

Mikrovågsteknik:

# Frekvens multiplikator

Krister Andreasson

Fler kapitel och böcker finns på

[Mikrovagsteknik.se](http://Mikrovagsteknik.se)

# Frekvensmultiplikator

Frekvensmultiplikatorn alstrar en mikrovågssignal från en lägre frekvens, med hjälp av ett olinjärt element som alstrar övertoner. Den kallas därför också övertonsgenerator (harmonic generator).

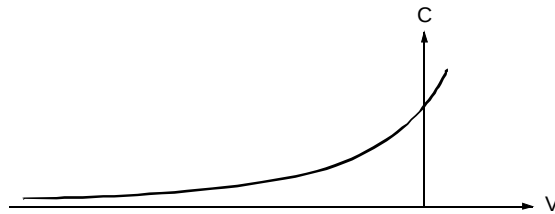
Det olinjära elementet kan vara en variabel reaktans (varaktor eller Step-Recovery) eller en variabel resistans (diod eller transistor).

En olinjär reaktans ger hög verkningsgrad. Men är känslig för omgivningen, och kan ge spurious. Step-Recovery ger ett mycket stort antal övertoner på mikrovåg. En olinjär resistans ger en bredbandig multiplikator. Den har inga spurious och är enkel att optimera. En Schottky-diod fungerar bra över hela frekvensspektrat långt upp ovanför mm-våg. En transistor ger samtidigt en viss förstärkning, åtminstone upp t.o.m. mikrovågsbanden.

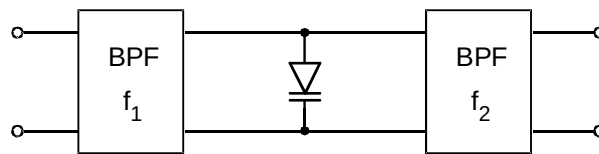
Övertonsgeneratorn alstrar vanligtvis ganska låga signalnivåer (1-10 mW). Den används i testsystem, syntesgeneratorer och som LO till en mixer. Behöver man högre effekt använder man idag en separat effektförstärkare efter multiplikatorn. Det behövs då mindre DC-effekt och den värmealstrande delen separeras från den temperaturkänsliga delen. Dessutom alstras mindre icke önskade frekvenser då multiplikatorn arbetar på låg nivå.

För att få högsta stabilitet alstrar man en referensfrekvens på ca 5-10 MHz, som sedan multipliceras upp till mikrovåg (respektive mm-våg) i flera steg. Behövs inte den stabiliteten är det bättre att generera signalen direkt på mikrovåg (mm-våg). Det ger färre komponenter och högre verkningsgrad.

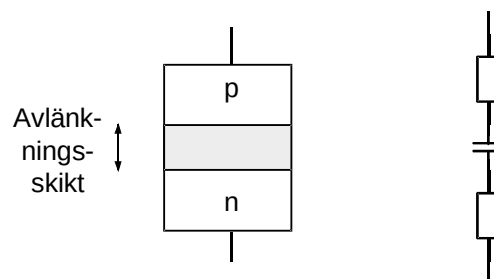
# Varaktor



Varaktorn har en kapacitans som varierar olinjärt med spänningen. Denna olinjäritet utnyttjas för att alstra övertoner. Varaktorn används som smalbandig frekvensmultiplikator med låga förluster, över hela mm-vågs området. Vid högre frekvenser (upp till 600 GHz) får man bättre resultat med varistor (variabel resistans).



På ingången finns ett filter som endast släpper igenom grundfrekvensen  $f_1$ . Om dioden anpassas till ingången så kommer ingen effekt att reflekteras, dvs all effekt överförs till dioden. Dioden alstrar övertoner. Endast en viss överton  $f_2$  kan kopplas via filtret till utgången. Alla andra frekvenser är reaktivt avslutade.



En krets som inte har några resistiva förluster får en verkningsgrad på 100 %. I praktiken har dioden en viss serieresistans i den del som inte är avlänkad. Dessutom har alla övriga kretselement också vissa förluster. Det blir därför alltid några dB Conversion Loss.

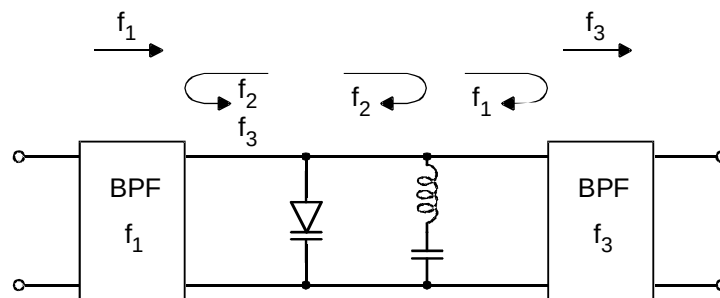
## Avslutning av icke önskade frekvenser

För att inte förlora effekt till de icke önskade frekvenserna, bör dessa frekvenser avslutas reaktivt. Med en öppen ledning för övertonerna alstrar de inte någon ström. Det blir då inga förluster i serieresistansen.

Den öppna ledningen för däremot med sig att inga högre övertoner än dubbla frekvensen kan genereras. Det är nämligen så att en abrupt varaktor (jämn dopning) har en kvadratisk kurvform för spänningen som funktion av laddningen. Med en öppen ledning för övertonerna, är det bara grundtonen som kan ge ström, dvs laddningsvariation. En kvadratisk kurva kan bara alstra dubbla frekvensen.

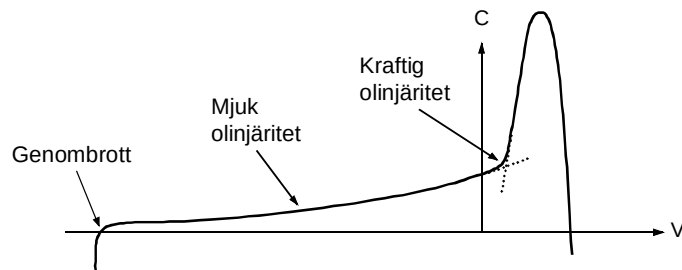
## Högre övertoner

Om man vill ha en tripling av frekvensen, måste man först ha en dubblad frekvens som sen får blandas med insignalen. Summafrekvensen blir då tre gånger infrekvensen. För att få en stor ström på andra övertonen så måste man kortsluta dioden med en serieresonanskrets på den frekvensen (idler-krets).



Kortslutningen ger övertonen en totalreflektion, det blir alltså inga förluster i yttre kretsen på den frekvensen. Högre övertonshalt kräver allt fler idlerkretsar på alla mellanliggande frekvenser. För att få låga förluster, dvs bra verkningsgrad, behöver dessa idlerkretsar ha högt Q-värde.

Vid tripling, eller högre övertonshalt, väljer man ofta kortslutning av icke önskade frekvenser. Det eliminerar inte förlusterna i serieresistansen, men man slipper förlusterna från att övertonerna går till utgångskretsen.



Man kan också få högre övertonshalt genom att använda högre amplitud på insignalen. En PN-diod och en PIN-diod har en laddningslagring i framriktningen. Den laddningslagringen motsvarar en stor kapacitans. Övergången mellan de båda kapacitanserna ger ett hörn med högre olinjäritet.

Området vid genombrott har också en kraftig olinjäritet. Men det området ska man undvika om man vill hålla brusnivån nere. Lavineffekten är ju ett brusigt fenomen.

## Anpassning

Dioden behöver anpassas på ingången för att överföra så mycket effekt som möjligt. Reflektad effekt motsvarar ju sämre verkningsgrad. På samma sätt måste dioden vara anpassad till utgången för önskad överton. Verkningsgraden blir maximal för en viss belastningsimpedans. Denna optimering bestäms också av diodens karakteristik samt drivnivån på ingången.

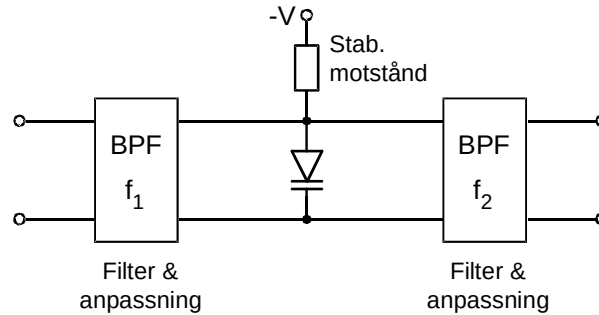
Anpassningskretsarna beräknas så noggrant som möjligt. Det är nämligen mycket svårt att trimma in anpassningen. Eftersom kapacitansen är olinjär blir det både hysteres och diskontinuiteter i strömmarna då den avstäms.

## Bandbredd

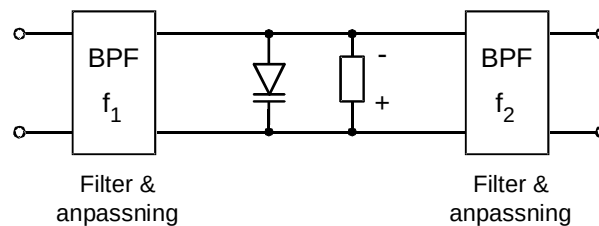
Kretsen innehåller filter för separering av frekvenserna, och kretsar för anpassning till en reaktans (dioden). Det gör kretsen ganska smalbandig. Finns det dessutom idler-kretsar blir bandbredden ännu mindre. En tripplare kan inte ha mycket mer än 30% bandbredd om samtidigt dubbla frekvensen ska vara bortfiltrerad. På mm-våg blir vanligtvis bandbredden högst ca 20% för dubblare, 15% för tripplare, 10% vid 4xf och 3-5% vid 5xf. Vanligen är bandbredden mindre än 5% och då används resonanskretsar istället för filter.

## Förspänning

Dioden behöver en viss backförspänning för att kunna arbeta på så stor signalnivå som möjligt.



Den yttre spänningskällan ansluts ofta via ett motstånd. Det förhindrar att kretsen blir instabil. Den blir också stabiliserad för resonanser på mycket låga frekvenser.

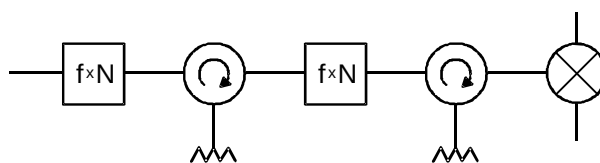


Vid stora signalnivåer likriktar dioden. Den likriktade strömmen alstrar ett spenningsfall över motståndet. Den DC-spänningen kan användas som förspänning av dioden.

Resistansen bör vara så stor att den inte ger några RF-förluster. Det kan vara ett temperaturkänsligt motstånd som samtidigt kompenserar kretsen till ett större temperaturområde.

## Självsvängning

När en varaktordiod pumpas kraftigt kan det lätt uppstå självsvängning (spurious) på grund av parametrisk förstärkning. Ofta är det två frekvenser med summan lika med infrekvensen. Den kan alltså självsvänga på halva infrekvensen. Det är viktigt att kontrollera impedansen över ett mycket stort frekvensområde. Det får inte finnas spurious-resonanser i närheten av in- och utsignalens övertoner eller undertoner. Dessutom måste insignalen vara fri från störande signaler, dvs starka spurious och brus. I en kedja med flera multiplikatorer bör varje steg separeras med en isolator.



In- och utimpedansen får inte heller variera med signalnivån. Man får alltså inte driva en mixers LO-ingång direkt från en varaktor. Det behövs en isolator som anpassning.

## Verkningsgrad

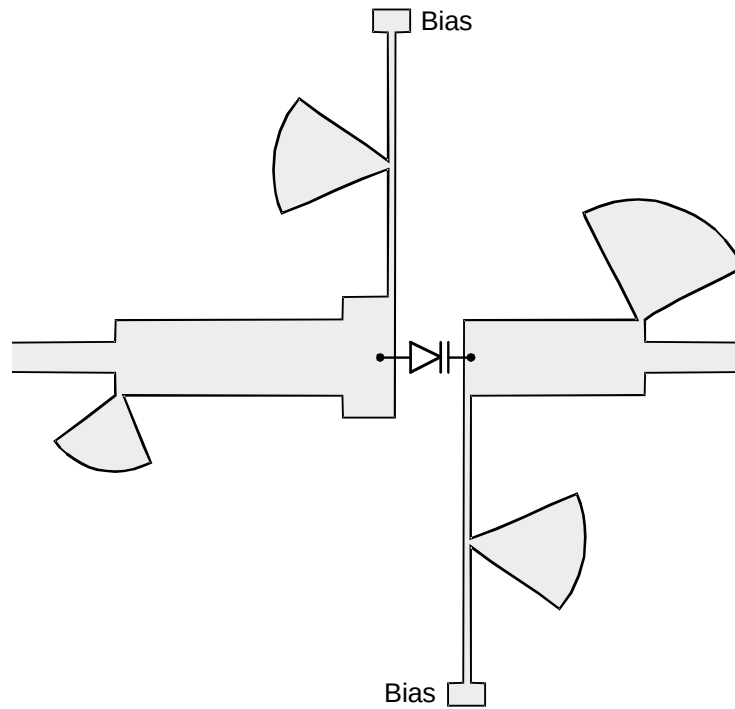
I databladerna anges de olika dioderna med sina respektive gränshänsfrekvenser (cut-off frequency). Denna gränshänsfrekvens bestäms av diodens resistans och kapacitans, vid angiven förspänning. Hög verkningsgrad kräver liten resistans och stor reaktans, dvs hög gränshänsfrekvens. Reaktansen får däremot inte vara så stor (så liten kapacitans) att den blir svår att anpassa till in- och utgång med små förluster.

