I = 2 \cdot f_{LO} - f_{RF}$

- II. Den andra principen att producera spegelfrekvens är att en del av MF-signalen reflekteras tillbaka från MF-förstärkaren. Den kommer då att blandas med LO-signalen och bilda både RF och spegelfrekvens.

$$f_I = f_{LO} + f_{MF} \quad \text{eller} \quad f_I = f_{LO} - f_{MF}$$

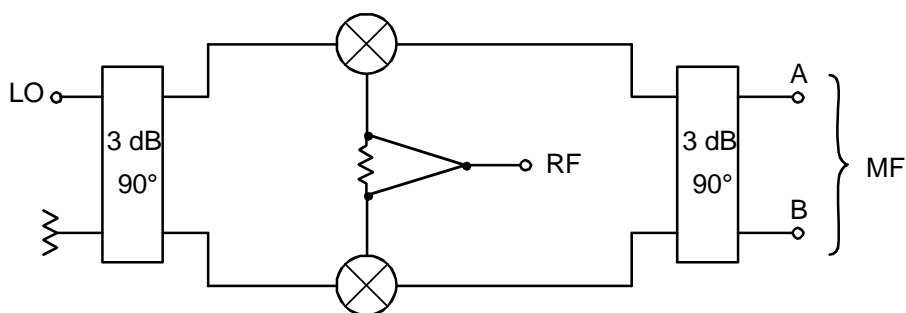
Genom att skapa blandprodukter som inte är användbara, så har en viss del av energin gått förlorad. Det betyder att CL har ökat. För att få så små förluster som möjligt, måste naturligtvis MF-kretsarna vara väl anpassade. Dessutom kan energin i den skapade spegelfrekvensen återvinnas genom att reflektera tillbaka den till blandaren.



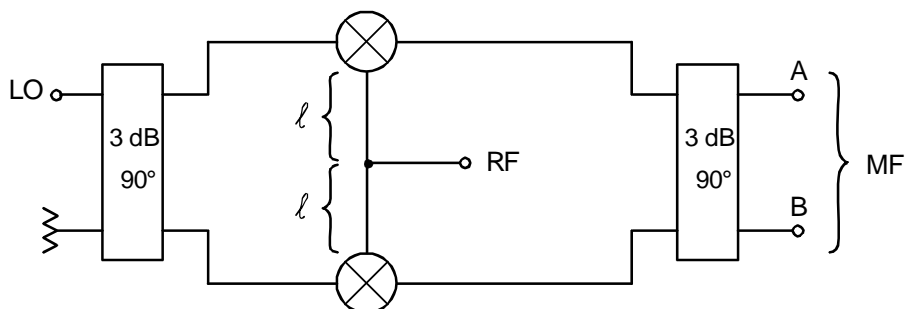
Bandpassfiltret på ingången är till för att släppa igenom signalfrekvenser, men stoppa de yttre existerande signalerna på spegelfrekvensen. Om det är en enkel blandare, eller en balanserad blandare med 180° hybrid, så kommer den skapade spegelfrekvensen att sammansättas i RF-porten.

Filtret på ingången reflekterar tillbaka spegelfrekvensen till blandaren igen. Här kommer den att blandas med LO ännu en gång och ge ytterligare en MF-signal. Faslängden (ϕ) mellan dioderna och det reflekterande filtret är mycket viktig. Det gäller ju att den återbildade MF-signalen ligger i fas med den önskade MF-signalen. Felaktigt fasavstånd kan göra att CL ökar istället för att minska.

En IR-mixer har en isolerande effektdelare i den porten som spegelfrekvensen reflekteras till.



Om man istället använder en reaktiv effektdelare så absorberas inte spegelfrekvensen.



Spegelfrekvenserna från de båda blandarna är genererade i motfas. Vid den reaktiva effektdelaren kommer de alltså att ta ut varandra. Effektdelaren ser ut som en virtuell kortslutning. Spegelfrekvenserna reflekteras tillbaka till respektive blandare så att en extra blandning ger tillskott till MF-signalen. En förutsättning är förstås att ledningslängden är lämpligt vald.

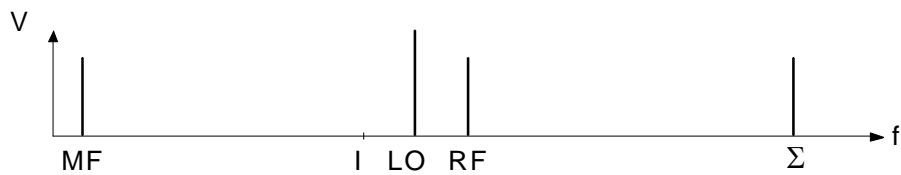
Blandaren kommer alltså att ha både undertryckning av yttre spegelfrekvenser och återvinning av inre alstrade spegelfrekvenser (Image Rejection & Image Recovery).

Både den modifierade IR-mixern och den filterkopplade mixern kan ge en förbättring av CL på 1 - 2 dB, jämfört med den balanserade blandaren. Nackdelen är att den specifika ledningslängden gör bandbredden ganska begränsad, ca 10 - 15 %

Generellt kan man säga att en mixer som har Image Recovery också har Image Rejection. Eftersom blandprodukterna återreflekteras, kallas den också ”product return mixer”. Istället för T-stycke (0°) kan man använda en Rat-race hybrid (180°).

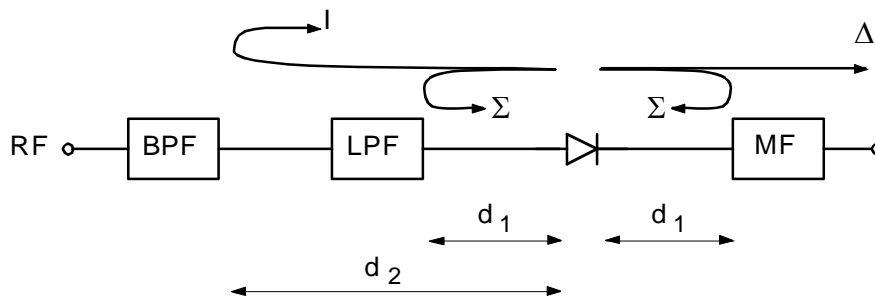
Återvinning av summafrekvensen

Vid blandning bildas både summa- och skillnadsfrekvenserna. Den önskade MF-signalen är skillnadsfrekvensen. Summafrekvensen lämnas däremot som ointressant. Men den innehåller en viss energi, som alltså går förlorad, dvs CL ökar.



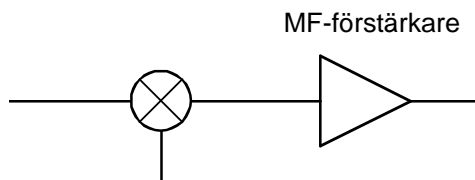
Man kan emellertid göra som vid spegelfrekvensåtervinning. Summa-frekvensen reflekteras tillbaka och blandas med den dubbla LO-frekvensen.

$$f_{MF} = (f_{RF} + f_{LO}) - 2 \cdot f_{LO} = f_{RF} - f_{LO}$$



Ledningslängden d_1 avpassas så att MF-tillskottet från summafrekvensen kommer i fas med den ursprungliga MF-signalen. På samma sätt avpassas d_2 till spegelfrekvensen.

Avslutningsimpedans på MF



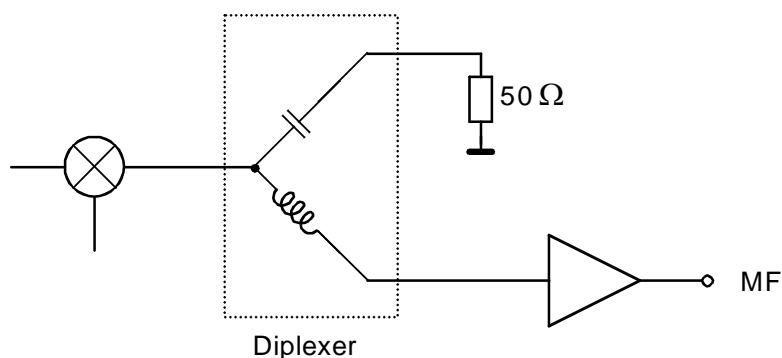
Ut från en mixer kommer den önskade skillnadsfrekvensen $LO - RF$ samt den lika starka summa frekvensen $LO + RF$.

LO och RF är undertryckta i den dubbelbalanserade blandaren. Likaså undertrycks $2 \cdot LO$ (jämma övertonerna) och dess blandprodukter $2 \cdot LO \pm RF$.

Alla typer av blandare alstrar däremot starka udda övertoner, samt dess blandprodukter, t.ex. $3 \cdot LO \pm RF$ (-13 dBc).

MF-förstärkaren är i allmänhet bara anpassad till skillnadsfrekvensen. När de högre frekvenserna reflekteras tillbaks till mixern kommer de att blandas på nytt. En blandning till MF kan komma i fas eller i motfas med den ursprungliga MF-signalen beroende på ledningslängderna. Om frekvensen sveps kan Conversion Loss få ett rippel, upp till 6 dB. Även IM-produkterna kan variera mycket kraftigt, upp till 20 dB.

För att minska rippet avslutas MF-utgången med en bredbandig resistiv anpassning. För att minska MF-förlusterna kan man använda någon form av diplexer. Alla frekvenser högre än MF avslutas då med en 50Ω resistans.

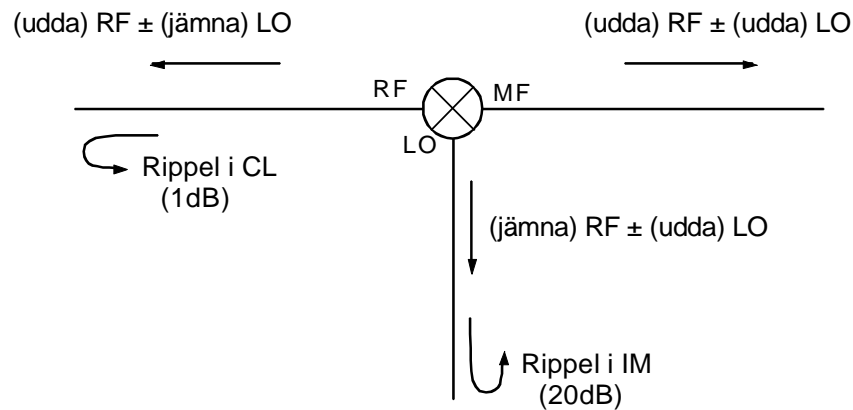


Avslutningsimpedans på RF och LO

En mixer alstrar alla blandprodukter mellan insignalerna och dess övertoner.

$$M \cdot LO \pm N \cdot RF$$

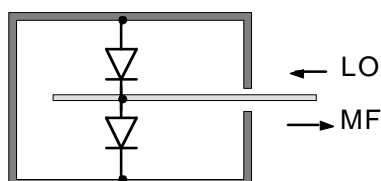
Den dubbelbalanserade blandaren undertrycker de jämna blandprodukterna på MF-utgången. Dessa blandprodukter kommer istället ut på ingångsportarna.



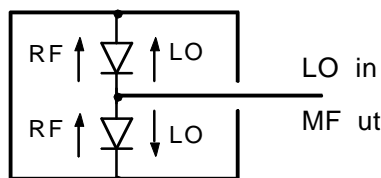
Reflektioner mot lokaloscillatorn kan ge ett kraftigt rippel (20 dB) på IM-produkterna på mixerns MF-utgång. RF-kretsen kan ge ett litet rippel (1 dB) på Conversion Loss.

14. Vågledarmixer

Crossbarmixer



En crossbarmixer är en vågledarkoppling med två blandardioder placerade längs E-fältet i vågledaren. LO och MF ansluts via en horisontell pinne (crossbar). Eftersom pinnen är placerad på tvären så kan LO inte koppla till vågledaren. Isolationen LO-RF är alltså ganska hög (ca 25 dB).



Dioderna ligger i serie tvärs över vågledaren. De får då samma fasläge på RF signalen. LO matar på mitten så att dioderna får motsatt polaritet, dvs motfas matning. Kretsen fungerar alltså som en balanserad blandare med 180° hybrid. Eftersom det är geometrin som ger faslägena så får man 180° oavsett frekvensen.

MF tas ut på samma ledning som LO injiceras. Man måste alltså separera LO och MF med filter.

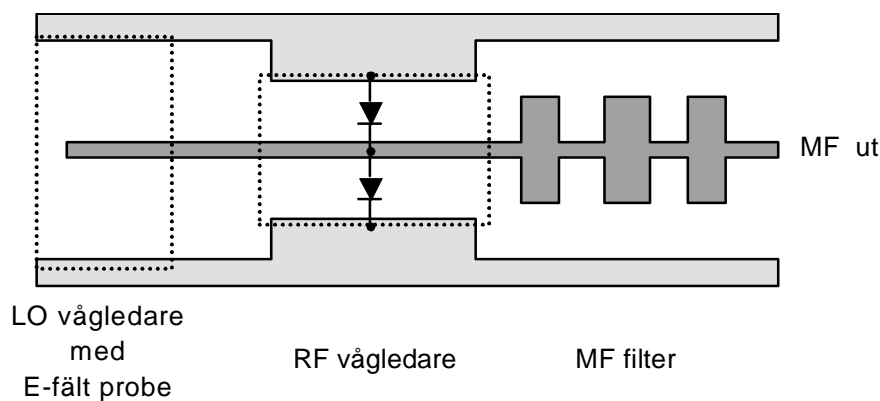
Fast LO-frekvens

Vanligen används en fast LO för att blanda ner ett helt vågledarband från mm-våg till mikrovåg. En avstämbar LO över ett vågledarband är mycket dyrare. Dessutom blir vissa funktioner som redan finns i efterföljande mottagare dubblerade. En avstämbar LO skulle också behöva ett avstämbart förselektionsfilter.

Prestanda

Crossbarmixern använder en fast LO och en MF-bandbredd på 15 - 20 GHz. Men den kan också användas smalbandigt eftersom förlusterna är så små. Conversion loss är ca 7 dB bredbandigt och ner till 3 dB smalbandigt. RF-området sträcker sig åtminstone upp till 140 GHz.

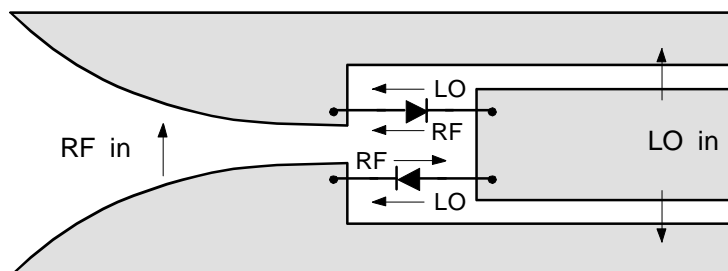
Uppbyggnad



Crossbarmixern består av två beam-lead Schottky-dioder monterade på ett mjukt substrat. RF-vågledaren är orienterad vinkelrätt mot substratet. Utanför vågledaren går stripledaren som suspended strip-line i en kanal i metallstrukturen.

MF-signalen tas ut via ett låpassfilter för att LO inte ska belastas.

LO ansluts via en vågledare med E-fält probe. Vågledaren för LO är orienterad vinkelrätt mot substratet (enligt figuren), eller vinkelrätt mot RF-vågledaren om det är mekaniskt fördelaktigt. Istället för vågledaringång kan man montera en oscillator i micro-strip direkt på samma substrat. I så fall behöver man ett filter för att spärra MF-signalen samt för att ge DC-block.



LO matar fenledningens båda delar med samma polaritet. LO kan alltså inte koppla till RF-vågledaren. Isolationen LO - RF är större än 25 dB.

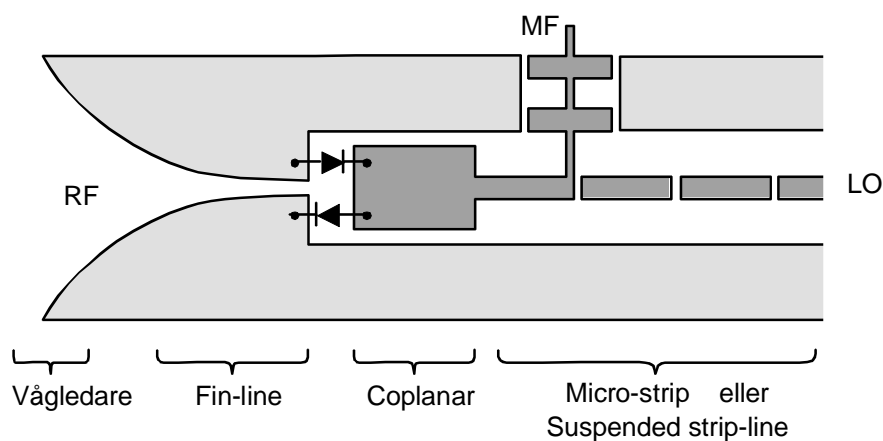
Dioderna är vända så att MF-signalen sammansätts i den coplanara ledningen. Det behövs därför filter för att separera LO och MF.

Dioderna matas i fas från RF och i motfas från LO. Kretsen fungerar som en balanserad blandare med 180° hybrid. Principen är densamma som för crossbar mixern.

Fin-line delen är monterad i en standardvågledare. Kanalen för coplanara ledningen är mycket mindre så att det inte kan bildas någon vågledarmode där. Det förhindrar att LO kopplar till RF-ledningen, samt säkerställer rätt fältriktning till dioderna. Från RF-sidan sett blir slotledningen reaktivt avslutad.

Anslutning av LO och MF

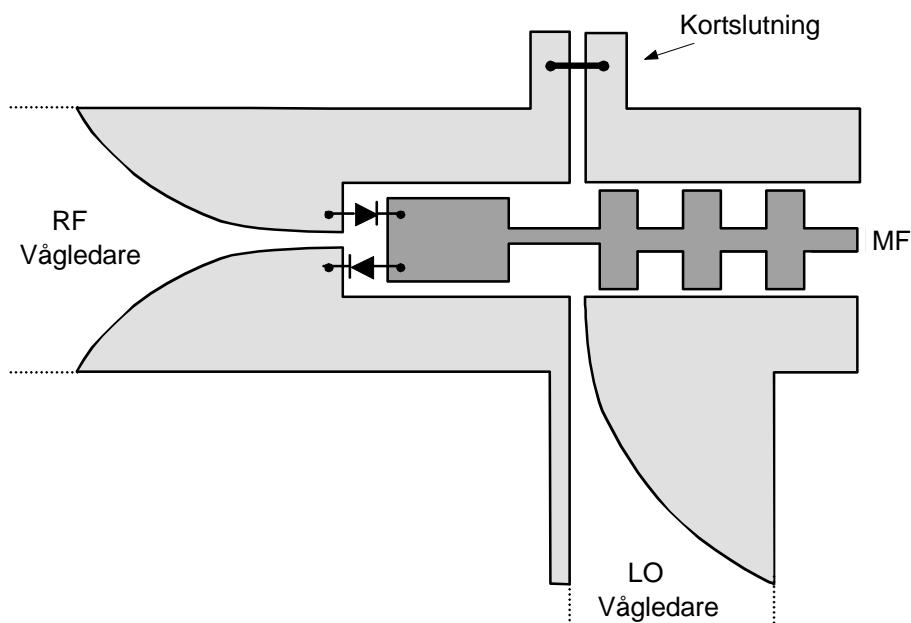
Den coplanara ledningen övergår vanligtvis till micro-strip eller suspended strip-line. Suspended strip-line kan också användas ända fram till dioderna.



Filtren för att separera MF och LO kan utformas i stripledaren på samma laminat. Om de två filtren är placerade mycket nära varandra, kan man få en mycket hög MF-bandbredd, > 30 GHz.

LO-kanalen kan innehålla en oscillator eller en övergång till vågledare. Övergången kan göras via fin-line till vågledare. Vågledarkanalerna ligger då i linje med RF-vågledaren.

Ett annat sätt att ansluta LO-vågledaren är att använda E-fält probe. Den kan anslutas efter LO-filtret eller direkt vid MF-filtret. En E-fält probe är inte lika bredbandig som en övergång via fin-line. Men det gör inget eftersom LO vanligtvis har en fast frekvens.



I det här alternativet har höjden i LO-vågledaren reducerats med en fin-line. De två vågledarna ligger vinkelrätt mot varandra. Men hela kretsen ligger fortfarande på samma substrat.

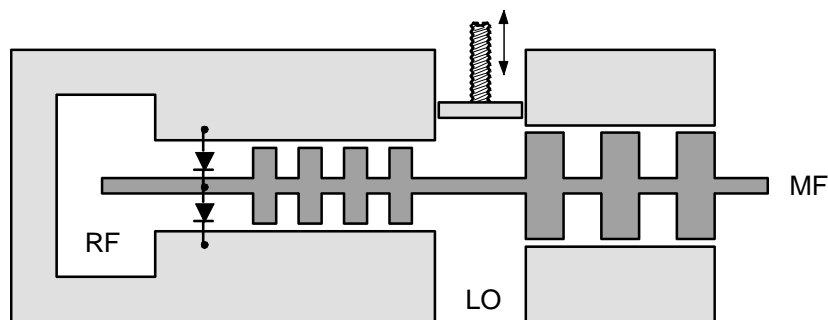
En E-fält probe behöver en kortslutning en kvarts våglängd bortom övergången. Med kortslutningen kan man göra en fintrimning av LO-effekten.

Prestanda

En balanserad blandare med fin-line kan på RF-sidan lätt täcka hela vågledarband. MF-bandbredden kan också vara mycket stor, större än 30 GHz. Ofta används en fast LO för att blanda ner hela vågledarband till mikrovåg. RF-området kan sträcka sig upp till 140 GHz. Conversion loss är vanligen 7 - 8 dB.

Jämfört med en crossbarmixer är en mixer i fin-line mycket bredbandigare. Man kan däremot inte få lika låg Conversion Loss.

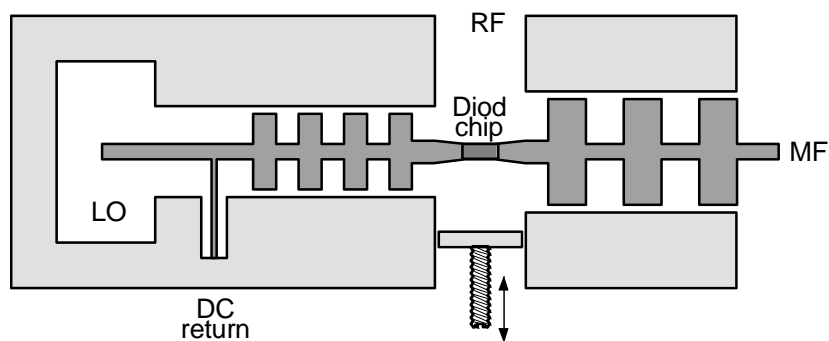
Subharmonisk mixer



Den subharmoniska mixern innehåller två dioder som är riktade åt var sitt håll. RF och LO matar dioderna i samma punkt. De måste därför isoleras med filter. Men det är ganska lätt eftersom en subharmonisk mixer matas med halva önskade LO-frekvensen. Ett lågpassfilter blockerar RF och släpper igenom den låga LO-frekvensen.

RF-vågledaren kopplar till mixern med en E-fält probe, eller med en övergång i finline. LO kan också anslutas med en adapter till vågledare. MF-signalen tas vanligen ut med ett lågpassfilter. MF-filtret kan alternativt kopplas in före E-fält proben till LO.

Dioderna kan som i figuren vara kopplade parallellt med stripledningen. De kan också kopplas i serie med stripledningen.



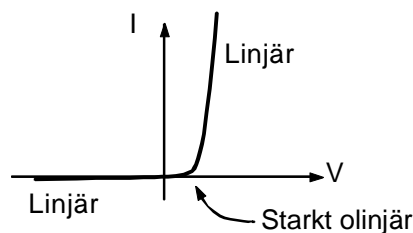
Dioderna är monterade tvärs över RF-vågledaren. Dess tilliedningar fungerar som en E-fält probe. LO-signalen kommer från en annan E-fält probe i LO-vågledaren. Ett lågpassfilter släpper fram LO till dioderna. En höghmrig stubledning eller tråd används som DC- och MF-återgång.

Prestanda

Subharmoniska mixern har använts upp till 100 GHz, med en CL på 7 dB. Vid 215 GHz har den gett CL=10 dB. Den har också använts som övertons-blandare med 6:e, 8:e och 10:e övertonen. Det har då gett CL på ca 20 dB.

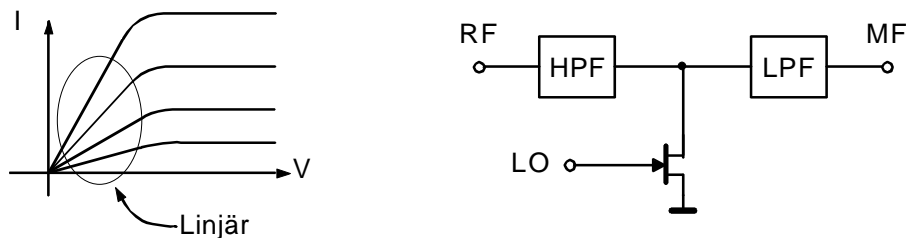
15. FET med variabel resistans

Diod Mixer



En diod switchas mellan två linjära områden, med hög respektive låg impedans. Övergången mellan de linjära områdena sker genom ett mycket olinjärt område. Olinjäriteten alstrar icke önskade blandprodukter. Man passerar olinjäriteten ganska snabbt, men ändå blir tidsmedelvärdet av IM-produkterna besvärande.

Variabel-resistans FET

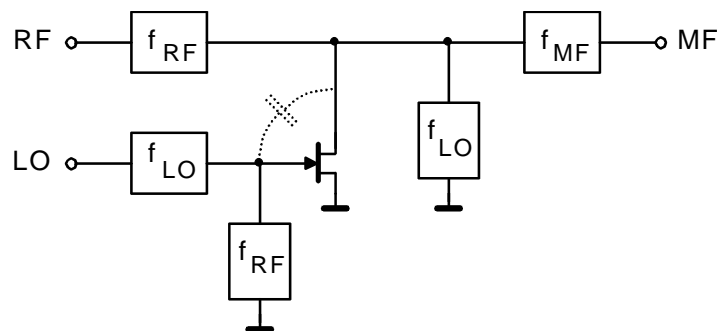


En FET som har liten eller ingen spänning på drain, fungerar som en variabel spänningsstyrd resistans. Med en LO-signal på gate kan resistansen varieras från mycket hög till mycket låg impedans. Fördelen med FET är att resistansen (mellan drain och source) hela tiden är linjär. Den får således mycket lägre IM-produkter än diodmixern. För att få låga IM-produkter väljs en transistor med stor gatebredd.

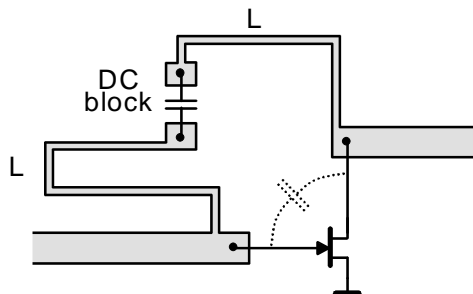
Transistorn har mycket låg strömförbrukning eftersom det bara behövs förspänning på gate.

Kapacitansen mellan gate och drain

Utan spänning på drain blir det inte lika brett avlänkningsskikt mellan gate och drain. Kapacitansen mellan gate och drain (C_{gd}) är alltså mycket större i mixerkopplingen jämfört med en förstärkarkoppling. LO-signalen kan då koppla över till drain. Med en kraftig injicerad spänning på drain ökar olinjäriteten och IM-produkterna. Därför bör drain vara kortsluten för LO-frekvensen och dess övertoner.



Även gate bör förses med en kortslutning för RF-frekvenserna. På det sättet får man en kretskoppling med mycket små IM-produkter.

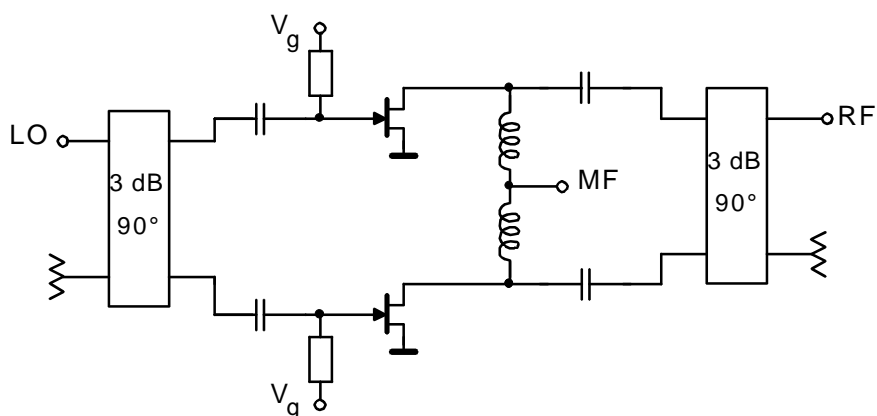


Genom att parallellkoppla strökapacitansen med en induktans får man en resonanskrets som är höghögig på aktuell frekvens. På så sätt kan man minska överhörningen.

Conversion Loss för denna variabla-resistans mixer blir ungefär som för en diodmixer, ca 6 - 8 dB. Intercept Point blir som för en klass III diodmixer, men med endast 10 dBm LO-effekt. 1 dB kompressionspunkten blir 9 dBm, dvs mycket nära själva LO-effekten. IP3 kan vara >20 dBm.

Balanserad mixer med 90° hybrid

Den dåliga isolationen mellan LO och RF i den enkla mixern kan förbättras med en balanserad krets.



Den LO som läcker förbi transistorerna samlas upp i avslutningsmotståndet på utgångshybriden. I RF-porten adderas läckagen i motfas.

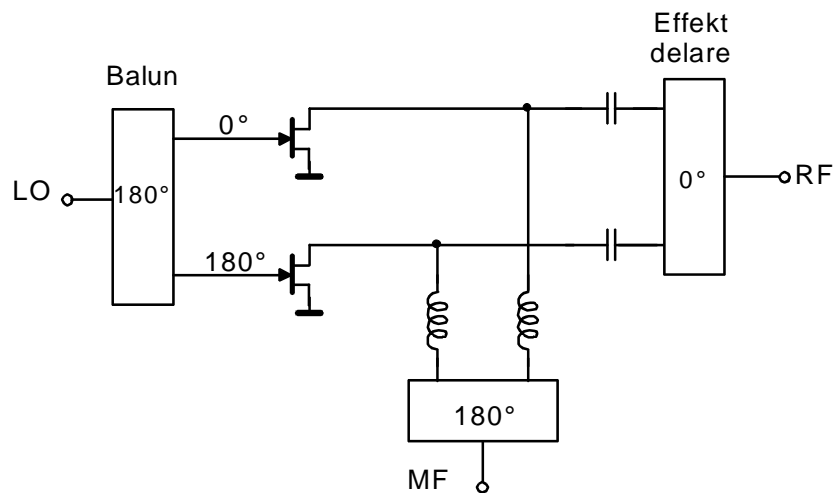
Med två 90° hybrider får ingångarna bra anpassning och isolation.

$$\begin{aligned} \text{Transistor 1 ger} \quad & \text{MF} = \text{LO} - \text{RF} \\ \text{Transistor 2 ger} \quad & \text{MF} = (\text{LO} - 90^\circ) - (\text{RF} - 90^\circ) = \text{LO} - \text{RF} \end{aligned}$$

De två MF-signalerna ligger alltså i fas, och kan sammansättas i ett T-stycke. RF och MF separeras med filter. MF-bandet kan gå ner till DC.

Mixern kan ge CL på 8 dB vid 28 GHz och 13 dB vid 93 GHz.

Balanserad mixer med 180° hybrid



Med 180° respektive 0° får man hög isolation mellan LO och RF. Ingångarna kan alternativt byta plats, men en 0° delare har lägre förluster och är alltså lämpligare till RF. MF-signalerna separeras från RF med filtrering.

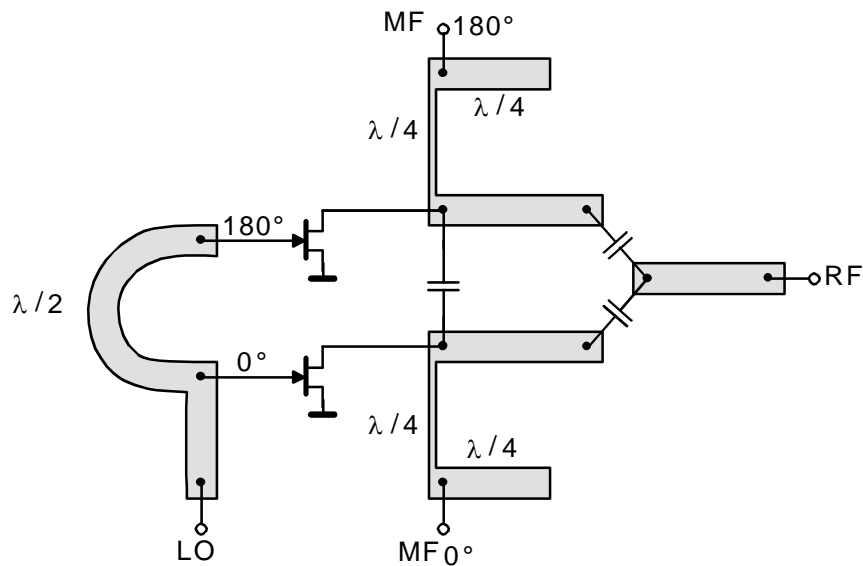
Transistor 1 ger

$$MF = LO - RF$$

Transistor 2 ger

$$MF = (LO - 180^\circ) - RF = LO - RF - 180^\circ$$

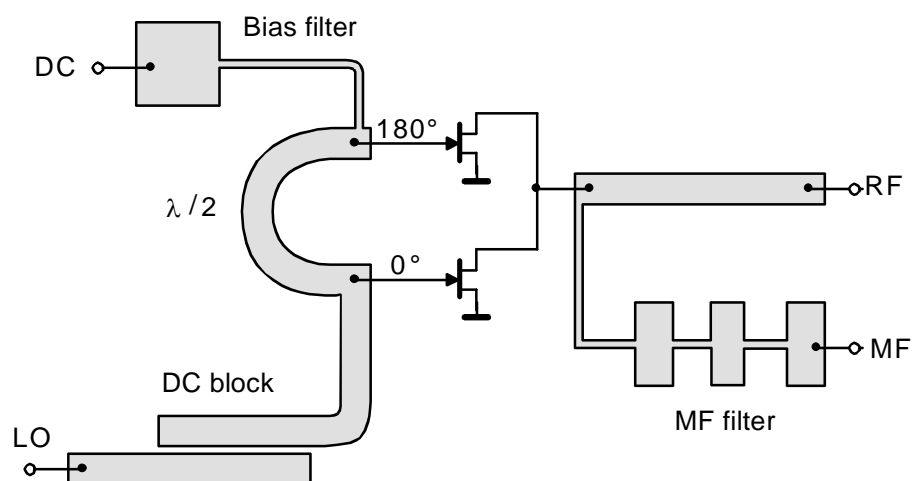
MF-signalerna skiljer 180° och måste därför sammansättas med en balun.



Kretsen är en balanserad variabel-resistans mixer. LO matas i motfas via en ledning som är en halv våglängd lång, eller via en inverterande krets. RF-signalen matas i fas. Det ger isolation mellan RF och LO. MF filtreras fram på respektive drain. Sedan sammansätts MF-signalerna i en balanserande transformator eller differential-förstärkare.

Eftersom det är en mixer med variabel resistans, blir det mycket liten intermodulation. IP_3 blir > 20 dBm. Eftersom kretsen är balanserad undertrycks jämna blandprodukter ytterligare. IP_2 kan bli 34 dBm.

Subharmoniskt pumpad mixer



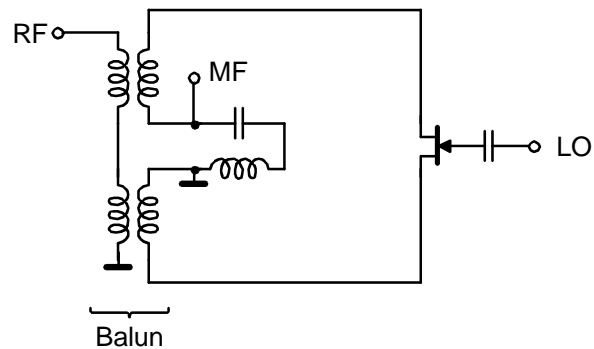
De två transistorerna har parallellkopplats på både source och drain. LO ansluts till gate. Ledningen på en halv våglängd ger LO-matning med 180° fasskillnad.

Fassammansättningen på drain undertrycker LO, dess udda övertoner, samt tillhörande blandprodukter.

Transistorerna är förspända till att vara höghögiga. Då LO-spänningen är tillräckligt stor börjar ena transistoren att leda (låghög). Den andra halv-perioden gör att den andra transistoren börjar leda. RF-signalen kortsluts alltså två gånger per LO-period. Det ger en switchning (blandning) med dubbla LO-frekvensen.

En subharmonisk variabel-resistans mixer har på 88-98 GHz fått 22 dB Conversion Loss.

Flytande FET



Med flytande FET behövs det bara en transistor för att åstadkomma en balanserad mixer.

Serieresonansen vid MF-utgången är kortslutande för de höga frekvenserna. Balunens mittuttag har alltså virtuell jord. LO matar obalanserat mellan gate och jord. RF matar balanserat mellan source och drain.

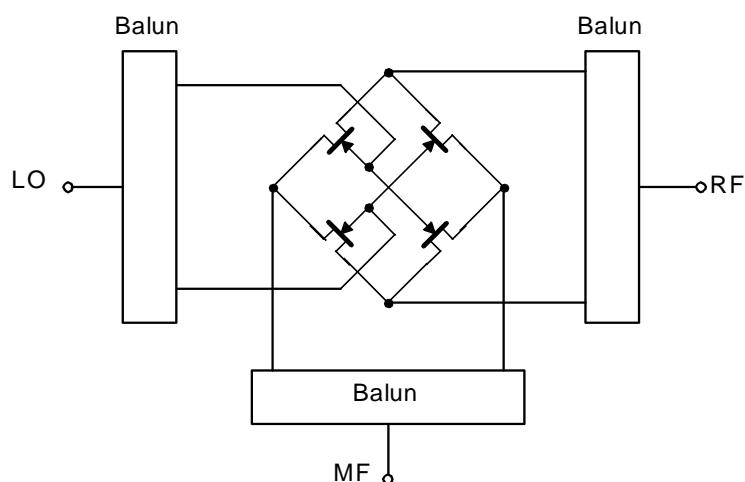
MF-signalen kan kopplas ut balanserat, eller som i det här fallet obalanserat. På så sätt slipper man den stora yttre balunen för de låga MF-frekvenserna. De olika frekvensområdena separeras istället med filter.

Den resistiva FET-mixern behöver ingen drain-spänning. Däremot behöver gate förspännas nära strypning. Istället för en yttre spänning utnyttjas här likriktningen av LO signalen genom transistorens Schottky-dioder. Kondensatorn på gate laddas då upp till lämplig spänning.

För att få bra balans behövs en transistor som är symmetrisk i förhållande till gate, så att parasitreaktanserna blir lika på source och drain.

FET-ring

Ibland önskar man ett dynamikområde större än vad de olika diodklasserna kan ge. Istället för ringdioder kan man då koppla fyra effekt-FET i ring. Den kan därför kallas Quad-FET mixer.



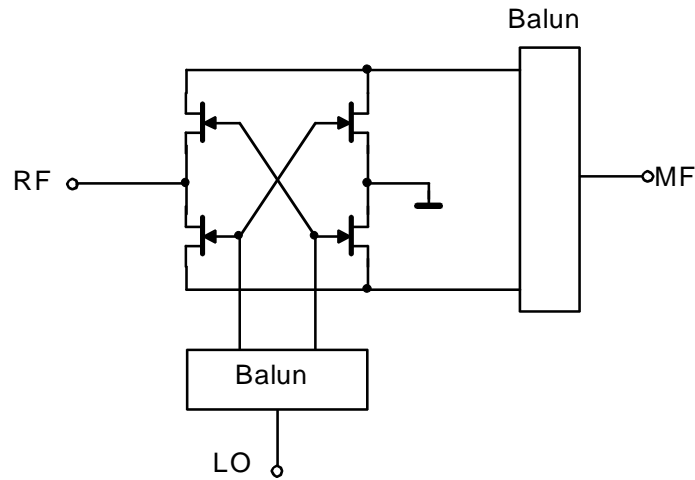
Symmetrin ger isolation mellan RF och MF, utan att behöva filter. LO ansluts till respektive gate. FET-ringen har alltså alla tre portarna isolerade. Jämfört med diodringen som bara har två isolerade portar.

Balunerna kan vara av olika typ. T.ex. en aktiv balun till LO för att klara sig med lägre effekt från oscillatören. Det är speciellt viktigt på mm-våg där det är svårt att få stora signalstyrkor. Ingången kan ha en passiv balun i micro-strip, för att få god balans och låg brusfaktor. MF kan ha en passiv balun gjord med diskreta reaktanser, för att få ner storleken.

En 2 - 8 GHz mixer kan få IP3 på 30 dBm med LO-effekten 23 dBm.
Eller 4 - 18 GHz med 18 dBm IP3 vid 7 dBm LO. Conversion Loss blir ca 10 dB.

På MHz-området kan man använda transistorer på högre effekt och trådlindade transformatorer. En Quad-FET mixer kan där ge en 1 dB kompression på 25 - 30 dBm och en 3:e gradens Intercept Point på 35 - 39 dBm, med en LO effekt på bara 15 - 18 dBm. Frekvensområdet är däremot bara begränsat till några hundra MHz.

En CMOS-ring har på 1800 MHz fått Conversion Loss på 5,8 dB och IP3 på 19,5 dBm. LO/RF isolationen var så stor som 43 dB.



En nackdel med den dubbelbalanserade FET-ringen är att den behöver tre baluner. Genom att jorda ena hörnet i ringen behövs ingen balun till RF-signalen.

Input IP3

Den passiva FET-mixern har hög IP3 trots att LO-nivån är låg. IP3 överstiger LO-nivån med ca:

17 dB	för	enkel smalbandig
10		balanserad
7		broadbandig DBM
5		diod mixer

Vid 10 dBm LO kan den resistiva FET-mixern ha IP3 på 19 dBm. En diod-mixer får bara IP3 på 0-5 dBm vid den LO-nivån.

1 dB kompressionsnivån ligger ca 4 dB ovanför LO-nivån i en resistiv FET-mixer. En balanserad diodmixer har 1 dB kompressionen 8 dB under LO-nivån. Ännu bättre linjäritet får man med en spike-doped FET. Den har 20 dB högre IP3 än en diodmixer.

Tredje gradens blandprodukter ska ha lutningen 3. Men en mixer som har mycket låg IM har ofta en lutning som varierar. Det beror på interferens med högre graders IM. 5:e gradens produkt $4f_{MF} - f_{MF}$ kan interferera med tredje gradens produkt $3f_{MF}$.

En mixer för CDMA behöver en IP3 så hög som 28 till 38 dBm. Dessutom behöver den hög isolation.

16. FET med variabel transkonduktans

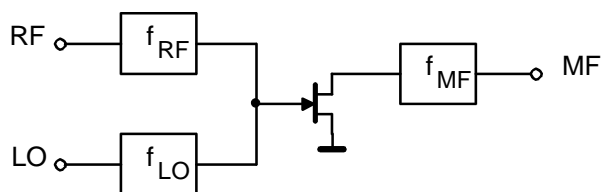
En FET-transistor ger en viss förstärkning beroende på förspänningen. En kraftig LO-signal kommer att variera transkonduktansen (dvs förstärkningen) för en samtidig RF-signal. Drainströmmen är produkten av de två signalerna. Genom att variera, eller switcha, förstärkningen så får man en mixer med en viss förstärkning (Conversion Gain) istället för förluster (Conversion Loss). Man kan alltså minska på antalet förstärkarsteg i den övriga delen av en mottagare.

Nackdelen är att mixern med variabel transkonduktans (dvs aktiv förstärkare) inte får lika små IM-produkter som då den arbetar som en passiv variabel resistans.

Det finns även andra olinjäriteter som beror på förspänningen, t.ex. gate-source kapacitansen och drain-source resistansen.

Vanligast är att switcha med LO på gate. Men det går också att switcha på drain, om LO-effekten är tillräckligt hög.

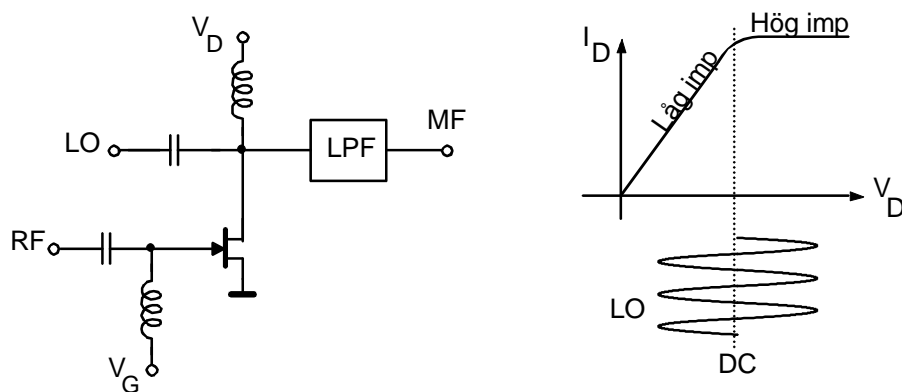
Gate-pumpning



Transistorn är förspänd som en förstärkare, dvs ca 3 V över drain-source. För att få största variation i transkonduktansen är gate förspänd på gränsen till att börja leda. LO-signalen switchar sedan förstärkaren till och från.

Fördelen med att switcha på gate är att LO-signalen kan ha ganska låg nivå. Det är speciellt intressant på mm-våg, där det är svårt att få hög effekt från oscillatorn. Det kan räcka med -6 dBm LO till en mixer uppåt 100 GHz.

Drain-pumpning



LO-signalen varierar drain-spänningen så att transistorens kanal switchas mellan hög och låg impedans. Conversion Gain (eller Loss) optimeras med DC-förspänningen. Vid lägre DC-spänning behöver LO-signalen vara större, för att nå fram till det höghögmiga området. Vid tillräckligt stor LO-nivå fungerar mixern till och med utan DC-förspänning på drain. LO-signalen är alltså så stor att ena halvperioden förspänner transistor som en förstärkare.

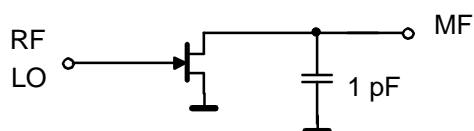
Fördelen med drain-pumpning är att transistoren ger en viss isolation mellan RF och LO. Istället måste LO och MF separeras med filter. Men det är mycket enklare eftersom frekvenserna är så olika.

Drain-pumpning ger mycket lägre brusfaktor än gate-pumpning. Brusfaktorn blir nästan lika låg som för motsvarande förstärkare.

Kortslutningar

Drain bör vara kortsluten för LO-frekvensen, och dess övertoner. De stora strömvariationerna ger då inga spänningsvariationer, som kan återkopplas via C_{gd} . Stabiliteten ökar alltså.

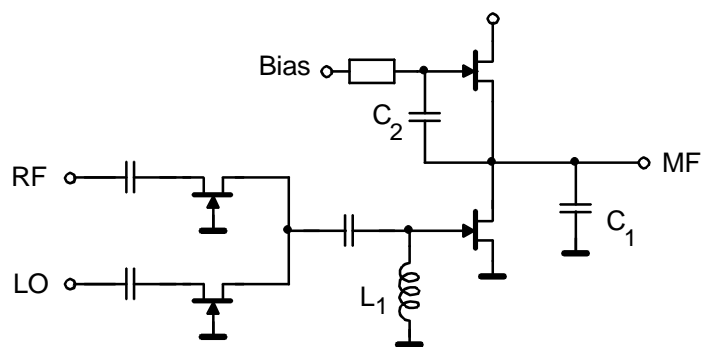
Gate bör vara kortsluten för MF-frekvenserna. De kan kortslutas via bias-kretsarna.



Kondensatorn ska släppa förbi MF-signalen, men kortsluta de högre frekvenserna. Om kretsen inte tillverkas monolitiskt tillkommer en induktans i tilledningen mellan transistorn och kondensatorn. Det minskar conversion-gain flera dB. Ovanför 20 GHz är det lämpligare att tillverka mixern monolitiskt.

MF-kanalen bör ha en belastningsimpedans på några hundra ohm. Högre impedans ger högre förstärkning, men det ger också instabilitetsproblem och högre IM produkter.

Sammansättning av RF och LO



RF och LO kan adderas med hjälp av två CG-kopplade transistorer. Dess inimpedanser är lika med $1/g_m$. Med transkonduktansen $g_m = 20 \text{ mS}$ blir alltså inimpedansen 50Ω .

Dämpningen baklänges i förstärkarstegen ger en LO/RF isolation på 20 dB.

Blandningen sker i en transistor som är förspänd till sitt olinjära område. L_1 kortsluter MF-bandet på gate, så att MF-brus och spurious inte förstärks. C_1 kortsluter de höga frekvenserna på drain.

En aktiv belastning kan ge problem med stabiliteten vid DC. Genom att koppla ihop gate och source med kondensatorn C_2 , blir DC-impedansen endast så låg som för en sourceföljare.

Dual - Gate FET

En Dual-Gate FET är ett smidigt sätt att särskilja LO och RF. Isolationen LO/RF blir ca 20 dB.



Dual-Gate transistoren är en cascode-koppling av två FET. Den kan användas på två olika sätt beroende på förspänningen på G_2 .

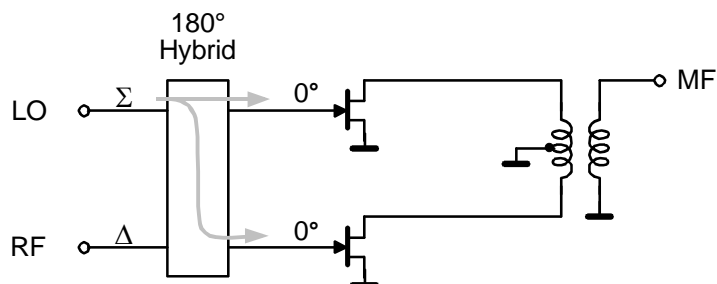
1. Med låg spänning, $V_{G2} < 0$ V, är transistoren förspänd till lågt brus. LO ger då drain-switchning av första transistoren. Andra transistoren är då en source-följare för LO-signalen och samtidigt CG-kopplad MF-förstärkare.
2. Med hög förspänning, $V_{G2} > 2$ V, fungerar första transistoren som en förförstärkare. Andra transistoren ger då själva blandningen.

Förspänningarna och LO-effekten kan ställas in för att ge en lämplig kompromiss mellan IM, förstärkning, isolation och brusfaktor. Förstärkningen är vanligen 5 - 10 dB.

RF-anpassningen utförs som ett högpasfilter för att förhindra att eventuellt MF-brus på RF-ledningen blir förstärkt i transistoren.

MF-anpassningen på utgången är av lågpas karaktär. Den görs bredbandigt kortslutande för de högre RF- och LO-frekvenserna.

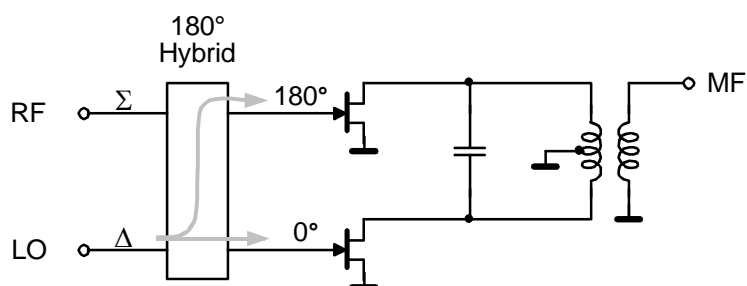
Balanserad FET - mixer



En balanserad FET-mixer har samma fördelar som en balanserad diodmixer. Dvs förbättrad isolation, undertryckning av jämna övertoner samt undertryckning av LO-bruset. Hybriden på ingången separerar RF och LO. Det kan vara en 90° hybrid eller en 180° hybrid, beroende på om man önskar anpassning eller hög isolation. Alternativt kan man använda en balun för 180° delningen, samt en separat 0° delare.

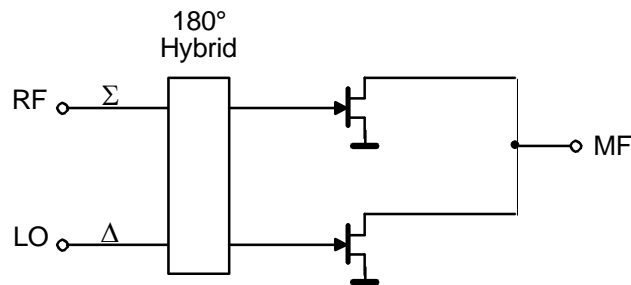
MF kanalerna sammansätts med en balunkopplad transformator. Det går inte att som med diodmixern vända ena transistorn för att koppla ihop kanalerna direkt.

Om LO ansluts till 180° hybridens Σ -port, kommer LO-signalerna att ta ut varandra i transformatorn på utgången. Denna extra LO/MF isolation är betydelsefull då frekvenserna ligger så nära varandra att det är svårt att separera med filter, t.ex. upp-convertern.



Om man istället matar LO på Δ -porten, kommer LO-signalerna på drain att vara i motfas (180°). Med en liten kondensator kommer drain att kortslutas för LO och dess udda övertoner. Kondensatorn är däremot för liten för att påverka MF-signalerna.

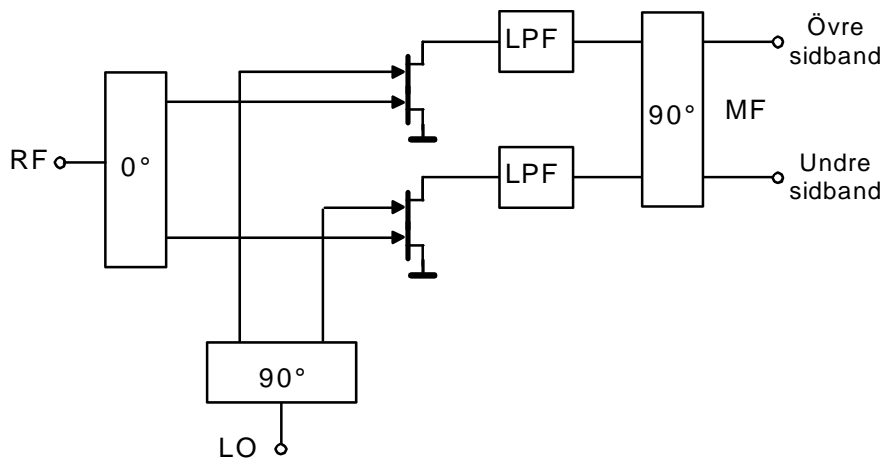
Subharmonisk mixer



En direkt hopkoppling av drain kommer att kortsluta blandprodukterna med LO. Kretsen kan istället optimeras så att förstärkarna switchas till av LO-topparna. Det ger en blandning med dubbla LO-frekvensen.

En subharmonisk transkonduktans-mixer har fått Conversion Gain på 5 dB över 3 - 6 GHz.

IR - mixer

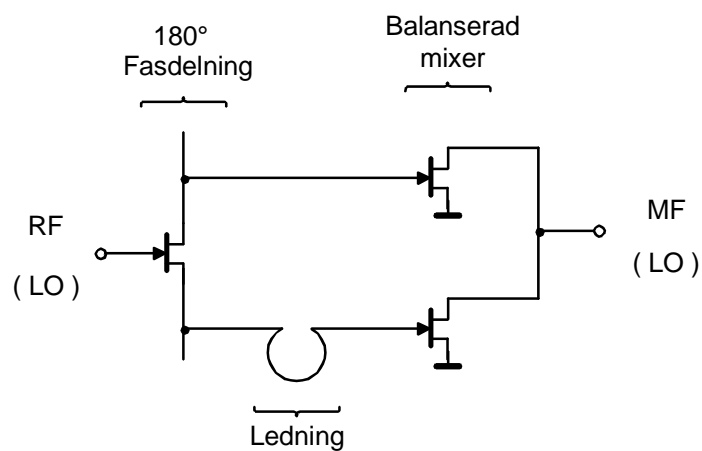


I en balanserad FET mixer används gärna FET med endast en gate. Dual-Gate skulle ju behöva varsin hybrid för LO och RF, dvs en onödigt komplicerad krets.

En mixer med undertryckning av spegelfrekvens (Image Rejection) behöver däremot olika fas till RF och LO. Då kan det vara lämpligt med Dual-Gate FET.

Fasdelning med Drain/Source

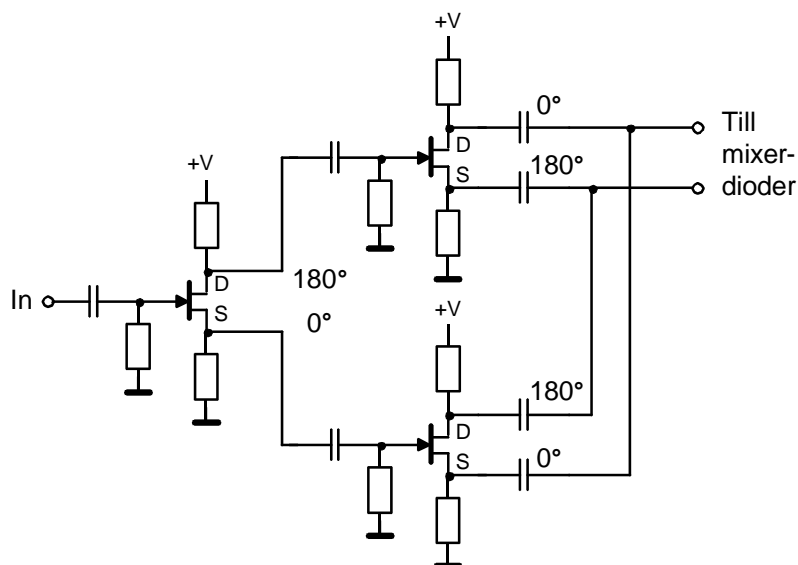
Hybrider och baluner bygger sin funktion på ledningslängder. De blir därför stora då frekvensen är låg. Även på mikrovåg kan den vara för stor om kretsen ska tillverkas monolitiskt. Passiva delningsnät med spolar och kondensatorer har högre förluster, och ger därför sämre brusfaktor.



En förstärkare med jordad source är inverterande. En sourceföljare (jordad drain) är icke-inverterande. Med båda utgångarna får man 180° fasdelning. En viss fasjustering kan behöva göras, med en kort ledning.

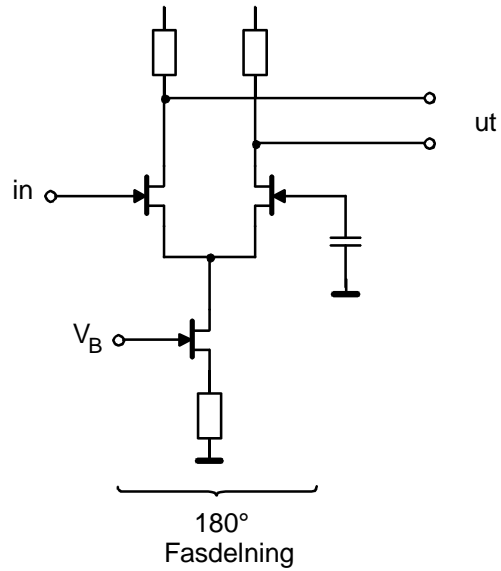
Fasdelning med Drain/Source i två steg

Uppdelning med drain/source har dålig noggrannhet eftersom den ekvivalenta kretsen inte är symmetrisk.



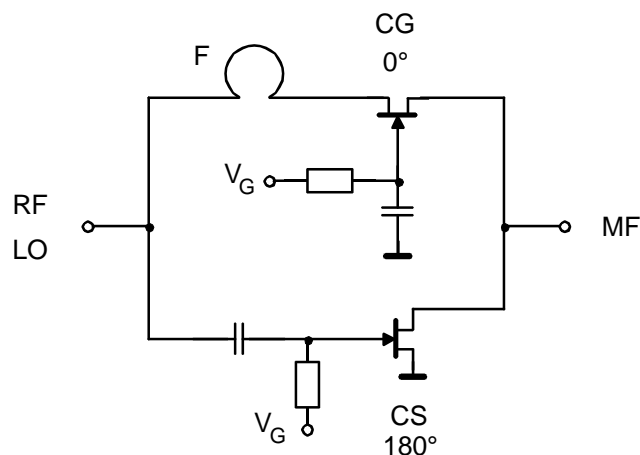
Med ytterligare delning 180° blir det fyra signaler, som adderas till två utgångar. Eftersom man utnyttjar både source och drain kompenseras felen till en stabil 180° respektive 0°.

Fasdelning med differentialsteg



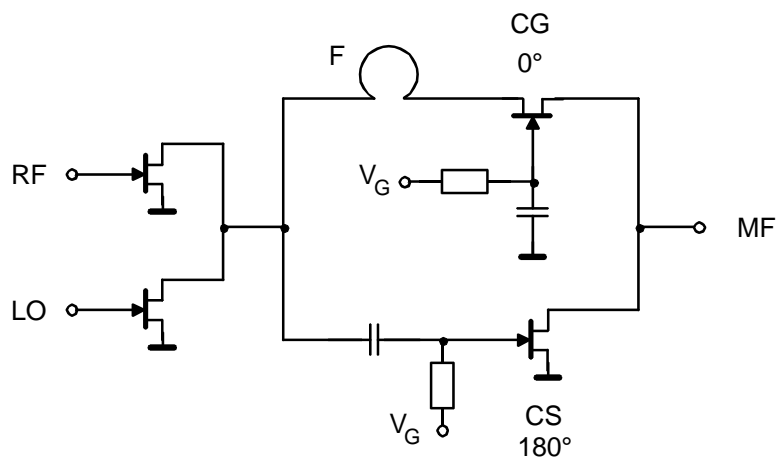
Fasdelningen kan också göras med ett differentialsteg. Det åtgår fler transistorer och högre drivspänning, med dynamikområdet blir större.

Fasdelning med CG- och CS-förstärkare



Med jordad gate (Common Gate) får man en icke-inverterande förstärkare. Jordad source är inverterande. Om de båda förstärkarna är förspända nära strypning kommer LO att switcha dem. Resultatet blir en balanserad blandare. Transistorerna kombinerar alltså funktionen för balun med samtidig mixning.

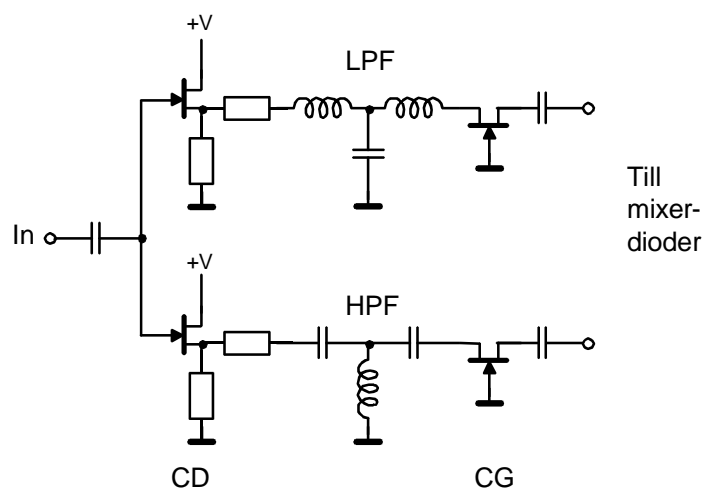
Genom att välja lämpliga bredder på respektive gate, kommer RF och LO att bli undertryckta i MF-utgången. Amplituderna kan finjusteras med spänningarna på gate. Fasen finjusteras med en liten ledningslängd.



Den här kretsen har en aktiv kombinerings av RF och LO. Kombineringsen ger både förstärkning och isolation.

Fasdelning med LP- HP-filter

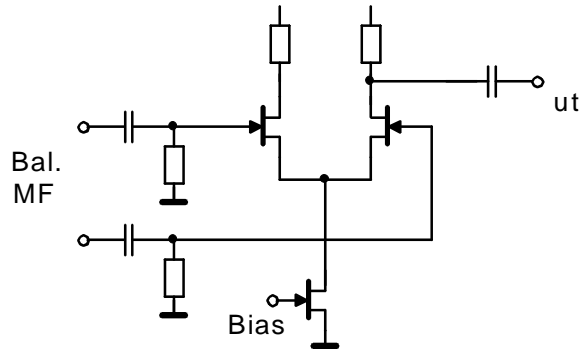
Om mixerkretsen innehåller dioder eller diodkopplade transistorer kan det behövas extra isolation mellan fasdelningen och dioderna.



Fasen delas 90° med hjälp av lågpasfilter och högpasfilter. Filtren avslutas med CG FET (common gate) för att inte bli utsatta för mixerdiodernas stora impedansvariationer. Det är viktigt att fasskiftarna har stabil belastning för att få hög noggrannhet.

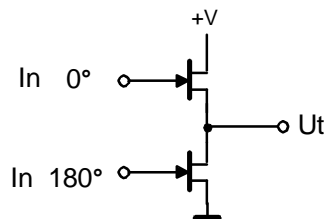
Ingångssteg med CD FET (common drain) ger isolation mellan I- och Q-mixern. Det undertrycker störningar mellan kanalerna.

Balun på utgången med differentialsteg



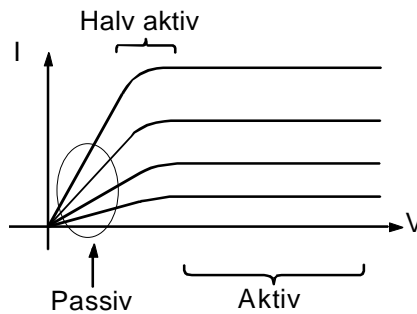
Vid monolitisk tillverkning blir en distribuerad MF-balun alldeles för stor. Diskreta spolar och kondensatorer blir också stora då MF-frekvensen är låg. Det kan då vara bättre att använda några extra transistorer i ett differentialsteg.

Balun på utgången med FET i cascode



Den övre signalen kopplar till utgången via en FET med gemensam drain (source-följare). Det ger en utsignal som inte blir fasvriden. Den undre signalen fasvrids 180° i transistorn med gemensam source. Båda signalerna adderas således i fas i utgången.

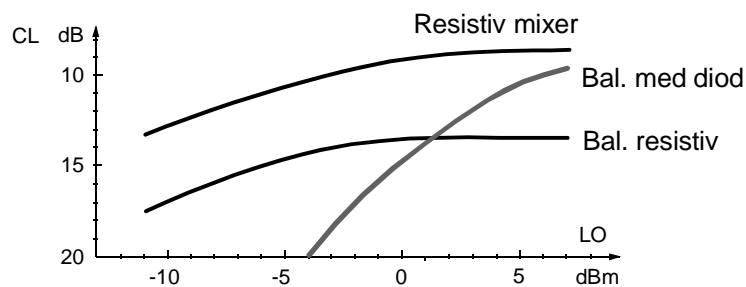
Översikt FET mixer



Passiva FET-mixern använder den variabla resistansen. Det ger hög IP3, dvs små IM-produkter. Aktiva FET-mixern är en switchad förstärkare. Den ger Conversion Gain istället för Conversion Loss. Det halvaktiva området används inte så ofta. Det ger både dålig IP3 och Conversion Loss.

Passiva mixern är alltid stabil. Den har inga DC-förluster eftersom drain-spänningen är noll.

En FET kan användas som en diod genom att koppla ihop source och drain. Det är ett intressant alternativ vid monolitisk tillverkning. Nackdelen är att den får lägre gränshänsfrekvens (200-300 GHz) än en diod med vertikal struktur (1000-1500 GHz).

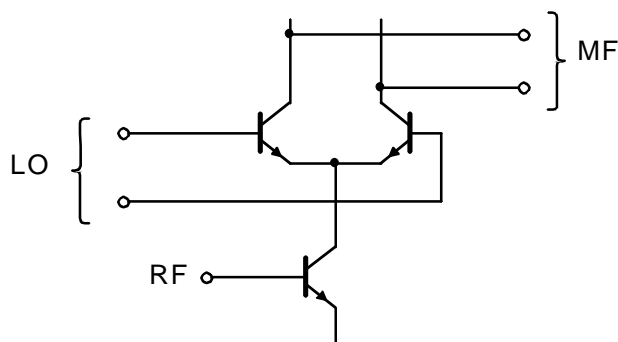


En diodmixer behöver en kraftig LO-signal för att få låg Conversion Loss. Den resistiva mixern är inte lika känslig för LO-variationer. Den fungerar bra trots att LO-effekten har minskat betydligt.

17. Bipolär mixer

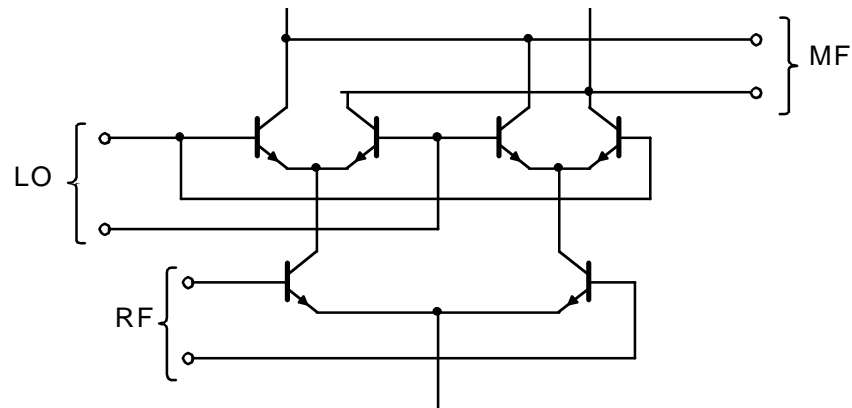
På MHz-området, och lägre mikrovågsfrekvenser, kan man använda bipolära transistorer i en aktiv mixerkoppling. För att få god isolation och balans används flera sammankopplade transistorer på samma chip. De kallas ofta Transistor Arrays.

Balanserad mixer



MF och LO har balanserade portar. LO-signalen ska vara så stor att transistorerna switchas. Kopplingen fungerar då som en tvåvägs switch, som vänder polariteten på RF-signalen. Det går också att injicera LO-signalen på den undre transistorn. Den fungerar då som en till-från switch.

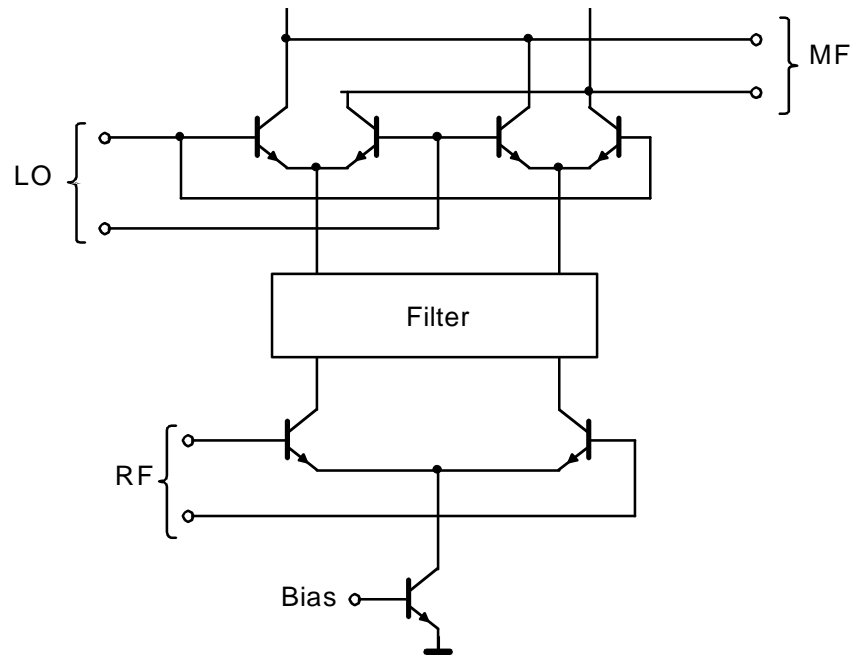
Dubbelbalanserad Mixer



Med dubbelt så många transistorer kan man balansera både LO-porten och RF-porten. Med balanserade ingångar undertrycks icke önskade blandprodukter så mycket som möjligt.

Utöver de balanserade kretsarna behövs en strömgenerator i emitterledningen, samt belastningsmotstånd i kollektorerna. Denna monolitiska mixer kallas ofta för Gilbert-cell.

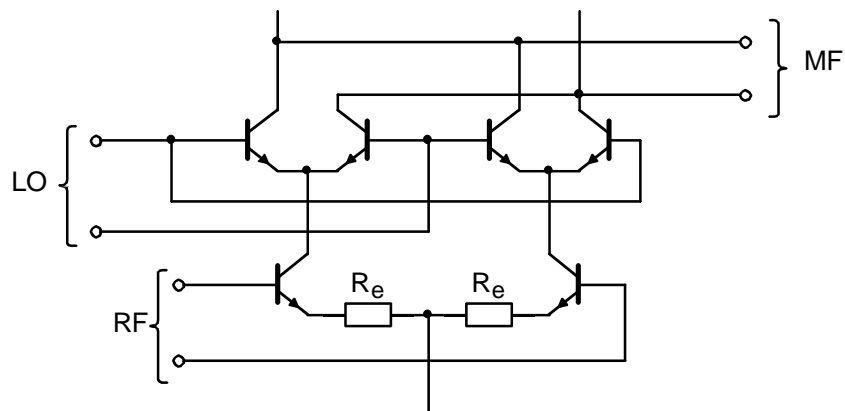
Gilbert-cell med filtrering



RF-bandet kan innehålla starka störande signaler förutom den önskade. Ett filter minskar effektivt den distorsion som alstrats i det undre differentialsteget. Därefter sker blandningen med LO.

Mixerns dynamikområde kan på så sätt förbättras med ca 20 dB.

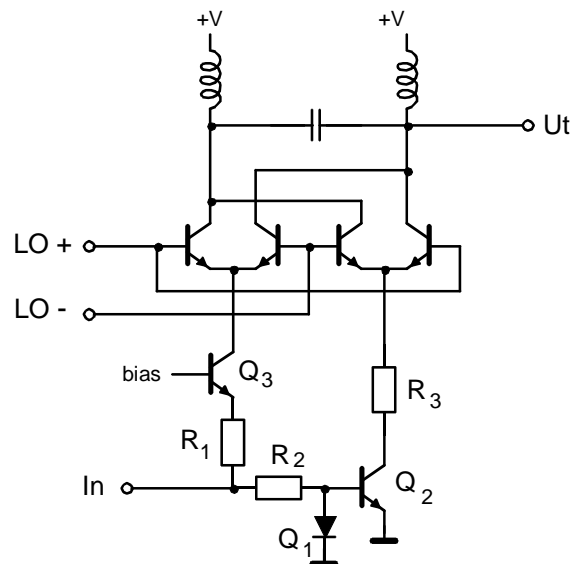
Återkopplad emitter



Resistanserna på emitterarna ger en negativ återkoppling. Det ger mindre gain men högre linjäritet. Även en liten motkoppling (degeneration) ger en märkbar förbättring för stora signaler.

Nackdelen är att brusfaktorn blir högre (10-15 dB). Men totalt sett har dynamikområdet ökat.

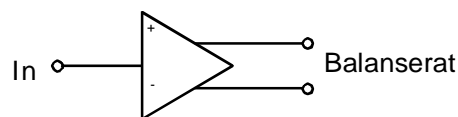
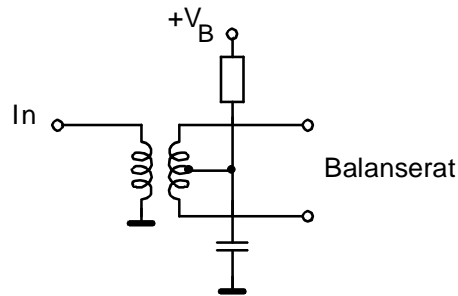
Förenklad Gilbert



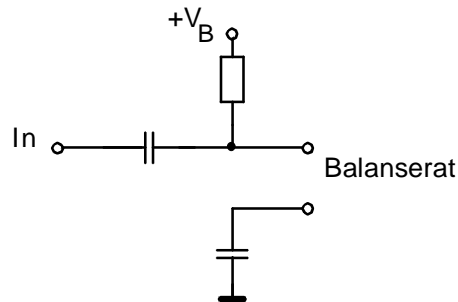
Insignalen delas upp i två vägar. Q2 har gemensam emitter, och är alltså inverterande. Q3 har gemensam bas och fasvrider därför inte signalen. Strömmarna som går till LO-switcharna är alltså 180° skilda i fas. De två transistorerna fungerar både som balun och strömgenerator.

Belastningarna på kollektorerna är i form av induktanser. Tillsammans med kondensatorn bildar de en resonanskrets. Resonanskretsen tappas av obalanserat från ena induktansen till utgången.

RF- och LO-ingångarna

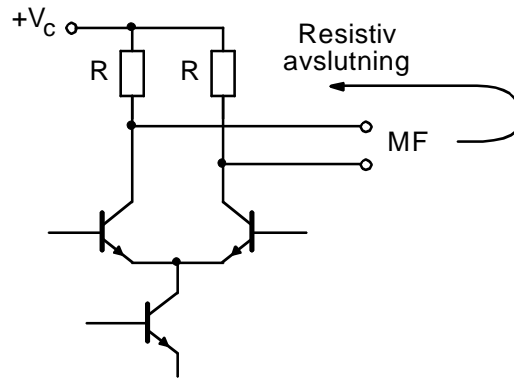


Den balanserade porten kan anslutas via en transformator eller en differentiell förstärkare.



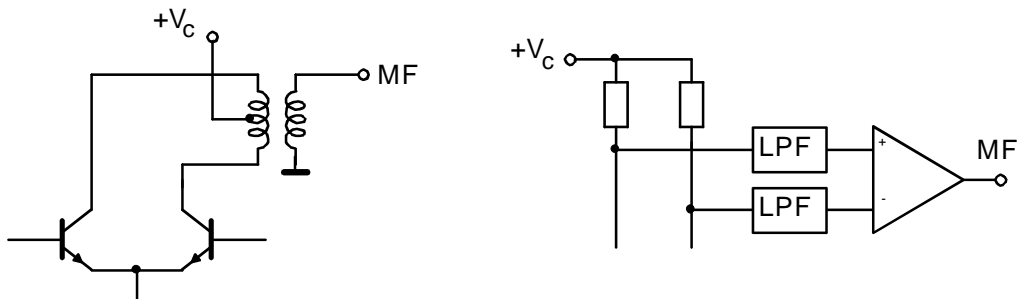
Det går också att helt enkelt jorda ena sidan av den balanserade ingången (med en kondensator), och driva den andra sidan obalanserat direkt. Det gäller både RF- och LO-ingången. Nackdelen är att det kan bli en kraftig övertonrik signal inuti kretsen (common mode).

En fördel med den aktiva kretsen är att LO nivån kan vara ganska liten, -10 dBm.

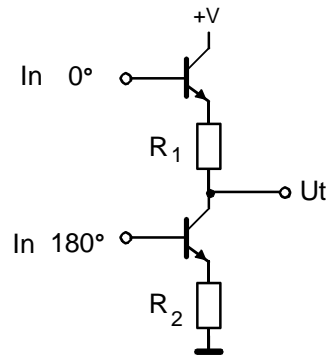
MF-utgången

En av fördelarna med en aktiv mixer är att den har Conversion Gain. Förstärkningen begränsas av kollektormotståndet och kan bli 10 - 20 dB.

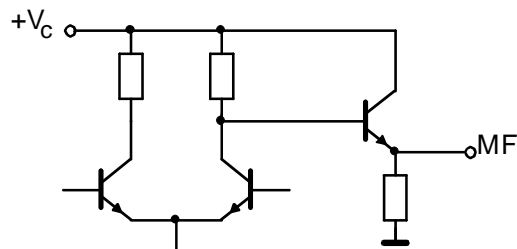
En annan fördel med kollektormotstånden är att de ger en resistiv avslutning för de signaler som reflekteras tillbaka på MF ledningen.



Utsignalen kopplas vidare med en differentialtransformator, balun eller en differentialförstärkare.



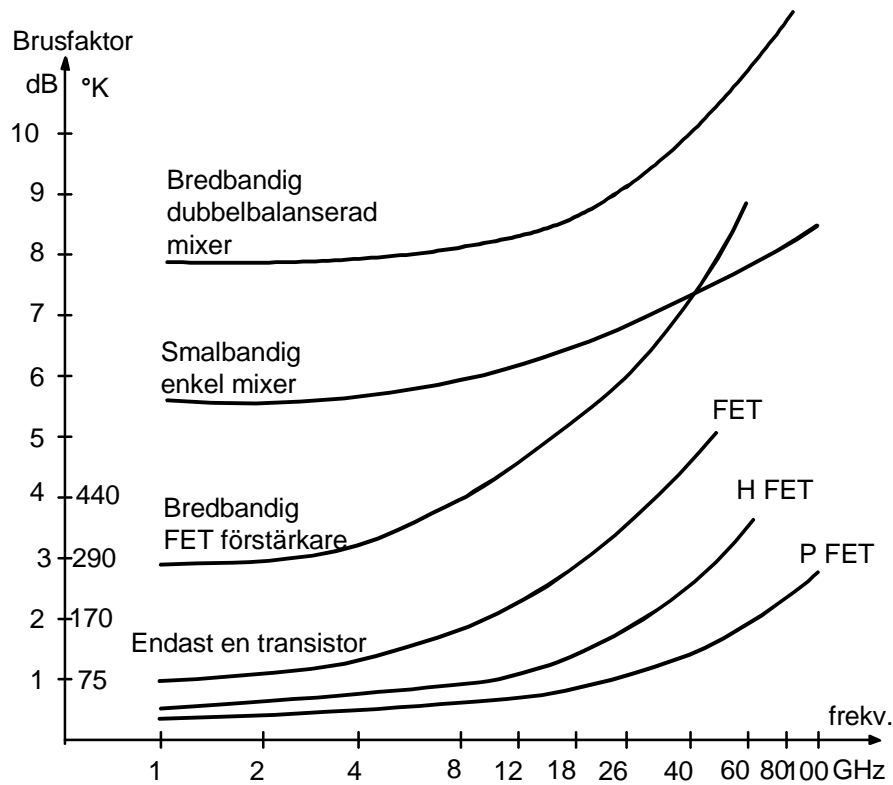
De två balanserade delsignalerna kan sammansättas med två transistorer kopplade i cascode. Den övre transistoren är en emitter-följare. R1 förbättrar anpassningen på utgången. Det undre transistorsteget har gemensam emitter. Det ger en invertering av 180° signalen så att den också blir 0°. R2 justerar förstärkningen så att de två signalerna blir lika stora.



Det går också att använda en enkel emitterföljare för att få låg utimpedans. Kretsen blir mycket enkel, men tyvärr inte balanserad.

18. Sammanställning

Mixer = multiplikator	$A \cdot B$	i tidsdomänen
	$A \pm B$	i frekvensdomänen
Mixer = switch	till – från	
	eller	
	Polaritetsvändande	
Blandning med övertoner	Harmonic Subharmonic Sampler	
Kretskopplingar	Enkel Balanserad Dubbel balanserad Trippel balanserad IR-mixer	
	Hybrider och Baluner	
Vågledare	Crossbar Fin-line	
Transistorer	FET som variabel resistans FET som switchad förstärkare Bipolär Gilbert cell	
	Aktiva baluner	



Signalen kommer i allmänhet från endast ena sidbandet. Brustillskottet kommer däremot från båda sidbanden. Denna dubblering av bruset betyder 3 dB försämring av brusfaktorn.

Eftersom mixersteget inte har någon förstärkning, kommer efterföljande MF-förstärkarens brus att direkt adderas. Man räknar vanligen med 1,5 dB brusfaktor på MF-förstärkaren.

Dämpningen från ingången till dioderna kommer också att direkt försämma brusfaktorn. Bredbandiga dubbelbalanserade blandare har ganska komplexa RF-kretsar som kan ge flera dB dämpning.

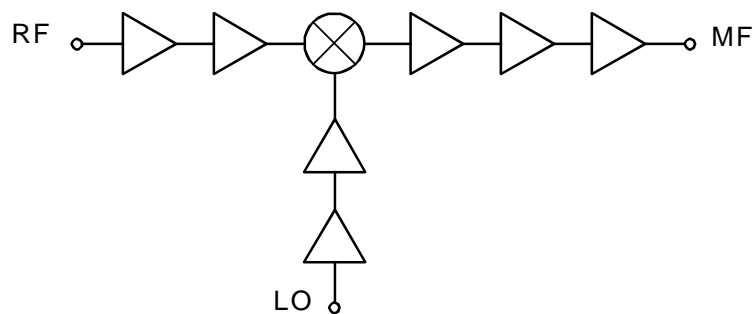
Den totala brusfaktorn för mixern blir alltså ganska stor. Om man använder en bredbandig transistorförstärkare framför mixern, så får man en avsevärd förbättring av brusfaktorn. En smalbandig enkel mixer har visserligen lägre brusfaktor än den mer avancerade blandaren. Man kan däremot inte räkna med att uppnå den låga brusfaktor som en smalbandig transistorförstärkare har.

Resultatet är att om man eftersträvar låg brusfaktor, så bör man använda en förförstärkare. Man kan sedan välja en mixer för att optimera andra önskemål.

Monolitmixer

När flera olika mikrovågskomponenter kombineras i samma låda kallas den MIC (Microwave Integrated Circuit)

Då flera komponenter kombineras på samma halvledarchip kallas den MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit)



En mixer kan kombineras med förstärkarsteg på både RF, MF och LO. Conversion Gain kan bli 20 - 30 dB, och den behöver en ganska låg LO-nivå. När denna kretskoppling tillverkas monolitiskt blir den extremt liten, ca 1 mm². Eftersom de olika delarna inte behöver sammanbindas med bondtrådar så ökar tillförlitligheten.

En annan fördel med monolit mixern är att det är lätt att få många chip matchade i både amplitud och fas. De kan då användas där flera parallella matchade mottagarkanalerna ska kombineras.

Monolitkretsen kan också innehålla själva lokaloscillatorn. Det enda som behövs utanför monoliten är resonatorn (den dielektriska resonatorn eller kristallen).

Modulator

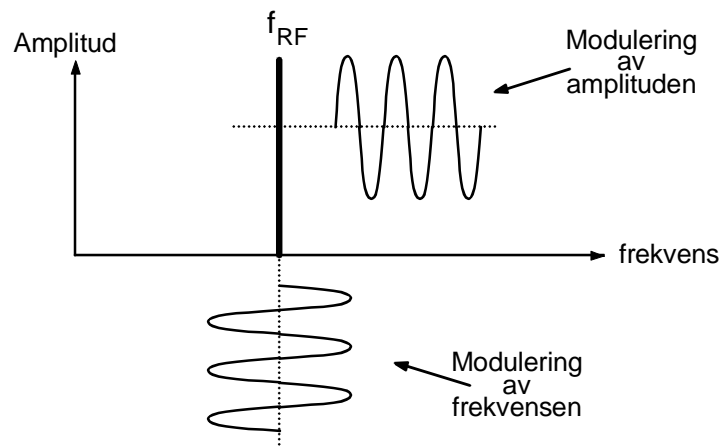
1. Inledning

$$V_{RF} = V \cdot \sin(\omega_{RF}t + \Phi)$$

↙
↓
↘

Amplitud Frekvens Fas

Att modulera är att med en viss styrsignal variera mikrovågssignalen. Man kan modulera antingen amplituden, frekvensen eller fasen.



AM: Amplitudens variation bestäms av styrsignalens amplitud.
Hastigheten på amplitudvariationerna bestäms av styrsignalens frekvens.

FM: Frekvensens variation bestäms av styrsignalens amplitud.
Hastigheten på frekvensvariationerna bestäms av styrsignalens frekvens.

Amplitudmodulation

På mikrovåg alstras AM med en mixerkoppling. Vid blandningen får man summa- och skillnadsfrekvenserna. De kallas här övre och undre sidbandet. Ofta önskar man undertrycka bärvågen och då använder man en balanserad modulator. Ibland vill man dessutom undertrycka det ena sidbandet, så att det endast återstår ett sidband. Då använder man en SSB-modulator (Single Side Band). Om det önskade sidbandet ligger så långt från bärvågen att det lätt kan filtreras, kallas kretsen för up-converter.

Man kan också variera amplituden mycket långsamt, t.ex. vid nivåreglering (ALC) eller då man önskar en variabel dämpsats. En radar använder vanligen puls-modulering. RF-signalen switchas då till och från under mycket korta tidsintervall.

Dämpning och pulsning sker främst med PIN-modulatorer (PIN-switchar). Man kan också använda Schottky dioder i en dubbelbalanserad modulator (blandare). Speciellt på de lägre MHz frekvenserna där PIN-dioden inte fungerar så bra. Vid monolitisk tillverkning har man börjat använda FET-transistorer som switch och dämpare. Transistorerna är lättare att integrera till mer komplicerade kretskopplingar.

Frekvensmodulation

Frekvensmodulation sker vanligen direkt på oscillatoren. Man använder då en spänningsstyrd oscillator (VCO).

