

Mikrovågsteknik:

# SAW komponenter

Krister Andreasson

Fler kapitel och böcker finns på

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

# SAW

## Surface Acoustic Waves

SAW-komponenterna bygger sin funktion på akustiska ytvågor. De kan liknas vid vanliga vattenvågor.

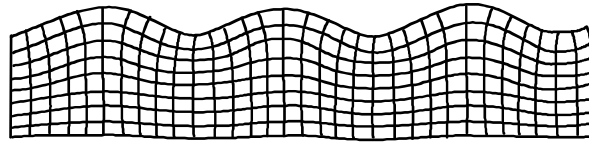
Ett SAW-filter kan få mycket hög selektivitet (liten formfaktor). En SAW-resonator får mycket högt Q-värde. En fördröjningsledning ger 0,1 - 100  $\mu$ s fördröjning. SAW-oscillatorn har hög stabilitet och lågt brus. Den svänger på sin grundfrekvens upp till ca 1,5 GHz. Jämfört med kristaloscillatorns grundfrekvens på mindre än 100 MHz .

Gemensamt för SAW-komponenterna är att de är små och lätta. Eftersom de tillverkas fotolitografiskt har de god reproducerbarhet och kan bli mycket billiga vid stora serier.

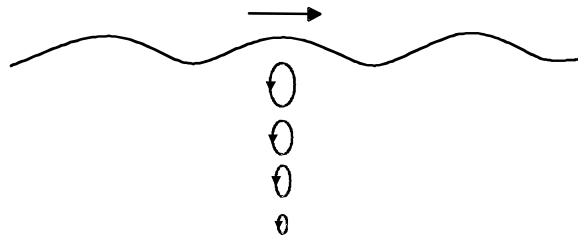
Eftersom vågorna går längs ytan är de åtkomliga längs hela transportvägen. Med lämpligt ledningsmönster på ytan kan man få mycket komplex signalprocessing, t.ex. filter för pulskompression, fourier transformation, correlator, convolver och faskodning. Det går att få en så komplex och snabb signalprocessor som är helt orimlig med digitala kretsar.

## Ytvågor

En akustisk ytvåg är en elastisk störning som fortplantar sig i ytan på ett fast material. Det finns flera olika typer av vågor, t.ex. transversella eller longitudiella vågor. Men den mest utnyttjade är Rayleigh-vågen. Den kallas så efter sin upptäckare. Denna våg utbreder sig som vågen på en vattenyta. I ett fast material är rörelsen mindre och den fortplantar sig snabbare.



Ytan deformeras men vågen avtar exponentiellt in i materialet. Nästan all energi finns inom bara 1 - 2 våglängders djup. En punkt i ytskiktet rör sig elliptiskt runt viloläget. Punkten rör sig runt åt motsatt håll mot vågens utbredningsriktning.

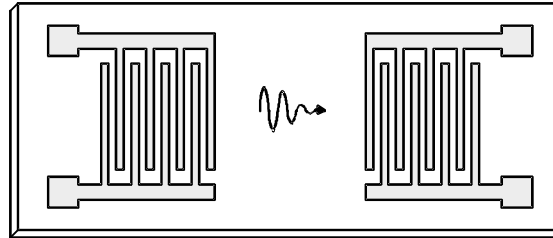


Vågens hastighet är ca 3 000 m/s. Det är  $10^5$  gånger långsammare än en elektromagnetisk våg. En kilometerlång elektromagnetisk utbredning krymper alltså ner till en centimeterlång akustisk utbredning. Motsvarande våglängd blir då också  $10^5$  gånger kortare. Vid 300 MHz blir våglängden 0,01 mm, dvs. 10  $\mu\text{m}$ .

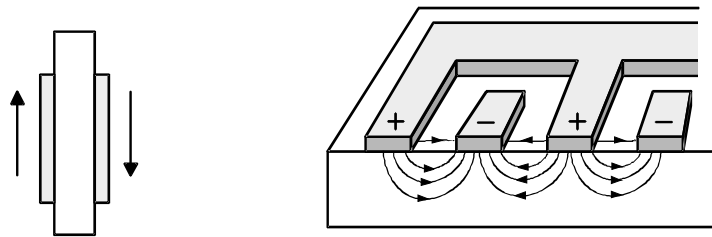
För att kunna utnyttja dessa ytvågor används ett piezoelektriskt material. En elektrisk spänning ger där en deformation som breder ut sig längs ytan. Den akustiska vågen ger i sin tur upphov till en elektrisk signal. Den piezoelektriska omvandlaren är begränsad till ett visst frekvensområde, men vågutbredningen är i sig inte frekvensberoende.

## Akustisk omvandlare

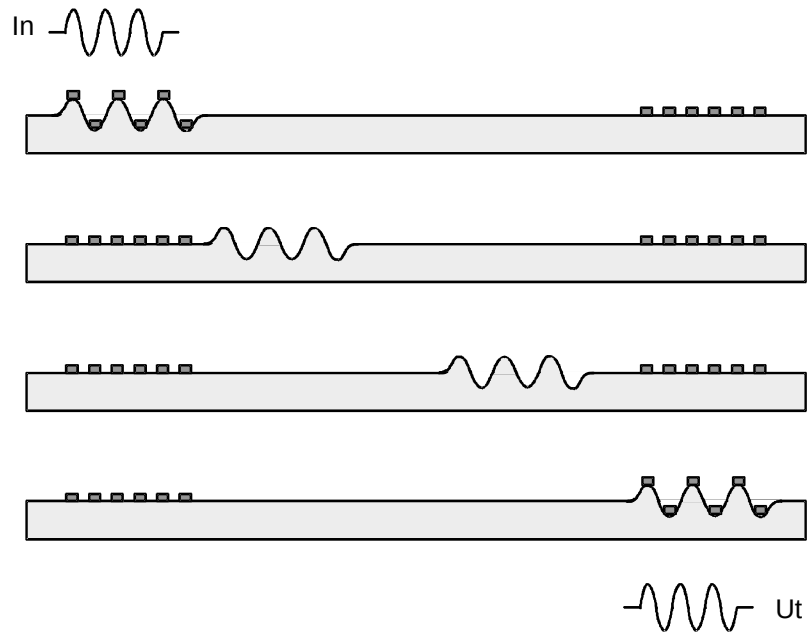
Transducer



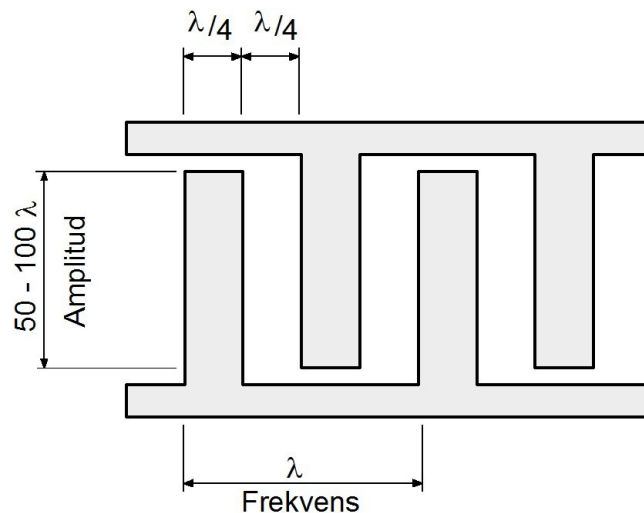
På det piezoelektriska substratet läggs ett interdigitalt ledningsmönster. När spänningskällan ansluts ger den elektriska spänningen mellan fingrarna upphov till en deformation av piezokristallen.



Om avståndet  $L$  mellan fingrarna är en våglängd, så samverkar deformationen till en ytvåg. Denna ytvåg fortplantar sig genom materialet.



Längre bort på substratet finns ytterligare en omvandlare. Deformationen av piezokristallen ger upphov till en elektrisk spänning, som där kopplas ut till belastningen. Även här gäller att avståndet mellan fingrarna ska vara en våglängd för att spänningarna ska adderas i fas.



Bredden på fingrarna är  $\lambda/4$  och det överlappande området ( $W$ ) är vanligen  $50 - 100 \lambda$ . Om omvandlaren betraktas som en antenn så betyder det stora överlappande området att lobbredden blir mycket liten.

Avståndet  $L$  bestämmer alltså frekvensen, och överlappningen  $W$  bestämmer signalstyrkan.

## Filter

De elektroakustiska omvandlarna kan tänkas bestå av ett antal signalkällor, en källa för varje fingerpar. Alla fingerpar matas samtidigt men utsignalerna ligger åtskilda en våglängd. Den totala utsignalen är summan av alla delsignalerna adderade i fas. Vid avvikande frekvens blir delsignalerna inte adderade helt i fas. Summan kommer då att bli lägre. Omvandlaren har alltså en karakteristik som ett bandpassfilter. Motsvarande gäller också för omvandlaren från ytvågor till elektriska signaler.

## Centerfrekvens

Låga frekvenser motsvaras av stort avstånd mellan fingrarna. Den lägsta frekvensen, ca 10 MHz, bestäms av piezokristallens storlek. Den högsta frekvensen bestäms av hur smala fingrar man kan göra. Fotolitografiskt kan man tillverka ledningsmönster med  $< 1 \mu\text{m}$  bredd. Det motsvarar frekvenser upp till 1 GHz. Med elektronstråle kan man få  $0,3 \mu\text{m}$  ledningar. Det pressar upp frekvensområdet till 2,6 GHz.

## Bandbredd

Har man bara ett fåtal fingerpar så blir filtret ganska bredbandigt. Men ju fler delsignaler som ska sammansättas i fas, desto smalbandigare blir filtret.

Man kan göra filter så smalbandiga som 0,1 % Det motsvarar flera tusen elektroder. Minsta bandbredden begränsas av att filtret blir för långt för tillgängliga kristaller.