På riktigt låga frekvenser kan man uppnå en verkningsgrad närmare 100%. När gränshänsfrekvensen bara är 50 gånger högre än aktuell frekvens (dvs  $Q$ -värde=50) har verkningsgraden minskat till 70%. Det motsvarar 1,5 dB förluster. På mikrovåg kan man i praktiken inte räkna med att uppnå 50 gånger så hög gränshänsfrekvens för dioden. Verkningsgraden blir istället kanske 50%, dvs 3 dB förluster. Om kretskopplingen dessutom har 0,5 dB förluster före dioden och 0,5 dB efter dioden, blir det sammanlagt 4 dB, dvs 40% verkningsgrad. Vid frekvenser över 200 GHz blir verkningsgraden bara ca 20% för dubblare och 10% för triplare.

Verkningsgraden bestäms också av hur hårt varaktorn drivs, dvs insignalens amplitud. Högre amplitud ger vanligen högre verkningsgrad. Man bör alltså välja en varaktor med hög genombrottsänning så att insignalen kan vara stor.

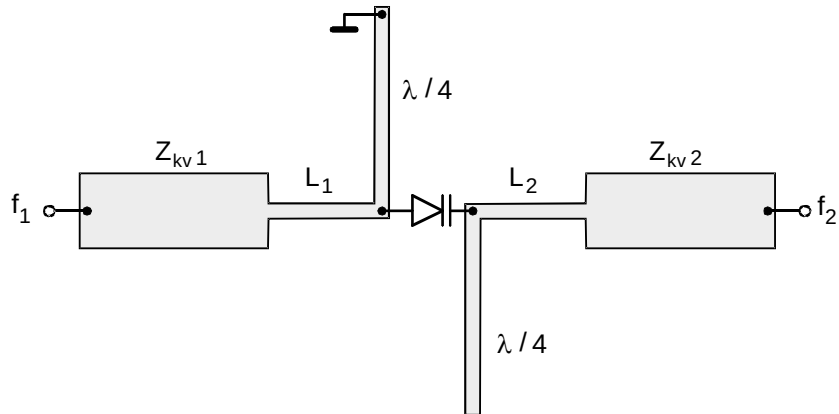
## Montering i serie

Dioden kan monteras antingen parallellt eller i serie med ledningen. Monteras den parallellt, dvs från ledningen till jord, får den god kylning av jordplanet. Den kan då ge ganska stor utsignal. Seriedioden har istället den fördelen att den är lätt att ytmontera. Man behöver inte borra hål i laminatet. Den är därför också lämplig vid monolitisk tillverkning.



Dioden anpassas med kvartvågstransformatorer. På in- och utgång sitter öppna stubledningar, i figuren i form av radialstub. Stubledningarna är avstämda till resonans så att de fungerar som bandspärr filter. På ingången kortsluts utgångsfrekvensen och på utgången kortsluts ingångsfrekvensen. Filtrens placering väljs så att de ger en lämplig reaktiv anpassning vid dioden.





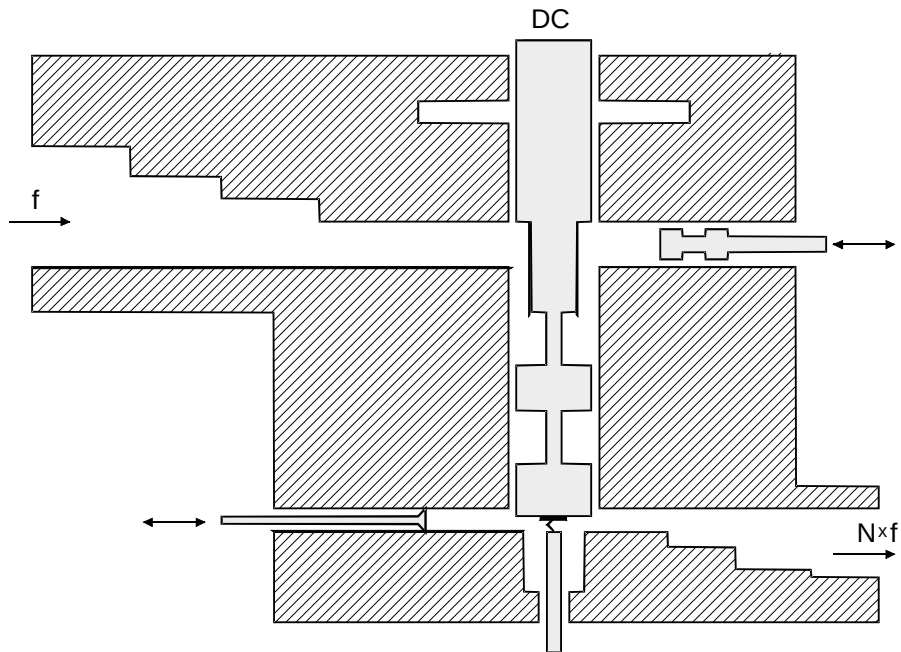
Här är båda filterstubbarna en kvarts våglängd långa. På ingången påverkas inte grundfrekvensen  $f_1$  men dubbla frekvensen  $f_2$  blir kortsluten ( $\lambda/2$ ). På utgången blir  $f_1$  kortsluten och  $f_2$  kan passera obehindrat.

De höghmiga ledningarna ( $L_1$  och  $L_2$ ) ger lagom induktans för att kompensera diodens kapacitans. Därefter transformeras impedansen till  $50 \Omega$  på in- respektive utgång.

En monolitisk dubblare som är anpassad någonstans inom Ka-bandet (26,5-40 GHz) får en verkningsgrad på ca 15-30 %. Det motsvarar en Conversion Loss på 6-8 dB.

## Vågledare

På mm-våg används vågledare för att få låga förluster. Multiplikatorn får då vågledare med olika dimensioner på in- och utgång. De kopplas vanligtvis ihop med en koaxialledning eller suspended strip-line.



Vågledaren på ingången stegas ner till reducerad höjd för att bättre passa varaktorns impedans. Signalen kopplas över till koaxialledningen med en E-fälts probe. Vågledaren är avslutad med en flyttbar kortslutning. Övergången till koaxial kan alltså optimeras för aktuell frekvens. Förskjutningen ger en reaktiv anpassning.

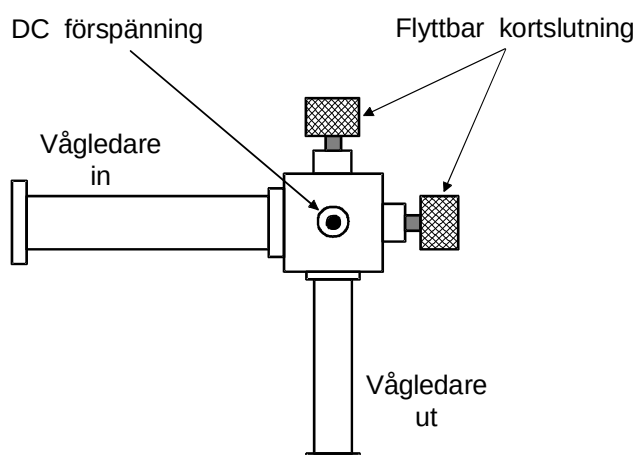
Koaxialen är utformad som ett lågpasfilter. Filtret släpper fram insignalen till varaktorn, men förhindrar att övertonerna kommer tillbaka till ingången. Samtidigt är filtret dimensionerat för att anpassa varaktorn.

Vågledaren på utgången är avsedd för en överton. Dess cut-off frekvens är så hög att insignalen förhindras att komma ut till utgången. Om det är fråga om en tripplare så är också den dubbla frekvensen i cut-off.

Dioden är monterad på änden av koaxialfiltret. Andra sidan av dioden ansluts till jord med en kort tråd (whisker). Dioden är alltså monterad inne i vågledaren.

Ibland fortsätter koaxialen en bit in på andra sidan av vågledaren. Dess längd är då en halv våglängd för utfrekvensen och ger alltså inget tillskott till impedansen. På infrekvensen ger den däremot en induktiv reaktans. Den kompenserar då diodens kapacitiva reaktans.

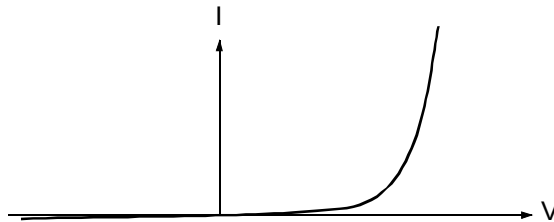
Förspänning ansluts via ett lågpassfilter, eller som i figuren med ett bandspärrfilter (radiell stubledning). Alternativt kan förspänningen anslutas med en höghmig ledning till en låghmig del av lågpassfiltret.



Vågledaren på utgången kan vara vriden åt valfritt håll. Ofta ligger de två vågledarna vinkelrätt mot varandra (crossed-waveguide). Det blir då lättare att komma åt de två justerbara kortslutningarna.

En krets som multiplicerar 4 gånger ger teoretiskt bättre verkningsgrad än två kaskadkopplade dubblare. I praktiken har kanske 3:e övertonen inte någon idlerkrets (endast 2:a). Det ger lite sämre verkningsgrad. Men en dubblarkedja behöver en isolator mellan dubblarna. På mm-våg kan det då bli ett par dB förluster. Det är alltså inte helt klart vilken som är bäst. Två kaskadkopplade dubblare har den fördelen att första dioden kan vara optimerad för hög effekt (dvs stor kapacitans) och andra dioden optimerad för hög frekvens (dvs liten kapacitans).

## Olinjär resistans

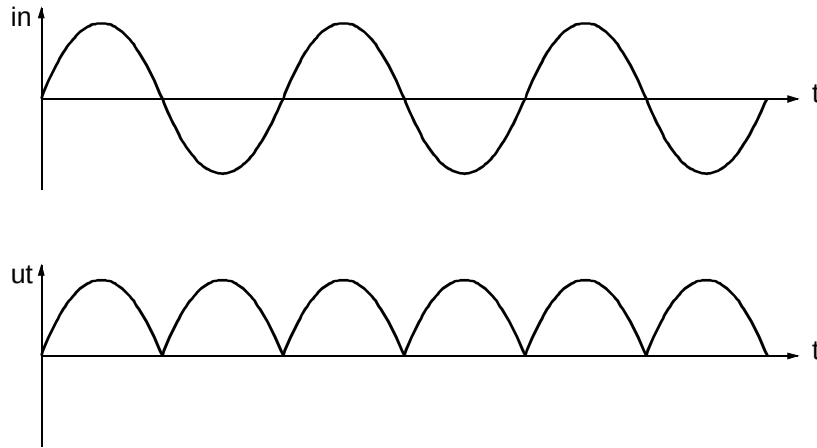


En Schottky-diod och en PN-diod har ett diodknä i framriktningen. Dess olinjäritet kan användas till att alstra övertoner. Eftersom det är en olinjär resistans blir det resistiva förluster. Största delen av insignalen går bort som resistiva förluster, och ganska lite omvandlas till övertoner. Conversion Loss blir minst 9 dB, vanligen 10 - 15 dB. Verkningsgraden minskar dessutom kraftigt vid högre övertonstal ( $N$ ). Den resistiva frekvens-multiplikatorn kan inte få högre nivå än  $1/N^2$

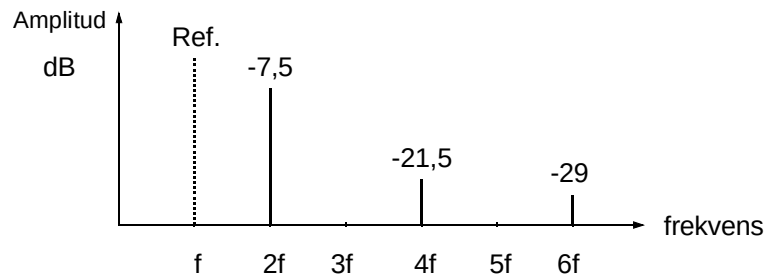
Fördelen med olinjär resistans är att den blir mycket bredbandig. Den har inte varaktorns problem med instabilitet. Den har inte heller varaktorns övre gränshärfvens. Det är mycket svårt att få en varaktor som är användbar ovanför 100 GHz. På mm-våg kan man möjligen använda en varaktor som drivs in i det ledande området. Man använder alltså en kombination av resistiv och reaktiv multiplicering.