Fasmodulation

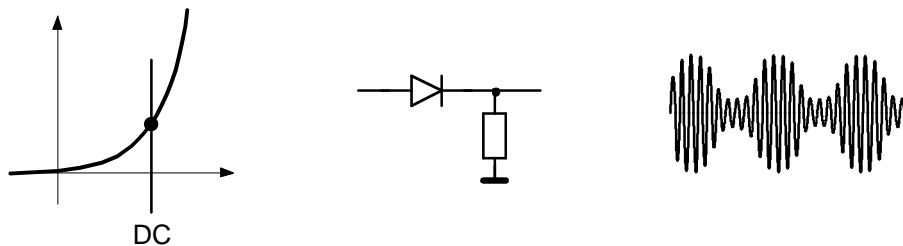
En fasmodulator kan vrida fasen kontinuerligt, upp till 360° . Antingen används varaktordioder i en hybridkoppling eller variabla dämpsatser i en vektor-modulator.

En digitalstyrd fasvridare kan bestå av en analog fasvridare och en D/A omvandlare. Alternativt kan man switcha in olika fasta fasvridande sektioner. De kan bestå av fasvridande nät eller av tidsfördröjningar. En tidsförskjutning ger ju en fasförskjutning, som ökar linjärt med frekvensen. De tidsskiftande näten används främst till fasstyrda antenner.

Digital kommunikation på mikrovåg sker ofta med ett antal olika fashopp (PSK). Modulatorn är då uppbyggd som en digitalstyrd fasskiftare. Större system kombinerar ofta fashoppen med hopp i amplituden (QAM). Det sker vanligtvis med en vektor-modulator på MHz-området samt en efterföljande up-converter.

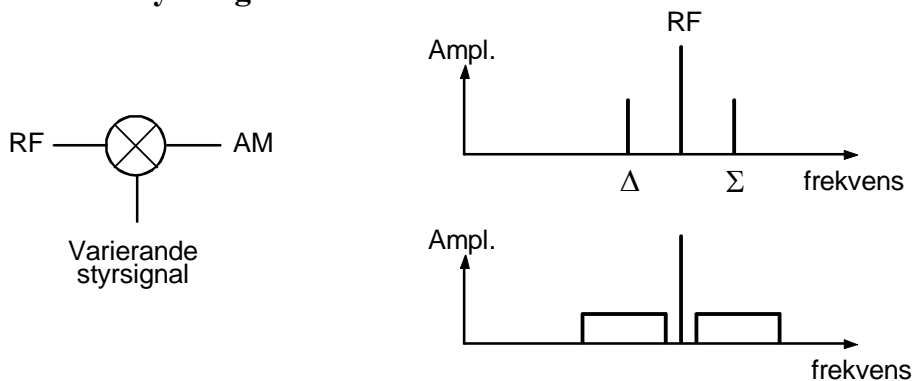
2. AM-modulator

Styrning med DC



Med en DC-spänning kan man förspänna en diod till olika arbetspunkter. Dioden har olika resistans i de olika arbetspunkterna. Man kan med DC-spänningen variera diodens resistans från höghögt (utan spänning) till låghögt (diod i framriktningen). En variabel resistans kan användas till en variabel dämpningsfaktor. Utsignalen har alltså en variabel amplitud, dvs amplitudmodulering.

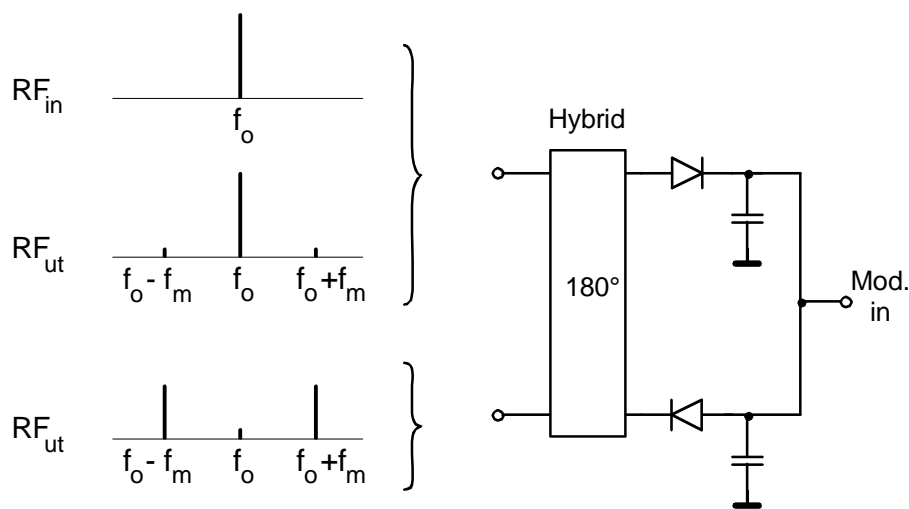
Varierande styrning



Med en varierande styrning kommer dioden att utsättas för två varierande signaler, en RF-signal och en styrningssignal. Modulatorn är alltså en mixerkrets. Det man i tidsdomänen ser som en varierande amplitud, ser man i frekvensdomänen som en blandning av två frekvenser. Utsignalen innehåller alltså summa- och skillnadsfrekvenserna. Om styrningssignalen varierar inom ett visst frekvensband, så blir det modulerat som två sidband, på varsin sida om bärvågen.

Balanserad modulator

En balanserad modulator konstrueras på motsvarande sätt som en balanserad mixer. Om dioderna kopplas in med omvänd polaritet, kan ingångarna för modulation kombineras i ett T-stycke. Med en 180° hybrid får man undertryckning av bärvågen.



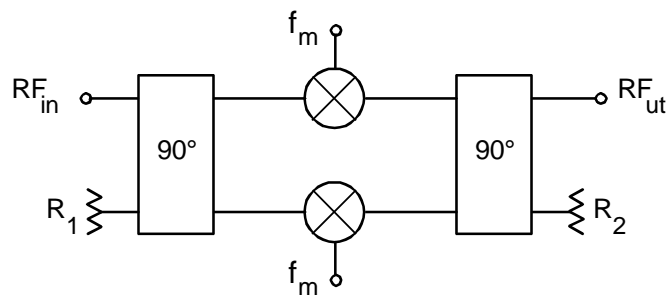
Den inkommande RF-signalen ser lika reflektioner vid de båda dioderna, och reflekteras alltså tillbaka till ingången. Modulationssignalen ger motsatt polaritet på reflektionskoefficienten för de vända dioderna. Summa och skillnadsfrekvenserna kommer alltså ut i fjärde porten.

Graden av bärvågsundertryckning beror på kvalitén på 180° hybriden och matchningen av dioderna. För en oktavs bandbredd är undertryckningen av bärvågen i storleksordning 17 dB, smalbandigt är vanligtvis undertryckningen 40 dB.

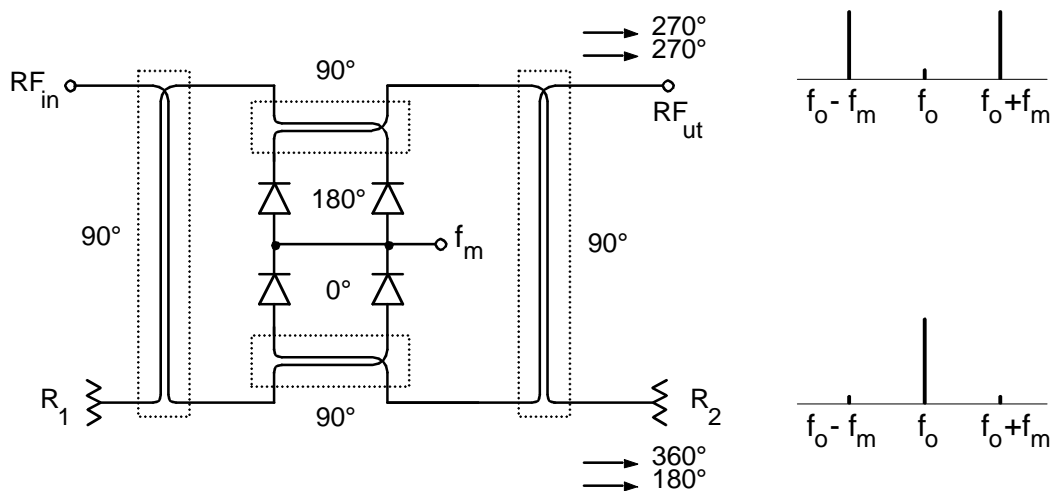
Om man istället använder en 90° hybrid, ska dioderna vändas åt samma håll. Sidbanden kommer då att sammansättas i utgångsporten. Tyvärr kommer också bärvågens reflektion att ledas till utgången. Man får då ingen bärvågsundertryckning.

Dubbelbalanserad modulator

För att få bra anpassning och samtidigt undertryckning av bärvågen, kan man göra en dubbelbalanserad modulator på motsvarande sätt som den dubbelbalanserade blandaren.



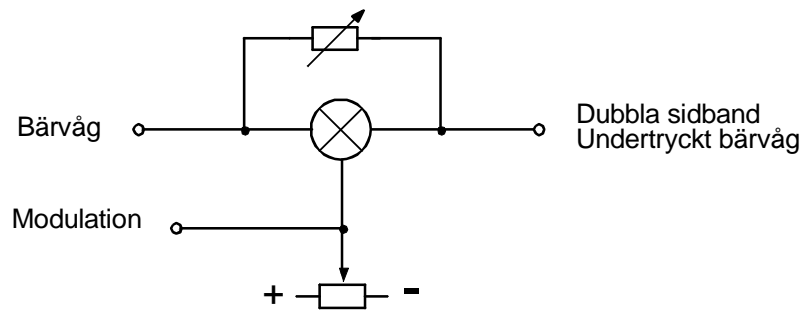
Med 90° hybrider samlas reflektionerna upp i avslutningsmotståndet R_1 . Den del av insignalen som tar sig igenom de båda modulatorena samlas upp i avslutningsmotståndet R_2 .



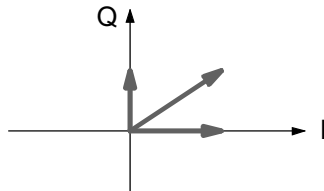
Sidbanden får en annan sammansättning av faserna eftersom de båda modulatorena har sina dioder vända åt var sitt håll. Med denna 180° skillnad kommer sidbanden från de olika modulatorena att adderas i fas i RF-utgången och i motfas vid avslutningsmotståndet R_2 .

Undertryckningen av bärvågen blir ca 20 dB för en oktavbands modulator.

Undertryckning av bärvågen



LO-RF isolationen är i typiskt 45 dB på MHz området. Med en DC-spänning kan man påverka balanseringen så att isolationen ökar till ca 55 dB. Det blir inte bättre än så, eftersom kretsen också ger ett läckage som är fasvridet 90° .

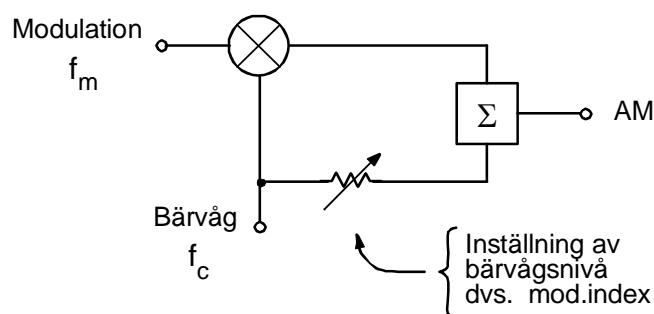


Läckaget kan få valfritt fasläge. Felvektorn kan delas upp i en del som ligger i fas och en del som ligger 90° fasvriden. Man kan sikta in sig på att balansera bort Q-signalen och låta I-signalen finnas kvar. Därefter adderar man lite av insignalen så att I-signalen blir motfaskopplad.

På så sätt kan man uppnå 75 dB undertryckning av bärvågen, över en oktavs bandbredd.

AM med bärvågskontroll

Om blandaren förspänns dels med en DC-spänning och dels med en lågfrekvent modulationsspänning, så fungerar den som en AM-modulator. Dioderna arbetar då i sitt olinjära område. Det ger övertoner och intermodulation.



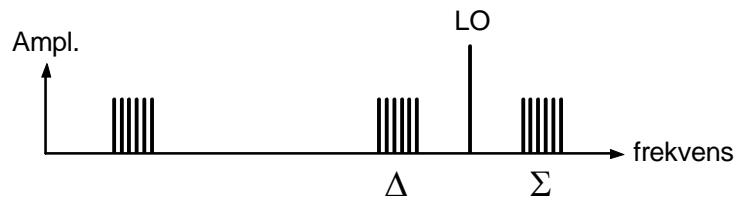
Ett bättre sätt att åstadkomma en AM-modulator är att först låta den balanserade modulatorens generera de båda sidbanden. Sen kan man (istället för med DC-förspänning) alstra bärvågen genom att förbikoppla en viss del av signalen från LO. Den adderas då med en effektdelare efter modulatorens.

Det ger lägre distorsion och bättre kontroll över modulationsindex. Även mycket stora modulationsindex är lätt att ställa in.

AM med klass-C förstärkare

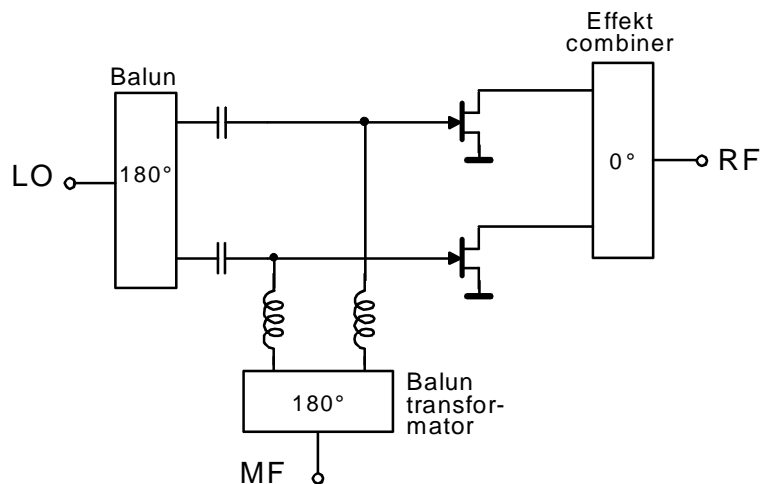
Ett enkelt sätt att få AM på hög effektnivå är att direkt modulera en klass-C förstärkare. Modulationssignalen varierar förstärkarens likspänning mellan 0 V och max spänning så att uteffekten varierar. Fördelen är att en klass-C förstärkare har en mycket hög verkningsgrad. Om man först hade modulerat amplituden, så hade man sen behövt en linjär klass-A förstärkare. Nackdelen är att transistorens strökapacitans varierar med drivspänningen. Det ger en oönskad fasmodulering.

Up-converter



Eftersom informationsbandet sträcker sig långt ner i frekvens har den balanserade modulatern sina sidband ganska nära bärvågen. Ibland vill man blanda upp sin signal, och filtrera bort bärvåg och spegelfrekvens. Det betyder att bärvågen (LO) bör ha en frekvens som kraftigt avviker från det önskade sidbandet. Denna krets kallas då up-converter. Det kan t.ex. gälla att flytta upp en 4 GHz signal, eller en 70 MHz signal till 6 GHz.

Balanserad up-converter med transistorer

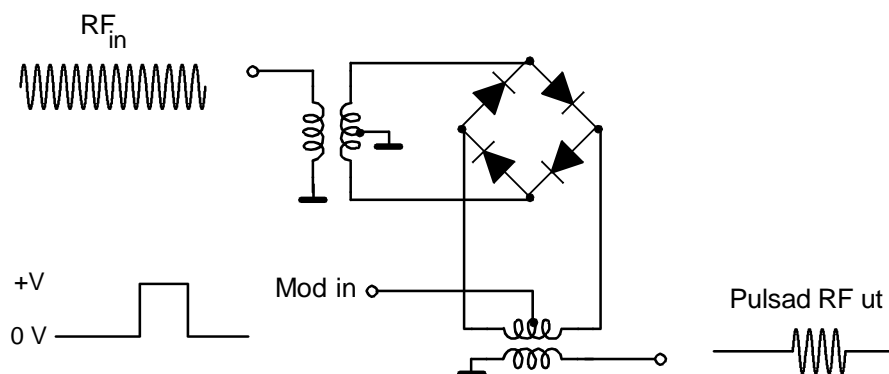


LO-signalen matas via en 180° hybrid till transistorernas gate. Drain sammansätts med en 0° effektdelare. Det gör att LO-signalen sammansätts i motfas, och alltså undertrycks. För att blandprodukterna ska adderas i fas krävs ytterligare en fasvändning. MF-signalen matas därför via en baluntransformator.

Alternativt hade man kunnat placera 180° hybriden på utgången och 0° delningen på ingången, eller 90° hybrid på både in- och utgång.

Pulsmodulator

En mixer (eller modulator) bygger sin funktion på att LO-signalen switchar insignalen. Det betyder att samma krets kan fungera som pulsmodulator.



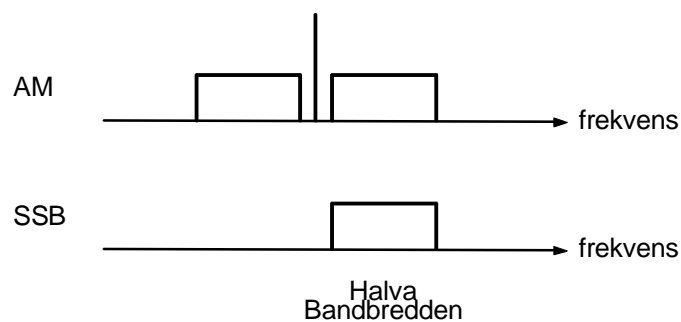
Den dubbelbalanserade mixern har hög isolation mellan LO och RF. Men med en likspänning på MF-porten, blir två dioder förspända i framriktningen. Det gör att RF-signalen kopplas till utgången. På så sätt kan man switcha RF-signalen till och från.

Eftersom MF-bandbredden kan vara mycket stor, är alltså omkopplingstiden mycket liten, mindre än 1 ns. En switch med PIN-diod har vanligen en omkopplingstid på flera ns. PIN-dioderna har dessutom en undre gränshänsfrekvens där de slutar att fungera. För frekvenser lägre än 1 MHz används endast mixerkopplingar.

En DBM har en viss isolation till MF-porten som alltså dämpar switch-signalen. Det underlättar filtreringen på utgången. En snabb switchpuls innehåller frekvenskomponenter som kan överlappa RF-området. Det är då endast mixerns isolation som dämpar switchpulsens nackdelen med mixerkopplingar är att de har en viss olinjäritet som ger upphov till övertoner av RF-signalen.

3. SSB - modulator

Single Side Band - Enkelt Sidband



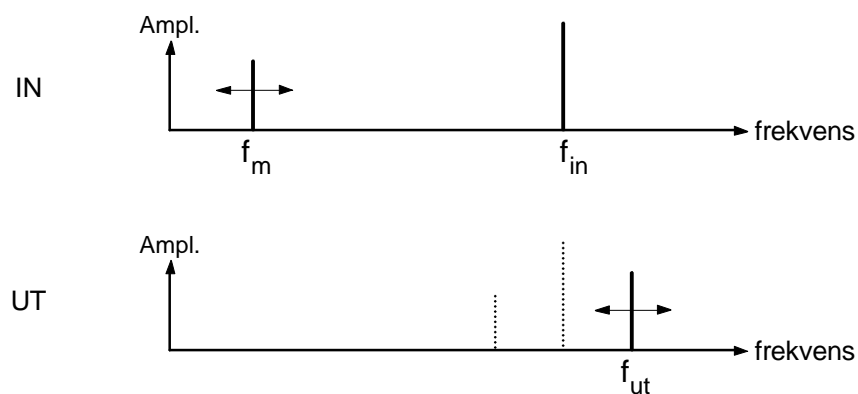
En AM-modulerad signal innehåller två lika sidband och en stor bärvåg. En SSB-modulering ger endast det ena sidbandet. Det resulterar i minsta möjliga bandbredd för en viss information. Med en mindre bandbredd får det plats fler kanaler. Sändaren behöver lägre uteffekt eftersom den bara behöver sända informationen en gång.

Dessutom behöver man inte sända bärvågen, för den innehåller ju ändå ingen information. Bärvågen behövs i mottagaren för att få en enkel demodulering. Men det är idag enkelt att skapa en tillräckligt stabil oscillator i mottagaren.

En talkanal med AM-modulering har i medeltal mer än 90 % av effekten i bärvågen.

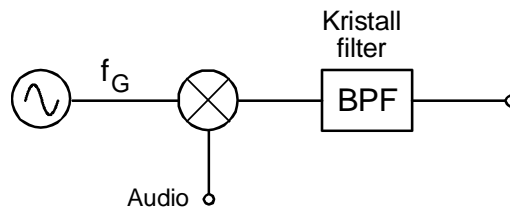
SSB är det effektivaste sättet att överföra analog signal. Man sänder ju inte mer än nödvändigt, med minsta möjliga bandbredd.

En annan användning av SSB-modulatorn är då en signal behöver förskjutas lite i frekvens, så lite att det inte går att separera frekvenserna med filter, t.ex. vid simulering av dopplerförskjutning.



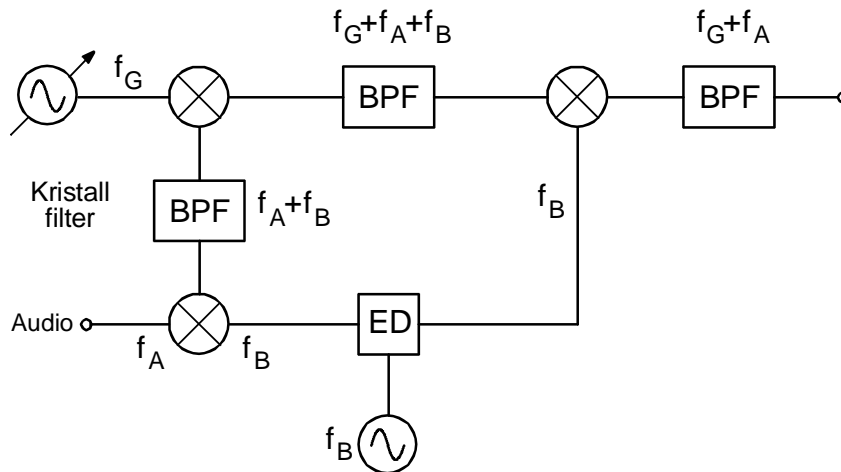
Utsignalens frekvens kan alltså varieras. Men den får för den skull inte förväxlas med en FM-signal. Vid FM styrs ju frekvensen av modulatorsignalens amplitud. Här är det infrekvensen som styr utfrekvensen (up-converter). Blandaren fungerar som en AM-modulator, men med bärvåg (LO) och ett sidband (spegelfrekvens) undertryckt.

SSB med filter

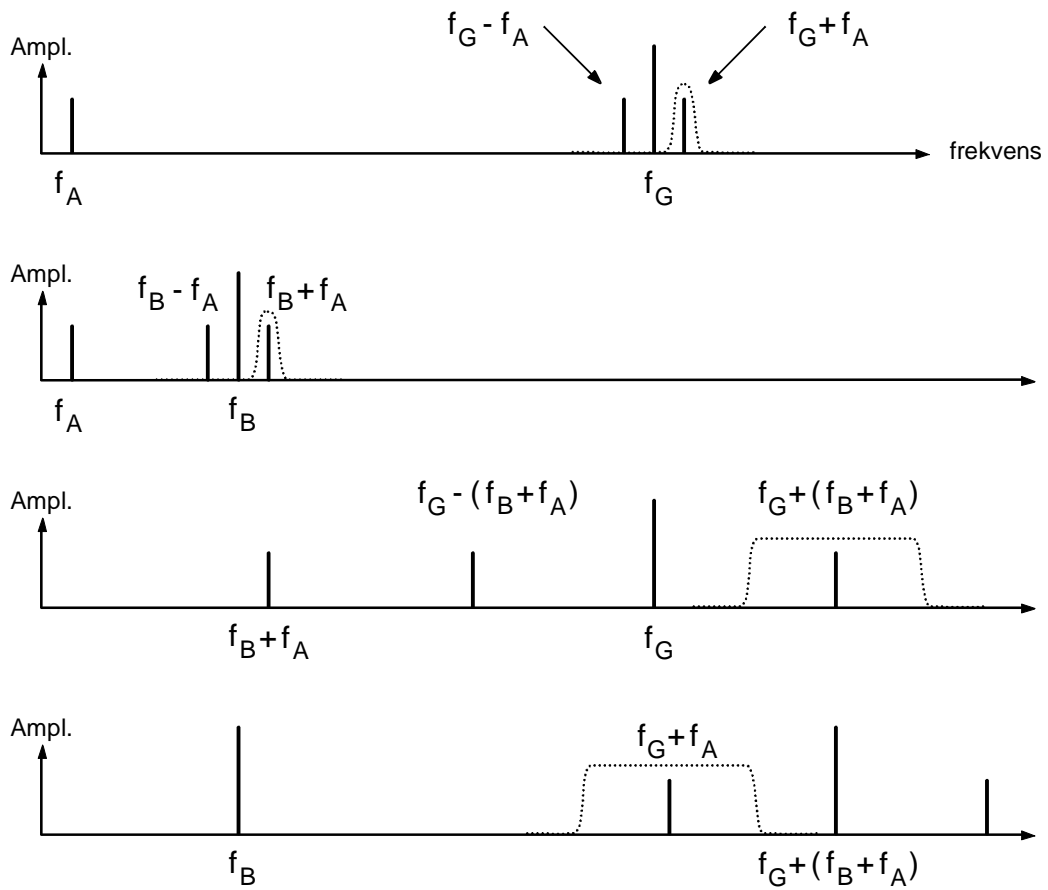


Med hjälp av ett mycket smalt och stabilt kristallfilter kan det ena sidbandet filtreras bort. Det ger en enkel och billig kretslösning. Generatorn måste naturligtvis också vara en kristallstabiliserad oscillator. Det behövs tyvärr ett kristallfilter för varje inställd generatorfrekvens.

SSB med hjälpfrekvens



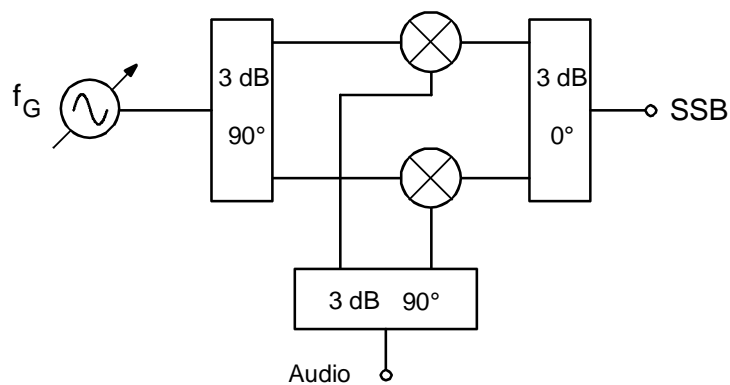
Med en hjälpfrekvens och filtrering i flera steg kan man få en ganska bredbandig SSB-filtrering.



Generatorfrekvensen kan här varieras inom de bredbandiga filtrens passband, utan att undertryckningen av sidbanden påverkas. Nackdelen är att det åtgår många filter och blandare, samt en extra kristalloscillator.

SSB med utfasning

IR-blandaren (Image Reject) används för att undertrycka spegelfrekvensen. Samma kretskoppling kan också användas åt andra hållet. Man får då en SSB-modulator där det ena sidbandet fäses bort.



Man kan välja vilket sidband som ska adderas i fas respektive i motfas. Det gör man genom att koppla om portarna på ena 90° hybriden. Bärivågen blir undertryckt i de balanserade blandarna.

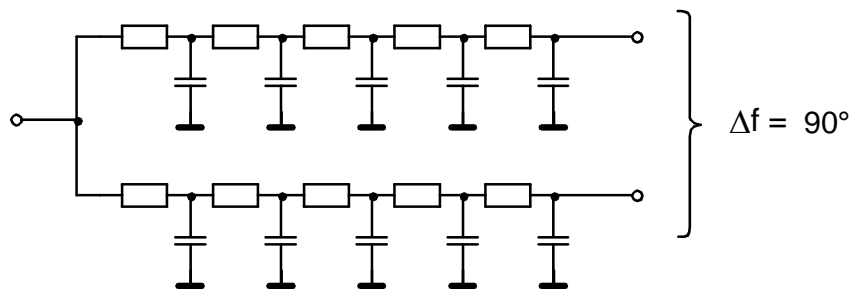
Man kan göra en SSB-modulator som arbetar direkt på mikrovåg. Eftersom den inte innehåller några filter kan den fungera över en oktavs bandbredd. Frekvensområdet är begränsat av 90° hybriderna.

Undertryckningen av bärivåg och sidband blir ca 20 dB. Det som begränsar undertryckningen är att det alltid blir en viss obalans i fas och amplitud, speciellt om det ska vara en stor bandbredd.

På mikrovåg kan man lätt göra en 90° hybrid. Audio kräver en mer komplicerad krets. Bärivåg på MHz-området kräver också en annan kretslösning, speciellt om det gäller ett stort frekvensområde.

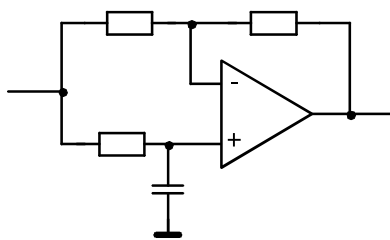
90° Audio

Problemet är att få 90° fasvridning över ett mycket stort frekvensområde.

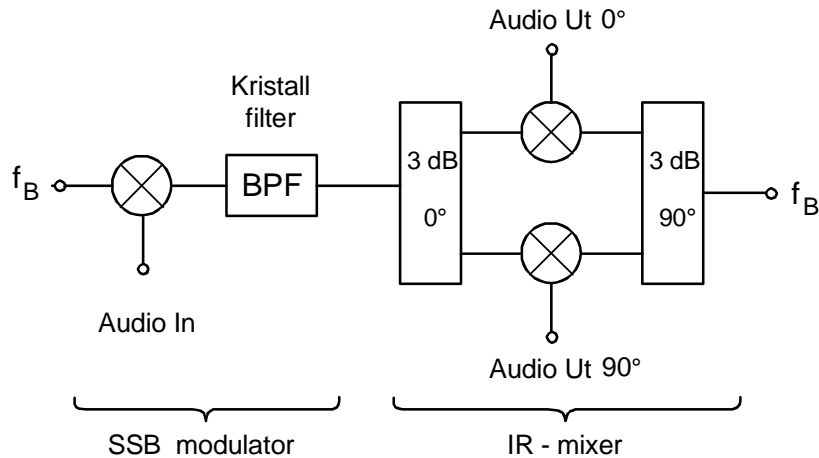


Med två fasvridande nät (allpassfilter) kan man få 90° fasskillnad mellan utgångarna. För att få en hög övre gränshfrekvens så ska varje steg ha ganska liten fasvridning. Det behövs alltså ganska många steg för att få 90° skillnad över ett stort frekvensområde.

En 90° fasvridning för alla frekvenser inom bandet kallas för Hilbert-transform.



Förlusterna kan kompenseras med en OP-förstärkare vid varje RC-steg. Tyvärr är OP-förstärkarna ganska brusiga och smalbandiga.

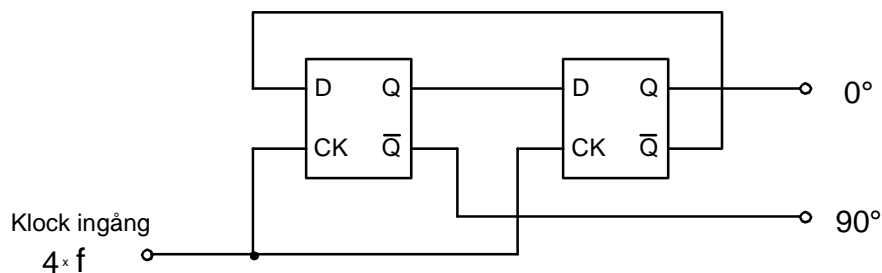


Ut från en IR-mixer (IQ-mixer) får man två MF-signaler som är 90° ur fas. Genom att blanda ner sig direkt till audio (homodyne) så får man två audiosignaler som är 90° fasskilda på hela audiobandet.

Man börjar då med att alstra en SSB-signal på en fast frekvens. Den demoduleras sen till ett 90° audiopar. Dessa audiosignaler använder man sen till sin SSB-modulator som har en variabel bärvåg.

Det blir en ganska komplicerad krets, men man får en mycket bredbandig audio (video). Dessutom är kretsen ganska enkel att trimma. Det enda som behövs är att ställa in hjälpfrekvensen, så att sidbandet hamnar inom kristallfiltret. Alternativet med RC-nät kräver en komplicerad intrimning av många komponenter, om man behöver en god noggrannhet i fas.

90° LO på låga frekvenser



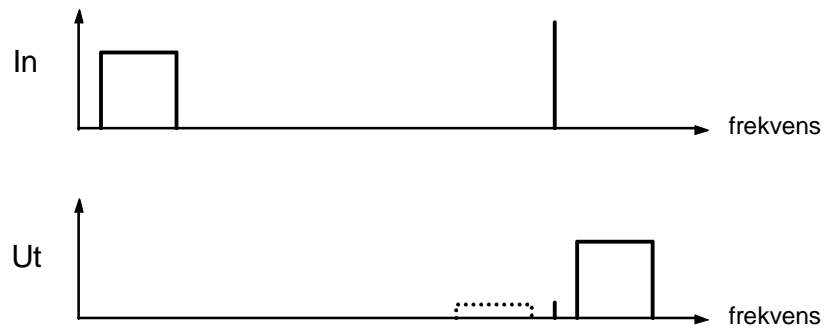
Med två flip-flop kretsar delar man frekvensen till en fjärdedel. Det åtgår fyra klockpulser för att switcha utgången fram och tillbaks. Mellan två efterföljande steg skiljer det en klockpuls. En fjärdedel av utsignalens periodtid motsvarar 90° i fas. Det är dessa utsignaler som används till SSB-modulatorns bärfrekvens. Någon ytterligare fasvridare behövs inte.

Den undre gränsfrekvensen begränsas av mixern och kopplingskondensatorerna.

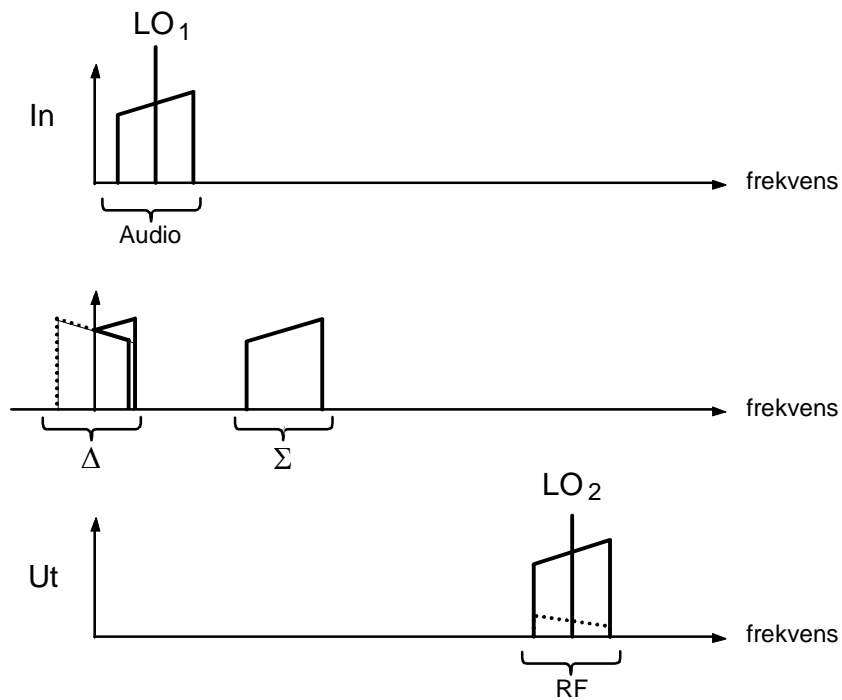
Den övre gränsfrekvensen begränsas av hur snabbt det går att klocka vipporna. Med GaAs logik kan man arbeta långt upp i mikrovågsområdet.

Utsignalen kan alltså täcka ett mycket stort frekvensområde, hela MHz området. Fasskillnaden mellan utgångarna är dessutom 90° över hela frekvensområdet.

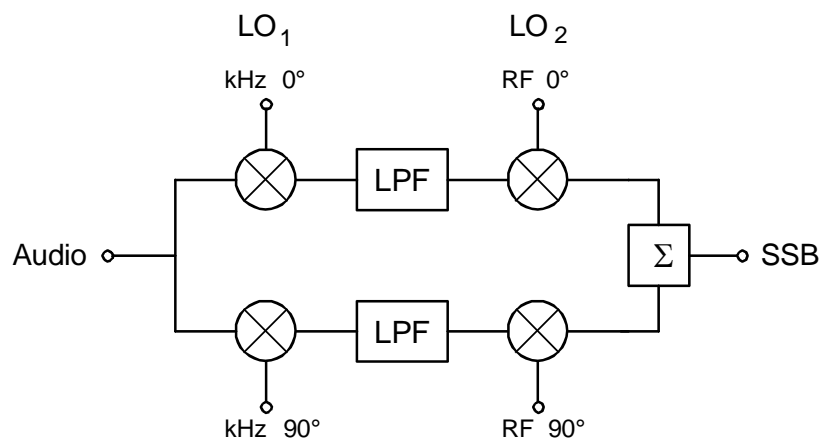
SSB med Weavers metod



Ett problem med SSB-modulatore enligt utfasningsmetoden är att undertryckningen av sidbanden bara är 20 - 30 dB. Ofta behövs det mer eftersom de oönskade sidbanden kommer att störa grannkanalerna.



Först blandar man med en LO_1 inom bandet (t.ex. 1,8 kHz). Summakanalen filtreras bort. All information finns på skillnadsfrekvensen, som har hamnat runt noll hertz. Alternativt kan man se det som att spektrat har vikts ihop runt noll. Sen moduleras denna skillnadsfrekvens med lokaloscillatorn LO_2 . De slutliga sidbanden hamnar båda två inom den önskade RF-kanalen. Detta förfarande kallas Weavers metod.

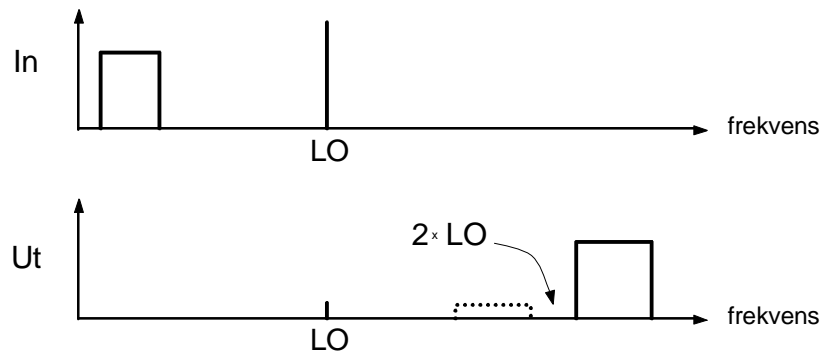


Genom att blanda med 90° skilda LO_1 signaler så får man sidband som är 90° skilda. Man slipper alltså den bredbandiga 90° fasvridande kretsen, om man gör en 90° blandning istället.

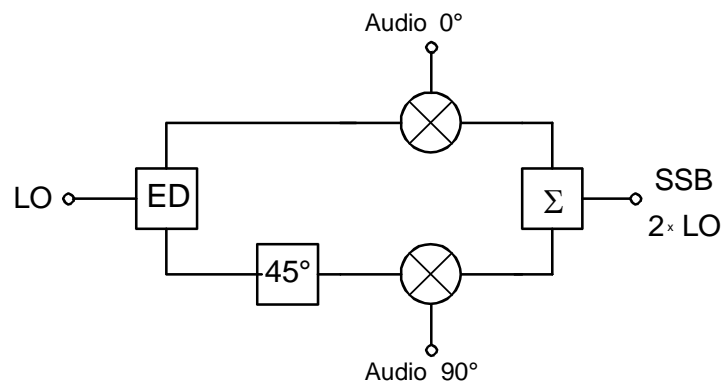
Därefter gör man ytterligare en 90° blandning med en LO_2 som ligger mitt i den önskade kanalen. Vid summering kommer de önskade audiodelarna att adderas i fas, ena halvan över och andra halvan under LO_2 .

Dessutom får man de oönskade sidbanden, i viss mån undertryckta. De hamnar också runt LO_2 . Finessen är att de inte hamnar i grannkanalerna. De kommer bara att ge en svag distorsion i egna kanalen.

Sub harmonisk SSB modulator



Med en Subharmonisk mixer blandar man med dubbla LO frekvensen. Det ger en mycket bra bärvågsundertryckning, om matchade dioder används. Den är naturligtvis speciellt lämplig på mm-våg eftersom LO frekvensen kan vara betydligt lägre.



LO signalen har här en 45° delning. Blandningen ska ju ske på dubbla frekvensen. Vid dubbla frekvensen är också fasen dubblerad dvs. 90°

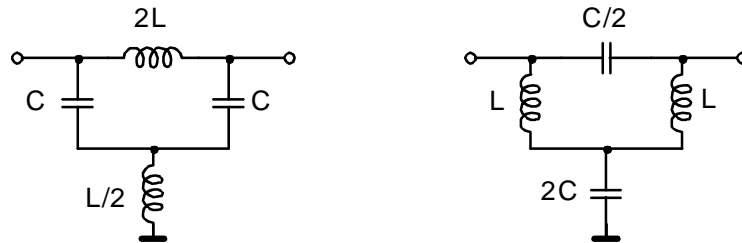
Bärvågsundertryckningen blir över 40 dB. Undertryckningen av andra sidbandet är som vanligt ca 20 dB.

Alternativt kan summeringen på utgången ske med en 90° hybrid. LO delas då till två lika faser, dvs 0° delning.

4. Fasmodulator

Fasvridande nät

Ett reaktivt allpassfilter är ett fasvridande nät som inte påverkar amplituden. Det består vanligen av en bryggad-T krets. Antingen ett lågpasfilter som är kapacitivt bryggat, eller ett högpasfilter som är induktivt bryggat.



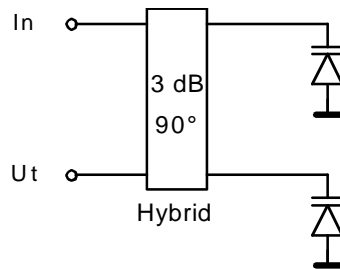
Kretsen ger maximal fasvridning vid resonansfrekvensen. Ovanför resonans ger den en fasvridning som ett högpasfilter, och nedanför resonans som ett lågpasfilter.

Genom att flytta resonansen får man en variabel fasvridning. Om både L och C ändras lika mycket, kommer impedansen (anpassningen) att bibehållas. Som variabel kapacitans används en varaktordiod, och som variabel induktans kan man använda en fast induktans parallellkopplad med en varaktordiod.

Kretsen ger fasvridning vid transmission. Ett annat alternativ är den fasvridning som sker vid reflektion. In- och utgång separeras då med hjälp av en hybrid och två lika reflektioner. Det är vanligt med reflektionskopplingar eftersom det ger ganska konstant förlust, samt har bra anpassning på in- och utgång.

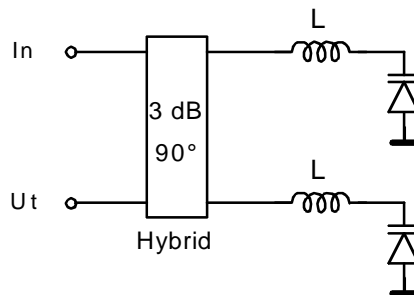
Hybridkopplade varaktordioder

Om en ledning avslutas med en kondensator, så kommer den reflekterade signalens fasläge att bero på kondensatorns storlek. Med en varaktordiod som avslutning kan man variera fasläget med backförspänningen.



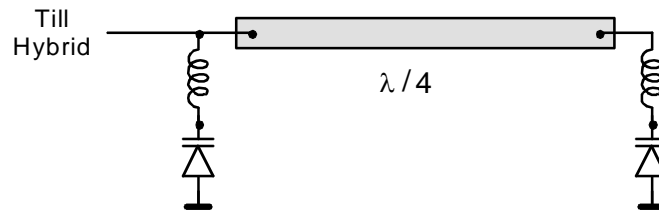
En hybrid kan användas för att särskilja den reflekterade signalen från insignalen. Varaktordioderna ska vara matchade. Fasvinkeln beror på reaktansen. Inom frekvensområdet 8 - 18 GHz kan man få ett ganska linjärt förhållande mellan reaktansen och fassen inom ett 60° område. Kapacitansens variationsområde behöver då vara 4:1. En FET-transistor kan användas som varaktordiod om source och drain kopplas ihop.

Stor fasvridning med induktans



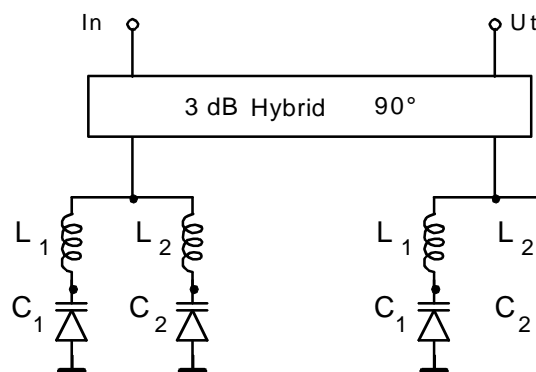
Med hjälp av en induktans kan man få avslutningsimpedanserna att variera från $+j Z_0$ till $-j Z_0$. Det motsvarar fasvridningen $+90^\circ$ till -90° (teoretiskt). Med begränsat kapacitansområde och parasitreaktanser blir fasvridningen 120° istället för 180° . Induktanserna kan vara diskreta spolar eller höghohmiga ledningar. Fasvridningen är ganska stor, men bandbredden blir bara ca 5 - 10 % om fasfelet ska hållas inom $\pm 5^\circ$. Induktansen i serie bör inte användas om det är viktigt med låg distorsion från grupplöptid (group delay distorsion).

Stor fasvridning med dubbla dioder



Fasvridningen kan dubblas genom att dubbla antalet varaktordioder. Tyvärr blir det naturligtvis på bekostnad av högre förluster. För ett givet kapacitansområde kan man få större fasvariation genom att välja en lägre impedansnivå på kvartvågsledningen. Nackdelen är att bandbredden minskar. Fasvariationen kan också bli mer än fördubblad genom att välja en kortare ledning (40° lång), det kan ge en krets med 360° fasvridning. Induktanserna kan vara utformade som höghögmiga ledningar.

Stor bandbredd med dubbla dioder

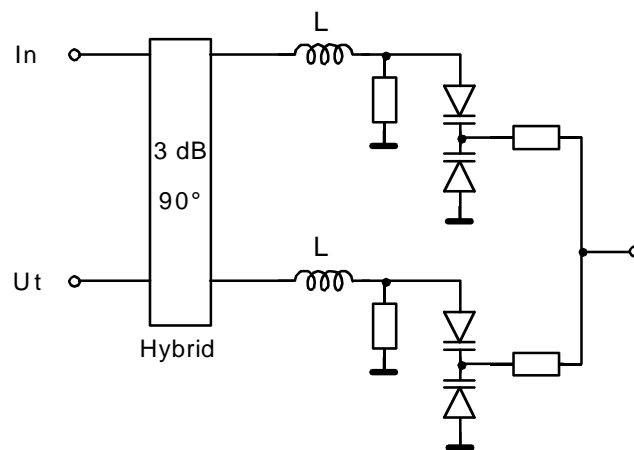


Varaktordioderna har en induktans i serie. Utan förspänning har första diodkretsen sin resonans vid t.ex. 5,4 GHz. Med förspänning får man fasvridning inom 6 - 9 GHz. Andra dioden har sin resonans vid t.ex. 25 GHz. Den är alltså kapacitiv inom 9 - 18 GHz och kan avstämma första kretsen som är induktiv. Resultatet är en 120° fasvridning inom 6 - 18 GHz, med en fasjämnhet på $\pm 20^\circ$.

Man kan uppnå motsvarande prestanda med diskreta hyperabrupta varaktorchip som har kapacitansförhållandet 15:1. Men med dubbla dioder räcker det med kapacitansförhållandet 3:1. Man klarar sig då med billigare abrupta dioder, som dessutom kan tillverkas monolitiskt.

Stor RF-signal

Då RF signalen är stor kommer den att påverka kapacitansen i dioderna. Speciellt då diodernas förspänning är liten.

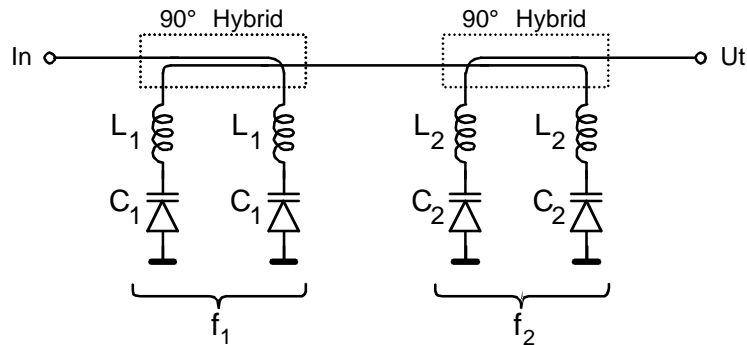


Dioderna är förspända genom resistanser på ett par $k\Omega$. Det ger RF-isolation samt en begränsning av strömmen i framriktningen. I de flesta kontrollkretsar är motstånden inte till någon nackdel, men de kan begränsa bandbredden då det krävs en snabb modulation.

Två varaktordioder som är motkopplade kommer att minska inverkan från RF-signalen. Då RF-signalen ökar kapacitansen i ena dioden, så minskar den samtidigt kapacitansen i den andra. Dessutom kan signalnivån ökas 6 dB på grund av att signalen delas till två dioder.

Motkopplade dioder tål alltså högre signalstyrka för ett givet fassfel. Alternativt kan man vid låg signalstyrka förspänna dioderna närmare noll, eller till och med något positivt. Det ger då större fasskift.

Stor fasvridning och stor bandbredd

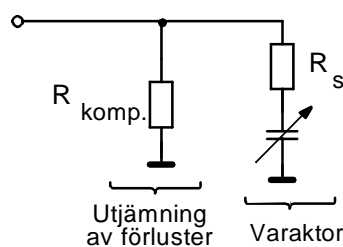


För att få större fasvridning kan man kaskadkoppla två fasvridare. De kan dessutom vara avstämde till olika frekvenser, för att få stor bandbredd. Första steget har låg resonansfrekvens, andra steget har en mycket högre resonansfrekvens.

Fasen lutar med frekvensen för de båda fasvridarna. Men de lutar åt var sitt håll, så att de kompenserar varandra. En oktavbandig fasvridare kan då få en faszjämnhet på $\pm 2,4^\circ$ för fasvridningar upp till 180° eller mer.

Amplitudvariationer

En varaktordiod har i verkligheten ett begränsat Q-värde. Den effektiva serie-resistansen måste därför tas med i kretsmodellen. Resistansen ger förluster, som beror på hur stor reaktansen är. Förlusterna varierar alltså samtidigt med fasmodulationen.



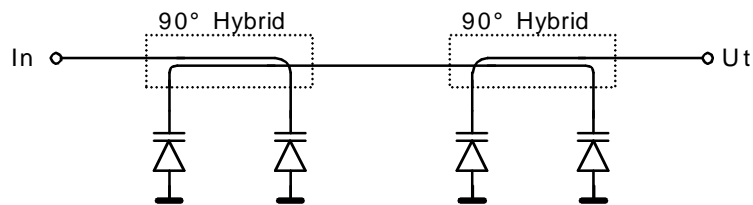
Variationerna i amplitud kan minskas genom att parallellkoppla dioden med en förlustresistans.

$$R_p \cdot R_s = Z_o^2$$

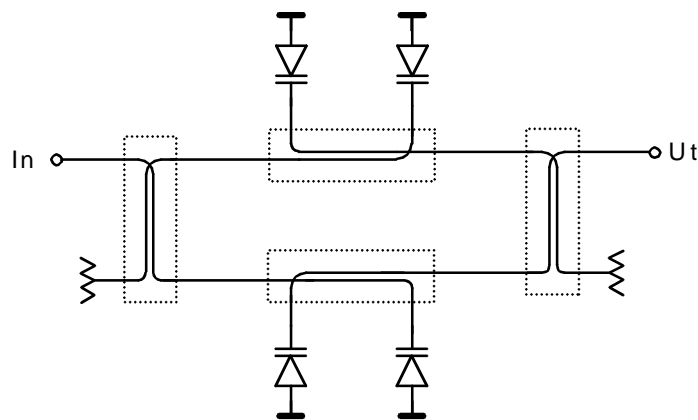
På så sätt får man konstant reflektionsfaktor istället för konstant resistans. Förlusterna blir då inte beroende på fasinställningen.

Anpassade moduler

När flera fasmodulatorer kopplas ihop för att få stor fasvariation måste de vara tillverkade tillsammans.



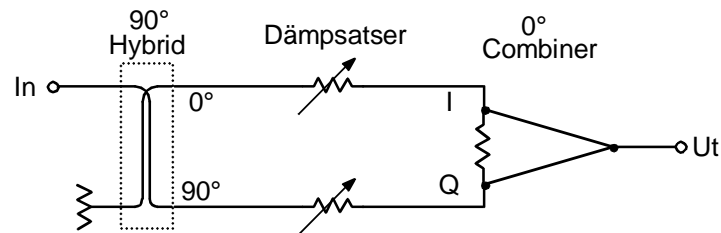
Om två separata fasmodulatorer kopplas ihop kommer multipelreflektionerna att ge rippel i fasen. Med dålig anpassning blir det stort rippel som försämrar fasmodulatorns funktion.



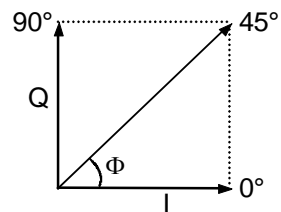
Med två lika fasmodulatorer mellan två 90° hybrider får man en anpassad modul. Anpassade moduler kan sen kaskadkopplas utan att modulatorernas noggrannhet försämras.

5. Vektormodulator

IQ-modulator



Signalen delas upp i två lika stora delar, 90° fasskilda. Efter de variabla dämparna adderas signalerna vektoriellt med en 0° effektdelare. Om de båda dämpningarna är lika, blir summafasen 45° .



$$I = \cos \Phi$$

$$Q = \sin \Phi$$

Om dämparna ställs olika, får resultanten en valfri lutning dvs fas. Man kan på så sätt ställa in en önskad fas mellan 0° och 90° .

$$\Phi = \arctan \frac{Q}{I}$$

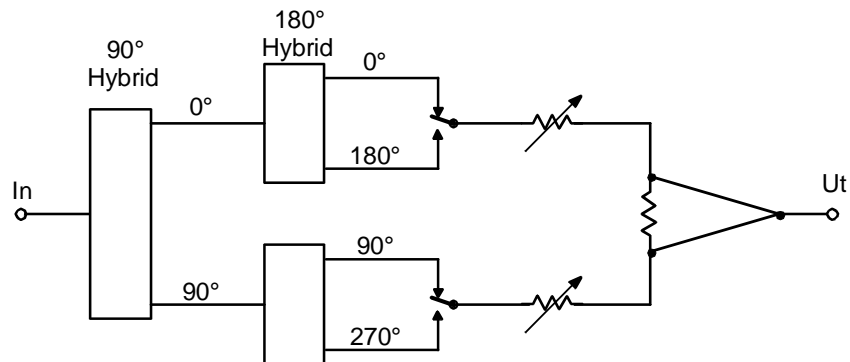
För att få konstant amplitud behöver summan av de båda dämparna hållas konstant.

$$R = \sqrt{I^2 + Q^2} = \text{konstant}$$

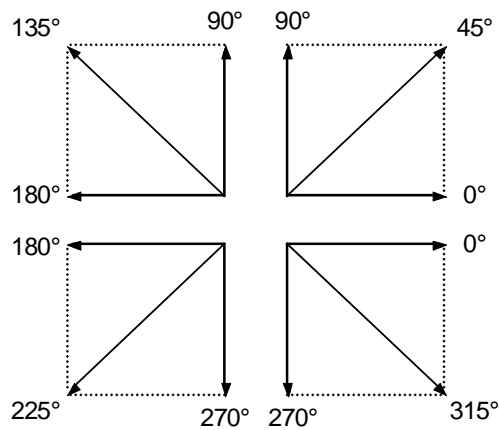
Vid inställningen 0° eller 90° ska den andra hälften av signalen dämpas bort helt. Det innebär att förlusterna är minst 3 dB.

Som variabel dämpsats kan man använda antingen PIN-dioder, dual-gate FET eller en dubbelbalanserad mixer med Schottky-dioder.

360° fasvridning

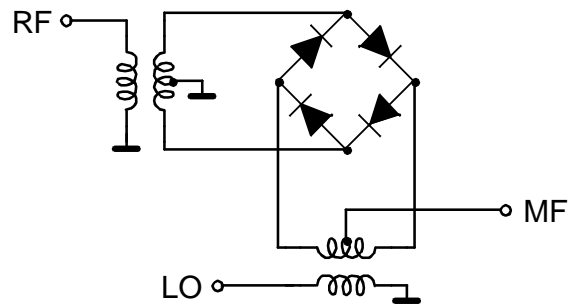


För att få fasvridning större än 90° vänder man fasen på ena vektorn 180° . Det ger en variation mellan 90° och 180° . Vill man ha ännu större fasvariation vänder man fasen på båda vektorerna.



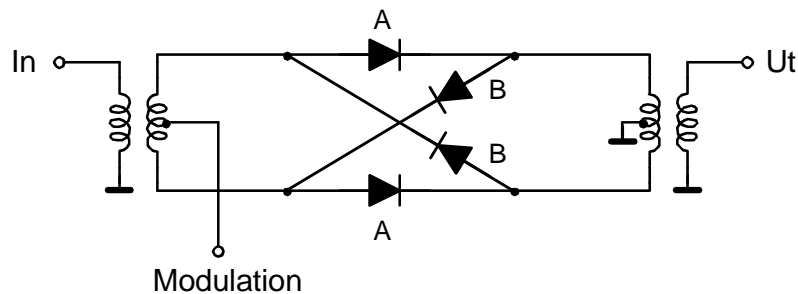
Man kan alltså med bifasmodulatorer och variabla dämpare vrida fasen kontinuerligt mellan 0° och 360° .

Bifas-modulerad dämpatsats med DBM

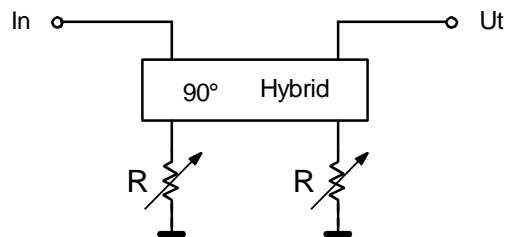


En dubbelbalanserad blandare, med toroidtransformator och diodring, kan fungera både som variabel dämpatsats och som omkopplare mellan två faslägen, 0° och 180° .

Det är lättare att se funktionen om kretsen ritas om



Med en positiv spänning på modulationsingången leder dioderna A. Insignalen kopplas då direkt till utgången. Med en negativ polaritet leder istället dioderna B. Det gör att signalen vänds innan den kopplas ut. Det motsvarar en fäsvändning på 180° . Likspänningens storlek avgör hur mycket dioderna är förspända i framriktningen, dvs dess resistans. De variabla resistanserna används som variabel dämpatsats.

Bifas-modulerad dämpnings med 90° hybrid

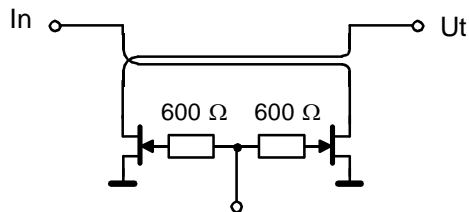
Om resistanserna ställs in till kortslutning eller avbrott sker totalreflektion. Reflektionerna sammansätts i utgångsporten. Det är då låg dämpning mellan in- och utgång. Skillnaden mellan avbrott och kortslutning är 180°. Resultatet blir alltså en bifasmodulering.

Med $R = 50 \Omega$ absorberas all effekt. Inget reflekteras till utgången, och dämpnings är inställd till stor dämpning.

Om resistansen avviker från 50Ω sker delvis reflektion. Med variabla resistanser får man alltså en variabel dämpnings. En resistans större än 50Ω ger reflektion i fas dvs 0°, och en resistans mindre än 50Ω ger reflektion i motfas dvs 180°.

Som variabla resistanser kan man använda PIN-dioder eller FET-transistorer.

Reflektionskoppling med FET-switch

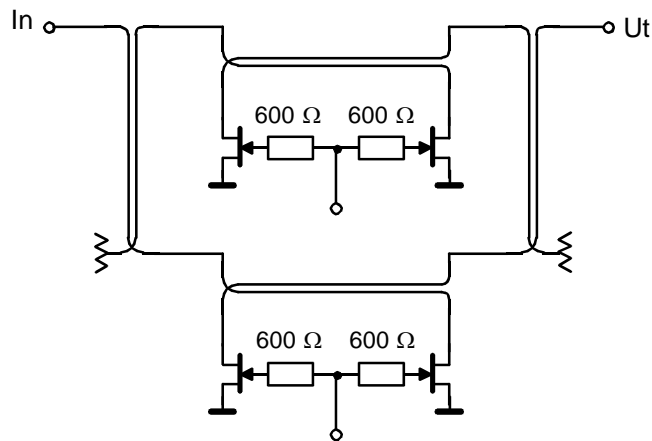


Transistorerna används som variabla resistanser, dvs utan drainspänning (cold FET). Modulatorn har därför mycket låg effektförbrukning.

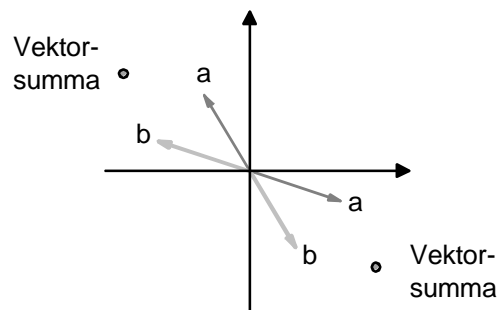
Eftersom drain-gate inte har hög backförspänning (som i en förstärkare) blir C_{DG} ganska stor. För att förhindra RF-läckage används alltid ett motstånd i serie med gate. Tidskonstanten för denna RC-krets begränsar modulationens bandbredd. En liten transistor ger stor bandbredd, men med en FET för medelhög effekt blir det ganska små variationer i reflektionskoefficienten då temperatur och signalnivå varierar. Motståndets storlek blir en kompromiss mellan bandbredd och isolation.

På höga RF-frekvenser kommer parasitreaktanserna att inverka. Transistorn har en induktans och resistans i serie då den är lågohmig, och en shuntkapacitans då den är högohmig. Det ger både amplitudfel och fäsfel. Det är svårt att kompensera reaktanserna bredbandigt. Istället kan man använda en balanserad krets för att eliminera felen.

Balanserad reflektionskoppling med FET

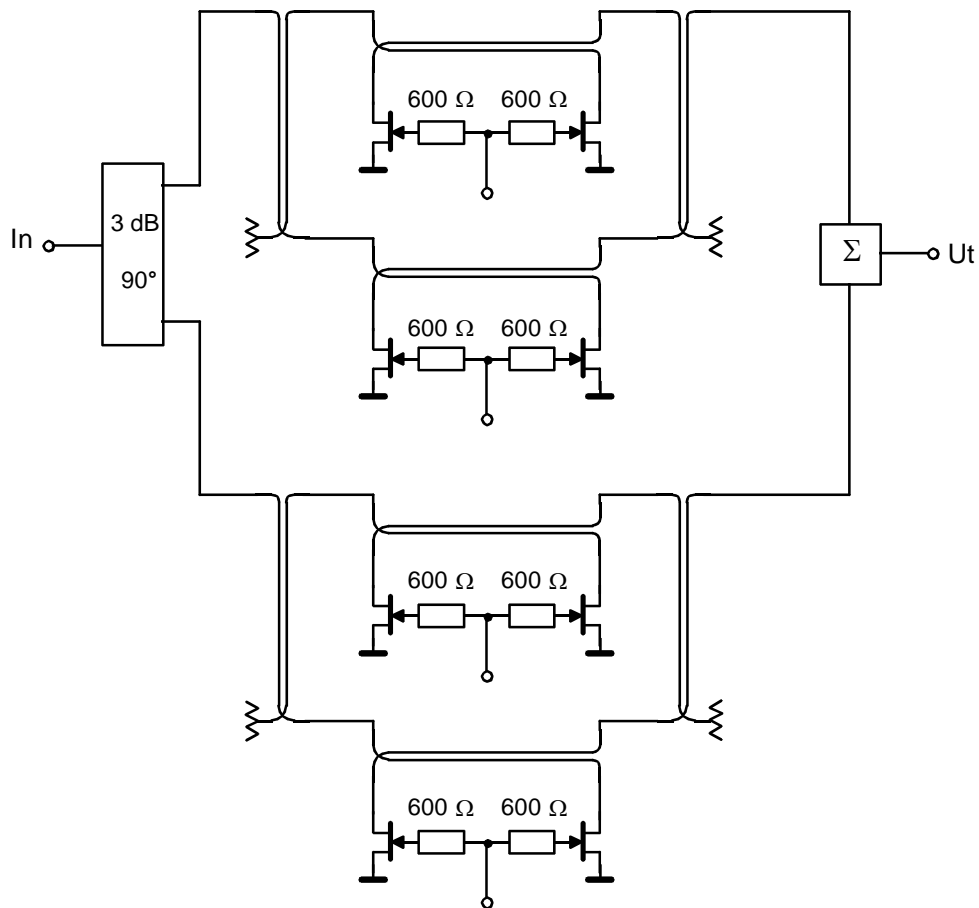


Den balanserade modulatern består av två reflektionsmodulatorer som arbetar i push-pull. De två modulatorerna styrs med komplementära styrsignaler.



På grund av ströreaktanserna ligger de två tillstånden inte 180° från varandra i den enkla reflektionsmodulatern. I den balanserade modulatern uppvisar de två tillstånden hela tiden en lågohmig krets och en högohmig krets. De två vektorsumorna ligger alltså 180° från varandra oavsett storleken på ströreaktanserna. Den balanserade modulatern kan därför med fördel användas även på mm-våg.

Balanserad vektormodulator med FET

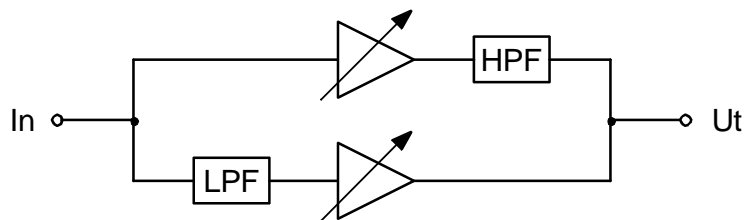


Polariteten på kontrollspänningen bestämmer om det ska vara 0° eller 180° . Spänningens storlek bestämmer hur mycket som reflekteras till utgången. Styrspänningarna till respektive I- och Q-kanalen kan alltså ställa in valfri amplitud och fas.

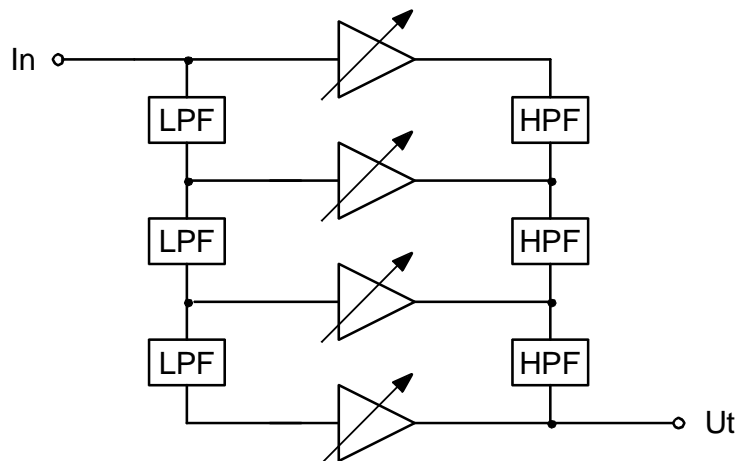
Balanserad vektormodulator har gjorts i MMIC ända upp till 110 GHz. Med 64-QAM blev datahastigheten 60 Mb/s direkt modulerat på mm-våg.

Fasvridning på utgången

Fasvridningen 90° kan lika gärna vara placerad på utgången, med 0° delning på ingången. Ett annat alternativ är att fördela fasvridningen delvis till ingången och delvis till utgången.

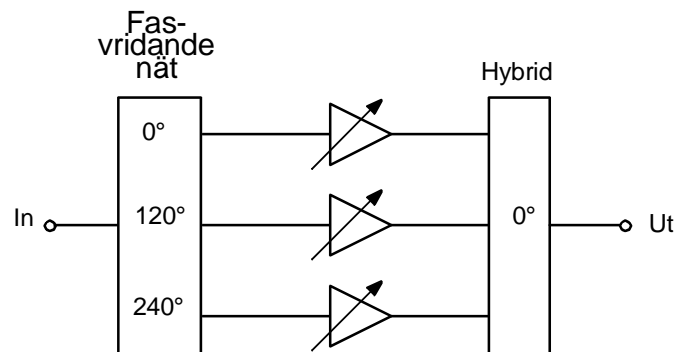


Ett lågpasfilter fasvrider signalen -45° och ett högpasfilter fasvrider $+45^\circ$. Det gör kretsen till en IQ-modulator.



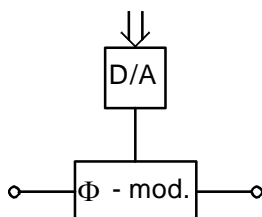
Fasdelningen kan utökas med fler sektioner för att få större fasvariation. Två variabla dämpare (eller förstärkare) används till fassammansättningen, de andra två har hög dämpning. Genom att välja vilka två som ska sammansättas, kan man få en kontinuerlig fasvridning 0° till 360° .

120° modulator

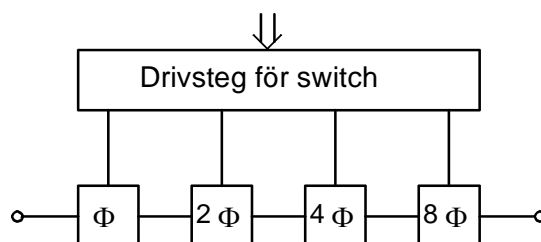


En IQ-modulator använder 4 vektorer med 90° delning. Ett annat sätt att få 360° fasvridning är att sammansätta 3 vektorer med 120° delning. På så sätt åtgår det färre komponenter. Det behövs endast 3 variabla dämpare och inga bifasmodulatorer. Resultatet är alltså en mindre och billigare fasmodulator.

6. Digitalt styrd fasskiftare



En digitalstyrd fasskiftare kan bestå av en analog fasskiftare och en D/A omvandlare. Med D/A omvandlaren kan man få önskad upplösning. Den analoga fasskiftaren är lätt att korrigera för avvikelser i tillverkning och omgivning. Till fasstyrda antenner kan man behöva hålla fasfelet så litet som 1° och amplituden inom $\pm 0,9$ dB. Den styrs då med 9 bitars upplösning. Med en PROM-kompenserad vektormodulator kan man uppnå 1° upplösning på mikrovåg.

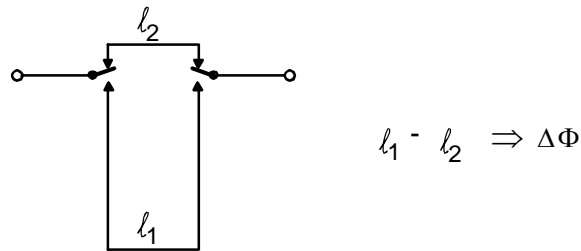


Den digitala fasskiftaren kan alternativt bestå av ett antal fasta fasskiftare som switchas till och från. De fasvridande näten består av ledningslängder eller reaktanser. Switcharna kan bestå av PIN-dioder eller FET-transistorer.

Även om man bara behöver 4 eller 5 bitars inställning, använder man gärna en extra bit för faskorrektion. Det ger hög precision och minskar inverkan från toleranserna vid tillverkningen.

Varje steg ger ett fasfel. Det sammanlagda felet begränsar antalet steg. Men man kan kombinera några fasta steg för grovinställning, med den variabla fasskiftaren för fininställning.

Switchad ledningslängd



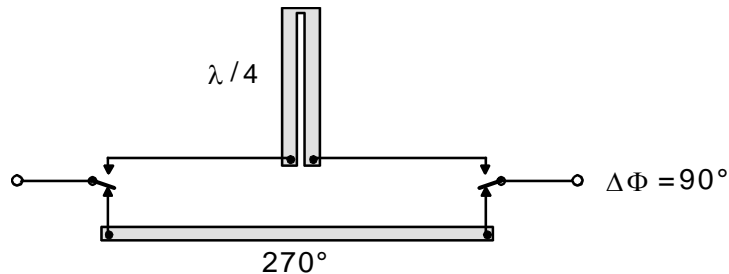
De två signalvägarna har olika ledningslängd. Om skillnaden i gångväg är t.ex. $\lambda/2$, får man 180° fasskift. Men bara för den frekvensen skillnaden är en halv våglängd. Vid högre frekvens blir det större fasskift, och vid lägre frekvenser blir det mindre. Fasen är linjärt beroende av frekvensen. Egentligen är det en tidsförskjutning (Δt) som är oberoende av frekvensen.

Denna kontroll av tidsförskjutningen är idealisk för fasstyrda antenner.

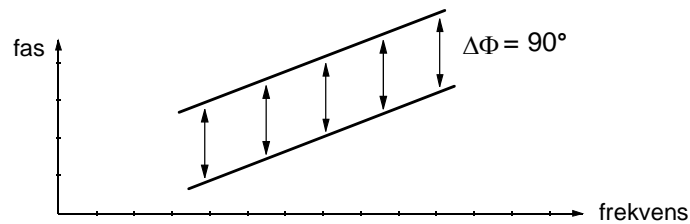
Ett problem med denna switchkoppling är att den ledning som inte är inkopplad kan komma i resonans. Det sker för den frekvens där ledningens elektriska längd är en halv våglängd. Denna halv vågsresonator är kapacitivt kopplad via PIN-dioderna. Det ger en filterverkan som påverkar både amplituden och fasen.

Den korta biten bör vara så liten att dess resonans sker ovanför den högsta aktuella frekvensen. Resonansen på långa ledningen kan man få bort genom att samtidigt switcha in ett avslutningsmotstånd i ena änden.

Schiffman



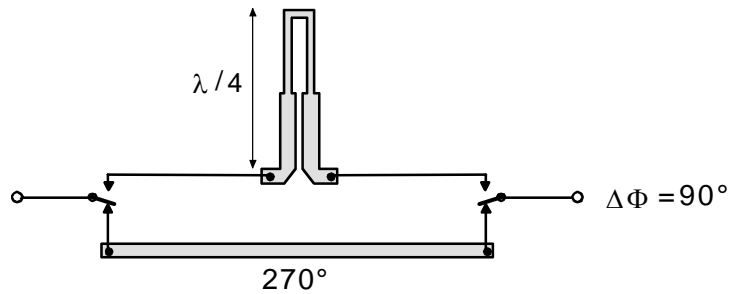
En fasvridande Schiffman-sektion består av två kopplade ledningar som är direkt hopkopplade i ena änden. De kopplade ledningarna kommer att fasvrider signalen. Fasvridningen är däremot frekvensberoende, men den frekvensberoende delen kan kompenseras med en ledningslängd i det andra läget av switchen. Båda signalvägarna har en fas som varierar med frekvensen, men skillnaden är konstant över ett mycket stort frekvensområde.



Om den andra ledningen är 270° lång och kopplingsfaktorn 6,7 dB, blir skillnaden $90^\circ \pm 3^\circ$ över en hel oktav. Andra fasskift och bandbredder kan man få genom att välja andra längder och kopplingsfaktorer. Med kopplingen 11,7 dB och referensen 225° får man fasvridningen $45^\circ \pm 1^\circ$ över en oktavs bandbredd. Mycket stora fasskift kräver hård koppling. För att få 180° krävs kopplingen 2,44 dB. Det är för mycket för en ledning i micro-strip.

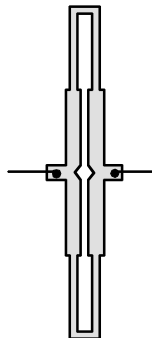
Starkare koppling ger större bandbredd, men man får också större variation av fasen över bandet. Genom att välja olika kopplingsgrad kan man få en kompromiss mellan bandbredd och faszfel.

Mycket stora bandbredder kräver hård koppling. Ett mycket litet avstånd mellan ledningarna ger problem vid tillverkningen. Dessutom försämras anpassningen vid hård koppling, på grund av att udda och jämna moden har olika fashastighet i micro-strip.



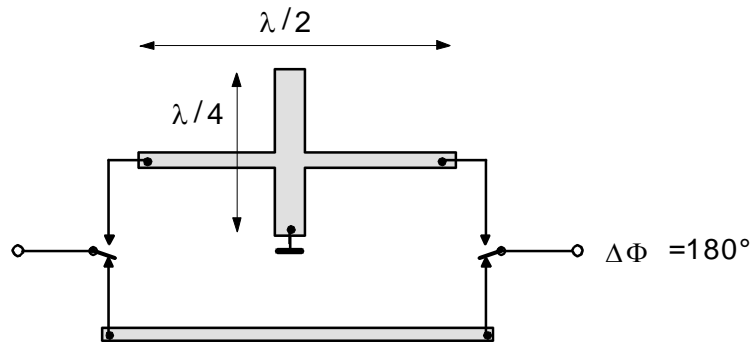
Den dåliga anpassningen i micro-strip kan kompenseras med att den kopplade sektionen delas upp i olika impedanssteg. Det ger en mycket bra anpassning över hela oktaven. Det går också att få fasfelet så litet som $0,2^\circ$.

En uppdelning i tre steg kan klara ett frekvensområde så stort som 1:5 med 30 dB Return Loss.



Det går att få hårdare koppling genom att dela upp kretsen i två kopplade sektioner som ligger parallellt. Dessutom får varje halva högre impedans och blir alltså enklare att tillverka.

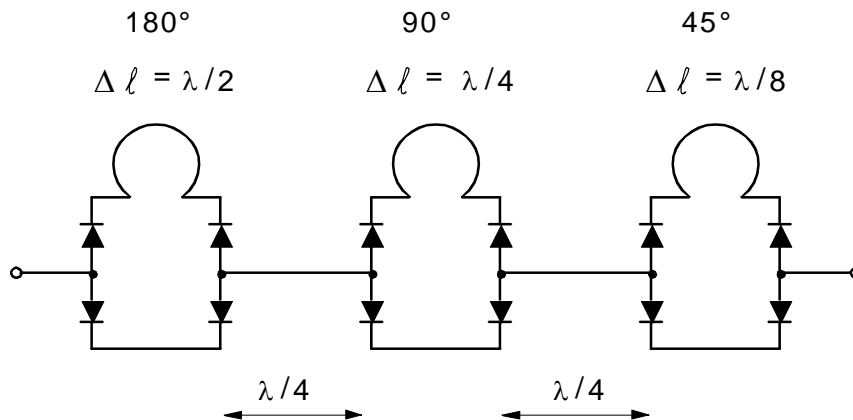
Fasvridning med $\lambda/4$ resonator



Med en kvartvågsresonator monterad tvärs över en halv vågsledning går det att få större fasskift än för Schiffmankretsen. Den frekvensberoende fasvridningen kompenseras även här med en lämplig ledningslängd.

Fasskillnaden och frekvensbandet beror på impedanserna på $\lambda/4$ resonatorn och $\lambda/2$ ledningen, samt anslutningspunkten på $\lambda/4$ resonatorn. Det går att få 180° fasvridning över en oktav.

Kaskadkopplade fassteg



Genom att kaskadkoppla ett flertal olika fasskiftare kan man få stor variation av inställningen. T.ex. $0 - 360^\circ$ med 45° steg.

Vid kaskadkoppling kan man få multipelreflektioner, som ger stora fASFel. Varje knutpunkt har två dioder, en förspänd i framriktningen och en i backriktningen, oavsett vilka ledningslängder som är inkopplade. Knutpunkterna har alltså lika reflektioner. Om avståndet mellan knutpunkterna är $\lambda/4$ så kommer reflektionerna att ta ut varandra.

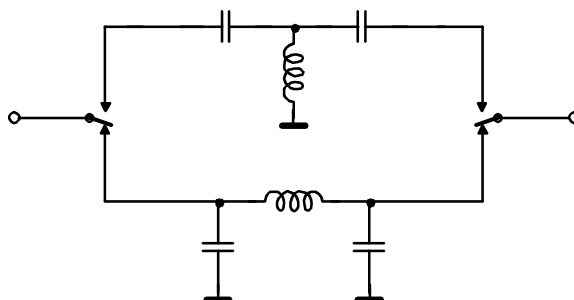
Nackdelar med SPDT-switchning

En nackdel med att switcha gångvägen är att man måste leda all effekt de två respektive vägarna. Oavsett hur lite fasvridning som behövs, så måste dioderna tåla den totala effekten.

En annan nackdel är att dämpningen (genom PIN-dioderna) är lika stor, oavsett hur liten fasvridningen i steget är. Vid flera kaskadkopplade steg kan förlusterna bli besvärande.

Switchade reaktansnät

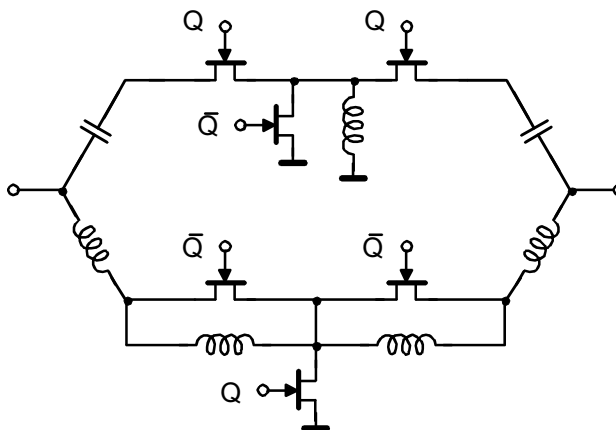
Istället för att switcha mellan två ledningslängder, kan man switcha mellan två olika fasvridande nät. De är oftast uppbyggda som högpas- och lågpasfilter för stora fasvridningar, eller som två allpasskretsar för mindre fasvridning. Med diskreta komponenter får man en mindre krets, så att den lätt kan tillverkas monolitiskt. Dessutom blir bandbredden större.



Man kan använda antingen en T-krets eller en π -krets. Med högpas T och lågpas π får man det minsta antalet induktanser, dvs minsta kretsen.

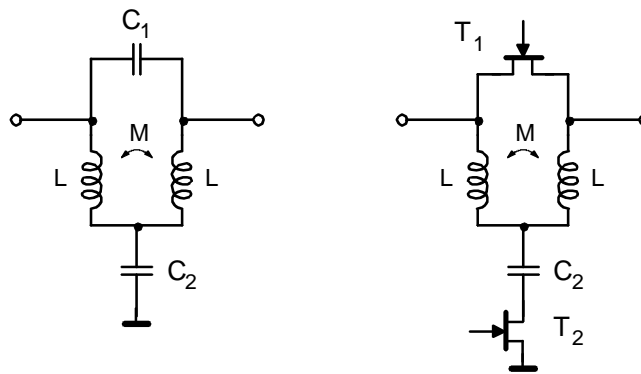
FET-switch

När fasskiftaren tillverkas monolitiskt används FET-transistorer som switch. Tyvärr har FET-transistorn en betydande shuntkapacitans då den är i läge från (dvs höghög). Det försämrar fasskiftarens prestanda och begränsar dess bandbredd.



Det är bättre att låta FET switcharna ingå i filterkretsarna. På det viset får man större bandbredd, t.ex. 2 - 8 GHz eller 18 - 40 GHz.

Switchat allpassnät

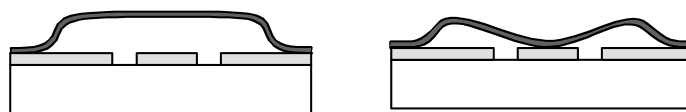


När ett allpassfilter ska switchas, placeras FET-transistorerna där strökapacitanserna inte gör någon skada. Seriekapacitansen kan helt ersättas med strökapacitansen i en FET. Med transistorn T_1 ledande och T_2 höghögmig har kretsen låga förluster och ingen fasvridning. Om istället T_1 är höghögmig och T_2 ledande fungerar kretsen som ett bredbandigt allpassnät. Induktanserna L och dess ömsesidiga induktans M kan vara utformade som höghögmiga ledningar som ligger intill varandra.

Ett allpassfilter kan vara så bredbandigt som 2- 20 GHz. Det ger en viss konstant tidsfördröjning, och är alltså lämplig till bredbandiga fasstyrda antenner. Det switchade allpassnätet kan ställas in i steg om 10 ps, 5 ps och 2,5 ps. Större steg görs med två SPDT switchar och allpassnät som fördröjning. På så sätt kan man hoppa 20, 40 respektive 80 ps.

MEMS-switch

MEMS är en förkortning av "Micro Electro Mechanical System". Det är alltså en mekanisk monolitiskt tillverkad switch.



Figuren visar en coplanar ledning med en smal MEMS-brygga mellan jordplanen. Luftgapet gör att kapacitansen blir mycket liten, i storleksordning 2 – 4 fF. Med en stor likspänning (20 – 80 V) mellan stripledaren och bryggan, bildas ett elektriskt fält som drar bryggan neråt. Bryggan kan kortsluta ledningen för att ge en switch med hög isolation. Ett annat alternativ är att lägga ett mycket tunt isolerande skikt på stripledaren. Det ger en omkoppling till en mycket större kapacitans. Resultatet blir en kapacitiv switch, som fungerar utmärkt inom 10 – 120 GHz. Den DC-kopplade switchen är lämpligare för frekvenserna inom 0,1 – 20 GHz.

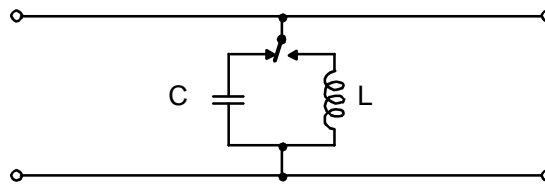
MEMS-switchen aktiveras elektrostatiskt och drar alltså ingen ström. Förlusterna blir mycket låga eftersom kapacitansen är så liten. Eftersom den inte innehåller halvledare blir intermodulationen mycket liten. Den ger betydligt lägre IM-produkter än både FET och PIN-diod.

En nackdel med MEMS är att den blir ganska långsam. Omkopplingen tar 2 – 40 μ s. En FET-switch är bättre på snabba omkopplingar, den kan switcha på 100 ps. En annan nackdel är att den inte tål så stor RF-signal. De flesta MEMS-switchar kan inte klara mer än 20 – 50 mW. Om en switch ska styra stora effekter ska man istället välja PIN-dioder.

Eftersom den tillverkas monolitiskt är den en potentiellt billig produkt. Men den hermetiska kapslingen och den höga drivspänningen gör den betydligt dyrare.

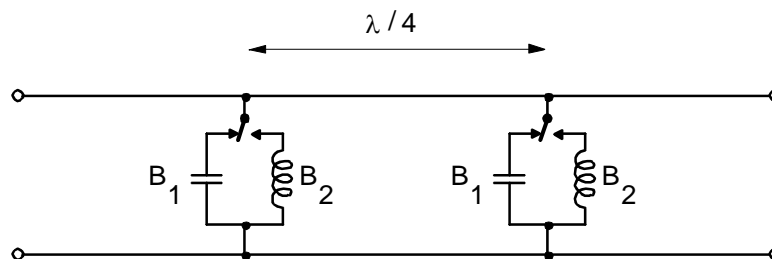
7. Belastad ledning

En ledning ger en viss fasvridning beroende på längden och frekvensen. Om en reaktans monteras in, shuntande eller i serie, så kommer den att påverka fasan.



Med en shuntande kapacitans blir den ekvivalenta faslängden större än för den ensamma ledningen. Med en induktans blir faslängden mindre.

Ju hårdare ledningen shuntas desto större blir fasvridningen. Stora fasvridningar kräver en suseptans som lastar ner ledningen så hårt att det ger problem med för stora reflektioner.



Problemen med reflektionerna kan undvikas genom att dela upp fasskiftet i två lika steg med $\lambda/4$ avstånd.