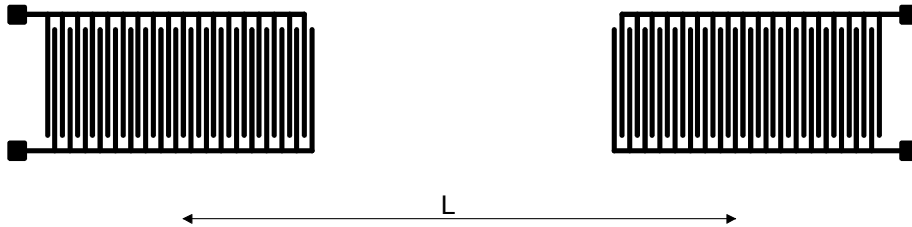
Den största bandbredden ca 67 % begränsas av höga förluster och interferens från bulkvågor (vågor tvärs genom materialet).

Vid stort antal fingerpar (N) blir den procentuella bandbredden

$$\frac{B}{f_0} = \frac{1}{N}$$

Vid litet N bestäms bandbredden av Q-värdet i serieresonanskretsen för den avstämda omvandlaren.

## Fördröjning



In- och utgång ligger separerade med ett visst avstånd  $L$ . Eftersom ytvågen går ganska långsamt ger det en stor tidsfördröjning. Max fördröjning ( $100 \mu\text{s}$ ) bestäms av största användbara kristall.

Man kan alltså använda kopplingen som en fördröjningsledning. En nackdel är att frekvensen är begränsad till MHz området. Med bulkvågor kan fördröjningsledningar göras direkt på mikrovåg.

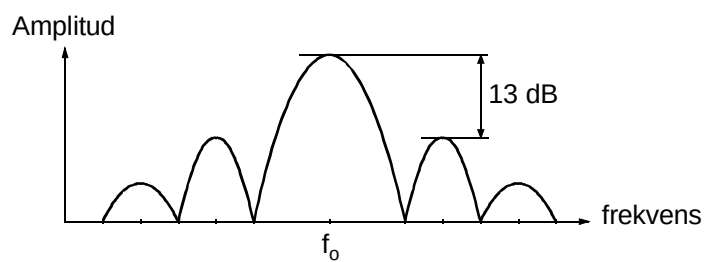
Ett filter har också skilda omvandlare på in- och utgång. Filtret får alltså en betydande tidsfördröjning. Vissa signalmätningar kanske görs före filtret, och måste fördröjas för att vara synkrona med mätningarna efter filtret.

## Sidlobes

Impulssvaret är en fyrkantmodulerad ytvåg, då omvandlarens alla fingerpar är lika.



Vågen från första fingerparet kommer fram först. Sen kommer följande vågor och efter sista fingerparets våg är det slut. En i tiden fyrkantig signal har ett fourierspektra av formen  $\text{Sin } x/x$



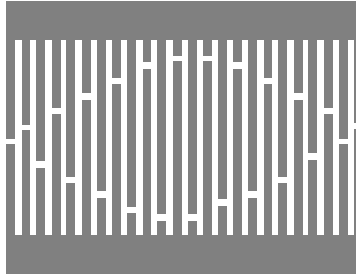
Centerfrekvensen  $f_0$  beror på avståndet mellan fingrarna. Största sidloben är endast 13 dB lägre än centerfrekvensen.

Om man istället vill ha ett fyrkantigt spektra så ska impulssvaret ha formen  $\text{Sin } x/x$ . Det kan man åstadkomma genom att variera signalen från de olika fingrarna. Det kallas vägning.

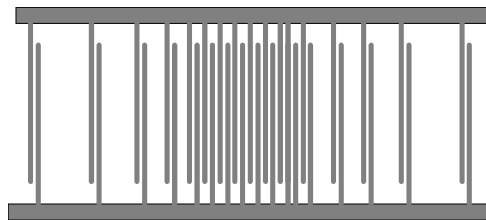


## Vägning

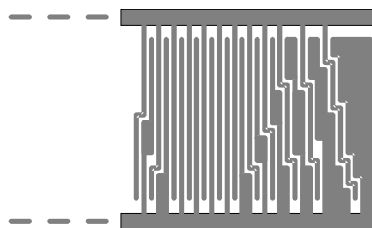
Det vanligaste sättet att amplitudväga är att variera överlappningen.



Eftersom hastigheten under ett metallskikt är 1 - 2 % lägre än vid fri yta, så kan vågfronten bli distorderad. Man lägger därför på metallfingrar som inte utnyttjas, så att metallen blir jämnt fördelad. Med amplitudvägning blir sidloberna undertryckta 30 - 60 dB. Amplitudvägning kallas ibland apodization.



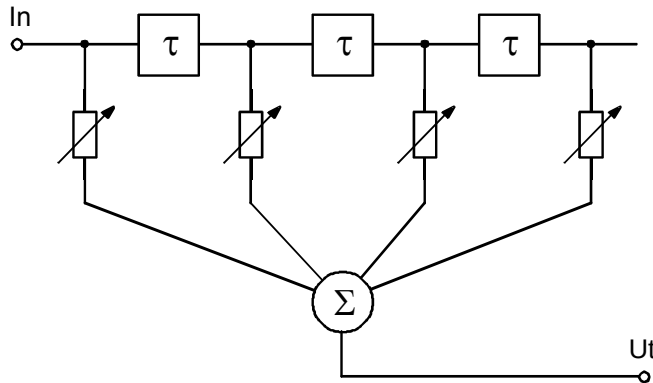
Ett annat sätt att amplitudväga är att ta bort vissa fingerpar (withdrawal).



Signalen kan också fasvägas genom att förskjuta fingrarna framåt eller bakåt. Fördelen är att det inte blir några extra förluster på grund av vägningen. En annan fördel är att man kan få en helt reaktiv karakteristik i stopp-bandet. Det är viktigt då fler filter ska kopplas ihop till en multiplexer.

## Transversellt Filter

Ett filter som är byggt med resonanskretsar behandlas lämpligen i frekvensplanet. SAW filtret förklaras bäst i tidsplanet som ett transversellt filter.



Signalen passerar en rad fördröjningselement. Med dämpsatserna väljs en lämplig amplitud från de olika tidslägena. Delsignalerna summeras sen till utgången.

Fördröjningen är avståndet till nästa fingerpar. Dämpsatsen motsvarar fingrarnas överlappning. Fingrarna är sedan hopkopplade till utgången.

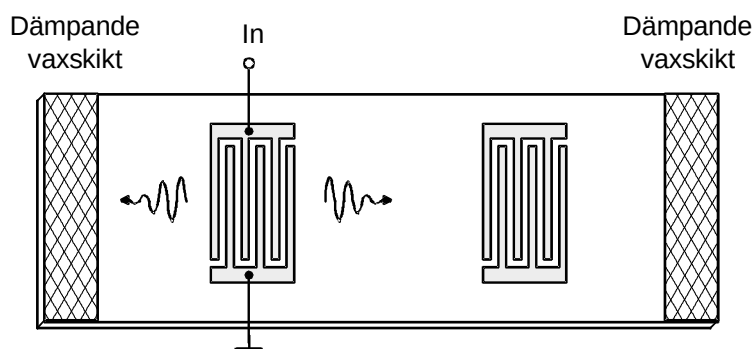
Både fördröjningen och amplitudvägningen är reella storheter. Man får alltså linjär faskång.

## Formfaktor

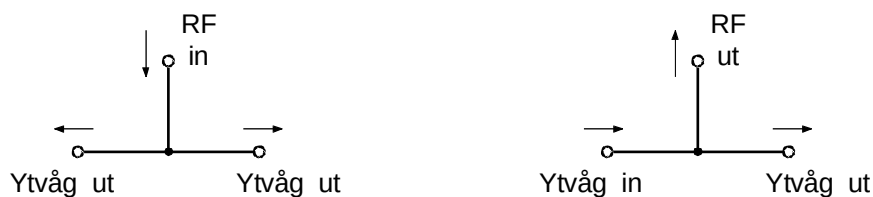
För att få ett riktigt fyrkantigt frekvensspektra, ska omvandlaren vara oändligt lång, med successivt avtagande överlappning (amplitud). I praktiken är filtret begränsat i storlek, men med största tillgängliga kristall får man plats med så många fingrar att formfaktorn (3 till 10 dB bredden) blir så liten som 1,1. Vanligen använder man lite mindre (billigare) filter. Formfaktorn blir då 1,3 till 4 vilket ändå är mycket bra.

## Dubbelriktade ytvågor

Omvandlaren på ingången alstrar ytvågor som går bort mot den andra omvandlaren. Eftersom omvandlaren är symmetrisk så går det lika mycket vågor åt andra hållet också.



Den icke önskade signalen kan reflekteras av kristallkanten och interferera med den önskade signalen. Man måste därför dämpa bort den. Det kan man göra genom att måla på ett vaxskikt på kristallytan.



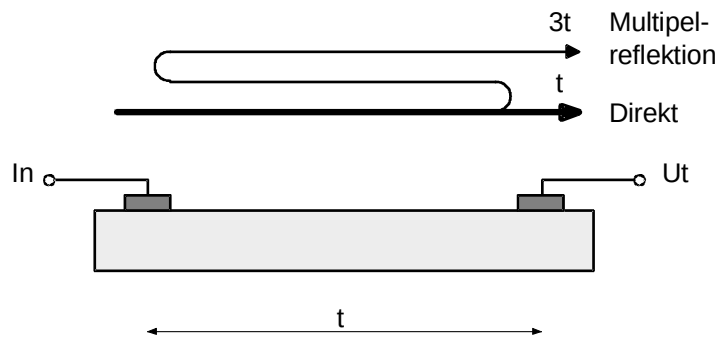
Man kan alltså betrakta omvandlaren som en effektdelare med en elektrisk ingång och två akustiska utgångar. Det betyder 3 dB delningsförluster.