Ofta används en balanserad dubblare eller tripplare för att utöka frekvensområdet på befintliga svepgeneratorer och syntesgeneratorer. De kan då täcka hela vågledarband upp till 110 GHz.

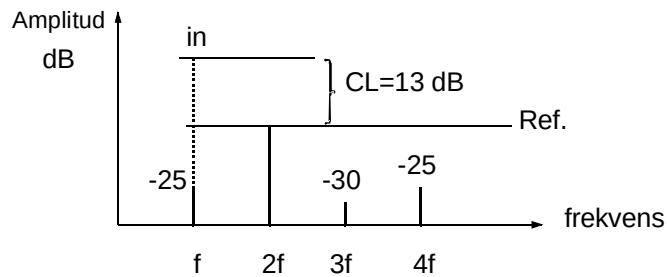
## Helvågslikriktning



Den likriktade signalen har en periodicitet som är dubbelt så hög som insignalens. Det finns ingen variation med grundfrekvensen. Om man avrundar kurvformen med ett lågpas filter, och tar bort DC-nivån, får man den dubbla frekvensen kvar.



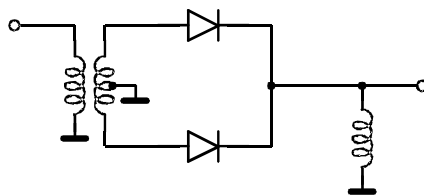
Förutom dubbla frekvensen innehåller spektrat alla jämna övertoner, med starkt avtagande amplitud. Däremot saknas de udda övertonerna, inklusive grundtonen. Det förenklar efterföljande filtrering betydligt.



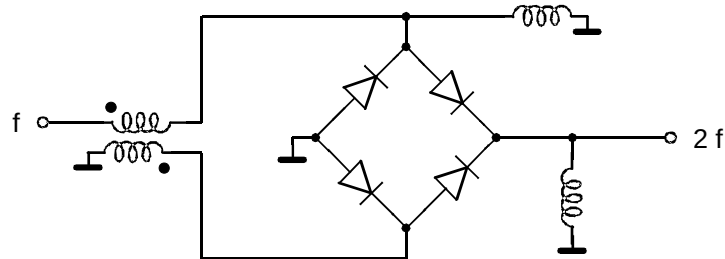
I praktiken är spektrat lite sämre. Conversion Loss är vanligen ca 13 dB. Smalbandigt kan den förbättras ytterligare ca 2 dB. De udda övertonerna är inte helt bortbalanserade. Undertryckningen är 20 - 40 dB beroende på frekvensområde och bandbredd. Denna undertryckning räknas i förhållande till den önskade utsignalen. Men det finns en del företag som anger undertryckningen i förhållande till insignalen. Det blir ju större värden i databladerna på det sättet. Den fjärde övertonen blir i samma storleksordning som de icke önskade signalerna. Kretsen är alltså främst avsedd som en mycket bra frekvensdubblare.

Det går också att använda varaktordioder som halvågslikriktare. Förlusterna kan då bli 8 - 10 dB över 6 - 10 GHz.

## MHz-området



Med en toroidlindad transformator kan man göra en likriktare som täcker hela MHz-området. Förutom den dubbla frekvensen bildas det en likström vid likriktningen. Det behövs alltså en sluten strömkrets för likströmmen. Vanligtvis ingår det en drossel (RF-choke) på utgången. Undertryckningen av spurious beror främst på balanseringen i transformatorn.



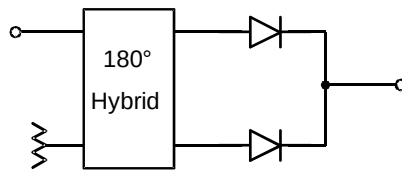
Genom att koppla toroiden som en balun får man bättre balansering, dvs undertryckning, av de högre frekvenserna. Den klarar då upp till ett par GHz på ingången. Eftersom balunen saknar mittuttag behöver man fyra dioder kopplade som en likriktarbrygga.

Eftersom en halvågslikriktare använder en balanserande krets kallas den vanligtvis för balanserad frekvensdubblare.

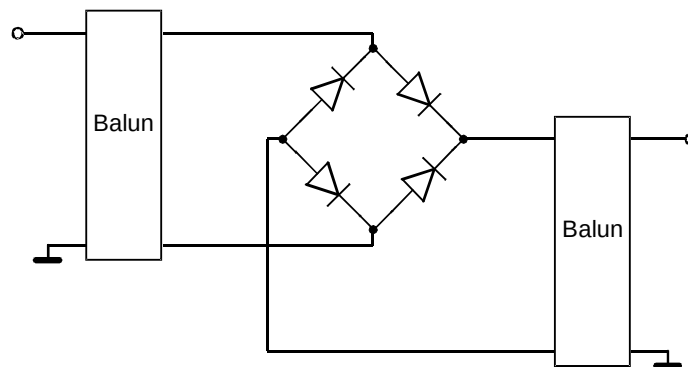
Amplituden på utsignalen bestäms naturligtvis av insignalen. Dubblaren fungerar bra med signaler på 0 dBm upp till 20 dBm. Vid 20 dBm in får man ca 7 dBm ut, dvs tillräckligt för att driva en mixer. Dubblaren kan driva mixern direkt, utan något isolationssteg.

En dubblare, som täcker området från ett par MHz till ett par GHz, har en conversion loss på 10-15 dB. Infrekvensen är ofta undertryckt 20-40 dB. Den 3:e övertonen är undertryckt 20-50 dB. Men 4:e övertonen kan vara dåligt undertryckt, kanske bara ca 15 dB.

## Mikrovåg



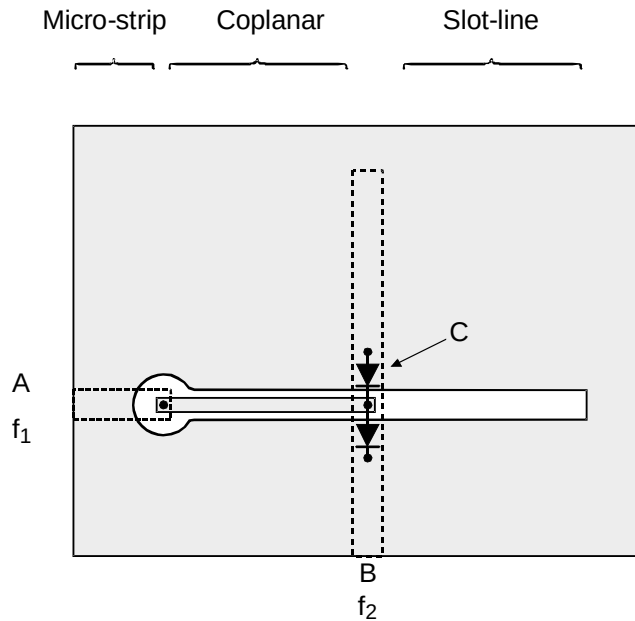
En balanserad frekvensdubblare på mikrovåg kan bestå av en 180° hybrid eller en balun. Conversion Loss blir ca 9-12 dB. Undertryckningen av grundfrekvensen bestäms av balanseringen i hybriderna respektive balunen, den kan bli ca 25 dB.



En rat-race hybrid är en ganska smalbandig krets. Med baluner kan man få en dubblare som täcker en oktav eller mer. En dubblare kan (på utgången) täcka ett så stort frekvensområde som 4 - 18 GHz eller 8 - 24 GHz eller till och med 4 - 26 GHz. Conversion loss är 10-15 dB. Undertryckningen av infrekvensen och 3:e övertonen är 17 - 25 dB. 4:e övertonen anges normalt inte i databladet.

Ineffekten är 8 - 20 dBm för Schottky-dioder med hög barriär, och 3 - 10 dBm för Low Barrier Schottky.





Insignalen på en micro-strip, går över till en coplanar ledning, och matar sen dioderna. Signalen halvågslirikritas till en slot-line. Övergången till micro-strip är här placerad rakt ovanför dioderna. Slot-line och coplanar-line är  $\lambda/4$  långa för dubbla frekvensen. Kortslutningarna transformeras till en hög impedans, och lastar alltså inte ner knutpunkten.

Micro-strip ledningen är en öppen  $\lambda/4$  ledning. Det ger en virtuell kortslutning vid punkt C. Signalen över slot-line kopplas därför direkt till stripledningen på utgången.

Samma likriktarkoppling kan användas baklänges. Dvs in på B och ut på A. Ledningarna ska då vara  $\lambda/4$  för infrekvensen. Samma lay-out för kretskortet kan alltså användas för ytterligare en dubbling. Men utgången måste förses med en DC-återgång.

## Två insignaler

Det är olinjäriteten som alstrar övertoner. Men samma olinjäritet kan också alstra blandprodukter då det finns två eller fler insignaler.

$$i = a_0 + a_1V + a_2V^2 + a_3V^3 + \dots$$

En olinjäritet kan matematiskt beskrivas med en Taylor-utveckling.

De två insignalerna är:  $E_1 \sin \omega_1 t + E_2 \sin \omega_2 t$

Kvadraten av dessa två tillsammans ger:

$$E_1^2 \sin^2 \omega_1 t + E_2^2 \sin^2 \omega_2 t + 2E_1E_2 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t$$

De två kvadraterna av sinus ger dubbla frekvensen av respektive signal, samt en likspänning.

$$E_1^2 \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_1 t) + E_2^2 \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_2 t)$$

Den dubbla produkten ger summan och skillnaden av frekvenserna.

$$E_1E_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + E_1E_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

På ingången är förhållandet mellan signalerna lika med:

$$\frac{E_1}{E_2}$$

På utgången är förhållandet mellan dubbla frekvensen och blandfrekvenserna lika med:

$$\frac{\frac{E_1^2}{2}}{E_1E_2} = \frac{E_1}{2E_2}$$

Förhållandet mellan önskad signal och störande signal är alltså bara hälften så stort på utgången. Signal/stör förhållandet har försämrats 6 dB.

Motsvarande beräkning av 3:e respektive 4:e övertonen visar att signal/stör-förhållandet minskar med:

$$20 \log N \quad \text{där } N \text{ är övertonsgraden}$$

Försämringen beror på att olinjäriteten fungerar bättre som mixer än som frekvensmultiplikator.

För att få en stabil mikrovågssignal startar man vanligtvis med en kristalloscillator. Därefter multipliceras frekvensen upp till mikrovåg. Från 5 MHz till 10 GHz har frekvensen multiplicerats 2000 gånger. En störsignal som från början låg betryggande 80 dB ner, har nu gett blandprodukter som endast är 14 dB under önskad utsignal.

Dessa störningar kan ligga mycket nära önskad frekvens, så att det inte går att filtrera bort dem.

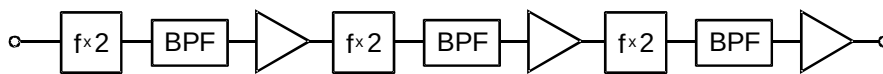
Problemet uppstår i den koppling där man har ett antal olika kristalloscillatorer (frekvenser) att välja mellan. Switcharna och den mekaniska uppbyggnaden måste ha mycket god isolation.

En annan situation är då en generators interna referens kopplas bort, för att istället använda en yttre högstabil frekvensstandard. Man kanske rent av måste slå ifrån strömförsörjningen till den interna referensoscillatorn för att få bort störande blandfrekvenser.

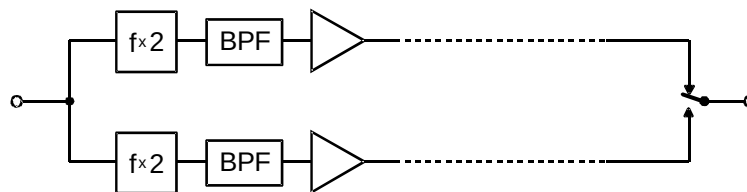
En oscillator har alltid sidbandsbrus. Vid frekvensmultiplicering kommer även sidbandsbruset att multipliceras. Fasbruset försämras minst 6 dB för varje dubblering. Dessutom tillför kretskopplingen ytterligare fasbrus.