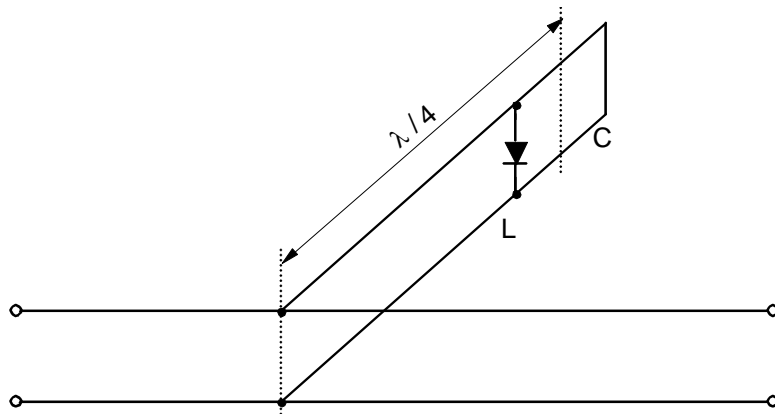
Om kondensatorerna har suseptansen B_1 och induktanserna suseptansen B_2 blir fasvridningen:

$$\Delta\Phi \approx (B_1 - B_2) \cdot Z_0 \quad \text{radianer}$$

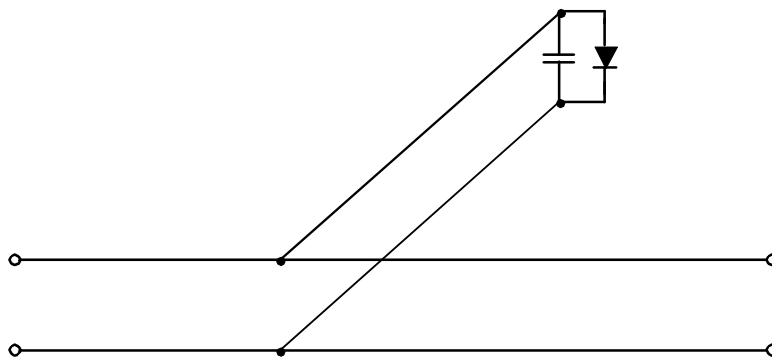
Kretsen ger en bra anpassning vid små fasskift. Behövs det mer än 45° så kan man koppla ihop fler sektioner.

Belastning med distribuerad reaktans

De fasvridande reaktanserna kan vara koncentrerade eller distribuerade.

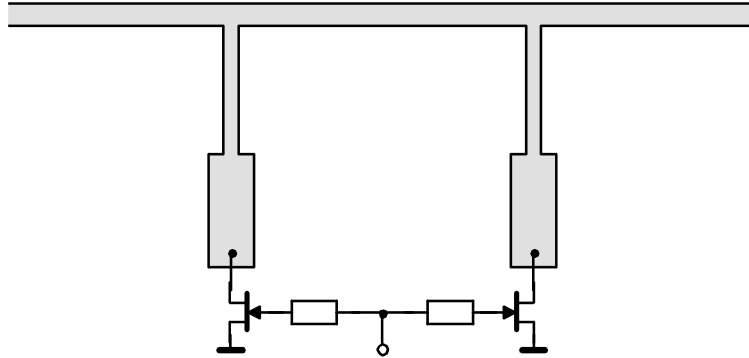


Då stubben är längre än $\lambda/4$ representerar den en kapacitans. Är stubben kortare än $\lambda/4$ (ledande diod) så representerar den en induktans. Skillnaden i längd ger en skillnad i susceptans, dvs storleken på fasskiftet. För att få bästa anpassning placeras de två resonanserna symmetriskt runt den önskade frekvensen.



Man kan också kombinera en ledningstransformation och en diskret kondensator. Diodens strökapacitans i backriktningen kan ingå i den totala kapacitansen.

FET-switch



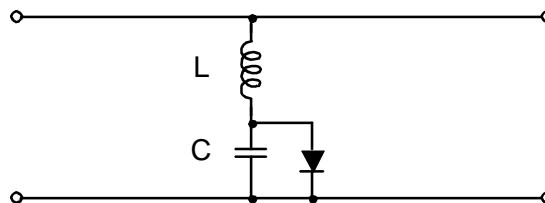
Ledningens belastning kan switchas med FET-transistorer. Transistorerna används som passiva variabla resistanser, som switchas till och från.

När transistorerna är i läge från (höghmig) kopplar signalen kapacitivt till gate. Därför bör gate vara höghmig för RF-signalen. Antingen används ett lågpasfilter eller ett höghmigt motstånd (ca $5\text{ k}\Omega$).

RF-impedansen mellan drain och source begränsas av transistorens strökapacitans. Genom att parallellkoppla transistoren med en induktans, får man en parallellresonanskrets, som alltså har hög impedans vid resonans.

Shuntande seriekrets

De switchade reaktanserna kan också kopplas i serie.



Induktansen har hälften så stor reaktans som kondensatorn.

$$X_L = \frac{1}{2} X_C$$

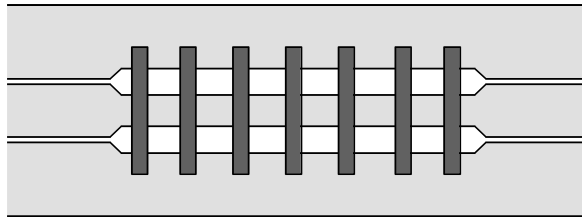
Vid ledande diod är reaktansen lika med X_L . Då dioden är öppen blir den totala reaktansen $-X_L$.

Fördelen med den här kretsen är att diodens egna ströreaktanser kan ingå som kretselement. Den är alltså särskilt lämplig vid mycket höga frekvenser.

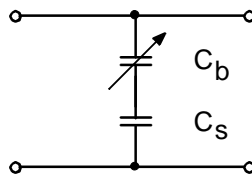
En nackdel är att den kapacitiva reaktansen (backförspända dioden) ingår i en serieresonanskrets. Spänningen över dioden blir då större än spänningen på ledningen. Den är alltså inte lämplig till att styra stora effekter.

Distribuerad belastning

En ledning som belastas med en kapacitans ger ett litet fasskift. Större kapacitans ger större fasskift, men det blir också större reflektion. Ett annat sätt är att ansluta flera små fasskiftare längs en transmissionsledning.



En coplanar ledning, med en impedans som är större än 50Ω , belastas med ett antal MEMS-switchar. Under varje brygga sitter en liten kapacitans som ger lagom nerlastning när switchen är sluten. Med 60Ω då switcharna är från och $41,7 \Omega$ då switcharna är till blir Return Loss 15 dB per bit.

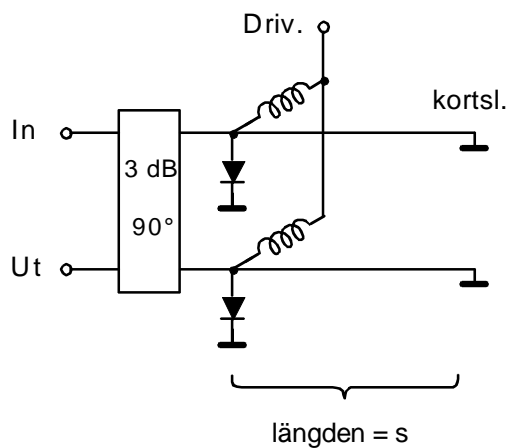
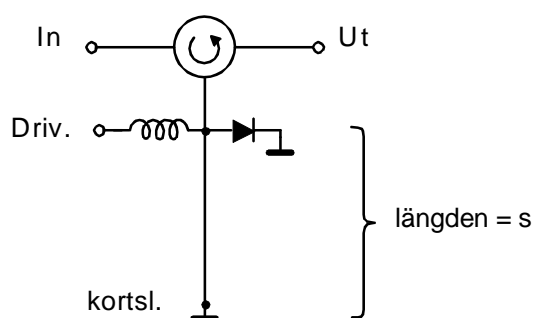


Då switchen är från blir lastningen mycket liten eftersom switchens kapacitans C_b bara är 20 – 50 fF. När switchen är sluten lastas ledningen med C_s som kan vara 1 – 3 pF. På mm-våg är C_s betydligt mindre för att inte ge för stor reflektion.

Switcharna styrs med en likspänning på RF-ledningen. Eftersom det blir en kapacitiv spänningsdelning behöver det vara en ganska stor spänning (40 – 80 V). Om man vill styra med lägre spänning (15 – 35 V) måste C_s förbikopplas med en induktans eller resistans.

8. Reflektionskoppling

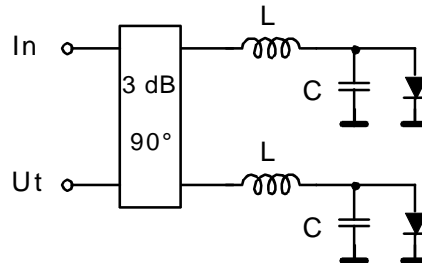
Den reflektionskopplade fasskiftaren utnyttjar fasvridningen som den reflekterade signalen får. Reflektionerna separeras med hybrid eller cirkulator. Som switch används diod eller FET.



Signalen reflekteras vid ledningens kortslutningar då dioderna är helt öppna. När dioderna förspänns ledande sker totalreflektion vid dioderna istället. Skillnaden i gångväg blir då längden s både fram och tillbaks.

Om $s = \lambda/4$ blir alltså fasskillnaden 180° beroende på om dioderna är ledande eller inte.

Diskreta komponenter



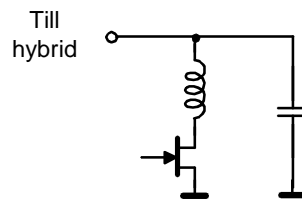
De switchade avslutningarna kan också bestå av diskreta reaktanser. Beroende på switchens tillstånd blir det reflektion från induktans eller kapacitans. För att få 180° fasskift så ska:

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = Z_0$$

Det ger en mycket bredbandig fasskiftare.

Resonant FET-switch

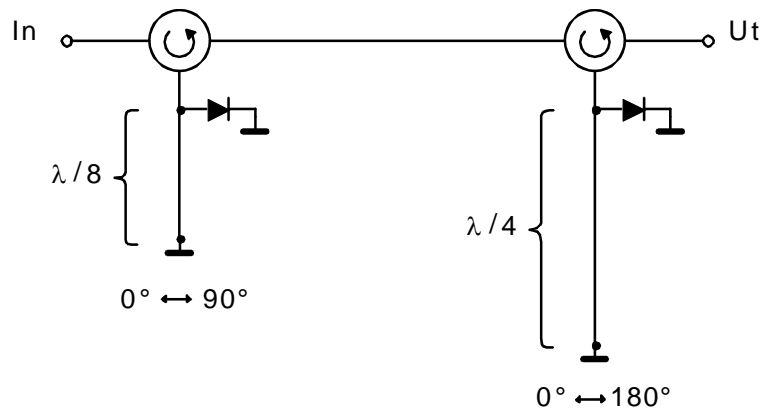
Det går att få 180° fasskift genom att switcha mellan serieresonans och parallellresonans.



Med FET i läge till, dvs då den är lågohmig, bildar L och C en parallellresonanskrets. När FET är i läge från är den högohmig. Induktansen L bildar då en serieresonanskrets tillsammans med transistorns strökapacitans.

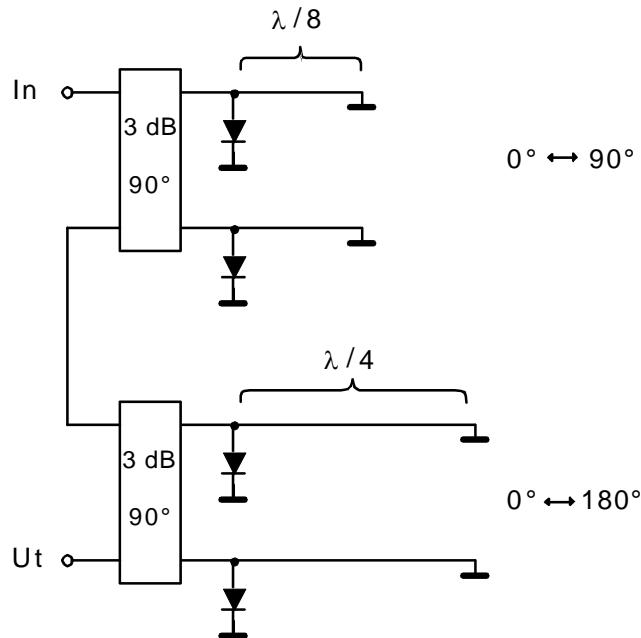
De två resonanskretsarna ställs in till samma frekvens. Reflektionerna skiljer sig då 180° över ett mycket stort frekvensområde.

Kaskadkopplade cirkulatorer

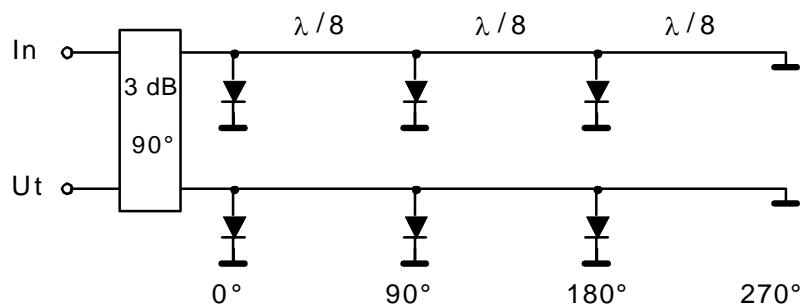


Om man seriekopplar två fasmodulatorer, den ena med 90° modulering ($s=\lambda/8$) och den andra med 180° modulering ($s=\lambda/4$), så kan man välja mellan fyra olika faslägen, 0° , 90° , 180° eller 270° beroende på hur dioderna är förspända.

Kaskadkopplade hybrider



Man kan stapla vidare med allt kortare ledningslängder. Det ger mindre fassteg, dvs högre upplösning. Det går också bra att kombinera med fasskiftare med belastad ledning (loaded line) för de mindre stegen.



Om hybriderna tar för stor plats kan man använda en koppling med bara en hybrid. Istället behövs det fler dioder för att få samma antal fassteg.

9. Sammanställning

En mixer kan vändas så att ena ingången är det lågfrekventa basbandet. Den kallas då modulator. Olika mixerkopplingar ger olika fördelar som modulator.

Mixer

Enkel mixer
Balanserad
IR-mixer
DBM

Modulator

AM-modulator
Bärvågsundertryckning
SSB-modulator
Pulsmodulator med undertryckning av switchpulsen

Fasmodulator

Analog

Varaktor
Vektor modulator

Digital

Analog + A/D	Hög upplösning
Switchad ledning	Enkel Switchad tid (fasstyrda antenner)
Switchad reaktans	Mindre Stor bandbredd
Belastad ledning	Bra vid små fasskift
Reflektion	Färre dioder

Aktiv komponent

PIN-diod	Tål hög effekt , kräver stor drivning
Varaktor	Behöver liten drivning , snabb
FET	Enkel MMIC tillverkning , klarar endast låg effekt , snabb
MEMS	Drar ingen ström , klarar endast låg effekt , långsam

Bandbredd

Belastad ledning

VSWR	45°	22.5°
< 1,2	20 %	45 %
< 1,46	50 %	150 %

Högpas / lågpas

Oktavband för fasskift < 45°

Vektormodulator

Frekvensområde 3:1 för ± 15° ± 2 dB

Reflektionskoppling

Oktavband för 90° med ± 2°
 Större bandbredd för mindre fasskift
 Hybriden resp. cirkulatoren begränsar bandbredd

Fasdetektor

1. Teori

Matematisk beskrivning

En fasdetektor är en mixer, som matas med två signaler på samma frekvens. Eftersom frekvenserna är lika, så blir blandarens skillnadsfrekvens = 0 dvs en likspänning. Storleken på likspänningen beror direkt på de två signalernas fasskillnad.

$$\text{LO: } V_{\text{LO}} \cdot \sin(\omega_{\text{LO}}t + \Phi_{\text{LO}})$$

$$\text{RF: } V_{\text{RF}} \cdot \sin(\omega_{\text{RF}}t + \Phi_{\text{RF}})$$

$$\text{MF: } V_1 \cdot \cos[(\omega_{\text{LO}}t + \Phi_{\text{LO}}) - (\omega_{\text{RF}}t + \Phi_{\text{RF}})] + V_2 \cdot \cos[(\omega_{\text{LO}}t + \Phi_{\text{LO}}) + (\omega_{\text{RF}}t + \Phi_{\text{RF}})]$$

$$V_1 \cdot \cos[(\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{RF}})t + (\Phi_{\text{LO}} - \Phi_{\text{RF}})] + V_2 \cdot \cos(\dots)$$

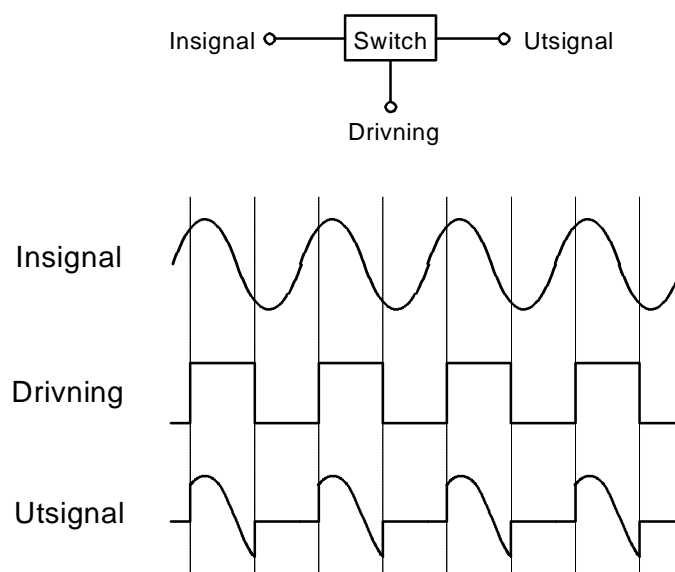
$$\underbrace{\hspace{10em}}_{\text{blir } = 0 \text{ då } \omega_{\text{LO}} = \omega_{\text{RF}}} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{\text{högre frekvenser}}$$

$$\text{MF-signalen blir alltså: } V_1 \cdot \cos(\Phi_{\text{LO}} - \Phi_{\text{RF}})$$

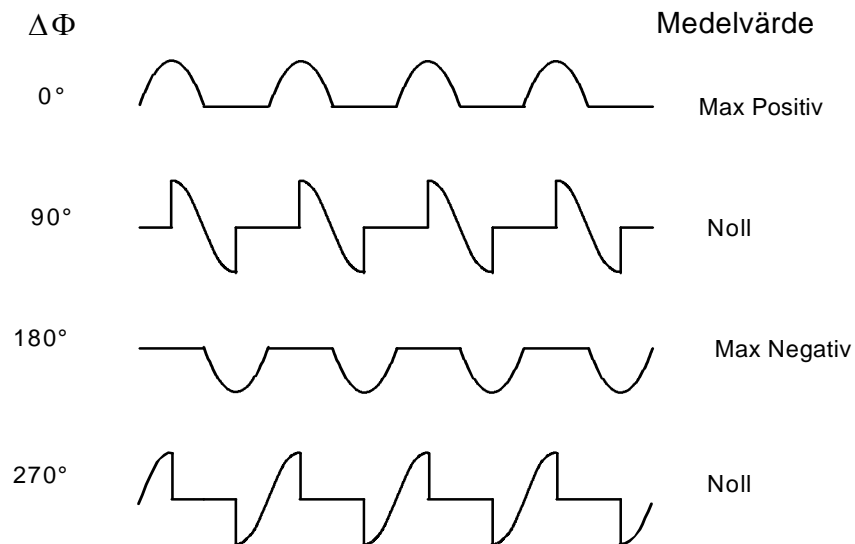
Utsignalen är en likspänning som varierar sinusformigt med fasskillnaden. Den maximala utsignalen V_1 beror på signalstyrkorna. Summafrekvensen och de högre blandprodukterna kan man lätt filtrera bort med ett lågpas filter.

Grafisk beskrivning

Oftast drivs mixern med en mycket kraftig LO-signal. Dioden fungerar då som en switch, ledande respektive avbrott i takt med LO-frekvensen.

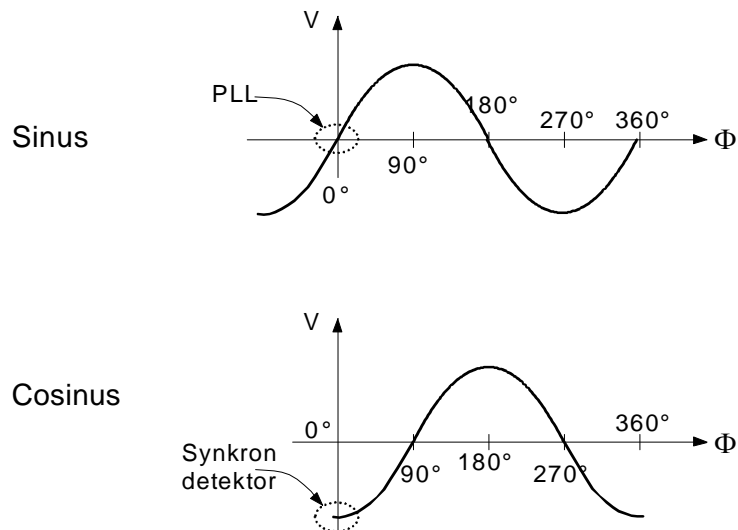


Switchen släpper fram en viss del av RF-signalens period. Eftersom insignal och switchning har samma frekvens, blir det samma del av RF-signalen som släpps fram för varje period. Utsignalen innehåller ett DC-medelvärde som varierar med switchsignalens fasläge i förhållande till insignalen.



När insignalen och switchsignalen ligger i fas släpps endast de positiva halvperioderna fram. Den kurvformen har ett maximalt DC-medelvärde. Om switchsignalen förskjuts 90° kommer lika mycket positiv som negativ del av insignalen fram. DC-medelvärdet blir då noll. Vid 180° fasskillnad släpps endast de negativa halvperioderna fram. Det blir då ett maximalt negativt DC-medelvärde. När fasskillnaden blivit så stor som 270° har fönstret hamnat vid nästa nollgenomgång som ger DC-medelvärdet noll.

Teoretiskt kan man använda valfri typ av mixer som fasdetektor. Det gäller bara att välja en som har DC-kopplad utgång.



Olika mixerkopplingar har olika faszång för insignalen. En del ger noll spänning och andra ger max spänning då insignalen är i fas med LO. Det är av fundamental betydelse för kretsfunktionen att fasläget är riktigt.

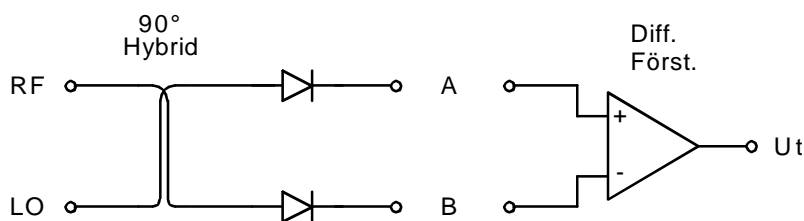
Ibland vill man detektera amplituden på insignalen. Fasen ställs in till max utsignal. Kretsen kallas synkron-detektor.

En detektor för bifasmodulerade signaler ska ställas in för max amplitud. Utsignalen hoppar då mellan max positiv och max negativ när insignalen hoppar mellan 0° och 180° . Om fasen ligger 90° fel hoppar utsignalen mellan noll och noll. Det ger ingen detektering.

Nollgenomgången är av stort intresse då fasdetektorn används i en faslåst slinga (PLL). En avvikelse i fasen ger då en felspänning, positiv eller negativ, så att fasen korrigeras tillbaks till sitt rätta läge.

2. Kretskopplingar

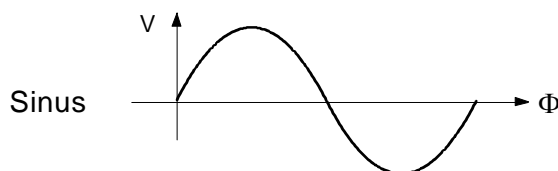
90° Hybrid



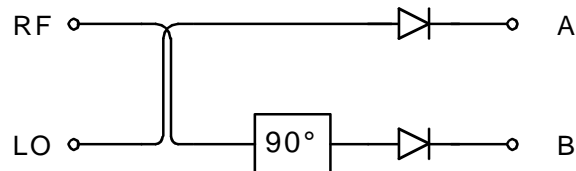
Med 90° hybrid får man 90° skillnad mellan insignalerna. Utsignalen blir därför noll. Samma sak gäller båda dioderna.

RF /0°	A:	$\text{RF} /0^\circ + \text{LO} /90^\circ$	\Rightarrow	0
	B:	$\text{RF} /90^\circ + \text{LO} /0^\circ$	\Rightarrow	0
RF /90°	A:	$\text{RF} /90^\circ + \text{LO} /90^\circ$	\Rightarrow	Max Positiv
	B:	$\text{RF} /180^\circ + \text{LO} /0^\circ$	\Rightarrow	Max Negativ

Om man dessutom lägger på en yttre fasvridning på 90° blir fasskillnaden vid dioderna 0° respektive 180°. En yttre fasvridning på 90° ger alltså max amplitud. Den ena dioden är max positiv och den andra är max negativ. De behöver därför adderas i en balanserad koppling. Eftersom det är fråga om likspänningar går det bra med en differentiaförstärkare.



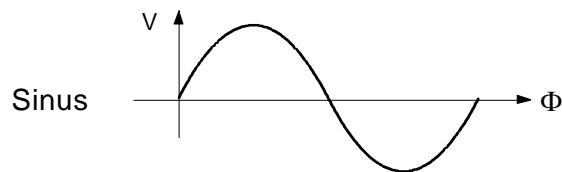
Slutresultatet är att fasdetektorn med 90° hybrid ger en sinusformad variation av likspänningen ut. Vid lika fas på ingången hamnar man på nollgenomgången.

180° Hybrid

En 180° hybrid för mikrovåg består av en 90° hybrid och en extra 90° fasförskjutning.

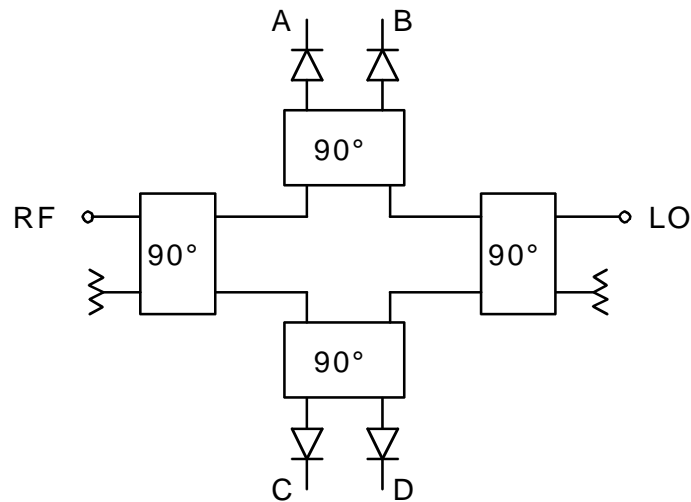
RF $/0^\circ$	A:	RF $/0^\circ$ + LO $/90^\circ$	\Rightarrow	0
	B:	RF $/180^\circ$ + LO $/90^\circ$	\Rightarrow	0
RF $/90^\circ$	A:	RF $/90^\circ$ + LO $/90^\circ$	\Rightarrow	Max Positiv
	B:	RF $/270^\circ$ + LO $/90^\circ$	\Rightarrow	Max Negativ

Även 180° hybriden ger 90° fasskillnad mellan de två signalerna. Utsignalen är alltså noll från de två dioderna. Men med en yttre fasvridning på 90° når man fram till max amplitud.



Utsignalen varierar alltså sinusformigt, precis som för 90° kopplingen.

Dubbelbalanserad mixer

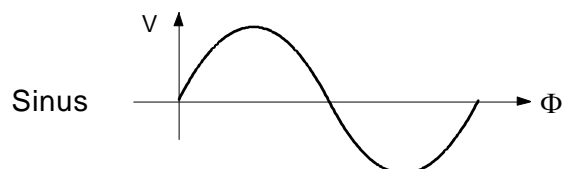


En dubbel balanserad mixer på mikrovåg består av fyra 90° hybrider. Fasgången från ingångarna till respektive diod skiljer sig 90° . Utsignalerna är alltså noll.

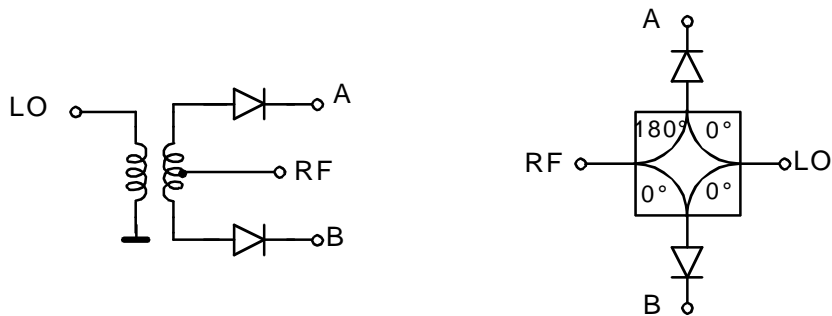
RF $/0^\circ$	A:	RF $/0^\circ$ + LO $/90^\circ$	\Rightarrow	0
	B:	RF $/90^\circ$ + LO $/0^\circ$	\Rightarrow	0
	C:	RF $/90^\circ$ + LO $/180^\circ$	\Rightarrow	0
	D:	RF $/180^\circ$ + LO $/90^\circ$	\Rightarrow	0

RF $/90^\circ$	A:	RF $/90^\circ$ + LO $/90^\circ$	\Rightarrow	Max Positiv
	B:	RF $/180^\circ$ + LO $/0^\circ$	\Rightarrow	Max Negativ
	C:	RF $/180^\circ$ + LO $/180^\circ$	\Rightarrow	Max Positiv
	D:	RF $/270^\circ$ + LO $/90^\circ$	\Rightarrow	Max Negativ

Med 90° fastillskott på RF-signalen hamnar signalerna i fas respektive motfas. Vi får då max detekterad amplitud. Utsignalen blir alltså sinusformad.



180° Hybrid för UHF



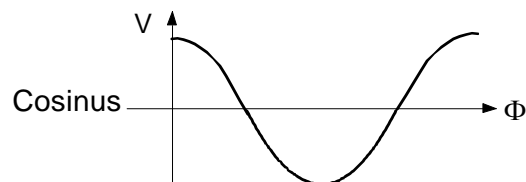
På MHz området består 180° hybriden av en toroidlindad transformator eller balunkoppling

Här skiljer sig funktionen från mikrovågskretsarna. Insignalerna hamnar här i fas respektive motfas vid de två dioderna. Vi får alltså max signal ut då insignalerna ligger i fas.

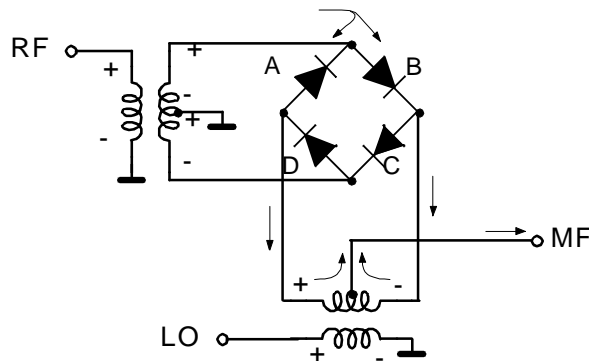
Det behövs en yttre fasvridning på 90° för att utsignalen ska bli noll.

RF /0°	A:	RF /0° + LO /0°	⇒	Max Positiv
	B:	RF /0° + LO /180°	⇒	Max Negativ
RF /90°	A:	RF /90° + LO /0°	⇒	0
	B:	RF /90° + LO /180°	⇒	0

Likspänningen varierar alltså efter en cosinuskurva.



Dubbelbalanserad mixer för MHz-området



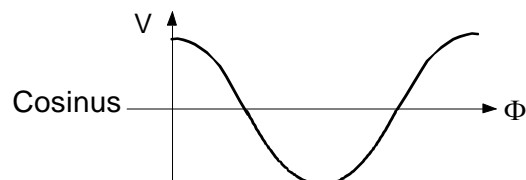
En dubbelbalanserad mixer för MHz-området består oftast av två transformatorer och en diodring.

Då insignalerna är i fas, och med polariteter enligt figuren, leder diod A och B. RF-signalens positiva halvperiod kopplas då ut.

Nästa halvperiod leder diod C och D. RF-signalens negativa halvperiod vänds i transformatorn och ger en positiv halvperiod ut. Den fungerar alltså som en synkron halvågslikriktare.

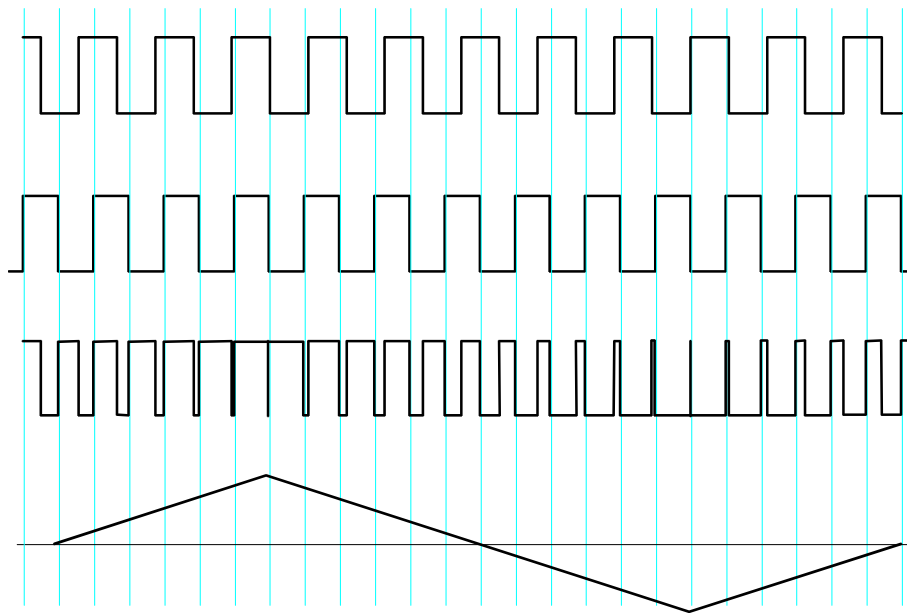
Om RF-signalen är 90° färförskjuten kopplar diod A och B ut lika mycket positiv som negativ del av signalen. Samma sak gäller för diod C och D vid nästa halvperiod. DC-medelvärdet blir alltså noll.

Resultatet är att likspänningen varierar cosinusformigt



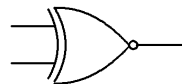
Triangulär variation

Om signal/brus förhållandet är tillräckligt stort kan RF-signalen limiteras till en fyrkantvåg. Både RF och LO switchas alltså med fyrkantvågor.



Resultatet blir en utsignal som varierar triangulärt istället för sinusformigt. Utsignalen varierar då linjärt med fasen, inom ett så stort område som 180° .

För att få stor noggrannhet behöver fyrkantvågorna vara symmetriska med en duty-cycle på 50 %. En osymmetrisk fyrkantvåg ger en DC-offset som motsvarar ett mätfel i fasen.

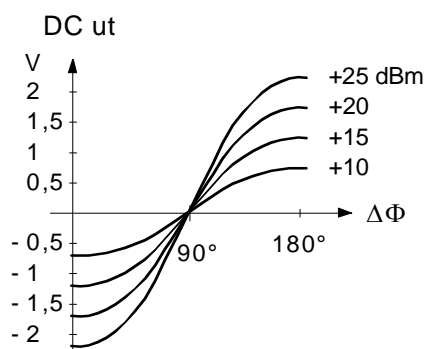


När båda insignalerna är positiva blir spänningen ut positiv. När båda signalerna är negativa blir också spänningen positiv. Men när insignalerna har olika polaritet blir spänningen negativ. Det är precis funktionen av en digital Exclusive-OR krets. Då frekvensen är tillräckligt låg kan man alltså använda billiga digitala kretsar istället för analoga multiplikatorer.

3. Specifikation

Signalnivå

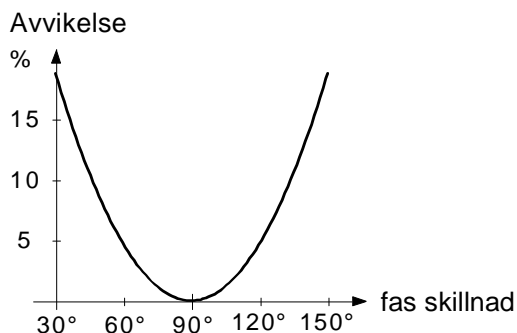
LO-signalen ska vara så stor att dioderna blir helt ledande varannan halvperiod.
RF-signalen bör också vara stor, för att få en så stor utsignal som möjligt.



Om max-signalen är stor, blir också lutningen på kurvan stor. Lutningen (mV/grad) är detektorns känslighet.

Linjäritet

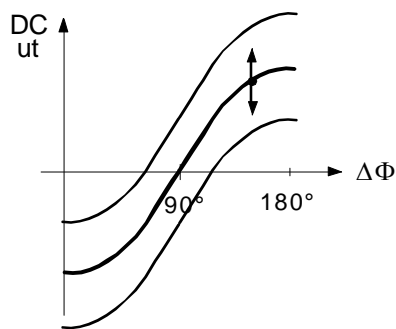
I sinuskurvans nollgenomgång är utspänningen linjärt beroende på fasskillnaden. Men ju större område man önskar använda, desto större blir avvikelser från den rätta linjen.



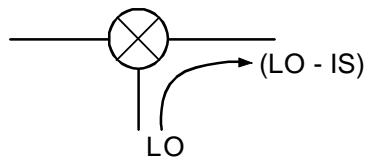
Fasdetektorn anses ofta någorlunda linjär inom $\pm 60^\circ$ från nollgenomgången.

DC-offset

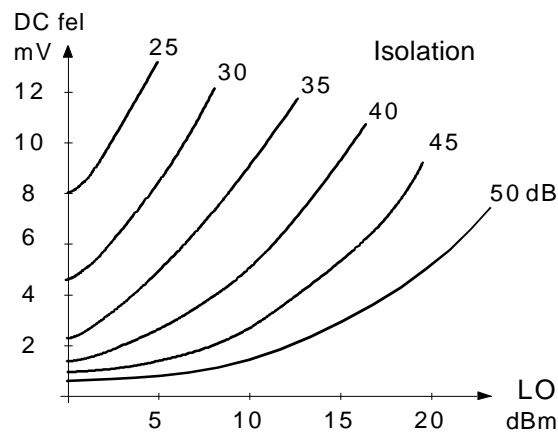
En dubbelbalanserad blandare med diodring har en stor isolation mellan alla tre portar. Men om diodringen eller balanseringskretsarna inte har perfekt symmetri, så kommer en viss del av insignalerna att kopplas till utgången. DC-medelvärdet av denna spänning adderas till den detekterade signalen. Kurvorna för utspänningen kommer alltså att förskjutas uppåt eller neråt.



För att minimera felet är det alltså viktigt att så liten signal som möjligt kopplas över till utgången. Det betyder så stor isolation som möjligt, och så liten LO-signal som möjligt.



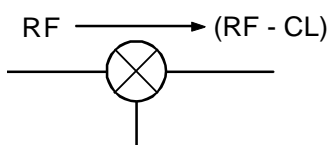
Litet fel kräver liten (LO-IS)



Max utsignal

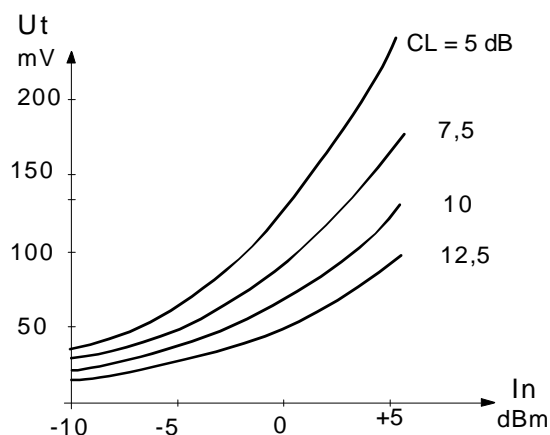
Det är inte storleken på DC-offset i sig som är av betydelse, utan dess storlek i förhållande till den detekterade (önskade) signalen. Det är alltså viktigt att maximera den detekterade signalen.

Utsignalen från detektorn är direkt beroende på ineffekten. I en mixer är ju $MF = RF - CL$ tills kompressionen träder in. Det betyder att förlusterna (CL) ska vara små, och RF-signalen stor.



Stor signal kräver stor (RF-CL)

Om uteffekten räknas om till mV, vid en belastning på 50Ω så blir för en viss mixer:



För att få ett så litet fäspel som möjligt ska skillnaden mellan önskad signal och fälsänning vara stor.

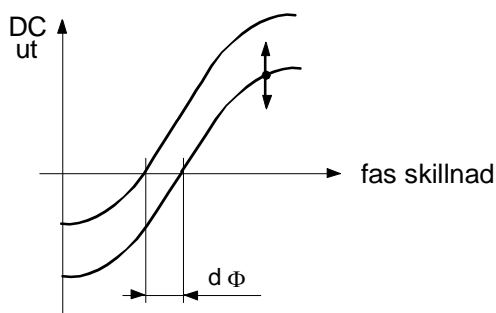
$$(RF-CL) - (LO-IS) \quad \text{ska vara max}$$

LO ska vara så stor att dioderna switchas, men inte mer för då ökar bara fälsänningen.

RF ska vara så stor som möjligt, men inte mer än till 1 dB kompressionspunkten för då ökar CL.

Fasfel på grund av DC-offset

Eftersom fasdetektorn ska ge en utsignal proportionell mot fasskillnaden, så är man mest intresserad av hur stort fasfel man får för vissa mixerdata.



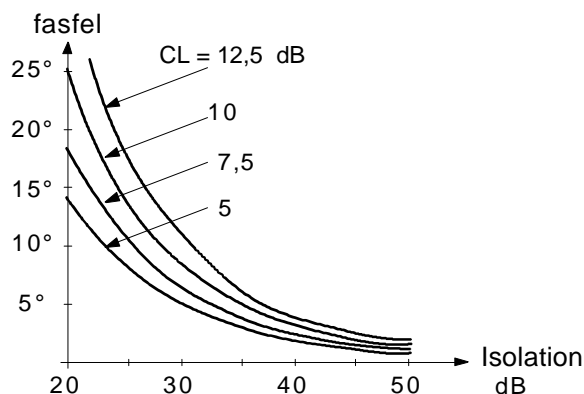
DC-offset innebär ju en felangivelse på fasen. Detta fasfel kan beräknas till :

$$d\Phi = 0,64 \cdot 10^{\gamma} \quad \text{radianer}$$

$$\gamma = [(LO-IS) - (RF-CL)] / 20$$

Det betyder att man kan minska felet till hälften genom att:

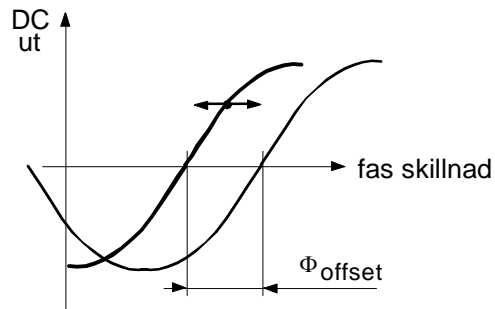
- minska LO
- eller öka isolationen
- eller öka RF-signalen
- eller minska CL med 6 dB.



Figuren visar exempel på hur stort fasfelet blir för en viss mixer då LO är tillräckligt stor för switchning och RF är så stor att den ligger vid 1 dB kompressionen. Isolation och CL varierar med både temperatur och frekvens. Det betyder att även fasfelet varierar.

Fasskift

DC-offset är en avvikelse i spänningen. Men mixern kan också ge ett direkt fassfel.



Det fasfelet kan bero på att längden från RF respektive LO är olika. Det kan också vara olika faszång i balanseringskretsarna. Även interna multipelreflektioner påverkar faszången. Fasskiftet kan inte relateras till några mixerspecifikationer som för DC-offset. Fasfelet kan däremot lätt minimeras genom att justera ledningslängderna till RF och LO-anslutningarna.

Den totala utsignalen kan alltså skrivas:

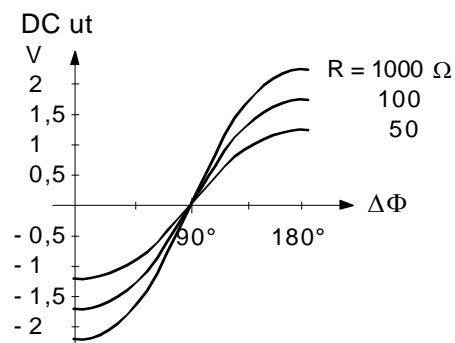
$$V_{DC} = V_{\text{offset}} + V_1 \cdot \sin(\Delta\Phi + \Phi_{\text{offset}})$$

Där V_1 är en konstant som beror på RF signalen, förlusterna och belastningens impedans.

Sinus gäller för hybridkretsar på mikrovåg. Vid transformatorkretsar och balunkopplingar på MHz-området används istället cosinus.

Belastningsimpedansen

Om fasdetektorn belastas hårt, blir utspänningen ganska liten. Och om den belastas med en hög impedans, så blir utspänningen högre. Detektorns utgång fungerar som en strömgenerator.



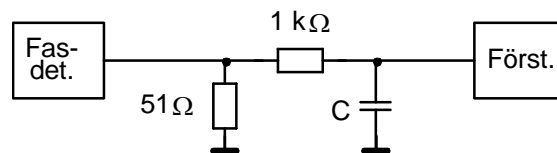
En högre utspänning innebär att lutningen på kurvan blir större. Fasdetektorns känslighet ökar alltså för större belastningsimpedans. Men även DC-offset ökar i samma proportion. Det är ju även där fråga om en ström som ger upphov till en utspänning över belastningsmotståndet. Man får alltså inte mindre fasfel genom att öka utsignalen med högre belastnings impedans.

Vanligen använder man en belastningsimpedans på 50Ω . En mixer är ju på mikrovåg dimensionerad för 50Ω anpassning. Vid 50Ω belastning stämmer alltså de värden som uppgetts i databladet.

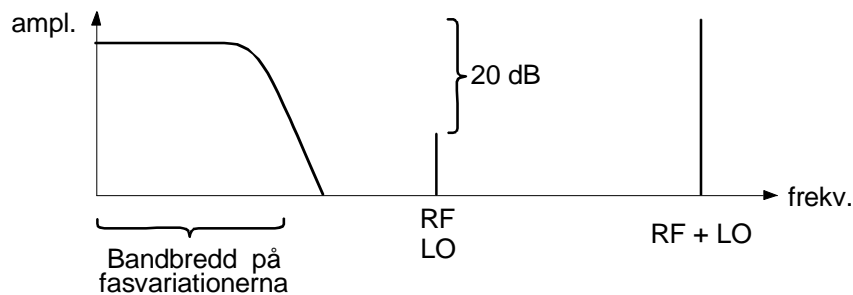
Förstärkarkoppling

Den detekterade likspänningen måste först förstärkas. Om en OP-förstärkare används måste man tänka på att OP-förstärkaren kan ha en ganska stor DC-offset på ingången. Denna spänning kommer att ge obalans i fasdetektorn.

Dessutom behövs ett filter för att ta bort de högre blandfrekvenserna.



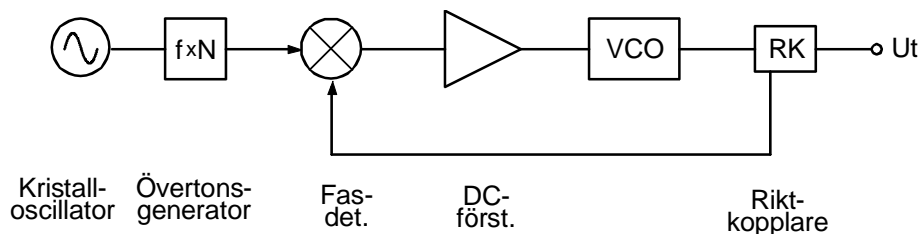
Genom att koppla RC-filtret framför förstärkaren får man dessutom en dämpning av likspänningen ut från OP-förstärkaren. Endast 1/20 når fasdetektorn enligt spänningsdelningen. 1 kΩ motståndet kommer däremot inte att dämpa signalen från fasdetektorn, eftersom OP-förstärkaren har en mycket hög ingångsimpedans.



RF och LO är bara bortbalanserade till en viss del (ca 20 dB). RF+LO är lika stark som RF- LO. Lågpasfiltret måste spärra dessa signaler. Bandbredden på fasvariationerna blir begränsade i samma grad.

4. Användningsområden

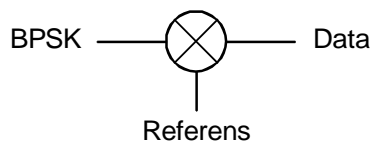
PLL



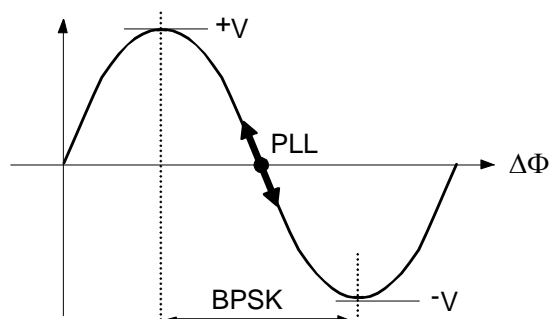
En vanlig användning av fasdetektorn är till faslåsta oscillatorer (Phase Locked Loop). Fasdetektorn avkänner skillnaden mellan oscillator och en högstabil referensoscillator. Utsignalen justerar hela tiden oscillatorn så att den får referensens stabilitet.

PSK-demodulator

En bifas-modulerad signal (BPSK) hoppar i fas mellan 0° och 180° . I en demodulator mäts dessa faslägen med en fasdetektor.

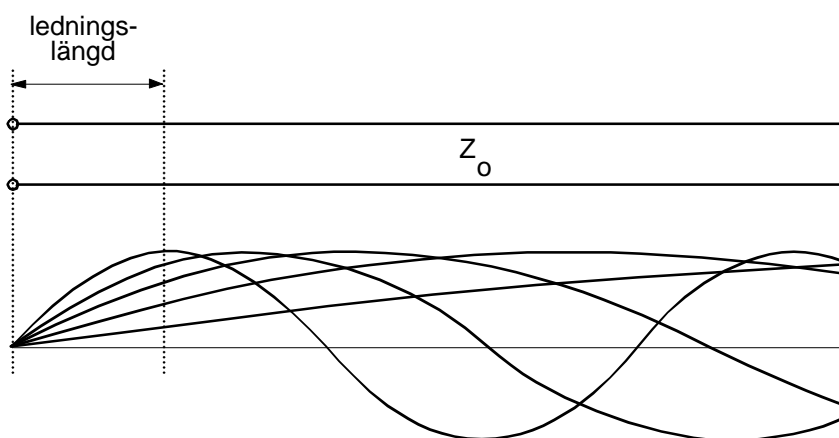


Referensens fasläge ställs in till max amplitud. Utsignalen hoppar då mellan $+V$ och $-V$ i takt med dataflödet.

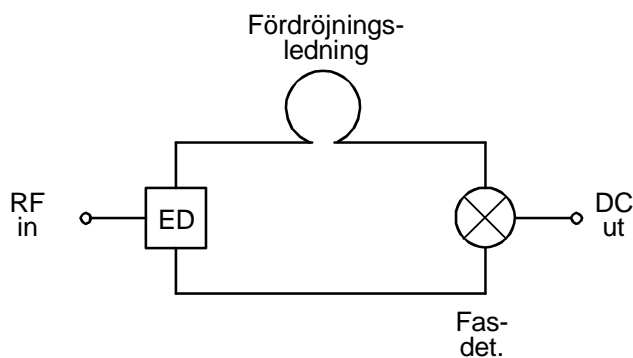


Frekvensdiskriminator

En fasdetektor kan också användas som en frekvensdiskriminator. Man utnyttjar då att en viss ledningslängd har olika faslängd beroende på frekvensen. En hög frekvens har fått stor fasändring efter ett stycke ledning. En låg frekvens hinner ändra sig mycket lite.

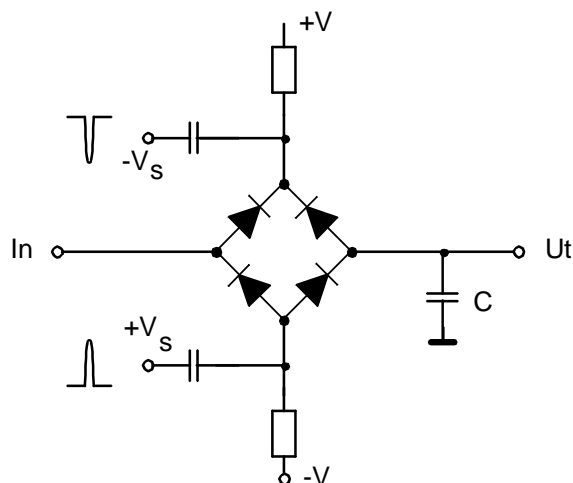


Insignalen delas upp i två vägar, med olika faslängd. Fasförskjutningen varierar linjärt med frekvensen. Det betyder att utsignalen är en linjär funktion av frekvensen (mV/MHz).



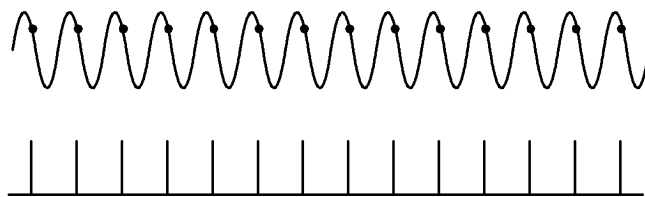
Utsignalen är också beroende på ineffekten. Diskriminatorsen måste alltså föregås av en limiter som ger samma uteffekt när frekvens och signalstyrka varierar.

5. Sampler

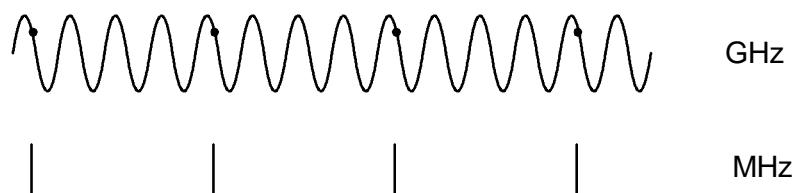


Dioderna är normalt förspända i backriktningen. Insignalen kan då inte koppla till utgången. Insignalen får alltså inte vara så stor att dioderna börjar leda. Samplingspulserna förspänner dioderna ett kort ögonblick i framriktningen. När dioderna är ledande (har låg impedans) så kopplas insignalen till kondensatorn på utgången. Kondensatorn laddas upp till det värde som RF-signalen har i samplingsögonblicket. Kondensatorn håller spänningen till nästa samplingspuls.

Om kretsen är symmetrisk (matchade dioder) och positiva samplingspulserna är lika stor som den negativa, så kommer spänningen på utgången att endast vara proportionell mot RF-signalen i samplingsögonblicket.



Om samplingspulserna har samma frekvens som RF-signalen så kommer kondensatorn att laddas till samma värde för varje period. Utsignalen blir en DC-spänning. Storleken på DC-nivån beror på fasläget på samplern i förhållande till RF-signalen. Den kan alltså användas som en fasdetektor.



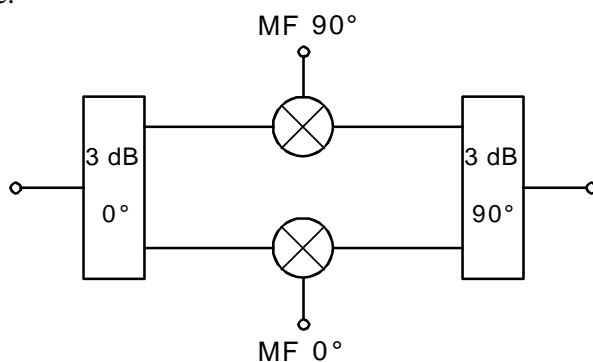
RF-signalen kan alternativt vara en multipel av samplingsfrekvensen. Det ger också en DC-spänning. Sampling på övertoner är ju bekvämt om man vill sampla en mikrovågssignal med en måttligt hög samplingsfrekvens. Men det kan också ställa till problem. Samplern kan ju överföra oönskade signaler till DC, där de inte kan skiljas från de önskade. Även bruset från alla övertonsområden kommer att blandas (vikas ihop) på utgången.

De smala samplingspulserna kan man få med en Step-Recovery diod. De båda ingångarna matas via en bifilärlindad transformator, så att man får två lika men polvända signaler.

Samplern används i en del mätinstrument för att på ett billigt sätt täcka ett mycket stort frekvensområde.

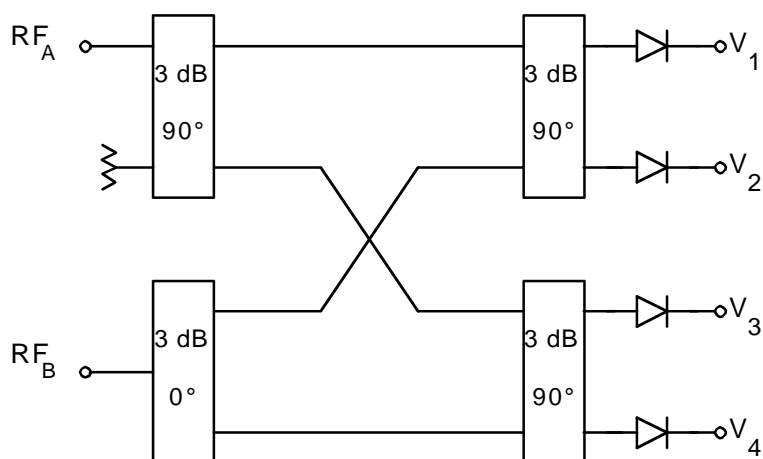
6. IQ-detektor

En mycket användbar kretskoppling är den dubbelbalanserade blandaren med ingångarna 90° fasskilda. Den ena ingången matar en 90° hybrid och den andra en 0° effektdelare.



Den fungerar som en blandare med undertryckning av spegelfrekvensen (IR-mixer) eller som en SSB-modulator.

Om man använder den som detektor kallas den IQ-detektor. Kretsen har också i litteraturen kallats korrelator.



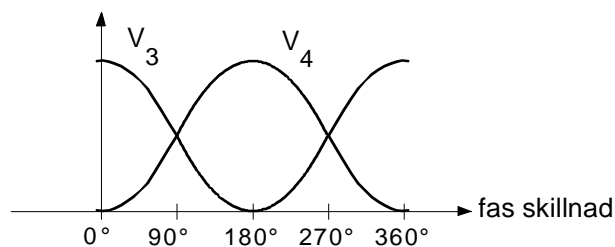
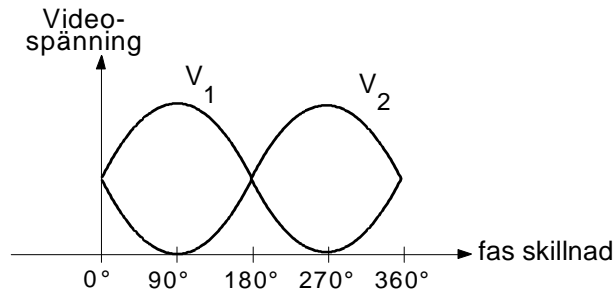
Alternativt kan man använda en 180° hybrid istället för 0° ED. Det finns även andra kombinationer beroende på typ av komponenter och ledningar för aktuellt frekvensområde.

$$\begin{array}{rcl}
 V_1 = A \underline{/0^\circ} + B \underline{/ -90^\circ} & \left. \vphantom{V_1} \right\} & \text{lika} \\
 V_2 = A \underline{/ -90^\circ} + B \underline{/0^\circ} & & \\
 V_3 = A \underline{/ -90^\circ} + B \underline{/ -90^\circ} & \text{i fas} & = \text{max} \\
 V_4 = A \underline{/ -180^\circ} + B \underline{/0^\circ} & \text{motfas} & = 0
 \end{array}$$

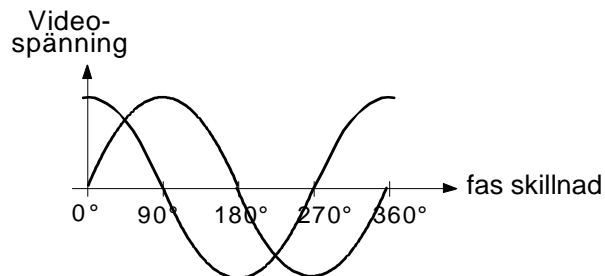
Antag att ena signalen (A) fasförskjuts -90°

$$\begin{array}{rcl}
 V_1 = A \underline{/ -90^\circ} + B \underline{/ -90^\circ} & \text{i fas} & = \text{max} \\
 V_2 = A \underline{/ -180^\circ} + B \underline{/0^\circ} & \text{motfas} & = 0 \\
 V_3 = A \underline{/ -180^\circ} + B \underline{/ -90^\circ} & \left. \vphantom{V_3} \right\} & \text{lika} \\
 V_4 = A \underline{/ -270^\circ} + B \underline{/0^\circ} & &
 \end{array}$$

Om vi varierar fasen mellan de båda insignalerna från 0° till 360° får vi utsignalerna:



Utspänningarna ligger parvis i motfas. Varannan signal vänds i polaritet och adderas sedan parvis. Det kan vi göra antingen genom att vända varannan diod, eller genom att använda två differentialsförstärkare.



Ut från differentialförstärkarna får vi två sinusvariationer som ligger med 90° fasskillnad.

$$m AB \sin(\Theta - \phi)$$

$$m AB \cos(\Theta - \phi)$$

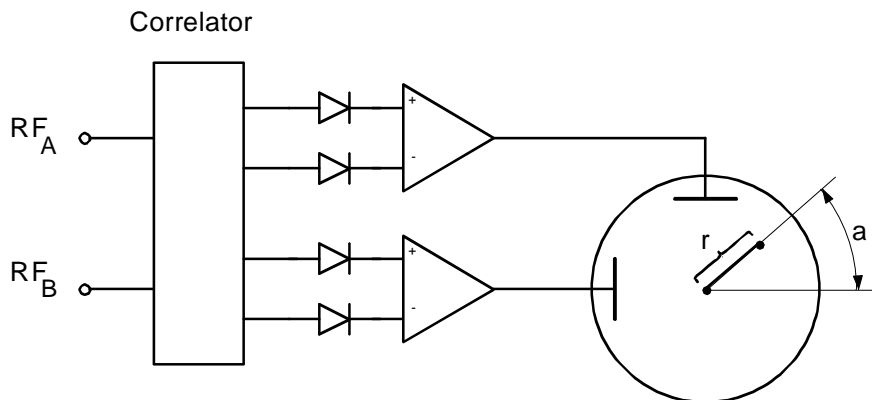
m är en konstant som beror på detektordiodernas verkningsgrad och differentialförstärkarnas gain.

Korrelatorn består av två stycken fasedetektorer. Den ena har insignalerna matade i fas. Likspänningen ut blir där sinusformad då fasen mellan ingångarna vrids. Den andra fasedetektor har en 90° färförskjutning på ena insignalen. Utspänningen blir då istället cosinusformad.

Eftersom man mäter insignalerna 0° (i fas) respektive 90° (Quadrature) kallas den ofta IQ-detektor.

Polär fasindikator

Genom att koppla de två detekterade spänningarna till X- respektive Y-ingångarna på ett oscilloscope får man en polär indikator.



Utan insignaler befinner sig avlänkningspunkten i centrum. Med en detekterad signal får man en avlänkning där vektorns längd (r) beror på insignalens amplitud, och vinkeln (α) motsvarar fasskillnaden mellan insignalerna.

Då fasen på ena insignalen vrids kommer indikatorn att rita upp en cirkel. Periferin på indikatorn kan helt enkelt graderas direkt i fas (0° till 360°).

En CW signal indikeras som en punkt vid vektorns spets. En pulsad signal eller AM-modulerad signal blir en linje.

Korrelatorn är alltså en fasdetektor som täcker hela $0^\circ - 360^\circ$. Den är dessutom oberoende av amplituden. Den behöver inte samma hårda limitering som den enkla balanserade fasdetektorn. Det räcker att signalerna befinner sig inom diodernas kvadratiske område för att få ett tillförlitligt resultat.

Användning

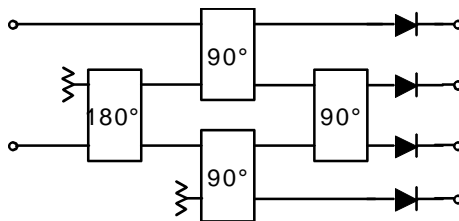
Korrelatorn används till fasmätningar eller i kretskopplingar för att mäta frekvens, bäring eller polarisation.

6-Port Junction

Då korrelatorn (IQ-detektorn) används till fasmätningar kallas den ofta 6-port junction. De fyra detekterade spänningarna räknas om till aktuell fas och amplitud med hjälp av en mikroprocessor.

Den kan användas till att mäta både transmission och reflektion. Dvs samtliga S-parametrarna för ett mätobjekt.

Det finns även andra kretskopplingar för att få en 6-port junction.



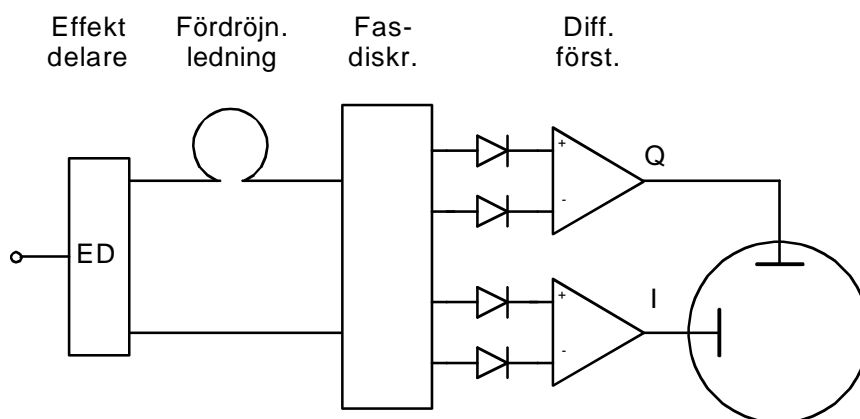
Fördelarna med en 6-port junction är att man kan mäta pulssade signaler. Det blir dessutom ett ganska enkelt och billigt system.

QPSK demodulator

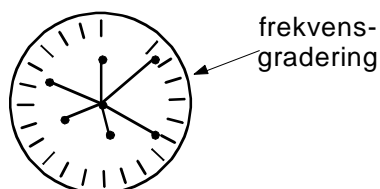
En fasedetektor används för att detektera två faslägen (BPSK). Vid fyra faslägen (QPSK) eller mer används IQ-detektorn för att demodulera dataflödet.

IFM diskriminator

Korrelatorn kan användas som en frekvensdiskriminator med hjälp av en fördröjningsledning.



Först delas signalen upp i två vägar. Den ena signalvägen innehåller en extra fördröjningsledning. Den fördröjda signalen får en fasförskjutning som är linjärt proportionell mot frekvensen. Den direkta och den fasförskjutna signalen går sedan till en fasdiskriminator (korrelator). Utgångarna från differentialförstärkarna kopplas till X- och Y-ingångarna på ett oscilloscope.



Alternativt kan utgången på diskriminatoren digitaliseras med en mycket snabb A/D converter (flash converter).

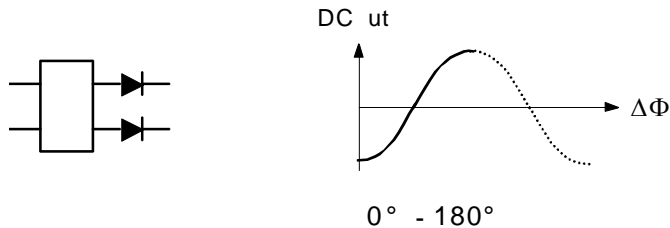
IFM betyder Instantaneous Frequency Meter. Det innebär att diskriminatoren visar frekvensen momentant, dvs samtidigt som den uppträder oavsett var den befinner sig inom bandet.

Eftersom att man inte behöver avstämman den som en superheterodynmodtagare så ökas upptäckbarheten markant. Den fungerar dessutom utan avstämning över ett mycket stort frekvensområde, oktavband eller mer.

Den kan dessutom användas för pulskodade signaler. Det är alltså en idealisk komponent i mottagare för radarövervakning.

7. Jämförelser

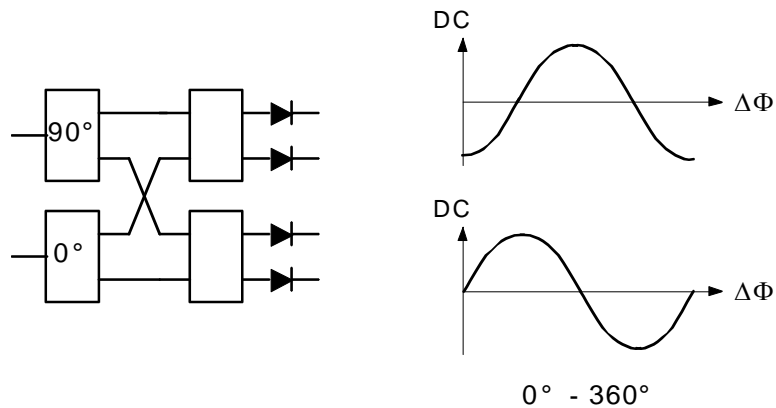
Fas-detektor



Balanserade blandaren har bara max 180° fasområde entydigt definierat. Större fasområde ger ett tvetydigt resultat. En sinuskurva har ju samma amplitud på två ställen.

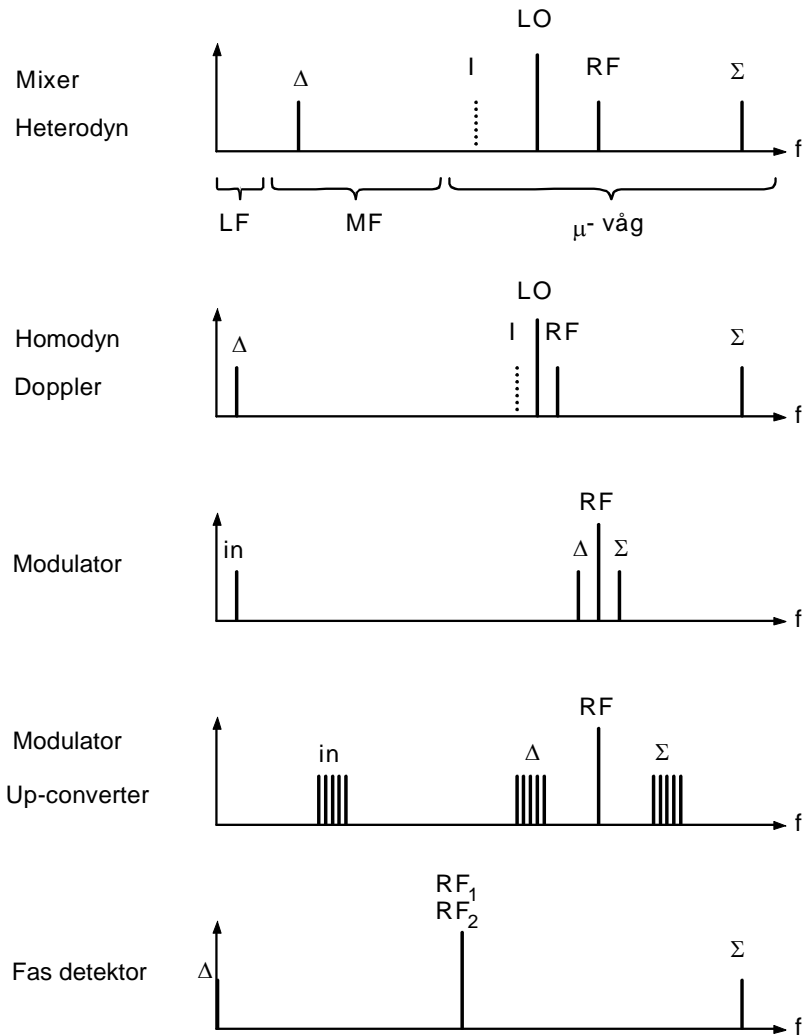
Utsignalen beror både på RF-signalens fas och på dess amplitud. Man behöver alltså en limiter framför fasdetektorn. Ett visst fasområde ger en mycket liten utsignal. Är RF-signalen dessutom svag får man ett område med för dålig känslighet, dvs blinda faser.

IQ-detektor



IQ-detektorn består av två fasdetektorer, som skiljer sig 90° i matningen. Genom att kombinera de två detektorerna får man ett fasområde på 360° utan tvetydighet.

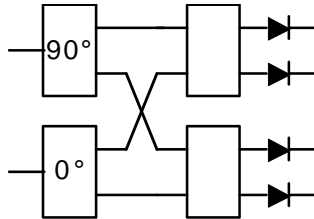
Det är förhållandet mellan utgångarna som ger fasläget. Amplituden behöver alltså inte hållas konstant. När den ena kanalen är svag så är den andra som starkast. Man får alltså inga områden med dålig känslighet.



En olinjäritet blandar två insignaler så att det bildas summa- och skillnadsfrekvenser. Kretsen kallas olika beroende på vilket frekvensområde man har på in- respektive utgång. De oönskade blandprodukterna filtreras bort.

Det som skiljer användningarna åt är vilka parametrar som ska optimeras och specificeras i databladen.

En diodmixer är helt reciprok. Det spelar ingen roll om det står angivet in- och utgång på komponenten. Det enda viktiga är att frekvensområdena stämmer överens med önskade signaler. Man kanske rent av får bättre systemegenskaper (t.ex. lägre oönskade signaler) om man vänder på mixern.



Den dubbel-balanserade blandaren med 90° matning är en mycket användbar kretskoppling. Den kallas olika beroende på var den används.

IR-mixer

SSB-modulator

Korrelator

IQ - detektor

6 - port junction

QPSK mod / demod

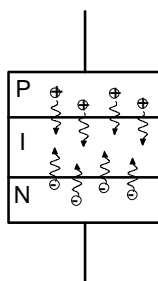
Konstellations analysator

IFM - diskriminator

Benämning	Utsignalen varierar med	Insignalen ska ha
Fas detektor	Fasen	Samma frekvens Konstant amplitud
Synkron detektor eller IQ-det	Fasen och Amplitud	Samma frekvens
Mixer eller modulator	Fasen, Amplituden och Frekvens	

PIN - switch & dämpare

1. Inledning



PIN-dioden är en pn-övergång med ett tjockt mellanliggande skikt som är helt utan dopning. I-skiktet har därför mycket hög resistans, dioden är isolerande. Men då dioden förspänns i framriktningen injiceras laddningsbärare från båda håll. I-skiktet blir då fyllt av laddningsbärare och är fullt ledande, dvs låg impedans. PIN-dioden är därför mycket lämplig som switch, med hög isolation och låga förluster. Med flera dioder kan man bygga omkopplare med flera portar.

På frekvenser lägre ca 100 MHz likriktar PIN-dioden som en vanlig diod. Men vid högre frekvenser upphör likriktningen på grund av laddningslagring i mellanskiktet. Dioden fungerar då som ett motstånd genom att den leder i bägge riktningarna. Denna ekvivalenta resistans är omvänt proportionell mot laddningsmängden i I-skiktet, dvs strömmen i framriktningen. PIN-dioden kan således användas som en strömstyrd resistans. Denna variabla resistans kan användas som en dämpare.

Vanliga användningsområden är: nivåreglering i svepgeneratorer, AGC i mottagare, fjärrmätutrustning, fäststyrda antenner, SM-omkopplare, AM-modulatorer, puls-modulatorer och motsvarande.

Stigtiden för en PIN-switch kan bli så kort som 1 ns. Genom att koppla ihop flera dioder kan man få en dämpning på 100 dB. Fast vanligen rör det sig om 10 - 100 ns och 40 - 80 dB.

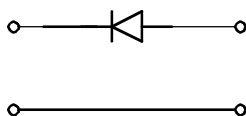
Frekvensområdet för en PIN-switch är ofta så extremt stort som 0,1 - 18 GHz. Den kan användas upp till 110 GHz. Det behövs då en diod med en kapacitans så liten som 0,015 - 0,030 pF. Men en liten diod (area) får en större resistans, dvs högre förluster.

En PIN-switch kan styra mycket stora effekter, hundratals kW pulseffekt. Men en beam-lead diod på mm-våg tål bara ca 100 mW medeleffekt.

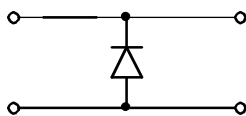
2. PIN switch

Diod i serie respektive shunt

PIN-dioden kan kopplas i serie eller parallellt med transmissionsledningen.

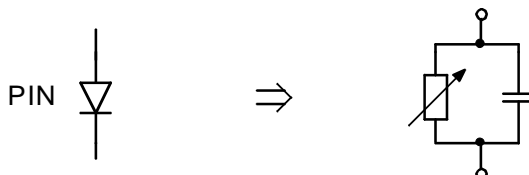


När seriedioden är kraftigt förspänd i framriktningen har dioden mycket liten resistans. Det ger en mycket liten dämpning då switchen är i läge till. När dioden förspänns i bakriktningen får den en mycket hög impedans. Det ser då ut som om det var avbrott på transmissionsledningen, dvs totalreflektion. Isolationen mellan in och utgång blir alltså mycket stor. Switchen är då i läge från.

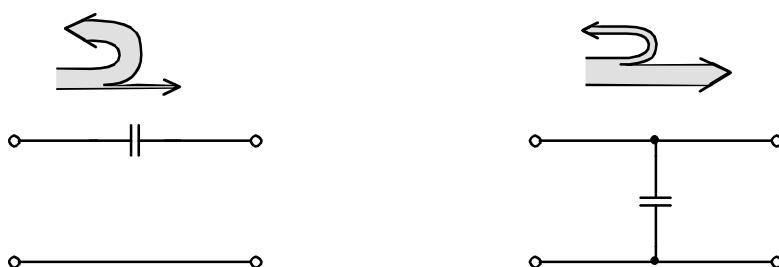


Shunt-dioden fungerar på motsvarande sätt men för omvänd förspänning. När dioden är förspänd i framriktningen blir transmissionsledningen kortsluten. Vid totalreflektion sker ingen transmission, det ger hög isolation. Switchen är då i läge från. När shunt-dioden är förspänd i bakriktningen är dess impedans mycket hög, och transmissionsledningen påverkas inte av dioden, dvs liten dämpning. Switchen är då i läge till.

Inverkan av diodkapacitansen



När en PIN-diod är förspänd i framriktningen blir dess resistans mycket låg, $0,2 - 5 \Omega$. Det ger seriedioden låga förluster och shuntdioden hög isolation. Men PIN-dioden har också en strökapacitans parallellt med diodfunktionen. När dioden är förspänd i backriktningen fungerar alltså inte dioden som ett avbrott utan som en kapacitans. Denna kapacitans är vanligen $0,01 - 2 \text{ pF}$ beroende på effektnivån.



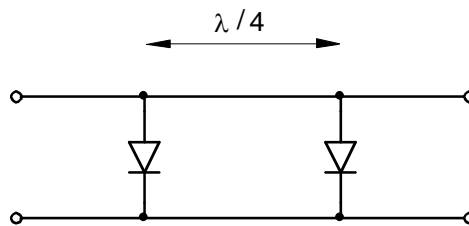
En seriediod kommer att ge en lägre isolation och en shuntdiod kommer att ge större förluster. När frekvensen ökar kommer denna kapacitans att inverka allt mer, ända till att isolationen (förlusterna) blir helt oacceptabel.

I praktiken kan seriedioden endast användas upp till ca 2 GHz innan isolationen blivit oacceptabel. Shuntdioden ökar däremot inte förlusterna lika allvarligt utan kan användas upp till 40 GHz. Det har till och med gjorts PIN-switchar upp till 85 GHz med 20 dB isolation och 1,5 dB förluster, samt 16 dB isolation över 75 – 110 GHz.

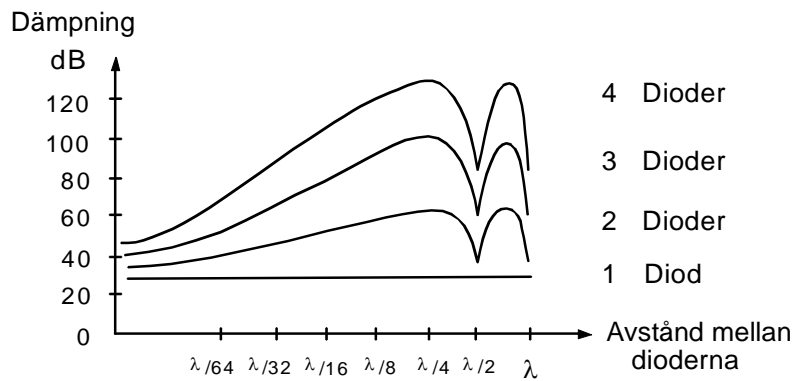
Utöver problemen med diodens strökapacitans har dessutom en kapslad diod en strökapacitans på $0,1 - 0,5 \text{ pF}$ och en serieinduktans på $0,1 - 2 \text{ nH}$.

Fler dioder

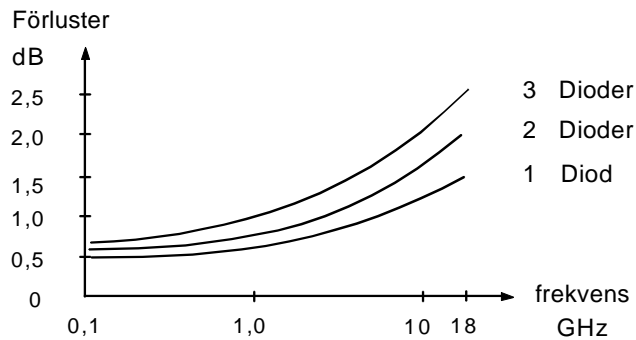
Om man önskar högre isolation (större dämpning) så kan man kaskadkoppla fler dioder. Vanligen används shuntkoppling.



Eftersom dioderna ger reflektionsdämpning, får man den största dämpningen då avståndet mellan dioderna är en kvarts våglängd. Ena diodens låga impedans transformeras till en hög impedans, som kortsluts av föregående diod. Om avståndet är 0 eller $\lambda/2$ blir en liten impedans parallellkopplad med en lika liten impedans. Isolationen ökar då endast 6 dB. Vid $\lambda/4$ adderas däremot dessutom föregående diods isolation.



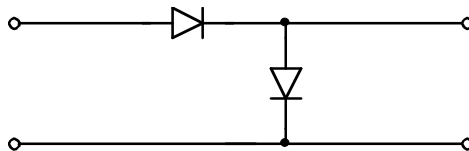
Även om dämpningen är som störst vid $\lambda/4$ så blir PIN-switchens isolation tillräckligt stor över multioktavo frekvensområde.



Förlusterna ökar också ju fler dioder som används, speciellt vid de högre frekvenserna. Dioder med låg resistans och låg induktans har gett så låga förluster som 0.6 dB och isolation 20 dB på så höga frekvenser som 75 GHz.

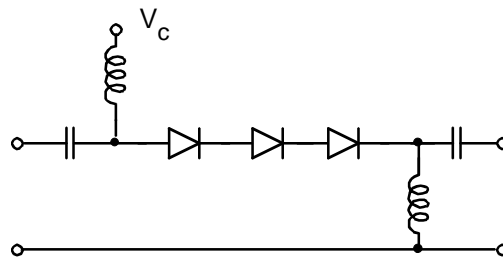
Shuntmontering ger bra kylning eftersom dioden är monterad direkt på jordplanet. Tyvärr begränsas bandbredden av kvartvågsledningarna (3:1). Dessutom är det opraktiskt att använda kvartvågsledningarna vid riktigt låga frekvenser (MHz).

Serie-shunt koppling

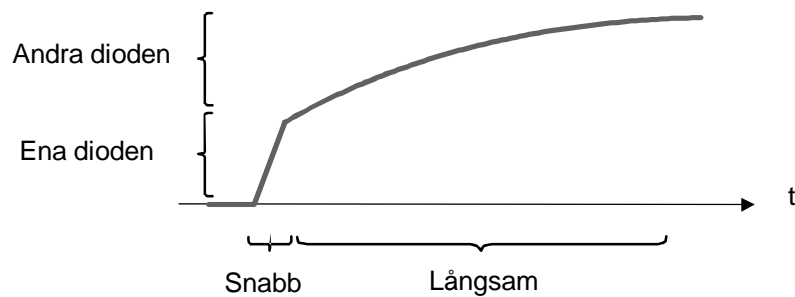


Serie-shunt koppling ger både önskad bandbredd och storlek, eftersom den inte innehåller några kvartvågsledningarna. Isolationen blir lika med summan av de ingående diodernas isolation. Nackdelen är att den inte får lika hög isolation som två shuntmonterade dioder och att den behöver både positiv och negativ förspänning.

Fler dioder i serie

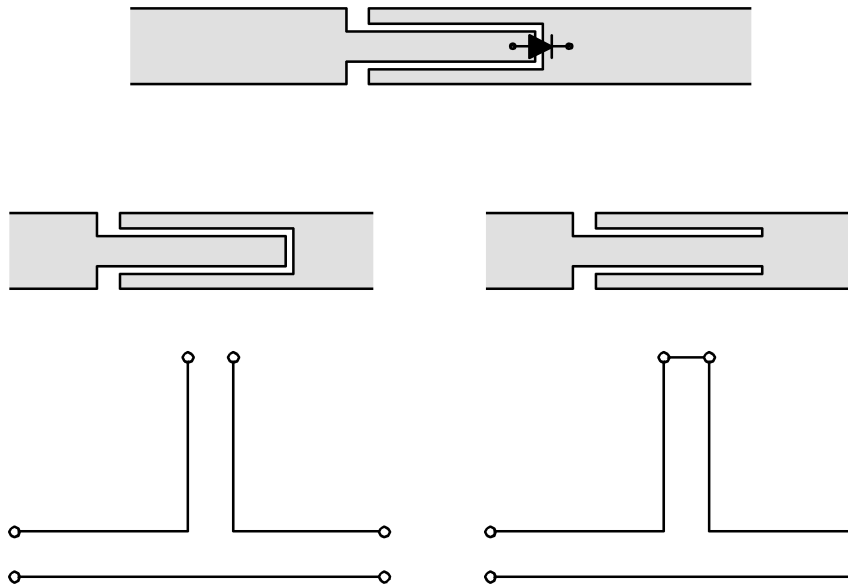


En seriediod har dålig isolation. Med fler dioder i serie kan man få hög isolation. Seriemontering behöver inga $\lambda/4$ ledningar. De kan därför få stor bandbredd ($>3:1$). De kan dessutom arbeta på låga frekvenser utan att bli otympligt stora.



Men en nackdel är den långa omkopplingstiden. Ledande dioder har stor laddningslagring. Laddningen sugs ut med hjälp av en backström. Men om en diod blir tömd på laddning före de andra, så kan det inte längre gå någon ström. Det tar då mycket längre tid för laddningsbärarna att rekombinera.

Seriediod i coplanar seriestubb



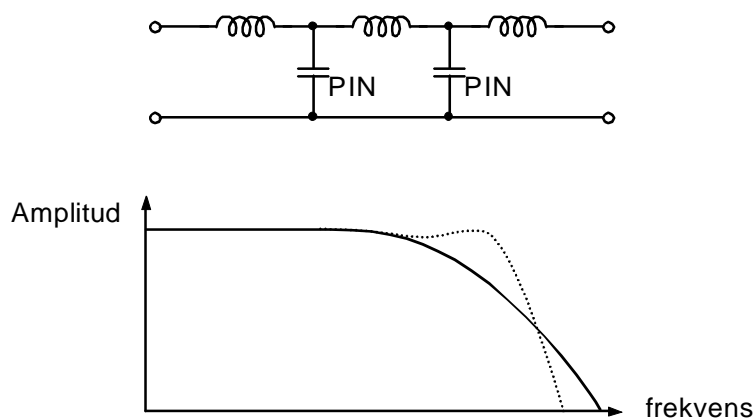
När dioden är utan förspänning är den höghögig. Kretsen ser då ut som en öppen seriestubb. Eftersom stubben är $\lambda/4$ lång blir det 0Ω i serie med huvudledningen.

När dioden är förspänd i framriktningen blir det istället en kortsluten $\lambda/4$ stubbe. Kortslutningen transformeras till en hög impedans i serie med huvudledningen, dvs avbrott på ledningen.

Nackdelen med seriedioden är att dess kapacitans försämrar isolationen. I det här fallet är det förlusterna vid min dämpning som påverkas. Men en kapacitans fungerar som en förlängning av en ledning. Man kan alltså kompensera bort kapacitansen genom att göra ledningen lite kortare.

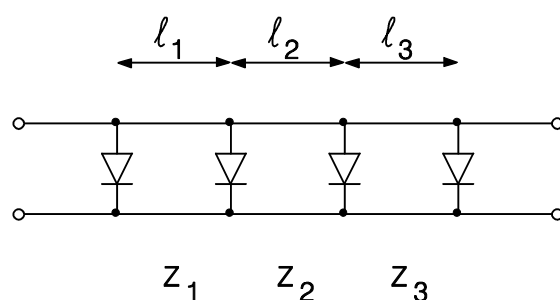
Kompensering av diodkapacitansen

Diodernas shuntkapacitans kommer att, tillsammans med transmissionsledningen och bondtrådarna, fungera som ett lågpassfilter.



Med lämplig induktans kan filtret dimensioneras till ett Tchebyshef-filter. Filtret blir visserligen brantare ovanför gränsfrekvensen, men det användbara området med små förluster sträcker sig högre i frekvens. På det sättet kan dämpare och switchar med många dioder användas ända upp till 18 GHz. Genom att avpassa lämplig längd och diameter på tilledningstrådarna får man den rätta induktansen.