När ytvågen passerar utgången alstrar den en elektrisk spänning i omvandlaren. Även den omvandlaren kan betraktas som en effektdelare, omvandlaren är ju reciprok.

Resultatet är att insignalen har minskat med två effektdelningar, dvs 6 dB. Till detta kommer ytterligare några dB förluster.

## Triple-Transit vågor

När omvandlarens elektriska port är anpassad, så är den infallande akustiska vågen missanpassad. Omvandlaren regenererar en våg som går tillbaka mot omvandlaren på ingången. På ingången sker en reflektion på samma sätt. En ytvåg når alltså utgången efter att ha färdats tre gånger genom materialet (triple-transit).



Denna triple-transit signal adderas till den önskade signalen som bara gått genom materialet en gång. Eftersom de har olika gångväg så ligger de för vissa frekvenser i fas och för andra frekvenser i motfas. Triple-transit signalen är visserligen mindre än den önskade signalen, men resultatet blir ändå ett besvärande rippel i frekvenskurvan.

Man minskar ofta den interna reflektionen genom att låta utgången lasta mindre, dvs missanpassad. Det betyder tyvärr också att filtrets genomgångsdämpning ökar.

Dämpningen är vanligen 15 till 30 dB. Amplitudripplet blir då  $\pm 1,5$  till  $\pm 0,3$  dB. Även fasen får ett rippel av störsignalen, i det här fallet  $\pm 10^\circ$  till  $\pm 2^\circ$ .

## Överhörning

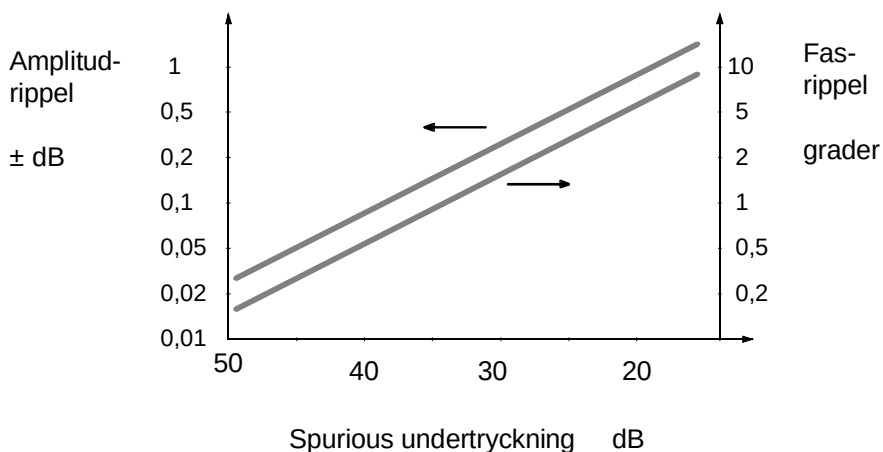
Överhörning är kopplingen direkt från ingång till utgång. Den kan bero på dålig skärmning eller dålig jordförbindelse. Den kapacitiva kopplingen kan man minska genom att lägga en jordad strip mellan omvandlarna.

Överhörningen är utan tidsfördröjning och kommer alltså att adderas till den fördröjda signalen som ett rippel.

Dessutom blir spärribandsdämpningen begränsad till överhörningen.

## Rippel

Sammanställning av överhörning eller tripel-transit med den önskade signalen ger upphov till rippel i både amplitud och fas. För att få så litet rippel som möjligt, så ska de icke önskade signalerna vara så små som möjligt.



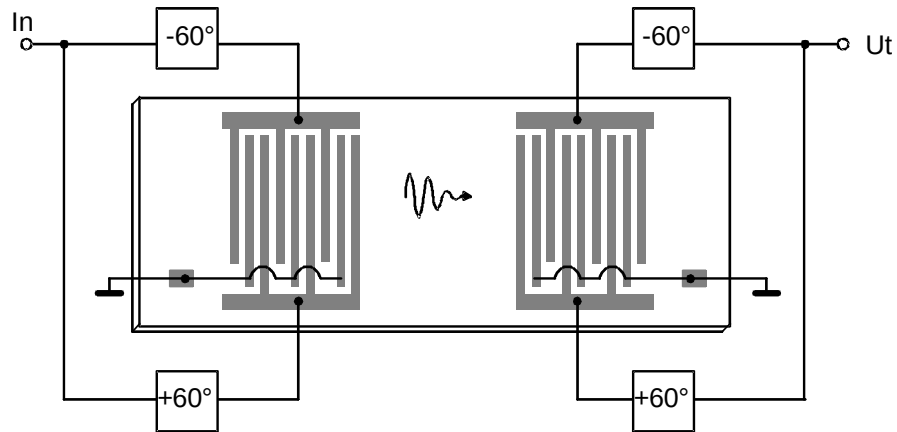
Amplitudripplet är vanligen 0,1 till 1 dB

Fasripplet är ofta 1 till 10 grader.

Även grupplöptiden har ett rippel på minst 5 ns, men vanligen 10 till 50 ns

## Envägs omvandlare

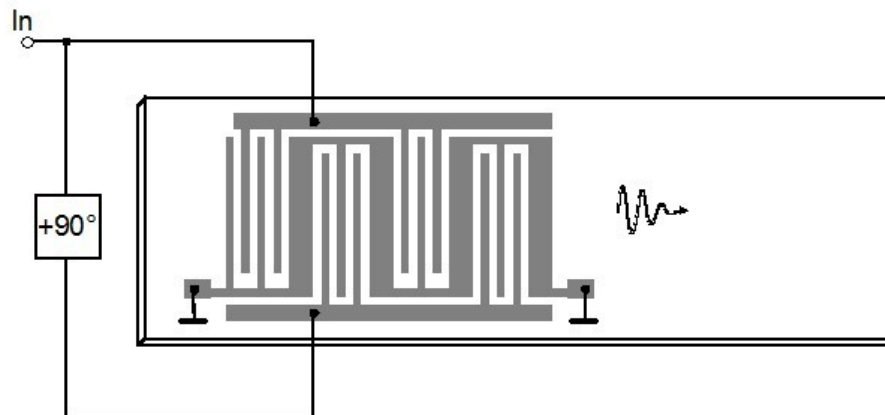
Den konventionella omvandlaren ger upphov till ytvågor som går åt båda hållen. Men om man använder mer än två elektroder per våglängd, med lämplig fas, så alstras ytvågor endast åt ena hållet. (Jämför 3-fas motorn) 3-fas omvandlaren var den första typen av envägs omvandlare som konstruerades.



Fingrarna är uppdelade på tre grupper. Avståndet mellan grupperna är  $\lambda/3$  och fasen mellan dem är  $120^\circ$ . Vågorna som alstras adderas i fas åt ena hållet och tar ut varandra åt andra hållet.

Nackdelen med 3-fas kopplingen är alla överbyglingar där ledningarna korsar varandra. Upp till 300 MHz har gått bra, men vid högre frekvenser får man tillverkningsproblem med de små dimensionerna.

## Group-type omvandlaren



Omvandlaren är här uppdelad i 4 st grupper. Intilliggande grupp matas  $90^\circ$  fasfördröjt, men är också placerad  $\lambda/4$  åt sidan. Vågorna kommer därigenom att sammansättas åt ena hållet, och ta ut varandra åt andra hållet.

Jordledningarna kan man sammansätta till ett slingrande meandermönster. På det sättet slipper man överbyglingar helt och hållet. Gruppomvandlaren kan därför tillverkas för högre frekvenser, ca 1 GHz

Gruppomvandlaren är en 4-fas omvandlare. Den matas med inkommande fas, och en som är fasförskjuten  $90^\circ$ . De två återstående faserna som är  $180^\circ$  därifrån kan man lätt få genom att vända på fingerriktningen.

Man behöver alltså bara en fasförskjutare, på  $90^\circ$ , per omvandlare. Det är en klar förenkling jämfört med 3-fas omvandlaren som behöver två fasskiftare, på  $60^\circ$ , per omvandlare (samt överbyglingar).

Nackdelen med gruppomvandlaren är dels att den slingrande jordledningen ger extra förluster, och dels att periodisiteten av grupperingen ger extra passband.

## Anpassning

Eftersom omvandlaren består av metallfingrar separerade med ett dielektrika, så är impedansen starkt kapacitiv. Man kan minska reflektionsförlusten på ingången med hjälp av en serieinduktans.

En enkel tvåvägsomvandlare har en kraftig inre missanpassning för att undertrycka triple-transit signalen. Förlusterna blir då 15 - 30 dB

Envägsomvandlaren, som inte har någon inre effektdelning, har inga problem med triple-transit. Den kan då vara internt anpassad. På in- och utgång kan den då förses med ett LC-nät för anpassning till  $50 \Omega$ . Förlusterna kan då bli så låga som 1,5 dB, men är vanligen 4 - 10 dB

Ibland används ett  $50 \Omega$  motstånd för att få lågt VSWR. Men det minskar ju inte förlusterna.



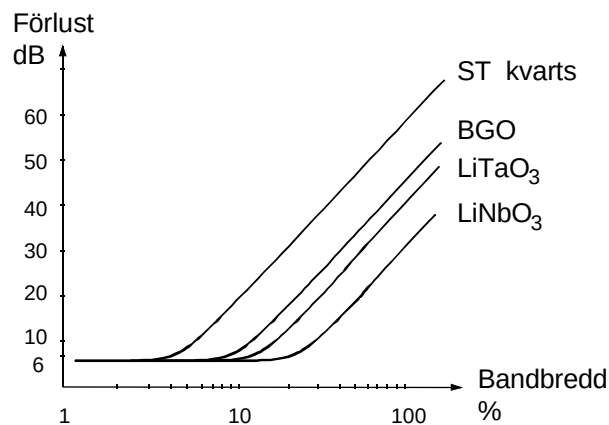
## Material

De vanligaste materialen är ST-kvarts och Litium Niobat. Litium Niobat ( $\text{LiNbO}_3$ ) har den största kopplingsfaktorn av de enkristalliska materialen. Det innebär att förlusterna är små. Däremot är den ganska temperaturkänslig,  $94 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$

ST kvarts har liten kopplingskoefficient, dvs stora förluster, Fördelen är den extremt låga temperaturkoefficienten. Noll vid rumstemperatur, och endast  $80 \text{ ppm}$  över ett så stort temperaturområde som  $\pm 50^\circ$

Litium Tantalat är en medelväg med  $25 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  och en kopplingskoefficient som ligger mellan ST kvarts och Litium Niobat.