## Dubblarkedja

För att nå högt upp i frekvens kan man kaskadkoppla en lång rad med frekvensdubblare. Men om man vill ha ett rent spektra, med endast en överton, måste signalen filtreras. Eftersom dubblaren fungerar mycket bra som mixer, bildas det många blandprodukter i kedjan, som försvårar filtreringen. Dessutom behövs förstärkare mellan dubblarna för att kompensera dess förluster (conversion loss)

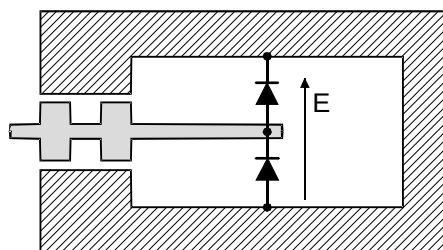


Filtrerar man endast på utgången behöver filtren vara mycket smalbandiga för att intilliggande övertoner ska bli bortdämpade. Genom att filtrera mellan varje dubblare kan man få större bandbredd.



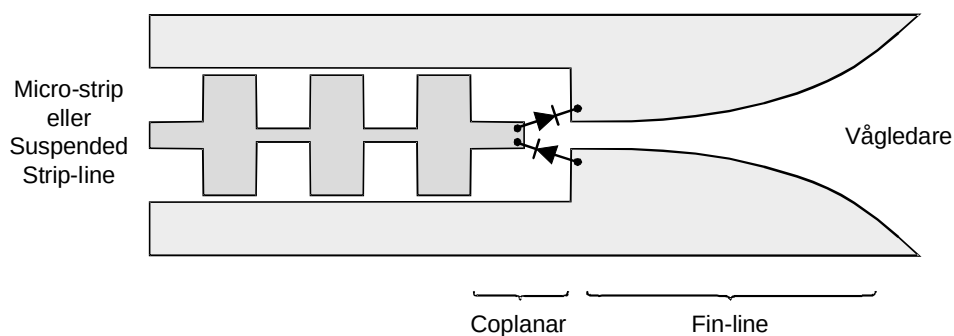
Vill man ha så stort frekvensområde som en oktav, får man dela upp signalen till två parallella dubblarkedjor för varsin del av bandet.

## mm-våg



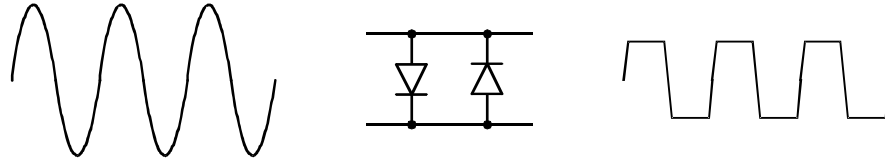
I vågledare kan dubblaren kopplas med en cross-bar. Båda halvperioderna av signalen ger samma riktning på fältet i vågledaren. Det är alltså en helvågslikriktande dubblare. Udda övertonerna är undertryckta ca 20 dB. Ledaren på ingången är vinkelrätt mot E-fältet i vågledaren. Det betyder att in- och utgång är isolerade från varandra och behöver således inte filtreras.

Från ingången sett är dioderna kopplade parallellt. Det ger en låg impedans som är lätt att anpassa till en stripledare eller en koaxialanslutning på 50  $\Omega$ . På utgången ligger dioderna i serie och ger en högre impedans som passar vågledaren.

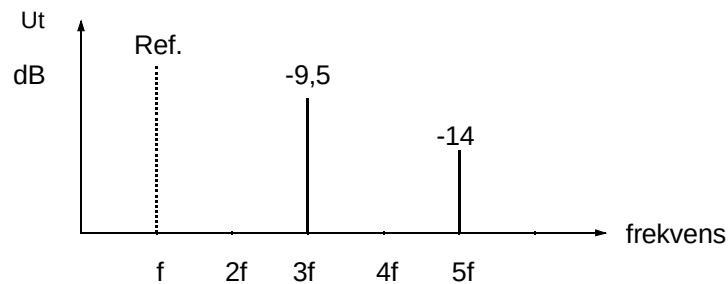


En dubblare med coplanar ledning och slot-line fungerar i princip på samma sätt som med cross-bar i vågledare. Ofta placeras den i en vågledare som en fin-line. Den ligger då längs med vågledaren istället för på tvären. Eftersom den coplanara ledningen och fin-line är isolerade från varandra kan in- och utgång anpassas var för sig.

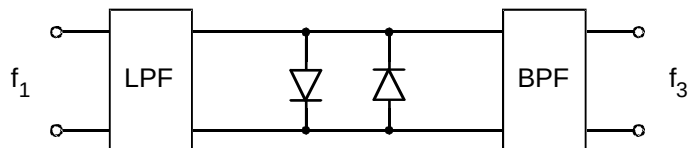
## Symmetrisk limitering



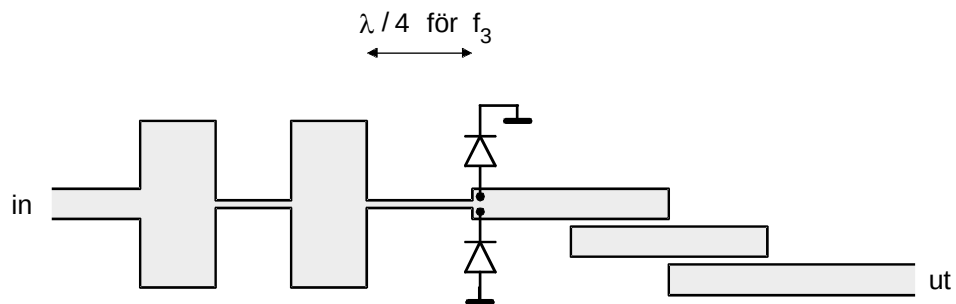
Två motriktade Schottky-dioder kopplas tvärs över ledningen. När insignalens amplitud överstiger en diods knäspänning kommer dioden att börja leda. Det gör att amplituden inte kan bli större. De motkopplade dioderna klipper både positiva och negativa halvperioderna.



Om insignalen är stor blir utsignalen fyrkantig. En fyrkantvågs spektra innehåller endast de udda övertonerna. Eftersom de jämna övertonerna är undertryckta blir filtreringen mycket enklare. Kretsen används främst som tripplare.



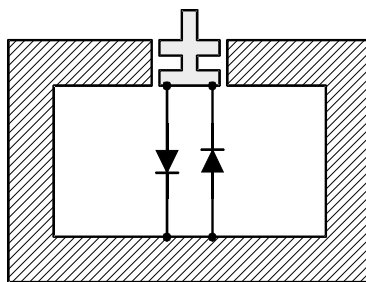
Två dioder parallellt ger hälften så stor impedans. Det gör den lättare att anpassa till  $50 \Omega$ . Det betyder också att ineffekten måste vara lite högre eftersom effekten ska fördelas till två dioder.



Lågpassfiltret släpper fram insignalen till dioderna, men förhindrar att någon överton kommer tillbaks. Filtret har en hög impedans för tredje övertonen, eftersom det är en kvarts våglängd till elementet med låg impedans.

Bandpassfiltret kopplar ut den tredje övertonen. Grundfrekvensen ser däremot en hög impedans.

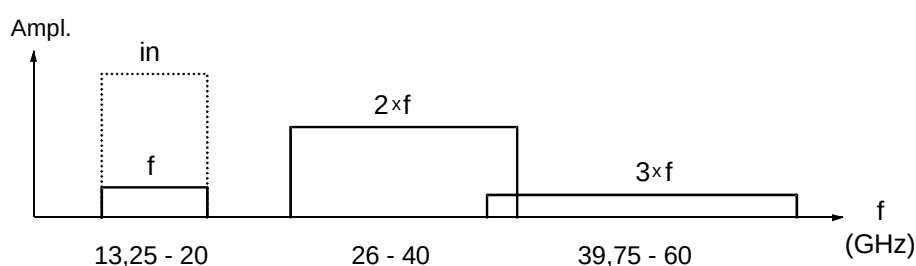
Filterelementen beräknas så att de både ger filtrering och anpassning till dioderna.



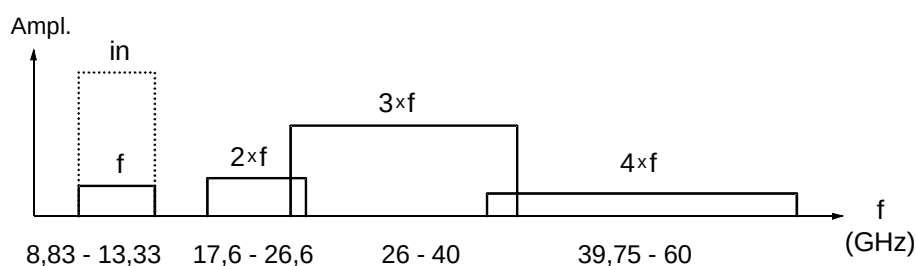
En tripplare i vågledare behöver inget filter på utgången. Vågledaren är nämligen i cut-off för infrekvensen. De jämna övertonerna är undertryckta ca 20 dB.

## Frekvensområde

Dubblare och tripplare används ofta för att utöka frekvensområdet på befintliga svepgeneratorer och syntesgeneratorer. Man kan då på ett enkelt sätt täcka de lägre mm-vågs banden. I mätsammanhang är det viktigt att hålla kontroll på de icke önskade frekvenserna, så att de inte orsakar mätfel.



Frekvenserna 18 - 26,5 GHz får man genom att dubbla 9 - 13,25 GHz, och 26,5 - 40 GHz genom att dubbla 13,25 - 20 GHz. Grundfrekvensen blir undertryckt ca 20 dB av balanseringen. Dessutom får man extra dämpning i en efterföljande vågledare, som är i cut-off för infrekvensen. Däremot kan det bli problem med 3:e övertonen i ett bredbandigt system. 3:e övertonen är kanske bara 20 dB under den önskade 2:a övertonen. Och bandkanterna överlappar varandra så det går inte att filtrera bort den.



Om man har en generator som bara går till 18 GHz, kan man nå upp till 26,5-40 GHz med en tripplare från 8,83-13,33 GHz. Nackdelen är att man får överlappande områden både vid övre och nedre bandkanten. En bredbandig detektor känner alla övertoner inom sitt frekvensområde, men med en smalbandig mottagare går det bra.

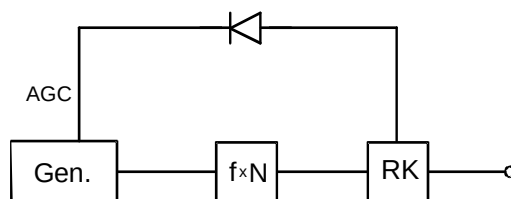


För att nå högre upp i frekvens behöver man starta med en generator som går upp till 40 GHz eller mer. Bäst är om man kan klara sig med en dubblare. Då kan man få ett vågledarband som är fritt från den 3:e övertonen.

Balanserade dubblare och tripplare finns för vågledarbanden upp till ca 110 GHz. Dubblaren har minst 20 dB undertryckning av 3:e och 4:e övertonen. Tripplaren kan ha 2:a och 4:e övertonen så stark som 15 dB under den önskade 3:e övertonen.

Balanserad quadrupler finns för vågledarbanden upp till 75 GHz. Undertryckningen av den störande 3:e övertonen är bara 12 - 20 dB. Men 5:e övertonen är undertryckt 25 - 30 dB. Fördelen är att man når högt upp i frekvens med en insignal på mikrovågsområdet. Nackdelen är lite högre förluster. Conversion loss kan vara ca 20 dB.

## Nivåålsning



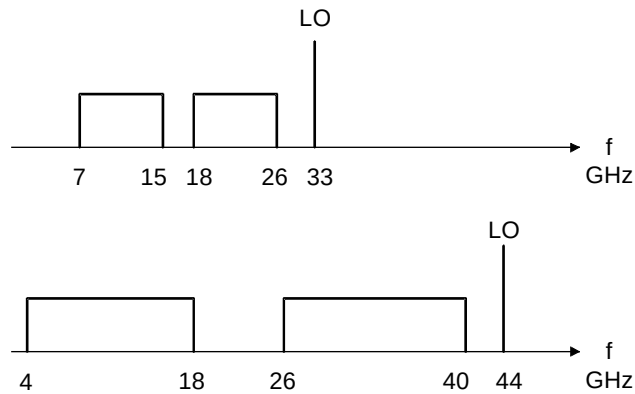
När nivån på insignalen till en dubblare (eller tripplare) varierar så kommer utsignalen att följa efter. Om insignalen blir för liten minskar utsignalen mycket snabbt. Det linjära dynamikområdet är bara ca 6 dB, men räcker för att användas till automatisk nivåålsning.