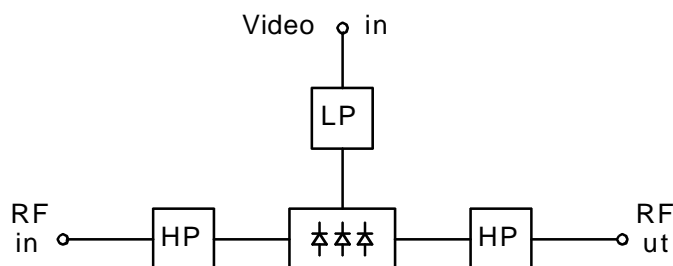
Rippel



Med $\lambda/4$ avstånd mellan dioderna får man stor variation i fas och amplitud då frekvensen varierar. Ripplet kan minskas genom att optimera längd och impedans på ledningarna. Dessutom får man mindre absorption i dioderna. Det ger dubbelt så hög effekttålighet.

Videofilter

Dioderna ska kopplas in på RF-ledningen och samtidigt styras med förspänningen. Det behövs alltså filter för att skilja på RF-kretsarna och förspänningskretsarna.



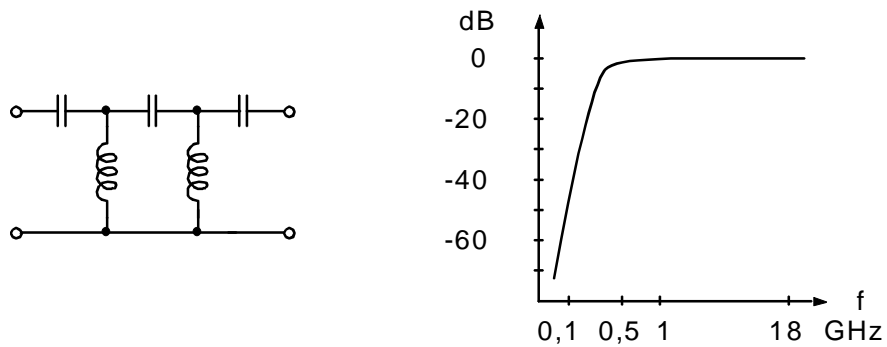
Videosignalen ska förhindras att komma ut på RF-ledningen. Ofta räcker det med en kondensator eller stubledning (smalbandigt), de kallas då DC-block.



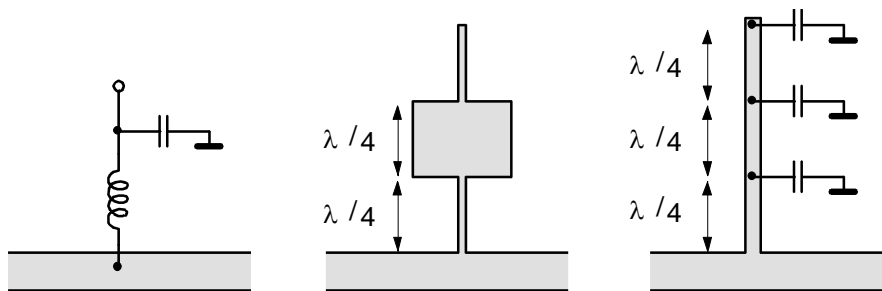
Kondensatorn får inte vara för stor, för då försämras både omkopplingstiden och fördröjningen. Det tar ju tid att ladda upp kondensatorerna.

Dessutom får kondensatorn inte vara så stor att videosignalen läcker ut på RF-ledningen. För snabbare omkopplingstider krävs kortare stig- och falltider på videopulsen. Dessutom behövs kraftiga spikar för att så snabbt som möjligt tömma mellanskiktet på laddning. Videopulsen har då mycket stort frekvensinnehåll som sträcker sig upp i mikrovågsområdet.

En typisk snabb switch får videospikar på ca 1 V ut på RF-ledningen. Många moderna system kräver att videoläcket högst får vara ca 50 mV. Högpasfiltern måste då vara uppbyggda med flera sektioner. Dessutom ska dess komponenter vara diskreta (kondensatorer och spolar) för att klara multioktav täckning upp till 18 GHz.



Förspänningen kopplas till dioderna via ett lågpassfilter. Filtret förhindrar att RF-signalen läcker ut till drivsteget.



Videofiltret kan bestå av diskreta kondensatorer och RF-drosslar, eller distribuerade stub-ledningar. Ofta används en kombination. Filtret ska ge en så liten fördröjning som möjligt, så att videopulsen snabbt ska kunna switcha dioderna. Dessutom ska filtret ha en jämn amplitud över videobandbredden, så att inte den modulerade RF-pulsen blir deformerad. Vid mycket snabba omkopplingar, och där RF-bandet sträcker sig långt ner i frekvens, krävs filter med fler sektioner byggda med diskreta komponenter.

Backförspänning

PIN-dioden behöver en backförspänning för att den inte ska börja leda vid stora RF-signaler. Om dioden börjar leda blir det för stora förluster. Men den totala spänningen (RF+DC) får inte överstiga diodens genombrottspänning.

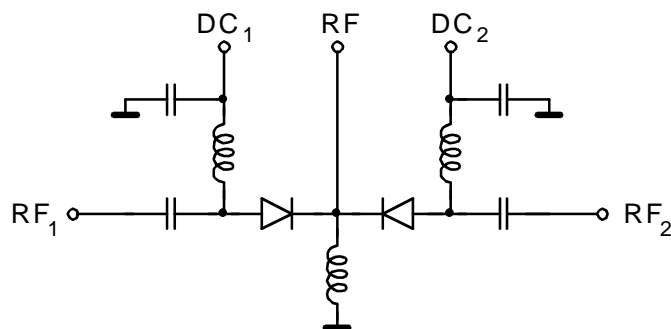
Med en backspänning så stor som RF-signalens toppvärde är man på säkra sidan. Men om det är mycket höga effekter blir det en mycket hög spänning och dyr konstruktion. En switchdiod för hög effekt kan behöva ha en genombrottspänning på -1500 V. Men vanligast är en backspänning på -10 till -250 V med försumbar backström (< 1 mA)

Den nödvändiga backspänningen är lika stor som den spänning som alstras av PIN-dioden då den utsetts för aktuell RF-effekt. Vid uppmätningen ska dioden vara mycket höghmigt lastad

3. PIN-omkopplare

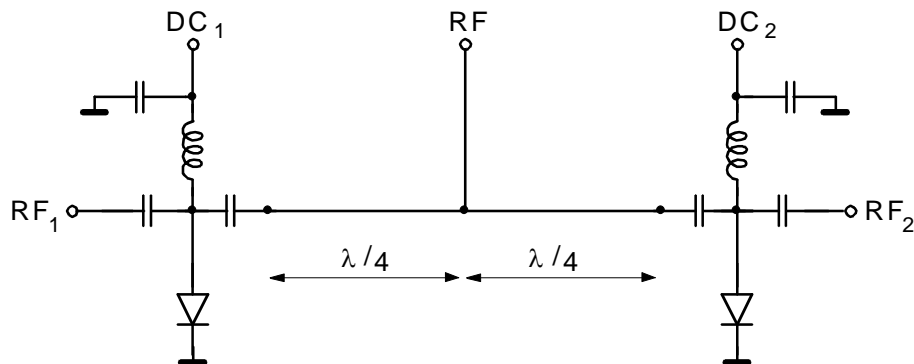
PIN-dioderna kan arrangeras så att de switchar mellan flera olika vägar. Ibland vill man ha en ingång som switchar mellan olika utgångar. Men eftersom PIN-switchen är reciprok så kan det lika gärna gälla ett val av flera ingångar till en gemensam utgång. Den enklaste omkopplaren har en ingång och två utgångar. Den kallas då SP2T eller SPDT (Single-Pole-Double-Throw). En omkopplare med fler utgångar, t.ex. SP5T, byggs efter samma principer som SPDT.

Dioder i serie



Ett sätt är att använda seriedioder. Val av utgång sker genom att förspänna ena dioden i framriktningen och den andra i backriktningen. Omkopplaren blir mycket kompakt eftersom dioderna ska monteras så nära knutpunkten som möjligt. En nackdel med seriedioder är att den diod som ska spärra, har en strökapacitans som släpper igenom en viss del av signalen. Speciellt vid högre frekvenser blir isolationen dålig.

Dioder i shunt



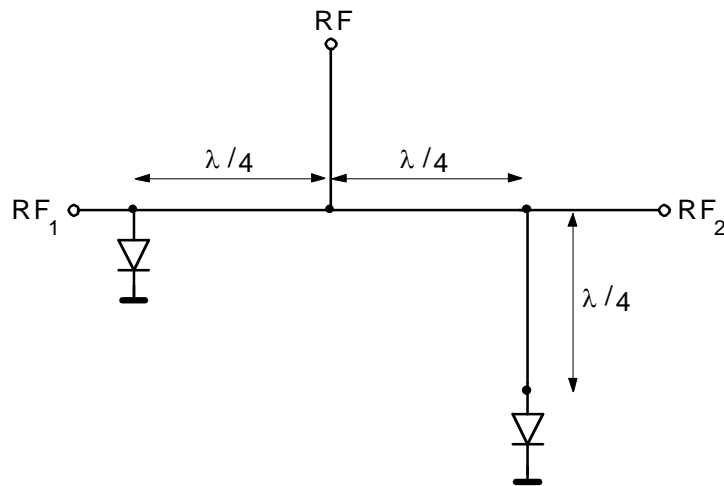
Om shuntioder används, så måste de placeras på en kvarts våglängd från knutpunkten. Den ena dioden förspänns i backriktningen, så att dess höga impedans inte påverkar transmissionen till den porten. Den andra dioden förspänns i framriktningen. Det ger en kortslutning som förhindrar vidare transmission i dess ledning. Kortslutningen transformeras till en öppen ledning vid knutpunkten. Den kortslutna dioden belastar då inte transmissionen som ska gå åt andra hållet.

En nackdel med shuntioder är kvartsvågsledningen som gör omkopplaren frekvensberoende. Fördelen med att använda enbart shuntioder är att de klarar högre effekter än seriedioder. Shuntioderna monteras nämligen direkt på jordplanet och får där en mycket god kylning. Den används alltså som en smalbandig omkopplare för högre effekter.

För att få hög isolation används dioder som har så låg resistans som möjligt i framriktningen. Dessutom behöver induktansen till jordplanet vara så liten som möjligt. I coplanar ledning kan man få korta jordförbindelser med låg induktans. Isolationen kan öka 10 dB upp till 30 GHz genom att använda coplanar ledning istället för micro-strip.

När dioden är förspänd i backriktningen ska signalen kunna passera obehindrat. Men strökapacitansen kommer att ge en liten missanpassning och behöver alltså kompenseras.

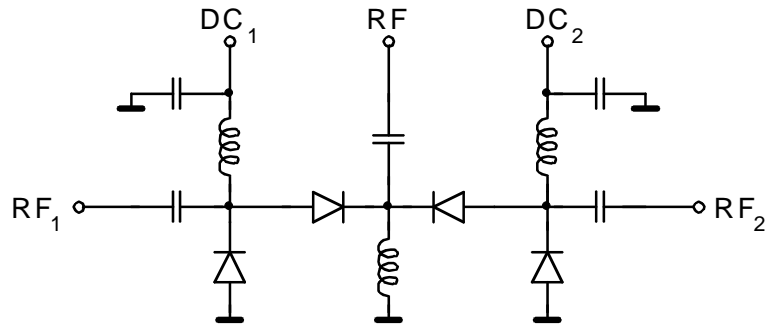
Styrning med samma polaritet



En variant av shunt-omkopplaren är att montera den ena dioden på en kvartvågs stubledning. Denna stubledning inverterar diodens funktion. Resultatet blir att man kan förspänna dioderna med samma polaritet.

En nackdel är att det blir en liten obalans i förlusterna till respektive utgång. Dessutom blir omkopplingstiderna olika. Ytterligare ledningslängd betyder också smalare bandbredd.

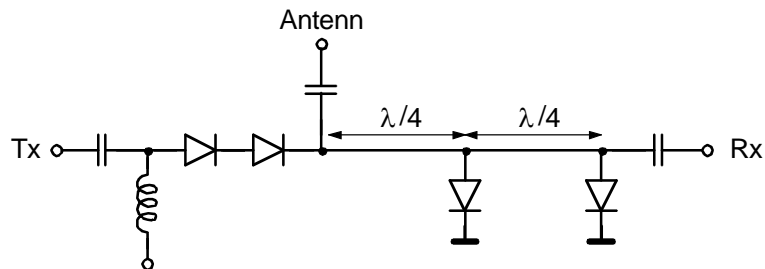
Serie-shunt kombination



Istället för att använda en $\lambda/4$ transformator, så kan en seriediод användas för att förhindra att knutpunkten belastas av shunt dioden. Serie-shunt kopplingen ger både stor bandbredd och hög isolation. Nackdelen är lite längre omkopplingstid, samt att den inte tål lika hög effekt.

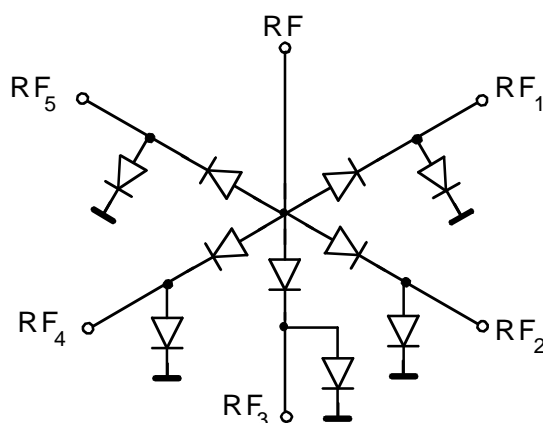
TR-switch

En TR-switch är en krets som kopplar en antenn mellan sändning och mottagning (Transmit/Receive).



Under mottagning ska länken till sändaren ha tillräcklig isolation (>10 dB), för att inte sändaren ska lasta ner mottagaren. Under sändning behövs en större isolation till mottagaren (>20 dB), för att skydda mottagaren från den stora uteffekten. Vid sändning är dioderna förspända i framriktningen och vid mottagning är de förspända i backriktningen. När de är backförspända går det ingen ström. Det är en stor fördel för batteridrivna handapparater, som är i mottagarläge den största tiden.

Flera utgångar kopplat i stjärna



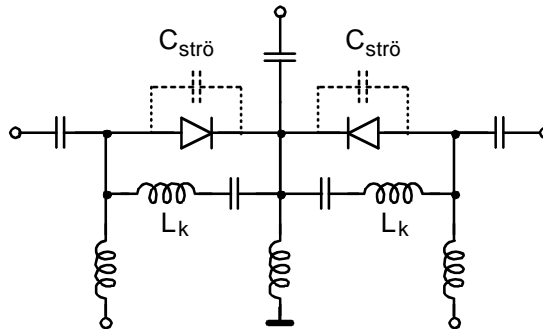
Då man önskar omkoppling mellan fler portar, kopplas fler serie-shunt dioder till gemensam knutpunkt. För att få stor isolation på mikrovåg används ett stjärnformigt kretskort, som placeras i nerfrästa kanaler i ett metallstycke.

Seriediodernas uppgift är att ge tillräckligt hög impedans för att inte knutpunkten ska lastas ner. Isolationen får man från shuntdioderna. Om man önskar högre isolation räcker det med att koppla in flera shuntdioder.

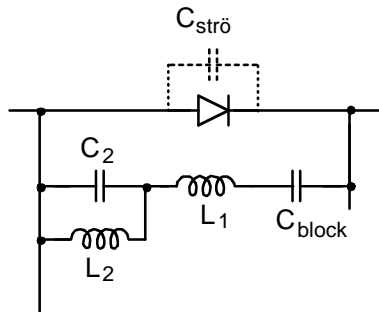
En nackdel med den stjärnformiga kretsen är att det inte får plats så många seriedioder i stjärnans mitt. Dioderna måste ju sitta mycket nära knutpunkten, för att den inte ska lastas ner med för långa öppna stubbar. Vanligtvis får omkopplaren högst fem eller sex utgångar.

Högre isolation i seriediод

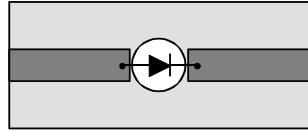
En nackdel med diod i serie är att dess strökapacitans ger dålig isolation då dioden är backförsänd.



Med en induktans L_k parallellt med dioden bildas en parallellresonanskrets. Vid resonans blir kretsen mycket höghögig. Switchen får alltså hög isolation. Naturligtvis behövs en kondensator som DC-block för att dioden fortfarande ska kunna styras.



En parallellresonans ger hög impedans endast inom ett visst frekvensområde. Om man behöver hög isolation på två frekvenser kan kretsen byggas ut med ytterligare två reaktanser, C_2 och L_2 i serie med den ursprungliga induktansen L_1 . Nackdelen är att det blir an ganska komplicerad krets att trimma in.

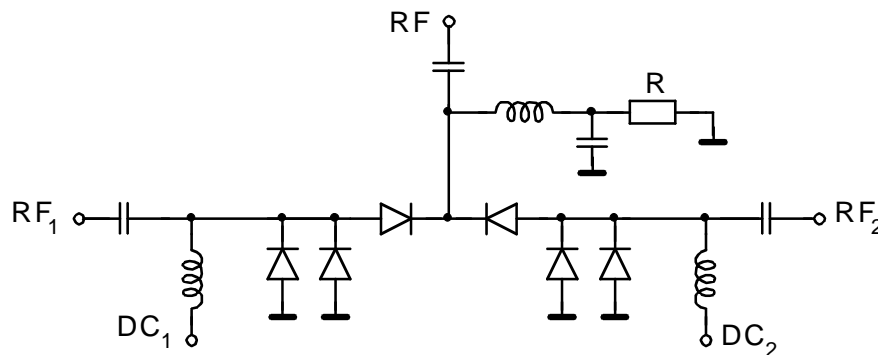


I stället för att placera induktansen på kretskortets ovansida kan man skapa den på kortets undersida. En ledning har elektriskt sett serieinduktans och shuntkapacitans distribuerat längs ledningen. Med ett hål i jordplanet får strip-ledningen mindre kapacitans. Ledningen blir därför övervägande induktiv där. Det blir ytterligare lite mindre kapacitans, dvs mer induktans, om man tar bort lite av substratet också. Genom att borra ett hål genom hela laminatet, med en radie ungefär så stort som strip-bredden, kan man få en induktans som lagom kompenserar PIN-diodens kapacitans.

Högre backförspänning

Serie-shunt dioderna har en sådan DC-förspänning, att när den ena är förspänd i backriktningen så blir den andra förspänd i framriktningen. Det betyder att diodernas backförspänning endast blir 0,7 - 0,8 V.

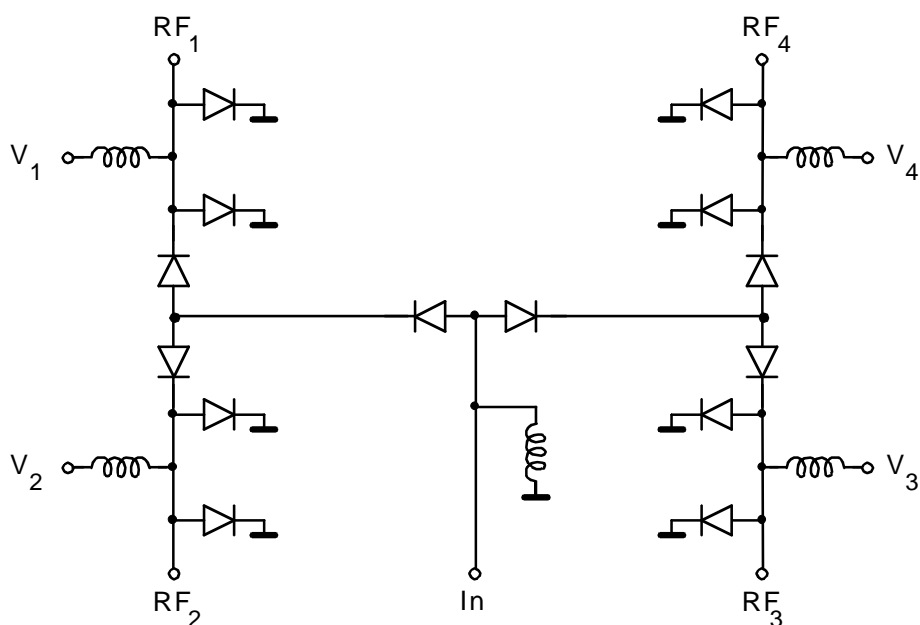
En stor backförspänning krävs dels för att få en snabb omkoppling och dels för att inte dioden ska börja likrikta när effekten är hög.



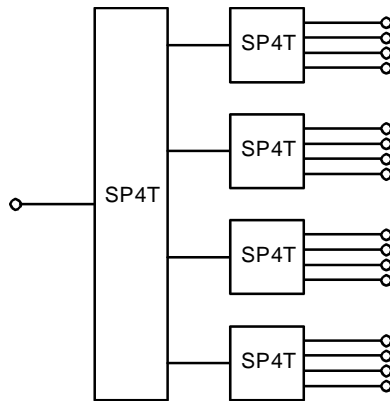
En lösning på problemet är att koppla ett motstånd i den gemensamma armens DC-återgång. När ena armen förspänns positivt så leder dess seriedioid. Backförspänningen till shunt dioden blir då spänningen över seriedioiden plus spänningsfallet över motståndet. Den andra armen som är förspänd negativt får en backförspänning över seriedioiden som är summan av motståndets spänningsfall och de ledande shunt diodernas spänning. Motståndet är vanligen i storleksordning 100 Ω .

Uppdelning i fler steg

Om det blir för trångt med många seriedioder, eller om diodernas sammanlagda kapacitans ger för stor missanpassning, får man börja med att dela till två utgångar. Därefter kan ytterligare delning ske.

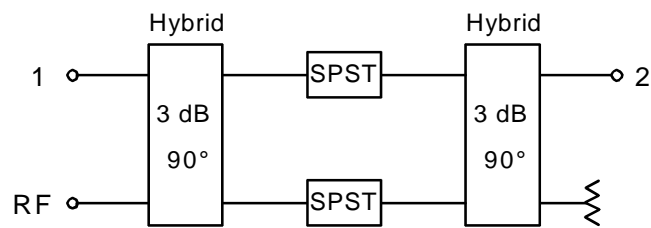


Seriedioderna gör att impedansen i knutpunkterna inte lastas ner. Shuntdioderna ger den önskade isolationen. Det behövs inte shuntioder vid varje delning. Det behövs ju bara hög isolation till utgångsportarna.



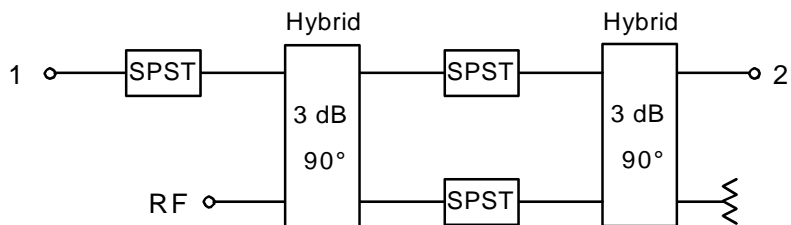
En switch med 16 utgångar kan bestå av en SP4T-switch på ingången och fyra stycken SP4T-switchar på utgången. Första switchen kan ha dubbla seriedioder på ingången för att minska den kapacitiva belastningen. Switcharna på utgången kan ha serie-shunt kombinationer för att bättra på isolationen.

Hybridkopplad omkopplare



När switcharna är totalreflekterande samlas reflektionerna upp i port 1.
En förutsättning är att faslängderna till de båda switcharna är lika.

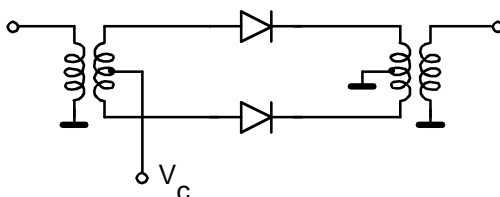
Då switcharna är i läge till samlas signalen upp i port 2. Isolationen till port 1 är här helt beroende av hybridernas direktivitet.



Genom att koppla ytterligare en switch till port 1, så kan man få hög isolation även där.

Balanserad switch

En snabb switch på MHz-området har problem med att switch-transienten läcker ut på RF-ledningen. Transienten har ett mycket stort frekvensinnehåll som täcker hela MHz-området med övertoner. De går alltså inte att filtrera bort.

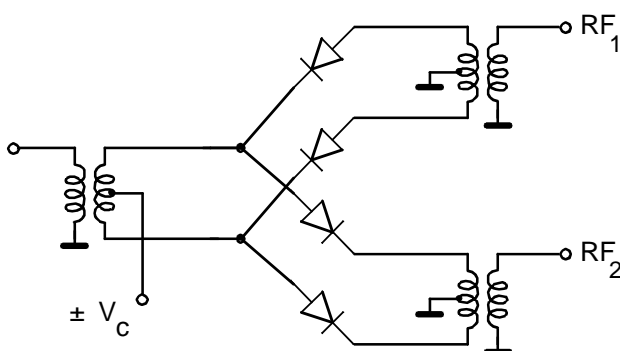


Med en balanserad switch får man styrströmmar som går åt var sitt håll i transformatorerna. De balanseras bort och kan inte komma ut på RF-ledningen.

Om RF-signalen inte är så stor kan man använda Schottky dioder istället för PIN-dioder. Man kan helt enkelt använda en mixerkoppling som switch. Undertryckningen av switch-transienterna är så stor som isolationen i mixern.

Balanserad omkopplare

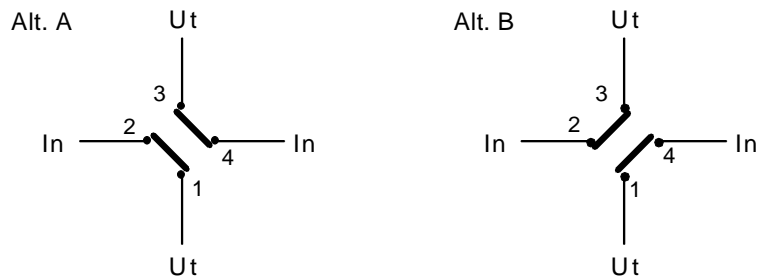
Den balanserade kretsen kan också byggas ut till en omkopplare.



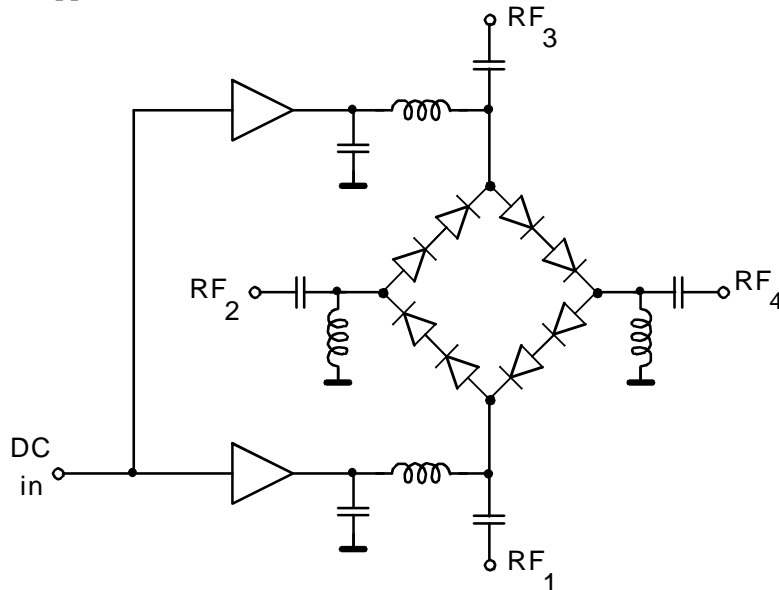
En positiv styrspänning kopplar RF ut till port 2, och en negativ spänning kopplar RF till port 1.

Transfer-switch

En vanlig typ av omkopplare är transfer switchen. Den har två ingångar som kopplas till två utgångar.

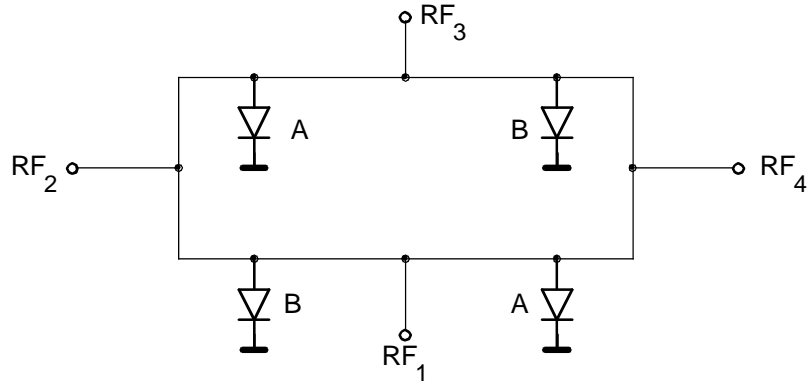


Transferswitchen kan användas då man antingen ska gå igenom en komponent, eller också kopplas förbi den.



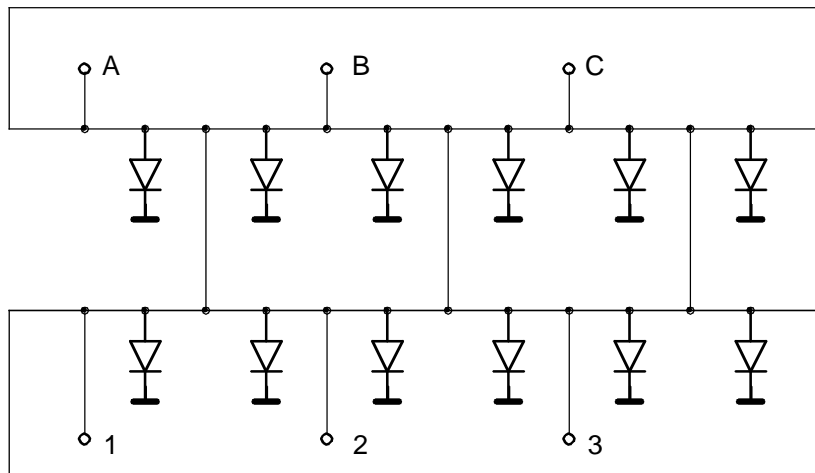
Med PIN-dioder kan man konstruera multioktav omkopplare upp till 18 GHz. Switchen sammanbyggs ofta med drivsteget. När drivstegets utgång är positiv så är signalvägen ledande från 1-2 samt 3-4 (alt. A). De övriga dioderna är isolerande. Då drivsteget ger negativ spänning leder dioderna mellan 1-4 respektive 2-3. Signalen kopplas då enligt alt. B.

En seriediod har dålig isolation på höga frekvenser. Med fler seriedioder förbättras isolationen, men omkopplingstiden blir klart försämrad.



Transfer-switchen kan alternativt byggas med shuntioder och $\lambda/4$ ledningar.

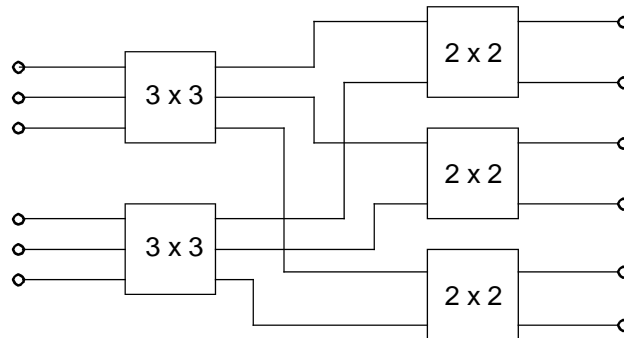
3x3 Transfer-switch



En 3x3 transfer-switch är en utbyggnad av 2x2 switchen. Samtliga avstånd från knutpunkt till diod är en kvarts våglängd. De kan tillverkas i form av två koncentriska cirklar med omkretsen 3λ . Signalvägarna är:

A - 1	A - 2	A - 3
B - 2	B - 3	B - 1
C - 3	C - 1	C - 2

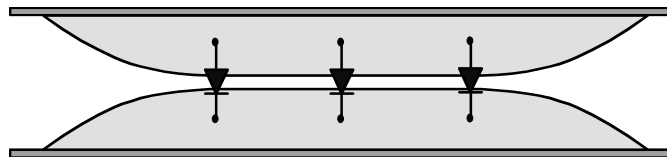
6x6 Transfer switch



En 6x6 transfer-switch kan konstrueras med 2 stycken 3x3 switchar och 3 stycken 2x2 switchar. Switchen kan ställas in på 6 olika tillstånd. En ingång kan nå valfri utgång, med samma faszgång och förlust.

4. PIN-switch i vågledare

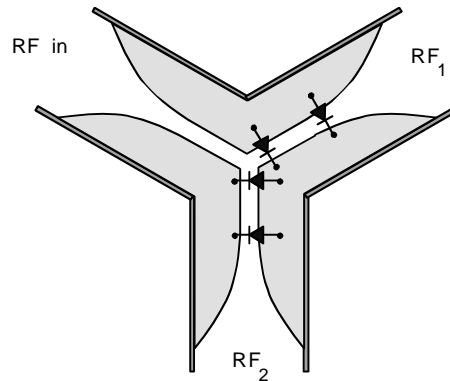
Switch i Fin-line



En switch i fin-line konstrueras på ett teflonsubstrat. Dels för att det är mjukt så att det inte spricker då det kläms fast mellan vågledarhalvorna. Och dels för att det har ett lågt dielektricitetsstal. Ett högt dielektricitetsstal gör att man får problem med miniaturiseringen på mm-våg. Dioderna kan vara kapslade i beam-lead och ansluts tvärs över slitsen.

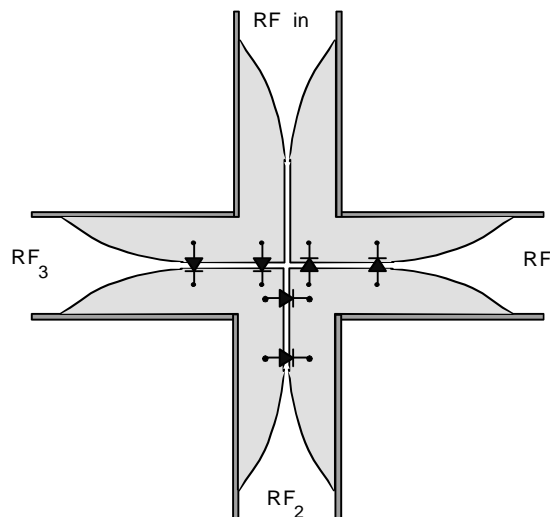
frekvens GHz	antal dioder	loss dB	isol. dB
18 - 26	8	1,6	75
26 - 40	6	1,3	70
50 - 75	4	2	50
94	6	1,8	70
150	3	2	28

SPDT i Fin-line



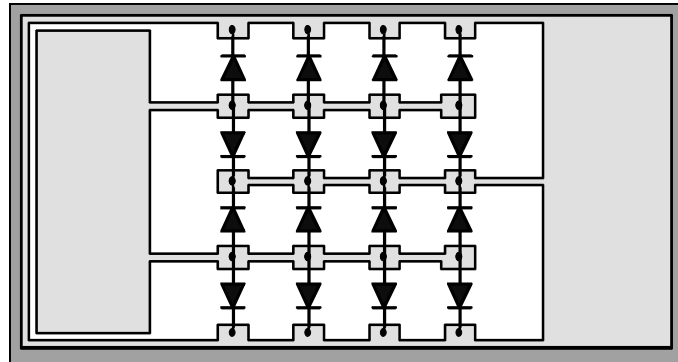
En SPDT switch (tvåvägs omkopplare) kan konstrueras i en fin-line T- eller Y-koppling. De första dioderna ska ligga så nära knutpunkten som möjligt. Omkopplaren fungerar bra över hela vågledarband, upp till 75 GHz. På de högre frekvenserna begränsat till 10 GHz bandbredd. Förlusterna är typiskt 2 dB, isolationen 27 dB och Return Loss 15 dB.

SP3T i Fin-line



Trevägs omkopplare konstrueras på motsvarande sätt som SPDT. Vid 60 GHz har man fått 2,5 dB förluster och 25 dB isolation.

Diod-array



Ett mycket stort antal PIN-dioder är monterade i ett vågledarfönster. På mm-våg kan hela fönstret tillverkas monolitiskt i kisel. Den kan då innehålla hundratals dioder.

När de är förspända i framriktningen bildar de en kortslutande vägg, som förhindrar transmission i vågledaren.

När dioderna är backförspända är de höghomiga, dvs fönstret är öppet. Dioderna har också en viss kapacitans. Den kapacitansen kompenseras med två induktiva bländare (iris).

Samtliga dioder är DC-mässigt kopplade parallellt. Det gör att dioderna kan switchas snabbt.

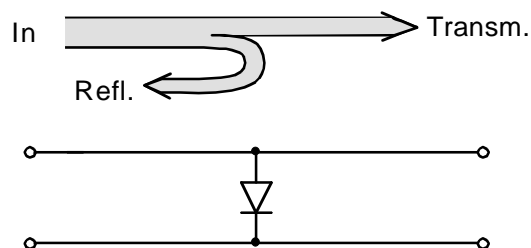
Pulseffekten begränsas av överslag i dioderna. Men RF-mässigt ligger det många dioder i serie, som fördelar vågledarens E-fält. Switchen tål alltså mycket höga pulseffekter.

Medeleffekten begränsas av värmeutvecklingen. Men eftersom effekten fördelas över en stor yta, tål den ganska stor medeleffekt också.

5. Absorberande dämpare och switch

Reflektionsdämpning

En PIN-diod dämpar RF-signalen med hjälp av reflektionsförluster. Dioden fungerar nämligen som en missanpassning, som gör att en viss del av effekten reflekteras tillbaka till signalkällan, resten transmitteras. Totalreflektion ger max dämpning.



När switchen är i läge från sker totalreflektion. En yttre multipelreflektion kommer att sammansättas i fas eller motfas med signalen vid switchen. På så sätt kommer switchens isolation att ändras beroende på yttre kretsen. Det är därför svårt att mäta isolationen på en reflekterande switch. Om avståndet mellan missanpassningen och switchen är stort, får man ett rippel i isolationen då frekvensen sveps.

Ett annat problem är när fler switchar seriekopplas för att få extra hög isolation. Då kommer isolationen att variera beroende på avståndet mellan switcharna samt frekvensen. Det gäller alltså samma regler som vid flera dioder i samma kapsel.

Många komponenter är dessutom mycket känsliga för reflektioner. Det gäller bl.a. oscillatorer, som får frekvensavvikelser på grund av reflektionerna.

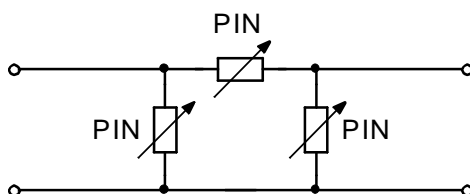
Anpassad dämpning

Många system tolererar inte missanpassning, utan dämparen (switchen) måste vara absorberande, dvs anpassad även vid hög dämpning.

Det finns många sätt att åstadkomma en absorberande PIN-switch (dämpare), men vanligen har den absorberande switchen (dämparen) mindre isolation/ förlust förhållande än den enklare reflekterande switchen (dämparen), speciellt vid högre frekvenser.

Diodkretsen kan vara dimensionerat så att effekten absorberas av dioderna. Men man kan också använda dioderna reflekterande och sedan skilja reflektionerna med en hybrid eller cirkulator. Reflektionerna leds då till ett avslutningsmotstånd.

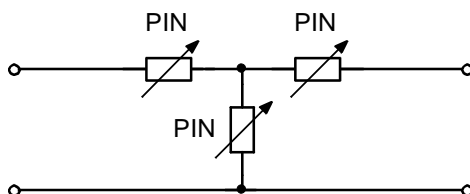
π - dämpare



π -dämparen behöver två olika förspänningar, en för seriedioden och en för shuntdioderna. Seriedioden kontrollerar dämpningen och shuntdioderna justerar anpassningen.

När seriedioden är inställd för max dämpning (förspänd i backriktningen) inställs förspänningen till shuntdioderna så att de ger en anpassad ingång, dvs 50Ω . När sedan seriediодens impedans minskar så ökar shuntdiodernas impedans så pass mycket att ingångarna hela tiden är reflektionsfritt anpassade. Vid min dämpning är seriedioden helt förspänd i framriktningen och shuntdioderna förspända i backriktningen.

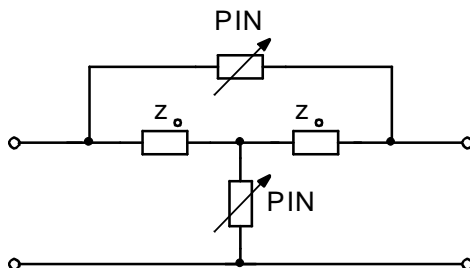
T-dämpare



T-dämparen innehåller också tre PIN-dioder. Vid låga förluster är seriediодerna lågohmiga och shuntdioden högohmig. När shuntdiodens impedans minskar, får kretsen högre dämpning. Seriediодernas impedans ska då ökas så pass mycket att inimpedansen hela tiden är 50Ω . Vid högsta dämpning är shuntdioden kortslutande och seriediодerna inställa till 50Ω var.

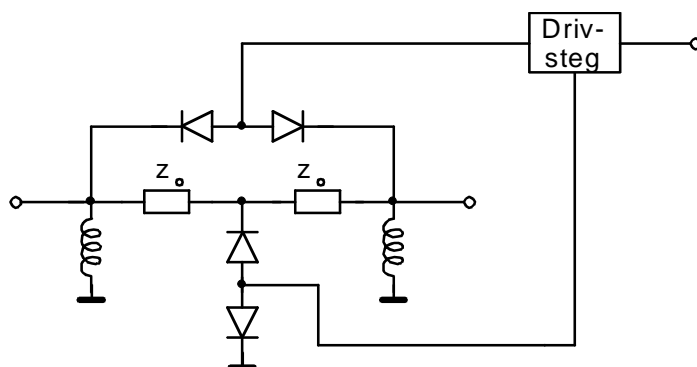
π -dämparen och T-dämparen är mycket kompakta och ger god anpassning över multioktavr frekvensområde (0,1-18 GHz). Den fungerar bra även vid mycket låga frekvenser (10 MHz). Dessutom ger den mycket liten fasvridning då dämpningen varierar.

Bryggad T-dämpare



Den bryggade T-dämparen behöver endast två variabla PIN-dioder. Liksom för π -dämparen och T-dämparen förspännes dioderna i motfas. Vid max dämpning är seriedioden förspänd i backriktningen (hög impedans) och shuntioden kraftigt förspänd i framriktningen (kortslutande). Båda ingångarna är då anpassade genom T-armarnas fasta motstånd Z_0 . Då dämpningen minskar så minskar seriediodens impedans, samtidigt som shuntiodens impedans ökar så pass mycket att den totala impedansen blir Z_0 , dvs reflektionsfritt avslutat på båda sidor. Vid minsta dämpning är seriedioden kraftigt förspänd i framriktningen och shuntioden förspänd i backriktningen.

Seriedioden som förbikopplar de två motstånden ger upphov till en slinga, som måste vara mycket liten i förhållande till våglängden. Det begränsar frekvensområdet uppåt. Bryggade T-dämparen är speciellt lämplig för de lägre frekvenserna, under 1 GHz.



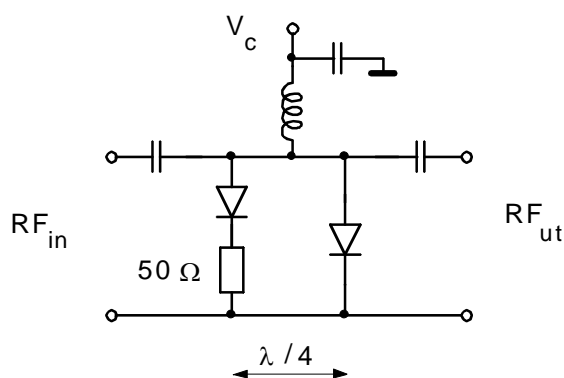
Vid de mycket låga frekvenserna 10-100 MHz kommer det att ske en viss likriktning, som ger upphov till övertoner. Genom att använda balanserade kretsar med motriktade dioder får man en undertryckning av de jämna övertonerna.

Isolationen bestäms av seriediodens kapacitans. Med två dioder i serie får man högre isolation, eller högre gränshfrekvens för en viss isolation. Nackdelen med den balanserade kretsen är en dubblering av förlusterna, då den är inställd till minsta dämpning.

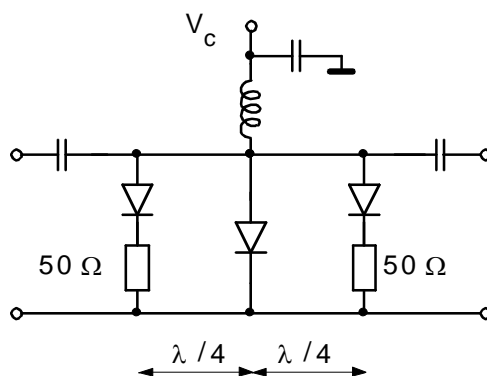
Dämpsats med avtagande resistans

(Tapered resistance attenuation)

En abrupt förändring av impedansen ger en kraftig reflektion. Om impedansen däremot ändras långsamt under en längre sträcka får man en anpassad avslutning. Det enklaste fallet är när impedansen omvandlas i två steg.

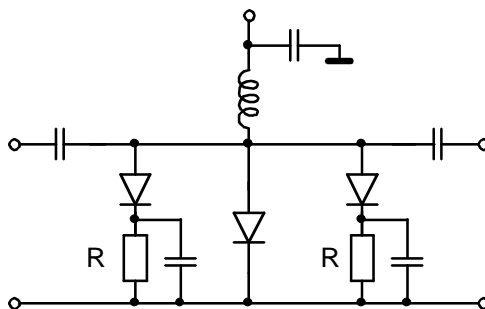


Vid max dämpning är båda dioderna kortslutande. Den andra diodens kortslutning transformeras till en öppen ledning vid den första dioden. Här blir den öppna ledningen avslutad med ett 50 Ω motstånd.

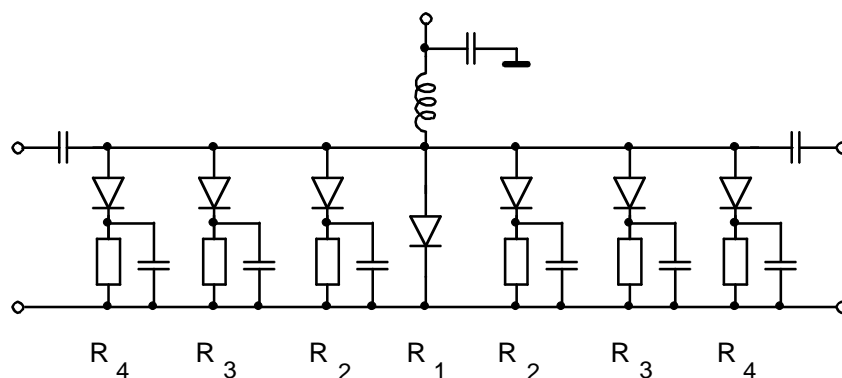


Om man önskar anpassning åt båda hållen kopplas ytterligare en diod med motstånd in på andra sidan. De yttre dioderna är främst till för anpassningen. Den största dämpningen sker med dioden i mitten.

Istället för ett 50Ω motstånd i serie med dioden kan man begränsa DC-strömmen genom dioden så att dess impedans blir 50Ω vid max dämpning. Strömmen begränsas genom ett RF-avkopplat motstånd, som justeras till bästa anpassning.

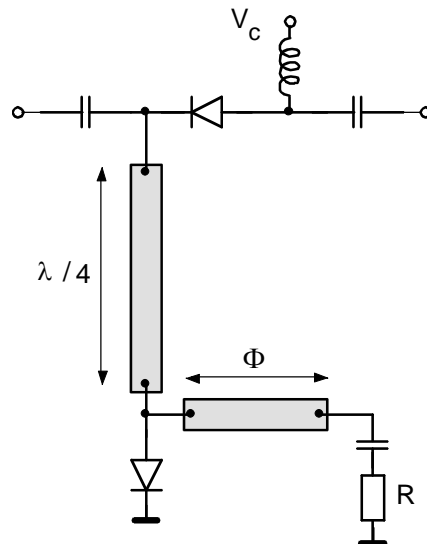


Om fler dioder används till anpassningen kan man få en jämnare övergång utsträckt över större område. Genom att variera diodimpedans och ledningslängd kan man påverka dämpningskurvans jämnhet och reflektionsfaktorns storlek. På så sätt kan man få större frekvensområde ju fler dioder man kopplar in. Nackdelen är att förlusterna ökar.



Eftersom det är fråga om kvartvågsledning kommer dämpsatsen att bli otympligt stor vid lägre frekvenser. Däremot är den mycket lämplig inom området 1-18 GHz. Anpassning med en sektion ger en oktavs frekvensområde. Med fler sektioner får man multioktav täckning. Många dioder betyder också att dynamikområdet blir mycket stort, mer än 50 dB.

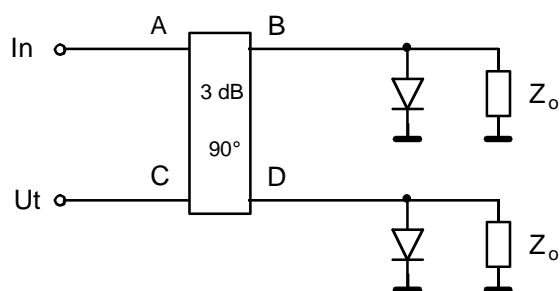
Dämpare med lågt fasskift



Seriedioden används som en variabel dämpsats. Dämpningen ökar då dess impedans ökar. Då shuntioden är kortslutande transformeras kortslutningen till en hög impedans efter en kvarts våglängd. På så sätt belastas inte huvudledningen vid min dämpning. Men då shuntiodens impedans ökar kopplas en ledningsstump in. Ledningen fungerar som ett faskompenserande nät. R och Φ väljs så att fasen och dess lutning över frekvensen är densamma vid max och min dämpning. Resistansen R förbättrar anpassningen då dioderna är förspända till hög impedans.

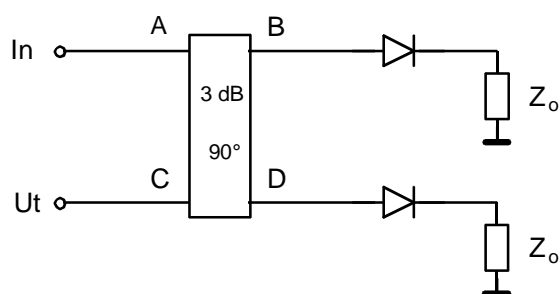
Hybridkopplad dämpare och switch

Med en 90° hybrid och två lika komponenter får man en komponent som alltid är anpassad på ingången, oavsett komponenternas reflektioner.



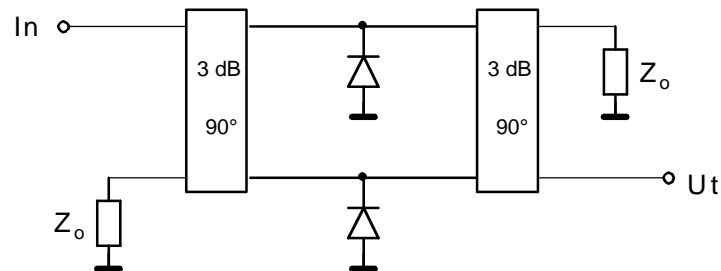
Effekten kommer in till port A i en 3 dB 90° hybrid. Effekten delas lika mellan B och C, men port D är isolerad. Reflektionerna från PIN-dioderna adderas i fas till utgången i port D. Den del av signalen som inte reflekteras tas upp av avslutningsmotståndet Z_0 . I port A är reflektionerna i motfas och tar ut varandra. Det ger en reflektionsfri ingång i port A, dvs anpassning.

Max dämpning beror på direktiviteten i hybriderna och kvaliteten på avslutningarna. Dioderna måste vara matchade och monterade på samma avstånd. Den största dämpningen blir vanligtvis 20-30 dB. Dämpningen varierar dessutom starkt med frekvensen eftersom den beror på direktiviteten.



Med seriedioder alstras totalreflektionen, till utgången, med ett avbrott istället för en kortslutning. Seriedioder är lämpligt då man önskar höga dämpvärden (> 6 dB). Shuntioder är lämpligare vid inställning av små dämpningar.

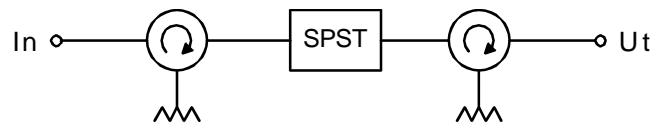
Dubbla hybrider



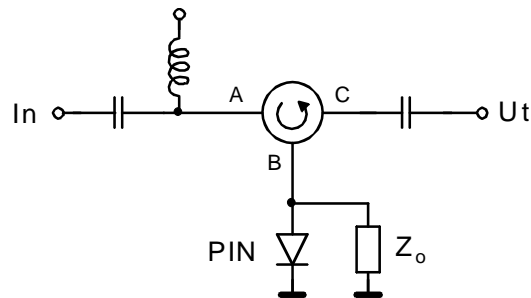
Ett annat sätt att få en anpassad krets är att använda två lika komponenter mellan två hybrider. När dioderna är förspända i backriktningen kommer signalen att sammansättas diagonalt till utgången, med låga förluster. Då strömmen i framriktningen ökar kommer allt mer signal att reflekteras till avslutningsmotståndet.

Maximal dämpning beror på PIN-dioderna. Dämpningen kan ökas ytterligare genom att koppla in fler dioder. Det enda viktiga är att de båda signalvägarna blir lika.

Isolatorkopplad dämpare och switch



En isolator kan användas för att ta bort reflektionerna. Max dämpning beror på PIN-dioderna, och anpassningen beror på cirkulatorens (isolatorns).



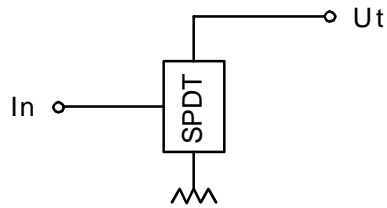
Man kan också koppla cirkulatorens så att det är reflektionen som ger utsignalen. Om dioden förspänns i backriktningen kommer all effekt att absorberas i avslutningsmotståndet Z_0 . Då diodens impedans minskar kommer gradvis signalen att reflekteras ut till port C. Då PIN-dioden är kraftigt förspänd i framriktningen (kortslutning) kommer all infallande effekt att reflekteras ut i port C.

Max dämpning beror på cirkulatorens isolation och anpassningen i port B.

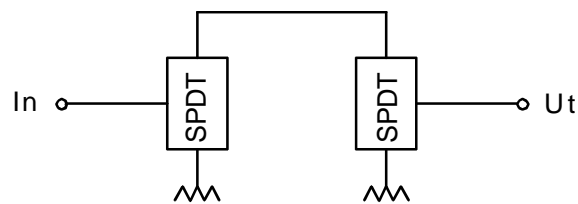
Båda cirkulatorkopplingarna fungerar endast i ena riktningen. För transmission i andra riktningen ger den första figuren stor isolation och den andra kopplingen ger mycket små förluster.

En cirkulator ger ganska liten genomgångsdämpning, men den är i allmänhet begränsad till en oktav. Den är dessutom ganska temperaturkänslig.

Absorberande switch med SPDT-omkopplare



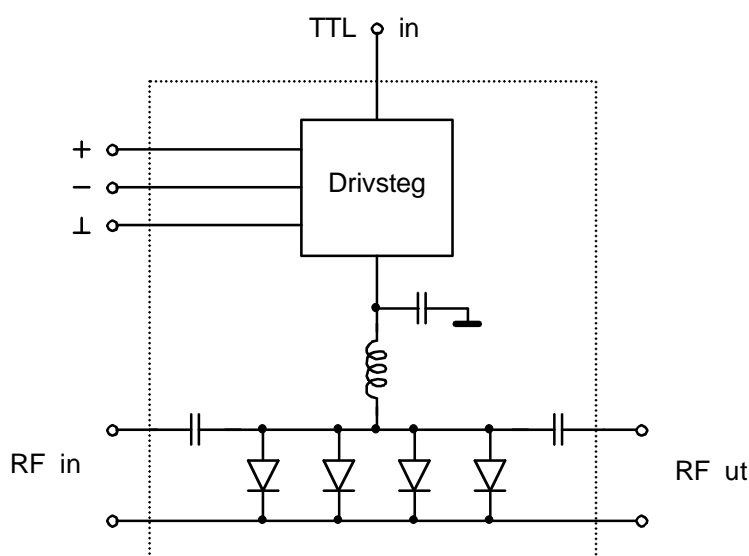
En absorberande SPST-switch kan konstrueras med hjälp av en SPDT omkopplare. Ingången kopplas då till ett avslutningsmotstånd istället för att totalreflekteras.



Om utgången också ska vara reflektionsfri behövs ytterligare en SPDT-omkopplare med avslutningsmotstånd.

6. Switch med drivsteg

PIN-switchens omkopplingstid beror dels på själva dioden och dels på drivsteget. Ofta byggs drivsteg och PIN-switch in i samma hölje för att på så sätt garantera en optimalt dimensionerad komponent. Drivsteget styrs med TTL-nivåer vilket förenklar sammankopplingen med andra logikkretsar.



Drivsteget behöver +5V för att arbeta på TTL-nivåer. Dessutom behövs en negativ spänning på t.ex. -12V eller -15V. Den är till för att backförspanna dioderna så att de snabbt töms på laddningsbärare.

Till en snabb switch väljs en PIN-diod med ett så tunt I-skikt som möjligt. Det för tyvärr med sig att effekttåligheten blir lägre. Laddningsbärarnas livslängd τ väljs så kort som möjligt, med tanke på RF-bandets undre gränshfrekvens. Diodens ström i framriktningen bör hållas så låg som förlusterna tillåter, för att inte så mycket laddning ska lagras. Det tar ju tid att leda bort laddningen vid omkopplingen. Strömmens storlek bestäms av effekten som switchen ska tåla, dvs diodens storlek.

Om det är höga effekter kommer de höga RF-spänningarna att ge läckström i de backförspanna dioderna. Drivsteget måste alltså kunna ge denna ström (några mA) utan att den höga backspänningen sjunker för mycket.

För att få så snabb omkoppling som möjligt ska styrningen ha transienter på både framkant och bakkant. Omkoppling till framriktningen behöver en strömspik på exempelvis 6 A per diod. Det gör att laddningsbärarna snabbt injiceras. Sen minskas strömmen till lägre nivå, för att det inte ska bli för många laddningsbärare. Det tar då bara längre tid att bli av med dem, när det är dags att switcha igen. För omkoppling till backriktningen behövs en så stor spänning som möjligt (närmare genombrottsspänningen på ca 40V), för att dioden snabbt ska tömmas på laddningsbärarna. Sen minskas amplituden till lite lägre nivå.

Strömspikarna ska ha så snabb stigtid som möjligt, helst 100 gånger snabbare än τ . Spikarnas bredd ska vara tillräcklig för att dioden helt ska hinna koppla om. Genom att optimera switchpulserna kan man få en omkopplingstid på $0,1 \tau$

Dessutom måste videofiltret ha en tillräckligt hög gränshfrekvens för att de snabba stigtiderna ska nå fram till PIN-dioderna. Det betyder att RF-bandets undre gränshfrekvens måste höjas för att inte videosignalen ska läcka ut på RF-ledningen.

Drivsteget innehåller nivåskiftning för TTL-nivåerna, samt utgångssteg till PIN-dioderna. Genom optimering får man omkopplingstider på 10-200 ns och PRF på 10-20 MHz. Fördröjningen blir ca 10 ns. Schottky-begränsad TTL minskar fördröjningen något.

För att ytterligare minska omkopplingstiderna kan emitterkopplad logik användas, dvs ECL-kretsar. På så sätt får man omkopplingstider kortare än 1 ns, och fördröjning ca 6 ns. Högsta PRF blir ca 100 MHz och minsta pulsbredd 4 ns.

Även PIN-omkopplare med många utgångar förses ofta med interna drivsteg.

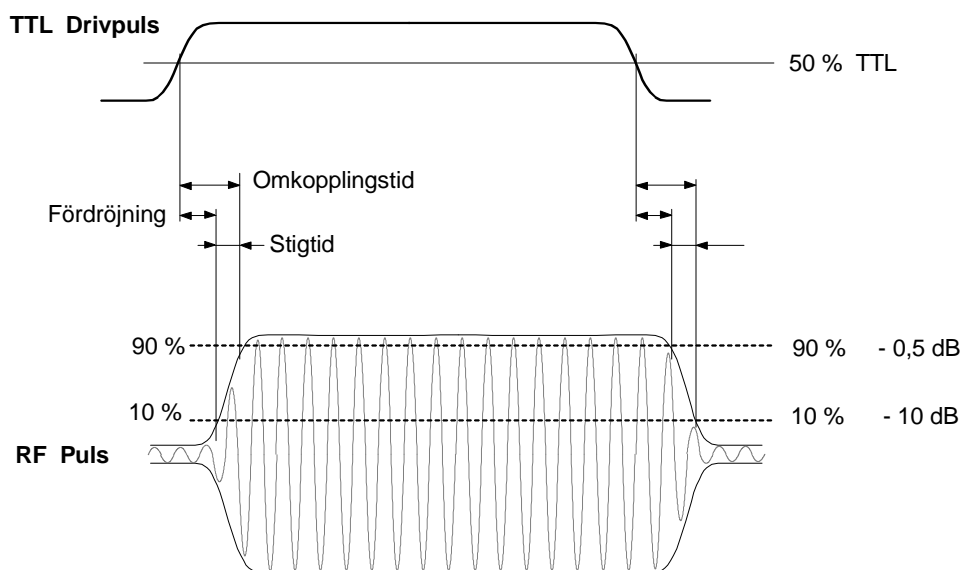
Arbetar man på MHz-området och har problem med switchfrekvenser på RF-ledningen bör man undvika interna drivsteg. De interna drivstegen är alltid optimerade till kortaste stigtid, dvs innehåller kraftiga transienter. Det blir kanske bättre utan drivsteg och med ett motstånd i serie med styrpulsens. Omkopplingen slöas då ner så att den avrundade pulsens frekvensinnehåll hamnar utanför RF-området.

Definition av omkopplingstiden

Om inget annat anges så definieras switchtiden som tiden mellan 10 % och 90 % av effekten. Vid mycket korta pulser mäts nämligen tiderna med ett oscilloscope. Att det är effekten som mäts beror på att RF-signalen först måste detekteras, vanligen med en kvadratisk detektor.

10 respektive 90 % nivåerna motsvarar -10 dB respektive -0,5 dB. Det är alltså ett mycket litet dynamiskt område. För att uppnå max isolation åtgår vanligen 2 - 3 gånger så lång tid.

Om ett samplingsoscilloscope används så blir dess bild proportionell mot spänningen istället. Då motsvarar 10 % och 90 % nivåerna istället -20 dB respektive -0,9 dB. Switchtiden som uppmäts med respektive mätmetod skiljer sig däremot inte mer än 10 % för de flesta omkopplare.



Man skiljer på stigtid och switchtid eftersom det även finns en viss fördröjning.

Fördröjning (driver delay)	50 % TTL	-	10 % RF
Stigtid (transition time)	10 % RF	-	90 % RF
Omkoppling (switching time)	50 % TTL	-	90 % RF

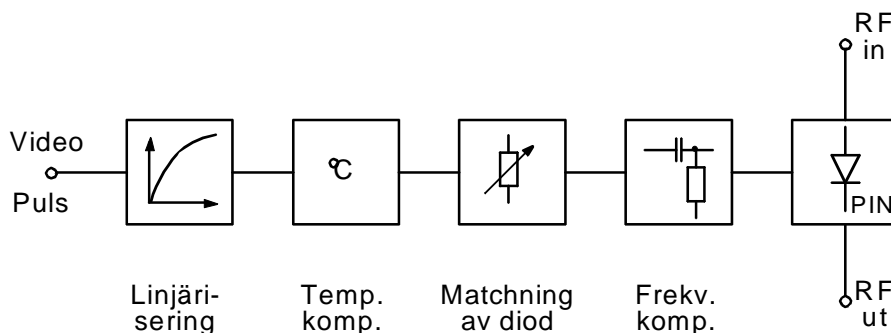
På samma sätt får man vid pulsens slut.

Fördröjning (driver delay)	50 % TTL	-	90 % RF
Falltid (transition time)	90 % RF	-	10 % RF
Omkoppling (switching time)	50 % TTL	-	10 % RF

7. Dämpare med drivsteg

När PIN-dioderna används som amplitudmodulator eller variabel dämpare uppstår andra problem än för switchen. Dämpningen som funktion av drivspänningen är olinjär och varierar från diod till diod. Den varierar också med temperaturen.

Genom att bygga ihop PIN-dioderna med ett individuellt intrimmat drivsteg får man en linjär, stabil modulator.



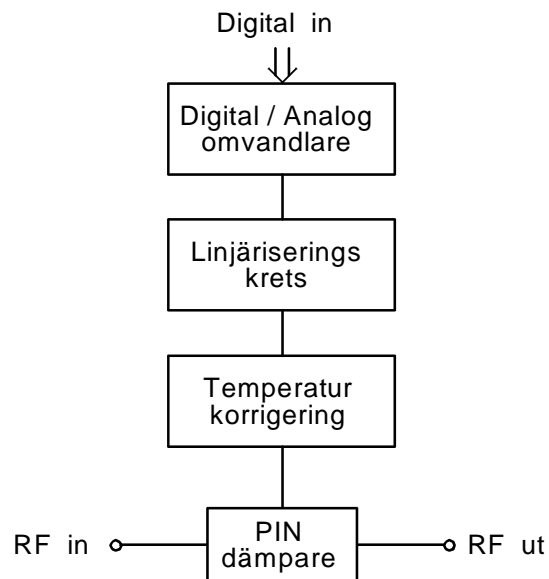
Drivsteget består vanligen av en strömgenerator för drivning av dioderna. Före strömgeneratoren finns en linjäriseringskrets för att ge en dämpning direkt proportionell mot inspänningen. Här kan också amplituden korrigeras för de individuella dioderna. Drivsteget kan också innehålla ett temperaturkompenserande nät så att dämpningen hålls konstant då temperaturen varierar.

Dämpningens temperaturkoefficient är negativ (dämpningen minskar då temperaturen ökar) då den drivs med konstant ström, dvs med höghmigt drivsteg. Den är däremot positiv för en konstant spänning, dvs för ett låghmigt drivsteg. Det betyder att en optimal drivimpedans ger temperaturkoefficienten noll. Visserligen varierar detta nolläge för olika dämpningsinställningar, men en god kompromiss är 0,1 - 1 k Ω .

Till variabel dämpsats kan man använda tjocka ganska långsamma PIN-dioder för att ge mindre övertoner, samt för att klara högre effekter. En tunn PIN-diod kan istället styras med lägre ström, om det är viktigt.

Modulationsgraden avtar med 6 dB/oktav för de högre modulationsfrekvenserna. I drivsteget kan det här amplitudfallet förkompenseras med ett korrektionsfilter.

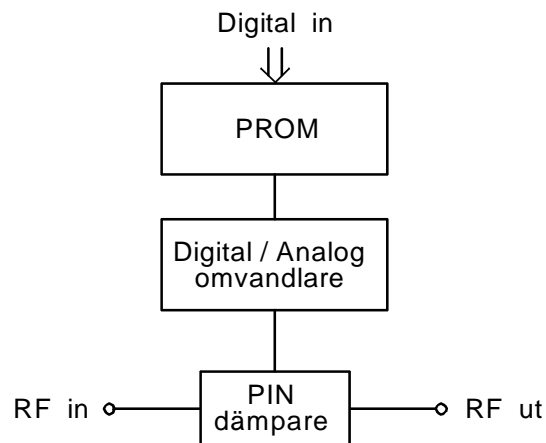
Digitalt styrd dämpsats



Ett sätt att få en digitalt styrd dämpsats är att styra PIN-dämparen via en digital/analog omvandlare. Denna digitala dämpare får samma noggrannhet och stabilitet som den analoga PIN-dämparen.

De digitalt styrda dämpsatserna har ofta 8 bitars TTL-styrning. En dämpsats på 60 dB får alltså en upplösning på 0,25 dB. Men det finns också digitala dämpsatsar med en så hög upplösning som 0,05 dB.

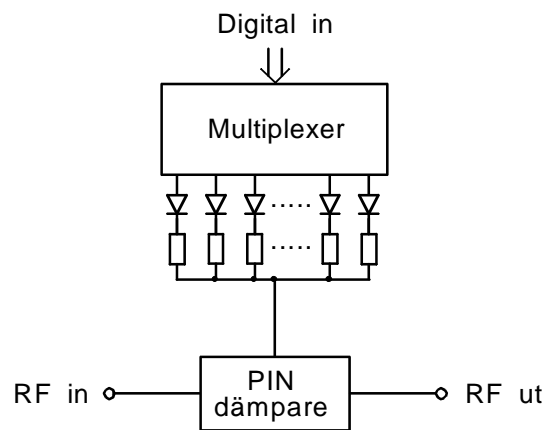
Linjärisering i PROM



Istället för en analog linjärisering kan kompenseringen göras i en digital PROM-tabell. En 8 bitars D/A omvandlare kan ställa in dämpningen 0 - 50 dB i 0,25 dB steg. Men noggrannheten är $\pm 0,5$ till ± 1 dB. Och variationerna över bandet 18 - 40 GHz kan vara flera dB.

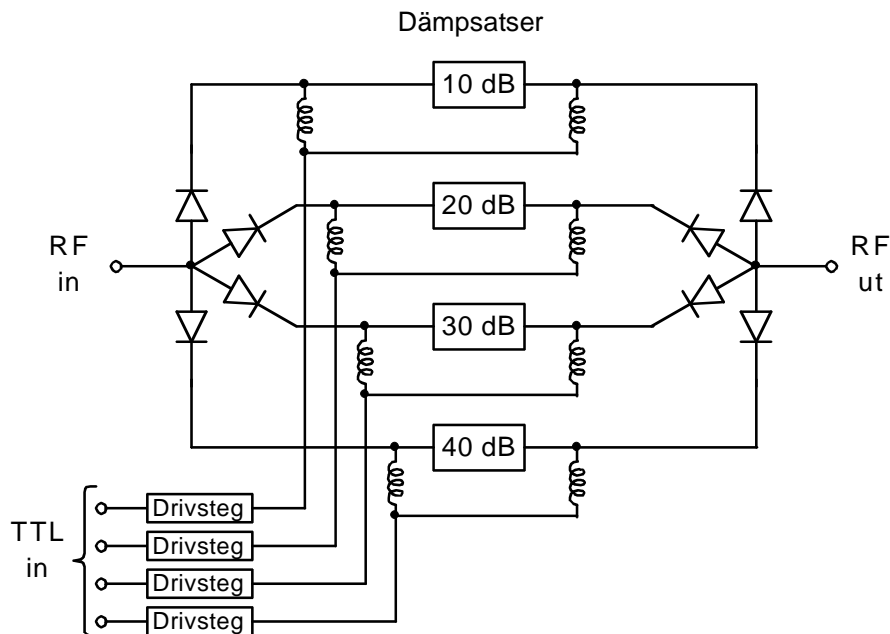
Om den används tillsammans med en digitalt styrd oscillator kan dämpsatsen linjäriseras över både frekvens och dämpning.

Några ojämnt fördelade dämpningar



Digital/analog omvandlingen kan också ske genom att styra strömmen till PIN-diодerna i diskreta steg. Drivsteget väljer en i förväg intrimmad ström, som motsvarar önskad dämpning. Det behövs alltså ett separat motstånd till varje dämpningssteg. Denna typ av digitalstyrning är lämplig då det gäller ett fåtal dämpningssteg som är ojämnt fördelade.

Fasta dämpsatser med PIN-omkopplare

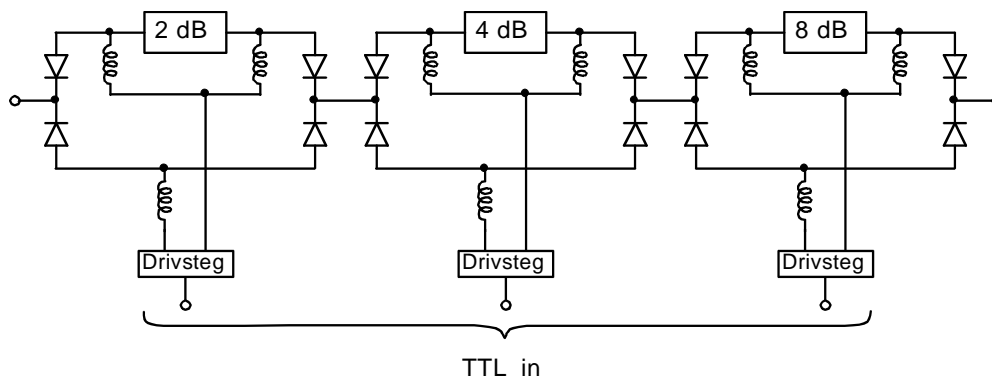


Ett annat sätt är att använda färdiga dämpsatser som switchas in i RF-kretsen. Dämpsatserna kan väljas parallellt med hjälp av två flervägsomkopplare. Med dämpsatserna enligt figuren kan man välja mellan fyra olika dämpningar.

Den switchade dämpsatserna kan bli mycket snabbare än den variabla PIN-dämparen, eftersom PIN-dioderna och drivstegen kan optimeras för snabb switchning. Den kommer också att tåla högre effekt eftersom PIN-dioderna inte absorberar någon effekt. Dämpsatserna kan innehålla effektmotstånd med god kylning.

Nackdelen är hög kostnad i förhållande till antalet inställningar.

Switchade fasta dämpsatser i serie



Dämpsatserna kan alternativt ligga i serie. Varje dämpsats kan då förbikopplas med två stycken tvåvägs omkopplare. Med de inritade dämpsatserna kan man välja mellan 0 , 2 , 4 , 6 , 8 , 10 , 12 eller 14 dB.

Kaskadkopplingen ger alltså större dämpningsvariation. Men den har också större förluster vid inställningen 0 dB. Signalen går ju då genom flera PIN-switchar.

Jämförelse: dämpsatser – PIN-dämpare

Fördelen med fasta dämpsatser som switchas är att dämpningen blir mycket temperaturstabilare och jämnare med frekvensen.

En nackdel med switchade dämpsatser är att dämpningen kan hoppa till 0 dB (ingen dämpning) eller så mycket som 80 dB (max dämpning) innan den ställs in till önskat dämpvärde. I en strömstyrd PIN-dämpare varierar dämpningen kontinuerligt från ena inställningen till andra.

En annan nackdel är att förlusterna (insertion loss) blir större för den switchade dämpsatsen jämfört med strömstyrda PIN-dämparen.

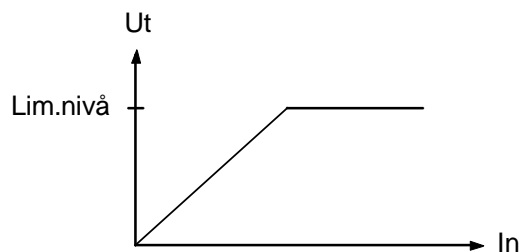
8. Sammanfattning

Serie diod	Kompakt Bredbandig
Shuntdiod	Hög isolation
Balanserad	Undertryckning av switchpulsen
Omkopplare	1 in \Rightarrow fler ut
Transfer switch	2 in \Rightarrow 2 ut (3x3 , 6x6)
Absorberande	Alltid anpassad
Switch med drivsteg	Enkel att använda, optimerad snabb
Dämpare med drivsteg	Optimerad linjär, temperatur kompenserad
Digitalt styrd dämpare	Linjärisering analogt eller i PROM mjuk inställning
Sw. fasta dämpare	Temperaturstabil, jämn över frekvensen Transienter vid inställningen, högre förluster

Limiter

1. Inledning

En limiter är en komponent som begränsar signalnivån till ett visst maxvärde.



En mikrovågslimiter används för att förhindra att effektkänsliga komponenter, som mixer, detektor och förstärkare, bränns sönder av för hög effekt.

De tre typer av limiter som vanligen används är gasrör, ferrit- och diodlimiter. Gasrör och ferritlimiter klarar mycket stora effekter. Gasrör flera MW puls-effekt. De är däremot ganska långsamma, de behöver mikrosekunder för att reglera. Diodlimitern är istället mycket snabb. Den kan koppla om på några nanosekunder. Däremot klarar den normalt bara i storleksordning 100 W pulseffekt, och 1W CW. Men det går att bygga limiter för 1 - 100 kW pulseffekt.

Limiterdioder används vanligen utan förspänning, men kan förspännas för speciella applikationer. Dioden kan samtidigt användas som dämpsats, t.ex. AGC eller STC.

En mycket viktig typ av limiter är limiter-förstärkaren. Den används till IFM och FML (repeater) för att komprimera dynamikområdet.

Även en AGC-krets kan betraktas som en limiter. Den minskar signalstyrkan genom långsam justering av dämpningen. Signalnivån har minskat, men AM-variationerna finns kvar.

2. Diodlimiter

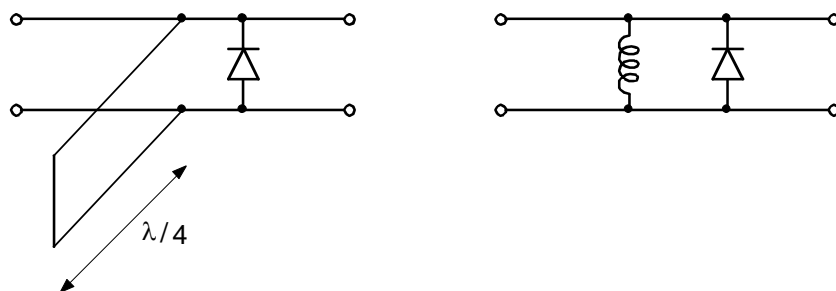
Limiterdioden är vanligen en PIN-diod med mycket tunt I-skikt och kort livslängd på minoritetsbärarna. Om effekten är hög eller frekvensen låg sker likriktning. Om dioden är DC-kortsluten så ger likriktningen upphov till en ström. Eftersom PIN-dioden är en strömstyrd dämpare så kommer insignalen att dämpas. Högre insignal ger större förspänning, vilket ger högre dämpning. Utsignalen kommer på detta sätt att hållas relativt konstant.

Mycket små signaler ger inte upphov till någon ström som kan styra ut PIN-dioden. Dessa signalnivåer kommer att passera limitern utan nämnvärd dämpning. Likriktningen börjar då RF-spänningen överstiger diodens knäspänning, dvs 0,7 V för kiseldioder. 1 dB kompressionspunkten är ca 10 mW för tunna PIN-dioder.

Eftersom en PIN-dämpare är en reflektionsdämpare, så kommer även en limiter att ge ett mycket stort VSWR då den limiterar.

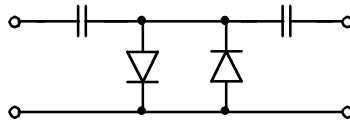
DC-retur

För att det ska gå ström vid likriktningen måste det finnas en likströmsväg. Parallellt med dioden ska då finnas en DC-återgång. Det kan antingen ske med en kortsluten $\lambda/4$ ledning, eller en trådlindad RF-spole då man önskar större bandbredd. DC-resistansen ska vara mindre än $1/2 \Omega$.



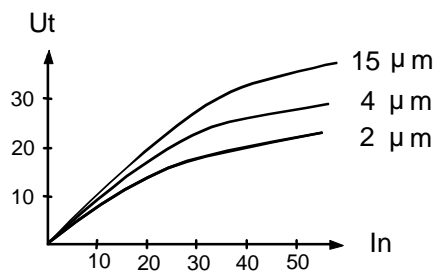
Induktansen i spolen måste vara tillräckligt stor för att inte de lägsta RF frekvenserna ska belastas. Men den måste dessutom vara så fysikaliskt liten, att den inte ger några egenresonanser inom frekvensområdet.

Om två dioder används kan de vändas åt var sitt håll och på så sätt driva ström genom varandra. För att inte yttre kretsar ska påverka funktionen bör både in- och utgång förses med DC-block.



Läckage

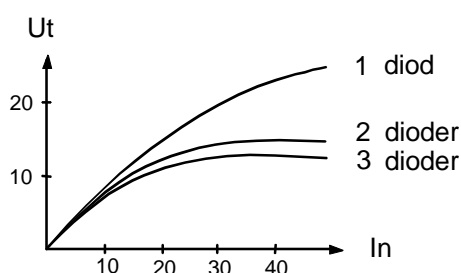
En tunn PIN-diod likriktar bättre än en tjock vid små signalnivåer. Den ger större förspänning, som alltså ger högre dämpning. Det betyder att den tunna dioden ger lägre limiterad uteffekt än den tjocka.



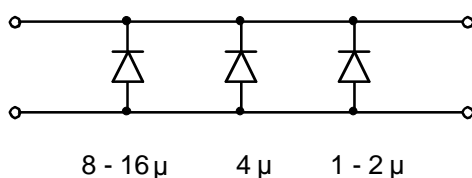
Den tjocka PIN dioden tål däremot högre ineffekt. Om man ska limitera en mycket stor effekt måste man alltså välja en diod som har större läckage.

Limiter med fler dioder

En övervakningsmottagare som ska detektera radar (ECM och radarvarnare) måste ibland tåla insignaler på +50 dBm (100 W). En Schottky-diod (detektor eller mixer) bör vanligtvis inte utsättas för mer än +20 dBm för att inte försämrats. Detta läckagekrav klarar inte en ensam högeffekts PIN-diod utan man måste koppla ihop fler limiterdioder. Dioderna kaskadkopplas på samma sätt som den vanliga PIN-dämparen eller switchen. Största dämpningen får man då avståndet mellan dioderna är $\lambda/4$ men dämpningen kan vara acceptabel över multioktavn frekvensområde.



Figuren visar att för många tillämpningar ger en diod inte tillräcklig isolation. Två dioder klarar läckagekravet. Men om limitern ska klara av ännu högre ineffekter behövs tre dioder, med den första dioden extra tjock.



Den första dioden är en tjock effekttålig PIN diod. I-skiktets tjocklek är 8 - 16 μm , och den tjocka dioden klarar 200 W pulseffekt. För att klara det stora läckaget behövs en diod på ca 4 μm . Om sedan totala läckaget ska hållas under +10 till +20 dBm behövs en mycket tunn diod, ca 1 - 2 μm .

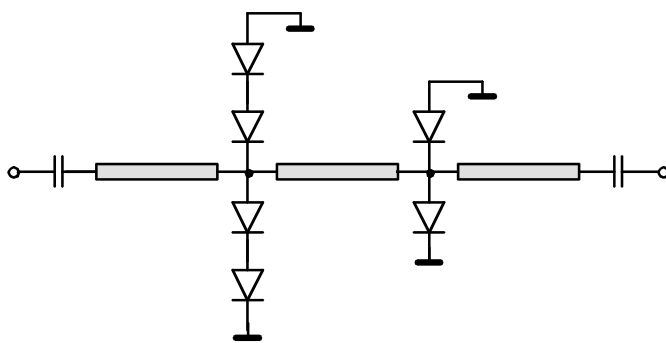
Eftersom dioderna har olika tjocklek så kommer de att börja limitera vid olika signalnivåer. Då en RF-puls kommer in är det den tunnaste dioden som först övergår till låg impedans. Den når ca 10 dB dämpning efter 1 ns och 20 dB efter omkring 1,5 ns. Den mellantjocka dioden behöver ca 4 ns, och den tjocka dioden limiterar först efter 50 ns.

Det betyder att det är den tunna dioden som skyddar under första delen av pulsens stigtid. Dess låga impedans transformeras av kvartvågsledningen till en hög impedans vid föregående diod. Det betyder att dioden i mitten får ökad RF-spänning så att dioden snabbare börjar limitera. Slutligen limiterar den tjockaste dioden efter ytterligare en uppsnabbande transformering.

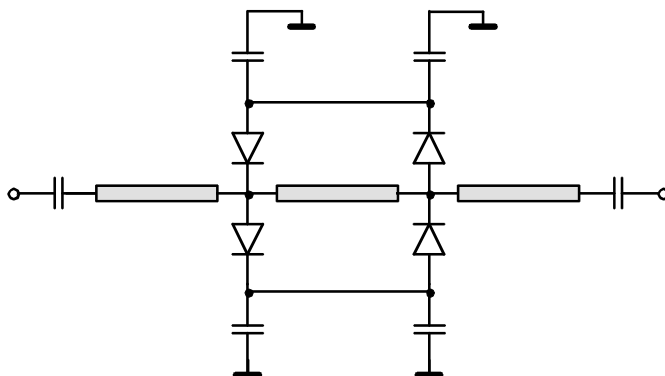
När väl den första dioden har börjat limitera så kommer den största delen av effekten att reflekteras där. De efterföljande tunnare dioderna kommer då att vara skyddade under resten av pulsen.

Ett problem kan vara om första dioden är för tjock eller avståndet mellan dem för litet. Ingångsdioden kommer då inte att medverka i dämpningen vid tillräckligt låga nivåer. När ingångsdioden sedan börjar dämpa kommer utsignalen att minska. Det betyder att det största läckaget inte sker vid max ineffekt. Läckaget bör alltså anges för det sämsta fallet under hela dynamiken. Om limitern har ett område där utsignalen minskar med ökad insignal så kommer RF-signalen att få effekttoppar vid stig- och falltiderna.

Om dioden ska klara höga effekter behöver den ha stor area, så att den kan leda stor RF-ström. Alternativt kan man fördela strömmen till flera dioder parallellt. Dioderna ger då tillsammans större area. Tyvärr har en större area också större strökapacitans. Det begränsar i sin tur limiterns övre gränshäns.



Genom att seriekoppla två dioder blir kapacitansen bara hälften så stor. Det gör att limitern fungerar högre upp i frekvens. Kretsen innehåller dessutom motställda dioder som förspänner varandra. Det blir många dioder som effekten ska fördelas över. Limitern tål därför betydligt högre effekter.

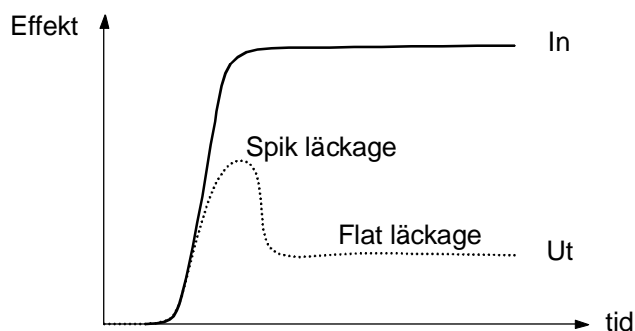


Den likström som de första dioderna ger, kan användas för att styra de andra dioderna också. Dioderna på utgången dämpar då signalen lika effektivt som de första dioderna. Det ger lägre läckage.

Om diodströmmarna inte kopplas ihop dämpar första dioderna mer än dioderna på utgången. Det ger ca 3 dB större effekttålighet.

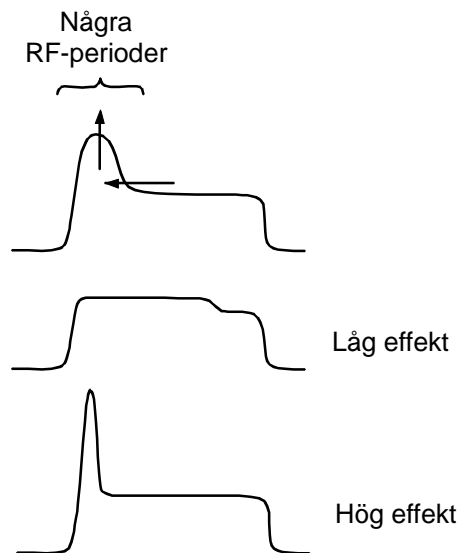
Spikläckage

Under den tid, i början av pulsen, som dioden ändras från mycket hög till låg impedans, hinner en viss del av effekten gå förbi dioden. Innan dioden hinner dämpa så är uteffekten nästan lika stor som ineffekten. Det kallas spikläckage. Det tar några RF-perioder innan effekten är begränsad. En för stor induktans i DC-återgången fördröjer strömmen så att spikläckaget ökar ytterligare.



Eftersom det är mycket ovanligt med sändarpulser som har stigtider kortare än 1 ns, så klarar en tunn PIN-diod de flesta situationer. För mycket extrema applikationer kan mellanskiktet göras så tunt som 0,4 μm . Man kan också använda Schottkydiod istället, som ju är snabbare. För stigtider 25 - 100 ns är spikläckaget vanligen 2 - 4 dB högre än CW läckaget. Spikläckaget specificeras med den energi som hinner läcka igenom, vanligen 0,1 - 1,0 erg.

$$\text{erg} = \text{Watt} \cdot \text{sek} \cdot 10^{-7}$$



Vid låg ineffekt åtgår det fler RF-perioder för att få tillräcklig likström. Vid högre ineffekt blir också effekten i spikläckaget högre. Men samtidigt blir spiken kortare. Det betyder att energin i spiken inte har ökat så mycket. Energin i spikläckaget ökar bara en dekad, då ineffekten ökar 3 dekader.