BGO är en förkortning av Bismut Germanium Oxid ( $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ ). Ytvågorna utbreder sig här ganska långsamt,  $1680 \text{ m/s}$ . Jämfört med det dubbla för de andra materialen. BGO kan därför användas till långa fördröjningsledningar.

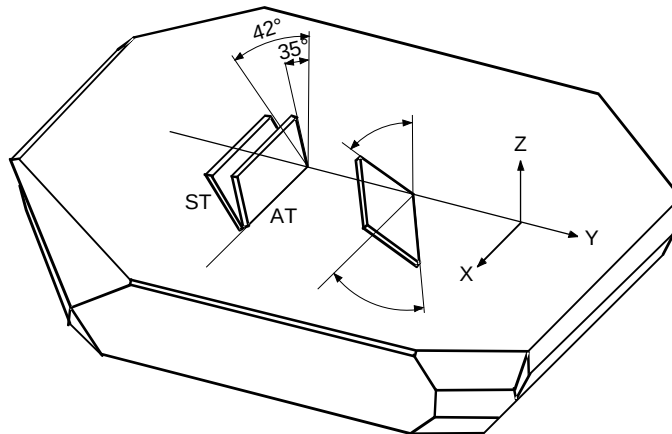


Valet av material beror på bandbredd, temperatur och förlust. Till smalbandiga applikationer, där temperaturstabilitet är viktigast, används kvarts. Bredbandiga kretsar kan tolerera lite frekvensskift. Det är då bättre att välja ett material med lägre kopplingsförluster.

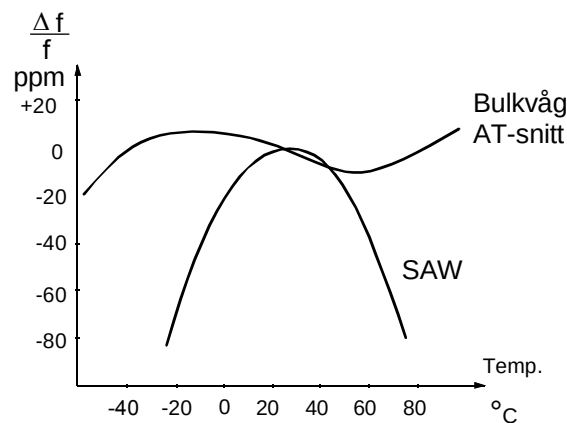
Bandbredd	0,1 - 5 %	Kvarts
	5 - 10 %	Litium Tantalat
	10 - 65 %	Litium Niobat

## Olika kristallsnitt

Kvartskristallen har sitt atomgitter orienterat efter ett rätvinkligt koordinatsystem (X,Y,Z). Om man skär kristallen efter huvudaxlarna, så blir temperaturkoefficienten mycket dålig.



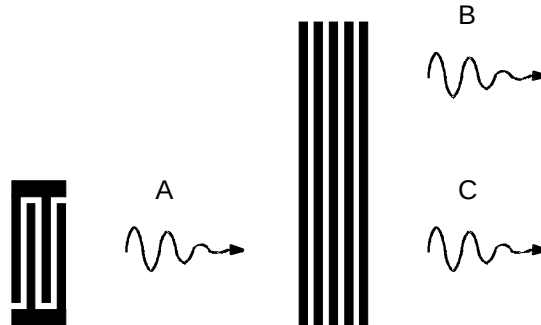
Om man vrider kristallen runt X-axeln 42° och sen snittar, så får man en ytvågskristall med extremt liten temperaturkoefficient. Det snittet kallas för ST-snitt (ST-kvarts). Motsvarande snitt för bulk-vågor ligger på 35° och kallas AT-snitt.



SAW filtret har temperaturkoefficienten noll vid rumstemperatur. Den vanliga bulk-mode kristallen är däremot bättre då temperaturavvikelsena är stora.

Man kan hitta stabilare snitt än ST om man roterar kristallen både runt X-axeln och runt Y-axeln. Dessutom ska man välja en lämplig utbredningsriktning för vågen på kristallytan.

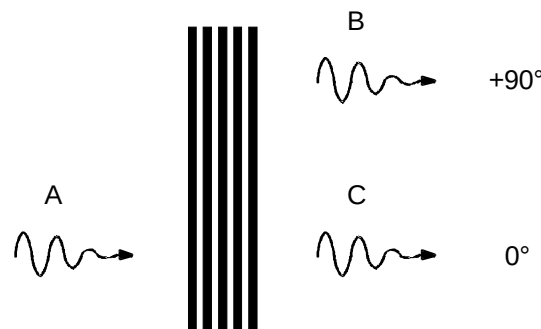
## Multistrip kopplare



En ytvåg går från A till C. Med hjälp av metallstrips kopplas en viss del av signalen över till B. Det är nämligen så att ytvågen A alstrar elektriska spänningar, som i sin tur alstrar ytvågor vid B. Varje fingerpar alstrar ytvågor både framåt och bakåt, men de sammanlagda signalerna från samtliga fingerpar ligger i fas enbart i riktningen B.

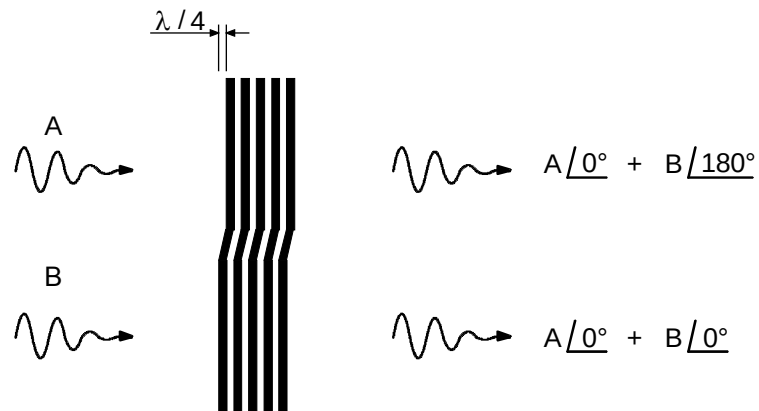
Storleken av signalen B bestäms av antalet fingerpar i kopplaren. Med ett stort antal fingrar blir kopplingen över till B så stor att signalen C är försumbar. Vi har då fått en signalväg från A till B som är helt fri från trippel-transit störningar.

## 90° Hybrid



Om antalet kopplade fingrar är så stort att lika mycket signal kopplar till B som det går rakt fram till C, så får man en 90° hybrid. Amplituderna är då lika men fasen på vågen B ligger 90° före vågen C.

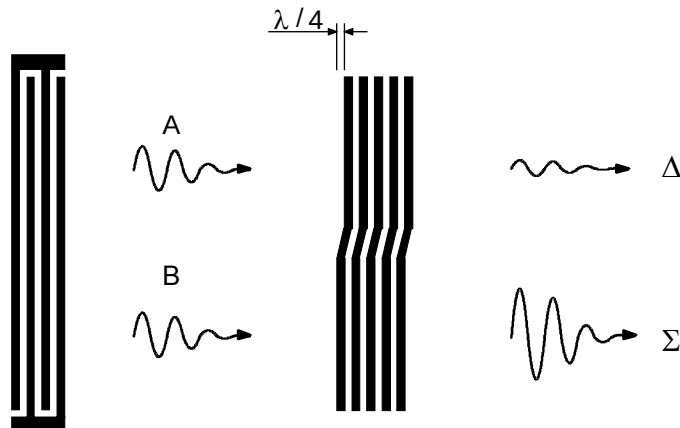
## 180° Hybrid



Genom att flytta stripledarna en kvarts våglängd i sidled så får man ytterligare 90° fasförskjutning. Resultatet är en 180° hybrid.

En signal in på port A ger en kopplad signal som ligger 90° före den direkta. Den kopplade signalen blir här flyttad bakåt 90° genom stripledarnas förskjutning. Ytvågorna i de två utgångarna ligger alltså i fas.

En signal in på port B alstrar en koppling +90°, samt en förflyttning av stripledaren 90° framåt. Utsignalen kommer alltså att ligga 180° före den direkta ytvågen, de ligger alltså i motfas.

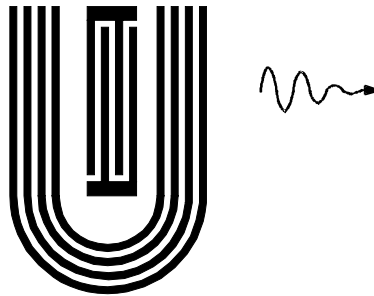


Om man har ytvåg in på både port A och B samtidigt, så kommer signalerna att sammansättas i fas i ena porten, och sammansätts i motfas i den andra porten. Resultatet är alltså en summa/skillnads hybrid.

## Beam-compressor

Med en  $\Sigma/\Delta$  hybrid har man fått en ytvåg som bara är hälften så bred. Strålningsloben har minskat, samtidigt som dess intensitet har ökat. Man kan stapla fler kopplare i kaskad så att man får en kompression på 8 ggr, med motsvarande ökning i intensitet.