## Puls-modulering

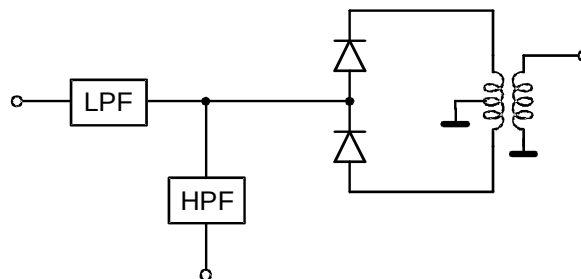
Eftersom utsignalens nivå minskar mycket mer än insignalens, är det lämpligt att lägga pulsmoduleringen före multiplikatorn. Det blir både enklare och billigare. Dämpningen då signalen är "från" är till och med högre efter multiplikatorn än vad den är i pulsmodulatorn.

## LO till mm-vågs mixer

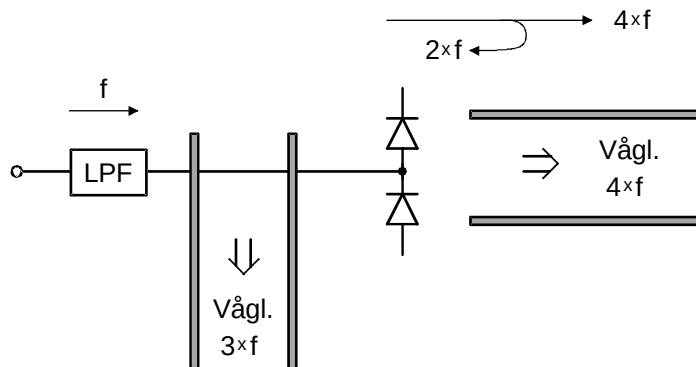
På mm-våg blandar man vanligen ner hela vågledarband, med en fast LO (Block down-converter).



Genom att placera LO ovanför aktuellt band blir det inte lika mycket spurious i MF-bandet. Som LO kan man då använda 3:e respektive 4:e övertonen av t.ex. 11 GHz.



En balanserad blandare kan användas till att ge både jämna och udda övertoner. Jämna övertoner får man i den porten som ger helvågslikriktning. Udda övertoner kan man få i den punkt där dioderna ger symmetrisk klippning.



Dioderna är monterade på en "cross-bar" i vågledaren som är avpassad för jämna övertonerna. Udda övertonerna tas ut i en vågledare som är i "cut-off" för signalen.

Om det är 3:e och 4:e övertonen man är intresserad av, så blir 2:a övertonen totalreflekterad av 4:e övertonens vågledare (cut-off). Den återreflekterade dubbla frekvensen blandas med signalen och ger ett tillskott till 3:e övertonen. Med skjutbara kortslutningar i vågledarna kan man optimera de båda uteffekterna.

Jämfört med strip-ledare har vågledaren en effektiv filtrering (cut-off), låga förluster och kan lätt justeras med kortslutningarna. Man kan alternativt få 3:e och 4:e övertonerna med separata multiplikatorer, matade med en effekt-delare. Kombinationen tripler/quadrupler blir mindre, lättare och billigare.

# Transistor

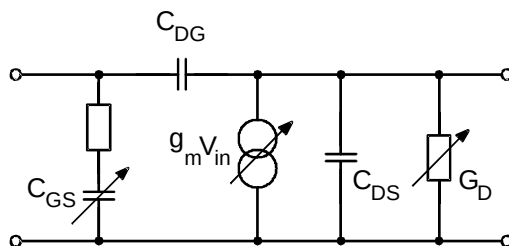
En FET-transistor används ofta som en mycket bredbandig frekvensmultiplikator. Den kan ge Conversion Gain istället för Conversion Loss. Den klarar sig därför med lägre nivå på signalen. En annan fördel är att transistorn har en viss isolation mellan in- och utgång. In- och utgång kan därför dimensioneras var för sig. Visserligen behöver den förses med en DC-spänning, men den kräver ganska liten DC-effekt och alstrar mycket lite värme.

Varaktordioder med hög cut-off frekvens har mycket stor spridning i diodparametrarna. Selektion och trimning ger dyrare slutkomponenter. FET-transistorer är mycket lättare att tillverka lika i stora serier. Den är också lättare att tillverka monolitiskt tillsammans med andra FET-kretsar.

## Olinjäritet

I en FET-transistor finns det tre olinjäriteter som kan ge upphov till övertoner:

Gate-Source kapacitansen  $C_{gs}$   
Transkonduktansen  $g_m$   
Konduktansen på utgången  $G_d$



Gate-Source kapacitansen  $C_{gs}$  kan tillsammans med serieresistansen betraktas som en varaktor med förluster. Övertonerna är ganska små, 11-18 dB lägre än grundtonen på utgången.

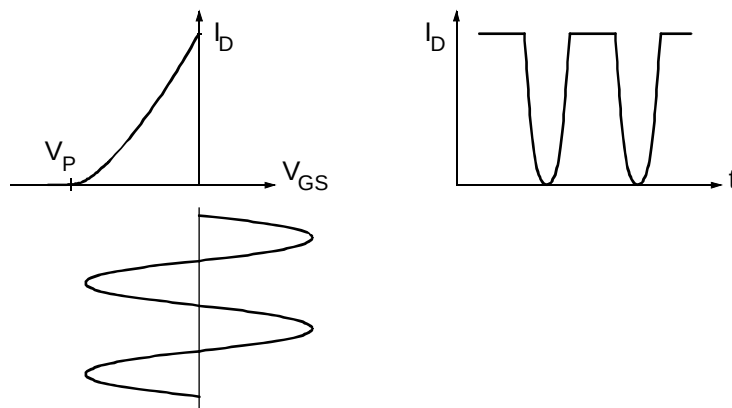
Transkonduktansen  $g_m$  dominerar då transistorn är förspänd i närheten av  $V_{gs} = 0$ . Övertönen blir som störst när grundtonen avslutas med en öppen ledning.

Konduktansen på utgången  $G_d$  överväger då transistorn är förspänd intill strypning (pinch-off). För att få största möjliga överton ska belastningen för grundtonen vara induktiv, och så stor att den kompenserar transistorns utkapacitans  $C_{ds}$

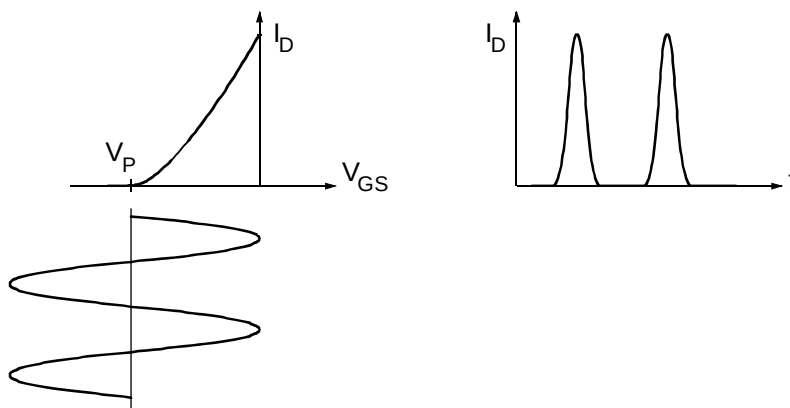
Dessa olinjäriteter är mycket besvärande då man vill ha en linjär förstärkare. Men om det är just övertoner man är intresserad av, så räcker det inte med dessa olinjäriteter. Istället bör man använda transistorn som en likriktare.

## Likriktning

Den största olinjäriteten (dvs största övertonerna) får man då kurvformen klipps, antingen där transistorn stryps eller blir fullt ledande. Dubbla frekvensen blir då ca 6-8 dB lägre än grundfrekvensen.



När förspänningen på gate är noll klipps den positiva delen av signalen på grund av att gate börjar leda. Strömmen blir alltså halv våglikriktad. Nackdelen är att det går en stor DC-ström genom transistorn. Det minskar livslängd och tillförlitlighet. Dessutom är det risk för att transistorn förstörs av att gate börjar leda.



En förspänning på gate till strypning  $V_p$  motsvarar en klass B förstärkare. Endast de positiva halvperioderna kan förstärkas. Det ger en halv våglikriktning med mycket starka övertoner. Dubbla frekvensen blir mycket stark, även 4:e övertonen är användbar.

Lutningen på ström-spänning kurvan motsvarar transkonduktansen. Vid  $V_g = 0$  är transkonduktansen större, dvs högre förstärkning. Men vid  $V_g = V_p$  är inimpedansen större ( $C_{gs}$  är mindre), och det ger högre spänning på signalen. Vad som ger högsta Conversion Gain beror på transistordata vid aktuell frekvens och effektnivå.

## Impedans

Ingången ska vara anpassad för insignalen för att få maximal effekt överförd. Däremot ska den vara reaktivt avslutad på samtliga övertoner, så att ingen effekt går förlorad åt det hållet. Speciellt bör dubbla frekvensen avslutas med en kortslutning på ingångssidan, för att den inte ska förstärkas och interferera med nyttosignalen.

Utgången ska vara anpassad för den önskade övertonen. Infrekvensen och andra icke önskade övertoner ska vara reaktivt avslutade. Med en kortslutning för grundfrekvensen får man ca 3 dB högre Conversion Gain jämfört med en öppen ledning. 3:e övertonen ( $3\ell f_{in}$ ) bör ha en öppen avslutning. Det ger ca 1 dB högre gain än med kortslutning.

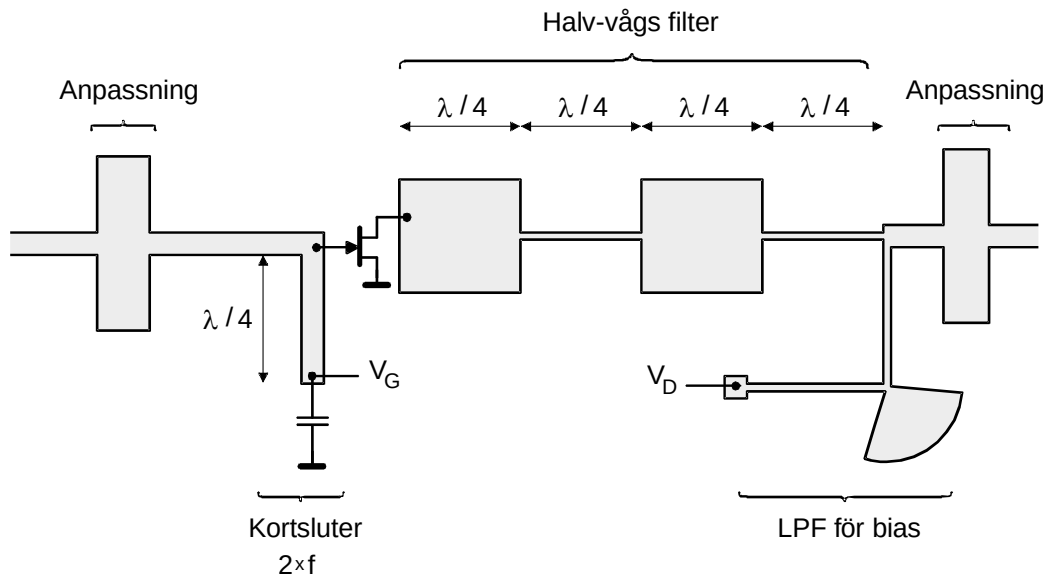
Om transistorn är förspänd till fullt ledande ( $V_{GS}=0$ ) kan man få mycket högre Conversion Gain om grundfrekvensen avslutas med en öppen ledning. Det ger den största variationen av den likriktade spänningen. Men spänningen kan återkopplas till ingången via den interna kapacitansen mellan drain och gate,  $C_{dg}$ . Det minskar stabiliteten. Därför används ofta kortslutningar för icke önskade signaler, både på drain och gate.

## Pulsbredd

Den likriktade signalen innehåller både jämna och udda övertoner. Man kan få kortare pulser med längre pulsavstånd genom att höja backförspänningen. Det ger ett annat frekvensinnehåll. Amplituden på övertonerna varierar så att vid en viss pulsbredd blir 4:e övertonen mycket liten. Det förenklar filtreringen avsevärt.

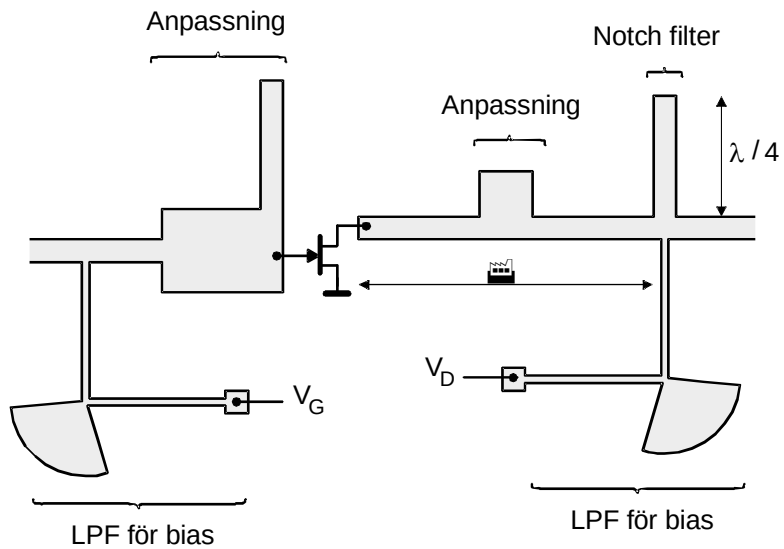
Men vill man ha mycket korta pulser blir förspänningen ganska stor. Insignalen måste också vara stor för att nå fram till noll volt. Transistorn måste alltså ha en hög genombrotts-spänning. Dessutom blir Conversion Gain mindre tack vare att det krävs stor insignal. Det blir vanligen en kompromiss mellan effekt och Conversion Gain.