Limiter med yttre förspänning

Limiterdioden börjar reglera när insignalen överstiger diodens knäspänning (ca 0,7 V). Man kan med en yttre förspänning flytta sig närmare detta knä, och på så sätt ändra limiteringsnivån. En förspänning i framriktningen ger en lägre limiteringsnivå, och förspänning i backriktningen ger högre limiteringsnivå.

Nackdelen är att en förspänning i framriktningen samtidigt ger större förluster för små signaler. Och en ökning av limiteringsnivån (backspänning) innebär att läckaget blir större.

Limiter - switch

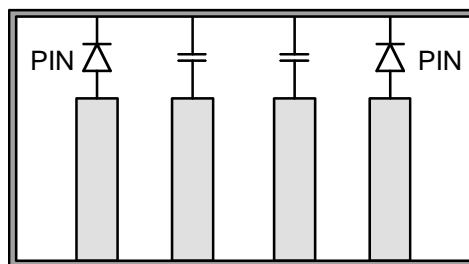
Limiterdioden kan samtidigt användas som en switch. En förspänning i framriktningen kan ju göra dioden helt ledande oavsett hur liten RF-signalen är. Och en hög förspänning i backriktningen gör att inte dioden limiterar alls, utan släpper förbi alla signalnivåer.

Limiter - dämpare

Eftersom PIN-dioden också kan användas som dämpare, kan den fungera som limiter då effekten är stor och som styrd dämpare då signalnivån är liten. En radar kan alltså ha en PIN diod som fungerar som passiv limiter under sändning, och kontrollerad RF-dämpare under mottagning. På så vis får man AGC (Automatic Gain Control) och STC (Sensitivity Time Control) utan extra RF-komponenter, som ger förluster och ökad total brusfaktor.

Limiter - filter

En PIN-diod limiter kan kombineras med ett filter. Dioden ansluts i en punkt där spänningen har ett maximum.



I ett filter med kvartvågsresonatorer ansluts dioden som en ändkapacitans. Eftersom dioden är ansluten där spänningen är som störst, sker likriktning och limitering redan för ganska låga effekter (0,1 mW).

Detektorstyrd limiter

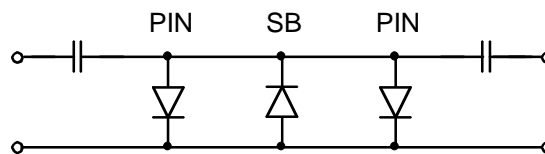
Genom att separera detekteringen från regleringen kan man optimera respektive funktion var för sig. Detektorstyrd limiter används i speciellt två situationer. Den ena är då man önskar en extra låg limiteringsnivå, ca 0 dBm. Och den andra är när man använder en extra tjock diod för att klara så stor effekt som möjligt och samtidigt vill hålla läckaget lågt.

En SB-diod är en mycket effektivare detektor än PIN-dioden. Den kan ha en knäspänning på ca 0,3 V vilket ger en styrspänning till PIN-dioden redan vid 1 mW.

Med en yttre styrström kan limiterdioden fås att switcha mycket snabbare än då den självlimiterar. Med detektorstyrning snabbas alltså limitern upp, så att den kan skydda mot snabba stigtider och ns-pulser.

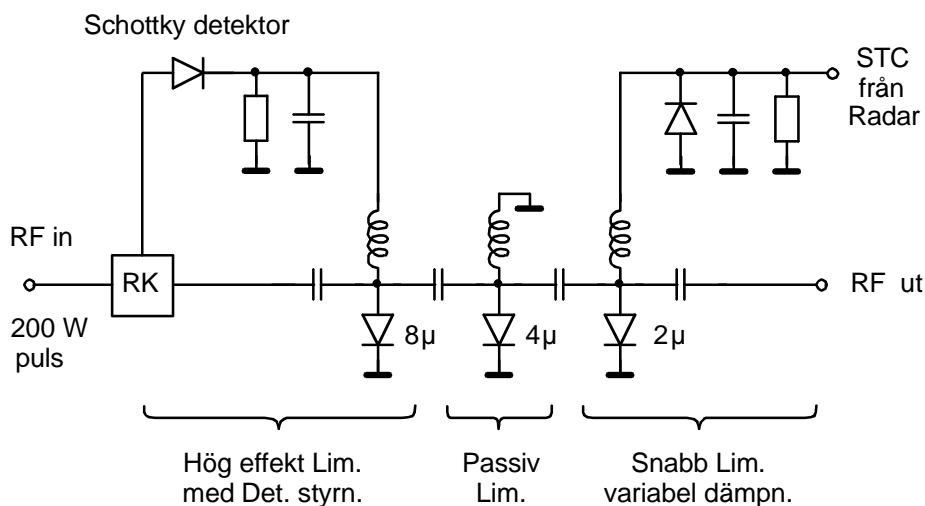
Schottky-dioden kan monteras antingen direkt på RF ledningen eller via en riktkopplare. Då Schottky-dioden monteras på ledningen kommer även den att medverka till isolationen. Detektorn placeras då efter limitern från ineffekten räknat, och blir på så sätt skyddad.

Det betyder att in och utgång måste specificeras. Om två limiterdioder styrs från samma detektor kan en limiterdiod placeras på var sin sida.



För att DC-förspänningen ska fungera ostört måste detektor-limitern isoleras med kondensatorer på in- och utgång.

När limiterdioden efter utsänd puls ska återgå till mycket hög impedans, måste all den lagrade laddningen elimineras. Det sker dels genom rekombination, men det är ofta en för långsam process (0,5 μ s för en tjock diod). Det går mycket snabbare att ladda ur genom den yttre DC-återgången (100 ns för samma diod). Men om en SB-kombination används, kommer Schottky detektorn att ändras så gått som momentant, och PIN limitern får inte någon DC-återgång. Ett motstånd måste då kopplas parallellt med SB-dioden. På det sättet löser man problemet med återgångstiden, men på bekostnad av tillgänglig ström. Eventuellt kan man som kompensation använda två parallellkopplade Schottky-dioder för att öka strömmen till PIN-dioden

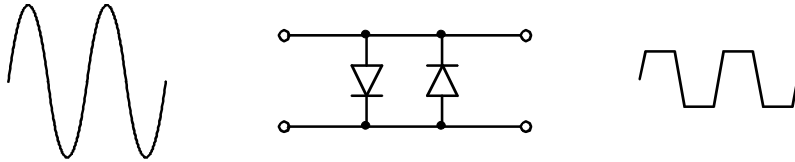


En limiter som är avsedd för hög effekt kan innehålla fler dioder, som samtidigt har olika funktioner. Första dioden är en tjock PIN-diod med separat detektor utanför högeffektsledningen. Andra dioden är en medeltjock passiv PIN-limiter. Tredje dioden är tunn för att ytterligare minska läckaget. När den inte limiterar används den som variabel dämpsats. STC (Sensitivity Time Control) är till för att dämpa radarns näreko så att inte indikatorn (PPI) blir sönderbränt i mitten.

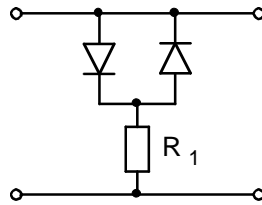
En annan fördel med separat detektor är lägre övertonsbildning. Om limiterdioden själv ska likrikta den inkommande effekten så ger den olinjäriteten upphov till övertoner. Om limiterdioden får sin styrning från separat detektor så kan en mycket tjockare PIN-diod användas, som inte medverkar så mycket själv i likriktningen. Det ger lägsta övertonshalt, normalt -50 dBc. En diod med lång livslängd har övertonerna -80 dBc.

3. Schottky limiter

En schottky diod kan användas för att begränsa RF signalens amplitud. Den är inte lika effekttålig som en PIN-diod. Det går däremot att använda den i en förstärkarkedja, där signalnivån ändå är måttlig.

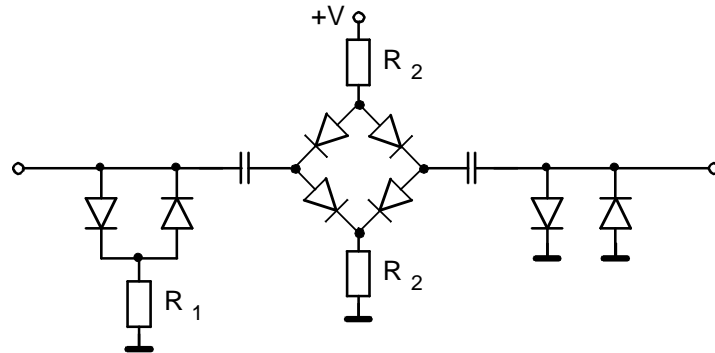


Med två dioder åt var sitt håll klipps RF-signalen symmetriskt. Utsignalen innehåller då bara udda övertoner. De jämna övertonerna blir undertryckta, ca 20 - 30 dB.



Med R_1 får man bättre anpassning vid limitering. Nackdelen är att det blir en mjukare limiteringskurva.

Shunt – serie – shunt

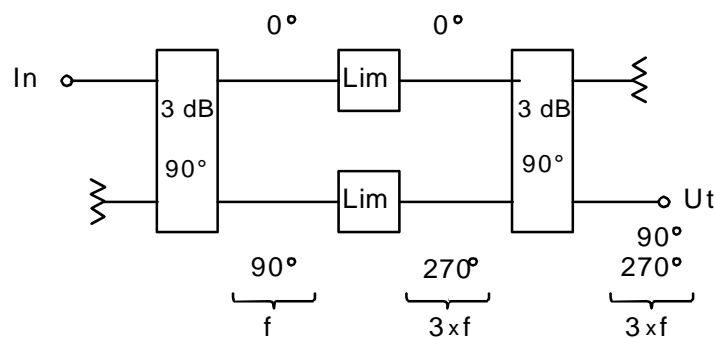


En förbättrad Schottky-limiter består av shunt-seriebrygga-shunt koppling. Dioderna är förspända i framriktningen. För låga signaler fungerar den som en T-dämpare med låg dämpning. Kraftiga RF-signaler backförspänner dioderna så att RF-amplituden begränsas.

Threshold nivån (P_{1dB}) kan varieras 6 dB med R_2
Maximala amplituden (P_{sat}) bestäms däremot av shuntdioderna.

Undertryckning av övertoner

Symmetrisk klippning undertrycker dubbla frekvensen. Vid mycket stor bandbredd behöver man också undertrycka 3:e övertonen. Det kan man göra med en balanserad hybridkoppling med kopplade ledningar.



Vid frekvensmultiplicering blir också fasen multiplicerad. 3:e övertonen får fasen 3Φ . Det betyder att 3:e övertonen kommer att undertryckas i utgången, ca 20 dB.

4. Limiter-förstärkare

Bredbandiga limiter-förstärkare har fått en betydande användning i signalspaning och taktisk ECM. Ett stort dynamikområde behöver komprimeras till den dynamik som display eller signalprocessor klarar av. Limiter-förstärkaren används till IFM (Instantaneous Frequency Measurement) och FML (Frequency Memory Loop) dvs repeater samt DRFM (Digitalt RF-minne).

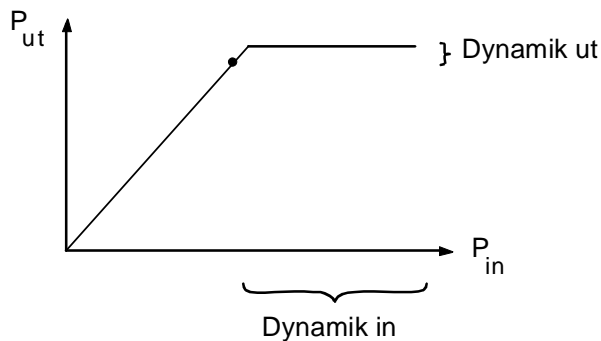
IFM-diskriminatorns utgångar är linjära inom ett mycket begränsat dynamikområde. Signalen måste nämligen hållas inom detektordiodernas kvadratiske område. En del diskriminatorer har upp till 30 dB dynamikområde. Men en digitaliserad IFM kräver ofta att insignalen ska hålla sig inom ett effektfönster på 1 - 6 dB över hela frekvensområdet, samt då temperaturen varierar.

IFM mottagarens känslighet kan sträcka sig ner till ca -80 dBm. Samtidigt kan effekten från en närliggande radar överstiga 0 dBW. Det behövs alltså en mycket kraftig kompression av dynamikområdet. Dessutom är ju varje puls viktig så limitern ska reagera snabbt och med kort återhämtningstid. Limiternivån ska vara jämn och utan spik-läckage vilket gör att en vanlig PIN-diod limiter inte går att använda här.

Vid stora bandbredder är det dessutom viktigt att hålla nere övertonsalstringen så att de inte påverkar efterföljande kretsar. Vid flera samtidigt signaler bildas intermodulationsprodukter. Men om man bara är intresserad av en signal i taget (den starkaste) så gör det inget.

Limiteringskurva

Hård limitering

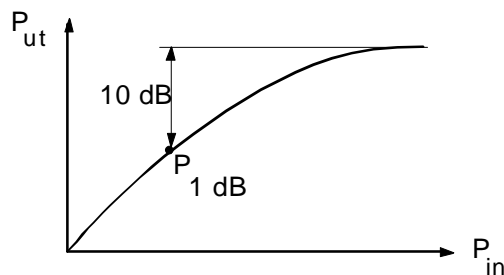


Den ideala limiter-förstärkaren fungerar som en linjär förstärkare för små signaler, upp till limiteringsnivån. (Limiter Threshold = 1 dB kompressions punkten) Den minsta aktuella signalen förstärks upp till denna signalnivå, P_{1dB} . Alla större signaler blir limiterade. För att få ett så litet dynamikområde som möjligt på utgången, så ska maxeffekten (Saturated Power) ligga mycket nära P_{1dB} . Skillnaden kan vara ca 2 dB.

En digital IFM-diskriminator kräver ett mycket snävt dynamikfönster. Det ställer stora krav på att max effekten (P_{sat}) hålls konstant över frekvens och temperatur.

Minsta signalens nivå måste också hållas konstant. Det ställer lika hårda krav på småsignalförstärkningen över frekvens och temperatur. Det kanske behövs en temperaturreglad PIN-dämpare.

Mjuk limitering



En del limiterkretsar ger en mer avrundad limiteringskurva (soft limiting). Det gäller t.ex. PIN-dioden och tunneldiod-förstärkaren.

PIN-diod

Ger inget skarpt limiteringsknä (soft limiting), och den ger upphov till kraftiga övertoner. Den är därför mer lämplig som skyddskrets mot extrema effekter.

Tunneldiod

Tunneldiodförstärkare kan täcka oktavband från 0,5 till 26 GHz. Den ger en mycket jämn limiteringsnivå $\pm 0,5$ dB, men börjar tyvärr att limitera redan 10 dB under mättnadsnivån. Uteffekten är ganska låg, ca 0 dBm. Den är dessutom komplicerad att dimensionera och optimera, vilket gör den dyrbar.

FET

En FET har som förstärkare mycket goda limiteringsegenskaper. Limiteringsnivån blir då +15 till +20 dBm, och man får koppla dämpsatser (20-40 dB) efter förstärkaren för att få lämplig nivå. En transistor har osymmetrisk klippning, det innebär alstring av jämna övertoner (-15 dBc).

Bipolär transistor

Den bipolära transistorförstärkaren har mycket dåliga limiteringsegenskaper för pulssade signaler.

Förstärkare med Schottky-limiter

En förstärkare kan bestå av ett antal linjära förstärkarsteg med schottky dioder som limiter mellan stegen. Genom att sprida ut limiteringsstegen mellan förstärkarstegen kan man samtidigt begränsa övertonerna och intermodulationen. Förstärkarstegen kan vara byggda med antingen FET eller bipolära transistorer. Jämfört med att låta FET transistorerna limitera åtgår det fler förstärkarsteg..

Dual-Gate FET

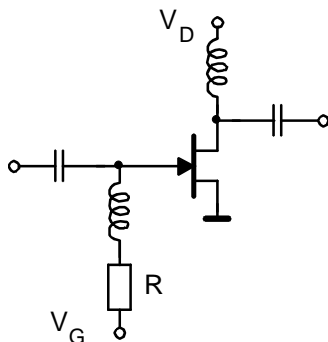
Denna FET-transistor har två gate-elektroder. Den ena matas med RF signalen och den andra en fast DC förspänning. Genom att öka förspänningen minskas limiteringsnivån. Man kan alltså välja en ganska låg limiteringsnivå, utan kraftig förstärkning som sedan dämpas bort. Man slipper dessutom det stora antal komponenter som spridd diodlimitering innebär.

Dual gate FET har ett mycket skarpt limiteringsknä. Avståndet från 1 dB kompressionspunkten till den fullt överstyrda nivån är bara ca 2 dB. Dessutom är variationerna i uteffekt under limitering (saturated power window) mycket små, ca ± 1 dB.

FET-limiter med liten fasvariation

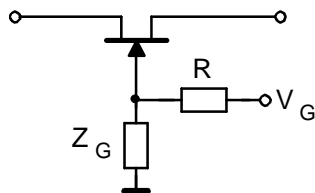
En fasdetektor behöver en limiter för att hålla amplituden konstant. Limitern får inte ge någon amplitudberoende fasvridning, eftersom det är fasen som ska detekteras. När FET-transistorn limiterar ändras fasen (AM/PM överföring). Faskiftet kan vara så stort som 20° .

FET-förstärkarens fasvariation beror på inkapacitansens variation, då effekten är måttlig. Vid större effekter får man stora fasvariationer på grund av att gaten blir förspänd i framriktningen under en del av RF-perioden.



Man kan minska fasvridningen med ett motstånd i gatens förspänningskrets. En stor RF-signal ger en ström på gaten. Likströmmen ger ett spenningsfall över motståndet. Spänningen på gate blir alltså mer negativ, så att mindre del av RF-perioden leder ström i gaten. Det ger mindre kapacitansvariation. Motståndet kan vara i storleksordning 20Ω . Fasvridningen kan då minskas till $< 2^\circ$.

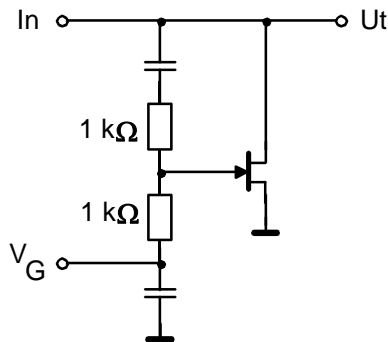
FET-limiter med Common-Gate



Transistorn används passivt, dvs utan drain-source spänning. När den används som switch eller dämpare är kretsen på gate höghög, vanligen större än $5\text{ k}\Omega$. När transistorn används som ett olinjärt element är impedansen i allmänhet ganska låg.

Olika kombinationer av impedans och likspänning ger olika olinjäriteter. En del kombinationer kan användas till equalizer och andra till limiter. Det går att få en hård limitering med $< 5^\circ$ fasvariation.

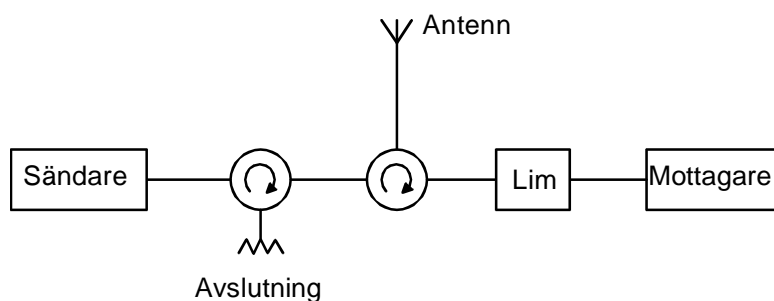
Skydd för avstängd apparat



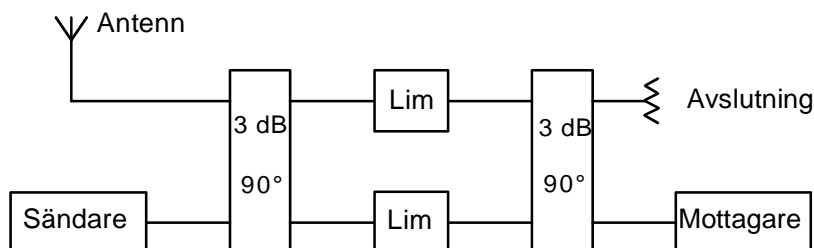
Utöver att fungera som en limiter, kan en transistor också skydda en avstängd apparat. Med en negativ spänning på gate blir transistorn strypt. Kanalen blir då höghög och signalen kan obehindrat passera på transmissionsledningen. När apparaten stängs av, och spänningen blir 0 V , öppnar transistorn kanalen så att den blir låghög. Det hindrar stora insignaler att nå efterföljande känsliga kretsar.

5. SM - omkopplare

Omkopplare mellan sändare och mottagare (TR-switch) används vanligen i radar och kommunikationssystem där man för enkelhets skull använder samma antenn för både sändning och mottagning. Omkopplaren kallas också för duplexer. Den får inte förväxlas med en diplexer, som har en separering med filter.



De flesta moderna radarsystem använder en ferritcirkulator som duplexer. Eftersom den reflekterade effekten hamnar i avslutningen, skyddas sändaren från starka reflektioner. Tyvärr är inte cirkulatorns isolation till någon nytta då det gäller att skydda mottagaren. Effekten som hamnar i mottagaren bestäms först och främst av antennens VSWR. Det behövs alltså en skyddande limiter framför mottagaren.



Ett annat sätt är att hybridkoppla signalen till två lika anordningar som kortsluts av den höga sändarpulsen. Reflektionerna sammansätts då i den ledning som går till antennen. Den mottagna signalen räcker inte till för att tända limitern, utan passerar utan nämnvärd dämpning till mottagaren.

Cirkulatorn har lägre förluster men hybridkopplingen är inte lika temperaturkänslig.

Det finns olika typer av mottagarskydd (limiter). Aktivt TR-rör, passiv TR-limiter, ferrit-limiter eller diod-limiter. Ofta används en kombination med en högeffektskrets (passiv TR-limiter eller ferrit-limiter) åtföljd av en diodlimiter för att hålla läckaget lågt.

Aktivt TR-rör

Det är den första mottagarskyddare som konstruerades, och den används fortfarande i många gamla radarstationer. Urladdningsröret består av ett eller fler gasfyllda rör eller celler med inbyggt gnistgap. Sändarpulsen tänds gnistgapet som då fungerar som en kortslutning. För att tända gnistgapet tillräckligt snabbt måste gasen förjoniseras. I TR-röret sker det med en förspänd elektrod (keep-alive-electrode). Spänningen är ca 0,5 - 1 kV.

TR-röret har låga förluster och klarar mycket höga effekter. Nackdelen är att den kräver en mycket hög spänning, på gränsen till genombrott. Det ger ett extra brustillskott. Dessutom ger den inget skydd för mottagaren då spänningen försvinner, dvs vid avstängd station. TR-rör är smalbandiga (upp till 10 %), samt stora och klumpiga.

Passiv TR-limiter

Genom att byta ut den aktiva högspänningen mot en radioaktiv källa (tritium) får man mycket bättre prestanda. Det blir mindre läckage, ingen brusgenerering, mottagarskydd även vid avstängd station samt mycket längre livslängd. Återhämtningstiden är kortare än för TR-röret, men längre än för diodlimitern eller ferritlimitern. Återhämtningstiden ökar med användningen. Det är i allmänhet återhämtningstiden som definierar TR-cellens livslängd.

Diod-limiter

Eftersom en passiv PIN-limiter har en mycket liten area, så klarar den endast pulseffekter på ca 1 kW på X-band respektive 100 kW på L-band. Den används därför till mindre radar eller som extrasteg efter en TR-limiter. Den är extremt snabb och har mycket litet läckage. Dessutom får den i princip obegränsad livslängd. Den enda nackdelen är att den inte klarar de mycket stora effekterna. Medeleffekten (< 100 W) begränsas av temperaturen. För att vara på säkra sidan ska medeltemperaturen i dioden vara < 150 °C, och max temperaturen 175 °C.

Ferrit-limiter

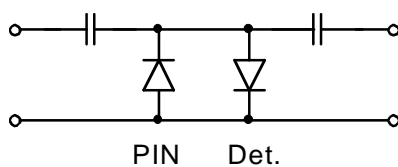
I en ferrit-limiter absorberas effekten i ferriten. Det betyder att medeleffekten ger problem med upphettning. Den klarar max 100 W medeleffekt vid luftkylning. Däremot klarar den ganska hög pulseffekt, 100 kW på X-band. Ferriten släpper igenom en ganska kraftig spik, eftersom det tar en viss tid att bygga upp den olinjära spinnvågs-limiteringen. En spik på ca 15 ns kan innehålla 5000 erg då ineffekten är 100 kW. För att ta bort spiken används i allmänhet en diod-limiter efter ferrit-limitern. Ferrit-limitern är ganska snabb (50 ns återhämtningstid) och har i princip obegränsad livslängd. Förlusterna är större än för TR-limitern (1,5 dB). Den är dessutom stor och tung.

En ferrit-limiter för lägre effektnivåer (kW) vara utformas som en strip-ledning med YIG-kristall som substrat. Förlusterna på 0,25 dB per cm beror till största delen på själva strip-ledaren. Ferrit-limitern är frekvenssektiv. Samtidigt som en signal limiteras, kan en 45 dB svagare signal som ligger 150 MHz bort passera utan att försämrans.

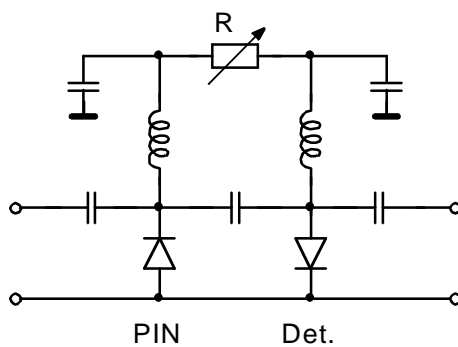
6. Nivåreglering

Leveler

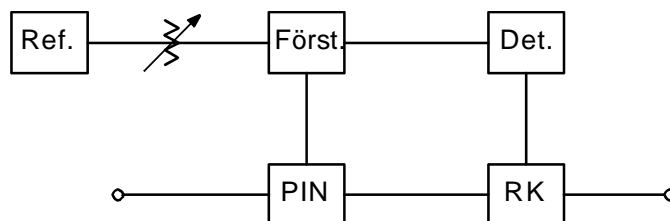
Nivålåsning (leveling) är ett slags AGC (automatic gain control) för att hålla uteffekten konstant från en svepgenerator. Det enklaste sättet att minska effektvariationerna är att använda en limiter.



För att få en tillräckligt låg limiteringsnivå används en detektorstyrd limiter. Men limiteringsnivån blir fast inställd.



Om man vill kunna reglera limiteringsnivån, så kan man med ett variabelt motstånd variera styrströmmen från detektorn. Tyvärr går det bara att variera några dB eftersom även känsligheten minskar då resistansen R ökar.



För att inte detektorn ska påverkas av belastningen, ansluts den via en riktkopplare. Dessutom används en förstärkare för att driva PIN dämparen optimalt. Istället för riktkopplare kan man använda effektdelare med hög utgångsisolation eller en power-splitter. Detektorn är en dioddetektor om man önskar snabba svep, eller en effektmeter om det är extra jämn uteffekt som man önskar.

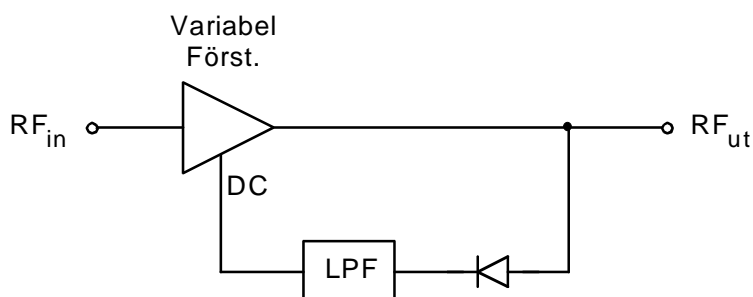
Förstärkaren jämför den detekterade signalen med en referensspänning. Den driver sedan PIN-modulatore så att det uppstår ett konstant förhållande till referensen. Genom att variera referensspänningen kan man variera uteffekten.

Denna leveler kan användas som en modulator, om bara återkopplingsslingan hinner ställa in sig. Den får alltså en övre gränshfrekvens. Om man vill ha större bandbredd på modulationen, får en särskild PIN-modulator kopplas efter levelern.

Dynamikområdet begränsas av PIN-modulatore och detektorn. Vanligen är dynamiken ca 20 dB.

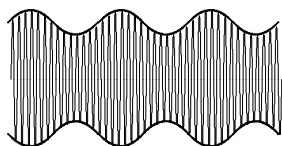
AGC**Automatic Gain Control**

Automatisk förstärkningsreglering

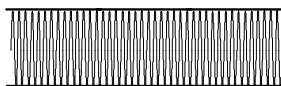


Små signaler förstärks till utgången. Stora signaler ger en detekterad likspänning. Likspänningen filtreras och används till att minska förstärkningen. Ju större insignal desto mindre blir förstärkning. Styrningen justeras så att utsignalen hålls konstant då insignalen varierar inom ett stort dynamikområde.

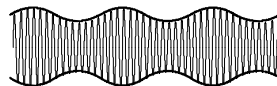
Filtret gör att kretsen bara kompenserar mycket långsamma variationer. Snabba variationer hinner inte regleras utan finns med på utgången. Informationen i en AM signal går alltså inte förlorad.



RF in



Limiter



AGC

En limiter klipper amplituden och alltså eliminerar AM variationerna.

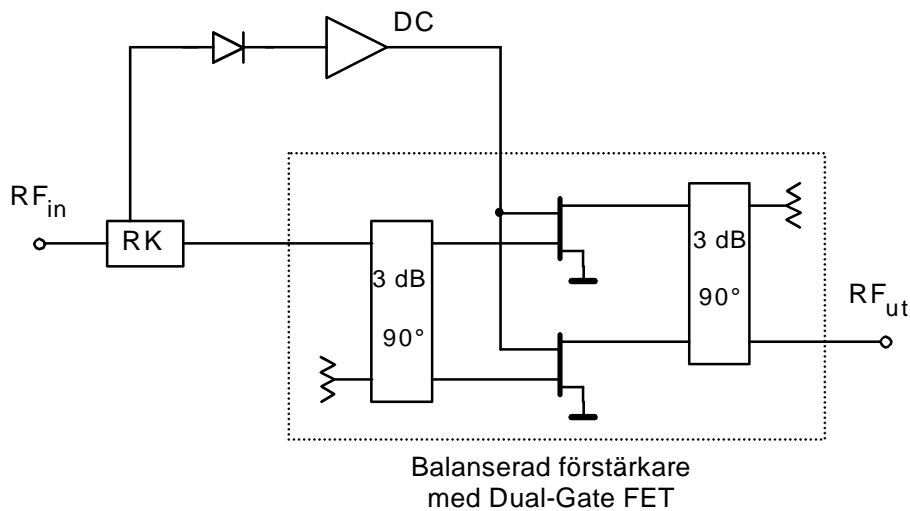
AGC kretsen dämpar istället signalen så att den fortfarande har amplitudinformationen kvar.

Limitern är ett olinjärt element som alstrar övertoner och blandprodukter. Amplitudvariationer ger fasvariationer (AM/PM överföring), det för med sig att bärvågen jitrar.

IAGC Instantaneous AGC

Momentan AGC

Ibland behöver varje RF-puls regleras var för sig. Det behövs då en extremt snabb AGC-krets. En IAGC reglerar amplituden på 30 ns.



En AGC-krets som innehåller återkoppling får lätt instabilitet om slingan görs mycket snabb. Istället används framåtkoppling, som inte är en sluten slinga.

Utsignalen hålls inom ett par dB. Kompressionen blir ca 17 dB. Förutsättningen är att förstärkarstegen arbetar linjärt. Om transistorerna börjar limitera så börjar fasen variera med amplituden. Större kompression kan man få genom att kaskadkoppla fler IAGC-steg mellan linjära förstärkarsteg.

En mycket snabb AGC liknar en limiter med PIN/schottky kombination. När den klipper bort amplitudvariationerna alstrar den blandprodukter.

7. Sammanfattning

PIN-diod	Åtgår några perioder för regleringen dvs spikläckage Passivt mottagarskydd Aktiv med yttre detektor Kombinering som dämpsats eller switch
Schottky diod	Klipper varje RF-period
Limiter-förstärkare	FET limitering Schottky limitering Hård limitering kan ge litet dynamikfönster
SM omkopplare	Radar kräver ofta gnistgap som skydd
Leveler	Nivåreglering på svepgeneratorer
AGC	Långsam reglering , valfritt μs ms eller s Linjär
IAGC	Mycket snabb AGC , 30 ns Reglering med dual-gate FET

Oscillator

1. Inledning

Oscillatorn är den komponent som alstrar mikrovågseffekt av tillförd DC-effekt. Den kan utföras på en mängd olika sätt, beroende på kraven som ställs i respektive applikation. Gemensamt för oscillatorkopplingarna är att de består av en effekt-genererande aktiv del, samt en frekvensbestämmande resonanskrets.

Den aktiva delen kan bestå av en transistor, bipolär eller FET. Man kan också använda en diod som uppvisar negativ resistans på aktuell frekvens. De vanligaste förekommande dioderna är Gunn och Impatt.

Den frekvensbestämmande delen är på mikrovåg en resonator. Det kan vara en koaxialresonator om det gäller lägre frekvenser. En vågledarkavitet har ett högt Q-värde, dvs hög frekvensstabilitet. En dielektrisk resonator används för att stabilisera oscillatorer byggda i micro-strip. I princip kan man göra en resonator av en strip-ledare också, men Q-värdet blir ganska lågt.

Om man behöver lite högre effekt kan man koppla fler dioder till samma kavitet. Dioderna svänger då på samma frekvens och man får ut den sammanlagda effekten.

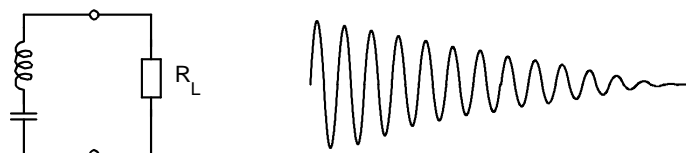
Resonatorns frekvens kan påverkas mekaniskt. Man kan också avstämman oscillatorns frekvens på elektrisk väg. Avstämningen kan ske på tre sätt: genom att man ändrar diodens förspänning, eller med en varaktor eller med ett YIG-filter.

En oscillator alstrar också övertoner. Extra höga frekvenser kan man få genom att koppla ut dubbla frekvensen från en oscillator som svänger på sin grundfrekvens. Halvledaren är då förspänd så att den drivs olinjärt. En push-push koppling har den fördelen att den dubbla frekvensen är stark samtidigt som grundtonen är undertryckt.

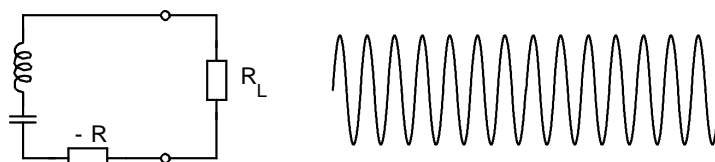
2. Teori

Negativ Resistans

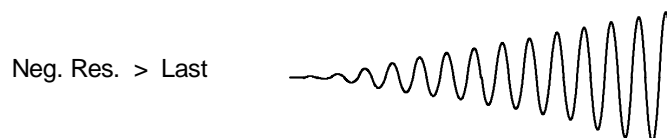
En oscillator kan beskrivas som en negativ resistans kopplad till en svängningskrets. På mikrovåg består ofta oscillatoren av en diod (Gunn eller Impatt), som uppvisar negativ resistans inom ett visst område. Även en transistor kan betraktas som en negativ resistans om dess anslutningar avslutas på lämpligt sätt.



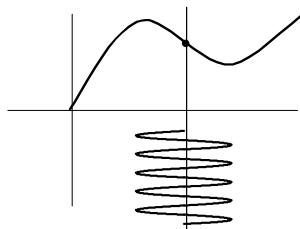
De resistiva förlusterna i lasten dämpar ut svängningen i resonanskretsen. En helt förlustfri resonanskrets, utan last, fortsätter att svänga med konstant amplitud. Den fungerar alltså som en oscillator.



Med den negativa resistansen lika stor som lasten och förlusterna, blir totala resistansen noll. Kretsen fungerar då som en oscillator, som avger sin effekt till lasten.

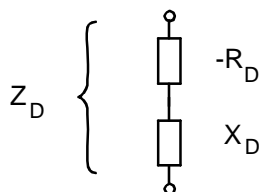


Om den totala resistansen är övervägande positiv så minskar amplituden. Om den istället är negativ så ökar amplituden. Svängningen kan då byggas upp från det termiska brusets.



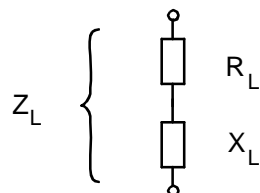
Amplituden kan naturligtvis inte öka hur mycket som helst. Komponenterna har i praktiken begränsat område för negativa resistansen. När amplituden ökar så minskar effektiva negativa resistansen.

Impedansens jämvikt

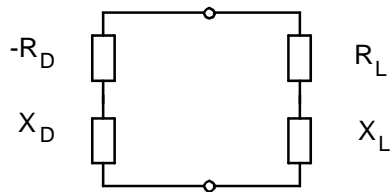


Den aktiva komponenten har en viss reaktans, som är ganska konstant. Negativa resistansen är däremot starkt beroende av signalnivån. Den är som störst i arbetspunkten man väljer. När signalnivån ökas tillräckligt, så överskrids området med negativ resistans och den totala impedansen blir positiv.

Svängningskretsen, som man kopplar den aktiva komponenten till, har en reaktans och vissa förluster.



Förlustresistansen är ganska konstant, men svängningskretsens reaktans varierar kraftigt med frekvensen.



När dioden kopplas till svängningskretsen, så ska den negativa resistansen vara större än förlustresistansen. En oscillering kommer då att byggas upp på den frekvens där $X_D + X_L = 0$

Eftersom den totala resistansen är negativ så kommer amplituden att öka. Men när amplituden ökar så kommer R_D att minska. När R_D har blivit lika stor som R_L uppstår ett jämviktsläge. Oscillatorn svänger då med jämn amplitud på sin resonansfrekvens.

Den negativa amplitudberoende impedansen (dioden) är då lika stor som den frekvensberoende impedansen (svängningskretsen).

$$\text{Start} \quad -R_D > R_L$$

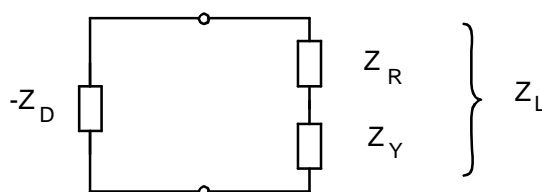
$$\text{Osc.} \quad -R_D = R_L \quad \text{dvs.} \quad R_L + R_D = 0$$

$$\text{Resonansfrekvensen} \quad X_L + X_D = 0$$

$$\text{dvs} \quad Z_L + Z_D = 0$$

Lastens inverkan Pulling

En oscillator ska ju kunna lämna sin effekt till en yttre last. Z_L består alltså av både resonanskretsen och den yttre belastningen.

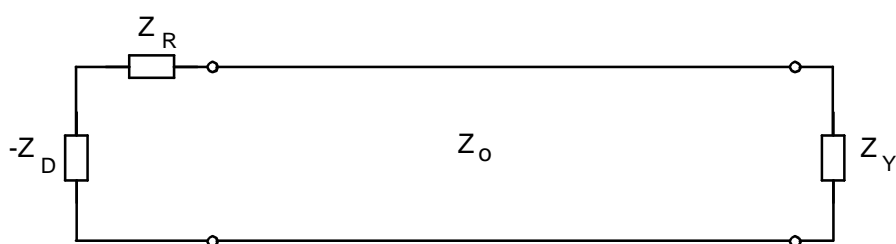


Resonanskretsen ska ha så små resistiva förluster som möjligt. Den yttre belastningen, som tar emot oscillatoreffekten, ska vara rent resistiv så att frekvensen enbart bestäms av oscillatoren. Yttre belastningen ska dessutom vara stabil så att inte arbetspunkten påverkas.

En variation av den yttre lastens impedans kommer att förändra frekvens och effekt enligt svängningsvillkoret.

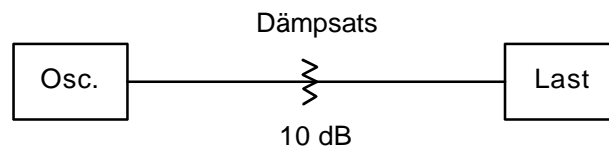
$$Z_R + Z_Y - Z_D = 0$$

Belastningen ansluts vanligen via en transmissionsledning.

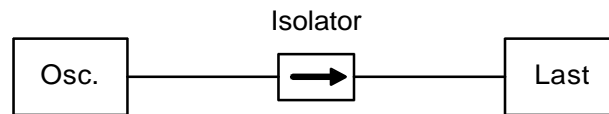


Kretsen dimensioneras så att lasten har samma impedans som ledningen. Ledningen är alltså reflektionsfritt avslutad ($Z_Y = Z_0$). Om den yttre belastningen förändras så påverkas oscillatorens frekvens. På ledningen uppträder en reflekterad signal på grund av missanpassningen då Z_Y ändras.

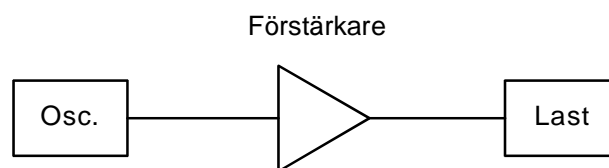
Oscillatorn som är ansluten till ledningen känner laständringen som en reflekterad inkommande signal. Man kan alltså bli av med lastens inverkan genom att dämpa bort den reflekterade signalen.



En dämpsats är liten och billig, men den reducerar den tillgängliga uteffekten.

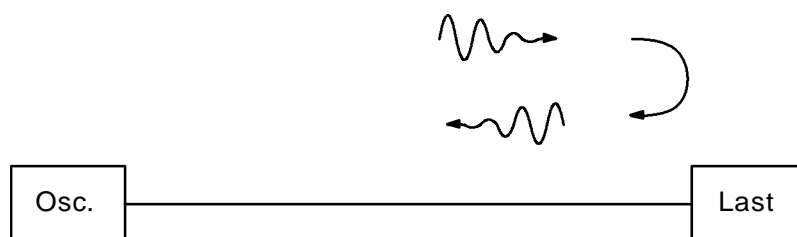


Isolatorn har mycket liten dämpning av effekten till lasten, och stor dämpning i bakvägen.

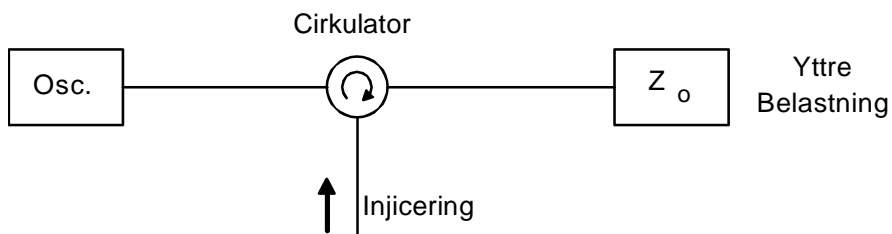


En förstärkare har stor dämpning baklänges. Dessutom blir oscillators utsignal förstärkt. Nackdelarna är högre kostnad och extra strömförbrukning.

Injektions låsning



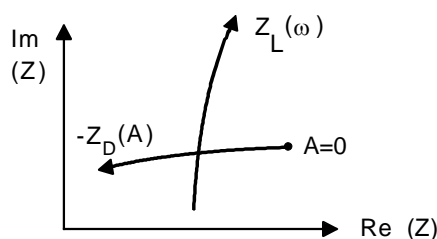
Oscillatorns frekvens påverkas av reflektionen från lasten. Samma inverkan på oscillatorn kan man få genom att, på den anpassade ledningen, injicera en signal av samma storlek.



Man kan alltså variera oscillatorns frekvens på två olika sätt, dels genom en laständring och dels genom injicering av en signal. Från oscillatorns sida sett är alternativen identiska.

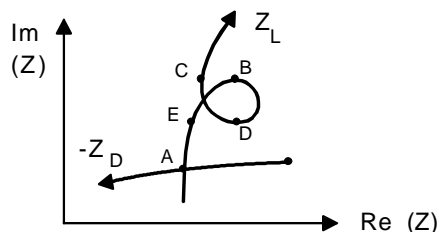
Den injicerade signalen har en storlek som från en missanpassning. Oscillatorns uteffekt är betydligt större. Kopplingen kan alltså betraktas som en förstärkare.

Grafisk presentation



Svängningsvillkoret kan också beskrivas grafiskt. När amplituden ökar förflyttas $-Z_D$ i pilens riktning, och när frekvensen ökar så förflyttas Z_L i den andra pilens riktning. Den stabila oscilleringen sker i skärningspunkten. Om belastningens resistans ändras så kommer skärningspunkten att flyttas längs $-Z_D$, dvs effekten ändras. En ändring av reaktansen motsvarar en förflyttning av skärningspunkten längs Z_L . De båda pilarna skulle helt enkelt kunna vara graderade i uteffekt respektive frekvens. När kretsen avstämms mot lägre frekvens (dvs när den positiva reaktansen ökar) förflyttas Z_L -pilen uppåt.

Frekvensgången för Z_L beror på kretskopplingen. Om kretsen skulle innehålla en parallellresonans så blir det en ögla på kurvan.



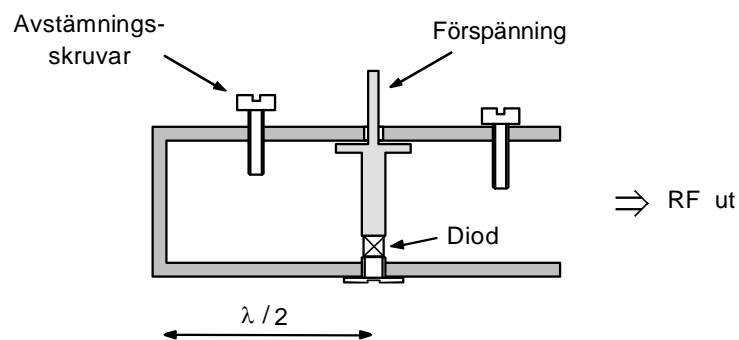
Dessa parasitresonanser gör att avstämningen inte blir kontinuerlig. När kretsen avstämms mot högre frekvens, förflyttas Z_L -pilen neråt. Skärningspunkten kommer alltså att förflyttas längs Z_L mot öglan. Skärningen kommer att nå punkten B, men sedan kommer arbetspunkten att hoppa till punkt C. När sedan avstämningens frekvensen minskas så kommer arbetspunkten att hoppa från D till E.

En parasitresonans kommer alltså att ge hopp och hysteres i både frekvens och uteffekt. Vid punkt B och D, där skärningsvinkeln mellan linjerna är liten, blir arbetspunkten dåligt definierad. Det visar sig som en brusrik svängning.

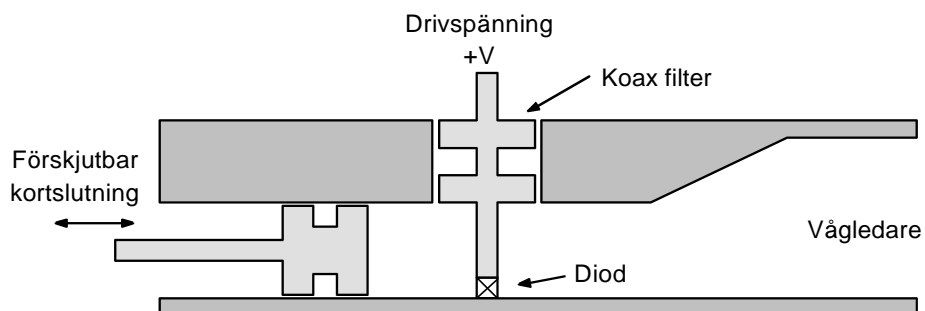
3. Diod-oscillator

Postkoppling

Diodoscillatoren består av en Gunn eller Impatt som aktiv komponent. Dioden monteras vanligen i en vågledare, med en pinne (post) tvärs över vågledaren. Anslutningspinnen används dels som vågledarövergång och dels till diodens strömförsörjning.



En diod har ofta ganska låg impedans, 1 - 10 Ω . Den ska alltså kopplas in i vågledaren på sådan plats där impedansen är låg. En halv våglängd från en kortslutning är impedansen mycket låg och passar för inkopplingen. Effekten kopplas ut åt det håll som inte är kortsluten. Frekvens och uteffekt trimmas in med justerskruvar som påverkar fältet.

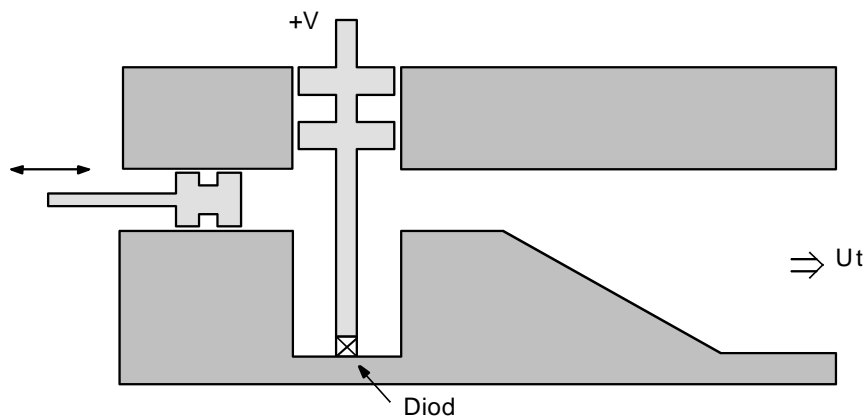


Ofta monteras dioden i en vågledare med reducerad höjd. Det ger mindre induktans i tilledningen (post inductance) samt bättre anpassning till dioden.

Åt ena hållet finns en övergång till standardvågledaren. Frekvensen ställs in med den förskjutbara kortslutningen. På det sättet kan den täcka ett helt vågledarband, 40 - 60 eller 60 - 90 GHz.

Eventuellt kan en ferritisolator behövas för att minska lastens inverkan.

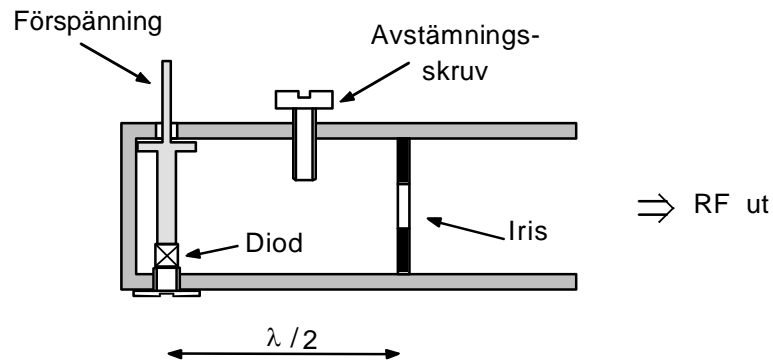
Koaxialresonator



Den postkopplade dioden är nersänkt så att det bildats en bit koaxialledning. Den kan även fortsätta en bit in på andra sidan vågledaröppningen.

Koaxialresonatorns längd bestämmer frekvensen. Fininställning kan göras med den förskjutningsbara kortslutningen i vågledaren. Eventuellt kan förspänningen behöva justeras också. Oscillatorns arbetsområde kan på så sätt täcka ett helt vågledarband.

Iriskoppling



En annan variant är den iriskopplade oscillatoren. Dioden monteras intill den kortslutande väggen. Kaviteten är en halv våglängd lång. Effekten kopplas genom irisöppningen till belastningen i andra vågledaren. Kaviteten kan vara antingen rund eller fyrkantig. Frekvensen för kaviteten justeras med en trimskruv. Skruven kan vara tillverkad av en metall eller ett dielektrika. Den dielektriska skruven har då en sådan diameter att den inte kan leda vågor med aktuell frekvens. Dielektriska ledaren är då under cut-off. Det betyder att trimskruven inte ger några läckfält. Med ett högt dielektricitetsstal kan man få 30 % avstämning. Teflon ger bara 10 % avstämning.

Storleken på irisöppningen bestämmer hur kraftigt signalen kopplas från oscillatoren till lasten. Genom att variera belastningen varieras uteffekten. Max uteffekt får man då irisens area är ca 25 % av vågledaröppningen. Vanligtvis är irisöppningen rund eftersom den då är lätt att borra upp. Men den kan också vara fyrkantig eller någon annan form.

Genom att öka irisöppningen så kommer också resonansfrekvensen att minska, 5 - 10 %. Man får alltså starta med att dimensionera för högre frekvens. Det går ju alltid att minska frekvensen med avstämningsskruven.

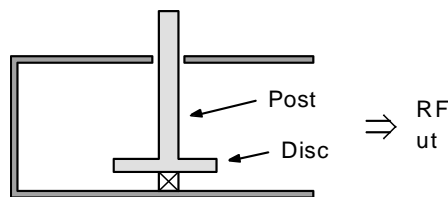
En vågledarkavitet kan ha ett Q-värde större än 5000. Dioden och belastningen ger förluster som minskar Q-värdet. Den iriskopplade oscillatoren kan ha ett Q-värde på 1000 - 1500

Dioden ska monteras intill den kortslutande väggen. Den kan monteras antingen mitt framför kortslutningen, eller förskjutet mot sidoväggen. Placeringen är inte kritisk, men ofta fungerar lågeffektsdioder bäst i mitten och högeffektsdioder bäst monterad åt sidan.

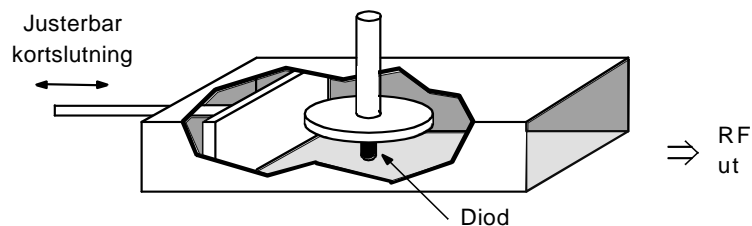
Resonant - Cap

Den kallas också: Disc - Post
 eller Radial Disc

Namnet kommer från dess uppbyggnad i vågledaren.



På mm-våg är dimensionerna så små och toleranserna så snäva att det är svårt att hålla förlusterna nere. Effektdioden har en impedans på några ohm, och vågledaren har flera hundra ohm impedans. Om den låga diod-impedansen först transformeras upp så kan förlustproblemet minskas.



Skivan som läggs på dioden har en diameter på en halv våglängd. Undersidan av skivan (tillsammans med vågledarens botten) fungerar som en radiell transmissionsledning, som är en kvarts våglängd lång. Diodens impedans transformeras då till en hög impedans.

diod	$\lambda/4$	vågledare
2 - 3 Ω	\longleftrightarrow	200 - 300 Ω

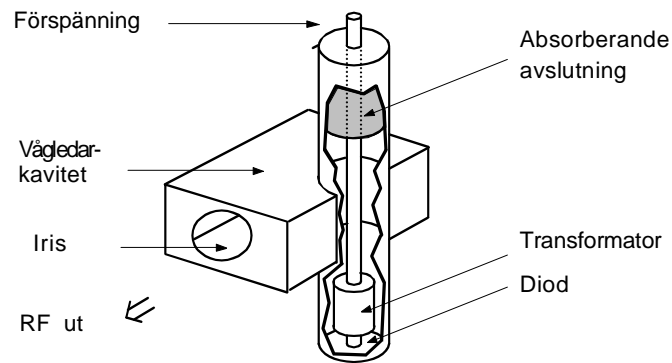
Anslutningspinnen ovanför skivan fungerar som en induktans. Om pinnens längd ökas, eller dess diameter minskas, så kommer den ökade induktansen att ge en frekvensminskning.

Skivan ger en kapacitiv koppling till omgivningen. Om skivans diameter eller tjocklek ökas, så ökar kapacitansen, dvs frekvensen minskar.

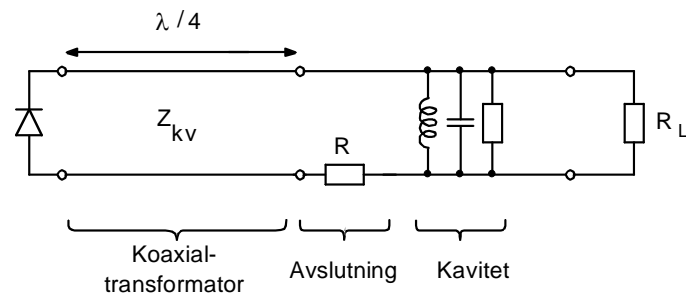
Q-värdet för Radial-Disc oscillatoren blir ca 100. Vågledarkortslutningen påverkar hur stark kopplingen till vågledaren blir, dvs uteffekten.

Koaxialkopplad vågledarstabiliserad oscillator

Oscillatorkretsarna med dioden monterad direkt i kaviteten ger de lägsta förlusterna, dvs max uteffekt. Nackdelen är att det ofta blir hysteres i avstämningen, med både frekvenshopp och amplitudhopp. Den koaxialkopplade vågledarkaviteten har visserligen något högre förluster, men dess avstämning fungerar mycket bättre.



Dioden är monterad i ena änden på en koaxialledning, som är kopplad till en vågledarkavitet, vilken i sin tur är kopplad till belastningen. Den andra änden på koaxialledningen är RF-mässigt avslutad, men DC-isolerad, så att dioden kan förspännas. Närmast dioden har koaxialledningen en kvartvågstransformator för att uppnå lämpligare impedansnivå.

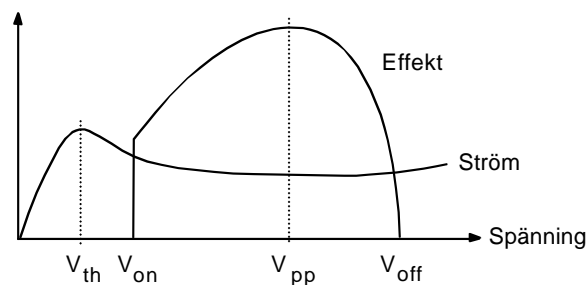


Vid resonans är R försumbar, men för frekvenser som kraftigt avviker från resonans, blir den totala impedansen lika med R . Det betyder att svängningar på fel frekvens blir resistivt avslutade och därmed utdämpade.

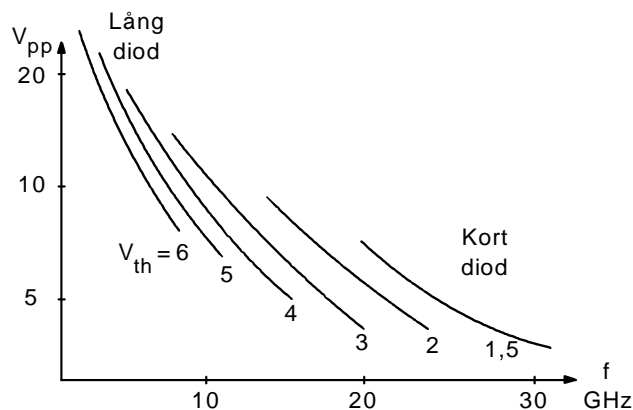
Koaxialledningen har lågt Q -värde och vågledarkaviteten har mycket högt Q -värde. Det betyder att det är kaviteten som bestämmer frekvensen, och att det är där som frekvensavstämningen sker.

Förspänning av Gunndioden

En Gunndiod måste förspännas för att dioden ska uppnå sitt område med negativ resistans. Vid en viss förspänning startar oscilleringen (turn-on voltage). Vid högre spänning får man högre uteffekt, tills man når maxeffekten (peak-power voltage). Vid ytterligare högre spänning så minskar effekten ganska snabbt, tills den helt upphör (turn-off voltage).



Gunn diodens frekvens bestäms av den tid det tar från en domäntransport till nästa. Drifhastigheten bestäms av det elektriska fältet i arbetspunkten, dvs förspänningen. Man kan alltså ändra frekvensen med hjälp av förspänningen, under förutsättning att den övriga kretsen har tillräckligt lågt Q -värde. Avstämningen kan bli så stor som 2:1, dvs en oktav. När förspänningen ökar så minskar hastigheten, det betyder minskad frekvens.



En kortare diod (kort drifttid) är lämplig för högre frekvenser. Istället för diodlängd har här dess motsvarande V_{th} angivits.

Drifhastigheten är även beroende på temperaturen. Vid konstant elektriskt fält kommer hastigheten att öka då temperaturen minskar. Det betyder att diodens frekvensområde förskjuts mot högre frekvens då temperaturen minskar.

Drivspänningen bör väljas i området närmast under V_{pp} . Om spänningen ligger nära V_{on} kan man få startproblem och mode-hopp vid kyla. Med 20 % marginal klarar man kallstarter ner till -40°C .

Spänningar större än V_{pp} ger lägre uteffekt, dvs sämre verkningsgrad. Den blir då onödigt varm, dvs får kortare livslängd.

Områdena nära V_{on} och V_{off} ger en kraftig förändring i amplituden. Dessa områden har alltså kraftigt AM-brus.

Behöver man stort avstämningsområde bör man istället välja varaktoravstämning.

Felaktiga svängningsmoder

Om man använder en kavitet med högt Q-värde så bestäms frekvensen av kavitetens resonansfrekvens. Men om moder för högre frekvenser finns i resonatorn så kan man få problem. Oscillatorn kan då hoppa till dessa moder, så att effekten på den önskade frekvensen plötsligt minskar. Det ger också startsvårigheter och instabilitet vid lägre temperaturer.

Dessa felaktiga moder måste elimineras, eller förskjutas mot högre frekvens, där oscillering inte kan ske. De tre vanligaste moderna är:

Högre kavitetets moder
Koaxiala moder hos diodmatningen
Radiella moder i förspänningskretsen

Grundmoden i kaviteten påverkas inte av kavitetens höjd. Högre moder kan däremot bli eliminerade genom att minska höjden. Tyvärr minskar resonatorns Q-värde också. Det betyder högre FM-brus. Man får alltså göra en kompromiss med höjden.

Koaxialmoden är den resonansfrekvens som bestäms av dioden och dess anslutningspinnar. Resonans sker för den frekvens, då avståndet från tak till botten är en halv våglängd. Genom att man monterar dioden halvvägs mellan tak och botten så elimineras den moden. Nästa koaxialresonans ligger dubbelt så högt i frekvens.

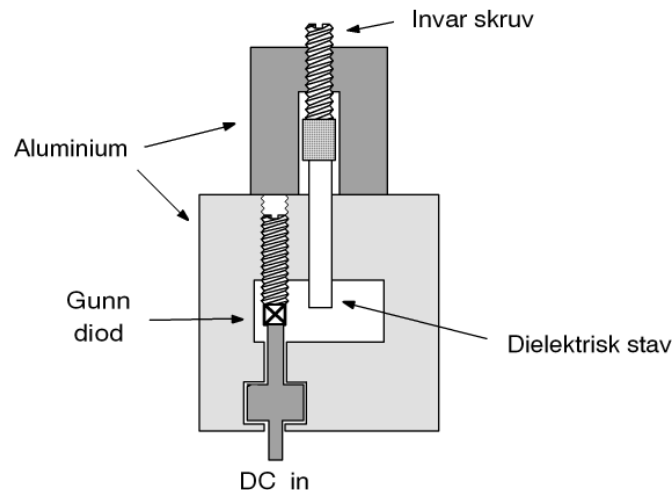
Genomföringen för DC-förspänningen utförs som ett lågpass filter. Den ska kortsluta alla RF signaler. Tyvärr kan det bildas radiella moder inuti filtret, om man inte börjar med en effektiv kondensator intill vågledarväggen.

Temperaturberoende

Oscillatorfrekvensen påverkas av temperaturen på två sätt. Dels ändras kavitets resonansfrekvens på grund av att metallen expanderar då temperaturen ökar. Den andra orsaken är att diodens kapacitans ändras med temperaturen.

Diodens kapacitansvariation visar sig speciellt då kretsens Q-värde är lågt (<100). En Gunndiod har en kapacitansdrift på ca 10^{-4} pF/°C. Vid ett Q-värde på 10 blir frekvensdriften -1 MHz/°C på X-bandet. Q-värdet 100 ger -100 kHz/°C

När metallen utvidgas av temperaturökningen så blir kaviteten större. Resonansfrekvensen kommer då att minska i motsvarande grad. Aluminium expanderar 25 ppm/°C. Det motsvarar en drift av frekvensen på -250 kHz/°C på X-bandet. Koppars expanderar 15 ppm/°C så att driften blir 150 kHz/°C. Invar är en metall som har speciellt låg längdutvidgningskoefficient, ca $1,5$ ppm. Det blir på X-bandet ca -15 kHz/°C. För att få högt Q-värde så pläteras kaviteten med silver. Med en kavitet av koppars eller mässings får man ett frekvensskift på ca 3 MHz/°C vid 60 GHz. Ett temperaturområde på 40 °C ger då en total drift på 120 MHz.



Temperaturutvidgningen kan också utnyttjas för att kompensera frekvensdriften. Kaviteten avstäms med en dielektrisk stav som sitter på ett metallrör. Metallrörets längd avpassas så att avstämningen precis kompenserar frekvensdriften från kavitets expansion. Man kan till och med låta avstämningen kompensera för både kavitets expansion och diodens variation. Oscillatoren kan då få en så liten temperaturdrift som $0,5$ ppm/°C.

Stabilitet

Frekvensen från en oscillator ligger aldrig helt perfekt still. Med stabilitet menar man hur liten frekvensvariationen är. Man kan dela upp frekvensvariationen i dels en långsam förändring och dels en snabb variation.

När man betraktar den snabba frekvensvariationen så talar man oftare om dess FM-brus istället för stabilitet.

Den långsamma variationen (long term stability) beror på flera faktorer:

- Temperaturvariationer i diod och resonator
- Åldring av dioden
- Variation av luftfuktigheten
- Belastningsvariation (pulling)
- Variation av förspänningen (pushing)

Åldringen beror på yteffekter i själva diodytan och är svåra att kontrollera. Impatt dioden har större variation av yteffekten än Gunn dioden. Det beror på att Impatt dioden arbetar med högre inre fältstyrkor. De har också större kapacitans per ytenhet.

Fuktigheten inverkar kraftigt på frekvensen. För att få en stabil frekvens, så måste kaviteten vara hermetiskt tillsluten.

Oscillatorns frekvens bestäms av den totala kretsen, inklusive belastningen. För att få så små frekvensvariationer som möjligt, ska man välja en resonator med högt Q-värde och svag koppling till belastningen. I annat fall får man använda en cirkulator eller isolator för att minska belastningsvariationerna.

Eftersom man kan avstämman en oscillator med dess drivspänning, så betyder det också att hög stabilitet kräver en konstant drivspänning utan rippel eller brus.

För att uppnå stabiliteten 0,5 ppm med en Gunn diod, måste man alltså välja en vågledarkavitet av invar, som är temperaturkompenserad med en dielektrisk avstämning. Den ska också vara hermetiskt tillsluten och kanske uppvärmd till en konstant temperatur. Om man kräver ännu högre stabilitet kan man använda kombinationen kristalloscillator - multiplikator. Är den monterad i en ugn med konstant temperatur blir stabiliteten 0,01 ppm. Utan ugn blir stabiliteten ca 1 ppm.

Pulsad oscillator

En oscillator kan pulsas genom att koppla dess drivspänning till och från. Stigtiderna kan bli mycket korta, några ns för Gunn, men det ställs då stora krav på drivkretsarna. Om det är höga effekter blir problemen ännu större. Impatt behöver ca 40 V och 10 A med snabba stig- och falltider. Det gör att drivkretsen ofta blir lika dyr som oscillatoren. Gunn drivs vanligtvis med en spänningskälla, och Impatt med en strömkälla.

För att få korta pulser ska så lite energi som möjligt lagras i resonatorn. Vågledare med reducerad höjd och med kortslutningen så nära dioden som möjligt är lämpligt. Q-värdet ska vara så litet som möjligt, men ändå tillräckligt stort för att klara stabiliteten. En kompromiss är ett Q-värde på 200 - 400

En diodoscillator har mycket låg verkningsgrad. Dioden blir därför mycket varm. Det är temperaturen som begränsar maximala uteffekten. Om oscillatoren istället pulsas så hinner den inte värmas upp så mycket, och mellan pulserna hinner den kylas ner. En Impatt diod kan vid pulsning ge 10 ggr mer effekt än vid CW.

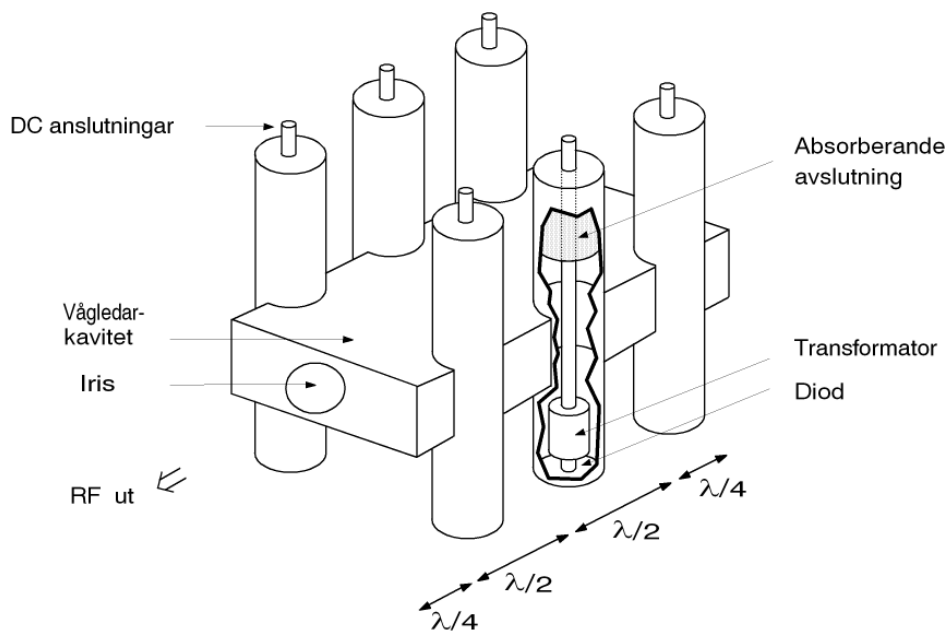
När drivspänningen ansluts kommer den tillförda effekten att värma upp dioden. Diodens impedans kommer då att ändras, vilket för med sig att frekvensen ändras. Denna frekvensdrift under puls kallas "chirp". En 5 W oscillator på 18 GHz ger 30 MHz chirp på 0,5 μ s. När dioden väl blivit uppvärmd sker ingen mer frekvensändring. Den har då uppnått sitt CW-tillstånd.

Eftersom mottagarbandbredden ofta är liten så måste frekvensdriften minskas. Om Q-värdet ökas så försämrast istället stigtiden. Ett lämpligare sätt är att injektionslåsa oscillatoren till en lågeffekt CW oscillator. En annan lösning är att använda en varaktordiod för att kompensera frekvensdriften. En del av drivpulsen ansluts då via en lämplig RC-krets till varaktorn. Med varaktorkompenserad pulsning får man en chirp på ca 2 MHz.

En högeffekt InP-diod har en lång fördröjning mellan drivpuls och RF-start. Dessutom har fördröjningen ett jitter som inte går att kompensera. Fördröjningen och jittret går att få bort med hjälp av en lågeffekt GaAs-diod som startas 10 - 20 ns före effektdioden. Vid tillslag behöver alltså inte signalen byggas upp ända från termiska brusnivån. En sådan injicerad start kallas "priming".

Kurokawa effektkombinering

För att få högre effekt används en diod med större area. Men det ger dioden också lägre impedans, så att det kan bli svårt att anpassa den till vågledaren. Man kan undvika impedansproblemet genom att sammansätta fler dioder i samma kavitet.



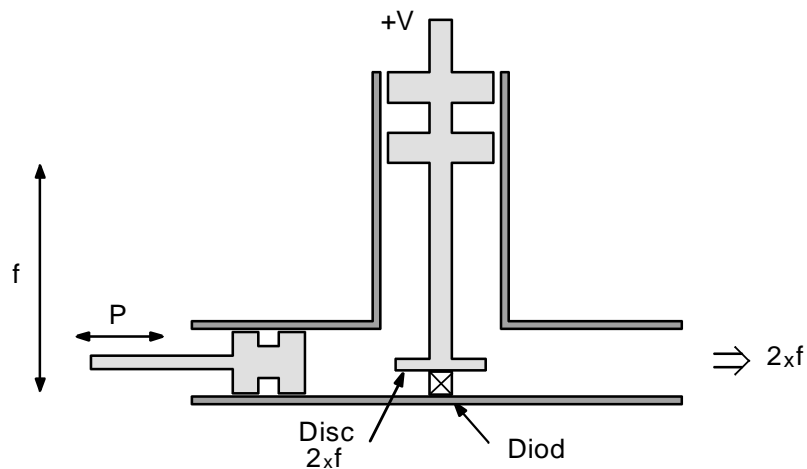
Kurokawa effektkombinering består av ett flertal koaxialkopplade dioder med gemensam kaviteresonator. Koaxialledarna kopplar till det magnetiska fältet längs kavitetens periferi. Avståndet mellan dioderna är $\lambda_g/2$ och avståndet fram till vågledarens kortslutning, respektive iris, är $\lambda_g/4$.

Med 12 dioder kan man nå upp till 100 W pulseffekt på 94 GHz. Nackdelen är att den stora kaviteten begränsar bandbredden till mindre än 1%.

Med 4 Impatt dioder kan man få 2 W CW på 60 GHz. Verkningsgraden på själva kombinationen är då 70%.

Harmonisk oscillator

Både Gunn och Impatt har olinjär kurvform för ström och spänning. Det betyder att utsignalen innehåller övertoner. Man kan på olika sätt bygga en oscillator som kopplar ut övertonen och blockerar grundtonen.



Gunndioden och koaxialkaviteten fungerar som en oscillator på grundfrekvensen. Frekvensen bestäms av koaxialledningens längd. Vågledaren är anpassad för dubbla frekvensen, och spärar denna låga grundfrekvens (cut-off frekvensen för vågledaren ligger mellan grundton och överton). Grundtonen är alltså reaktivt avslutad. Dubbla frekvensen anpassas med radial-disc till vågledaren på utgången. Den förskjutbara kortslutningen används här för att optimera uteffekten för övertonen. Eftersom den ligger i vågledarsektionen kan den inte påverka grundtonens frekvens. Den yttre lasten är också ansluten via vågledaren och kan därför inte påverka frekvensen på grundtonen. Det behövs alltså ingen isolator för att minska pulling.

Upp till ca 60 GHz fungerar Gunndioden som en oscillator för grundfrekvensen. Verkningsgraden är då 5 - 10 %.

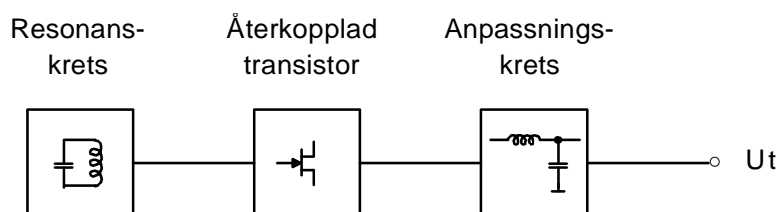
Ovanför 60 GHz används istället diodens övertoner. Dubbla frekvensen, dvs 60 - 120 GHz, får en ganska låg verkningsgrad, 1 - 2 %. Men uteffekten blir högre (10 - 30 mW) än med en separat frekvensdubblare. FM bruset är naturligtvis större för övertonerna än för grundtonen. Men bruset är mindre än för en Impatt.

Gunniod av InP har dubbelt så hög gränsfrekvens som GaAs. Den arbetar som grundtonsoscillator inom 60 - 120 GHz. Uteffekt och verkningsgrad är dessutom lite högre än för GaAs.

140 GHz kan man nå med andra övertonen från InP Gunn. Man kan också använda 3:e övertonen från en GaAs Gunn. Men oscillatorns 3:e överton är ca 10 dB lägre än dess 2:a överton. Ett annat alternativ är att blanda grundton och 2:a överton i en separat mixer.

4. Transistor oscillator

En transistor är en tvåport med separat in- och utgång. Den är inte någon negativ resistans, utan den är stabil i sig. För att den ska självsvänga behöver den återkopplas. Den positivt återkopplade transistorn kan då betraktas som en negativ resistans.



Förutom en negativ resistans behövs en frekvensbestämmande resonanskrets, samt en anpassningskrets till utgången. Sammanlagt behövs det minst tre komponenter runt transistorn. I sin enklaste form blir det en T- eller π -krets.

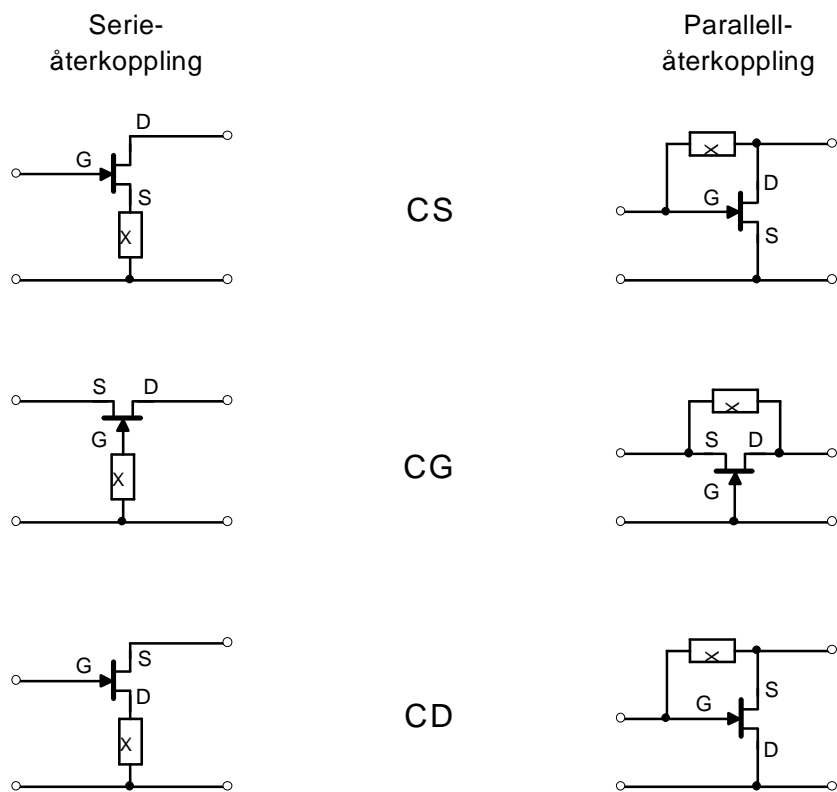


Lasten kan sedan kopplas i serie med någon av T-kretsens impedanser, eller parallellt med någon av π -kretsens impedanser.



Kretsarna kan ritas på olika sätt, men det är fortfarande samma T- och π -nät. De kan också kallas serie- respektive parallellåterkopplad oscillator. Parallellåterkoppling innebär att spänningen kopplas tillbaka från ut- till ingång genom återkopplingselementet. Vid serieåterkoppling är det strömmen på utgång som går genom det gemensamma återkopplingselementet och alstrar en spänning i ingångskretsen.

Man kan välja transistortyp, bipolär eller FET. Återkopplingsnät T eller π , dvs serie- eller parallell återkoppling. Man kan valfritt välja lastens placering, dvs var effekten ska tas ut. Dessutom kan man välja vilken punkt som ska vara jord, dvs gemensam emitter (source), gemensam bas (gate) eller gemensam kollektor (drain). Vilken av alla kombinationer man väljer bestäms av den praktiska realiseringen, dvs möjliga impedanser, förspänningskretsar, kylning avstämningssområde mm.



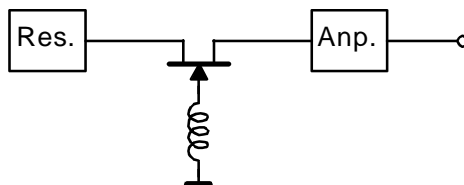
FET transistorn kan serie eller parallellåterkopplas, och den kan ha gemensam source, gate eller drain. På ena sidan finns dessutom en reaktiv avslutning, t.ex. en resonator. På andra sidan kretsen finns en anpassning mot lasten.

Serieåterkopplingen består vanligen av en liten induktans. Reaktiva avslutningen på ingången är då kapacitiv.

Parallellåterkoppling sker vanligen genom en kapacitans. Ingången ska då avslutas induktivt.

På mikrovåg är reaktanserna av storleksordning pF och nH. Ofta kan man helt eller delvis använda transistorens inre strökapacitanser och tilliednings-trådarnas induktanser.

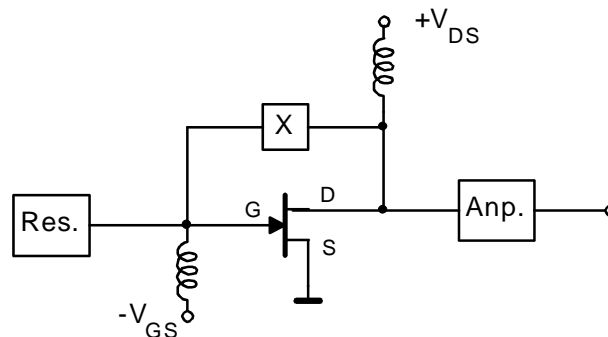
Common Gate



Induktansen på 0,2 - 2 nH får man av anslutningstråden (bondtråden). Det gäller att inte välja för stor induktans. Frekvensen kan alltid kompenseras i avstämningsskretsen, men även den negativa resistansen ökar då återkopplingen ökar. Det ger starkare oscillering, transistorn drivs längre in i sitt olinjära område. Övertoner ökar alltså i styrka. Det kan till och med uppstå undertoner.

Fördelen med common-gate är att den lätt kan avstämmas över ett stort frekvensområde. Den används därför ofta till VCO

Common Source

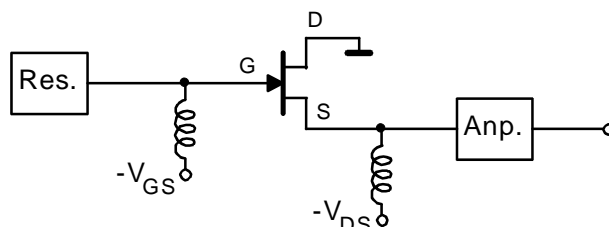


Fördelen är att source är ansluten direkt till jord. Den får där god kylning och kan användas på lite högre effekter.

Återkopplingen kan ske med en kondensator, resonator eller en bit ledning. Med denna återkopplingsreaktans kan oscillatoren inte avstämmas lika bredbandigt som common-gate. Den används därför till fast avstämda oscillatorer, t.ex DRO

En annan vanlig koppling med common-source är serieåterkoppling med en kapacitans.

Common Drain

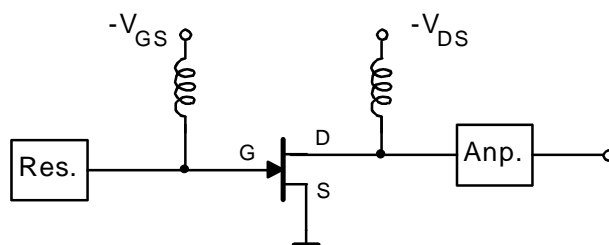


En common-drain koppling har låg förstärkning, men en naturlig tendens att självsvänga. En FET har en stor intern kapacitiv återkoppling. Med lämplig impedans på source blir det en negativ resistans på gate.

Det behövs alltså en FET med jordad drain. Men tillgängliga transistorer är normalt source-jordade.

Reverse Channel

Ett bättre sätt än med common-drain är att vända kanalen i en common-source. Den kallas då reverse-channel.



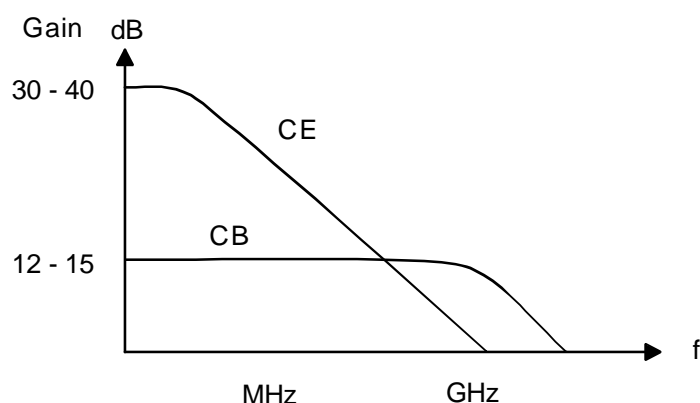
Man vänder på kanalens riktning genom att ändra polaritet på drivspänningen V_{DS} . Men det är viktigt att spänningen på gate är ännu mer negativ så att diodövergången till gate blir backförspänd.

Förstärkarsteget är icke-inverterande och transistoren har en intern återkoppling. Med lämpliga impedanser på omgivningen kan man lätt få den att självsvänga.

Den är bredbandigt avstämbar. Behöver bara ett spänningsaggregat (en polaritet). Eftersom source är direkt ansluten till jord kan den användas för att ge lite högre effekter. Som reverse-channel kan man använda de FET transistorer som har gate symmetriskt placerad i kanalen.

Bipolär transistor

Den bipolära transistorn är vanligen kopplad med gemensam bas eller gemensam emitter. Man kan naturligtvis göra en oscillator med gemensam kollektor också, men den får instabilitetsproblem. Den ger spurious-oscilleringar och olinjär avstämning.

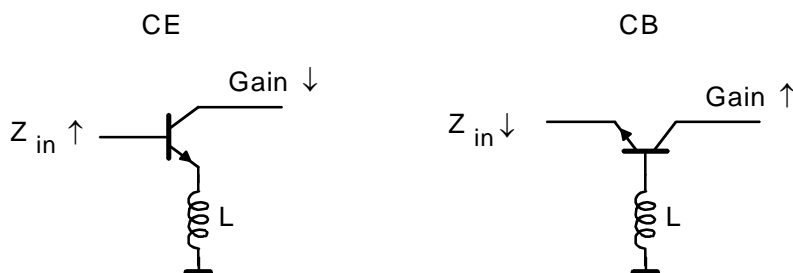


En koppling med gemensam emitter har mycket hög förstärkning, upp till ca 40 dB, på låga frekvenser. Vid högre frekvenser avtar förstärkningen med 6 dB/oktav. Gemensam-bas har mycket lägre förstärkning vid låga frekvenser, ca 12 - 15 dB. Men den behåller sin förstärkning längre upp i frekvens. Common-base är alltså lämplig som oscillator på mikrovåg.

Gemensam kollektor

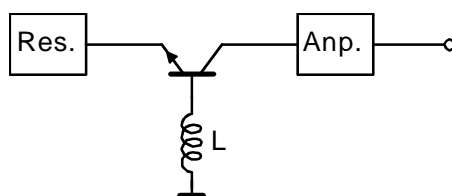
En krets med gemensam kollektor självsvänger mycket lätt med en kapacitiv belastning på emittern. Basen uppvisar en negativ resistans med en kapacitiv reaktans. Det behövs därför en yttre induktans för att ge oscillatorns frekvens. Den har negativ resistans över ett mycket stort frekvensområde. Tyvärr har den problem med spuriousoscilleringar, som måste förhindras. Fördelen är att kollektorn finns i botten på transistorchipet och kan få god kylning mot jord.

Serieåterkoppling



Med en liten induktans i den gemensamma ledningen, får man serieåterkoppling. Common-emitter ger negativ återkoppling med en minskning av förstärkningen. Common-base ger positiv återkoppling, dvs en ökning av förstärkningen. Ökar man induktansen blir förstärkningen allt högre, och så småningom börjar den självsvänga.

Induktansen i common-emitter adderar ett tillskott till inimpedansen. I common-base kopplingen minskas inimpedansen med återkopplingen. Med tillräcklig induktans får man en negativ impedans. Den är alltså lämplig som oscillator.

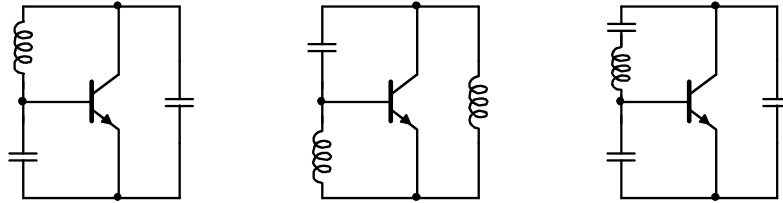


En oscillator har ofta den frekvensbestämmande kretsen på ena sidan av transistorn och anpassning till utgången på andra sidan. Frekvens och uteffekt kan då optimeras var för sig. Anpassningen kan dessutom dimensioneras så att den kompenserar för oscillatorns effektvariationer då frekvensen ändras. Kretsen med common-base kan avstämmas över två oktaver.

Induktansen i återkopplingen är på mikrovåg mycket liten. En liten bondtråd (0,5 mm lång och 25 μm diameter) räcker för att ge tillräcklig reaktans för oscillering.

Parallellåterkoppling

Vid parallellåterkoppling kan transistorn också kopplas med gemensam emitter.