## En-vägs omvandlare



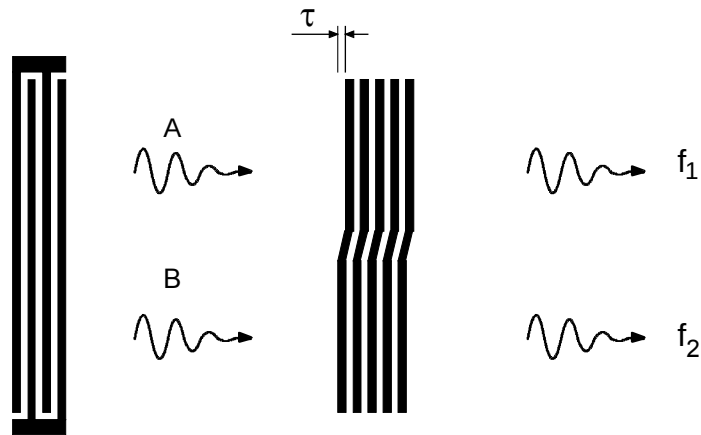
En omvandlare ger normalt ytvågor både framåt och bakåt. Om man tar en  $180^\circ$  hybrid och viker den runt omvandlaren, så kommer hybridens båda ingångar att vara matade. Ut från hybriderna kommer då signal enbart från en av utgångsportarna ( $\Sigma$ -porten). Resultatet är alltså en omvandlare med bara en utgång, dvs en en-vägs omvandlare.

Ett bredbandigt filter ( $>10\%$ ) med en-vägs omvandlare får ganska låga förluster, ca 3 dB.

## Multiplexer

Ett antal SAW filter kan användas för att dela upp spektrat i skilda kanaler (channelizer). Ett sätt är att först dela upp insignalen med en effektdelare och sedan filtrera med olika SAW filter. Nackdelen är att man får stora delningsförluster. Om signalen delas till 10 utgångar, så blir varje utsignal bara en tiondel. Det ger 10 dB förluster. Man måste då kompensera med aktiva förstärkare.

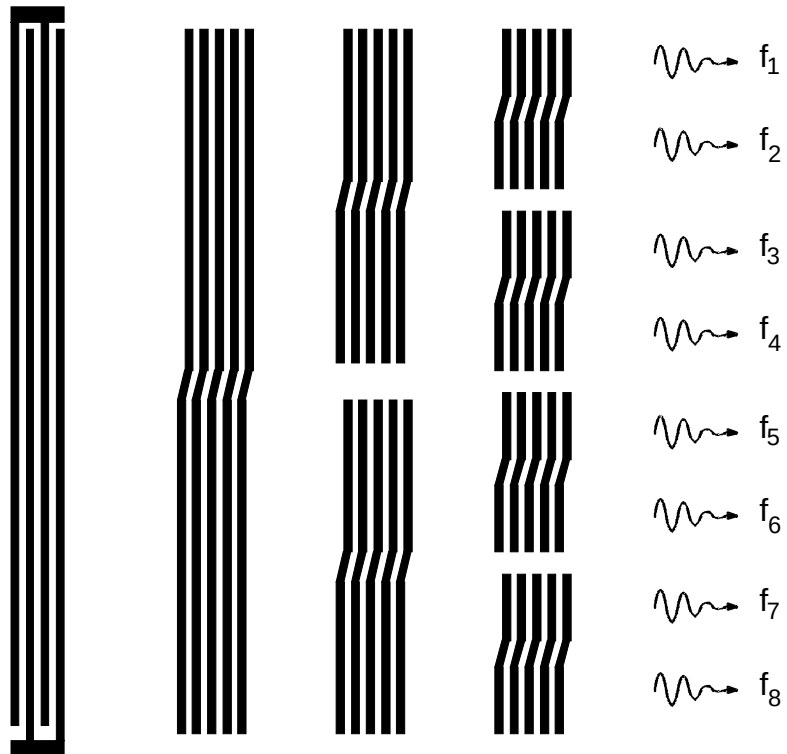
Det är bättre att dela upp spektrat utan effektdelare. Ett sätt är att använda multistrip-kopplare.



Den sammanlagda effekten från A och B kommer ut ur port 2 om förskjutningen  $\tau$  är  $90^\circ$ . Vid en högre frekvens motsvarar förskjutningen  $\tau$  istället  $270^\circ$ . Signalerna kommer då att sammansättas i fas i port 1.

Vi har alltså fått olika frekvensområden uppdelade på två skilda utgångar. Förlusterna är bara i storleksordning 0,5 dB istället för minst 3 dB i en effektdelare.

Vill man dela upp i flera frekvensområden så kan man kaskadkoppla flera multistrip-kopplare.



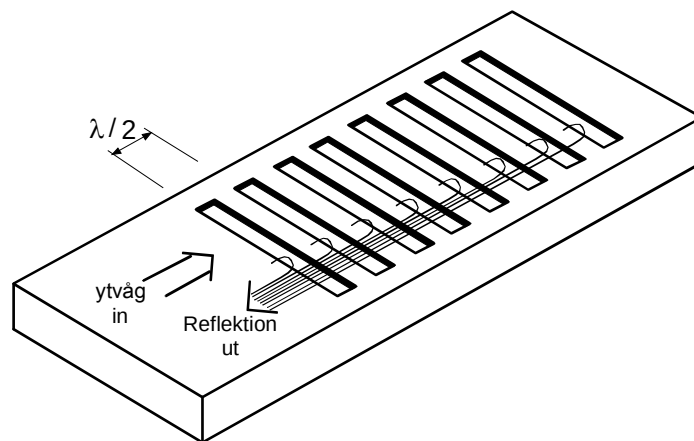
# Resonator

SAW resonatorn är en resonanskrets med högt Q-värde, som används främst i oscillator-kretsar. Men den kan också användas som ett smalbandigt filter med 0.01 - 0,25 % bandbredd. Inom ca 200 - 2000 MHz blir den avsevärt mycket mindre än en koaxialresonator. Även priset är fördelaktigt vid stora serier.

I SAW resonatorn är det en ytvåg som ger resonans då den studsar mellan två reflektorer. Men ytvågor är så komplexa rörelser att det lätt kan bildas andra vågor. Vid kristallens ändkant sker totalreflektion. Vid en så kraftig diskontinuitet bildas även bulkvågor. Den enda reflektorn som har låga förluster är den distribuerade reflektorn (array reflector).

## Reflektor

Den distribuerade reflektorn består av ett stort antal små diskontinuiteter. Varje liten diskontinuitet ger en liten reflektion av ytvågen, men störningen är så liten att det inte bildas några bulkvågor.



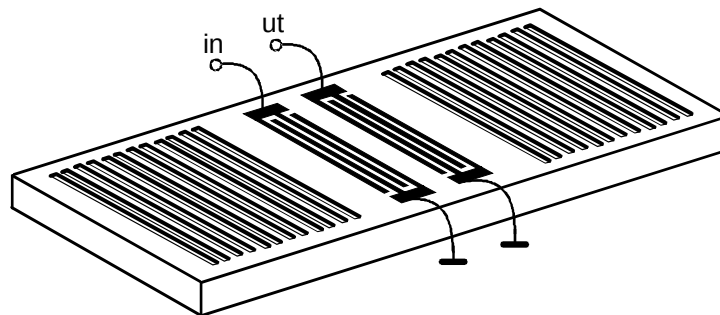


Om avståndet mellan reflektionerna är en halv våglängd, kommer alla reflektioner att adderas i fas. Den sammanlagda reflektionskoefficienten närmar sig 1,0 då antalet diskontinuiteter är mycket stort. Eftersom varje diskontinuitet endast reflekterar 0,1 - 3 % av ytvågen, så behövs det flera hundra upp till ca tusen diskontinuiteter.

Som diskontinuitet används vanligen grunda etsade fåror. Djupet är endast en hundradels våglängd, vid 500 MHz blir det ca 600 Å.

Man kan också använda smala stripledare, men de måste då vara ganska tunna för att inte delreflektionerna ska bli för stora. Stripledare är billigare i tillverkning vid stora serier, men ger inte lika högt Q-värde som de etsade fåror.

## Resonatorn

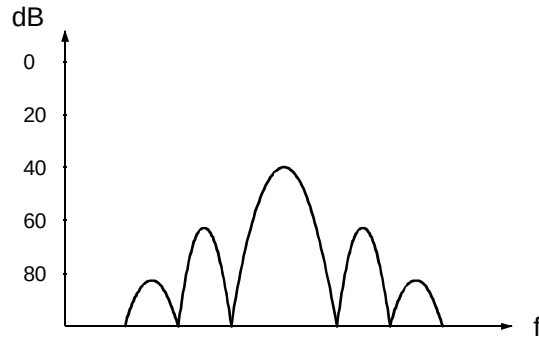


Resonatorn består alltså av två distribuerade reflektorer. Mellan dessa reflektorer uppstår en stående-våg av de ytvågor som går fram och tillbaks.

Dessutom behövs omvandlare för att koppla signalen till och från resonatorn. Man kan använda *en* omvandlare (transducer) för att få en en-ports resonator liknande den vanliga bulk-mode kristallen. Men vanligast är två-ports resonatorn med *två* omvandlare.

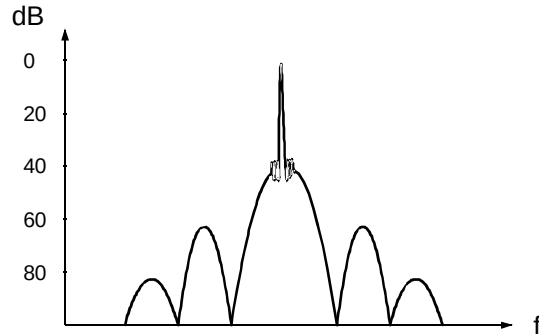
## Resonanstopp

Omvandlarna är ganska svagt kopplade till resonatorn. Utan reflektionerna blir därför dämpningen ganska stor.



De distribuerade reflektorerna ger resonans inom ett mycket smalt frekvensområde. Bandbredden är bara ca 0.5 %

Eftersom de reflekterade ytvågorna passerar omvandlarna många gånger fram och tillbaks, så ökas den effektiva kopplingen vid resonans. Resultatet blir en smal topp med låg dämpning, endast några dB.