## Kretskoppling i micro-strip



Den kortslutna stubben på ingången påverkar inte ingången. Men vid dubbla frekvensen är stubben en halv våglängd lång, och kortsluter alltså den övertonen.

Halv vågsfiltret ger en låg impedans för signalen och 3:e övertonen. Vid dubbla frekvensen är sektionerna en halv våglängd långa. Den frekvensen se samma impedans som på andra sidan filtret, och dämpas alltså inte.

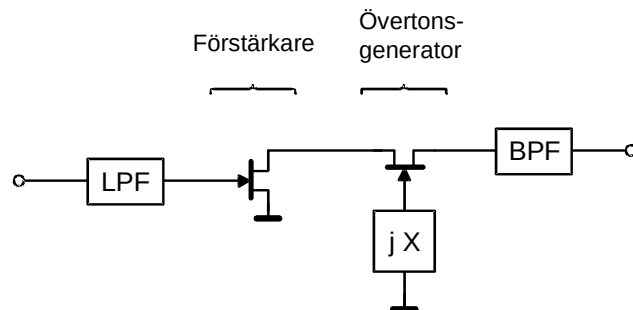


Den öppna stubben på utgången är ett notch-filter (bandspärr) för insignalen. Eftersom den är en kvarts våglängd för infrekvensen blir huvudledningen kortsluten. Avståndet till stubben transformerar kortslutningen till en lämplig reaktans vid transistorn.

För den dubbla frekvensen är stubben en halv våglängd, och påverkar alltså inte utsignalen.



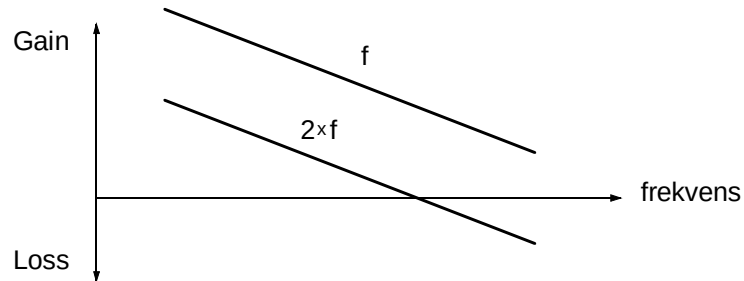
## Dual Gate



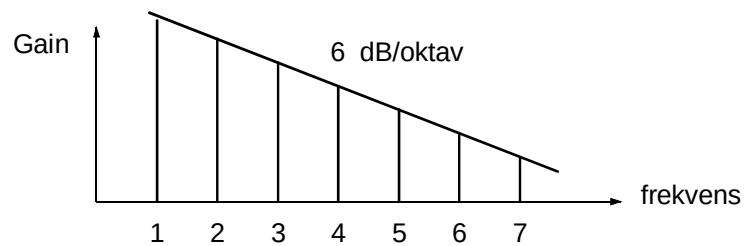
En dual-gate FET är i princip en kaskadkoppling av två FET-transistorer. Första transistoren är förspänd som en förstärkare. I andra transistoren klipps signalen på grund av att gate börjar leda. De alstrade övertonerna kopplas ut via bandpassfiltret. För att inte förlora effekt ska andra gaten vara reaktivt avslutad, t.ex. en kortslutning.

En dual-gate FET har ca 6 dB högre gain än en vanlig FET. Det ger motsvarande högre Conversion Gain. Signalen kan vara så liten som 1 mW. Det kan jämföras med 100 mW för en bipolar transistor, respektive 300 mW för en Step-Recovery diod.

## Frekvens



När insignalens frekvens ökar, faller förstärkningen för transistorn med 6 dB/oktav. Övertonerna faller också i samma grad. Men dubbla frekvensen är 6 - 8 dB lägre än infrekvensen. Det innebär att man får Conversion Loss istället för Conversion Gain då frekvensen är hög. Men trots det är den fullt användbar upp till ca 60 GHz.



Övertonerna alstras genom klippning som är ett resistivt fenomen. Övertonernas amplitud avtar därför med minst

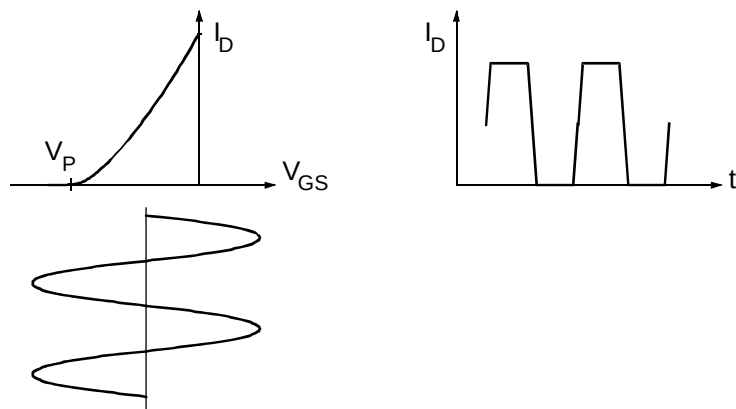
$$1/N^2 \quad \text{där } N \text{ är övertonsgraden.}$$

Det innebär att om transistorn avslutas rent resistivt, så avtar amplituden med 6 dB/oktav. Dvs 10:e övertonen är 20 dB lägre än grundtonen.

En HBT kan användas för högre övertonshalt. Insignalen kan vara mellan 10 MHz och 1 GHz. Med 1 GHz insignal får 10 GHz en Conversion Loss på 21 dB, och på 21 GHz blir det 35 dB.

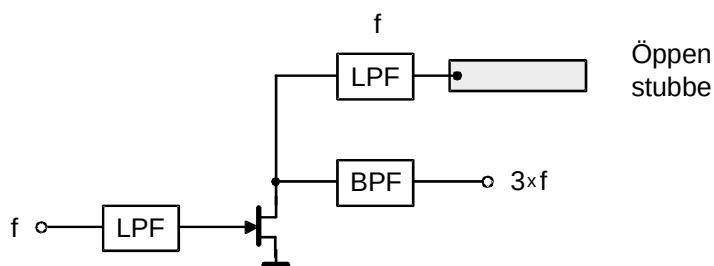
En FET blir begränsad till andra eller tredje övertonen.

## Triplare



En triplare har transistorn förspänd mitt i det linjära området, som en förstärkare. Insignalen är så stor att transistorn både stryps och bottenar, på varsin halvperiod. Kurvformen blir då fyrkantig, och innehåller alltså en stark 3:e överton. De jämna övertonerna blir undertryckta.

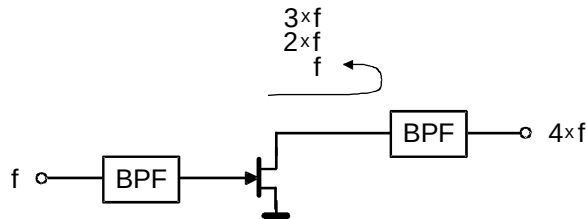
Eftersom dubbla frekvensen är undertryckt, så är det inte så noga med hur den är avslutad. Däremot är det mycket viktigt att grundfrekvensen avslutas med rätt impedans.



Genom att separera de två frekvenserna med filter, kan de optimeras för olika avslutningsimpedanser. Den öppna stubbens längd kan då varieras för att få högre Conversion Gain eller för att få större bandbredd.

## Fyrdubblare

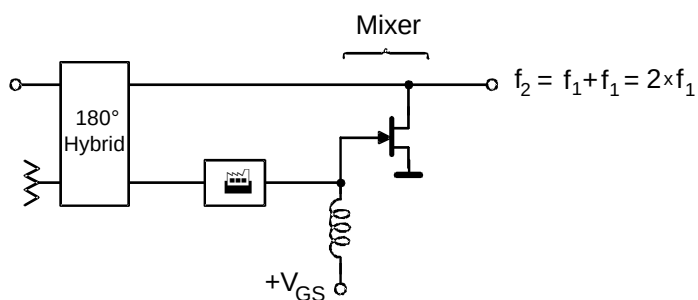
Är det den 4:e övertonen man är intresserad av, så utgår man från dubblarkretsen, men kopplar endast ut den 4:e övertonen.



Grundtonen och de andra övertonerna avslutas reaktivt. De icke önskade frekvenserna kan reflekteras tillbaks, eller parallellåterkopplas tillbaks till transistorn. Där blandas de och ger ett ytterligare tillskott till 4:e övertonen, om fasen är den rätta.

Kretsen kan också kallas quadrupler. Ett annat sätt att få fyrdubbel frekvens är att kaskadkoppla två stycken dubblare.

## Mixer



En mixer kan blanda (multiplicera) insignalen med sig själv. Summan blir då dubbla frekvensen.

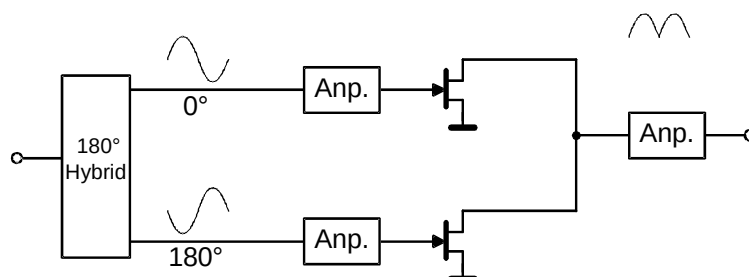


En fasdetektor blandar också två lika frekvenser, för att få en DC-spänning. Fasskiftaren ställs här in så att fasdetektorn (dvs synkrondetektorn) får en DC på noll volt. Med det sidbandet undertryckt, får man alltså högre signal på det andra sidbandet, dvs  $f_2$ .

Fördelen är att transistorn används som en switch, i sitt område som variabel resistans. Det behövs då ingen drain-spänning. Den har alltså mycket liten strömförbrukning.

## Balanserad dubblare

Problemet med en enkel dubblare är att få grundfrekvensen undertryckt över ett stort frekvensområde. Den balanserade dubblaren kan bli mycket bredbandig eftersom den använder utfasning istället för filtrering.



Transistorerna släpper endast igenom positiva halvperioder. Hybriden har vridit ena signalen så att dess positiva halvperiod kommer 180° senare. Resultatet blir en helvågslikriktning. Utsignalen innehåller alltså en kraftig variation med dubbla frekvensen, men ingen variation med grundfrekvensen. Kretsen kallas ibland push-push koppling.

Ett annat sätt att beskriva samma sak är att titta på sammansättningen av faserna. Grundfrekvensen delas upp i två vägar, som är skilda 180°. De sammansätts sedan i motfas och tar ut varandra. Undertryckningen beror på balanseringen och blir vanligtvis ca 20 dB.

När frekvensen dubblas i transistorerna så dubblas också fasan.

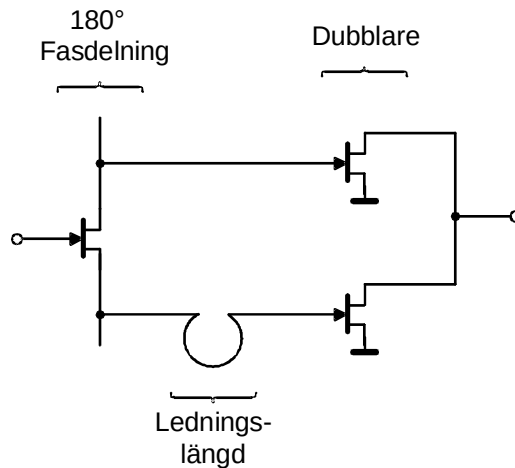
$$2 \times 0^\circ = 0^\circ$$

$$2 \times 180^\circ = 360^\circ = 0^\circ$$

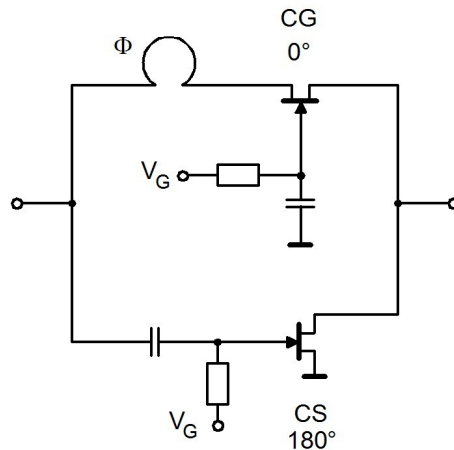
Dubbla frekvensen ligger alltså i fas, och adderas i utgången.