Colpitt-oscillatoren har en kapacitiv spänningsdelning i återkopplingen. Hartley-oscillatoren har ett induktivt återkopplingsnät. Colpitts har den fördelen att den kan utnyttja transistorns inre parasitreaktanser. Clapp-oscillatoren är en variant av Colpitts, men med högre stabilitet. Spolen har här ersatts med en serie-resonanskrets. Hartley är tyvärr svårare att bygga på mikrovåg.

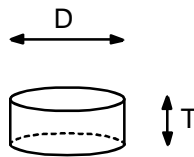
5. DRO

Oscillator med dielektrisk resonator

En oscillator består av ett aktivt element och en frekvensbestämmande resonanskrets. Resonatorn kan bestå av en bit transmissionsledning, t.ex. en vågledare, koaxialledare eller dielektrisk vågledare.

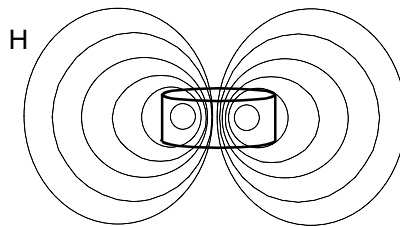
Vågledarkaviteten kan vara rektangulär eller cylindrisk. Dielektriska resonatorn är vanligen cylindrisk. Resonatorns frekvens bestäms av dess storlek.

Dielektrisk resonator



Resonatorn kan ha många olika svängningsmoder. För att få rätt mode ($TE_{01\delta}$) och högt Q-värde, ska förhållandet mellan diametern och tjockleken vara

$$D/T = 2,2 - 3 \quad \text{vanligtvis } 2,5$$



Den dielektriska kaviteten har ett ganska högt dielektricitetsstal (ϵ) så att den största delen av fältet innesluts i dielektrikat. Med $\epsilon = 40$ innehåller cylindern >95 % av lagrade elektriska energin, och >60 % av lagrade magnetiska energin. Resten av fältet finns strax utanför dielektrikat, och avtar ganska snabbt.

Material

Med titanoxid (TiO_2) kan man få $\epsilon=100$ och Q-värde 10 000 vid 4 GHz. Men den ger en mycket dålig frekvensstabilitet vid temperaturvariationer. Den har en temperaturkoefficient på ca 100 ppm/°C. Med en blandning av barium och titan (och andra tillsatser), får man ett keramiskt dielektrika med ett ϵ på ca 38 och mycket högt Q-värde. Dessa blandningar är också mycket temperaturstabila.

Med olika materialsammansättningar kan man välja en temperaturkoefficient mellan -9 och +9 ppm/°C. Ofta väljer man ca 1 - 3 ppm/°C för att lagom kompensera transistorernas negativa temperaturkoefficient.

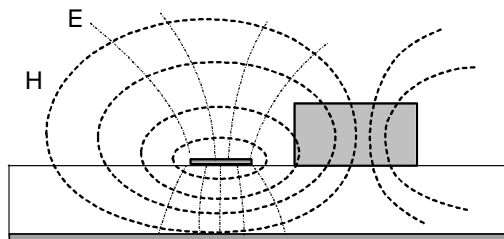
Frekvens

Dielektriska resonatorer används ofta till oscillatorer inom 3 - 18 GHz.

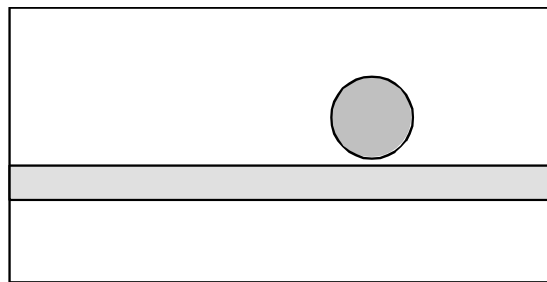
På lägre frekvenser blir resonatorn stor och klumpig. Det finns materialsammansättningar som har $\epsilon = 90$. De har lägre Q-värde, men är användbara på frekvenser lägre än 1 GHz. Ett stort dielektricitetsstal innebär ju reducering av storleken. Våglängden står i proportion till $\sqrt{\epsilon}$.

På mm-våg är det svårt att tillverka de mycket små cylindrarna. Det är klart enklare att tillverka rektanglar eller sfärer då dimensionerna är mindre än 1 mm. En resonator på mm-våg har vanligen ett lägre dielektricitetsstal ($\epsilon = 25$ till 30) för att de inte ska bli för små.

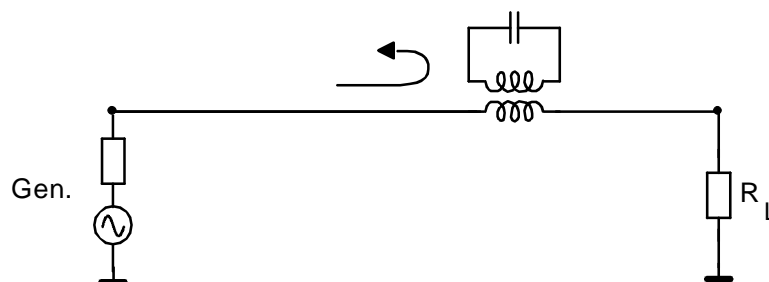
Koppling till en stripledare



Om en cylindrisk resonator står på ett laminat, kommer dess magnetfält att vara orienterat så att den kopplar till en närliggande stripledare.

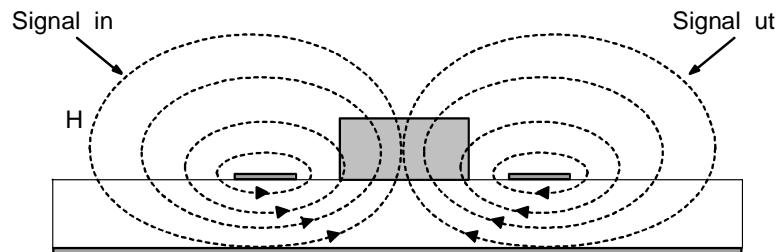


Resonatorn är alltså en resonanskrets som är induktivt kopplad till ledningen.

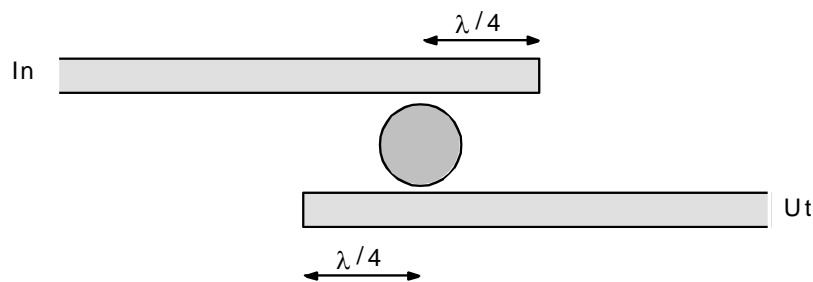


Vid resonans uppträder den som en hög impedans i serie med ledningen. Signalen reflekteras tillbaks. Kretsen fungerar som ett bandspärrfilter.

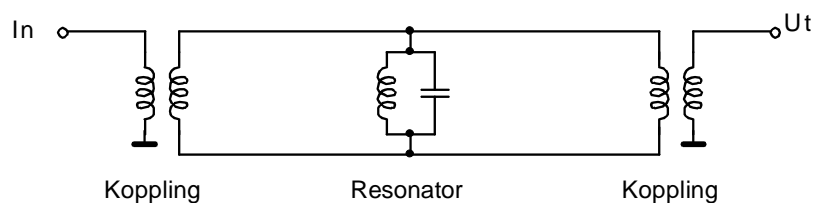
Koppling mellan två stripledare



Med ytterligare en ledare, på andra sidan resonatorn, blir resonanskretsen kopplad till båda ledarna. Man får alltså en överföring av signalen till andra ledaren.



Resonatorn placeras där magnetfältet är som starkast, dvs $\lambda/4$ från den öppna änden av ledningen. Kopplingens storlek beror på avståndet mellan resonatorn och ledaren.



Det är bara den rätta frekvensen, resonansfrekvensen, som kopplar till resonatorn. Kretsen får alltså en bandpasskaraktär.

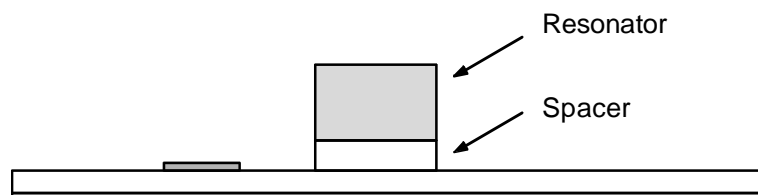
Q-värde

Dielektricitetsstalet är konstant över hela frekvensområdet. Men förlusterna (förlusttangentsen) ökar proportionellt med frekvensen. Q-värdet kommer därför att avta med frekvensen.

Q-värde	frekvens
10 000	4 GHz
7 000	10
5 000	20
3 000	26

På mm-våg får man nöja sig med ett lägre Q-värde. Dessutom är det så att oscillatorns aktiva element har lägre förstärkning på högre frekvenser. Det kräver då hårdare koppling, med lägre Q-värde som följd.

En liten del av fältet finns även utanför resonatorn. Q-värdet kommer därför att minska 10 - 20 % på grund av förluster i lådans metallväggar, kretskortet samt limmet för fastsättningen av resonatorn. Det belastade Q-värdet för kretskopplingen blir naturligtvis ännu lägre.



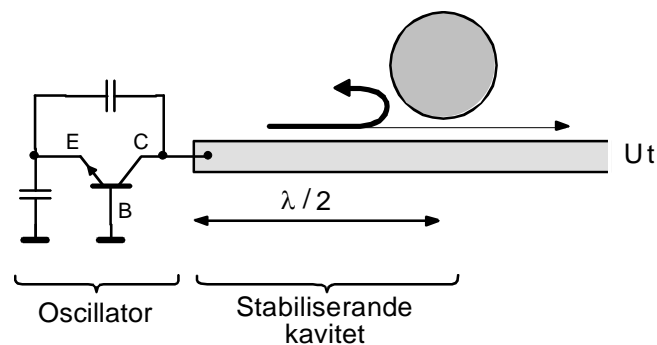
Genom att montera resonatorn en bit upp från jordplanet får man högre Q-värde. Med en distansbricka minskar man förlusterna från jordplanet. Kvarts har låga förluster. Ett kvartsrör kapas till ungefär samma längd som resonatorns tjocklek.

När resonatorn närmar sig ledningen kommer reflektionsfaktorn att öka. Men om resonatorn kommer för nära ledningen, eller rent av över ledningen, kommer Q-värdet att kraftigt minska. En kompromiss blir med reflektionsfaktorn $\Gamma \approx 0,9$.

Oscillatorkopplingar med dielektrisk resonator

Oscillatorerna kan delas upp i två grupper. Den ena är en frisvängande oscillator med en yttre stabiliserande dielektrisk resonator. I den andra varianten ingår dielektriska resonatorn som ett krets-element i själva oscillatoren. Den självsvänger alltså inte utan resonatorn. Man skiljer i det här fallet på om oscillatoren är serieåterkopplad eller parallellåterkopplad med hjälp av dielektriska resonatorn.

Dielektriskt stabiliserad oscillator

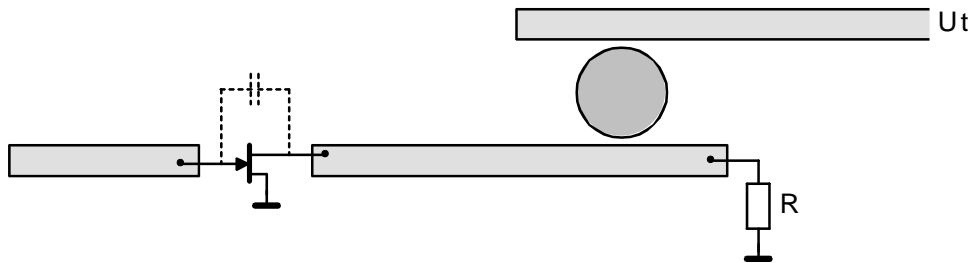


Oscillatoren kan vara av valfri typ (bipolär, FET eller diod). Svängningskretsen i oscillatoren har lågt Q -värde. Det är alltså en oscillator som starkt påverkas av lasten (dålig pulling). Dielektriska resonatorn ligger i serie med yttre lasten. Resonatorn reflekterar tillbaks en viss del av signalen. Det påverkar (injektionslåser) oscillatorns frekvens. Oscillatoren blir alltså stabiliserad av resonatorns höga Q -värde.

Ju hårdare resonatorn är kopplad till ledningen desto mer signal reflekteras tillbaks. Oscillatoren blir då bättre stabiliserad. Totala Q -värdet blir större. Men uteffekten minskar i samma grad som reflektionen ökar. Man får alltså nöja sig med en kompromiss, med lägre Q -värde lägre uteffekt och sämre fasbrus än det optimala.

Eftersom den stabiliserade oscillatoren innehåller två resonanskretsar, kan man få problem med frekvenshopp och hysteres inom dess avstämningsområde.

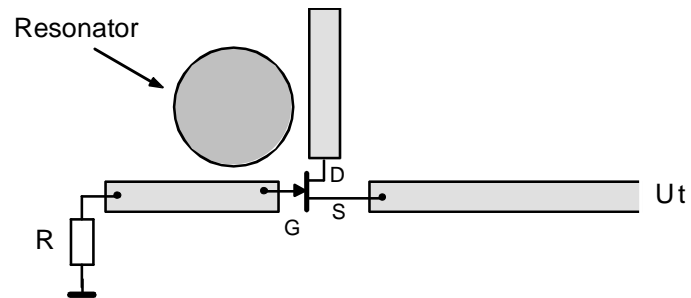
Kretsen är dessutom känslig för variationer i lasten. Det kan behövas ett isolerande steg efter resonatorn för att inte frekvensen ska påverkas för mycket.



Genom att ta ut signalen på andra sidan om resonatorn säkerställer man att endast den rätta frekvensen kommer ut. Nackdelen är att uteffekten blir ganska liten. Hårdare koppling till resonatorn ger högre utsignal, men på bekostnad av lägre Q-värde.

Dessa båda kretskopplingar kallas ibland "Reflection type" respektive "Transmission type"

Parallellåterkopplad DRO

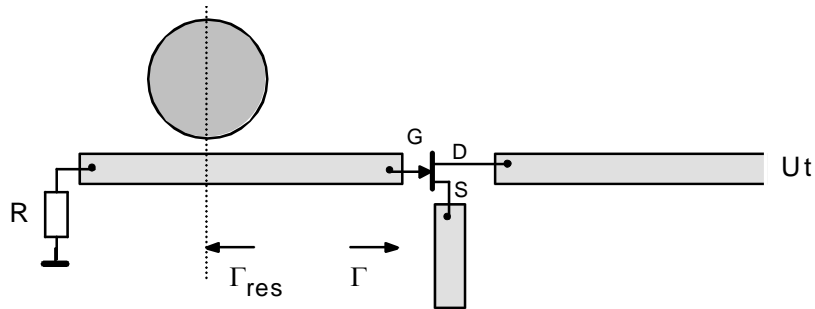


Signalen förstärks i transistorn och återkopplas via resonatorn. Med tillräckligt hård koppling är den återkopplade signalen så stor att kretsen kan självsvänga.

Eftersom resonatorn kopplar starkt till båda ledningarna blir Q -värdet lägre, dvs högre fasbrus. För att få lågt fasbrus behövs ett förstärkarsteg med hög förstärkning.

Motståndet R undertrycker felaktiga svängningsfrekvenser. Utsignalen kan alternativt tas från anslutningen till drain. Source blir då jordad och får bättre kylning.

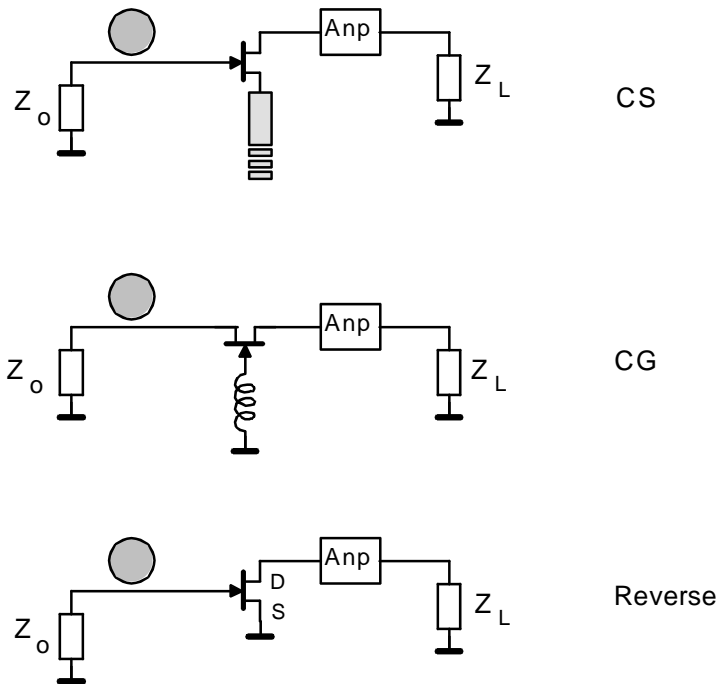
Serieåterkopplad DRO



Med lämplig reaktans på source får man en negativ impedans på gate, dvs reflektionsfaktor större än 1. Dielektriska resonatorn ger, vid resonans, stor reflektion åt andra hållet, så att kretsen kan självsvänga. Övriga frekvenser blir effektivt dämpade av avslutningsmotståndet R .

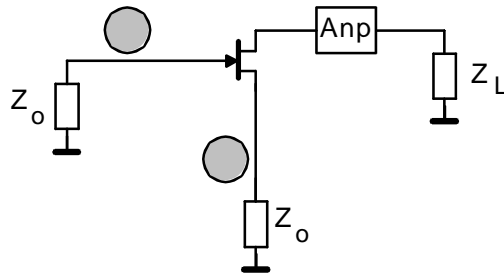
Resonatorn har här anslutits till transistorens ingång. Den är isolerad från utgången av den mycket låga drain-gate kapacitansen. Oscillatorn kan därför optimeras både för högt Q -värde på ingången och hög effekt på utgången. Isolationen gör att den också blir mindre lastkänslig.

En annan fördel med serieåterkoppling är att det är lättare att placera resonatorn i förhållande till enbart en ledning. Parallellåterkoppling behöver justera resonatorn till två ledningar med kopplingsfaktorer som påverkar varandra.



Transistorn kan kopplas med gemensam source, gate eller drain (reverse channel). Återkopplingen ger självsvängning. Resonatorn bestämmer frekvensen. Anpassningen på utgången optimerar uteffekten.

Dielektriska resonatorn reflekterar inte all effekt. En liten del av effekten hamnar i avslutningsmotståndet Z_o . Det betyder att man vid behov kan få en svag utsignal även där.



Med resonator på både gate och source blir den negativa resistansen begränsad till ett mycket litet frekvensområde. Alla andra frekvenser blir resistivt dämpade (50Ω).

Resonatorerna är mycket smalbandiga. Den övriga kretsen är däremot bredbandig. Det betyder att kretskopplingen kan användas inom ett stort frekvensområde. Frekvensen bestäms av resonatorernas storlek. Dessa placeras sedan med lämplig koppling och på lämpligt avstånd från transistorn.

Långtidsstabilitet

Oscillatorns frekvens ändras långsamt vartefter som den åldras. Frekvensdriften beror främst på en förändring av gatekapacitansen C_{gs} . En förändring på 10% ger 20 - 100 ppm frekvensavvikelse. Denna förändring av C_{gs} motsvarar 2-3 % förändring av S-parametrarna. Vid tillverkningen kan man välja ut de FET exemplar som har extra låg drift av C_{gs} . Genom att för-åldra under hög temperatur kan frekvensdriften begränsas till ca 20 ppm/år.

Vid högre temperaturer ändrar sig frekvensen snabbare, och driften blir större. Transistorn bör därför inte arbeta på sin maxeffekt. Vid halva maxeffekten kan man hålla temperaturen $<150^{\circ}\text{C}$ så att frekvensdriften blir liten. Det betyder också att oscillatorns uteffekt blir lägre och måste följas av en förstärkare. Men som förstärkare gör det inget om en transistor går på max effekt. Förstärkningen varierar högst $\pm 0,3$ dB då transistorns alla parametrar driver 10%. Dvs lika mycket som för 60°C temperaturvariation.

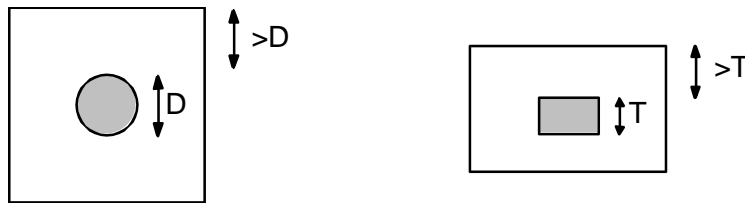
Dielektriska resonatorn är långtidsstabil. Den limmas fast med ett epoxilim. Det är viktigt att dielektriska resonatorn är ordentligt rengjord och limfogen är felfri, utan sprickor.

Övriga komponenter monteras med varmluft. Genom att båda sidorna på komponenterna löds samtidigt, minimeras de termiska mekaniska spänningarna. Man kan på så sätt få en DRO med nästan lika låg frekvensdrift som för kristall-oscillatorn.

Vid digital kommunikation är det viktigt att oscillatorn inte alstrar fastransienter. De kan orsakas av mekaniska spänningar då den utsätts för temperatur och tryckvariationer. Andra orsaker till fastransienter är kall-lödningar och sprickbildningar i komponenterna.

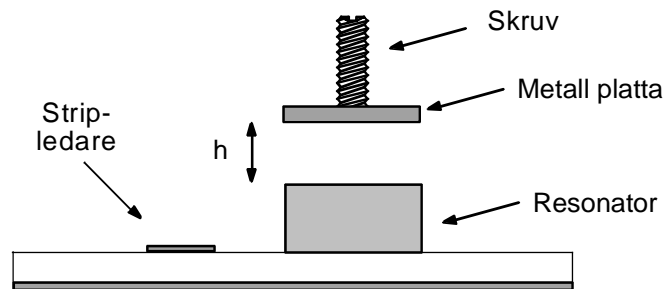
Låda

Eftersom det finns ett elektromagnetiskt fält även runt omkring resonatorn, så påverkas resonansfrekvensen av omgivningen.



Lådan till oscillatoren behöver ha sina väggar på ett avstånd så stort som resonatorns diameter. Lock och botten bör vara på en tjockleks avstånd. Det är enklast och billigast att montera oscillatorkretsen i samma låda. Men för bästa stabilitet ska transistor-kretsarna monteras i en låda för sig. Det gör man dels för att få så högt Q-värde som möjligt, och dels för att undvika oönskade återkopplingar.

Mekanisk avstämning



Frekvensen kan avställas genom att en metallskiva skruvas upp och ner ovanför resonatorn. Man kan på så sätt uppnå 10% avställningsbandbredd, fast 1% är vanligare.

$h \approx T$ ger ca 1 % avstämning

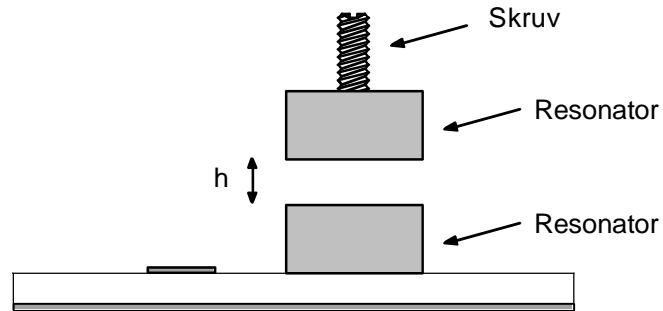
$h < T$ ger 10 % avstämning
med sämre Q-värde
och temperaturkoefficient

Frekvensen ändras av resonatorns omgivning. Väggar, tak och jordplan stör fältet runt resonatorn. Om fältet är främst elektriskt kommer en metallvägg att minska frekvensen. Är fältet främst magnetiskt, som för dielektriska resonatorn, kommer metallväggen att öka frekvensen.

Metallplatta \Rightarrow högre frekvens

Dielektrisk \Rightarrow lägre frekvens

Dubbla resonatorer



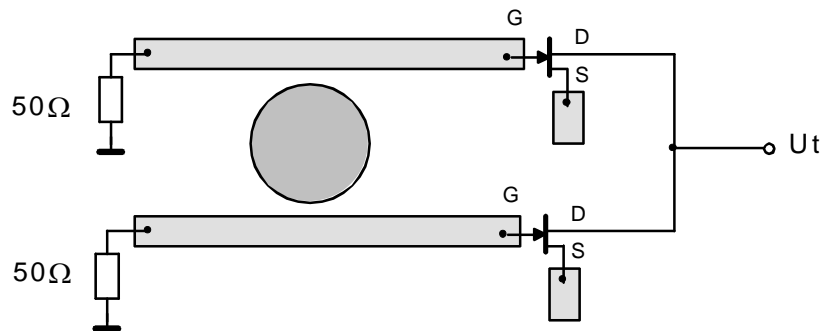
Man kan få en mekanisk avstämning $>10\%$ om man använder två resonatorer. Genom att variera avståndet mellan resonatorerna får man en linjär avstämning av frekvensen.

Ytterligare fördelar är att Q -värdet och temperaturstabiliteten inte försämras. Man kan till och med få en linjär temperaturvariation för oscillatoren genom att välja olika temperaturkoefficienter för de två resonatorerna.

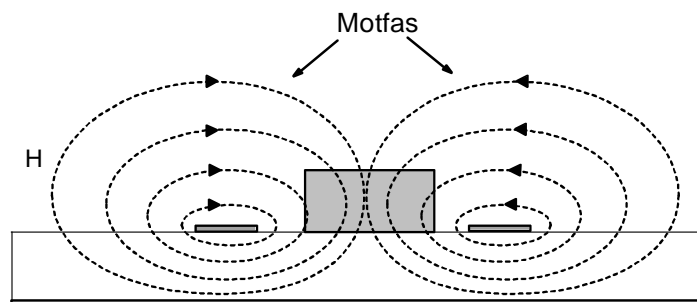
6. Speciella kretsar med transistor

Frekvensdubbling med push-push

Push-push är en koppling med två oscillatorer där övertonerna sammansätts i fas och grundtonen i motfas.



De två oscillatorerna svänger på samma frekvens, eftersom de är kopplade till samma dielektriska resonator. De svänger däremot i motfas eftersom de är kopplade till varsin sida av resonatorn.



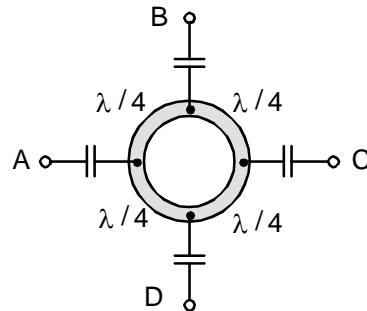
På utgången sammansätts grundtonerna i motfas och blir undertryckta. Oscillatorerna är optimerade för att få så stark dubbla frekvens som möjligt. De är förspända nära strypning eller fullt ledande. Den dubbla frekvensen kommer att få dubbling av fasen.

	Osc. 1	Osc. 2	
f	0°	180°	motfas
2·f	2·0 = 0	2·180 = 360 = 0	i fas

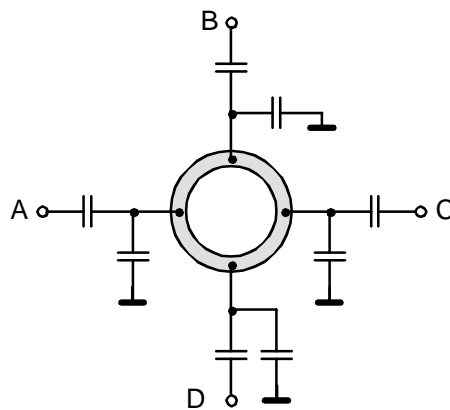
Dubbla frekvensen kommer alltså att adderas i fas på utgången. Grundfrekvensen kan kopplas ut från en annan port, för att användas till faslåsning eller frekvensmätning.

Med frekvensdubbling kan man få högre frekvens än med en enkel transistor. Frekvensen kan till och med bli högre än transistorns gränzfrequens. Alternativt kan man för en viss frekvens välja större transistor, som ger lägre fasbrus, eftersom strömtätheten är lägre.

Ring resonator

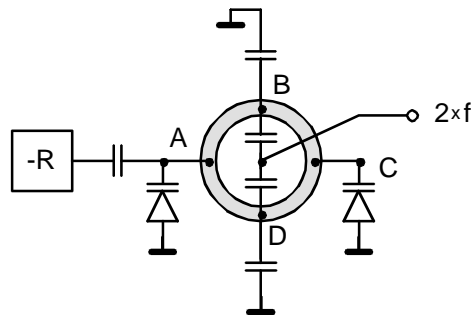


En ringresonator som är en våglängd lång kan innehålla två oberoende moder. Från A till C går det två $\lambda/2$ resonatorer. Med en höghmigt matning får resonansen spänningsmaxima vid in- och utgång. Vid B och D är spänningen noll och kan inte ge signal ut. Portarna B-D är alltså isolerade från A-C. Portarna kan på motsvarande sätt excitera en annan mode.



Ringresonatorn kan göras lite mindre genom att kapacitivt lasta ner $\lambda/2$ ledningarna. Samtidigt ska ledningarna göras lite höghmigare, för att ge ett litet induktivt tillskott också. Kapacitanserna stör inte den andra moden. Resonansen A-C har ju nollställen där resonansen B-D har sina kapacitanser. Ett alternativ är att utforma kapacitanserna som små öppna stubbar.

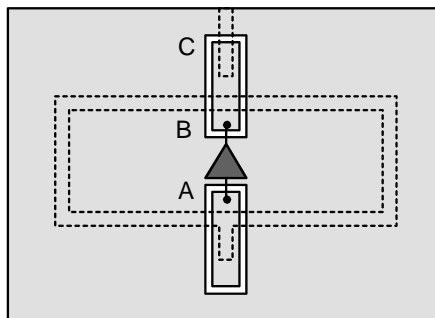
Kapacitanserna har ytterligare en funktion. Det är nämligen så att en symmetrisk ring kan ha spänningsmaxima var som helst på ringen. Speciellt då portarna är mycket höghmiga, dvs. då man ska ha svag koppling. Med kapacitiv nerlastning blir modernas placeringar väl definierade.



En ringresonator kan användas för att stabilisera en oscillator. Vid A och C där spänningen är maximal är det lämpligt att trimma frekvensen. Portarna B och D är isolerade.

För dubbla frekvensen blir däremot är spänningen maximal i B och D. Oscillatoren förspänns till olinjäritet och dubbla frekvensen summeras i utgången. Genom att summera från både B och D blir grundtonen bättre undertryckt.

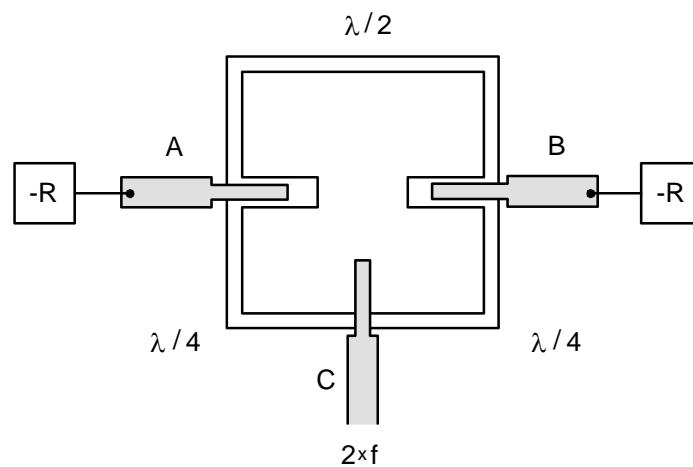
Strip-Ring resonator



En förstärkare i coplanar ledning kopplar till en strip-ring på andra sidan substratet. Den förstärkta signalen i B kopplar via ringresonatorn tillbaks till A. Förstärkaren är alltså parallellåterkopplad. Den öppna stubben i ringen används för att justera kopplingen, det vill säga slingförstärkningen.

Slot-Ring resonator

En ringresonator kan användas till att koppla ihop två oscillatorer i push-push.

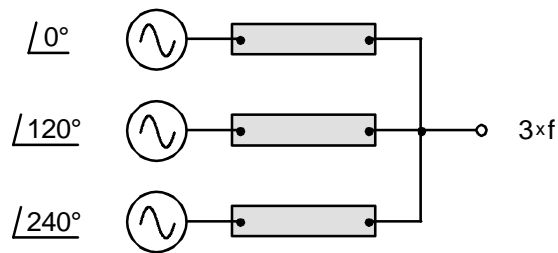


Ringen är gjord som en slitsledning i kretskortets jordplan. Slitsen kopplar till tre stripledningar på kretskortets ovansida. De två portarna A och B, som ligger mitt emot varandra, skiljer sig 180° så att oscillatorerna svänger i motfas. Vid de här portarna har slitsringen ett par seriestubbar, för att säkerställa att strömmen är noll och spänningen max med olika polaritet.

Utgången C är placerad $\lambda/4$ från A och B. Här är spänningen noll, så att oscillatorns frekvens inte kan koppla ut. Däremot har dubbla frekvensen max spänning och kan koppla ut. Kopplingsgraden kan regleras med längden på den öppna stripledaren.

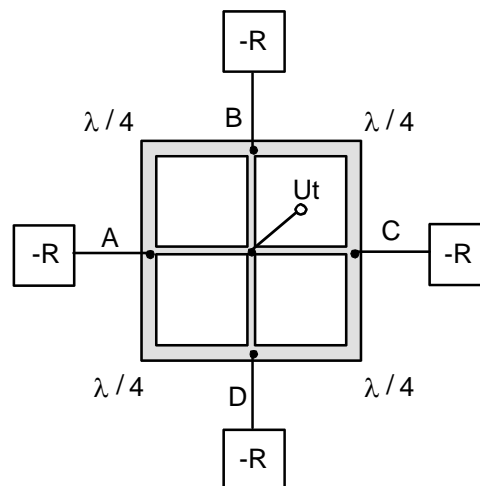
Triple-Push

Push-push är en krets med två oscillatorer som skiljer sig 180° . Triple-push innebär att tre oscillatorer, som skiljer sig 120° , är hopkopplade till en gemensam utgång.



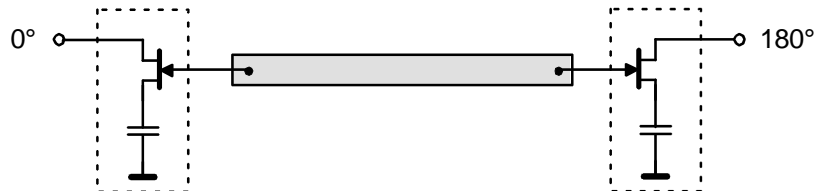
På grundtonen blir vektorsumman av de tre signalerna noll. Vid den tredje övertonen har fasen också blivit tre gånger så stor. Den tredje övertonen adderas därför i fas till en stor utsignal.

Quadruple Push



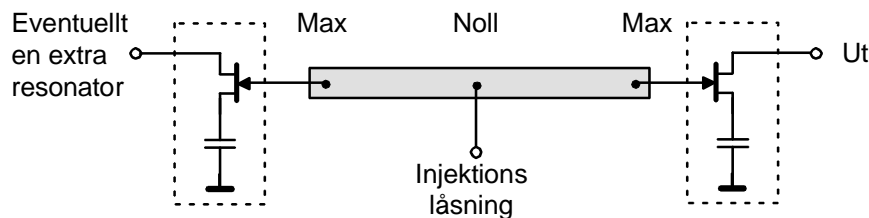
De fyra oscillatorerna skiljs med $\lambda/4$ ledningar. Faslägena blir alltså 0° , 90° , 180° och 270° på grundtonen. Fjärde övertonen, som har fyra gånger så stor fasvridning, adderas i fas i mitten av ringen. Grundton och de andra övertonen ger vektorsumman noll och är alltså undertryckta i utgången.

Extended resonance



Extended resonance innehåller två oscillatorer som kommer i resonans med varandra. Varje oscillator består av en FET med jordad source, som har serieåterkoppling med en kapacitans. Kretsen ger en viss negativ konduktans. Dessutom får kretsen en kapacitiv ingång. Denna suseptans transformeras längs en ledning till en lika stor suseptans med motsatt tecken, som alltså kompenserar den andra transistors suseptans. Med rätt ledningslängd kommer alltså transistorerna i resonans med varandra. Ledningen ska vara lite kortare än $\lambda/4$.

De två utgångarna skiljer sig 180° och är alltså lämplig till att driva balanserade kretsar t.ex. blandare och modulatorer. Om ena utgången lämnas öppen, kan istället den sammanlagda effekten tas ut i den andra utgången. Kretsen kan byggas ut till flera steg, för att få högre signalstyrka.

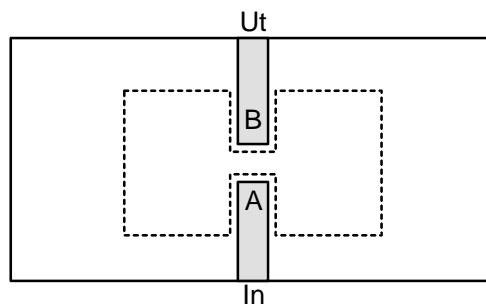


Den utgång som inte används kan förses med en extra resonator i form av en lång ledning. Det kan vara en ledning som är flera våglängder lång, eftersom resonansen mellan transistorerna ändå väljer den rätta övertonen. Det ger en mycket stabil oscillator. Den långa ledningen ligger väl avskild med hög isolation från utgången.

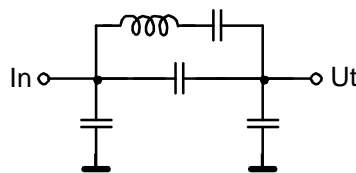
Ledningen mellan transistorerna har maximal spänning i vardera änden och noll i mitten. Denna nollpunkt kan användas till att injicera en signal för att låsa oscillatorn. På det sättet behövs ingen cirkulator för injiceringen. Injektions-låsningen kan ske på grundtonen eller på halva frekvensen.

Resonator i jordplanet

DGS — Defected Ground Structure



Jordplanet har en hantelformad öppning. Avbrottet ger en kapacitans i serie. Vid avbrottet blir det dessutom strökapacitanser mot det stora jordplanet.

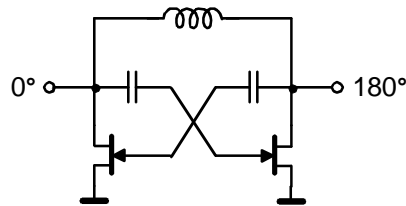


När jordplanet etsats bort blir stripledaren på ovsidan höghög, det vill säga induktiv. Dessutom har den induktiva stripledaren ett avbrott, dvs. en kapacitans i serie.

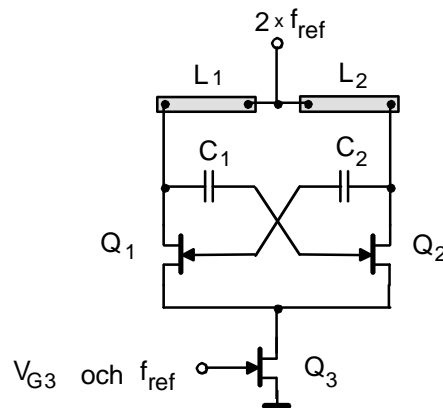
Oscillatorn har en FET monterad i stripledarens öppning. Transistorn är sourcejordad och fungerar som en förstärkare med parallell återkoppling genom DGS-nätet. Kretsen blir mycket kompakt eftersom DGS används både som återkoppling och frekvensbestämmande nät. Frekvensen kan justeras med storleken på stripledarens gap.

Korskopplad oscillator

Den korskopplade oscillatoren består av två förstärkarsteg kopplade i en slinga. Efter två inverteringar kommer signalen i fas, så att oscillatoren kan självsvänga inom ett mycket stort frekvensområde.



Den frekvensbestämmande kretsen består av en induktans tvärs över förstärkarna, kopplingskondensatorerna samt transistorernas strökapacitanser. Eftersom förstärkarna är inverterande kan man få två utgångar som skiljer sig 180° för att driva en balanserad krets.



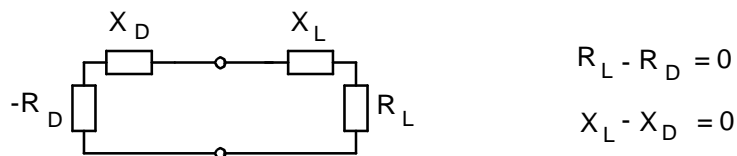
Som induktans används här två höghögiga ledningar. Utgången är placerad mitt mellan induktanserna. Oscillatorns grundtoner kommer då att adderas i motfas och bli undertryckta. Den dubbla frekvensen kommer däremot att adderas i fas i utgången.

Q_3 som är strömkälla till differentialsteget är dessutom ett förstärkarsteg för referensfrekvensen f_{ref} . Det gör att oscillatoren kan låsa på svaga signaler. Hög förstärkning ger också ett stort låsområde.

Gate-spänningen till Q_1 och Q_2 ansluts via ledningar som är $\lambda/4$ på grundfrekvensen. Strömförsörjningen till drain ansluts mellan induktanserna via en ledning som är $\lambda/4$ på dubbla frekvensen.

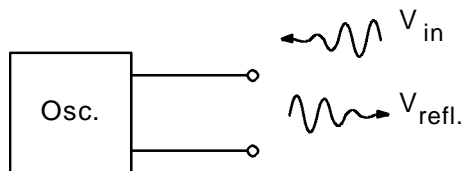
7. Dimensionering av transistoroscillator

Negativ-resistans modell



Modellen med negativ resistans var mycket lämplig till att förklara oscillatorns funktion. I praktiken är den olämplig eftersom det inte finns något mätinstrument som mäter negativa resistanser. Det man kan mäta är S-parametrarna, dvs dämpning, förstärkning och reflektion.

Reflektions-förstärkar modellen



Reflektionsfaktorn för en komponent definieras som:

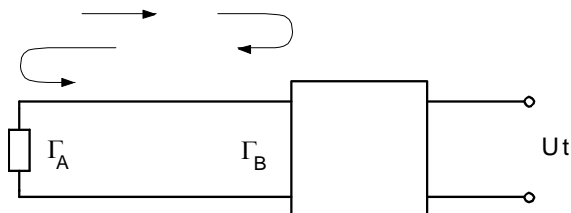
$$\Gamma = \frac{V_{\text{refl}}}{V_{\text{in}}}$$

En oscillator har en utsignal även om V_{in} är noll. Därför blir:

$$\Gamma = \infty$$

Oscillatorn ska alltså optimeras så att reflektionsfaktorn blir så stor som möjligt.

Multipel-reflektions modellen



Om en signal injiceras på ledningen, så reflekteras den tillbaka vid transistorn. Sedan reflekteras den ytterligare en gång vid A. Om den multipelreflektade signalen är lika stor, och i fas med den injicerade signalen, så kan man helt ta bort insignalen. Kvar blir en signal som reflekteras fram och tillbaka utan att dämpas. Kretsen svänger då:

$$|\Gamma_A| \cdot |\Gamma_B| = 1$$

Γ_A är alltid < 1 Alltså måste man konstruera en krets med $\Gamma_B > 1$

S-parametrarna

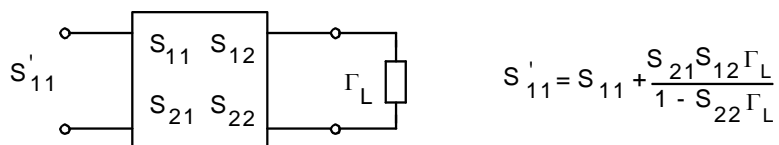
S-parametrarna är transistorns transmission och reflektion, till belopp och fas.

S_{11} = Reflektionsfaktorn på ingången

S_{22} = " " utgången

S_{21} = Förstärkningen i transistorn

S_{12} = Dämpningen baklänges



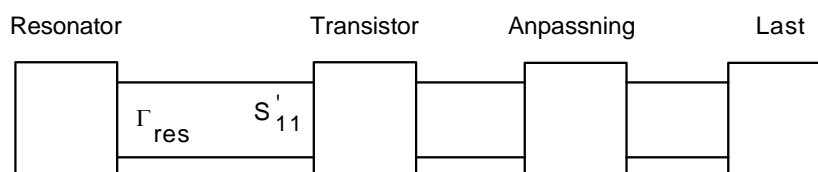
$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}$$

Den totala reflektionsfaktorn S'_{11} bestäms dels av transistorns reflektionsfaktor S_{11} och dels av den signal som går genom transistorn S_{21} och reflekteras mot lasten Γ_L och tillbaka igen genom transistorn S_{12} . Samt en viss korrektion för multipelreflektionen på utgången $S_{22} \cdot \Gamma_L$. Fördelen med S-parametrarna är att de lätt kan mätas upp.

Dimensionering

När man ska dimensionera en oscillator börjar man med att välja en transistor som är potentiellt instabil på önskad frekvens. Serie- eller parallellåterkoppling kan öka på reflektionsfaktorn S_{11}' ytterligare. Man räknar då över till 3-ports S-parametrarna (eller Z- och Y-parametrarna), adderar lämplig återkoppling som ger max reflektionsfaktor, och sedan räknar tillbaks till 2-ports S-parametrarna igen. Den reaktiva anpassningskretsen på utgången kan också väljas så att negativ resistansen blir större.

Med en linjär simulering optimeras förstärkaren för att säkerställa att oscilleringen startar. Om uteffekt och övertonshalt behöver optimeras, används ett program med olinjär analys. Om det finns en brusmodell för transistorn kan fasbruset också simuleras.



Utöver det aktiva steget behövs dessutom en frekvensbestämmande krets. Det kan vara en resonanskrets eller en reaktans som ger resonans med S_{11}'

Problemet vid dimensioneringen är att frekvens och amplitud kommer att avvika något i praktiken. S-parametrarna är normalt angivna för små signaler, men oscillatorn arbetar normalt med stora signaler, en bit in i det olinjära området. Den behöver ju en viss överskotts förstärkning för att starta, men vid oscillering är totalförstärkningen komprimerad till 1. Man kan utgå från S-parametrarna för små signaler, och sedan minska S_{21} 20 % vid dimensioneringen.

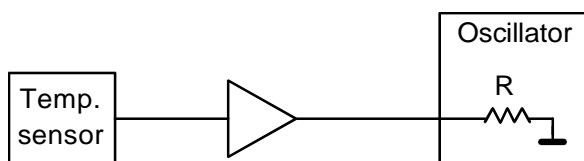
Övertoner

Förstärkarens olinjäritet (limitering) ger upphov till övertoner. Samma olinjäritet alstrar också blandprodukter. Transistorns $1/f$ -brus moduleras på oscillatorfrekvensen så att det bildas sidbandsbrus (fasbrus).

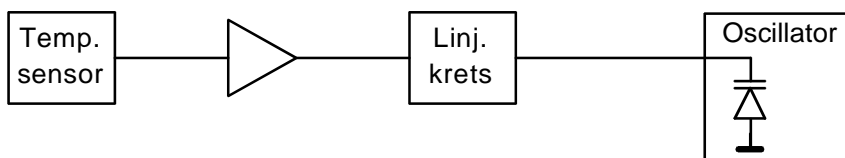
En bra oscillator har en andra överton undertryckt ca 30 dB. En mycket lågbrusig oscillator har en undertryckning på minst 40 dB. På labbänken kan man få 60 dB undertryckning av dubbla frekvensen om förstärkningen är låg.

Temperaturberoende

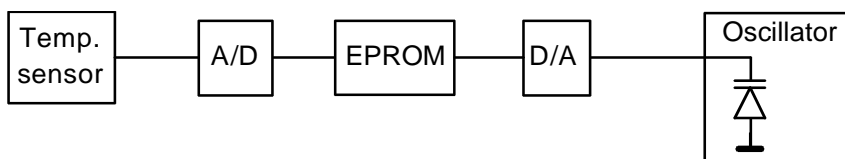
Temperaturkoefficienten för en dielektriskt stabiliserad oscillator är ca 5 ppm/°C. Det betyder ± 5 MHz vid 12 GHz över -54 till $+85$ °C.



Eftersom resonatorn är så pass liten, kan man lätt montera in den i en temperaturreglerad ugn. Man får då ± 50 ppm över hela temperaturområdet. Nackdelen är den värmeeffekt som behövs, ca 10 W. Det kan dessutom ta ganska lång tid att uppnå önskad temperatur vid kallstart.



Man kan alternativt använda en varaktordiod för att kompensera oscillatorns frekvensdrift. Oscillatorns frekvens varierar olinjärt med temperaturen. Man behöver alltså en linjäriseringskrets för att få så stabil frekvens som möjligt.



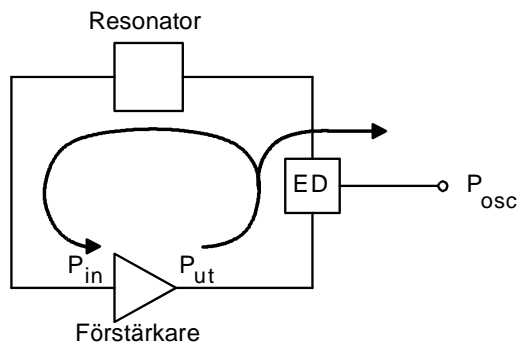
Med en digital minnestabell kan man få ännu jämnare frekvens. 8 bitars ord motsvarar 254 brytpunkters linjäriseringskrets.

Fördelen med elektronisk reglering, antingen analog eller digital, är att den inte behöver någon uppvärmningstid utan kan användas direkt vid tillslag.

Max uteffekt

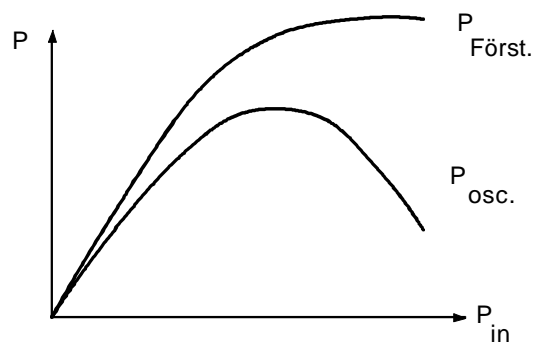
En förstärkares max uteffekt P_{SAT} beror på transistorn och dess arbetspunkt.

En oscillators max uteffekt är mindre än transistorns uteffekt då den är mättad. Oscillatoren arbetar i ett område där förstärkningen fortfarande är ganska hög.



$$\text{Oscillatorns uteffekt} \quad P_{osc} = P_{ut} - P_{in}$$

Högre effektnivå i slingan ger högre uteffekt från oscillatoren. Men när transistorn blir mättad minskar dess förstärkning. Oscillatorns uteffekt blir då mindre för att istället P_{in} ska kunna bli högre. Slingförstärkningen måste ju vara $=1$. Effekten är alltså maximal någonstans mellan linjär förstärkare och mättad förstärkare.



8. Oscillatorns starttid

Uppstart

Vid tillslag byggs oscilleringen upp från brusnivån. Det aktiva elementet förstärker upp brusnivån, och det frekvensbestämmande nätet formar brusspektrats amplitud och fas. Det formade bruset förstärks och filtreras ytterligare. Det spelar ingen roll om man ser det som en förstärkare som återkopplas till ingången via en resonator, eller som en multipelreflektion mellan en negativ resistans och en resonator.

Den negativa resistansen bör vara 20 % större än den positiva, för att oscillatorn ska starta med god marginal. För varje varv blir brusets amplitud högre och dess spektra smalare. Så småningom har amplituden nått limitering i det aktiva elementet, och spektrat begränsats till resonatorns frekvens.

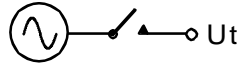
Den termiska bruseffekten inom 1 Hz är -174 dBm. Om oscillatorns uteffekt är +10 dBm och förstärkningen 2 dB behövs det 92 varv i slingan för att få igång oscillatorn. Om frekvensen är 1 GHz motsvarar det en starttid på 92 ns. Men eftersom förstärkningen varierar över temperatur och avstämningssområde så varierar starttiden i motsvarande grad.

Priming

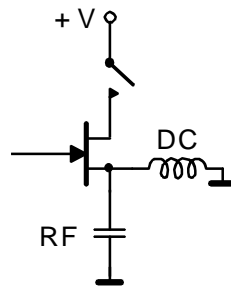
Oscillatorns starttid kan minskas med hjälp av högre förstärkning, eller med en resonator som har lägre Q-värde. Tyvärr resulterar det vanligtvis i en oscillator med sämre fasbrus.

Priming innebär att man ansluter en svag signal strax innan oscillatorn ska startas. Oscilleringen behöver då inte byggas upp ända från brusnivån. Det resulterar i en betydligt kortare starttid för oscillatorn. Det räcker med en mycket svag signal för att markant reducera jittret i en pulsad oscillator.

Switchning

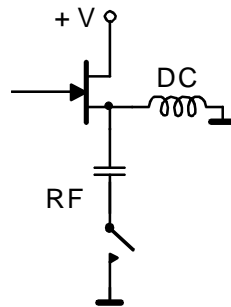


Oscillatorn kan switchas till och från på RF-sidan med hjälp av en RF-switch. Ett relä är stort, klumpigt och långsamt (ms). PIN-dioder och FET-switchar är snabba (μs) men har ganska liten isolation.



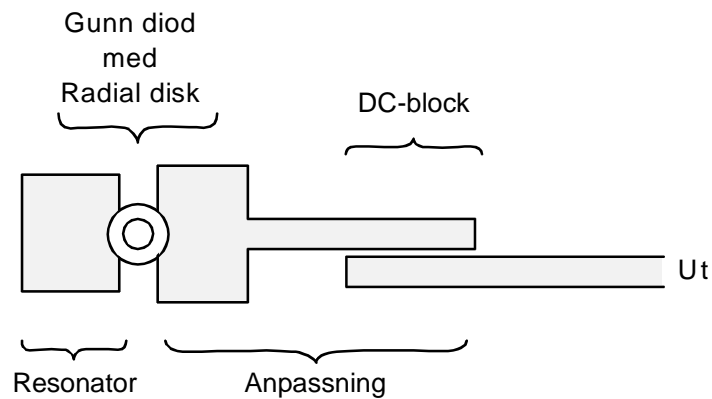
Switchning med strömförsörjningen (gate eller drain) är enkelt och billigt, och ger ingen störsignal (oscillatorn avstängd). Men att switcha strömmen är en långsam process. Det tar normalt ms att stabilisera strömmen.

En variation av strömmen kommer tyvärr att variera transistorens C_{gs} . Oscillatorns frekvens kommer alltså att variera under uppstart.

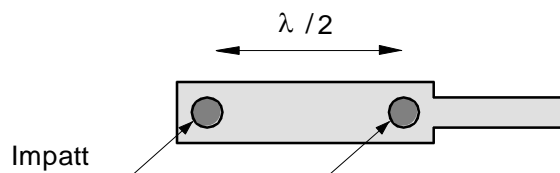


Ett bättre sätt är att hålla strömmen konstant och istället switcha återkopplingen, så att kretsen inte kan oscillera. På det sättet kan man switcha på mindre än $1 \mu\text{s}$.

9. Diodoscillator i micro-strip



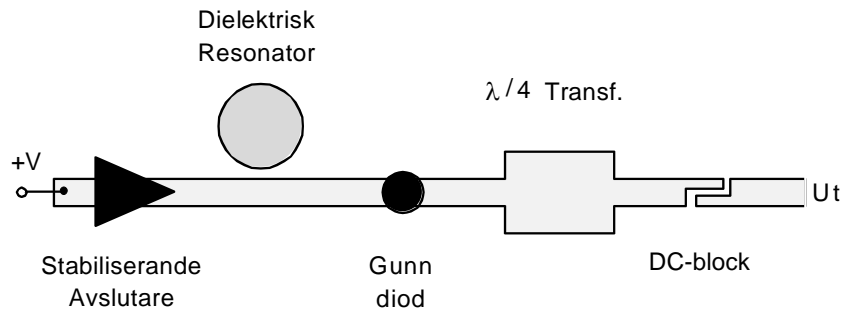
Dioden, Gunn eller Impatt, är monterad mellan stripledare och jordplan. Åt ena hållet finns den frekvensbestämmande resonatorn. I det här fallet är det en stripledare, som alltså har ganska lågt Q-värde. Åt andra hållet finns en anpassning till utgången. Anpassningen består av både en radialdisk och ledningsstumpar. De kopplade ledningarna används till både anpassning och DC-block. Drivspänningen får anslutas med en höghmig stripledare.



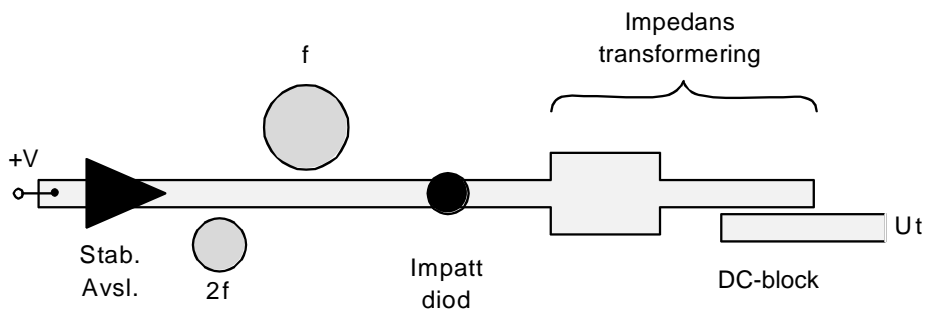
Med två dioder i varsin ända av en $\lambda/2$ resonator, får man den sammanlagda uteffekten från båda dioderna (push-pull).

På mm-våg kan diodoscillatorn tillverkas monolitiskt eftersom ledningslängderna är små.

Diodoscillator med dielektrisk resonator



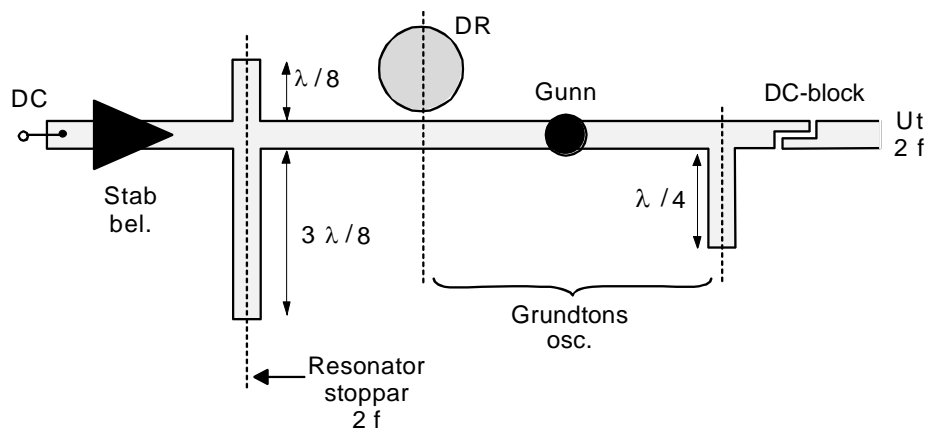
En diodoscillator kan stabiliseras med en dielektrisk resonator. Oönskade frekvenser blir dämpade av den resistiva avslutningsskivan bortom resonatorn. Med förlustmaterial på stripledaren separeras RF från DC utan att det behövs filter.



Med ytterligare en resonator på dubbla frekvensen kan man påverka en Impattdiods överton. På så sätt kan man optimera både dess uteffekt och fasbrus. Det går också att använda en stubbe som är en kvarts våglängd på övertonen.

Harmonisk oscillator

En övertonsoscillator har den fördelen att dielektriska resonatorn kan arbeta på bara hälften så hög frekvens. Det ger högre Q-värde och alltså bättre stabilitet.



Gunnoscillatoren begränsas åt ena hållet av en dielektrisk resonator och åt andra hållet av en kvartvågsledning. Grundtonen kan inte komma fram till utgången eftersom huvudledningen ser en virtuell kortslutning vid kvartvågsledningen.

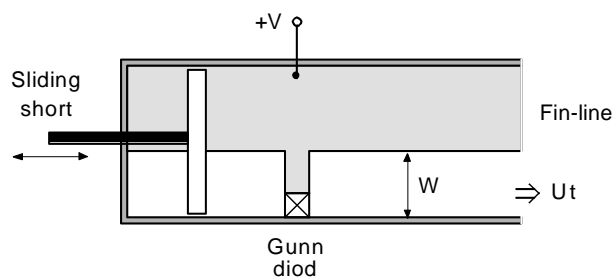
Övertonen som Gunndioden alstrar kan optimeras genom att förspänna dioden lite högre än normalt.

Dubbla frekvensen passerar kvartvågsledningen på utgången eftersom ledningen är en halv våglängd för dubbla frekvensen. Åt andra hållet stoppas signalen av de stubbar som är en kvarts våglängd på dubbla frekvensen.

Oönskade frekvenser dämpas av den stabiliserande belastningen vid spänningsanslutningen.

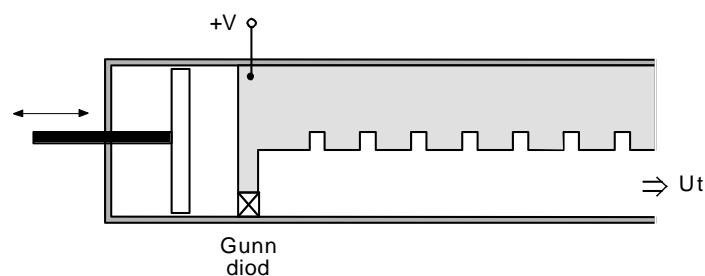
10. Oscillator i fin-line

Diodoscillator i fin-line

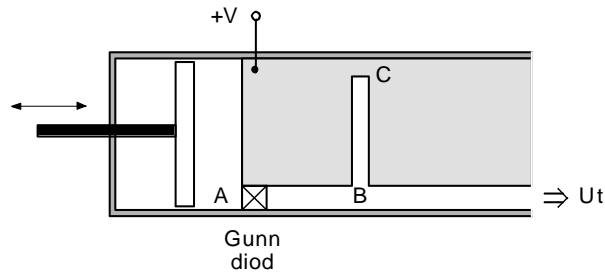


Gunn-dioden monteras i vågledarens botten där den får bra kylning. Kapselns översida löds till fenledning. Ledningen till vänster om dioden fungerar som resonanskrets. Frekvensen avställs med den förskjutbara kortslutningen. Om höjden w minskas, blir avställningsområdet större, men på bekostnad av lägre Q -värde.

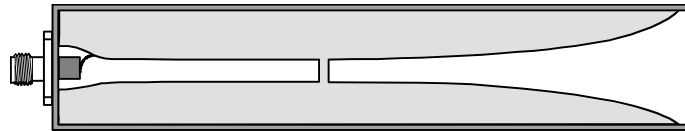
Den strip som ansluter dioden till fenledningen fungerar som en impedansanpassning på motsvarande sätt som en post i en vågledare. Tyvärr är den plana ledningen inte lika effektiv som en tredimensionell post. Men på frekvenser över 40 GHz har diodkapselns ströreaktanser så hög impedans att dioden kan anslutas till fin-line utan transformation.



Periodiska diskontinuiteter ger en bandspärskaraktär. Den sammanlagda reflektionen stabiliserar oscillatoren. Oscillatorns frekvens bestäms av avståndet mellan slitsarna. Impedanstransformationen bestäms av storleken och antalet. Det gör att strukturen blir ganska lång, med stor dämpning som följd.

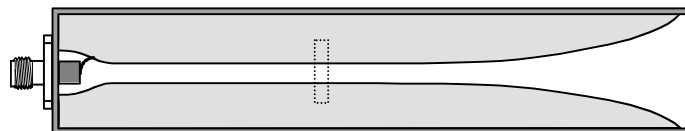


Fenledningen A-B samt stubben B-C utgör tillsammans en $\lambda/2$ resonator. Ena änden med en lågohmig diod och andra änden med kortslutningen C. Punkt B har så hög impedans att den passar fenledningen på utgången. Den variabla kortslutningen kan avstämna oscillatorn några procent.

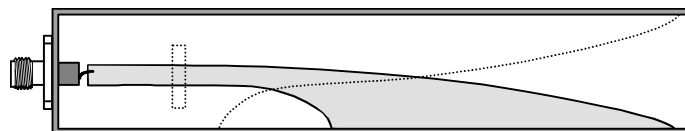


Gunndioden kan också monteras i vågledarens ändvägg. Resonatorn i fin-line begränsas åt ena hållet av den lågohmiga dioden, och åt andra hållet av en kortslutande strip (induktans mot jord).

Oscillatorn har ingen justerbar kortslutning av vågledaren för frekvensavstämning. Q-värdet blir lägre (ca 60 på Ka-bandet) än för en postkopplad oscillator.

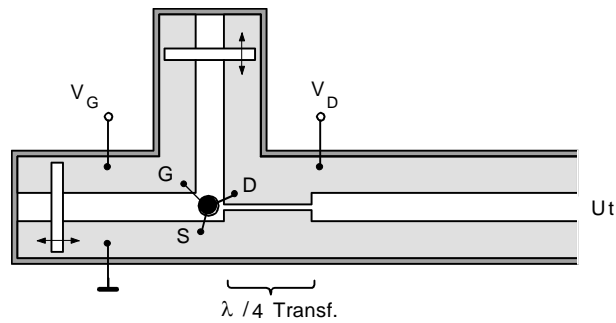


För att förenkla strömförsörjningen kan kortslutningen placeras på andra sidan av laminatet.



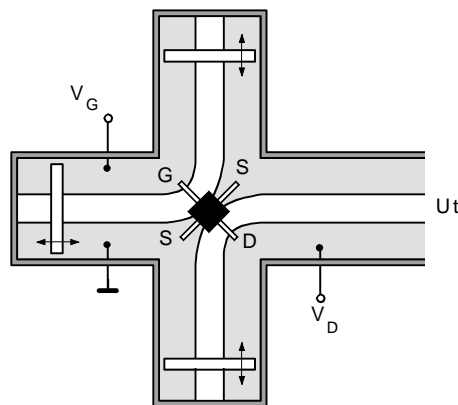
Om resonatorn är i form av micro-strip, kan den begränsas av en slits i jordplanet istället för i stripledaren.

FET-oscillator i fin-line

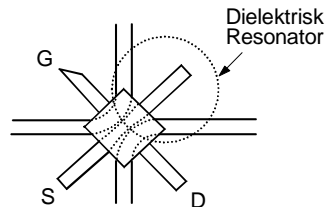


FET-transistorn monteras i ett T-stycke. Frekvensen bestäms av resonatorn, dvs ledningslängden på gate. Återkopplingen får man från ledningsstumpen mellan drain och gate. Utgången är anpassad med en kvartvågsledning.

De variabla kortslutningarna och den övre delen av fenledningen är DC-mässigt isolerade, för att kunna ge transistorn en DC-förspänning.

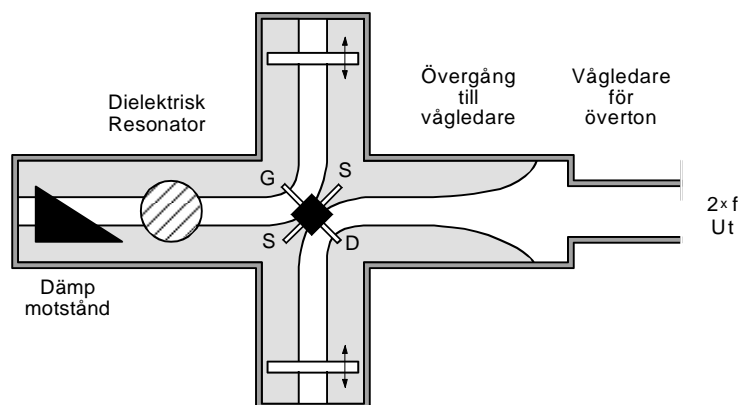


Transistorn kan också anslutas i en korspunkt mellan två fin-line. Det har gett högre utsignal och verkningsgrad. Tre av ledningarna är avslutade med justerbara kortslutningar. Den fjärde ledningen, mellan drain och source, är oscillatorns utgång. Återkopplingen mellan drain och gate sker med en liten stripledare på andra sidan laminatet. Stripledaren är en $\lambda/2$ resonator som är magnetiskt kopplad till slitsarna. Strip-resonatorn bestämmer frekvensen. Finjustering av frekvensen och optimering av uteffekten görs med kortslutningarna.



Kopplingen mellan slitsledningarna kan alternativt göras med en dielektrisk resonator på baksidan av substratet.

Harmonisk oscillator



En harmonisk oscillator svänger på sin grundfrekvens, men endast den dubbla frekvensen kan kopplas ut. Den trånga vågledaren är i cut-off för den lägre grundfrekvensen. Grundtonen är alltså reaktivt avslutad på alla portar.

Här har också använts en dielektrisk resonator för att öka stabiliteten. Resonatorn ska vara så orienterad att den kan koppla magnetiskt till slitsens vågledarfält.

11. Injektions låsning

Instabilitet

Den vanligaste erfarenheten av injektionslåsning är att en oscillator påverkas av signalerna i omgivningen utan att det är meningen. Det kan bero på dålig isolation baklänges genom en mixer eller fasdetektor. Oscillatorn behöver då en isolerande förstärkare, dämpsats eller ferrit isolator som skydd. En annan olycklig koppling kan vara genom strömförsörjningen. Dålig jordning kan också resultera i en oönskad injektionslåsning. En oscillator tillsammans med logikkretsar kan också vara en svår kombination.

Stabilisering

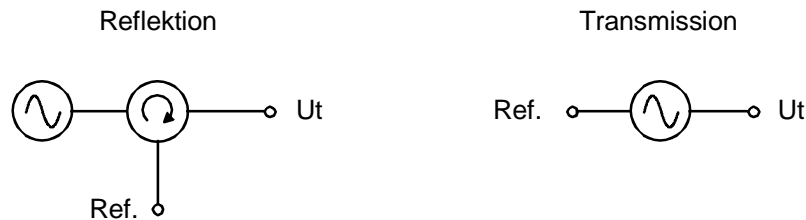
Injektionslåsning är ett sätt att stabilisera en oscillator till en referensoscillator. Kretsen blir enklare och billigare än en krets med faslåsning. Nackdelen är att utsignalen innehåller oönskade signaler (spurious) på referensens övertoner.

Lättast är att stabilisera en avstämbar bredbandig oscillator med lågt Q-värde, till exempel en VCO (Voltage Controlled Oscillator). Det ger injektionslåsningsen stor bandbredd, dvs. stort låsområde. Nackdelen med lägre Q-värde är högre fasbrus.

Fundamental låsning sker då referensen har ungefär samma frekvens som oscillatoren. Det ger ett stort låsområde.

Subharmonisk låsning innebär att referensen har mycket lägre frekvens så att oscillatoren låser till en överton av referensen. Det ger en mycket enkel krets, trots att oscillatoren har mycket hög frekvens. Det är speciellt lämpligt med subharmonisk låsning på mm-våg. Nackdelen med subharmonisk låsning är att låsområdet blir mindre ju högre övertonshalt som ska låsa.

Reflektion eller transmission



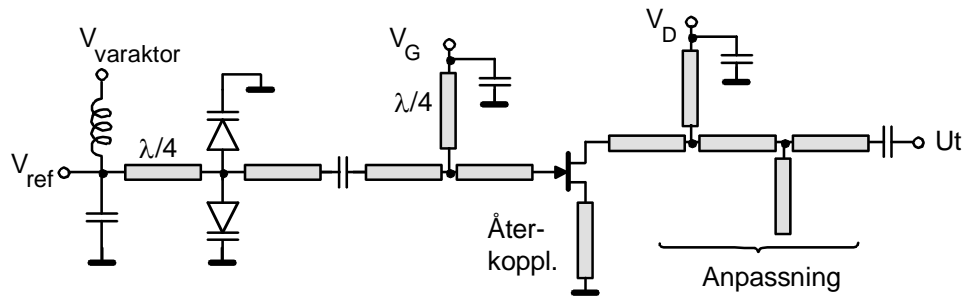
Kretsen med reflektion kan användas till både dioder och transistorer. Men eftersom en transistor har separat in- och utgång, kan injiceringen ske på transistorns ingång samtidigt som utsignalen tas från transistorns utgång. Det ger en injektionslåsnings i transmission. Med injicering på transistorns ingång får referensen extra förstärkning, vilket resulterar i större låsområde.

Kombination med PLL

Oscillatorn driver i frekvens, till exempel på grund av variationer i temperatur. Det gör att oscillatoren kan den hamna utanför låsområdet så att synkroniseringen bryts. Fasen på oscillators utsignal varierar $\pm 90^\circ$ över låsområdet, med 0° mitt i låsområdet. Med en fasdiskriminator jämförs utsignalen med referensen. Likspänningen styr sen oscillatoren så att den ligger mitt i låsområdet för injektionslåsnings. Om låsningen ska vara subharmonisk behövs dessutom en övertongsgenerator för att få de två signalerna till samma frekvens, så att fasen kan detekteras. Alternativt kan man använda en harmonic mixer som fasdetektor.

Injektionslåsningsens bandbredd bör inte vara större än 10 % av PLL-slingans bandbredd. Om injektionslåsningsens bandbredd är större, får oscillators ett okontrollerat fasjitter, eftersom både PLL och injektionslåsnings försöker ta kontroll över oscillatoren.

Krets med transmission

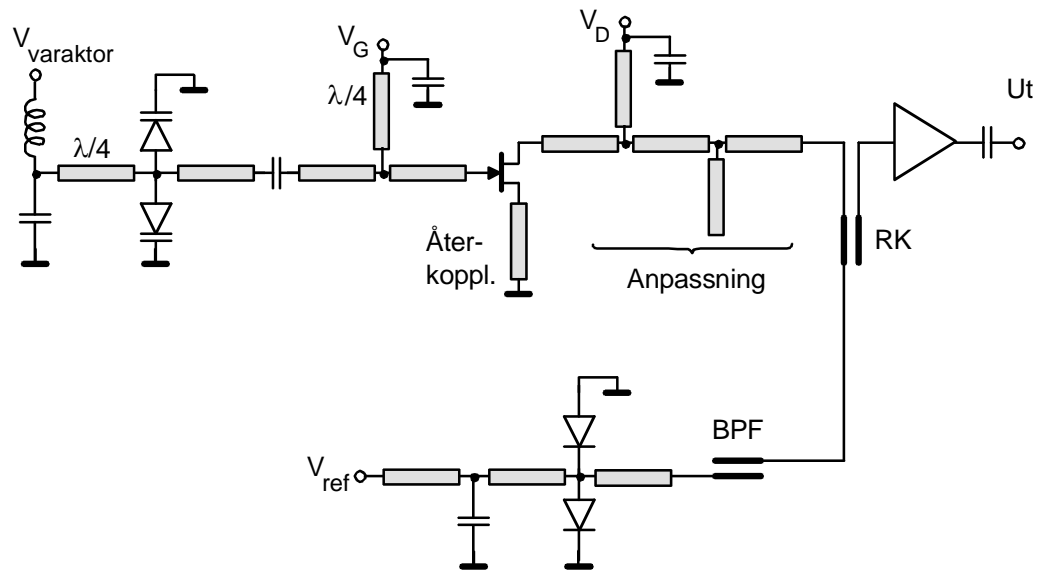


En ledning mellan source och jord ger återkopplingen till självsvängning. Svängningskretsen består av en höghöglig ledning till gate samt strökapacitanserna på gate. Ledningen på gate avslutas med två varaktordioder. Frekvensen kan styras med spänningen till varaktordioderna, som kommer från PLL-slingans fasdetektor (harmonic mixer).

Injektionslåsning med transmission innebär att referensen ansluts till transistorns gate. Referensen kan vara en subharmonisk signal. Låsningen sker på 2:a till 6:e övertonen, med den överton som ligger närmast oscillatorens egenfrekvens. Eftersom transistorn har en ganska svag olinjäritet behövs en stor insignal. En nackdel med transmission är att den stora insignalen ger en förspänning på gate, som resulterar i ett frekvensskift.

Med 23.5 GHz referens och låsning med 4:e övertonen uppnår man en stabiliserad utsignal på 94 GHz. Själva oscillatoren kan ha ett låsområde på 80 MHz. Men med PLL-slingan kan man få 1 GHz låsområde.

Krets med reflektion



Referensen injiceras på drain. Det påverkar förspänningen mycket mindre än vid injicering på gate. Men det finns inte tillräckligt med olinjäritet för att låsa till en överton. Det kan alltså bara ge fundamental låsning. Istället används en separat övertonsgenerator i form av två motställda Schottky-dioder. Ett filter i form av kopplade ledningar tar bort den starka grundtonen.

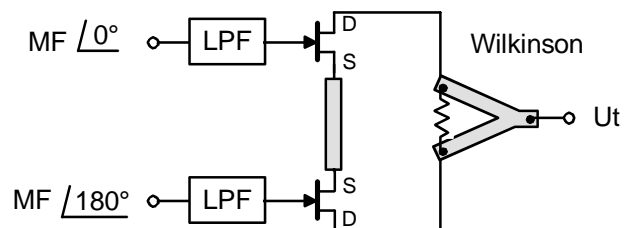
Signalen från övertonsgeneratoren kopplas direkt till oscillatorns drain, för att få så stort låsområde som möjligt. Det kan till och med behövas en extra förstärkare för att ytterligare öka låsområdet. Utsignalen från oscillatorn kopplas via en riktkopplare till utgången. En extra förstärkare på utgången kompenserar för signalens minskning genom riktkopplaren. Grundton och de oönskade övertonerna (spurious) filtreras bort av riktkopplaren och filtret i övertonsgeneratoren.

Med separat övertonsgenerator kan man låsa till en mycket hög överton. Med 15:e eller 21:a övertonen kan en oscillator på 94 GHz stabiliseras med en referens så låg som 4,5 GHz. Men med så hög överton blir låsområdet ganska litet. För att inte oscillatorn ska driva ut från låsområdet behövs en PLL som styr oscillatorn till mitten av låsområdet.

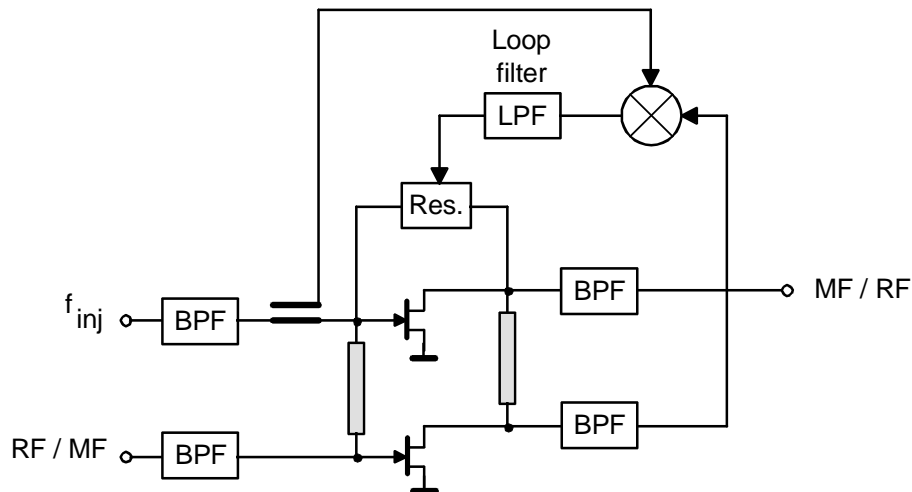
12. Oscillerande mixer

En oscillator är en förstärkare som har drivits in i mättnad, där den är olinjär. Denna olinjäritet kan användas som en mixer. En krets som används till både oscillator och mixer blir liten och billig.

En nackdel med själv-oscillerande mixer som up-converter är att den vanligen har dålig LO/RF isolation. Men med en balanserad krets kan LO-frekvensen balanseras bort.



Transistorernas source-anslutningar kopplas ihop med en ledning som ger resonans (extended resonans). Gate-anslutningarna används som MF-ingångar. Lågpas filtren ger reaktiv avslutning för LO-frekvensen, så att de serie-återkopplade transistorerna kan självsvänga. De två transistorerna svänger i push-pull och adderas alltså i motfas i Wilkinson-kombineraren. MF-signalerna injiceras i motfas och blir också undertryckta i utgången. Blandprodukter ligger däremot i fas och adderas i utgången.



En oscillerande mixer kan förses med både injektionslåsning och faslåsning. De två transistorerna svänger i push-pull eftersom de har 180° fasvändande ledningar mellan sig. Positiv återkoppling, genom en resonator mellan drain och gate, säkerställer självsvängning. Oscillatorn injektionslåses till en överton av referensen f_{inj} .

Transistorerna är förspända till klass B eller C. Det ger mixern hög förstärkning (conversion gain) och stort låsområde. Den kraftiga olinjäriteten alstrar också blandprodukter i närheten av f_{inj} . Den blandprodukten filtreras fram och jämförs med i en fasdetektor. Likspänningen styr en varaktordiod i resonatorn som återkopplar oscillatoren. På så sätt blir oscillatoren faslåst så att den inte driver bort från injektionslåsningens låsområde. En finess med mixern är att det varken behövs frekvensdelare eller övertonsgenerator till faslåsningen.

13. Jämförelser

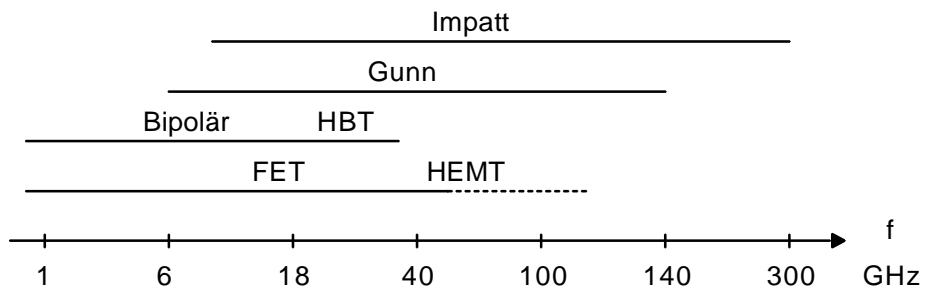
Transistorerna har högre verkningsgrad än dioderna. Däremot fungerar dioderna högre upp i frekvens.

Trots att FET-transistorn har mycket lågt brus då den används som förstärkare, så har den ganska högt brus som oscillator. Den har ca 10 dB högre FM-brus än den bipolära transistorn, därför att den har högre $1/f$ -brus. HBT kan användas för högre frekvenser än den bipolära transistorn. Den har dessutom 20 - 30 dB lägre $1/f$ -brus än FET-transistorn.

En annan viktig fördel med transistoroscillatorn är att den inte har diodoscillatorns stora problem med åldring. En diodoscillator måste återkalibreras efter en viss tid. Det beror på att dioden arbetar på en så hög temperatur. Gunndioden har ca 200° högre temperatur än omgivningen. FET transistorn är bara ca 25° varmare än omgivningen.

Impattoscillatorn fungerar bra på hela mm-vågs bandet, dvs upp till 300 GHz. Den har högre uteffekt än Gunn men den har också högre FM-brus. Man kan kombinera de båda fördelarna genom att använda en Gunnoscillator till att injektionslåsa en Impattoscillator. Den kaskadkopplade låsta oscillatorn kan då betraktas som en förstärkare.

13. Jämförelser



Bipolär	< 20 GHz Hög uteffekt och verkningsgrad Lågt fasbrus
FET	Upp till ca 60 GHz (115 GHz) Hög verkningsgrad Låg temperatur
Gunn	Låg verkningsgrad , 3 - 10 % Hög temperatur , 200° högre än omgivningen Upp till 140 GHz , 3 -12 V
Impatt	Verkningsgrad 10 - 30% Hög effekt , 1 W vid 200 GHz Högt fasbrus Hög temperatur Upp till 300 GHz , 10-80 V

Förstärkare

1. Inledning

Signalen behöver förstärkas dels i sändaren för att få hög uteffekt, och dels i mottagaren för att få hög känslighet. Dessutom kan ett system innehålla en mängd olika förstärkare, fördelade i systemets olika delar för att ge lämplig signalnivå.

Vid extremt höga effekter används mikrovågsrör. Men till lågt brus och medelhöga effekter (ca 1 -10 W) kan man använda halvledare till förstärkaren. De är ju mindre och lättare, och har högre tillförlitlighet och längre livslängd.

Lågbrusförstärkaren är vanligtvis en transistorförstärkare. Den bipolära transistorn i kisel används upp till ca 4 GHz, och med HBT upp till ca 40 GHz. FET transistorn fungerar bra upp till 60 GHz, och P-HEMT upp till 120 GHz. P-HEMT ger lägsta brusfaktorn, men med HBT eller spikdopad FET får man bättre linjäritet. Svårigheten med ett förstärkarbygge är att dimensionera kretsarna för anpassning, stabilitet och förspänning så att man uppnår önskade prestanda.

CMOS kan användas till de kommersiella banden på 2,4 GHz och 5,8 GHz. Brusfaktorn, som är ca 3 dB, bestäms till stor del av de monolitiska spolarna som används till anpassningen.

Det finns speciella kretskopplingar för att få extremt stora bandbredder. T.ex. "DC" - 2 GHz eller 1 - 20 GHz.

En HEMT kan användas som förstärkare upp till ca 100 GHz. En P-HEMT kan till och med användas upp till 140 GHz.

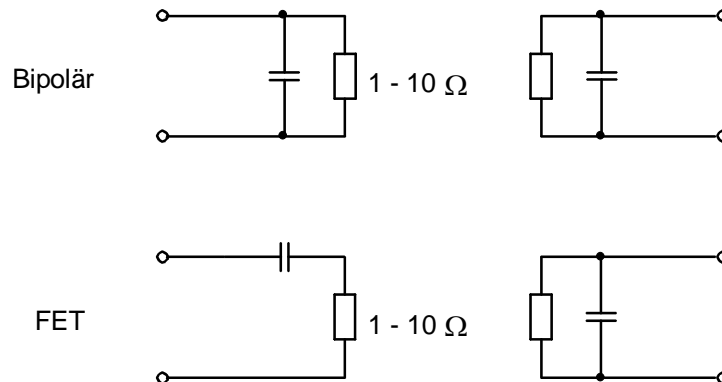
På mm-våg används även diodförstärkare. De kan ge medelhög uteffekt. En diod-förstärkare arbetar antingen som en stabil reflektionsförstärkare, eller som en självsvängande injektionslåst oscillator. Den injektionslåsta ger högre förstärkning men är smalbandig och kan inte användas för AM.

2. Anpassning

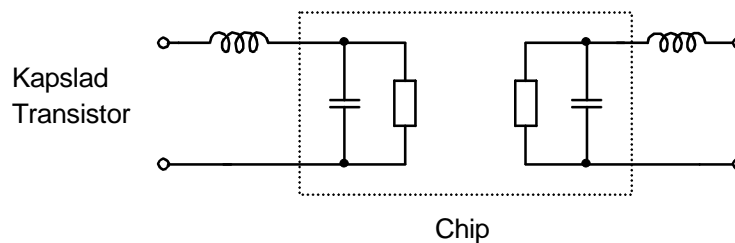
Transistorns impedans

En förstärkare ska i allmänhet ha $50\ \Omega$ anpassning på in- och utgång. Både den bipolära transistorn och FET-transistorn har en mycket låg impedans på ingången. Impedansen blir ännu lägre för en effekttransistor, bara någon ohm. Denna låga impedans måste alltså transformeras till standardimpedansen $50\ \Omega$, över kanske en mycket stor bandbredd.

En chiptransistor har en ekvivalent kapacitans på både in- och utgång.



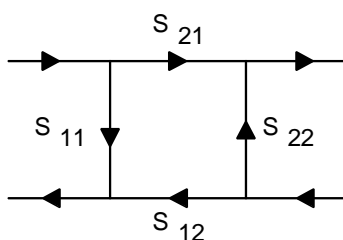
Den kapslade transistorn har dessutom en stor tillledningsinduktans. Den totala impedansen blir ofta till övervägande del induktiv.



En chiptransistor ger den lägsta brusfaktorn och den största förstärkning-bandbredd produkten. Den kapslade transistorn är hermetiskt tillsluten, och är enklare att hantera.

S-parametrarna

På mikrovåg karakteriseras transistorerna med S-parametrarna

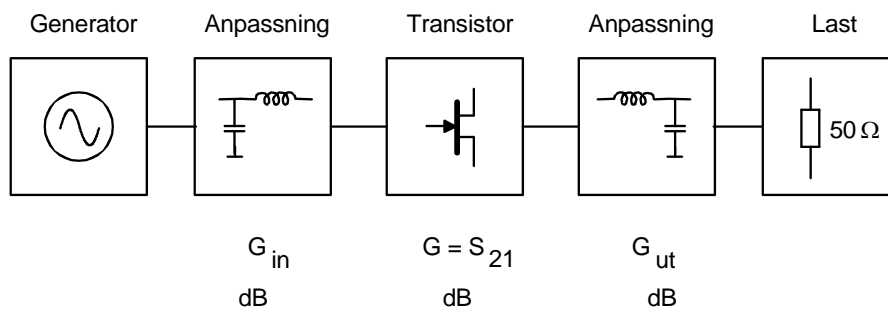


S_{11} och S_{22} motsvarar reflektionsfaktorerna på ingång respektive utgång. S_{21} är transistorns förstärkning. S_{12} är ett mått på hur stor signal som går bakvägen, dvs. från utgången till ingången.