## Q-värde

En liten bandbredd tyder på högt Q-värde. Det obelastade Q-värdet är vanligen mellan 10 000 och 50 000. Q-värdet avtar vid högre frekvens eftersom materialet är så pass trögflytande (7000 vid 1 GHz). Även vid mycket låga frekvenser blir Q-värdet lägre. Det beror på att det inte får plats tillräckligt många delreflektorer då våglängden är stor. SAW resonatorn används ner till ca 100 MHz.

## Trimning av frekvensen

Resonatorn ger resonans för den frekvens där de multipelreflektade signalerna kommer i fas. Om man ändrar vågens hastighet så ändrar man också resonansfrekvensen. Det kan man göra genom att belägga en del av ytan med något material, metall eller dielektrika. Om man gör det under kontrollerade former, samtidigt som man mäter upp resonansfrekvensen, så kan man trimma in resonatorn till en noggrannhet av 5 - 10 ppm

## Åldring

Eftersom resonansfrekvensen (och Q-värdet) är så känslig för kristallens ytrenhet, är det viktigt att det inte finns något material som kan kondenseras på ytan efter det att resonatorn har installerats. Resonatorn måste alltså kapslas hermetiskt. Kapseln får inte heller innehålla något material som kan förflyktigas, t.ex. lim.

Stabiliteten hålls vanligen inom 1 - 10 ppm/år

## Jämförelse Bulk - SAW

När man talar om kristallfilter eller kristalloscillatorer, är det vanligen bulk-mode resonator som man menar. Den används inom frekvensområdet 0,1 - 50 MHz vid fundamental resonans. Övre gränshfrekvensen bestäms av att tjockleken ska vara en halv våglängd. Vid högre frekvenser blir den så tunn att den har svårt att hålla ihop. Man kan förskjuta övre gränshfrekvensen till ca 300 MHz genom att utnyttja mekaniska övertoner, men man får då problem med intilliggande resonanser.

SAW resonatorn kan tillverkas från 50 MHz upp till ca 2 GHz. Men inom 50 - 250 MHz blir den mycket stor och dyr.

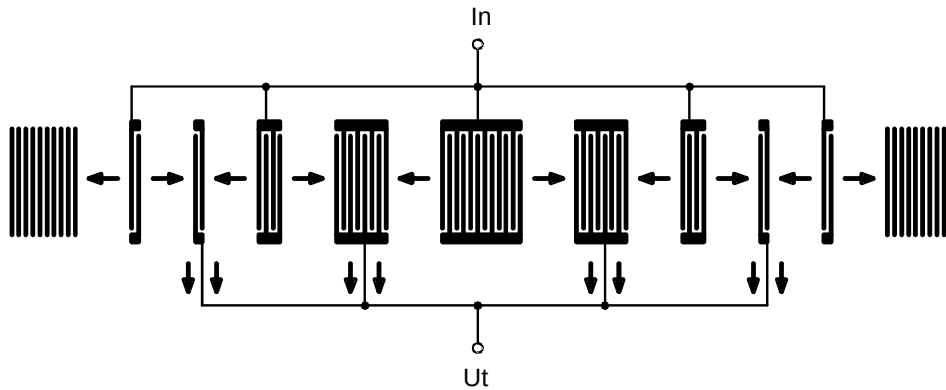
Bulk kristallen är bättre när det gäller temperaturstabilitet och långtidsstabilitet (åldring)

Bulk	± 5 ppm	inom	0 - 55 °C
SAW	± 15 ppm		

Bulk	0,1 ppm/år
SAW	1 - 10 ppm/år

## Uppdelning i flera omvandlare

Istället för en-vägs omvandlare kan man utnyttja signalerna i båda riktningarna. Det ger också låga förluster.



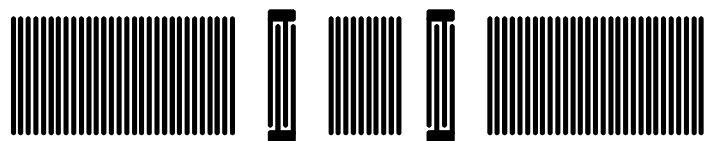
Omvandlarna är här uppdelade i små grupper. Varje omvandlare kan då koppla i båda riktningarna. Antalet fingrar är störst i mitten, och blir allt färre utåt sidorna. På det sättet får man låga förluster med mindre antal grupper.

Utanför de yttre omvandlarna placeras reflektorer, för att ingen signal ska gå förlorad.

Vid 600 MHz har man uppnått förluster så låga som 1,2 - 2 dB.

Med uppdelning i flera omvandlare tål den också högre effekt, eftersom den akustiska energin sprids över ett större område.

## 2-pols filter



Med ett antal reflektorer mellan omvandlarna delas kretsen upp i två resonatorer. Antalet reflektorer ger kopplingen mellan resonatorerna.

# Oscillator

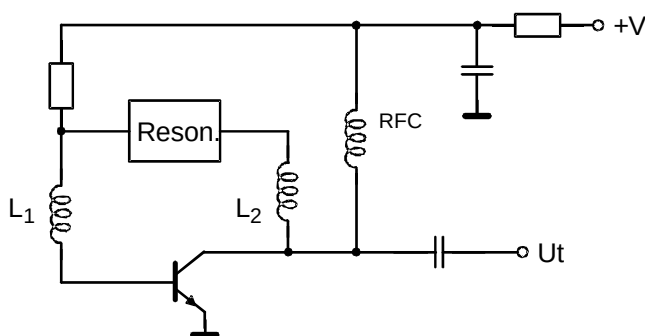
SAW oscillatoren är mycket frekvensstabil. Den svänger på en grundfrekvens så hög som 100 - 1500 MHz. Därigenom slipper man den multiplicering och filtrering som en traditionell kristaloscillator behöver.

Ett SAW-chip är en platt komponent och kan alltså integreras med andra chipkomponenter och tjockfilmskretsar. Det ger en mycket liten och lätt oscillator. En sådan hybridkrets har hög tillförlitlighet och tål ganska kraftiga stötar och vibrationer. Eftersom SAW komponenter tillverkas fotolitografiskt så kan oscillatoren bli ganska billig.

Oscillatoren kan byggas efter en av två olika principer. Med SAW resonator får man en mycket frekvensstabil oscillator, som har mycket lågt fasbrus. Med fördröjningsledning får man lägre Q-värde, men den kan frekvensstyras med en varaktordiod (VCO).

## Resonatorkoppling

En SAW resonator ger ett mycket högt Q-värde, 80 000 vid 50 MHz och 7000 vid 1 GHz. Förutom resonanskretsen behövs ett aktivt element. Det kan vara en bipolär transistor, monolitförstärkare eller FET-transistor. Eftersom resonatorn har ganska små förluster, mindre än 5 dB, så räcker det med endast en transistor, vanligen en bipolär common-emitter kopplad transistor.

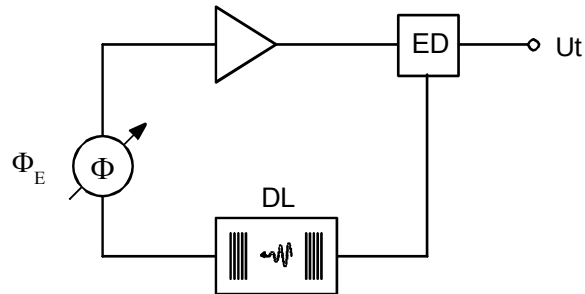


Resonatorimpedansens resistiva del är ganska låg (ca 50 - 200  $\Omega$ ). Däremot är omvandlarna starkt kapacitiva. Man behöver därför anpassningskretsar på både in- och utgång.

Den impedans som resonatorn känner på in- och utgång kan väljas antingen hög eller låg i förhållande till resonatorns serieresistans. Om omgivningen har låg impedans, så är det så gott som enbart resonatorn som bestämmer återkopplingen, dvs resonansfrekvensen. Frekvensen blir alltså väl definierad och stabiliserad. Om omgivningen istället har hög impedans så kommer kringkomponenterna att påverka resonansfrekvensen, dvs sämre stabilitet.

När impedansen ökar så minskar Q-värdet för serieresonanskretsen. Ett lågt Q-värde är fördelaktigt då man önskar ett stort avstämningssområde, dvs en VCO. Med 6 - 8 dB förstärkningsmarginal kan man variera frekvensen  $\pm 25\%$  av 3 dB bandbredden.