För grundfrekvensen, och alla udda övertoner, ser kopplingspunkten ut som en virtuell kortslutning. Med lämpligt avstånd fram till kortslutningen kan man få önskad reaktans vid transistorerna. En fördel är att kortslutningen är mycket bredbandig.

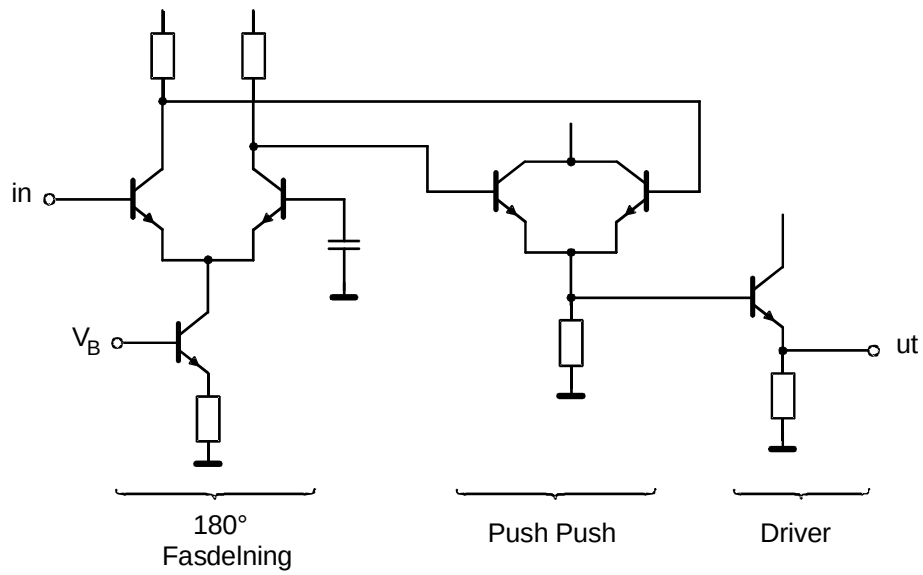
180° delningen kan bestå av en 90° hybrid med en extra 90° ledningslängd. Det kan också vara fråga om en balun. Vid monolitisk tillverkning använder man istället en FET-transistor för att få 180° delning



Utsignalerna på drain och source skiljer sig 180° Med en liten ledningslängd får man en kompensering av de olika kapacitanserna på drain respektive source.



En balanserad dubblare kan bestå av en common-gate FET och en common-source FET. CG-FET ger 0° fasvridning på både insignalen och dubbla frekvensen. CS-FET ger däremot 180° fasvridning på insignalen. Det betyder 360° på dubbla frekvensen. Dubbla frekvensen sammansätts alltså i utgången medan grundfrekvensen undertrycks. En liten fasskiftande krets kompenserar fasfelet så att grundtonen undertrycks ca 20 dB. Amplituderna justeras lika med hjälp av gate-spänningarna.



Ett differentialsteg kan användas för att få  $180^\circ$  fasskillnad. Två emitterföljare summerar de positiva halvperioderna. Ytterligare en emitterföljare används som drivsteg till utgången.



## Step-Recovery

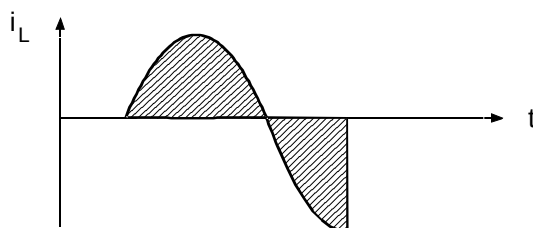
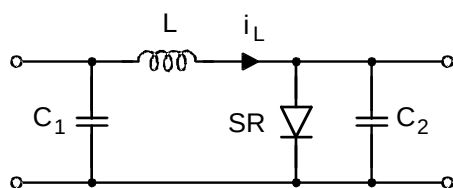
Step-Recovery dioden är lämplig som en smalbandig övertonsgenerator. Den har hög verkningsgrad både vid låga och riktigt höga övertonsgreder. När utsignalen innehåller ett mycket stort antal övertoner samtidigt kallas den kamgenerator. Om man filtrerar fram endast en frekvens kallas den övertonsgenerator (harmonic generator).



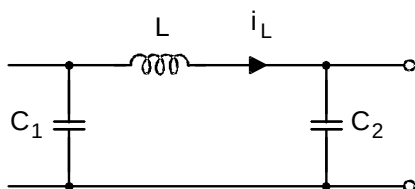
Step-Recovery dioden är uppbyggd som en PIN-diod. Den har mycket låg kapacitans (hög impedans) i bakriktningen. Och stor laddningslagring (låg impedans) i framriktningen. Eftersom den arbetar med olinjär reaktans har den inte så stora förluster som den olinjära resistansen.

Den är optimerad för att ge laddningsbärarna mycket lång livslängd, samt en mycket snabb återgång till hög impedans då laddningsbärarna eliminerats.

## Funktion



Då insignalen är positiv leder dioden. När insignalen sedan svänger negativt fortsätter dioden att leda så länge som det finns laddningsbärare. Då alla laddningsbärare har ledits bort av backströmmen, återgår dioden snabbt till sitt andra tillstånd med hög impedans.

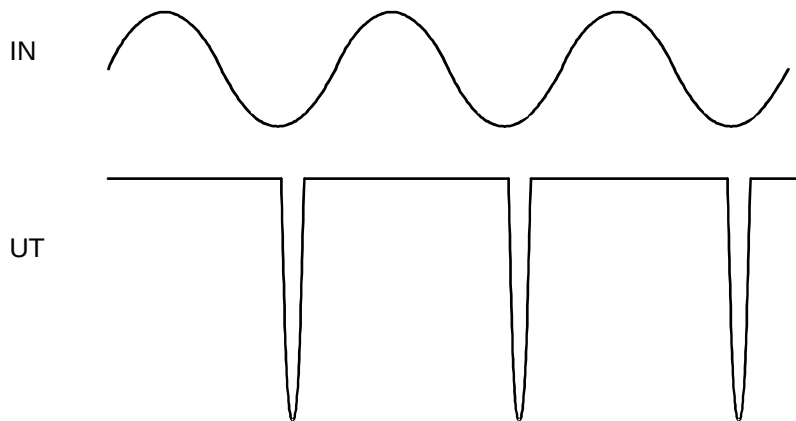


Strömmen kan inte plötsligt ta slut i en spole. Strömmen startar en svängning i resonanskretsen. Det blir bara en halv period eftersom dioden börjar leda så fort spänningen svänger positivt.

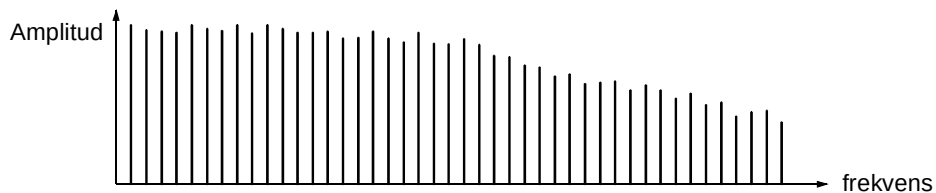
$C_1$  är ganska stor, den kompenserar  $L$  på infrekvensen samt kortsluter ingången för utfrekvensen. Spänningspulsen hamnar alltså över utgången.  $C_2$  är ganska liten och bestämmer resonansfrekvensen, dvs pulsbredden.

Spänningspulsen har vanligen en amplitud på 10 - 15 V och en bredd på ca 100 ps.

## Frekvensspektra

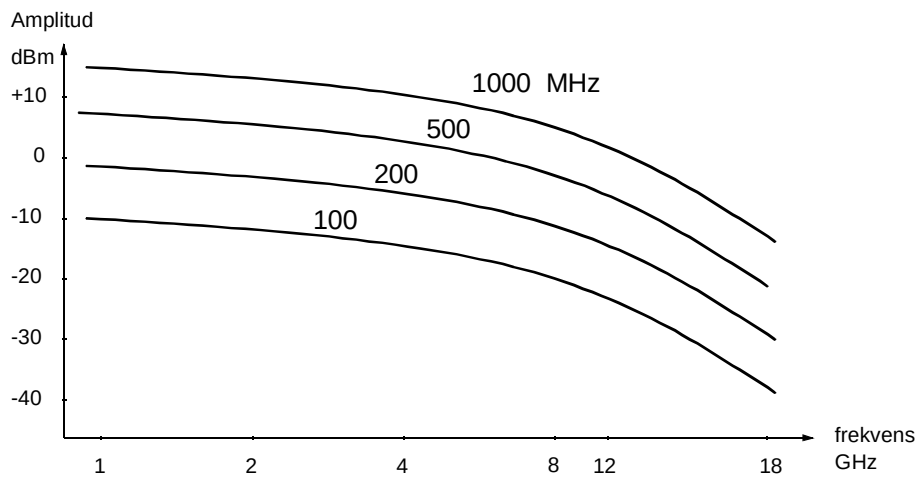


Utsignalen är ett pulståg med insignalens periodicitet. Mycket korta pulser har ett stort frekvensinnehåll, dvs många övertoner.



Pulserna kan göras kortare än 70 ps. Det ger övertoner som täcker hela mikrovågsområdet, ända upp till ca 50 GHz. Spektrat kallas ofta kamspektra och kretsen kallas kamgenerator. Amplituderna är ungefär lika stora för de lägre övertonerna, men avtar successivt för allt högre frekvens.

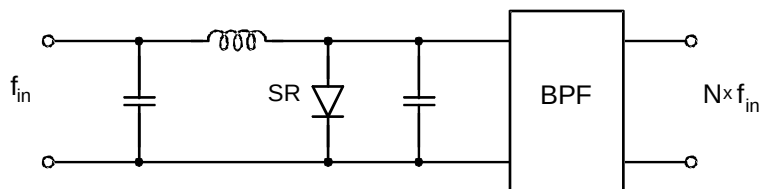
En insignal på 100 MHz ger utsignaler med 100 MHz intervall ända upp till 18 GHz. Naturligtvis blir amplituden ganska låg. Effekten man tillför med insignalen måste ju fördelas till ett stort antal frekvenser på utgången.



Den högsta effekt dioden klarar, utan att bli för varm, är ca 1 W. Vanligtvis är insignalen ca 0,5 W (dvs +27 dBm). Om frekvensen in är 200 MHz får man minst 1 mW upp till ett par GHz, och -25 dBm vid 12 GHz. Om man istället väljer 500 MHz in, får man ut 5-10 dBm upp till 4-5 GHz, och ca -15 dBm vid 12 GHz.

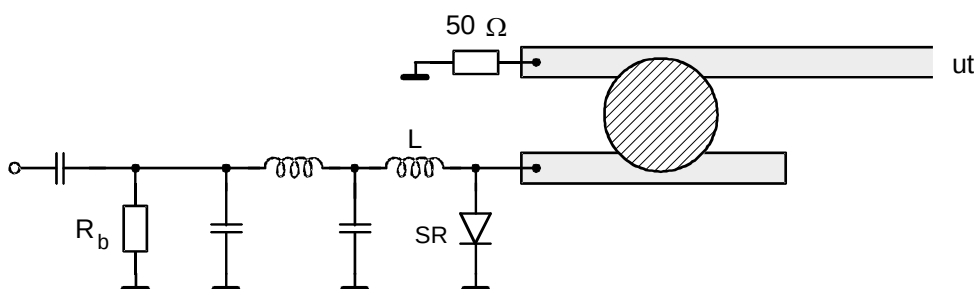
Infrekvensen kan vara så låg som 20 MHz eller så hög som 8 GHz.

## Övertongenerator



Om man vill ha lite mer effekt på enstaka frekvenser kopplar man ett smalt filter direkt efter dioden. Ingen effekt går förlorad till några oönskade frekvenser, utan reflekteras tillbaka till dioden. Där blandas de och alstrar ytterligare effekt på den önskade frekvensen. Avståndet till filtret avpassas så att delsignalerna kommer i fas.