S-parametrarna mäts vid små signalnivåer och med en bestämd förspänning. Omgivningen vid uppmätningen bör vara liknande som för den färdiga förstärkaren, med chip respektive kapslad transistor. På det sättet blir kretsens parasitkomponenter samma i båda fallen. S-parametrarna mäts alltid i ett 50Ω system. Transistorns S-parametrar anges för en viss arbetspunkt. S-parametrarna varierar starkt med Gate-spänningen. Drain-spänningen ger endast en svag påverkan.

Anpassning för max förstärkning

Transistorn behöver en anpassningskrets på både in- och utgång.



Transistorn har en viss förstärkning S_{21} som i logaritmisk skala blir G dB. Dessutom har ju transistorn en reflektionsfaktor S_{11} som ger en reflektionsförlust. Anpassningskretsen eliminerar denna reflektion, dvs minskar förlusterna. Den kan alltså ses som en krets som ökar signalstyrkan, dvs ger ett par dB gain. På motsvarande sätt ger anpassningen på utgången lite större utsignal än för den missanpassade transistorn.

Man får maximal förstärkning då anpassningskretsarna har 50Ω impedans på ena sidan och konjugatanpassade till transistorn (S_{11} respektive S_{22}) på andra sidan. Förstärkaren har då inga reflektionsförluster. Maxförstärkningen betecknas ibland G_{MAG} (Maximum Available Gain).

Anpassning för minsta brus

En transistor ger ett visst brustillskott. Den alstrar både brusspänningar och brusströmmar. Om brusspänningen är dominerande får man låg brusfaktor med höga impedanser. Om det istället är övervägande brusströmmar väljer man en låg impedans. I praktiken finns båda typerna av brusällor. Man får då välja en lämplig generatorimpedans Z_{NFmin} för att få lägsta brusfaktor, NF_{min} . Denna brusfaktor gäller för en bestämd frekvens och förspänning.

Generatorimpedansen för minsta brusfaktor är i allmänhet inte densamma som för maximal förstärkning. En krets som inte är anpassad för max förstärkning, dvs inte är konjugatanpassad, kommer att ge en viss reflektion. Förstärkningen man får då kretsen är brusanpassad kallas för associated gain G_{Ass} . Vanligtvis är G_A ca 0,5 - 1,5 dB lägre än MAG. Man får alltså göra en kompromiss mellan förstärkning, VSWR och brusfaktor.

Med generatorimpedansen Z_{NFmin} får man en motsvarande reflektions koefficient för transistorn T_{NFmin} . Denna reflektionsfaktor anges i databladen både till belopp och vinkel.

Dessutom anges i databladen brusresistansen R_n . Den är ett mått på hur snabbt bruset försämras då impedansen avviker från Z_{NFmin} . Liten R_n resulterar i en mindre kritisk intrimning. Vanligtvis minskar R_n då frekvensen ökar. (t.ex. 25Ω vid 2 GHz ner till 15Ω vid 26 GHz) R_n anges visserligen i ohm, men det är ingen riktig resistans, utan endast en matematisk parameter.

Anpassning för högsta effekt

För att få högt gain ska belastningen vara konjugatanpassad till transistorn, uppmätt med små signalnivåer. Nackdelen är att uteffekten inte är så stor som den skulle kunna vara. Om förstärkaren ska optimeras för max uteffekt bör transistorn också mätas upp med stora signaler.

Transistorns S-parametrar påverkas också av belastningen. S-parametrarna mätta i ett 50Ω system avviker markant från vad de blir vid andra avslutningsimpedanser. Med den rätta belastningen får man den högsta uteffekten. Utgången är då inte konjugatanpassad, och ger alltså dåligt VSWR för små signaler.

Bandbredd

Med bandbredd menas det frekvensområde som förstärkaren håller sina data. Förstärkaren kan ha hög förstärkning över ännu större frekvensområde än som anges i specifikationen. Om förstärkning utanför bandet ger upphov till problem, får man koppla in ett bandpassfilter före förstärkaren.

Yield

Anpassningen kan ske med koncentrerade eller distribuerade kretselement. Med lämpliga reaktanser får förstärkaren bästa möjliga prestanda. Vid tillverkningen har reaktanserna och transistorn vissa toleranser. Det gör att inte alla förstärkare kan uppnå önskad prestanda. Endast en viss procent av de tillverkade förstärkarna kan godkännas, det kallas tillverkningens avkastning (yield). Rent generellt kan man säga att valet av kretskoppling är viktigare än toleransens storlek, för att få hög "yield". Den förstärkare som är anpassad för högsta "yield" får också största bandbredd, för givet antal element.

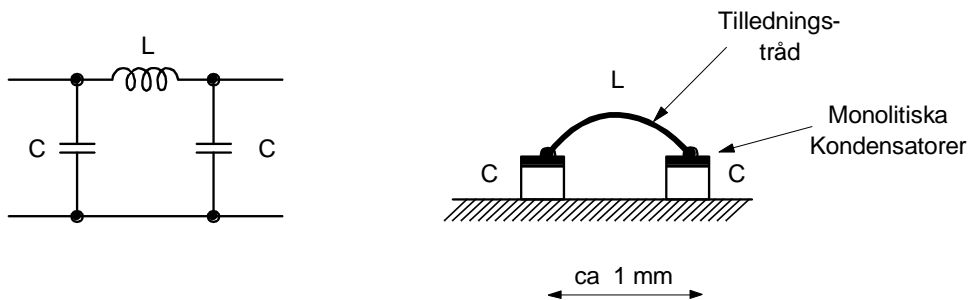
Anpassning med diskreta komponenter

De koncentrerade komponenterna (spolar och kondensatorer) måste ha små parasitreaktanser och små förluster. De måste dessutom ha små dimensioner i förhållande till våglängden.

En diskret kondensator kan ha en tolerans på ca $\pm 0,5$ pF. En kondensator på mindre än 10 pF får därför en alltför stor spridning. En kondensator får inte heller vara för stor, för då får den alltför låg serieresonans. Det betyder att den kanske uppträder som en induktans istället för kapacitans.

En ytmonterad diskret spole kostar betydligt mer än en kondensator. Spolar etsade på kretskortet får i allmänhet ganska dåligt Q-värde. Dessutom störs de av jordplanet. En höghögsmig smal ledning kan ibland ersätta en spole, speciellt om jordplanet under ledningen tas bort.

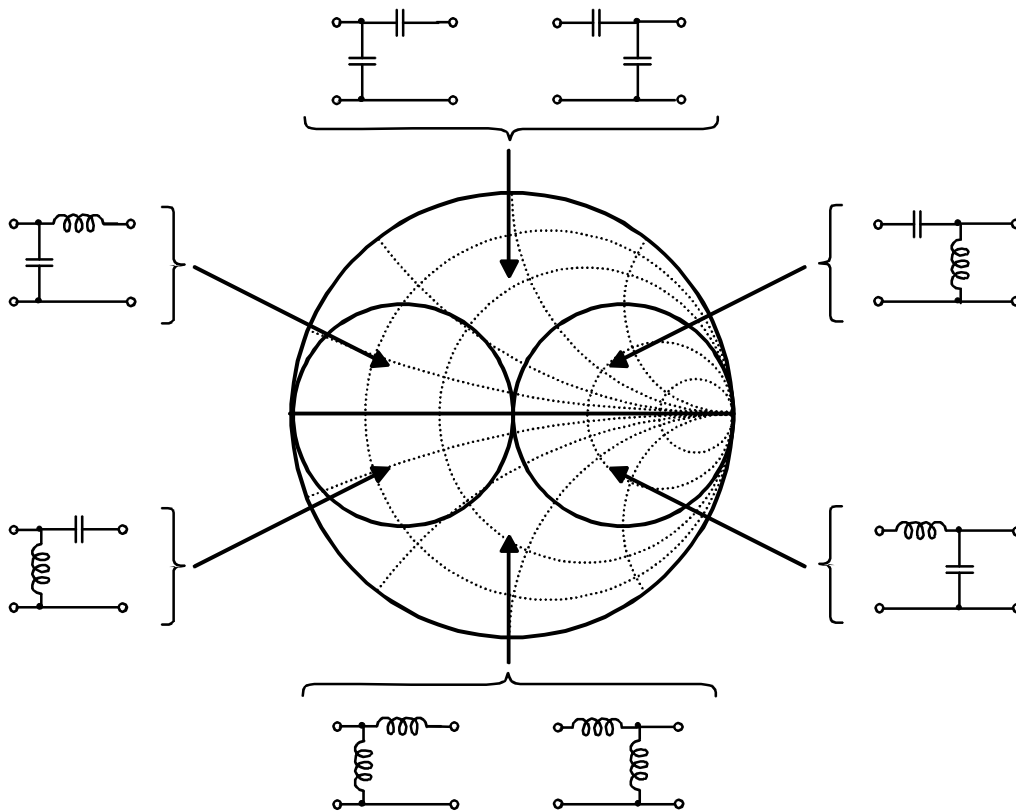
Induktanserna är ofta så små att det räcker med en lämpligt dimensionerad tilliedningstråd. Kapacitanserna kan bestå av oxid eller annat isolationsmaterial mellan metaller eller halvledare (MOS, MOM, MIM eller MIS kondensatorer).



En förstärkare 26 - 40 GHz kan anpassas med anslutningstrådar (bondtrådar) som är 0,018 mm eller 0,025 mm i diameter. Induktansen bestäms av trådens längd. Trimning görs genom att variera längden eller flytta tråden intill en ledare eller jordplan.

Smalbandig anpassning

Om förstärkaren är smalbandig (upp till 10 %) så räcker det med två kretselement. De kan vara kopplade på olika sätt. Storlek och kretskoppling kan grafiskt beräknas ur Smith-diagrammet.

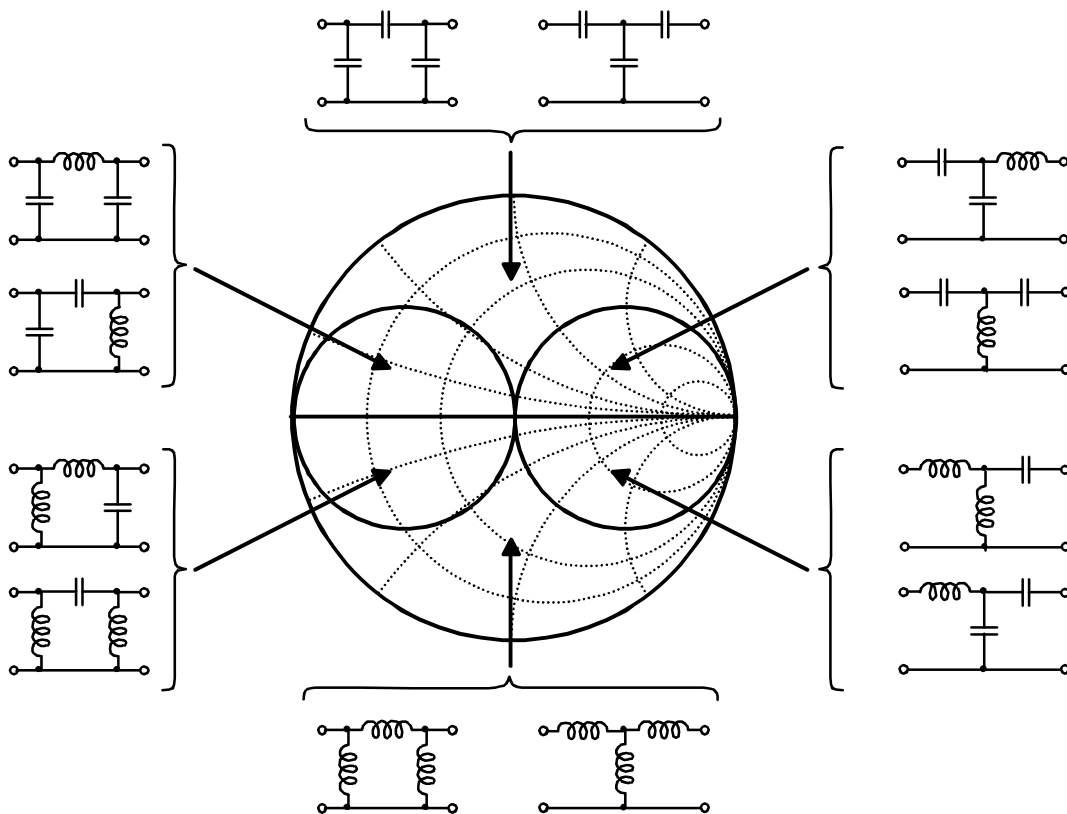


Figuren visar lämpliga kretskopplingar för att få hög yield då olika impedanser ska transformeras till 50Ω . Om impedansen på transistorn är låg börjar man med en seriereaktans, och om impedansen är hög börjar man med en shuntreaktans.

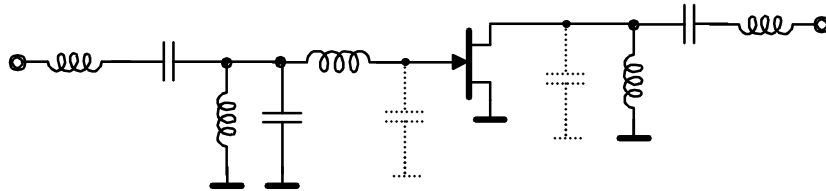
Reaktansnäten fungerar som högpass- och lågpassfilter. En HP-anpassning kan samtidigt korrigerar för transistorns lägre förstärkning mot högre frekvens. En LP-anpassning har den fördelen att den samtidigt filtrerar bort eventuella övertoner. En seriekondensator kan samtidigt vara förstärkarens DC-block. En shuntande induktans kan utnyttjas till anslutning av förspänningen.

10 - 20 % bandbredd

Anpassning med tre kretselement ger större bandbredd och högre yield.



Vid stora bandbredder eller stora effekter (stor transformation) behövs fler kretselement. Anpassningskretsen beräknas då som ett filter, som har olika impedanser på in- och utgång.

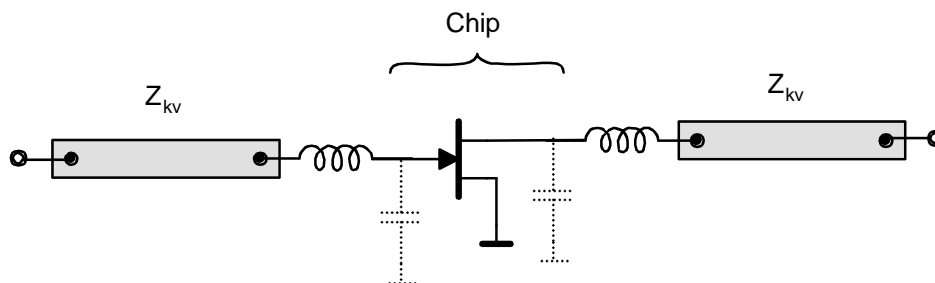


Man kan uppnå ganska stora bandbredder. Nackdelen är att varje element ger en ökning av förlusterna. Det lönar sig inte att minska reflektionsförlusterna om man samtidigt tillför lika stora resistiva förluster. Förlusterna på ingången adderas direkt till förstärkarens brusfaktor. Dessutom blir dämpningen något högre i praktiken eftersom reaktansvärdena kan avvika något från de beräknade. En smalbandig krets ger ca 0,5 - 1 dB förluster. En oktavbandig krets kan ge upp till 2 dB förluster.

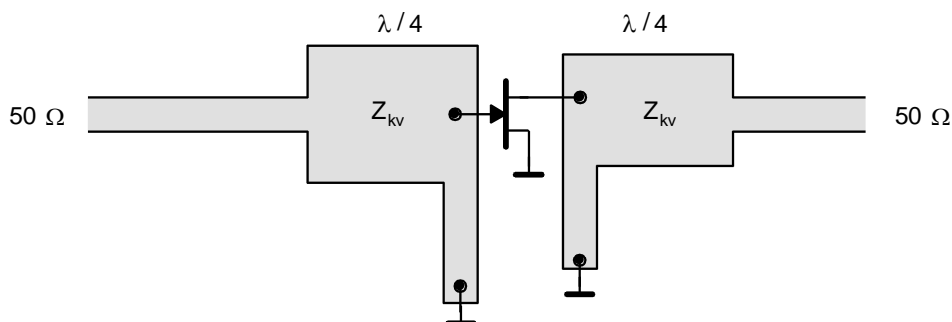
Anpassning med distribuerade komponenter

Distribuerade komponenter har lägre förluster än diskreta komponenter. De distribuerade är dessutom tillförlitligare och enklare att tillverka.

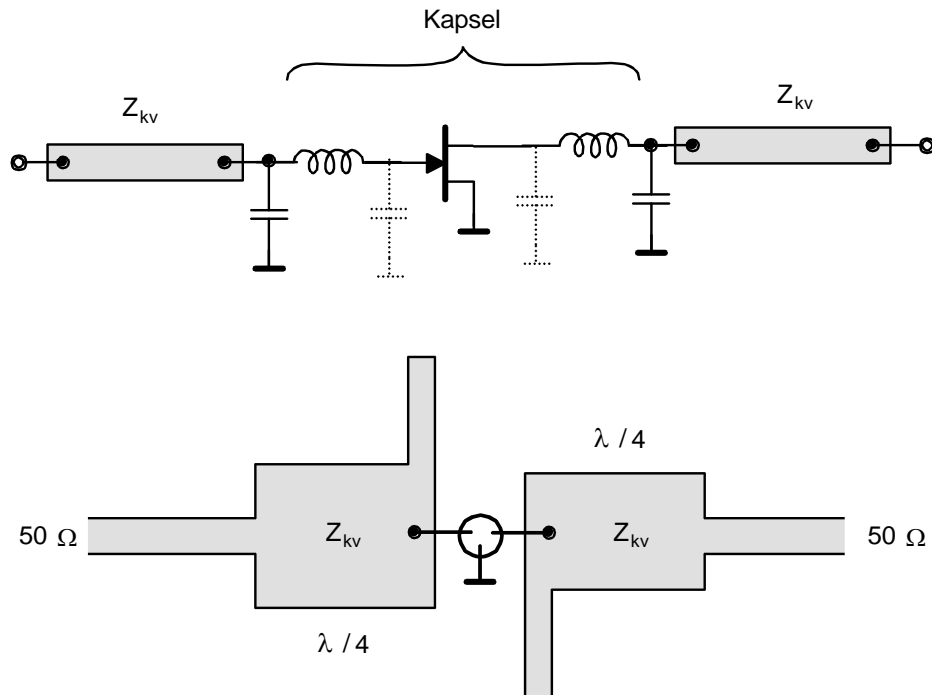
Vid bandbredder på 10 - 20 % kan man använda kvartvågstransformatorer. Om en chiptransistor används börjar man med att kompensera för transistorens strökapacitans. Det sker med en induktans i form av tillledningstråden. Sedan transformeras impedansen med kvartvågstransformatorn.



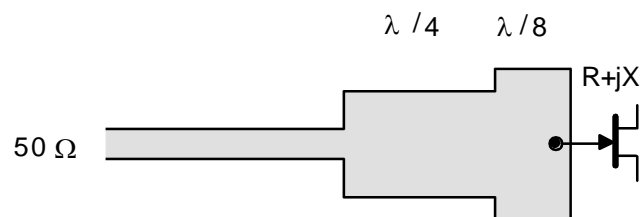
Impedansen för en stripledning på kretskort kan varieras från 20Ω till 100Ω . En kvartvågsledning kan därför anpassa belastningar från ca 8Ω till 200Ω .



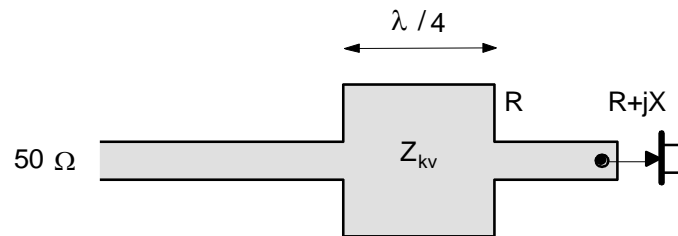
Istället för koncentrerade (diskreta) komponenter kan man utnyttja ledningsstumpar. En kort bit ledning som avslutas med en låg impedans (t.ex. kortslutning) fungerar som en induktans. En kort ledningsstump som är avslutad med en hög impedans (t.ex. öppen) motsvarar en kapacitiv reaktans.



Om däremot transistorn är förpackad i en kapsel, så kanske impedansen är induktiv. Man börjar då med kompensering av induktansen med hjälp av en kapacitans. Kapacitansen kan vara en diskret kondensator eller en stubledning. Den resistiva impedansen transformeras sen med en kvartvågsledning till den önskade anpassningen 50Ω .

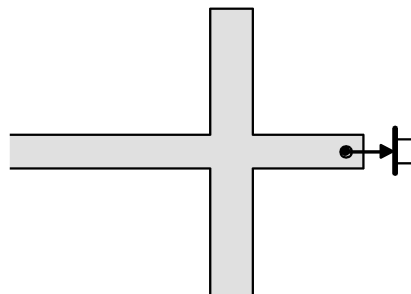


En komplex last kan bli reell med hjälp av en $\lambda/8$ ledning som har samma impedans som beloppet av lastimpedansen. Därefter transformeras den reella impedansen till 50Ω med hjälp av en $\lambda/4$ ledning.



Transistorns reaktans kan först kompenseras med en serieledning. I en punkt längs ledningen är impedansen helt reell. Denna reella del transformeras sedan med en kvartvågstransformator till 50Ω . En nackdel är att det blir en ganska lång krets.

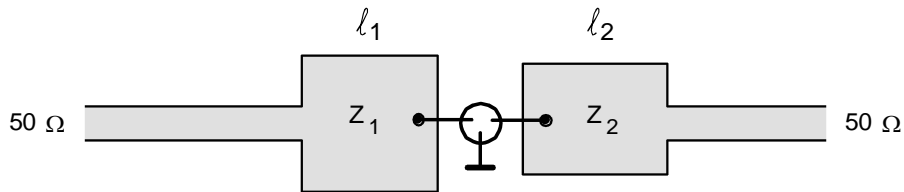
En förflyttning längs en ledning ger en variation av impedansen. På det avstånd där den reella delen är 50Ω placeras en stubbe som har en reaktans som kompenserar den reaktiva delen av impedansen i punkten. Resultatet blir en reell impedans på 50Ω .



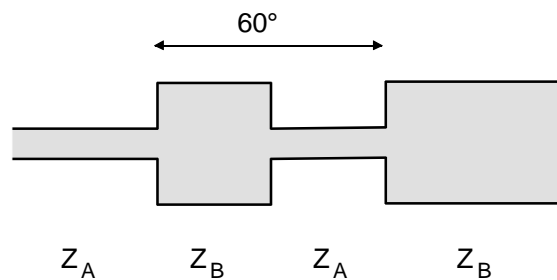
Om stubimpedansen blir mycket låg kanske ledningen blir för bred. Då kan den istället delas upp i två stubbar som är parallellkopplade.

Det kan vara praktiskt att stubledningen har flyttats bort från transistorn. Speciellt om det är en transistor med stor kapsel. Ledningen kan i så fall påverkas eller kortslutas av kapseln.

Ett annat alternativ är att avpassa ledningens längd och bredd så att impedansen transformeras till 50Ω utan att använda shuntledningar. Ledningen har nu inte längre längden $\lambda/4$

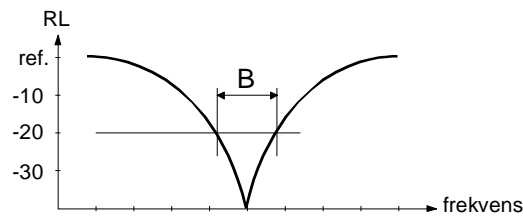


Tyvärr kan inte alla impedanskombinationer anpassas med endast en sektion. Ytterligare en sektion kan behövas för att nå fram till en transformerbar impedans. Med två sektioner får man kortast möjliga ledningar, om man väljer högsta respektive lägsta möjliga impedans på sektionerna.

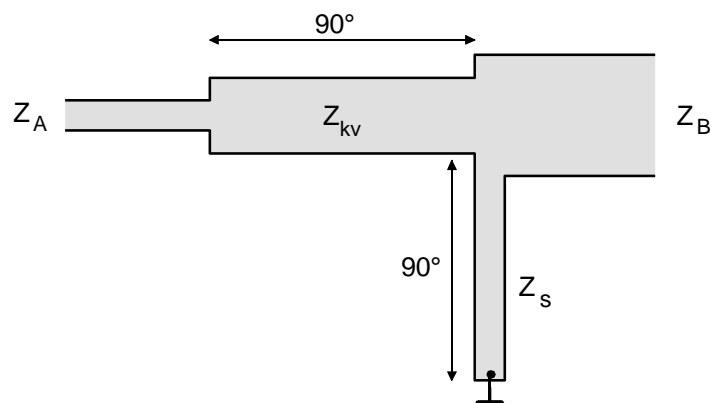


En kvartvågsledning kan ibland anses för lång. Två lika långa sektioner med samma impedanser som in- och utimpedanserna, men i omvänd ordning, kan också användas till anpassning. Den sammanlagda längden blir endast 60° jämfört med 90° för kvartvågsledningen. Nackdelen är att bandbredden blir mindre. De två mellanliggande impedanserna kan optimeras till ännu kortare transformator, men bandbredden blir ännu mindre också.

Större bandbredd



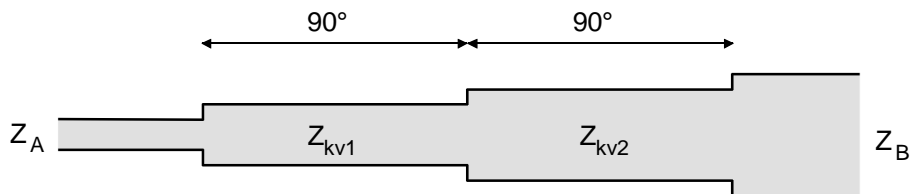
En kvartvågstransformator ger bara perfekt anpassning för den frekvens där den är just en kvarts våglängd. Den får en bandbredd, som beror på kraven i anpassning (Return Loss) eller förlusterna.



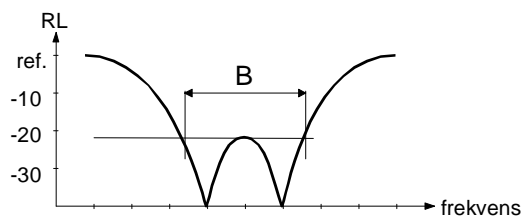
Kvartvågstransformatorns missanpassning då frekvensen avviker från centerfrekvensen, kan kompenseras med en annan stubbe, som är en kvart våglängd lång och kortsluten. Bandbredden för enbart transformatorn är vid $RL=20$ dB ungefär 36 %. Med kompensering blir bandbredden närmare en oktav.

Istället för en kortsluten $\lambda/4$ ledning kan man använda en öppen $\lambda/2$ ledning. Men den blir inte lika effektiv eftersom reaktansen varierar dubbelt så snabbt. På ett kretskort kan det vara bra att slippa kortslutna ledningar, men med en kondensator som kortslutning får man en bra anslutningspunkt för DC-förspänning.

Ytterligare ett alternativ är kompensering med en parallellresonanskrets med diskreta komponenter.



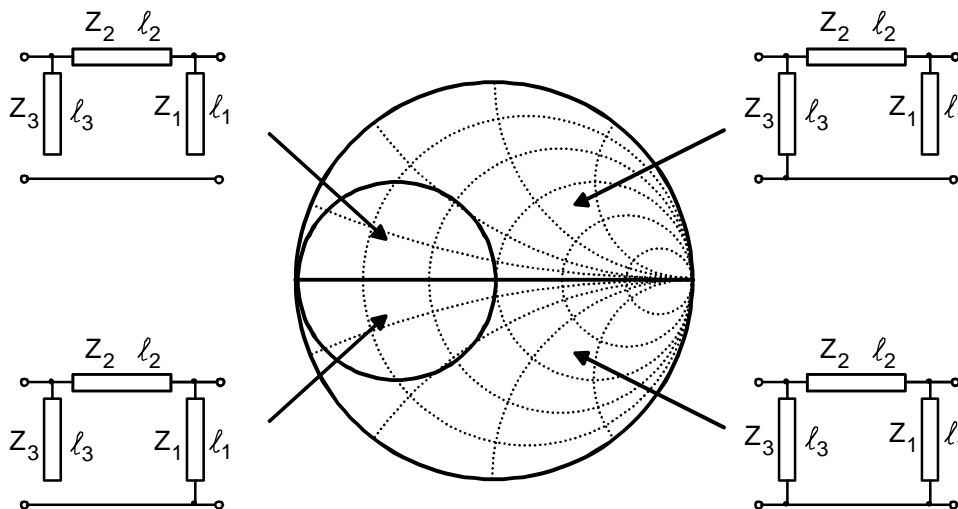
Ännu större bandbredd blir det om transformeringen delas upp i flera sektioner. Med två kvartvågslängningar blir det 90 % bandbredd vid $RL=20$ dB.



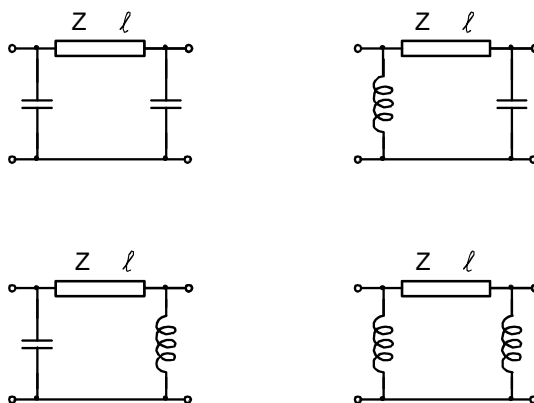
Transformering med två kvartvågslängningar ger perfekt anpassning för två olika frekvenser. Impedanserna kan optimeras till största bandbredd för en viss RL , eller till bästa RL för en viss bandbredd.

Med ännu fler sektioner blir det fler rippel i passbandet. En anpassningskrets med många sektioner kan dimensioneras som ett filter med olika impedanser på in- och utgång.

Med tre element i anpassningen kan man få större bandbredd och högre yield. Det gäller bara att välja lämplig kretskoppling beroende på impedansen som ska anpassas.

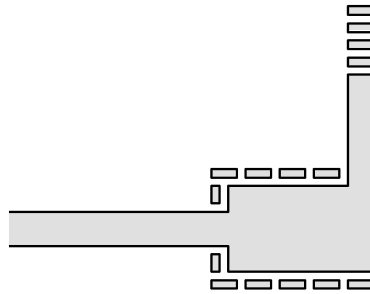


Ibland kan det vara lämpligt att blanda distribuerade och diskreta komponenter. Öppna och kortslutna stubbar kan ersättas med kondensatorer respektive spolar.



Reaktanserna kan kopplas som ett lågpass-, högpas- eller bandpassfilter. En transistor för extra lågt brus har också hög förstärkning högt upp i frekvens. Det kan då vara lämpligt att dessa höga frekvenser filtreras bort, så att de inte ger överhörning och självsvängning. På mm-våg används ofta högpasfilter för att få en kompakt krets. Dessutom slipper man den mycket höga förstärkningen på de lägre frekvenserna, dvs mikrovåg.

Trimning

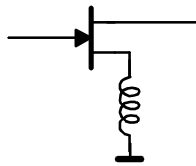


En ledningskomponent trimmas genom att ändra dess längd eller bredd. Små foliebitar etsas fram vid sidan av ledningen. De kan sedan förbindas med ledningen så att den totala impedansen och längden ändras. Förbindningen kan göras med bondning, lödning eller silverfärg. Vid trimningen petar man sedan bort en del bondtrådar, så att förstärkaren förbättras.

En bondtråds induktans kan trimmas genom att flytta tråden mot intilliggande stripledare, jordplan eller annan bondtråd.

Induktiv serieåterkoppling

Med induktiv serieåterkoppling kan man få brusanpassning och lågt VSWR samtidigt. Dessutom ger det högre IP3 och större marginal för variationer vid transistorers tillverkning.



Som induktans kan man använda en lagom lång anslutningstråd eller en smal stripledning.

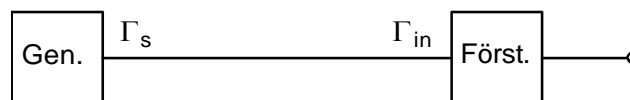
Ett problem med lågbrustransistorer är att det inte går att anpassa till lågt VSWR på både in- och utgång samtidigt. Det ger nämligen instabilitet. Men med serieåterkoppling kan kretsen bli stabil. När induktansen ökas minskar brusresistansen. Med det menas att brusfaktorn inte försämras så snabbt. Det går därför att få lågt brus och anpassning samtidigt.

Induktansen har mycket små förluster, och försämrar alltså inte brusfaktorn. Men serieåterkopplingen minskar stegets förstärkning (upp till ett par dB) och ökar därmed systemets brusfaktor. En fördel är däremot att serieåterkopplingen förbättrar anpassningen. Return Loss kan förbättras med närmare 3 dB för varje dB som förstärkningen försämras.

Man får däremot inte använda för lång anslutningstråd, för då kan man få instabilitet på högre frekvenser. En P-HEMT som har extremt lågt brus, har också mycket högt gain som sträcker sig mycket högt upp i frekvens.

3. Stabilitet

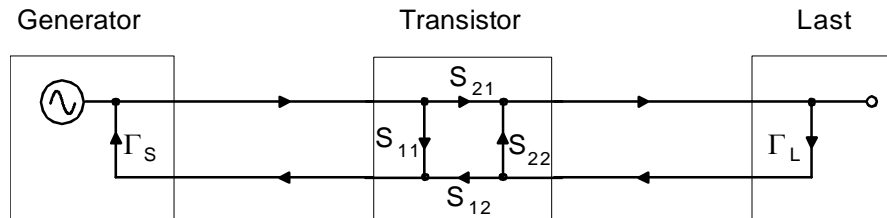
En förstärkare ska vara stabil. Den får alltså inte självsvänga på någon frekvens. Utgången är inte helt isolerad från ingången. Den förstärkta signalen kan återkopplas till ingången, både genom själva transistorn och genom olämplig omgivning. Om återkopplingen är tillräckligt stor så självsvänger förstärkaren på den frekvens där den återkopplade signalen kommer i fas. Stabilitetsvillkoret blir enklare om man betraktar reflektionerna.



En del av signalen från generatoren reflekteras vid förstärkaren. Den återkommande signalen reflekteras sedan av generatoren mot förstärkaren igen. Om den multipel-reflektade signalen är mindre än den ursprungliga signalen, så är det ingen risk för oscillering, dvs kretsen är stabil.

$$\Gamma_s \cdot \Gamma_{in} < 1 \quad \text{ger stabilitet}$$

Signalkällan och belastningen på utgången har alltid reflektionsfaktorn ≤ 1 . Om $\Gamma_{in} < 1$ är således kretsen stabil under alla förhållanden, dvs ovillkorligt stabil. Om $\Gamma_{in} > 1$ kan kretsen vara stabil för vissa Γ_s enligt stabilitetsekvationen, dvs villkorligt stabil. En transistor kan lätt få en reflektionsfaktor > 1 .

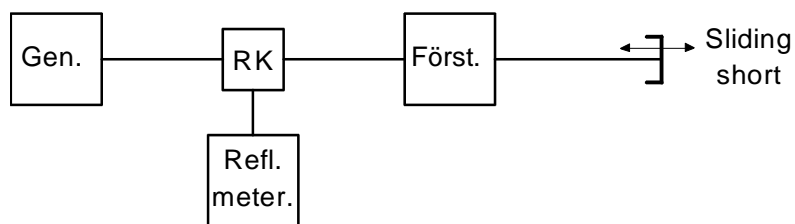


En transistors reflektionsfaktor består inte enbart av S_{11} . En del av signalen förstärks (S_{21}), går till lasten, reflekteras tillbaka (Γ_L) genom transistorn (S_{12}) och ut på ingången. En del av den vid lasten återreflekterade signalen kommer att reflekteras av transistorn (S_{22}) istället för att gå bakvägen genom den (S_{12}).

Transistorns totala reflektionsfaktor på ingången blir:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21} \cdot \Gamma_L \cdot S_{12}}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L}$$

För att garantera stabilitet ska alltså Γ_{in} vara < 1 för alla Γ_L . Man kan svepmäta Γ_{in} över frekvensområdet, med sämsta tänkbara belastning. Avslutningen är då en kortslutning som långsamt förskjuts så att samtliga faslägen blir testade.



Motsvarande stabilitetsvillkor ska också uppfyllas för utgångskretsen. Γ_{ut} mäts på motsvarande sätt, med en kortslutning vid generatoren.

De olika situationerna kan sammanfattas:

Instabil dvs självsvänger	Villkorligt stabil dvs potentiellt instabil	Ovillkorligt stabil
$\Gamma_S \cdot \Gamma_{in} > 1$ eller $\Gamma_L \cdot \Gamma_{ut} > 1$	$\Gamma_{in} > 1$ eller $\Gamma_{ut} > 1$	$\Gamma_{in} < 1$ och $\Gamma_{ut} < 1$

Ovillkorligt stabil förstärkare är alltså stabil för alla passiva avslutningsimpedanser på in- och utgång. Man kan då anpassa för transistorens maximala förstärkning, G_{MAX}

När förstärkaren väl fungerar stabilt för alla belastningar bör man försäkra sig om att kretsen är stabil även om transistorens förspänning ändras något. Dessutom ska förstärkaren vara stabil över hela sitt specificerande temperaturområde. Andra faktorer som kan starta eller stoppa en självsvängning är ljusstyrka, strålning och åldring.

Om förstärkaren innehåller flera transistorsteg, måste varje stegs stabilitet kontrolleras var för sig. Det får inte heller ske någon oönskad återkoppling via strömförsörjningen.

Om det är mycket högt gain, > 60 dB på MHz området eller > 40 dB på mikrovåg, behöver förstärkaren delas upp i flera separat skärmade lådor. Dessa lådor får då strömförsörjas var för sig, åtminstone med separat filtrering.

Beräkning av stabiliteten

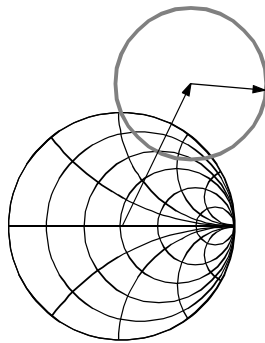
Från S-parametrarna kan man formulera ett mått på stabiliteten. Vanligast är K-faktorn. Transistorn, eller kretsen, är stabil om K-faktorn är större än ett. Ju större K-faktorn är desto högre stabilitet har kretsen. Men samtidigt ska värdet på Δ , som också formuleras från S-parametrarna, vara mindre än 1.

Ett annat alternativ är att formulera μ -faktorn. Det ger istället ett enhetligt kriterium för stabiliteten. μ -faktorn ska också vara större än 1 för att ge stabilitet, och ju större desto högre stabilitet.

Ett CAD-program kan lätt rita upp ett diagram över hur stabiliteten varierar med frekvensen. Där ser man då vilka frekvensområden som behöver extra stabiliseringskretsar.

Stabilitet cirklar

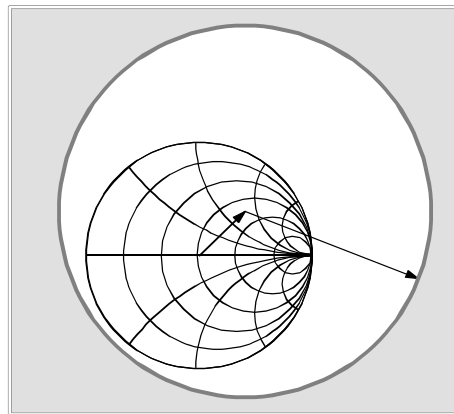
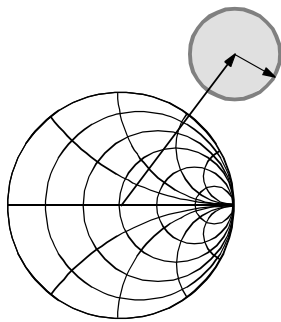
Om kretsen är potentiellt instabil kan man göra en närmare undersökning i Smith-diagrammet.



De impedanser på andra sidan transistorn (lasten respektive generatoren), som ligger på gränsen till instabilitet, ritas upp som en cirkel. För att avgöra om det är stabilt innanför eller utanför cirkeln, belastas kretsen med 50Ω , dvs. $\Gamma_L=0$.

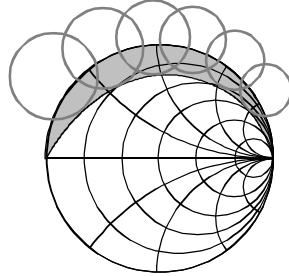
$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21} \cdot \Gamma_L \cdot S_{12}}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L}$$

Om $S_{11} < 1$ ger den anpassade utgången en stabil krets. Det avgör om Smith-diagrammets centrum är stabil eller instabil. Båda sidor om transistorn undersöks på motsvarande sätt, för att vara säkra på att kretsen blir stabil.



Om cirkeln är placerad helt utanför Smith-diagrammet, och dess utsida är stabil, blir förstärkaren ovillkorligt stabil. En annan ovillkorligt stabil situation är då Smith-diagrammet ligger helt innanför cirkeln, och cirkelns insida är stabil.

Om cirkeln visar att det finns ett instabilt område inom Smith-diagrammet, behöver inte betyda att kretsen självsvänger. Det betyder istället att det finns ett område med negativ resistans, som kan ge oscillering.

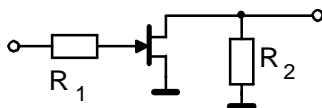


Eftersom S-parametrarna varierar med frekvensen, är det lämpligt att rita upp ett antal olika cirklar. Det ger en bild på vilken del av Smith-diagrammet som måste undvikas.

Potentiellt instabil förstärkare självsvänger för vissa kombinationer av impedanser på generator respektive last. Det gäller då att välja anpassningskretsar så att man undviker dessa områden med instabilitet. Det går bra om det är fråga om en smalbandig förstärkare.

Om det ska vara en bredbandig förstärkare så får man välja en annan förspänning, som ger andra S-parametrar. Om inte det går får man byta transistor eller välja en stabiliserande kretskoppling.

Resistiv stabilisering

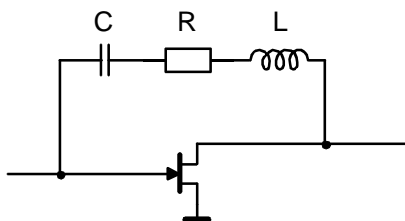


En transistor kan stabiliseras med ett motstånd. Motståndet kan placeras i serie med ingången (10 - 50 Ω) eller parallellt med utgången (50 - 500 Ω).

Nackdelen är att när stabiliteten ökar så minskar förstärkningen. Ett motstånd på ingången försämrar brusfaktorn, och ett motstånd på utgången ger lägre utsignal dvs lägre IP3. Man får alltså inte dämpa mer än nödvändigt. Ett motstånd i serie med strömförsörjningen kommer också att skydda transistorns gate mot transienter.

Stabilisering med återkoppling

Negativ återkoppling ökar också stabiliteten, men på bekostnad av förstärkningen.



En återkoppling med induktans och resistans ger en bra kompromiss mellan stabilitet och förstärkning. Resistansen är ofta på 10 till 100 Ω . Kapacitansen behövs eftersom gate och drain har olika förspänningar. Induktansen ska vara tillräckligt stor så att återkopplingen inte försämrar förstärkningen i önskat band. Ofta räcker det med induktansen i tilledningarna till motståndet och kondensatorn.

Självsvängning ovanför aktuellt frekvensband

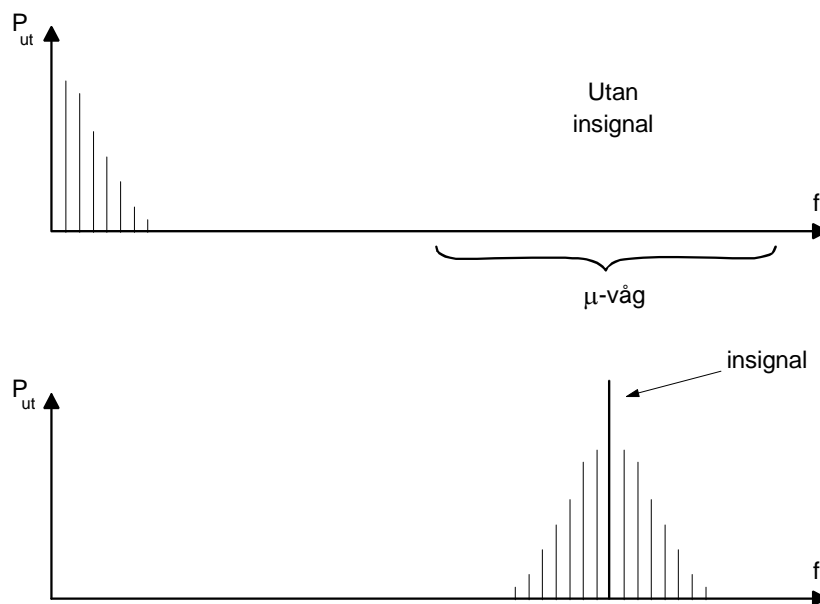
Förstärkaren kan också svänga på en frekvens utanför aktuellt band. Utanför bandet är övriga komponenter ospecificerade och ofta missanpassade (isolator, filter). På dessa frekvenser bör transistorn vara ovillkorligt stabil.

En stabilitetsanalys bör göras från DC till den frekvens, ovanför bandet, där transistorn fortfarande har effektförstärkning. Om man väljer en transistor med extra lågt brus, så har den också ganska hög förstärkning, som sträcker sig högt upp i frekvens. De här höga frekvensområdena kan behöva dämpas av kretskopplingen, för att inte ge självsvängning.

Två vanliga problem vid höga frekvenser är dålig skärmning respektive dålig jordning. Jordningen måste ske med så låg induktans som möjligt. Om man använder jordplan på kortets översida (för ytmontering), så måste man använda rikligt med genompläterade hål till det undre jordplanet, speciellt parallellt med RF-ledningen. Skärmade kapslar bör jordas runt om. Om transistorns source ska jordas till substratets undersida, kan det behövas ett flertal genompläterade hål (vias) så nära transistorn som möjligt, för att få tillräckligt låg induktans.

Självsvängning på låga frekvenser

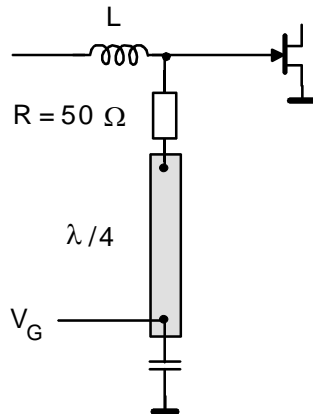
På lägre frekvenser har transistorn allt högre förstärkning och kan alltså lättare komma i självsvängning. Transistorn har 30 - 40 dB förstärkning på låga frekvenser. En HJ-FET på mm-våg kan till och med få 50 dB förstärkning.



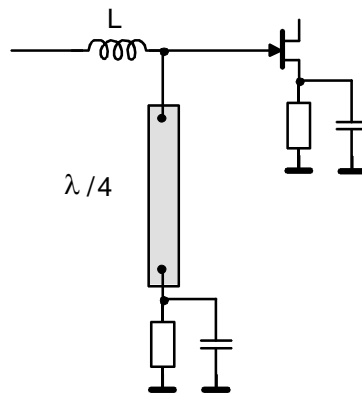
En svängning på 1 - 10 MHz kanske inte ens kommer ut på förstärkarens utgång. Däremot kan man se denna svängning som modulerade sidband på en förstärkt mikrovågssignal. Förspänningskretsen behöver därför en resistiv avslutning (10 - 50 Ω) för dessa frekvenser.

Vid mycket låga frekvenser är det vanligen förspänningskretsarna som avgör stabiliteten.

En självsvängning på så låg frekvens som 0,1 - 1 MHz ger ofta ett helt kamspektrum av övertoner. Det behövs då bättre avkoppling på strömförsörjningen, minst 0,1 μF till varje RF-steg.



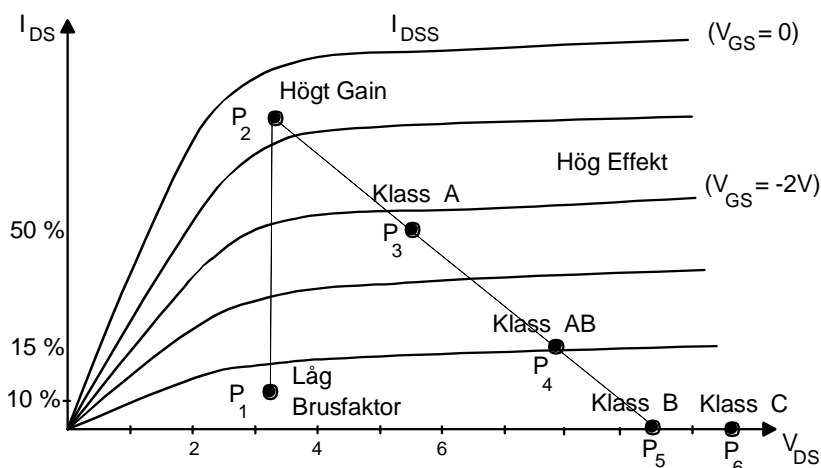
Självsvängningen på mycket låga frekvenser kan dämpas bort med ett motstånd. På önskat band ger kondensatorn en RF-kortslutning, som transformeras till ett avbrott vid motståndet. Det gör att motståndet inte lastar ner RF-kretsen. Förstärkning och brusfaktor försämras alltså inte av motståndet.



Om gate ska ha 0V kan motståndet vara anslutet till jord. Det kan då vara praktiskt att montera motståndet på λ/4 ledningens andra sida.

4. Förspänning (Bias)

Både FET och bipolära transistorer måste förspännas till lämplig arbetspunkt. Valet av arbetspunkt varierar beroende på applikationen.



Man får den lägsta brusfaktorn vid små strömmar, ca 15 % av I_{DSS}
 En lågbrusförstärkare är vanligen dimensionerad för låg effekt.
 Arbetspunkten läggs då vid punkt P_1

Lägre spänning på gate (V_{GS}) ger större ström (I_{DS}). Denna arbetspunkt ger större strömvariationer för en viss utstyrning, dvs förstärkningen (g_m) blir större i punkt P_2

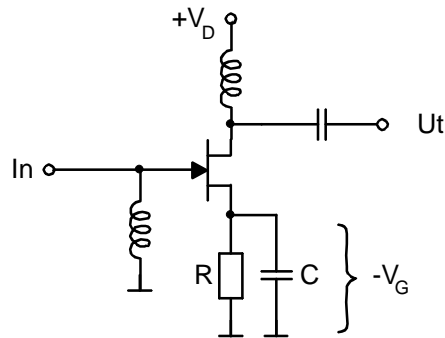
För att få högre uteffekt måste även spänningen ökas. En klass A effektförstärkare förspänns till halva maxströmmen (50 % I_{DSS}) dvs punkt P_3 . Verkningsgraden är här <50 %. Klass A ger den bästa linjäriteten.

Klass B innebär att spänningen på gate är så stor att arbetspunkten ligger vid strypning, punkt P_5 . Transistorn leder då bara under ena halvperioden. Utan insignal går det ingen ström i transistorn. Effektförbrukningen blir därför mycket liten. Verkningsgraden är teoretiskt max 78 %. Klass B har ungefär samma uteffekt som klass A. Däremot har den 3 - 5 dB lägre förstärkning, samt högre distorsion. En bra kompromiss är klass AB med ca 10 - 15 % I_{DSS}

Klass B används ofta i push-pull koppling. Det ger låg distorsion från jämna övertoner. Men övergångsområdet ger distorsion med udda övertoner. Övergångsdistorsionen kan minskas med Klass AB.

Klass C är förspänd en bit förbi strypning, punkt P_6 . Transistorn leder då ström under en mindre del av perioden. Strömmen är nära max då drain-spänningen är som minst. Det ger bättre verkningsgrad än klass B. Med högre förspänning på gate blir allt mindre del av signalens period ledande. Det ger allt högre verkningsgrad, men samtidigt lägre uteffekt. Man får därför göra en kompromiss mellan uteffekt och verkningsgrad.

Sourcemotstånd

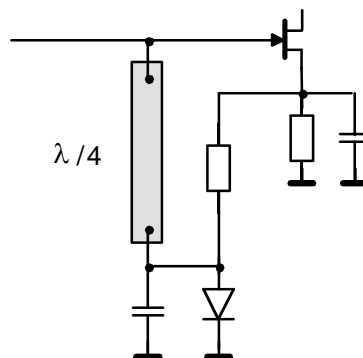


En småsignalförstärkare kan lättast förspännas med ett motstånd mellan source och jord. Spänningsfallet ger den önskade förspänningen på gate. Motståndet måste naturligtvis förbikopplas RF-mässigt med en kondensator. Denna kondensator kommer tyvärr att ge lite förluster på mikrovåg.

För lägre frekvenser än det aktuella bandet är kondensatorn för liten för att ge avkoppling. Då får förstärkaren negativ återkoppling. Det motverkar en eventuell självsvängning på dessa låga frekvenser som har mycket högt gain.

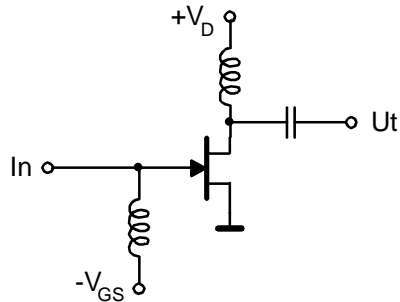
Med ett motstånd i source (respektive emitter) stabiliseras också DC-arbetspunkten, samt ger skydd mot transienter.

Nackdelen är lite högre brusfaktor och lägre verkningsgrad.



På grund av spridningen i knäspänning kan en transistor på mm-våg behöva ytterligare stabilisering av arbetspunkten. Med en diod får man en fast förspänning till gate. I det här fallet finns det ett strömbegränsande motstånd i serie med dioden.

Dubbla spänningar



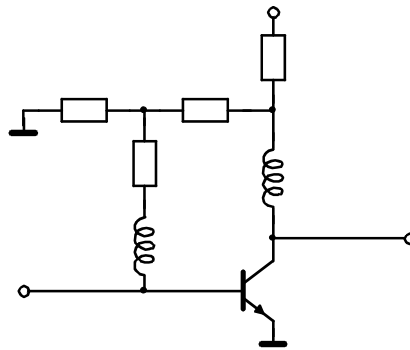
På mikrovåg används ofta egen spänningskälla för gate, speciellt vid höga effekter. Source ansluts då till jord, med så liten induktans som möjligt. Eftersom man inte får någon effektförlust i något motstånd så blir också verkningsgraden högre. Det är speciellt viktigt på höga effekter.

För att undvika höga strömmar och självsvängning, ska negativa spänningen på gate anslutas först, och sedan den positiva spänningen på drain. Spänningarna kan helt enkelt anslutas via olika tidskonstanter.

En nackdel är att det behövs två spänningsaggregat samt att transistorn kan gå sönder om ena spänningen försvinner.

Passiv förspänning av bipolära transistorer

Arbetspunkten beror på transistorens h_{FE} . Men transistorerna har stor spridning i h_{FE} (50 - 150). Dessutom varierar h_{FE} med temperaturen ca 0,5 % /°C. V_{BE} har en temperaturkoefficient på ca -2 mV /°C.

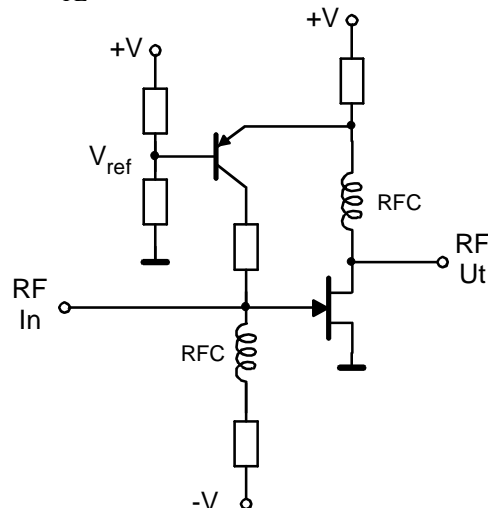


Basströmmen tas från kollektorspänningen V_{CE} . Om h_{FE} ökar så ökar strömmen I_C . Det ger ett spänningsfall över kollektormotståndet så att V_{CE} minskar. Det ger i sin tur mindre basström. Resultatet är en återkoppling som stabiliserar arbetspunkten.

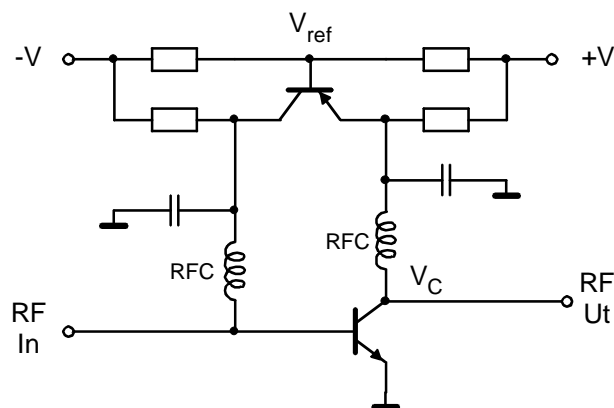
På låga frekvenser används ett emittermotstånd för att få ytterligare stabilisering av arbetspunkten. Visserligen kan motståndet shuntas med en kondensator, men ströreaktanserna ger problem på mikrovåg. Helst ska emittern vara jordad. Istället används en effektivare stabilisering med en extra transistor.

Stabilisering av arbetspunkten

Med en transistor i förspänningskretsen kan strömmen hållas konstant även om temperaturen ändras, dvs h_{FE} ändras.



En transistor, eller OP-förstärkare, jämför spänningen på drain med en referens från en spänningsdelare. Gate regleras så att spänningen på drain blir lika stor som referensen. Det betyder också att strömmen genom transistorn blir lika stabil som referensen.

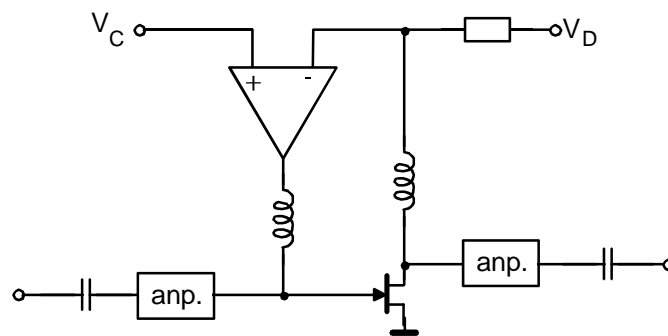


Om strömmen i transistorn ökar, så minskar spänningen på kollektorn. En yttre transistor jämför V_C med en fast referens V_{ref} . När V_C minskar så minskar strömmen. Det för med sig att även strömmen till basen på RF-transistorn minskar. Strömmen i RF-transistorn, dvs arbetspunkten, blir alltså låst till V_{ref} .

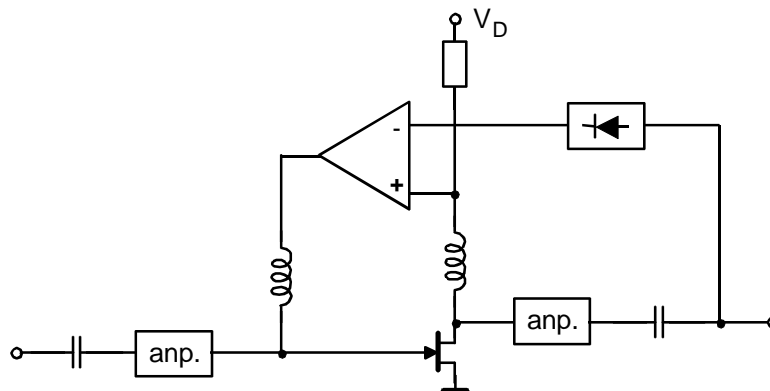
Med enbart ett motstånd behövs det ca 3 V för att få stabilitet över temperaturen. Med en extra transistor kan behovet av spänningsfall minskas till ca 1,7 V.

Styrning av arbetspunkten

För att få låg brusfaktor ska strömmen vara låg. Men om förstärkaren ska tåla starka störningar behöver IP_3 vara hög. Hög IP_3 får man med stor ström i transistorn.

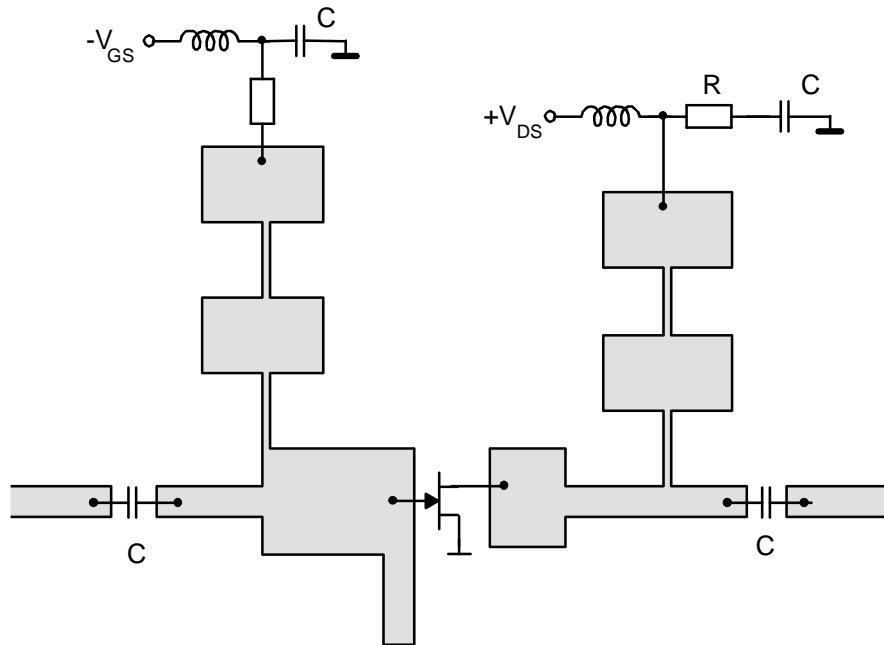


Stabiliseringskretsens referens kan väljas efter behov. Arbetspunkten ställs då in (eller switchas) med en kontrollspänning.



Alternativ kan arbetspunkten väljas automatiskt beroende på om det finns en stark störning att detektera. Finns det bara svaga signaler blir förstärkaren inställd till låg brusfaktor med liten strömförbrukning.

Bias-kretsar



Förspänningen ansluts via en höghohmig ledning så att mikrovågsfunktionen påverkas så lite som möjligt. Med ömsom hög respektive låg impedans, får man ett lågpass-filter som förhindrar att RF kommer ut på DC-ledningen.

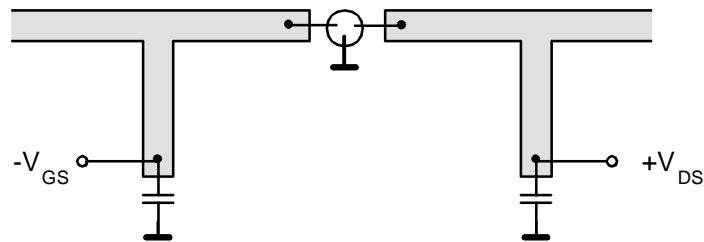
En effektförstärkare på 8 W behöver en drainström på 2,5 A. Stor ström kräver kraftig ledare. Maximala impedansen blir begränsad för ledningarna, både för anpassning och för förspänning. Man bör också tänka på att en 25 μm guldråd kan smälta för en ström mindre än 1 A.

Förspänningskretsarna kan gärna innehålla ett motstånd (10 – 50 Ω) som avslutar de mycket låga frekvenserna. På så sätt kan man undvika lågfrekvent självsvängning. Motstånden kan flyttas närmare mikrovågskretsarna, för att samtidigt stabilisera förstärkaren på högre frekvenser.

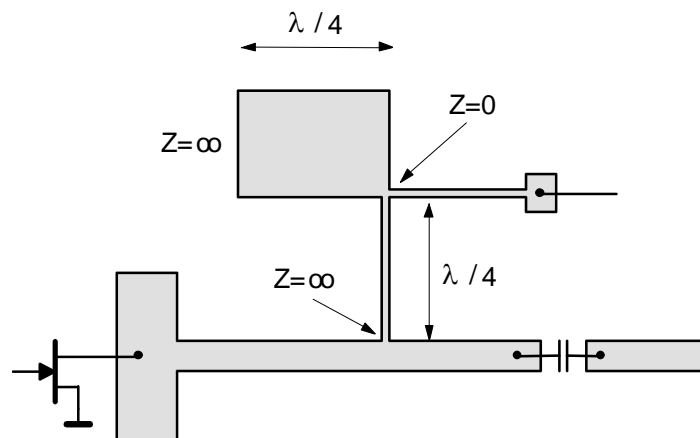
Till DC-blockering och förbikoppling (bypass) används en så stor kapacitans att reaktansen blir mindre än 1 Ω på lägsta frekvensen.

För bästa linjäritet vid max RF-signal ska V_{GS} antingen hållas konstant, eller tillåtas variera så mycket att medelströmmen på gate blir noll.

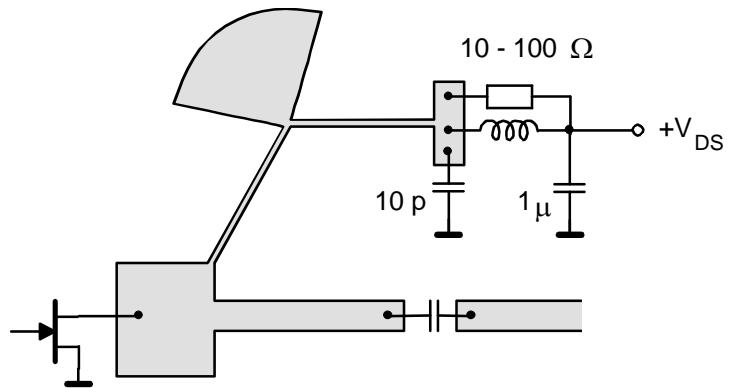
Då RF-signalen in är stor, kan gate-source bli förspänd i framriktningen under en del av perioden. För att skydda gateövergången behövs ett seriemotstånd som begränsar strömmen till ca 1,2 mA per mm gatebredd. Stora strömspikar på gate kan dessutom ändra arbetspunkten ganska dramatiskt.



Om man ändå ska ha kortslutna stubbar i anpassningskretsen, så kan man göra kortslutningarna med kondensatorer. Transistorns drivspänningar kan då anslutas vid kondensatorerna där RF-signalen är noll.



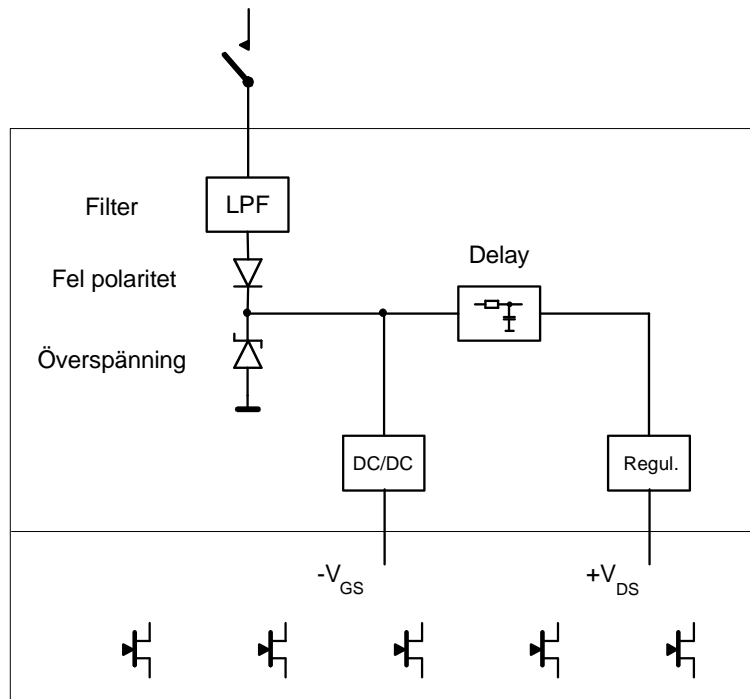
Man kan också göra ett filter med kvartvågsledningar så att man får en virtuell öppen ledning vid anslutningen.



En radialstub får en väl definierad anslutningspunkt. Den blir kortare än motsvarande $\lambda/4$ ledning. Dessutom blir den bredbandigare.

I det här exemplet är stabiliseringsmotståndet anslutet i serie. Motståndet förbikopplas med en spole för att inte ge onödig effektförlust för DC-strömmen.

Skyddskretsar



Alla mikrovågskretsar bör skyddas mot fel polaritet med hjälp av en seriediод. En zenerdiод skyddar mot överspänning. Mycket snabba transienter bör slöas ner med ett låpassfilter så att zenerdiодen hinner med.

Gatespänningen drar mycket lite ström. Det går alltså bra med en liten DC/DC omvandlare. Gatespänningen måste alltid anslutas före drainspänningen för att det inte ska bli strömrusning. Drainspänningen är alltså fördröjd. En intern regulator stabiliserar drainspänningen, dvs arbetspunkten. Den skyddar också förstärkaren mot brum-modulering. Strömförbrukningen är < 10 mA per dB förstärkning, på mikrovåg med 1 dB kompressionspunkten upp till 15 dBm.

Förstärkaren kan pulsas med en switch i yttre spänningsanslutningen. Man kan också pulsa regulatorn för drain.

Lådan som innehåller mikrovågskretsarna bör göras så liten som möjligt, för att det inte ska bildas kavitetmoder, som kopplar mellan olika delar. Kretsarna för strömförsörjningen ligger alltså i en annan avskärmad del av förstärkarlådan.

5. Förstärkarsteg

Frekvensberoende

En transistor som arbetar linjärt, har på mikrovåg en förstärkning som avtar med 6 dB/oktav. Lutningen på förstärkningskurvan korrigeras med en krets som har en dämpningskurva som lutar åt motsatt håll (en equalizer). Dämpningen kan vara resistiv eller reaktiv.

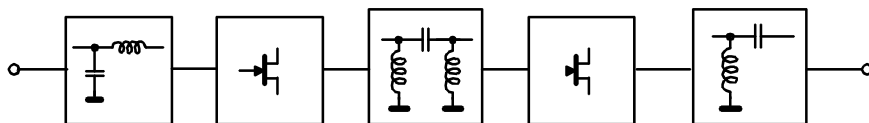
Enklast är reaktiv dämpning, dvs reflektionsdämpning. Transistorn är då anpassad för högsta frekvens, och sedan ökar missanpassningen mot lägre frekvens med 6 dB/oktav.

Missanpassningen sker antingen på ingången eller utgången. En korrigerig på ingången betyder att brusfaktorn försämras för de lägre frekvenserna. Om kompenseringen sker på utgången, är det istället transistorns uteffekt som blir försämrad.

En oktavbands förstärkare behöver alltså 6 dB reflektionsdämpning på lägsta frekvensen. Det betyder att stående-våg förhållandet blir $VSWR = 14$ dvs en mycket kraftig missanpassning.

Flerstegsförstärkare

Om man behöver högre förstärkning kaskadkopplas fler transistorer. Första transistorn är normalt anpassad för lägsta brusfaktor.

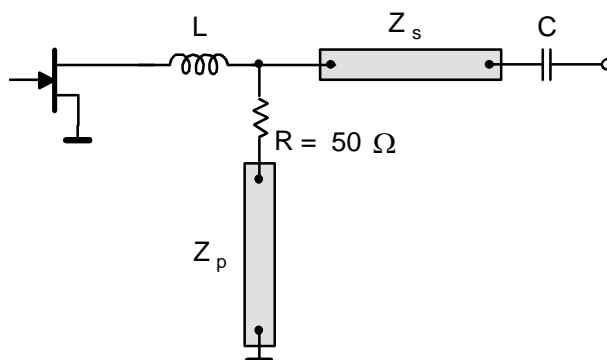


Staget mellan transistorerna anpassar första transistorn direkt till nästa transistor. Anpassningsnätet är alltså konjugatanpassat mot första transistorn. Mot andra transistorn kan nätet vara anpassat för lägsta brusfaktor eller maximal effektöverföring.

Frekvenskompenseringen av transistorernas förstärkning förläggs mellan transistorerna. Man kan också fördela kompenseringen till båda kretsarna. Valet gäller lägsta brusfaktor eller högsta uteffekt, för den lägsta frekvensen. På så sätt kan man få en tvåstegsförstärkare för 2 - 18 GHz med förstärkningen 10 dB.

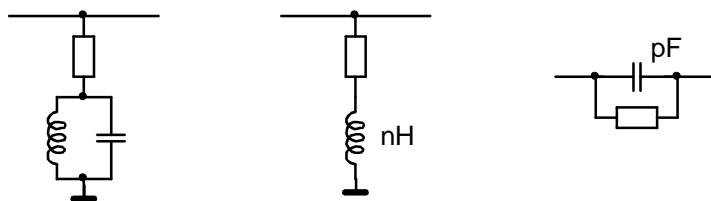
Resistiv kompensering

Förstärkarkompensering med resistans har den fördelen att förstärkarens stabilitet samtidigt förbättras. Reflektionerna mellan de olika stegen minskar. Det ger mindre rippel.



Kretsen är en diplexer. Z_p är en kvarts våglängd för högsta frekvensen. Kortslutningen transformeras till en öppen ledning, så att resistansen inte belastar utgången. Då frekvensen minskar, kommer signalen att dämpas. Mycket låga frekvenser är helt avslutade med $50\ \Omega$ motståndet.

Förutom frekvenskompenseringen kommer motståndet att ge kretsen lägre Q-värde. Det betyder att man kan få lite bredbandigare förstärkare.

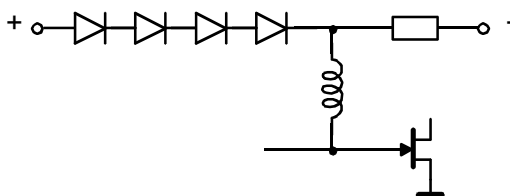


Det går också att använda diskreta komponenter. De blir då i storleksordning $1\ \text{nH}$ respektive $1\ \text{pF}$.

Temperaturberoende

Förstärkningen i en GaAs FET minskar då temperaturen ökar. Minskningen är $0,002 \text{ dB}/^\circ\text{C}/\text{dB gain}$. Det betyder att förstärkningen i en 30 dB förstärkare varierar 8,4 dB mellan -55 och $+85$ °C. Om så stort temperaturområde krävs, kan man behöva en PIN-dämpare i förstärkarkedjan. Denna PIN-dämpare styrs då från en termistor, så att dämpningen minskar då temperaturen ökar. Förstärkningsvariationen kan då hållas mindre än ± 1 dB för motsvarande förstärkare.

Variationerna i förstärkning kan kompenseras med förspänningen på gate. Vid högre temperatur behövs en spänning som är högre (dvs mindre negativ) för att få konstant förstärkning.



Diodens knäspänning minskar ca $1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ då temperaturen ökar. För att få önskad variation av spänningen på gate behövs det 4 dioder i serie.

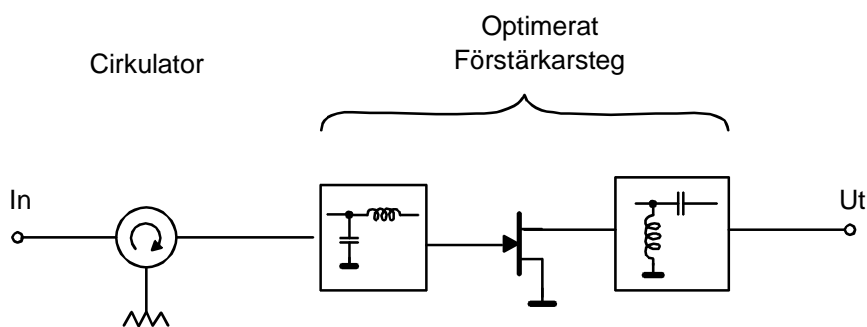
En annan viktig parameter som påverkas av temperaturen är brusfaktorn. Brusfaktorn ökar ca $0,15 \text{ dB}$ per 10 °C. Det innebär att man kan minska brusfaktorn hos en förstärkare, genom att kraftigt kyla ner den.

En 8 - 18 GHz förstärkare med HJ-FET får vid:

Rumstemperatur	NF = 1,9 dB	Gain = 10 dB
19 °K	NF = 0,3 dB	Gain = 12 dB

Cirkulatorkopplad förstärkare

När en förstärkare är anpassad för lägsta brusfaktor, eller max uteffekt, har den en viss missanpassning på ingången.

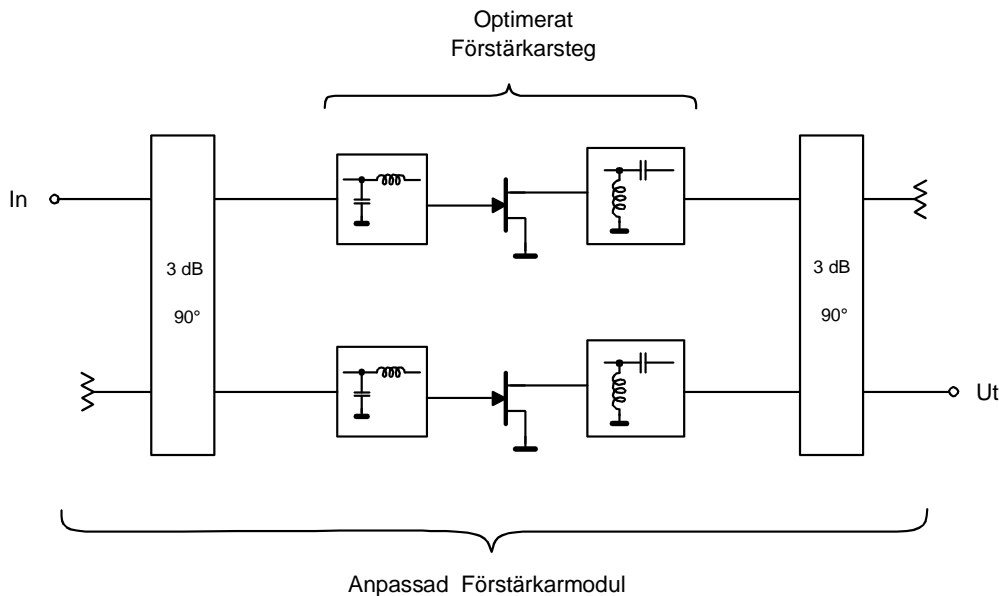


Med en cirkulator kan man ta bort reflektionen. Man får alltså en brusanpassad förstärkare som dessutom har lågt VSWR. En cirkulator har i vågledare $VSWR < 1,06$ och med koaxialanslutning $< 1,20$.

En cirkulator kan smalbandigt få mycket låga förluster. Det betyder att brusfaktorn också blir låg. För en cirkulator i vågledare är förlusterna $< 0,15$ dB och för en cirkulator i koaxial $< 0,25$ dB.

Nackdelarna är att den är ganska stor och klumpig, och har en temperaturberoende fasnöjsgång.

Hybridkopplad förstärkare



Två lika förstärkare kopplas mellan två 3 dB 90° hybrider. Den reflekterade effekten kommer att sammansättas i respektive avslutningsmotstånd. Den förstärkta effekten kommer att sammansättas i utgången. Vanligen används Lange-kopplare för att få oktav bandbredd med låga förluster. Men det går också att uppnå två oktavers bandbredd.

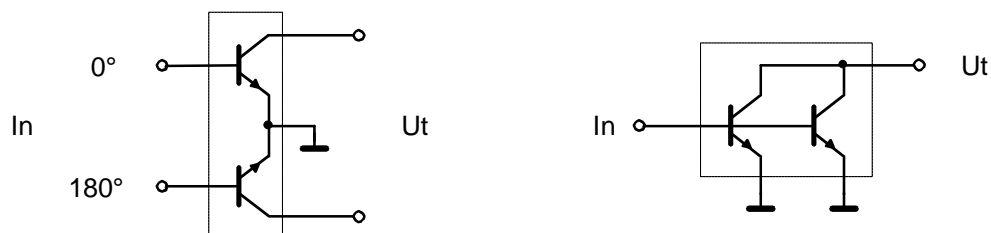
De två förstärkarna kan vara anpassade för lägsta brusfaktor eller jämn gain-kurva, dvs högt VSWR. Hybridkopplade förstärkaren får däremot lågt VSWR i sin helhet, på grund av hybriderna (VSWR = 1,5)

Den här typen av förstärkarmoduler kan lätt kaskadkopplas utan att de olika stegen påverkar varandra. VSWR = 2 mellan två steg ger ett rippel på ± 1 dB över frekvensen. Lämpligt antal moduler kan alltså kopplas ihop för att få önskad förstärkning. I och med att modulstorlek har bestämts, så kan även andra modul-element lätt kopplas in i förstärkarkedjan. Det kan t.ex. vara en limiter, PIN-dämpare eller en fast dämpsats. En nackdel är att modulen blir ganska stor. 90° hybriderna behöver ju vara en kvarts våglängd långa.

Genom att sammansätta signalen från två transistorer får man dubbelt så hög uteffekt. Men det är ju också så att två förstärkarsteg kostar dubbelt så mycket som ett, och blir minst dubbelt så stor. Dessutom är en Lange-kopplare ganska komplicerad att tillverka. Ytterligare en nackdel är att strömförbrukningen dubbleras med två transistorer.

Balanserad transistor

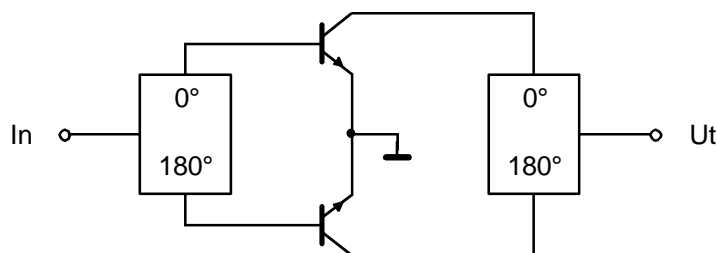
På UHF och lägre mikrovågsfrekvenser kan man koppla två transistorer i serie istället för i parallell.



Man får därigenom en in- respektive utimpedans som är 4 gånger högre. En effekttransistor har ju vanligen mycket låg impedans. Seriekopplingen blir då lättare att anpassa till 50Ω . Det betyder lägre förluster (större verkningsgrad) och större bandbredd.

Den balanserade transistorn består av två transistorchip som är monterade i samma kapsel. Ingångarna matas i motfas, och de hopkopplade emitterarna är RF-mässigt jordade.

En koppling med två separat förpackade transistorer skulle naturligtvis också ge motsvarande funktion. Men induktansen som då uppstår mellan de åtskilda transistorerna skulle kraftigt reducera förstärkarens prestanda.



Kretskopplingen från den obalanserade in- respektive utgången till den balanserade förstärkaren, kan bestå av trådlindade toroider eller balunkopplade ledningar.

Ytterligare en fördel med den balanserade förstärkaren är undertryckningen av jämna övertoner. Den andra övertonen är ca 20 dB lägre i en balanserad förstärkare jämfört med en konventionell.

Datorbaserad dimensionering

Med hjälp av Smith-diagram eller enklare beräkningar, kan man nå ganska gott resultat för en smalbandig förstärkare. Den slutliga kretsen behöver sen ofta trimmas i flera punkter. Om man önskar en noggrannare beräkning, på flera frekvenser inom en större bandbredd, blir beräkningsarbetet mycket stort. En transistors fyra S-parametrar varierar dessutom med frekvensen. Anpassningskretsen måste alltså kompensera dessa variationer.

De olika anpassningskretsarna kommer också att påverka varandra. En transistors reflektion består ju dels av S_{11} och dels av den signal som går genom transistorn, reflekteras av anpassningskretsen på andra sidan och sedan går tillbaks genom transistorn. Motsvarande förhållande råder även från andra sidan av transistorn. Vid beräkning av kretselementen och förstärkarens förväntade prestanda, måste man alltså ta med samtliga transistorsteg, med sina respektive anpassningselement. Man måste också räkna med parasitreaktanserna och förlusterna från anpassningselementen och stripledarna.

Vid den datorbaserade dimensioneringen börjar man naturligtvis med att välja transistor. Det är bra om man kan välja rätt från början så att inte alla beräkningar blir förgäves. Man läser alltså in transistorns S-parametrar och brusdata, för samtliga önskade frekvenser. Man måste också själv bestämma den grundläggande kretslösningen, dvs hur alla kretselementen ska kopplas. Datorn sköter ju endast den matematiska behandlingen av problemet.

Först görs en enklare beräkning av kretselementen så att man ser att kretskopplingen är rimlig. Denna lösning ger då vissa prestanda för förstärkaren. Kretsarna ska sedan optimeras över hela frekvensområdet. Datorn varierar då vissa, av operatören utvalda element, och undersöker om förstärkarens prestanda har förbättras.

Den slutliga kretslösningen innehåller inverkan från förlustresistanser och ströreaktanser. Även övriga komponenter bör vara medräknade, t.ex. förspänningskretsar, stabiliserande motstånd samt kondensatorer för DC-blockering.

Troligtvis får man efterjustera några komponenter för att bättre passa tillverkningen. Man får också kontrollera att ledningsmönstret ser rimligt ut. Dvs att ledningarna inte hamnar för nära varandra, eller rent av över varandra. Efter justeringen görs en ny optimering. Datorn kan också undersöka hur snäva tillverkningstoleranser de olika elementen måste ha. Får man helt oralistiska värden på komponenterna får man börja om med en annan kretskoppling eller byta till en annan transistor.

mm-våg

På mm-våg blir de reaktiva anpassningselementen så små, att de med fördel kan tillverkas tillsammans med transistorn på samma halvledarchip. Det har också den fördelen att dessa precisionsledningarna kan placeras mycket nära transistorn utan extra parasitreaktanser.

Ju högre upp i frekvens man går desto kortare gatelängd måste man använda. Men även kanalens tjocklek måste minskas. Ofta hålls tjockleken 1/4 av längden. För att få tillräckligt med ström måste kanalen dopas hårdare. Det ger lägre överslagsspänning mellan drain och gate. Uteffekten för en viss gatebredd blir alltså lägre för en mm-vågs FET. Uteffekten är vanligen ca 20 dBm upp till 40 GHz och 10 dBm upp till 60 GHz.

Med P-HEMT kan man få högre effekt med god verkningsgrad. På 40 GHz och med 1 - 3 GHz bandbredd kan man få:

Effekt	Förstärkning	Verkningsgrad
500 mW	10 dB	30 %
200 mW	20 dB	20 %

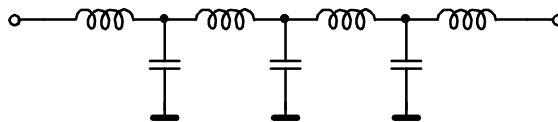
Ett förstärkarsteg i P-HEMT kan få 3 dB brusfaktor på 60 GHz bandet. Vid 100 GHz blir brusfaktorn för en förstärkare ca 4 dB. En förstärkare med vanlig FET-transistor kan få ca 5 dB brusfaktor vid 60 GHz.

Vid dimensionering av en mm-vågs förstärkare får man starta med att mäta upp den på lägre frekvens. Man mäter DC-parametrar, S-parametrar och brusdata. Helst bör man använda wafer-probe direkt på halvledarchipet. På det sättet slipper man alla parasitreaktanser i en testfixtur. Dessa transistordata räknas om till någon lämplig ekvivalent krets. Denna modell kan sen utsträckas till att också gälla för mm-våg. Därefter räknas ekvivalenten om till S-parametrar och brusdata igen, för önskade frekvenser. På så sätt har man fått användbara data att dimensionera kretskopplingen efter.

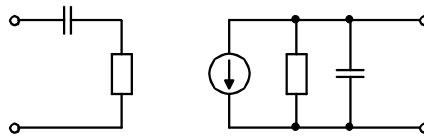
P-HEMT kan användas upp till ca 120 GHz. Ovanför 120 GHz ger InP (indium fosfid) mycket bättre prestanda. Det går att göra förstärkare upp till 220 GHz. På 60 GHz har en trestegs förstärkare fått 20 dB gain och 2,2 dB brusfaktor. På 183 GHz blev brusfaktorn 8,3 dB, men då är även en övergång till vågledare på 3 dB medräknad. Även HBT-förstärkare har gjorts i InP upp till 98 GHz. Tyvärr är det svårt att tillverka InP i stora substrat med stort utbyte (yield), och det är ett skört material som gör produktionen dyrbar.

6. Distribuerad förstärkare

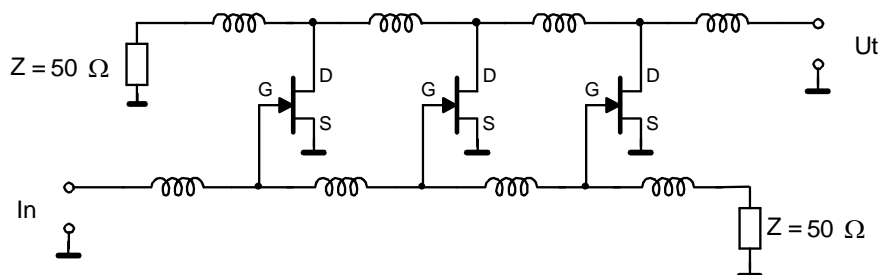
Problemet med en transistor är dess stora kapacitans på in och utgång. Kompensering med en induktans fungerar bara inom ett smalt frekvensområde. En distribuerad förstärkare innehåller ett antal transistorer fördelade längs en ledning. Signalen kommer att förstärkas då den vandrar längs ledningen.