## Delay-Line koppling



Oscillatorn svänger på den frekvens där förstärkningen är  $>1$  och signalen är i fas efter ett varv.

$$l/\lambda + \Phi_E = N \cdot 2\pi$$

$$2\pi f \cdot l/v + \Phi_E = N \cdot 2\pi$$

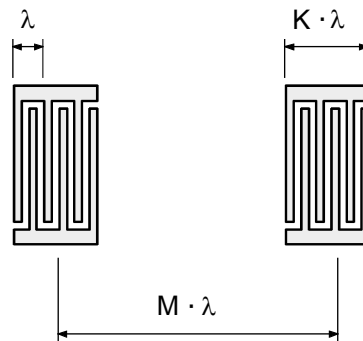
Fördröjningsledningens längd ( $l$ ) i våglängder räknat ( $l/\lambda$ ) ska tillsammans med övrig fasvridning ( $\Phi_E$ ) vara en multipel av  $2\pi$ , för att signalen ska ligga i fas. Ju större längd, desto snabbare varierar fasen, och desto stabilare blir oscillatorn.  $N$  kan vara i storleksordning 100 - 1000.

$$\Delta f = - \Delta \Phi \cdot v/2\pi l$$

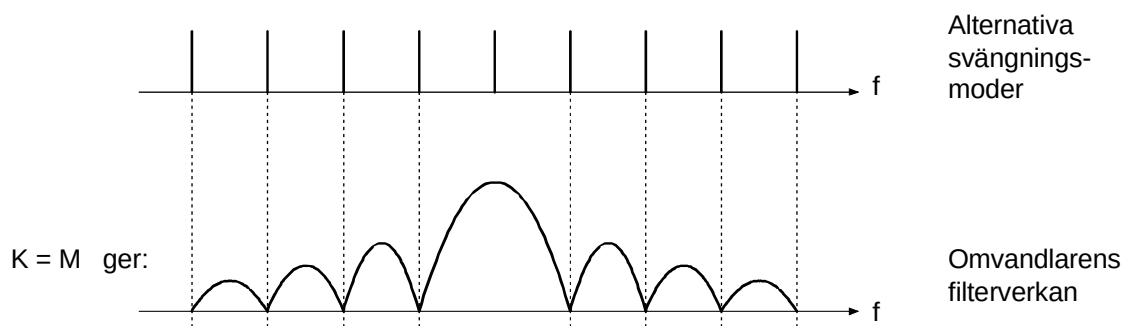
Förstärkningen måste vara större än förlusterna i slingan. Fördröjningsledningen har en förlust på ca 17 dB på UHF. Dessutom ska en del av effekten kopplas vidare till en yttre belastning. Med viss förstärkningsmarginal behövs det alltså ca 24 dB förstärkning totalt. Det är avsevärt mer än för den resonator-kopplade oscillatorn.

## Val av mode

Oscillatorn kan nu svänga på varje multipel av  $N$ . För att välja en av frekvenserna i kampspektrat måste man införa en filtrering. Man kan då utnyttja filterverkan i själva omvandlarna så att oscillering endast sker på en frekvens.



För att få en god filterverkan ska den längsta omvandlaren ( $K\lambda$ ) vara ganska lång. Om omvandlaren är lika lång som det akustiska avståndet ( $M\lambda$ ), så hamnar de icke önskade multiplerna i filtrets nollställen. Icke-harmoniska spurious hamnar då åtminstone 60 dB under bärvågen.



Det behövs alltså en lång omvandlare för att få ett smalt passband. En omvandlare lastar ytvågen så att ytvågen dämpas samt går långsammare. Dessutom alstras reflektioner som distorderar passbandet. Genom att minska ner antalet fingrar så minskas lastningen.

Ett sätt att få färre fingrar är att dela upp omvandlaren i små grupper (rungs) som är jämnt fördelade över den önskade längden. Varje grupp kan bestå av 10 fingerpar.

En sådan omvandlare får ett flertal passband. Bredden på hela envelopen bestäms av gruppernas bredder, dvs antalet fingrar i varje grupp. Avståndet mellan passbanden beror på avståndet mellan grupperna. Den totala längden på omvandlaren ger som förut bredden på varje passband.

Man kan sen utforma den andra omvandlaren så att den väljer ut ett passband, och har sina nollställen vid de andra passbanden. På så sätt får man en oscillator som bara svänger på en frekvens.



## Frekvens Modulation

Frekvensen bestäms av fördröjningsledningens faslängd (till 99%) samt övriga fastillskott i slingan. Dessa övriga fastillskott kommer från förstärkaren, effekt-delaren, tillledningarna och eventuellt en fastrimmer. En fastrimmer är bra att ha för att fininställa den önskade frekvensen. Denna fasskiftare kan också göras spänningsstyrd med hjälp av en eller två varaktordioder.

Det största fasskiftet man kan använda är  $\pm \pi/2$ . Vid större fasvridning hamnar frekvensen i omvandlarnas nollställe. Avstämningen är omvänt proportionell mot fördröjningen  $1/\tau$ . För att få linjär och temperaturstabil avstämning använder man bara 50 % av området, dvs  $1/2 \tau$ . Avstämningområdet för delay-line oscillatoren är vanligen 0,1 - 1,0 %. En resonator har så högt Q-värde att avstämningområdet endast blir 1 - 300 ppm

Eftersom fördröjningsledningen har en mycket linjär fasnöjning är det ganska lätt att få en linjär frekvensstyrning. Hur snabbt man kan skifta frekvens bestäms av fördröjningen  $\tau$ . En ny frekvens, i samma mode, kan ställas in på  $3\tau$ . Vid fyrkantmodulering tar det alltså  $6\tau$  för en cykel. Sinusmodulering tar något längre tid, ca  $10 \tau$

En VCO kan FM-moduleras upp till 1 MHz, men ett mer typiskt värde är  $\pm 100$  kHz. Modulationsbandbredden för resonatorkopplingen är typiskt bara  $\pm 10$  kHz

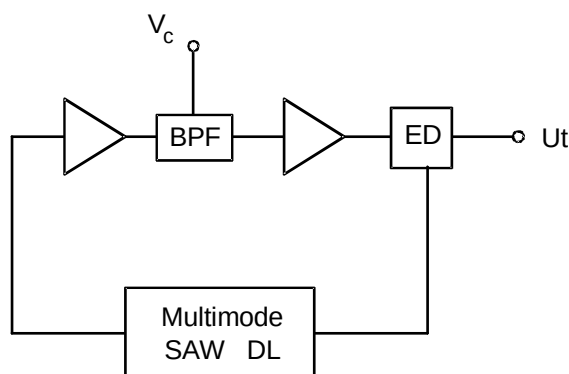
Med längre fördröjningsledning så får man högre Q-värde, dvs mindre avstämningområde. När man konstruerar en VCO så väljer man den fördröjning som ger önskad deviation, men inte mer. På så sätt får man en oscillator som är så stabil som möjligt, för ett visst frekvenssving.

Nackdelen är att modulationsbandbredden begränsas av den akustiska löptiden.

## Oscillator för fler frekvenser

Delay-Line oscillatoren med fingergrupperingar (rungs) ger ju ett stort antal alternativa svängningsfrekvenser (multimode). Genom att injicera en svag brusig signal kan man låsa den stabila SAW oscillatoren. Utsignalen kan på så sätt nycklas mellan olika frekvenser.

Om man vill ha mer än 10 olika frekvenser, så kan man välja frekvens med ett spänningsstyrt filter inkopplat i slingan.



Filtrets Q-värde är ca 1 % av fördröjningsledningens. Med tillgängliga spänningsstyrda filter på UHF begränsas avståndet mellan frekvenserna till minst 0,3 %. Dämpningen i fördröjningsledningen begränsar hela bandet till max 30 %. Det är alltså möjligt att få ca 100 stabila frekvenser att välja mellan.

## Jämförelse: Resonator - delay line

Resonatorn, som har mycket högt Q-värde, används till oscillatorer som ska ha hög stabilitet (lågt fasbrus) på en fast frekvens.

Fördröjningsledningen används då man önskar FM-modulering.

En resonatorkopplad oscillator är mycket mindre än den med fördröjningsledning. För ett Q-värde på 10 000 vid 300 MHz blir fördröjningsledningen ca 60 mm lång. Motsvarande resonator blir bara 6 mm lång. Resonatorn är alltså lämpligare vid låga frekvenser. Vid högre frekvens ökar de akustiska och elektriska förlusterna, dvs Q-värdet minskar. Dessutom blir ju fördröjningsledningen kortare och kortare desto högre frekvens man önskar. Oscillatorn med fördröjningsledning är därför lämplig för de högre frekvenserna, 700 - 1500 MHz. Nackdelen med fördröjningsledning är att det behövs fler förstärkarsteg för att kompensera dämpningen.

## Stabilitet

Även om Q-värdet är lägre än för en kristallresonator av bulk typ, så blir fasbruset jämförbart med en kristalloscillator. Det beror på att SAW oscilatorn arbetar på en mycket högre frekvens. Kristalloscillatorn måste frekvensmultipliceras för att nå upp till UHF, med tillhörande brusförsämring. Dessutom kan SAW oscilatorn arbeta på en högre signalnivå.

Inom 1 - 10 sekunder kan man få en stabilitet på  $10^{-10}$  eller typiskt  $10^{-9}$   
Dvs ungefär som för kristalloscillatorn.

Åldringen är 1 - 10 ppm/år dvs sämre än för kristalloscillatorn. Den begränsas av ytans renhet och kapslingen. Även signalstyrkan påverkar åldringen. Det beror på att aluminiummetalliseringen börjar diffundera iväg. Den vandrigen av aluminium kan minskas genom att blanda i lite koppar.

Temperaturstabiliteten,  $\pm 20$  ppm över 0 - 60 °C, är också sämre än för kristalloscillatorn. Men en SAW komponent är liten och har god termisk kontakt med underlaget. Det gör den mycket lämplig att termiskt reglera. Med ugnstabilisering får man  $\pm 1$  ppm över -20 till +60 °C. Med temperaturkompensering blir det ca  $\pm 4$  ppm över -10 till +60 °C.

Drivspänningen kan också påverka frekvensen 10 - 100 ppm/V men det är lätt att eliminera den variationen med en spänningsregulator.

## Shallow - Bulk

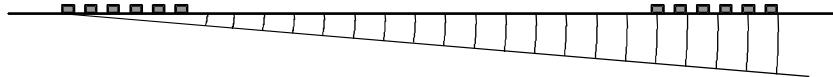
SBAW - Shallow Bulk Acoustic Waves

SSBW - Surface Skimming Bulk Waves

Det är två namn på samma fenomen, nämligen akustiska vågor som går genom materialet strax under ytan.



En ytvåg (SAW) har sin energi samlad vid ytan, i stort sett till en våglängds djup.



En SBAW sprids både framåt och neråt. Omvandlaren ger en strålning som går under ytan, med en viss lob-bredd.

Både SAW och SBAW alstras med interdigitala omvandlare, som bestämmer frekvensen.

En kvartskristall med ST-snitt ger transmission av SAW. Om man vrider omvandlaren  $90^\circ$  så får man istället transmission av SBAW. En mycket stor fördel med SBAW är att frekvensen, för samma omvandlare, blir 1,6 ggr högre.