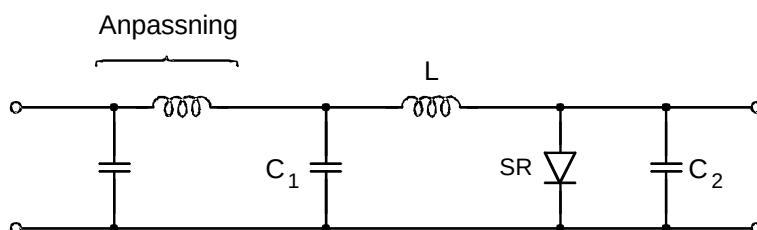
För att maximera effekten till den önskade frekvensen väljs resonanskretsen  $LC_2$  så att pulsbredden blir lite över en halv period, men mindre än en period av utfrekvensen.



En dielektrisk resonator är lämplig för att välja ut en överton. Samma kretskoppling kan användas för olika frekvenser. Frekvensen bestäms av resonatorns storlek. Avståndet mellan diod och resonator är mycket lätt att justera. LC-kretsen som alstrar spänningspulsen kan bestå av anslutningstråden till dioden (ca 0,1 nH) samt själva diodens kapacitans i backriktningen.

## Anpassning

Step-Recovery dioden har en mycket låg impedans, 1-10  $\Omega$ . Den är ju ledande under större delen av insignalens period. Denna låga impedans ska anpassas till ingången.

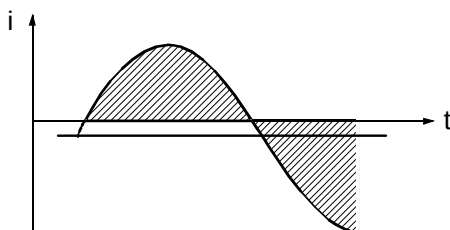


Anpassningen är utformad som ett lågpasfilter. Filtret släpper fram insignalen till dioden, men förhindrar att övertonerna kommer ut på ingången. Det är det här anpassande filtret som begränsar frekvensområdet för signalen. Oftast är det fråga om en fast frekvens eller 10-15 % bandbredd, men det går att få oktavband också.

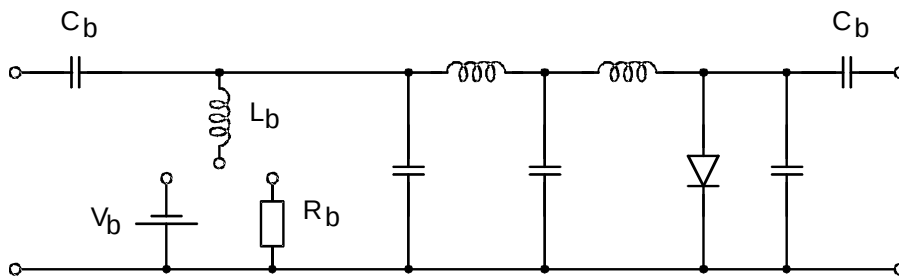
Eftersom Step-Recovery kretsen behöver en hög driveffekt (0,5 W), är det lämpligt att bygga ihom kretsen med en drivförstärkare. Mellan förstärkaren och övertonsgeneratoren kan man använda en dämpsats på 2 - 3 dB. Det ger bra impedansanpassning samtidigt som de två kretsarna blir avskilda och inte påverkar varandra.

## Förspänning

Om laddningen injiceras under hela positiva halvperioden och inga laddningsbärare hinner rekombinera, tar det hela den negativa halvperioden för att få bort laddningarna. Omslaget sker då vid en nollgenomgång, och ingen transient bildas.



Med en negativ förspänning hissar kurvformen ner så att dioden bara leder under en kortare del av halvperioden. Likspänningen ställs in så att laddningen som injiceras tar slut då strömmen är som störst. Det ger maximal strömstöt i svängningskretsen.



Förspänningen kan antingen vara en yttre spänningskälla eller en själv-genererad spänning över ett motstånd. Det är ju så att en del laddningsbärare hinner rekombinera i dioden, och den likriktade strömmen ger en spänning över motståndet. Man kan alltså ställa in förspänningen genom att justera motståndet.

Motståndet är ofta ett par hundra ohm, men det kan också gå ganska bra med enbart en kortslutning (DC-return). Motståndet får inte förbikopplas med en kondensator. Tillsammans med spolen  $L_b$  bildas i så fall en svängningskrets som kan ge oscilleringar på låga frekvenser. Det behövs också kopplingskondensatorer på in- och utgång, så att inte förspänningen störs av omgivningen.

## Switch

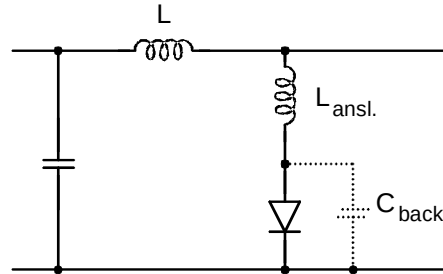
Om dioden förspänns positivt leder dioden under hela periodtiden. Det bildas då ingen transient och inga övertoner. Kretsen kan alltså switchas till och från mycket effektivt via förspänningskretsen.

## Temperatur

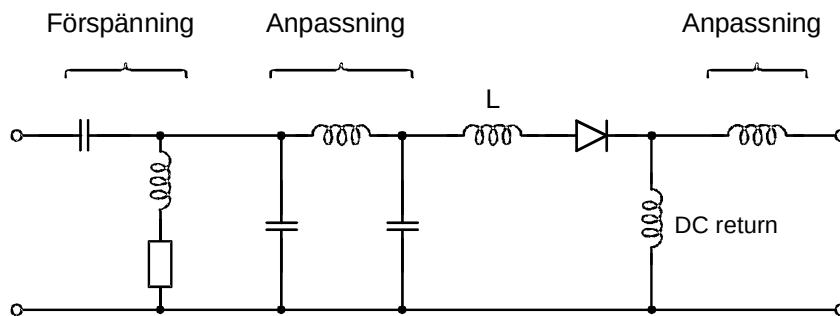
Storleken på motståndet till förspänningen bestäms av livslängden på laddningsbärarna i dioden. Livslängden ändrar sig med temperaturen 0,5 - 0,7 % per °C. Om kretsen arbetar på höga temperaturer behöver man högre förspänning, kanske 1000 Ω. Det går också att kombinera ett motstånd på 200 Ω med en yttre spänning, eller ett motståndsnät som innehåller ett kisel-motstånd (sensistor).

Ibland används en yttre förspänning för att stabilisera fasen då temperaturen varierar.

## Seriediод



Nackdelen med att koppla dioden mot jord är att dess induktans i tilledningen begränsar spänningpulsens amplitud ut. Det gäller speciellt vid de högre frekvenserna där anslutningstrådens induktans är i storleksordning med drivinduktansen  $L$ .

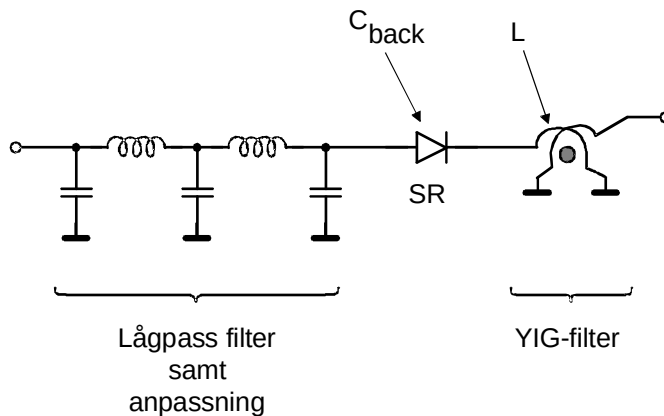


När dioden kopplas i serie kommer dess tilledningsinduktans att ingå som en del av drivinduktansen  $L$ . Det ger bättre funktion för frekvenserna ovanför 12 GHz. Det behövs i det här fallet en spole som kortsluter utgången för den låga drivfrekvensen (DC-retur).

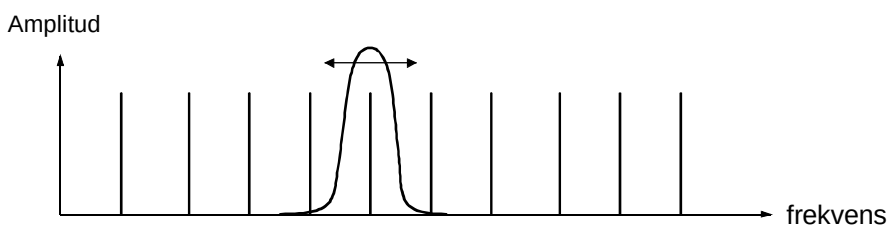


## YIG-avstämmd övertonsgenerator

En kamgenerator ger många övertoner samtidigt på utgången. Ofta måste en önskad överton filtreras fram. Speciellt besvärligt är det om man behöver hoppa mellan många olika övertoner. En switchad filterbank är en ganska dyrbar lösning. Ett smidigare sätt är att välja överton med hjälp av ett YIG-filter.



Den övertonsrika pulsen alstras i den svängningskrets som bildas av diodens backkapacitans och YIG-filtrets kopplingslinga. Lågpass-filtret är dimensionerat för att ge impedansanpassning för infrekvensen, samt en utgång mot dioden som kortsluter de högre övertonerna.

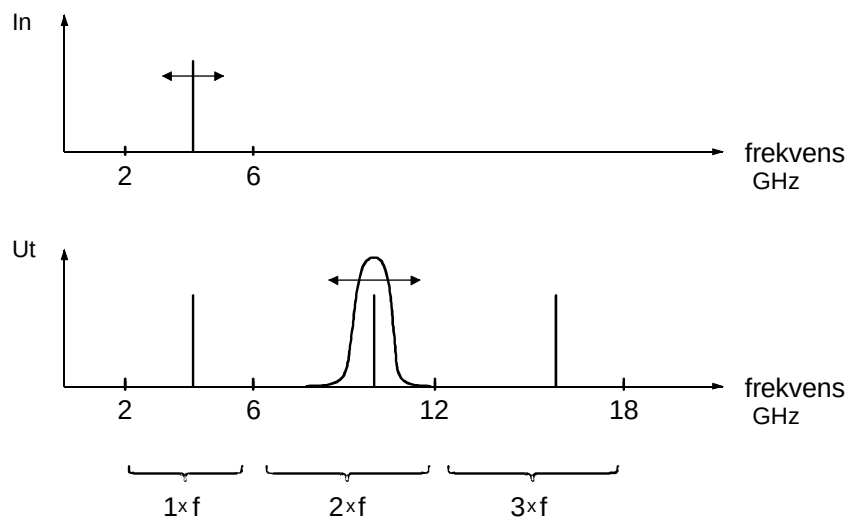


YIG-filtret ska släppa fram en överton och dämpa bort de övriga. Undertryckningen av de intilliggande övertonerna beror på filtrets selektivitet, dvs antalet YIG-kulor. Dessutom beror undertryckningen på hur tätt övertonerna ligger, dvs hur låg infrekvensen är. Undertryckningen blir i praktiken 30-90 dB.

Minsta praktiska infrekvensen är ca 100 MHz. Med ett filter i två steg får man teoretiskt 45 dB undertryckning av de intilliggande övertonerna. I praktiken har man en viss noggrannhet på inställningen och variation i bandbredden. Därför blir undertryckningen istället ca 35 dB. Ett trestegs filter ger teoretiskt 67 dB och i praktiken ca 52 dB undertryckning. 200 MHz infrekvens ger större undertryckning. Det tillåter också större bandbredd i filtret, som i sin tur ger lägre förluster i filtret.

Dioden och filtret behöver monteras mycket tätt ihop. Ett litet avstånd för de icke önskade övertonerna, som reflekteras tillbaka, ger generatoren stor bandbredd.

En kamgenerator ger vanligen ett stort antal fasta frekvenser. Ett annat alternativ är att använda en variabel infrekvens för att få en kontinuerlig frekvenstäckning bland övertonerna.



En syntesgenerator består ofta av en mindre syntesgenerator för den lägre delen av bandet, som sedan multipliceras upp. YIG-filtret väljer önskad frekvens bland övertonerna. Genom att lägga insignalen högt upp i frekvens behöver man inte så hög övertonshalt. Det kan ge en signalnivå på +10 dBm upp till 20 GHz. Den 4:e övertonen är användbar upp till 26,5 GHz. En insignal på 1 - 2 GHz ger +6 dBm upp till 12 GHz.

# Sammanställning

<b>Varaktor</b>	Hög verkningsgrad CL 2-6 dB Smalbandig
<b>Diod (Var.resistans)</b>	Bredbandig Resistiva förluster CL 10-15 dB Stabil Upp till ca 600 GHz Balanserad koppling till 110 GHz
<b>Transistor</b>	Förstärkning (på mikrovåg) Bredbandig Upp till 60 GHz (med förluster) Lämplig till MMIC
<b>Step Recovery</b>	Hög övertonshalt Kam generator Harmonic generator YIG-avstämning

Varaktor	Hög verkningsgrad
Diod	Bredbandig
Transistor	Förstärkning
Step Recovery	Många övertoner