En ledning innehåller en viss induktans och kapacitans per längdenhet. Man kan göra en artificiell ledning med diskreta spolrar och kondensatorer. Den är då utformad som ett lågpasfilter, och har en övre gränzfrequens som bestäms av komponenternas storlek.



En transistor har en ekvivalent kapacitans både på in- och utgång. Man kan ersätta varje kondensator i ledningen med en transistor som har motsvarande kapacitans.



Insigalen går längs ledningen till avslutningsmotståndet Z_1 . När signalen passerar en gate på en transistor, alstras en förstärkt signal på dess drain. De förstärkta delsignalerna sammansätts på den andra transmissionsledningen. Om fasgången på de två ledningarna är lika så sammansätts signalerna i fas mot utgången. Åt andra hållet blir signalerna inte sammansatta i fas. En viss restprodukt absorberas i avslutningsmotståndet Z_2 .

Dimensionering

De två ledningarna bör ha 50Ω impedans för att in- och utgång ska bli anpassade.

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{dvs} \quad \frac{L_G}{C_G} = \frac{L_D}{C_D}$$

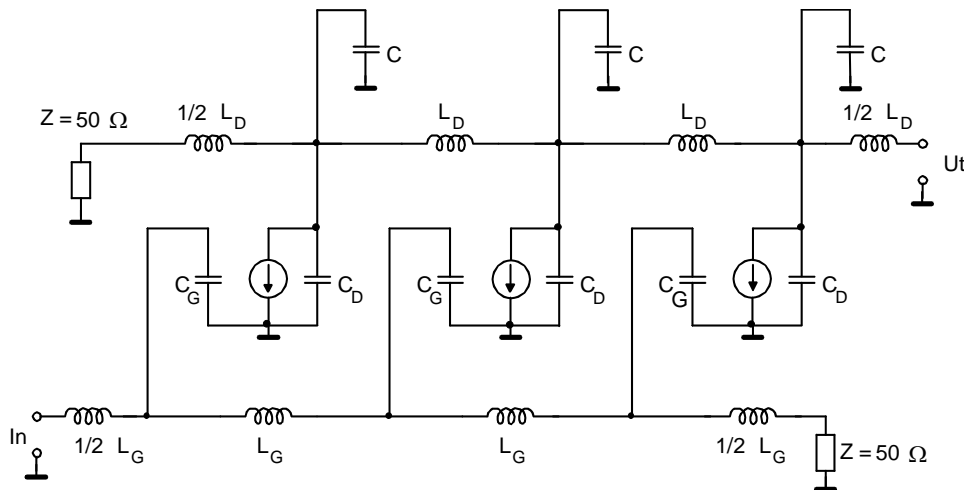
För att signalerna ska kunna adderas i fas ska dessutom fashastigheten på de två ledningarna vara lika.

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad \text{dvs} \quad L_G C_G = L_D C_D$$

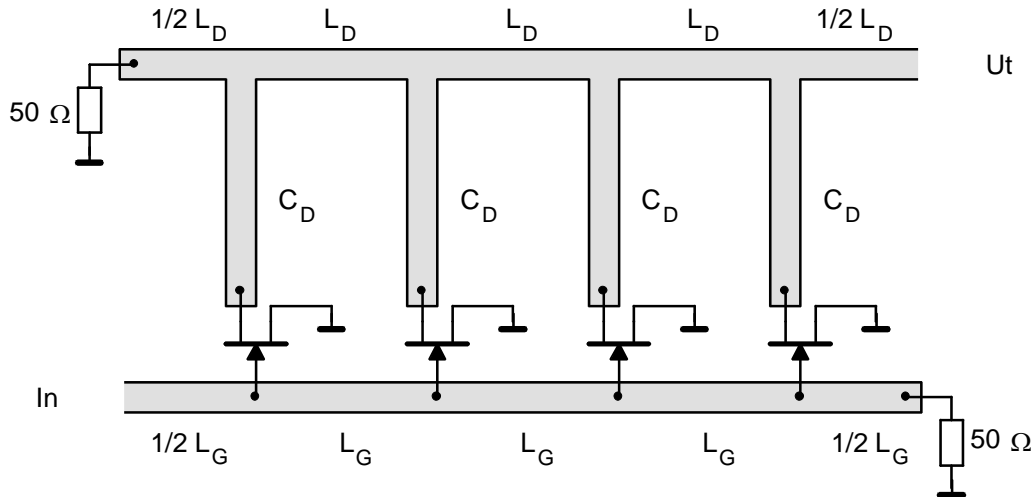
Om nu båda ekvationerna ska gälla så måste:

$$L_G = L_D \quad \text{och} \quad C_G = C_D$$

Men normalt är kapacitansen på gate större än på drain. Man får alltså addera en liten kapacitans (ca $0,2 \text{ pF}$) på varje drain för att impedans och fas ska stämma.



Induktanserna och kapacitanserna tillverkas vanligen med korta micro-strip ledningar.



Förstärkning och bandbredd

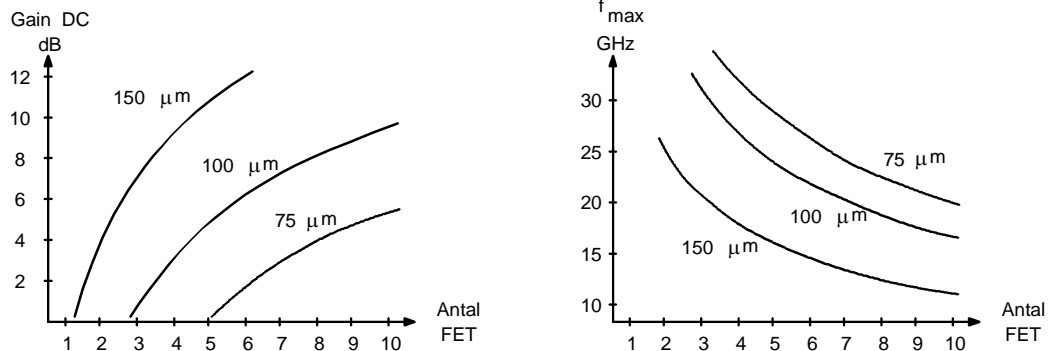
Förstärkningen för ett transistorsteg är $g_m \cdot R_L$

Ledningen belastas åt båda hållen. Dessutom består förstärkaren av n antal steg.

dvs $G = \frac{1}{2} \cdot n \cdot g_m \cdot R_L$

Förstärkningen ökar alltså med antalet steg. Men den är *inte* frekvensberoende, utan jämn ända upp till den artificiella ledningens gränshfrekvens.

Övre gränshfrekvensen bestäms av transistorernas inkapacitans C_{gs} dvs dess gate-periferi. Med små transistorer får man så liten kapacitans att förstärkaren kan användas upp till 20 eller 40 GHz. Liten gatebredd för också med sig att förstärkningen blir mindre. Men det gör inte så mycket eftersom man får högre förstärkning med fler transistorer längs ledningen.



Det blir högre förstärkning med större gatebredder och fler transistorer, dvs större sammanlagd gateperiferi. Men i praktiken finns det en begränsning hur stor gateperiferi man kan använda. Om gatebredd eller antalet transistorer ökar, så ökar också dämpningen på ledningen. Transistorn längst bort får så svag signal att den inte gör någon nytta, den bara dämpar signalen på drainledningen.

Det går att pressa gateperiferin lite genom att ge transistorerna olika gatebredd. Transistorn som ligger längst bort, och således får lägsta signalen, har högsta förstärkningen, dvs störst gatebredd. På så sätt kan den ge lika stort tillskott som de övriga. Gain och uteffekt ökar alltså.

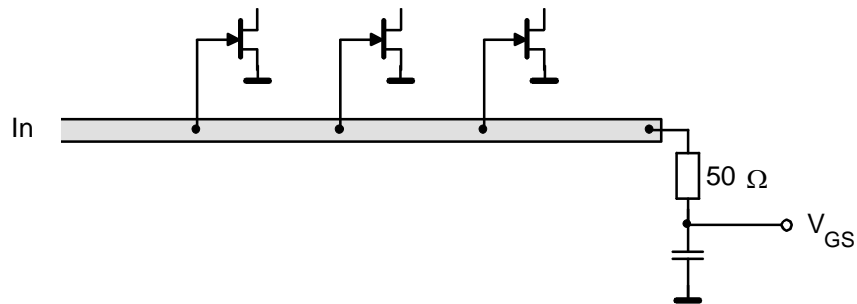
Man kan också variera gatebredder och ledningslängder så att konstledningen får en fördelaktigare filterkaraktär. Det kan ge högre gain, jämnare frekvensgång och bättre anpassning.

Med coplanar ledning (jordplan på ovansidan) blir det mindre ströinduktans till jord. Ledningen påverkas mindre av de andra ledningarna och övriga kretsen. Coplanar ledning blir speciellt fördelaktigt på mm-våg.

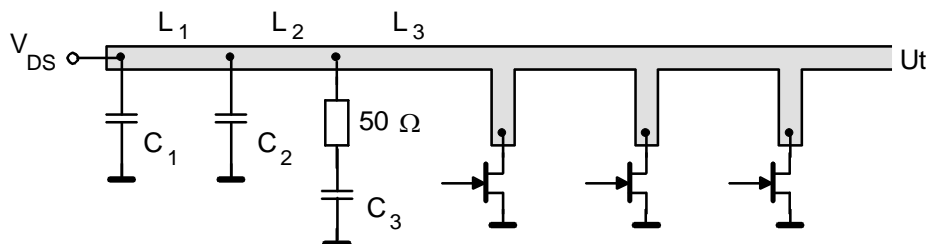
Förspänning

Teoretiskt kan distribuerade förstärkaren fungera ner till DC. I praktiken begränsas den undre gränshfrekvensen av förspänningskretsarna. Vanligtvis är den undre gränshfrekvensen 1 eller 2 GHz för att de monolitiska kondensatorerna inte ska ge för stort chip.

Gatespänningen kan lätt injiceras genom gateledningens avslutningsmotstånd, eftersom det inte går någon gateström.



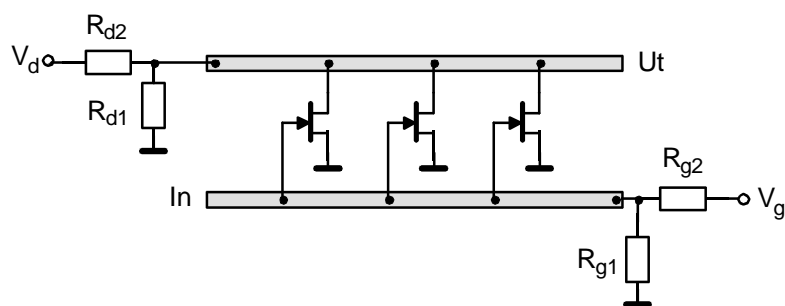
Det är större problem med drainströmmen till samtliga transistorer. Ett seriemotstånd ger en onödig effektförlust. Ett tunnfilmsmotstånd kanske inte ens tål den önskade strömmen. Man får då införa drainströmmen genom ett multiplexernät.



Nätet ska dels införa bias och dels avsluta drainledningen.

Resistiv avslutning

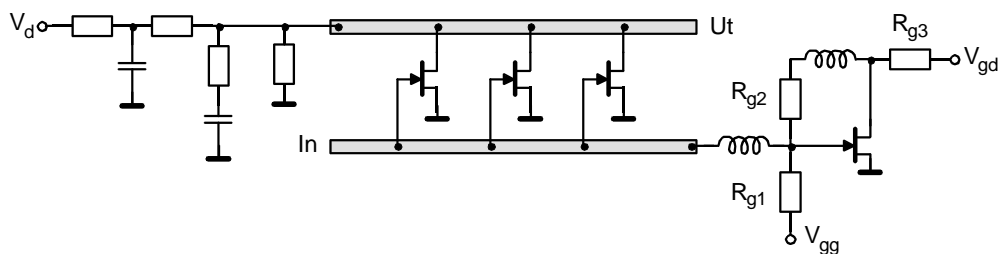
Vid digital kommunikation behövs en mycket låg undre gränshfrekvens. Förstärkaren ska då klara signalens basband som sträcker sig från lägre än 100 kHz upp till 30 GHz eller kanske 70 GHz. Det motsvarar 40 Gb/s respektive 100 Gb/s.



Om nätet till förspänning och avslutning är helt resistivt fungerar förstärkaren ända ner till 0 Hz. Motståndet R_{G1} fungerar som avslutningsmotstånd på gateledningen. Motståndet R_{D1} på drainledningen är högre eftersom varje transistor dessutom lastas ner med de övriga transistorerna. Motstånden R_{G2} och R_{D2} isolerar förstärkaren från de yttre ströreaktanserna i förspänningskretsarna. Nackdelen med serie motstånd i förspänningen av drain är dels effektförlusterna och dels att det behövs en ganska hög spänning.

Aktiv avslutning

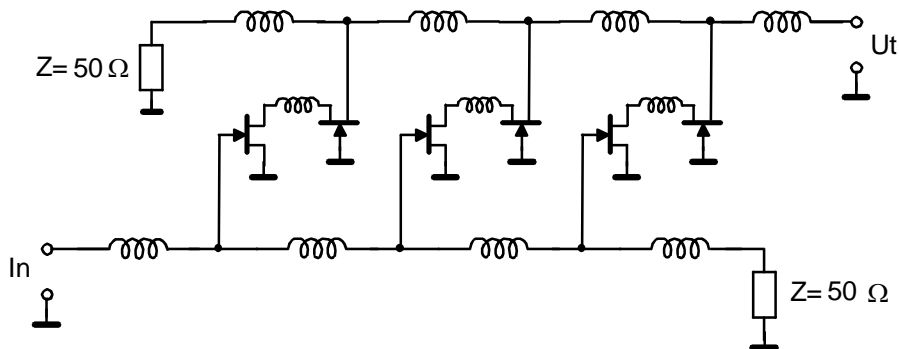
Brusfaktorn bestäms dels av transistorerna och dels av motståndet som avslutar ledningen. På låga frekvenser når större del av signalen fram till avslutningsmotståndet. Brusfaktorn påverkas då mer av lastens resistans. Resultatet är att brusfaktorn ökar för allt lägre frekvenser, trots att transistorerna i sig får allt lägre brusfaktor. Knäet där brusfaktorn börjar öka ligger någonstans mellan 2 GHz och 6 GHz.



En FET-transistor kan användas som en aktiv last. Inimpedansen bestäms av transistorens transkonduktans i arbetspunkten. Motstånden, som används för att ställa in arbetspunkten, är betydligt större än 50Ω . Med lämplig arbetspunkt ger transistorn en lastimpedans på 50Ω över ett stort frekvensområde, men med bara hälften så stort brus som för motsvarande motstånd.

Avslutningen på drain har en impedans som ökar då frekvensen minskar. Det kompenseras minskningen av impedansen av att transistorerna blir parallell-kopplade för de låga frekvenserna.

Kaskodkoppling



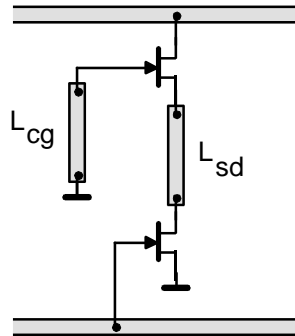
En kaskodkoppling är en kombination av två transistorer, den första med gemensam source och den andra med gemensam gate. Med gemensam gate får man en hög utimpedans. Det gör att utgångsledningen inte blir så hårt belastad. Signalen på ledningen blir inte dämpad lika mycket. Förstärkningen blir alltså lite högre, ca 2 dB mer gain. Det ger också bättre anpassning på utgången.

Kapacitansen som kopplar signal baklänges C_{gd} blir dessutom mindre. Det betyder högre isolation och bättre stabilitet.

Dual-Gate

En dual-gate transistor, med andra gaten RF-jordad, är en kaskodkoppling och alltså lämplig till distribuerade förstärkare. Om andra gaten jordas med en kondensator, så kan man samtidigt införa en styrspanning. Den kan då användas till AGC (t.ex. temperatur kompensering) eller till switchning. Det går att få över 20 dB AGC.

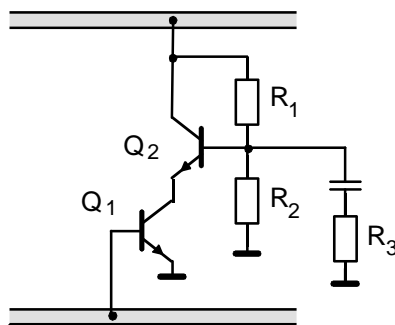
Kompensering av förlusterna på drain



Utöver kaskodkopplingen används två ledningar. Ledningen på andra gate ger en negativ resistans för de högsta frekvenserna. Det ger alltså högre förstärkning för högre frekvenser, det vill säga större bandbredd. Nackdelen är att stabiliteten har försämrats. Ledningen mellan transistorerna återställer stabiliteten.

Distribuerad förstärkare med HBT

En HBT har betydligt större kapacitans på ingången än en FET. Dessutom innehåller den en stor resistans. För att få högre förstärkning och större bandbredd används olika kretskopplingar för att minska kapacitansen eller för att ge negativ resistans på de högsta frekvenserna (gain peaking).

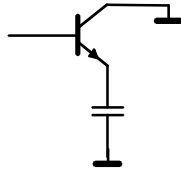


En koppling med två transistorer i cascode ger en mycket mindre Miller-kapacitans på ingången. Mindre kapacitans ger större bandbredd på ledningen. Cascode ger också mindre nerlastning av ledningen på utgången. Det ger lite större förstärkning.

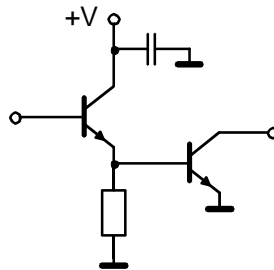
Transistor Q_2 har två resistanser till förspänningen. De ger också en negativ återkoppling som stabiliserar kretsen på de låga frekvenserna som kan ge självsvängning. På höga frekvenser, där förstärkningen är låg, ger R_3 mindre återkoppling.

Det går att få ytterligare lägre inkapacitans på transistorsteget, dvs större bandbredd, med hjälp av en seriekondensator på ingången av Q_1 . Tyvärr blir signalen kapacitivt spänningsdelad, med lägre totalförstärkning som följd.

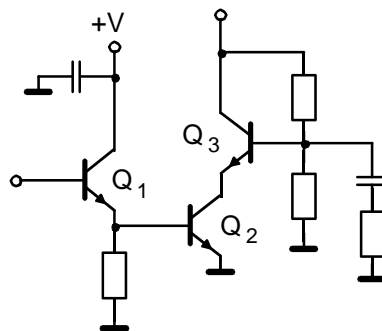
Kompensering av förlusterna



En transistor med jordad kollektor (emitterföljare) uppvisar en negativ impedans på basen då emitttern är kapacitivt lastad.



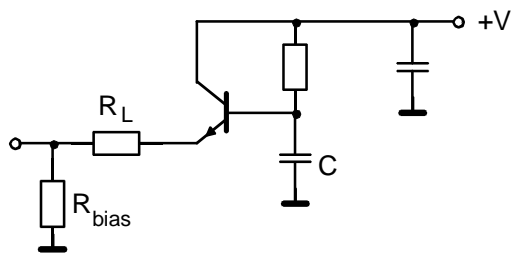
Förstärkarsteget med jordad emitter har en kapacitiv ingång med för stora förluster. En jordad kollektor ger en negativ resistans som kompenserar förlusterna på ledningen. Det ger några dB högre förstärkning.



Kombinationen med gemensam katod och cascode ger betydligt mer förstärkning. Även transistorn Q_2 kan ha negativ återkoppling med motstånd i emitttern. Dessutom kan cascode steget ha parallellåterkoppling. Resultatet blir en distribuerad förstärkare som får 12 dB förstärkning upp till 25 GHz, trots att den bara innehåller två sektioner.

Aktiv belastning

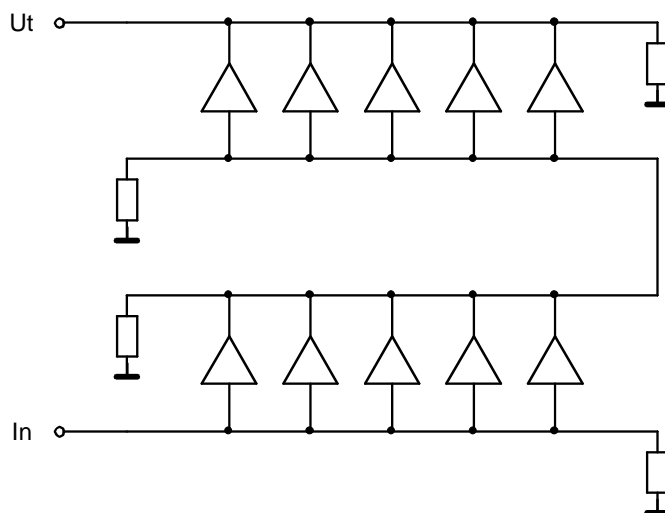
Vid ledningens resistiva avslutning ska förspänningen injiceras. Resistansen ska då anslutas till jord via en kondensator. Om förstärkaren ska fungera långt ner i frekvens behövs en mycket stor kondensator. Men monolitiskt tillverkade kondensatorer är ganska små.



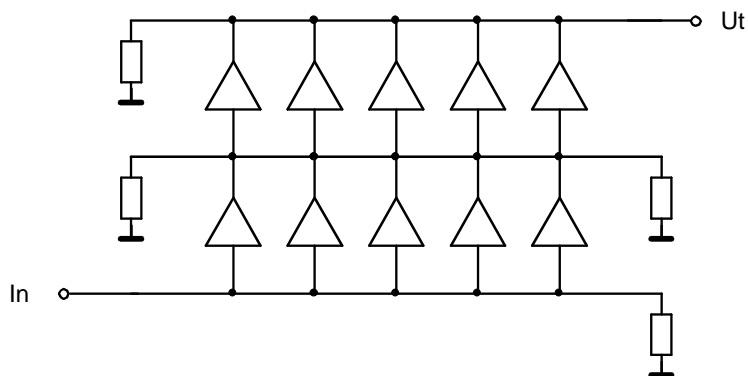
En aktiv belastning består av en HBT med gemensam kollektor. Kapacitansen på basen transformeras till en mycket större kapacitans på emittern. En HBT har en strömförstärkning β på ca 15 – 35. Kapacitansen blir förstorad i samma grad. Det betyder att förstärkarens undre gränzfrequens kan bli så låg som 50 MHz. Trots den låga impedansen på emittern, kan man få önskat spänningsfall över R_{bias} .

Matrisförstärkare

En distribuerad förstärkare får ca 8 dB förstärkning. Om man vill ha högre förstärkning får man kaskadkoppla två distribuerade förstärkare.



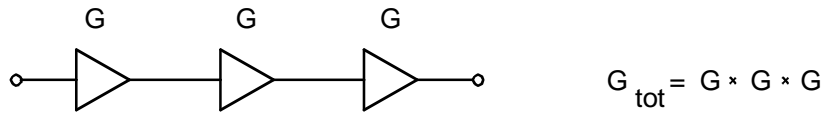
Det ger en dubbel ledning i mitten. En matrisförstärkare är en effektivare kombination av två distribuerade förstärkare.



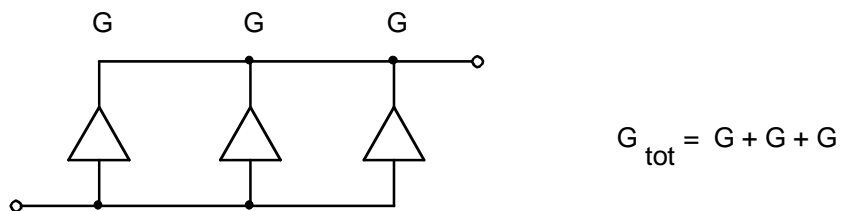
Den första förstärkarens utgångsledning används samtidigt som ingångsledning till andra förstärkaren. Denna gemensamma ledning avslutas åt båda hållen.

På det här sättet slipper man ena ledningen, med dess förluster. Totala förstärkningen blir alltså högre. Kretsen blir dessutom mycket kompakt, dvs högre förstärkning per ytenhet.

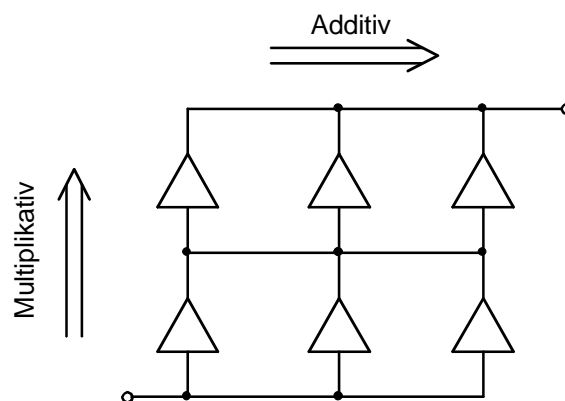
Kretsen kallas för matrisförstärkare därför att transistorerna är grupperade i rader och kolumner som en matris.



Med kaskadkopplade förstärkare får man den totala förstärkningen genom att multiplicera de olika stegens förstärkningar.



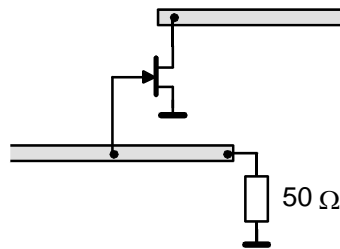
Den distribuerade förstärkaren får en utsignal som är summan av de olika delarna.



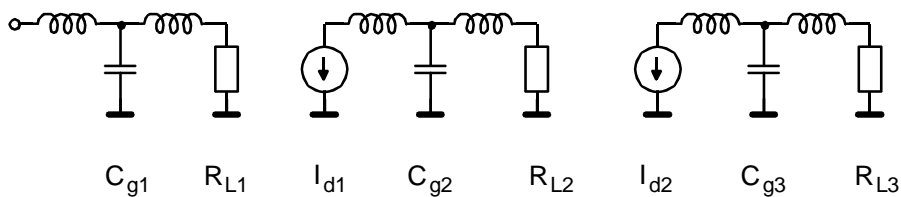
Matrisförstärkaren som är en kombination av kaskadkoppling och distribuerad koppling får både multiplikativ och additiv förstärkning.

Endast ett förstärkarsteg

CSSDA – Cascaded Single-Stage Distributed Amplifier



Principen med distribuerad ledning kan användas även om det bara är en transistor. Det är speciellt den stora kapacitansen på gate som begränsar frekvensområdet uppåt. Med bara en transistor blir det lägre förstärkning. Men genom att kapa ledningen på drain så att signalen bara kan gå åt ett håll, blir det desto mer signal åt det hållet. Den försämrade anpassningen på drain korrigeras istället med reaktanserna på utgången. Kretsen blir alltså distribuerad på ingången och reaktivt anpassad på utgången.



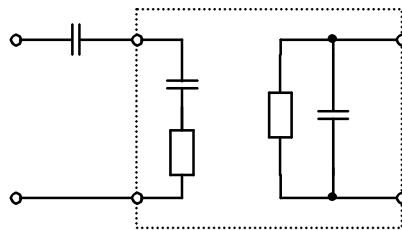
Eftersom det nu används bara en transistor i förstärkarsteget, kan istället flera förstärkare kopplas i kaskad. Det ger betydligt högre förstärkning jämfört med distribuerad koppling. Ingång och utgång ska naturligtvis vara anpassade till 50Ω , men mellanliggande ledningar kan vara avslutade med högre impedans. Det ger högre spänning över gate, det vill säga högre förstärkning.

Fördelen med att kaskadkoppla en-steps distribuerade förstärkare är att förstärkningen blir betydligt högre. Nackdelen är att bandbredden blir mindre. Men det går att uppnå en så stor bandbredd som 2 – 18 GHz.

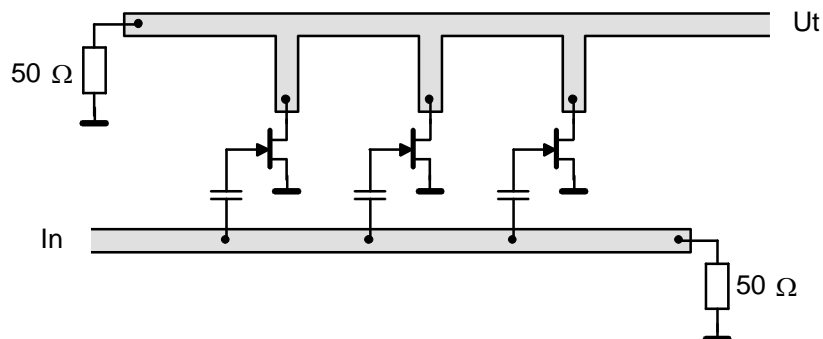
Om kretsen ska användas som effektförstärkare, är det också en fördel att verkningsgraden är betydligt högre än för en distribuerad förstärkare. I en effektförstärkare kan man dimensionera ingångssteget som ett bandpassfilter istället för ett distribuerat lågpassfilter. Då kan man välja en större transistor, med högre uteffekt.

Kapacitiv koppling för högre uteffekt

För att nå högre effektnivåer används större gateperiferi. Det ger tyvärr större dämpning på gateledningen i den distribuerade förstärkaren.



Med en kondensator i serie med ingången blir signalen spänningsdelad. En halvering av spänningen ger 4 gånger så hög effekttålighet. För att få samma gain fördubblas gatebredden. Större transistor ger högre uteffekt. Det ger dessutom en bättre effektanpassning till utgången.

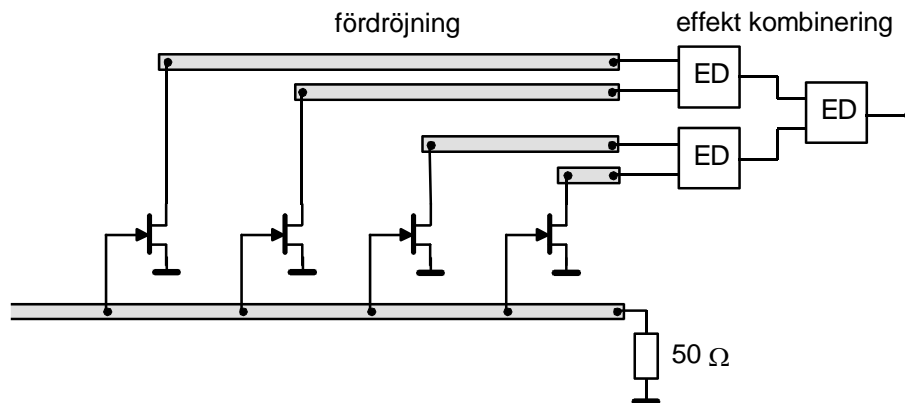


Genom att välja olika kondensatorer längs ledningen kan man kompensera för ledningsförlusterna, så att alla transistorerna blir mättade samtidigt. I det här fallet är alltså samtliga transistorer lika och vägningen sker i spänningsdelningen. Med olika kapacitanser måste också ledningens induktanser korrigeras, så att faslängden för varje steg blir densamma.

Naturligtvis är alla kapacitanserna parallellkopplade med en stor resistans, för att DC-förspänningen ska nå fram till transistorerna. Resultatet av kopplingen är att man kan nå upp till effekter på 1 W. En nackdel med distribuerade effektförstärkare är att verkningsgraden bara blir ca 2 – 3 %.

Distribuerad ingång och effektkombinerad utgång

Nackdelen med distribuerad effektförstärkare är att en stor del av uteffekten går åt fel håll på drainledningen och går förlorad i avslutningsmotståndet.



Utsignalen från transistorerna kan kombineras till en gemensam utgång, om de först fördröjs så att de får samma fasläge. Effektdelarna som används till kombineringsen innehåller kvartvågsledningar, som dessutom ger önskad transformering av impedansen. Effektkombineringsen ger både högre uteffekt och högre verkningsgrad.

Nackdelen med den reaktiva anpassningen på transistorernas utgångar, är att bandbredden inte blir lika stor som för den helt distribuerade förstärkaren. Men den distribuerade ingången har åtminstone gett förstärkaren en så stor bandbredd som 1 – 8 GHz.

Prestanda

En distribuerad förstärkare är extremt bredbandig. Den täcker vanligen 2 - 18 GHz med ca 6 dB gain. Men den finns också upp till 40 GHz eller mer. Den är ganska okänslig för tillverkningsstoleranser i transistorer och kretsar. Den har god anpassning (VSWR 1,5 - 2) och är stabil.

Tyvärr kan den inte få så högt gain och så låg brusfaktor som den reaktivt anpassade. Brusfaktorn är vanligen 6 - 8 dB över 2 - 18 GHz.

Max utsignal är ca 10 dBm. Men specialkopplingar kan ge 20 - 30 dBm.

HJ FET har hög förstärkning (g_m) och låg kapacitans på ingången. Den är därför lämplig till distribuerade förstärkare. C_{GS} begränsar frekvensområdet för transmissionsledningen på ingången. C_{DG} på utgången begränsar inte frekvensområdet eftersom C_{dg} är mindre än C_{GS} . Däremot kan C_{DG} ge instabilitetsproblem.

På 40 GHz har en HJ FET 10 dB förstärkning, och en kaskodkoppling med 2 stycken HJ FET ger 17 dB förstärkning. Med InP HJ FET blir det istället 14 respektive 20 dB förstärkning.

Med InP HJ FET har man klarat 5 - 60 GHz med 12 dB förstärkning, och brusfaktorn < 4 dB på Ka-bandet. Största bandbredden som har uppnåtts är 5 - 100 GHz med InP, och 0,5 - 50 GHz med GaAs.

Matrisförstärkare med HJ FET kan få 20 dB förstärkning och 5,5 dB brusfaktor inom 6 - 21 GHz eller 0,5 - 12 GHz. Med vanliga FET kan matrisförstärkaren få ca 17 dB förstärkning inom 2 - 18 GHz.

Digital kommunikation används idag upp till 10 Gb/s. I kommande system ska datahastigheten vara så stor som 40 Gb/s respektive 100 Gb/s. Inom digital kommunikation krävs dessutom att frekvensområdet (basbandet) sträcker sig nästan ner till DC. De bandbredder som uppnåtts är:

GaAs FET	0 – 40 GHz
InP HEMT	0 – 100 GHz
GaAs HBT	0 – 27 GHz
InP HBT	0 – 55 GHz

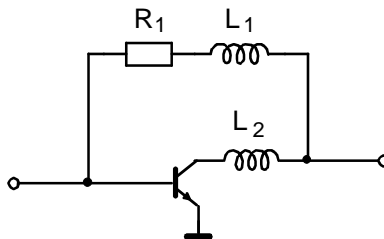
7. Återkopplad förstärkare

Vid bandbredder större än en dekad kan återkoppling användas. Negativ återkoppling ger både jämn förstärkning över bandet och samtidigt god anpassning på in och utgång. Dessutom minskas toleranserna och temperaturberoendet för transistorn. Förstärkaren blir mycket liten och kan tillverkas monolitiskt.

Nackdelen med återkoppling är sämre brusfaktor och lägre gain än den reaktivt anpassade. Förstärkningen blir som högst så stor som S_{21} .

Parallellåterkoppling

En transistor har på låga frekvenser en hög förstärkning, samt 180° fasvridning mellan bas och kollektor (respektive gate och drain). På högre frekvenser minskar transistorns gain, samtidigt som fasläget på utgången vrids. Vid en viss frekvens blir fasen till och med mindre än 90° . Det betyder risk för självsvängning.

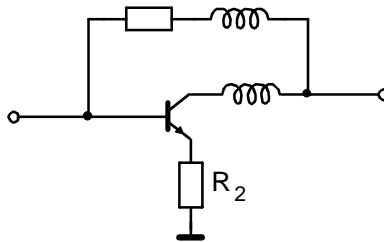


Negativ återkoppling kan lätt ordnas med ett motstånd R_1 . Ett stort värde på R_1 ger bara lite återkoppling, dvs högt gain. Ett litet värde på R_1 ger lågt VSWR på in och utgång.

Spolen L_1 används för att minska återkopplingen på de högre frekvenserna. Förstärkarens gain blir då jämn över hela frekvensområdet. L_1 kan vara en spole med ganska lågt Q -värde. Dess resistans (ca 20Ω) är ändå försumbar jämfört med R_1 som kan vara flera hundra ohm ($150 - 800 \Omega$). Storleken på R_1 och L_1 blir en kompromiss mellan gain och VSWR.

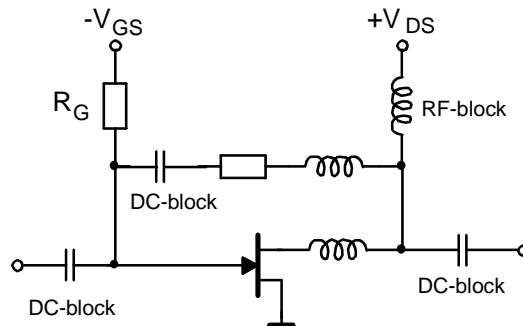
L_2 är till för att kompensera transistorns kapacitiva utimpedans. Den dimensioneras för kompensering vid högsta frekvensen. Den medverkar alltså i anpassningen på utgången.

Serieåterkoppling

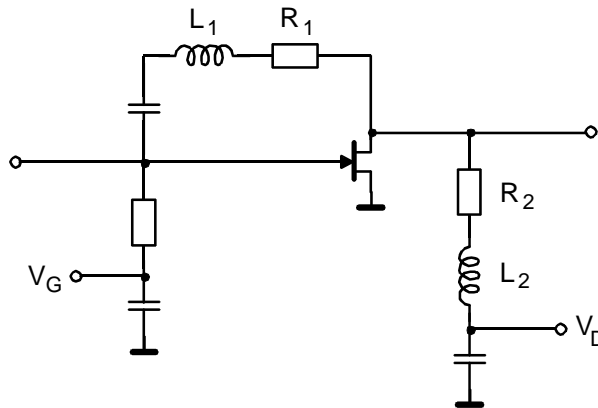


Ett motstånd eller en induktans i emitterns tillledning ökar förstärkarens inimpedans (den reella delen). Den negativa återkopplingen för också med sig att stabiliteten ökar. R_2 kan vara så stor som 15Ω . Mindre motstånd ger mindre brus. Noll ohm används för minsta brus.

FET



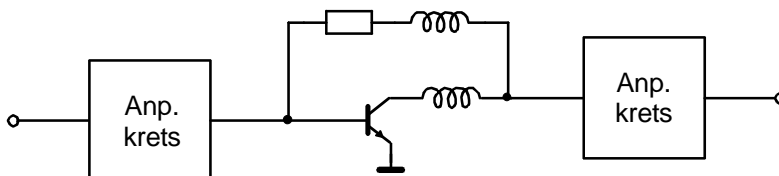
Förspänningen på gate kan anslutas via ett stort motstånd. Till drain behövs en ganska stor induktans för att blockera lägsta frekvensen. Spolen ska dessutom vara så kraftig att den kan leda drainströmmen.



Ytterligare lite större bandbredd kan man få med en frekvensberoende belastning L_2 och R_2 . Induktansen ger en förstärkningstopp (gain peaking) som får förstärkaren att fungera lite högre upp i frekvens.

Extra anpassning

Även om inte S_{11} och S_{22} har minskat till noll, så har den fått en impedans som lätt kan anpassas över en stor bandbredd.



Med kraftig återkoppling och enkel anpassning får man en bredbandig förstärkare med lågt gain. Liten återkoppling och större impedans-transformation i anpassningskretsarna ger större förstärkning, men inte lika bredbandigt.

Ibland kan en svag återkoppling användas bara för att stabilisera en transistor, eller för att göra transistorn mindre känslig för variationer i transistorns parametrar. Om man kan acceptera en minskning av förstärkningen med några dB blir transistorn enklare att använda i kretskopplingarna.

Isolation

Återkopplingskretsen har tyvärr minskat isolationen från utgång till ingång. Det betyder att förstärkaren har blivit känsligare för belastningsvariationer. En koppling mellan ut och ingång kan innebära stabilitetsproblem.

Den återkopplade förstärkaren har lägre isolation än den distribuerade förstärkaren.

Prestanda

Vanligast är den återkopplade förstärkaren med bipolära transistorer. Den kan då täcka ett så stort frekvensområde som "DC" till ca 2 GHz. Undre frekvensgränsen bestäms då av kopplingskondensatorerna och förspänningskretsarna.

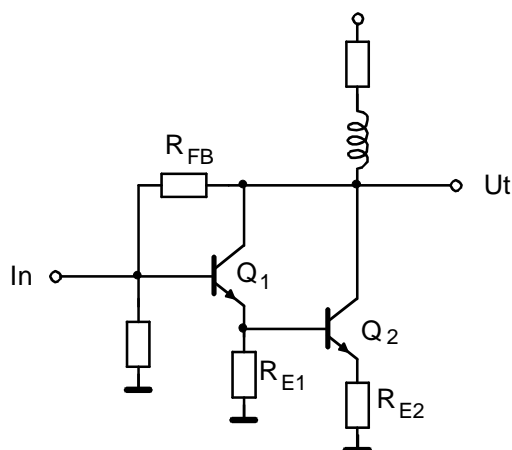
En vanlig FET transistor används sällan till återkopplade förstärkare eftersom dess förstärkning är för liten. Däremot har en P-HEMT tillräcklig förstärkning för att återkopplas. Förstärkaren får ca 8 dB förstärkning och är lätt att kaskadkoppla till önskad förstärkning.

Högsta prestanda som uppnåtts är:

2 – 20 GHz	2,5 dB brusfaktor
0,1 – 20 GHz	4 dB brusfaktor

Med återkoppling kan man alltså få stor bandbredd samtidigt som hög förstärkning. En distribuerad förstärkare ger också 5 – 10 dB förstärkning, men behöver flera transistorer. Fyra transistorer med återkoppling ger 30 dB förstärkning.

8. Darlington



Bredbandiga bipolära återkopplade förstärkare begränsas i frekvens av kollektor-bas kapacitansen. Den främsta fördelen med att koppla darlington är att man kan få dubbelt så hög gränshfrekvens. Ytterligare fördelar är dubbelt så hög inimpedans och strömförstärkning.

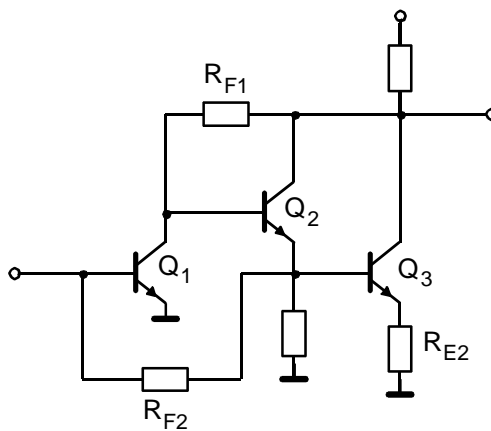
Förstärkningen ställs in med återkopplingen, dvs motstånden R_{FB} och R_{E2} . De är ca 200Ω respektive 10Ω . DC-återkoppling ger stabilare kollektorström, då temperatur och signalnivå varierar

R_{E1} gör att strömmen genom Q_1 inte blir så beroende av Q_2 . Med lite större ström får Q_1 en bättre arbetspunkt. R_B ställer in spänningen på kollektorn.

Strömförsörjningen sker genom en induktans eller resistans. Impedansen behöver vara ca 500Ω för att inte lasta ner utsignalen för mycket. I det här fallet består lasten av både induktans och resistans i serie. Det ger tillräckligt hög impedans, utan att det blir för mycket spänningsfall för strömförsörjningen. Induktansen kan också ge en liten ökning av förstärkningen för de högsta frekvenserna (gain peaking).

En monolitisk HBT-förstärkare får ca 9 dB förstärkning, och kan få en bandbredd så stor som ”DC” till 40 GHz.

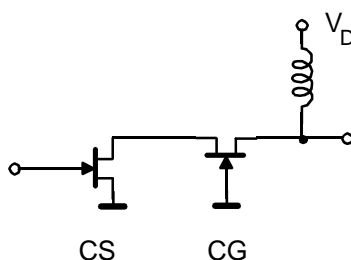
Två AC-kopplade steg har gett 20 dB förstärkning över 0,1 – 18 GHz. Brusfaktorn blir ca 5 – 8 dB.



Ett Darlingtonsteg kan kombineras med ett ingångsteg med jordad emitter. Det är då främst ingångsteget som bestämmer brusfaktorn. Återkopplingen med motståndet R_{F2} ställer in första transistorns basström till önskad arbetspunkt. Det påverkar också den generatorimpedans som transistorn ser. Återkopplingen kan alltså justeras till bästa brusfaktor. Brusfaktorn kan bli så låg som 2,5 dB upp till en bandbredd på 6 GHz.

Emittermotståndet R_{E2} kan parallellkopplas med en liten kondensator för att få lite högre förstärkning på de allra högsta frekvenserna (gain peaking). Även Q_1 kan ha ett motstånd och kondensator i emittern. Det ger lite större bandbredd på bekostnad av lite sämre anpassning och lite högre brusfaktor.

9. Cascode

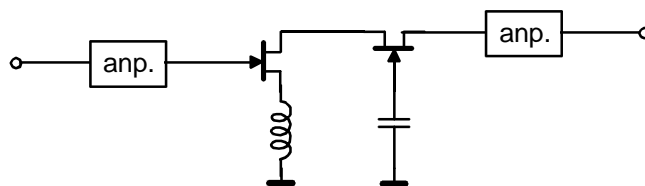


Cascode är en kombination av en transistor som har jordad source, med en som har jordad gate. Eftersom kapacitansen mellan ut- och ingång har minskat (miller effekten) får steget hög förstärkning på höga frekvenser.

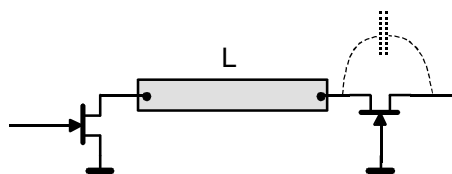
De två transistorerna är DC-monterade i serie. Det ger bara hälften så stor ström-förbrukning som två transistorer kopplade i kaskad.

En E-FET (enhancement) har högre förstärkning och lägre brusfaktor, speciellt vid låga strömmar. Den är därför lämplig till första steget. En D-FET (deflection) har istället lägre distorsion (IM3) och är lämpligare som andra steg.

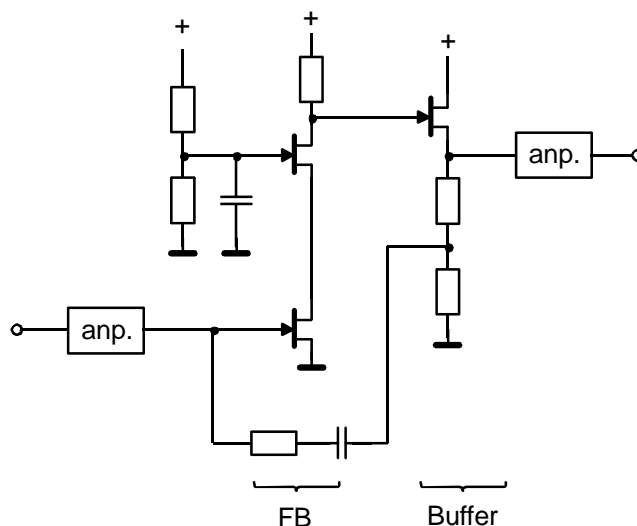
Nackdelen med cascode är att den får sämre brusfaktor än två kaskadkopplade transistorer. Men skillnaden är endast 0,5 dB eller mindre.



Första steget kan använda serieåterkoppling för att samtidigt uppnå anpassning och lågt brus. Andra steget kan ha kapacitiv återkoppling för att samtidigt optimera för linjäritet, förstärkning och stabilitet.



Strökapacitansen C_{DS} i andra steget ger en återkoppling som kan ge instabilitet. Stabiliteten kan förbättras med en induktans mellan transistorerna, i form an en kort ledning.



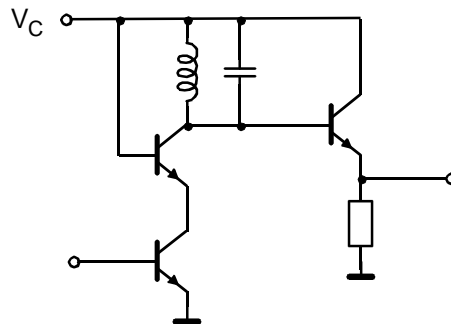
En nackdel med cascode kan vara att den har en hög utimpedans. Med en source-följare blir anpassningen betydligt enklare. Den här kretsen innehåller dessutom en parallellåterkoppling för att öka bandbredden på förstärkning och anpassning. Resultatet kan bli en förstärkare på 1 - 8 GHz med 2 dB brusfaktor.

Fasdistorsion

När signalstyrkan ökar blir signalen fasvriden. En FET med jordad source får positivt fASFel, och en FET med jordad gate får negativt fASFel. En cascode-koppling är därför en bra kombination, som har ganska konstant fas ända upp till i närheten av mättnad.

Bipolär cascode

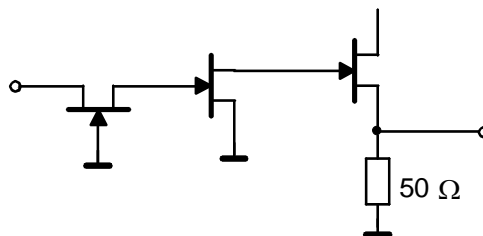
Även med bipolära transistorer kan man utnyttja cascode för att slippa miller-kapacitansens frekvensbegränsning. Den bipolära förstärkaren kan då användas upp till ca 10 GHz.



I det här fallet består kollektorns last av en parallellresonans. Kretsen kan då drivas med en så låg spänning som 2,4 V. En emitterföljare används som en buffert mellan den höghögiga resonanskretsen och den yttre 50 Ω lasten.

10. Aktiv anpassning

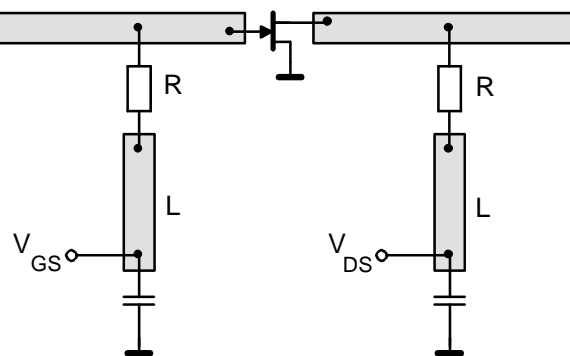
Gemensam Source	är den koppling som vanligen används till förstärkare, eftersom den ger högst förstärkning, minst brus och har bästa stabilitet.
Gemensam Gate	har den fördelen att den får låg reflektion på ingången. Den kan alltså användas som ingångsteg utan extra anpassningskretsar.
Gemensam Drain	kallas vanligen för sourceföljare. Den har hög inimpedans och låg utimpedans. Den kan alltså användas som utgångsteg.



Resistansen på ingången av en transistor med jordad gate är ungefär så stor som inverterade värdet av transkonduktansen. Med lämplig transistor kan man alltså få 50Ω resistans på ingången. Resistansen (transkonduktansen) kan sedan justeras med en spänning på gate.

Aktivt anpassade förstärkare kan tillverkas monolitiskt upp till ca 10 GHz. Den kan dessutom användas mycket långt ner i frekvens. Undre gränzfrequensen begränsas av förspänningskretsar och kopplingskondensatorer. Vid ca 10 GHz börjar man få stabilitetsproblem.

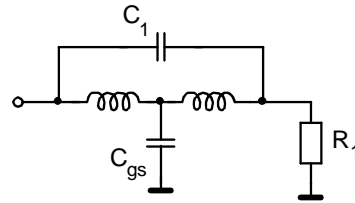
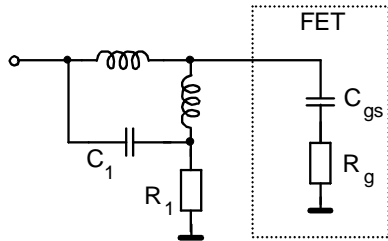
11. Resistiv anpassning (Lossy match)



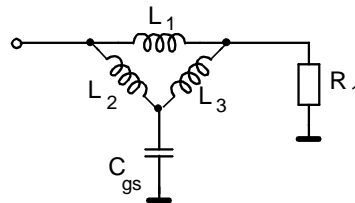
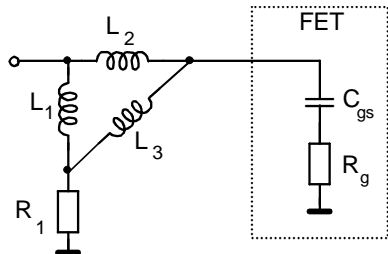
Vid mycket låga frekvenser blir FET-transistorns inimpedans mycket hög. Det är då enbart motståndet som bestämmer anpassningen. Frekvensområdet kan vara så stort som 800 kHz - 9,5 GHz. Undre gränzfrequensen bestäms enbart av kopplingskondensatorerna. Istället för ledningen L kan man använda en diskret spole.

Med resistiv anpassning blir kretsen mycket liten. En distribuerad förstärkare blir 2 - 4 gånger större, dvs dyrare. Förspänningen kan på enkelt sätt anslutas via motstånden. Resistansen stabiliserar dessutom kretsen så att den inte börjar självsvänga på låga frekvenser. Resistiv anpassning ger jämn gain-kurva och bra anpassning. Den främsta fördelen med resistiv anpassning är att bandbredden kan bli mycket stor. Två stycken kaskodkopplade HJ-FET har gett 12 dB förstärkning över 22 - 40 GHz.

Nackdelarna är lägre verkningsgrad och högre brusfaktor. Dessutom gör de resistiva förlusterna att det behövs en transistor med extra högt gain.



Med en krets i form av en bryggad T-ekvivalent kan man få ett allpassfilter. Visserligen tillkommer R_i i serie med C_{gs} men kretsen kan fortfarande dimensioneras så att inimpedansen blir 50Ω . Med induktanserna i form av höghmiga ledningar kan förstärkaren täcka 1 - 20 GHz.



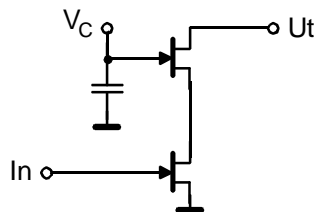
Ett annat alternativ är att brygga T-ekvivalenten med en induktans. Detta lågpas nät kan få mycket hög gränshänsfrekvens med L_1 i form av en höghmig stripledare, samt L_2 och L_3 i form av bondtrådar till transistorn. En förstärkare med tre transistorer har fått 8 dB förstärkning över 2 - 32 GHz.

12. Spänningsstyrd förstärkning

VGA – Variable Gain Amplifier

Vid varierande signalnivå behövs en förstärkare med variabel förstärkning. Det går också att använda en variabel dämpsats, men om det ändå behövs viss förstärkning, är det mer ekonomiskt att successivt minska transistorstegets förstärkning. Dessutom ger en dämpning före förstärkaren en motsvarande högre brusfaktor, och en dämpning efter förstärkaren ger lägre IP3.

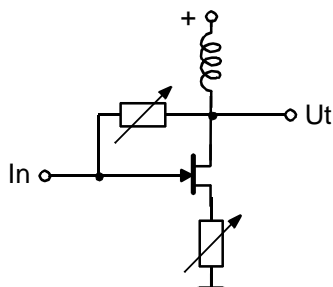
Dual-Gate FET



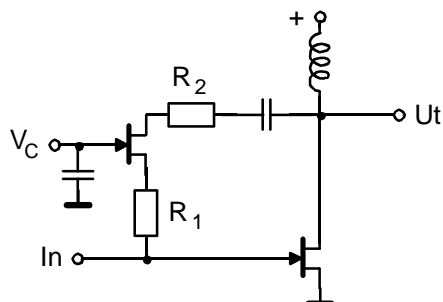
En Dual-Gate FET är i princip en cascode-koppling av två FET. Med en kontrollspänning på andra gate kan förstärkningen justeras 30 dB. Andra gate kan ha en kortslutande kondensator till jord. Alternativt kan den optimeras med en lämplig impedans för att minimera fasfelet, eller för att åstadkomma stabilitet.

En nackdel med DG-FET är att linjäriteten blir dålig då den är inställd till låg förstärkning. Dessutom ger den större fasfel än en vanlig FET.

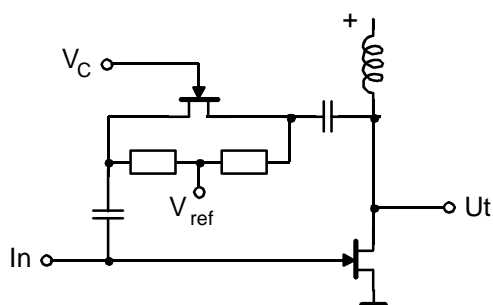
Variabel återkoppling



Negativ återkoppling minskar stegets förstärkning. Dessutom förbättras linjäriteten av återkopplingen. Det betyder att förstärkaren får god linjäritet även då den är inställd till låg förstärkning.

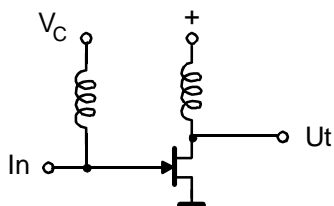


En FET används i återkopplingen som en variabel resistans. Resistansen varierar från 30Ω till $10 \text{ k}\Omega$. Tyvärr har transistorn parasitkapacitanser som försämrar stabiliteten. Därför behövs motstånden R_1 och R_2 samt kapacitansen på gate. Förstärkningen för en FET kan vara ca 10 dB , och dynamiken på variationerna 15 dB .



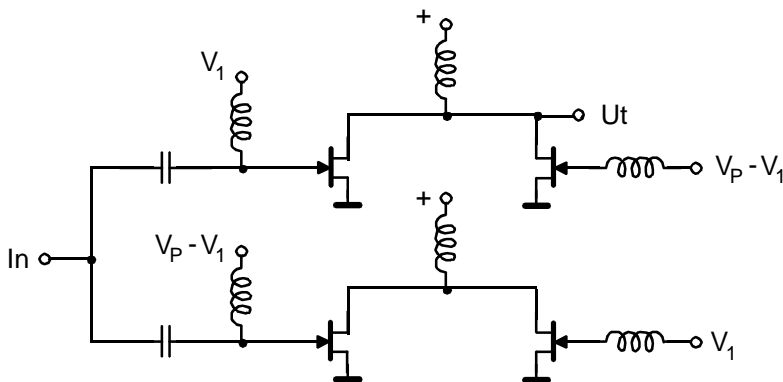
Spänningen för att få strypning av en FET varierar med temperaturen ca $-1,25 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Med hjälp av några dioder kan man få en spänning V_{ref} till drain och source som varierar lika mycket. Resultatet blir en inställning av förstärkningen som är stabil med temperaturen.

Styrning med förspänningen



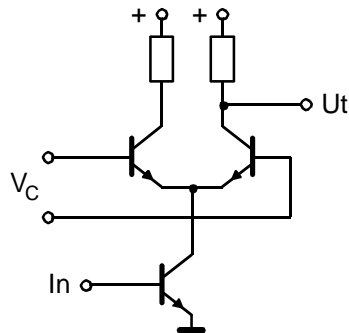
När spänningen på gate blir mer negativ så minskar strömmen genom transistorn. Det för också med sig att förstärkningen minskar. Med stor negativ spänning på gate blir transistorn strypt, så att signalen dämpas. Signalnivån kan därför varieras inom ett så stort område som 30 dB.

Då strömmen genom transistorn är stor är inte längre anpassningen för lägsta brus och konjugatanpassning densamma. Det blir en försämring av brusfaktorn på ca 1,5 dB. Vid låg ström än inte försämringen lika stor, men vid låg förstärkning blir systemets brusfaktor mer beroende av nästa stegs brusfaktor. Vid låg ström, dvs nära strypning, blir det dessutom mer distorsion i förstärkaren. Därför utnyttjas oftast ett mycket mindre variationsområde.



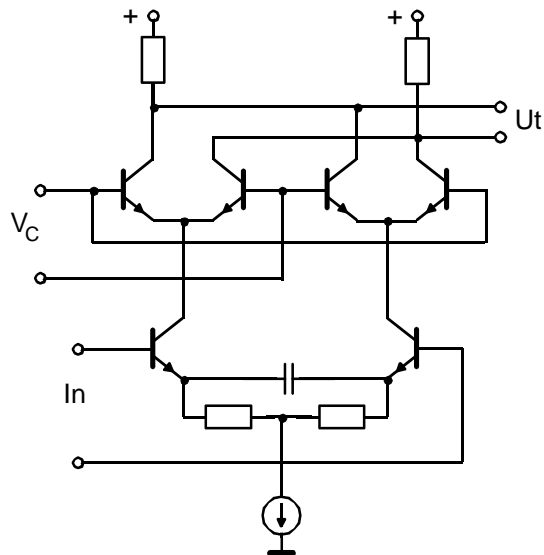
Fasen på signalen varierar för olika inställningar av förstärkningen. Det beror på att transistorens impedans varierar med arbetspunkten, speciellt på utgången. Om två transistorer styrs åt varsitt håll, ökar den ena impedansen samtidigt som den andra minskar. Parallellkopplingen ger då en konstant impedans. Med fyra transistorer får man konstant impedans på både in- och utgång. Men det är bara en transistor som ger själva förstärkningen.

Gilbert Cell



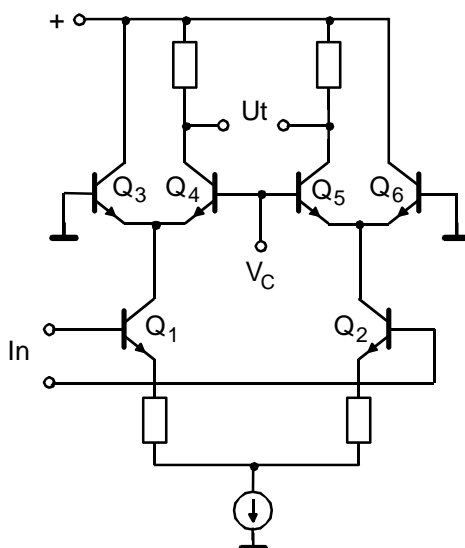
RF-signalen matas in i den undre transistorn. En differentiell kontrollspänning fördelar strömmen till respektive kollektorlast. Med kontrollspänningen kan man alltså styra hur mycket RF-signal som ska komma ut. Gilbert celler kan variera utsignalen ca 30 dB.

Alternativt kan de övre transistorerna användas som differentiell förstärkare och den undre transistorn som en variabel strömgenerator. Genom att reglera strömmen kan förstärkningen varieras. Men kretsen med insignalen på den undre transistorn får lägre IM-distorsion och lägre brusfaktor.

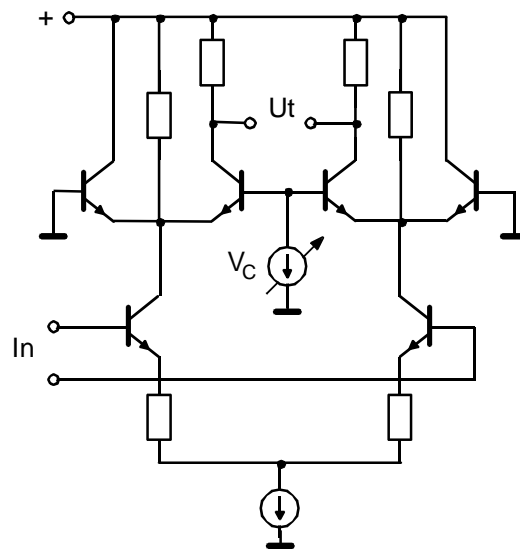


Med en dubbel Gilbert cell får man balansering på båda ingångarna. Det ger bättre linjäritet. Emittormotstånderna ger en negativ återkoppling som förbättrar linjäriteten. Kondensatorn minskar motkopplingen för de högsta frekvenserna. Det ger större bandbredd.

Kollektorlasten kan alternativt bestå av strömgeneratorer, och strömgeneratorn i emittern längst ner kan vara ett motstånd. Den balanserade utgången kan behöva emitterföljare som buffert, och en balun eller differentialsteg för att få obalanserad utgång. Ingången behöver ett extra steg för att få differentiell matning av Gilbert cellen. En nackdel med en sådan här fyrkvadrant multiplikator ganska dålig brusfaktor, så det behövs ändå en förförstärkare.



AGC-kretsar behöver inte ha balanserad ingång för kontrollspänningen. Strömmen genom Q_4 och Q_5 , det vill säga till utgången, regleras med kontrollspänningen. Maximal förstärkning sker för en stor positiv spänning. Minsta utsignal får man för en negativ kontrollspänning. Då går istället all ström genom Q_3 och Q_6 . Variationsområdet kan bli så stort som 40 dB.



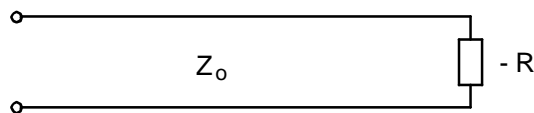
Ett motstånd shuntar de övre transistorerna. Det gör att de undre transistorerna kan arbeta på högre ström. Fördelen med mer ström genom emittermotstånden är att distorsionen blir lägre.

Ett differentialsteg med HBT-transistorer kan få en bandbredd så stor som 50 MHz – 50 GHz. Det gör den lämplig som förstärkare inom fiberkommunikation.

13. Diodförstärkare

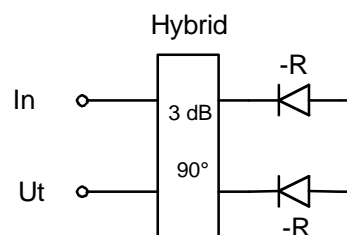
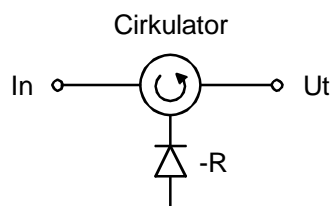
Reflektionsförstärkare

En reflektionsförstärkare bygger sin funktion på en negativ resistans. Både Gunn, Impatt och tunneldiod uppvisar negativ resistans vid lämplig förspänning. Även en transistor kan, med lämplig belastning, uppvisa negativ resistans. Om en ledning avslutas med en negativ resistans blir dess reflektionsfaktor >1

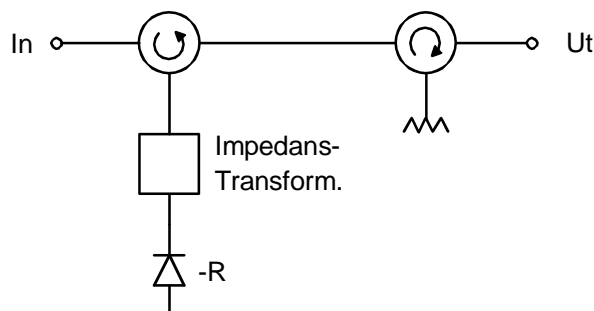


$$\Gamma = \frac{(-R) - Z_0}{(-R) + Z_0} = -\frac{Z_0 + R}{Z_0 - R} \quad \text{dvs} \quad \Gamma > 1$$

Reflektionsfaktorn definieras som den reflekterade signalens storlek i förhållande till den infallande. Det betyder att den reflekterade vågen är större än den inmatade. Vi har alltså fått en förstärkning. Minustecknet på reflektionsfaktorn visar endast fasläget. In och utgång kan separeras med cirkulator eller 3 dB 90° hybrid.



För att få en lämplig förstärkning utan att kretsen börjar självsvänga, ska diodens belastning ha en resistans som är större än den negativa resistansen. Multipelreflektionerna ska vara <1 . Man måste alltså ha en impedanstransformator mellan cirkulatorn och den negativa resistansen.



Impedanstransformatorn utförs som ett bandpass filter. Anpassningskretsen dimensioneras för att få lämplig förstärkning och bandbredd. Dessutom ska reflektionsfaktorn (dvs förstärkningskurvan) vara jämn över hela bandbredden.

Cirkulatorn ska naturligtvis ha låg dämpning i framriktningen. Dess förluster adderas direkt till förstärkarens brusfaktor, respektive minskar uteffekten. Samtidigt ska isolationen i backriktningen vara så stor att den förstärkta signalen inte kan ge upphov till självsvängning. Självsvängning kan också uppstå av att signalen reflekteras från lasten till generatoren och sedan tillbaka till förstärkaren. Man kan alltså behöva ytterligare isolerande cirkulatorer på in- och utgång.

Hybridkopplingen har stora problem med multipelreflektioner både inne i förstärkaren och mot last respektive generator. En reflektion från lasten kommer att förstärkas även på tillbakavägen mot generatoren.

Injektionslåst förstärkare

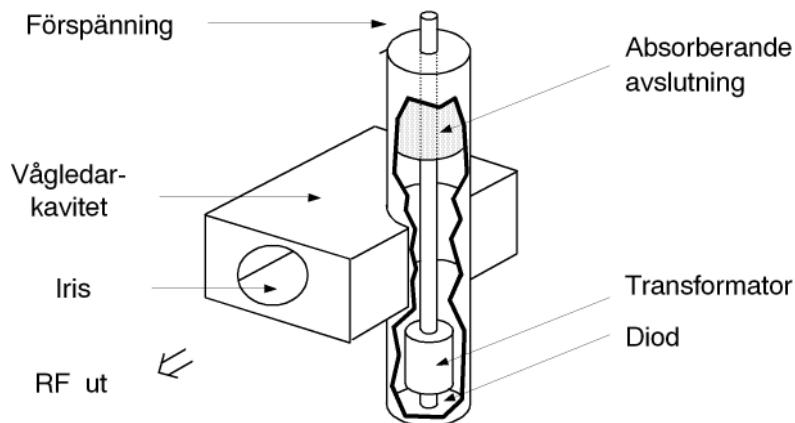
Den injektionslåsta oscillatorn fungerar som en förstärkare. Låssignalen, som bestämmer frekvensen, är mycket mindre än oscillatorns uteffekt. Frekvensen följer låssignalen. Den kan alltså användas till både CW, FM och PM.

Uteffekten varierar mycket lite då insignalen varierar. Effekten är ungefär lika stor som den självsvängande oscillatorns. Det betyder att den inte kan användas till att förstärka AM-signaler.

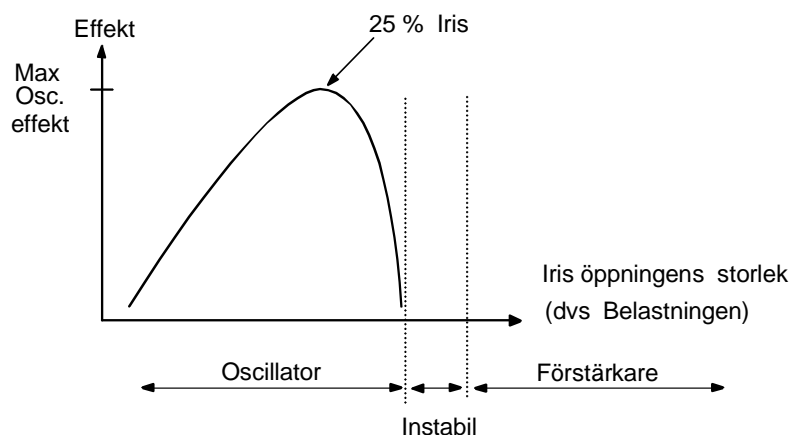
En nackdel med den självsvängande förstärkaren är att när insignalen försvinner, så kommer oscillatorn att fortsätta att svänga. När oscillatorn inte är modulerad kommer den att sända en brusrik CW signal. Ofta behöver man en extra krets som stänger av oscillatorn om den tappar låsningen.

Vågledarkopplad förstärkare

Vanligaste kopplingen för både den stabila reflektionsförstärkaren och den självsvängande injektionslåsta oscillatorn, är en resonator i vågledare med iriskoppling på ingången.



Resonatorn är en halv våglängd lång och har reducerad höjd. Önskar man större bandbredd kan man använda koaxialresonator eller resonator i ryggvågledare. Kopplingen ut sker genom en iris. Belastningen (konduktansen) ökar då irisen görs större.



En oscillator har en sådan storlek på kopplingen att man får maximal uteffekt. Ökas kopplingen så blir dioden hårdare belastad och uteffekten sjunker.

Så småningom upphör svängningen helt. Kretsen fungerar då som en stabil förstärkare. Området närmast självsvängning bör undvikas eftersom det lätt kan uppstå oscilleringar då temperatur, förspänning eller liknande ändras. Å andra sidan vill man ligga så nära självsvängning som möjligt för att få maximal förstärkning. Den självsvängande förstärkaren (dvs injektionslåsta oscillatoren) har högre förstärkning än den stabila reflektionsförstärkaren. Däremot har den självsvängande förstärkaren mindre bandbredd (låsområde) än den stabila.

Injektions låsning	20 dB gain	smalbandigt	(<1 GHz)
Stabil förstärkare	10 dB gain	bredbandigt	(>1 GHz)

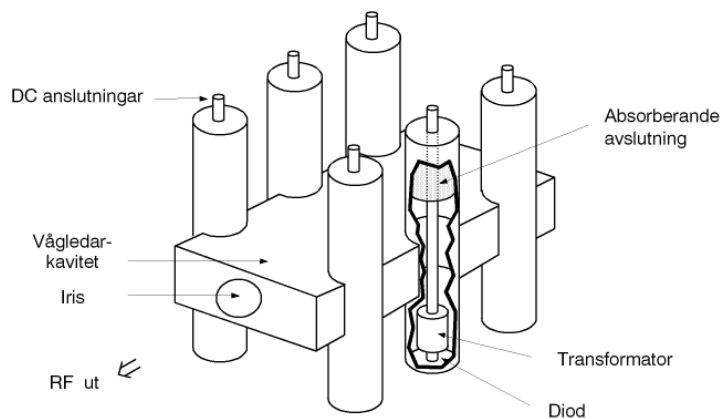
Vilken förstärkning man kan få beror också på hur stort temperaturområde som förstärkaren ska vara stabil på. En Gunndiod kan ge 20 dB förstärkning vid rumstemperatur, men endast 10 dB vid större temperaturområde. Den tillgängliga förstärkningen bestäms också av effektnivån. Vid hög effekt blir förstärkningen endast 3 - 5 dB.

Bandbredd

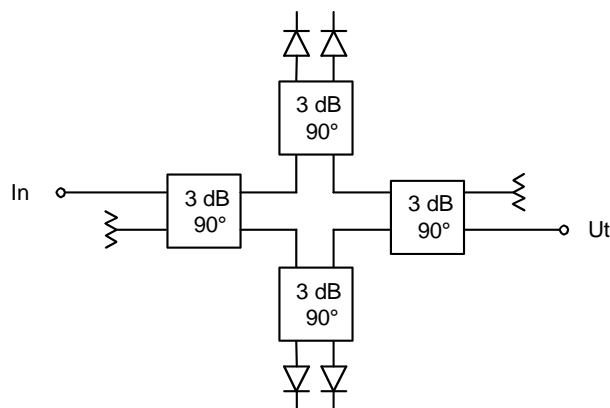
Den stabila förstärkarens bandbredd är vanligtvis begränsad av tillgängliga cirkulatorer. Cirkulatorn måste ha en mycket större bandbredd än den önskade förstärkaren. Det får nämligen inte bli självsvängning för någon signal utanför bandet, som kan ta sig igenom anpassningskretsen. En förstärkarkedja med staggertuning kan täcka hela vågledarbanden 26 - 40 GHz respektive 40 - 60 GHz.

Effektkombinering

Diodförstärkarna kan kombineras på olika sätt för att uppnå högre uteffekt. Dioderna kan kombineras i gemensam resonator på samma sätt som för oscillatoren, t.ex. Kurokawas effektkombinering.



Ett annat sätt är med hybridkombinering liknande den för transistorförstärkare.



8 dioder i gemensam kavitet ger 10 W CW vid 35 GHz

12 dioder kan ge 10 W på 41 GHz

4 dioders kurokawa ger > 1 W vid 90 GHz

4 hybridkopplade dioder ger 1 W CW vid 60 GHz med 8 GHz bandbredd

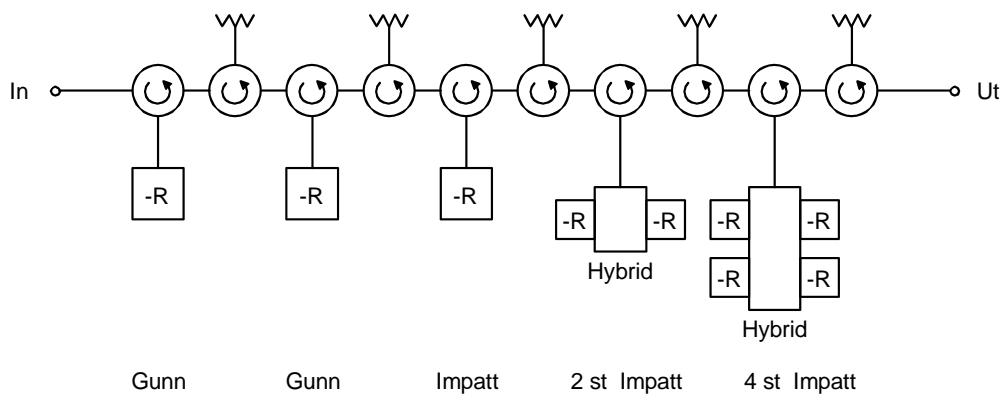
Jämförelser Impatt - Gunn

Gunndiodförstärkaren kan få ganska stor bandbredd, en oktav. Impattdioden uppvisar en negativ resistans inom ett mindre frekvensområde. Dess bandbredd blir 20 - 30 %

Däremot är Impattdioden mindre benägen att alstra övertoner under limitering. Gunndioden har en övertonsalstring på -20 dB och Impatt har -40 dB vid limitering.

Intermodulation och AM/PM överföring är ganska lika för Gunn och Impatt. IM är vid limitering 8 - 15 dB för båda dioderna. AM/PM överföringen är ca 1°/dB vid 1 dB kompressionen, och 3°/dB vid limitering.

Gunndioden ger lägre brusfaktor. Impatt ger högre uteffekt och verkningsgrad. Därför används ofta gunndioderna i början av en förstärkarkedja, och Impatt mot slutet, dvs utgången. GaAs Impatt ger högre uteffekt och lägre fasbrus än Si Impatt.

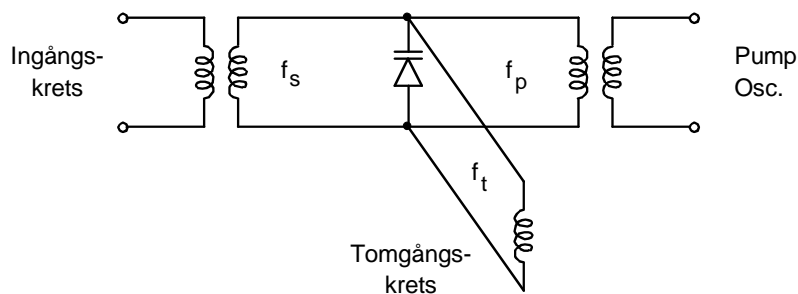


Injektionslåsning används så mycket som möjligt för att få hög förstärkning. Men på ingången måste man kanske ha en stabil reflektionsförstärkare, eftersom den svaga insignalen inte räcker till för att injektionslåsa över tillräcklig bandbredd.

På Ka-bandet har man uppnått 40 dB förstärkning med 1000 W toppeffekt. Modulerna på hög effekt har endast 3 dB effektförstärkning. På lägre effekt kan det bli 5 dB förstärkning. Det resulterade i en kedja med 11 förstärkarsteg, med sammanlagt 258 Impatt dioder.

Parametrisk förstärkare

Den parametriska förstärkaren bygger sin funktion på varaktordioden. Dioden ingår i tre svängningskretsar.



Dessa svängningskretsar är avstämda till insignalen, pumpfrekvensen respektive tomgångsfrekvensen (idler frekvensen). Den teoretiska behandlingen (Manley-Rowe ekvationerna) visar att effekt överförs från pumposcillatorn till den önskade signalfrekvensen om:

$$f_p = f_s + f_t$$

Eftersom effekt överförs till den inkommande signalen så kan kretsen betraktas som en negativ resistans. Den kan alltså användas som en reflektionsförstärkare.

Frekvenserna kan väljas på två sätt. De kan dels vara åtskilda så mycket att de olika resonanskretsarna blir klart separerade. Den kallas då tre-mods förstärkare eller icke återkopplad förstärkare (non degenerate amplifier). Om pumpfrekvensen är dubbla signalfrekvensen överlappar tomgångsfrekvensen och signalfrekvensen. De kan då använda samma resonator. Man säger då att förstärkaren är återkopplad (degenerate amplifier) eller är en två-mods förstärkare.

Resonanskretsarna gör att förstärkaren blir ganska smalbandig. För att öka bandbredden, kan man bredda antingen signalkretsen eller tomgångskretsen. En resonanskrets med dubbeltoppar ger en 1 dB bandbredd på 6% vid 15 dB gain. Försämringen i brusfaktor blir mindre än 0,1 dB.

För att få hög tomgångsfrekvens används ibland diodens parasitreaktanser. Två matchade GaAs varaktordioder monteras då åt var sitt håll. Slingan genom dioderna fungerar då som resonanskrets.

Pumposcillatorn

Pump-oscillatorn matar in effekt, som omvandlas till signaleffekt. Förstärkningen kan alltså ställas in med hjälp av en dämpsats på pump-oscillatorn. Normalt är förstärkningen ca 15 dB/steg. För att inte förstärkningen ska variera, så måste pumposcillatorns uteffekt vara mycket stabil. En ändring av pumpeffekten på endast 0,1 dB ger 1 dB ändring av förstärkningen. Ett bra sätt att få en stabil förstärkare är att använda automatisk nivåreglering (ALC) på pumposcillatorn. Den kompenseras då för både variationer i temperatur och åldring. Frekvensstabiliteten är inte lika kritisk, men ett frekvensskift kan lätt ge upphov till amplitudskift. 2 MHz/°C frekvensstabilitet är vanligtvis tillräckligt.

Brusfaktorn

Brusfaktorn är vid hög förstärkning ca

$$NF = 1 + \frac{f_s}{f_t} \cdot \frac{T}{290}$$

Man kan alltså få låg brusfaktor genom att minska temperaturen (T) eller genom att välja en hög tomgångsfrekvens i förhållande till signalfrekvensen ($f_t \gg f_s$). Det för också med sig att pumpfrekvensen ska vara mycket stor.

Förstärkaren kan med kryoteknik kylas ner till extremt låga temperaturer (10-20 °K). Brusfaktorn blir mindre än en halv dB (ända upp till 20 GHz), för en pumpfrekvens så liten som $3 \cdot f_s$. Vid dessa små brusfaktorer är det vanligare att tala om brustemperatur istället. En brusfaktor på en halv dB motsvarar ungefär 50 °K.

En parametrisk förstärkare som inte är kyld behöver ha en pumpfrekvens som är mycket större än signalfrekvensen. För att en 4 GHz förstärkare ska få en brustemperatur på ca 120 °K (1,5 dB), så ska pumpfrekvensen vara ca 40 GHz, dvs 10 ggr signalfrekvensen. Med 60 GHz pumpning blir brustemperaturen reducerad till ca 45 °K. Förstärkare för frekvenser över 18 GHz använder pumpfrekvenser på 70 - 120 GHz. Brusfaktorn blir då ca 4 - 6 dB

Med termoelektrisk kylning kan man kyla ner förstärkaren till -40 °C. Det ger 40 °K brustemperatur över bandet 3,7 - 4,2 GHz.

14. Sammanfattning

MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit)

En monolitiskt tillverkad förstärkare blir mycket liten och billig. Tillförlitligheten ökar också i och med att man blir av med ett stort antal bondtrådar. Eftersom monoliterna tillverkas fotolitografiskt kan man få förstärkarkanaler med god amplitud- och fasmatchning.

Distribuerade förstärkare kan täcka hela mikrovågsområdet 1 - 20 GHz eller 18 - 40 GHz.

Återkopplad förstärkare används främst på MHz området, "DC" - 2 GHz, där den bipolära transistorn med högt gain kan användas.

Reaktiv anpassning kan användas till de lägre mm-vågs banden, upp till 60 GHz, där komponenterna blir tillräckligt små för att tillverkas monolitiskt.

MIC (Microwave Integrated Circuit)

MIC-förstärkaren är byggd på ett separat laminat. Kan också kallas hybrid-förstärkare, till skillnad från monolitisk förstärkare. En hybridförstärkare använder diskreta transistorchip och anpassning på separat substrat. Den begränsas av tillverknings toleranserna vid monteringen (t.ex. bondtrådarna). De kan därför behöva någon trimning.

Hybridförstärkarna kan få lägre brusfaktor och högre förstärkning. Monolitförstärkarna kan däremot få större bandbredd.

Även om MMIC kan bli billiga i stora serier är de tidsödande och dyra att utveckla. Ett billigare alternativ är matchade transistorer. De har den första (mest kritiska) delen av anpassningen på chipet, och resten av kretsen på separat substrat.

Bandbredd

Stor bandbredd kan man få med förstärkare som är:

Distribuerad
Återkopplad
Resistivt anpassad
Aktivt anpassad

Brus

Lägsta brus får man från den reaktivt anpassade förstärkaren. Reflektionerna tar man bort med hybrid eller isolator.

Parametriska förstärkaren har mycket lågt brus. Bandbredden blir mindre än 500 MHz. Det är en besvärlig kretskoppling som man helst vill undvika. Brusvinsten är ganska liten jämfört med moderna HJ-FET förstärkare. Den har använts vid satellitkommunikation (Earth Stations).

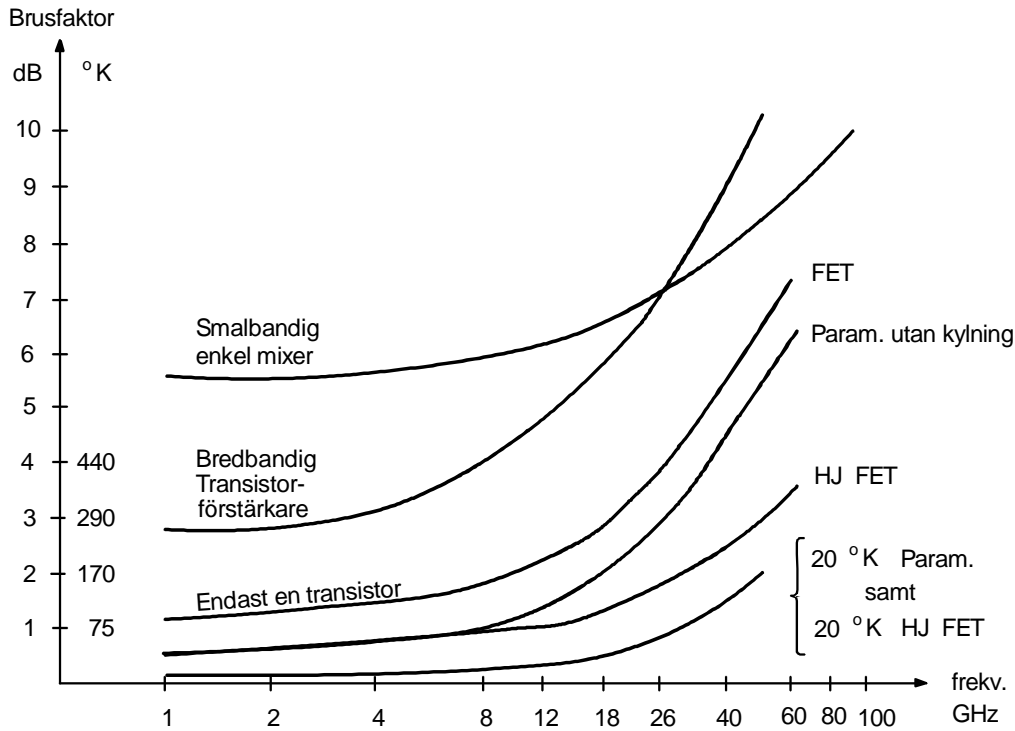
Uteffekt och verkningsgrad

Reaktiv anpassning med effektkombinering ger den högsta uteffekten och högsta verkningsgraden. Med ett stort antal transistorer kan man uppnå ganska höga effekter, 10 kW på L-bandet och 1 kW upp till ca 4 GHz. Vid högre frekvenser blir maxeffekten allt mindre. På dessa effektnivåer föredrar man ofta halvledare framför elektronrör eftersom halvledarna har många bra fördelar.

Fördelar	Lång livslängd Stor bandbredd Snabb uppstart Lågt brus Liten vikt och volym Tål stötar och vibrationer Lätta att integrera med andra komponenter
----------	--

Nackdelar	Avsevärt lägre uteffekt Påverkas av joniserande strålning Större sårbarhet för effekt och spänningspulser
-----------	---

Extremt hög uteffekt, kW - MW , får man endast från elektronrör.
T.ex. Magnetron, Klystron och TWT



En smalbandig transistorförstärkare har ungefär 2 dB lägre brusfaktor än den bredbandiga.

Den starkt nerkylda parametriska förstärkaren har den lägsta brusfaktorn. Däremot har den parametriska utan kylning blivit utklassad av HJ-FET förstärkaren.

FET transistoren kan också med fördel kylas ner. En 20°K HJ-FET får ungefär samma brusfaktor som en 20°K parametrisk förstärkare.

Gunn och Impatt är inte medtagna i diagrammet eftersom deras brusfaktor är större än 10 dB.