När omvandlaren är orienterad för SAW alstras också BAW. Men när den orienteras för SBAW så alstras ingen SAW. Man får alltså ett renare spektrum för SBAW.

Ett annat användbart snitt i kvarts är BT-snittet. Där får SBAW lägre temperaturkoefficient. Förlusterna är dessutom bara hälften av motsvarande AT-snitt. Det innebär att omvandlarna kan göras längre, och det ger smalare bandbredd och högre Q-värde. Nackdelen är något lägre våghastighet, dvs inte lika hög frekvens som ett AT-snitt.

SBAW kan användas till fördröjningsledning, resonator, filter eller oscillator. Den kan användas upp till 9 GHz i fundamental mode.

Den skulle kunna förväntas få bättre åldringsegenskaper än SAW. Men i praktiken är långtidsstabiliteten ungefär densamma.

# Chirp-filter

## DDL – Dispersive Delay Line

Ett chirpfilter är en dispersiv fördröjningsledning. Det innebär att olika frekvenser fördröjs olika mycket. Om man injicerar en kort puls, som innehåller ett stort antal frekvenskomponenter, så kommer de olika frekvenserna ut vid olika tidpunkter. Up-chirp betyder att de lägsta frekvenserna kommer först och sen kommer undan för undan allt högre frekvenser. Ner-chirp betyder att högsta frekvensen kommer först, och sen minskar frekvensen.

Den fungerar alltså som en sveposcillator, fast det är en passiv komponent.

Det exceptionella med chirpfiltern visar sig då man sammankopplar fler chirpfilter till ett system. Man får då t.ex. pulskompression för radar, variabel tidsfördröjning, adaptiv filtrering, korrelator, konvolver, fourier transformator mm.

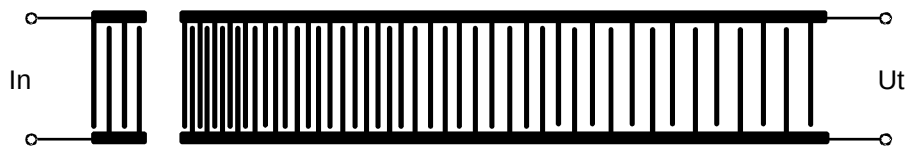
## Pulskompression

För att få lång räckvidd och högt signal/stör förhållande, så ska pulsenergin i sändaren vara stor. Pulsamplituden begränsas av överslagsrisken i sändarsteget. För att öka energin ytterligare måste pulsen göras längre. Men pulsbredden bestämmer radarns upplösning i avstånd. Längre puls betyder sämre upplösning.

Ett sätt att kringgå problemet med sämre upplösning är att modulera pulsen. Den långa pulsen moduleras i sändaren och demoduleras till en komprimerad kort puls i mottagaren. Det kan man göra med AM, FM eller fasmodulering. Frekvens eller fasmodulering är lämpligare, eftersom de är lättare att använda och ger större spektrumspridning. Den hittills vanligaste modulationen är FM, där sändaren sveper i frekvens under pulsen. Mottagaren har då ett chirpfilter som fördröjer de olika frekvenserna så att den som kommer först fördröjs mest. Det resulterar i att alla frekvenserna kommer ut samtidigt. All energin är alltså samlad till en mycket kort puls. Och det var ju det man ville ha för att få hög upplösning på radarn.

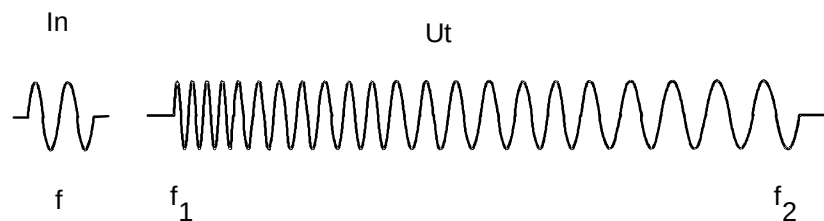
## Konstruktion

Ett SAW filters frekvens bestäms av avståndet mellan fingrarna i omvandlarna. Fördröjningen bestäms av avståndet mellan omvandlarna.



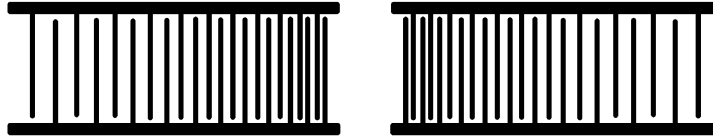
Den ena omvandlaren har bara ett fåtal fingrar. Det gör den ganska bredbandig. Den andra omvandlaren har ett successivt ökande fingeravstånd. Den är alltså avstämd till olika frekvenser, på olika avstånd från den första omvandlaren.

Om den bredbandiga omvandlaren exciteras med en kort puls (dvs ett stort frekvensinnehåll) så kommer de högsta frekvenserna ut först. Lägre och lägre frekvenser kommer ut vartefter som impulsen passerar fingrarna med allt större fingeravstånd.



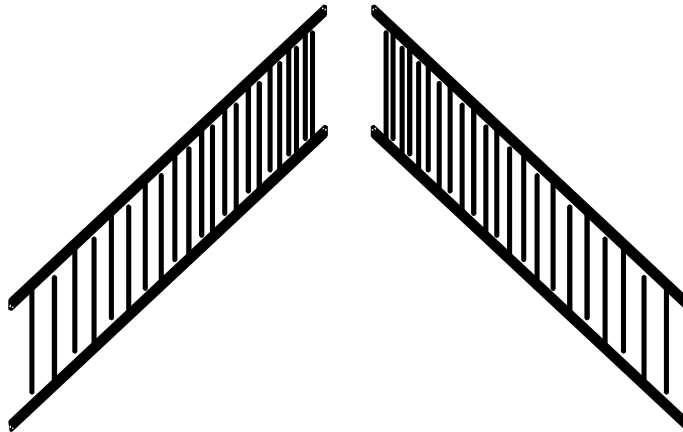
Den korta pulsen har alltså expanderats till en lång puls med varierande frekvens, dvs frekvenssvep (chirp).

Den bredbandiga omvandlaren ska vara kort, dvs ha endast ett fåtal fingrar. Men en kort omvandlare får höga förluster. Man får alltså göra en kompromiss mellan bandbredd och förlust.



Det går att komma bort från problemet med den korta omvandlaren genom att dela upp chirpdelen till båda omvandlarna. Det ger då lägre förluster. Nackdelen är att den är ganska komplicerad att dimensionera om båda omvandlarna ska amplitudvägas.

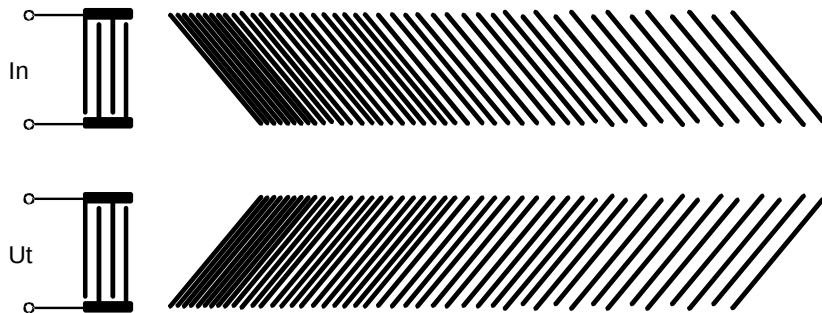
En nackdel med de här omvandlarna är att ytvågorna måste passera under metallfingrarna. Man får då kapacitiv belastning som minskar impedansen, samt extra spridningsförluster, bl.a. i form av bulkvågor. Det gäller speciellt vid up-chirp då de höga frekvenserna måste passera under den lågfrekventa delen av omvandlaren. Dessa problem undviker man med hjälp av lutande omvandlare.



Höga frekvenser går mellan omvandlarna högst upp, och låga frekvenser längst ner. De olika frekvenserna behöver alltså inte gå under fingrar som inte är rätt avstämde. Det ger bättre noggrannhet i amplitud och fas.

## RAC

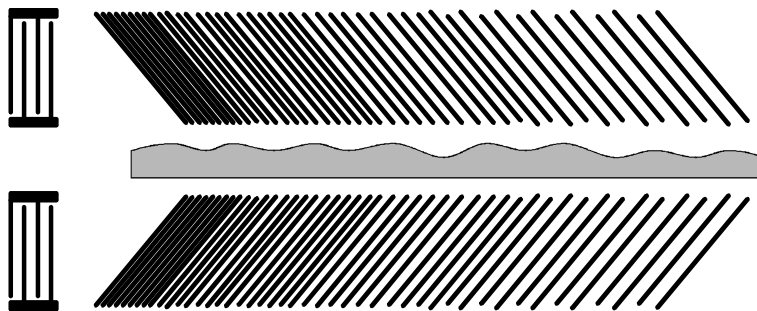
## Reflektive Array Compressor



En kort omvandlare används för att excitera alla frekvenser. Vågorna reflekteras av de etsade fårorna som har en våglängds avstånd. Reflektionen sker vinkelrätt mot en annan reflektor. Därifrån reflekteras vågorna tillbaka mot utgångsomvandlaren. Avståndet mellan fårorna ändras kontinuerligt så att t.ex. högsta frekvensen reflekteras närmast omvandlarna, och lägre frekvenser går allt längre bort innan de reflekteras tillbaka.

Fördelen med RAC är att man utnyttjar kristallens längd två gånger. Man får således dubbelt så lång fördröjning, dvs pulsbredder upp till 100  $\mu$ s. Dessutom är distorsionen låg eftersom vågorna påverkas mycket lite då de passerar de grunda fårorna.

Fårornas djup påverkar reflektionsfaktorn, dvs amplituden. Genom att variera djupet så kan man kompensera för andra dämpningsvariationer, och på så sätt få en jämn amplitudnivå. Man kan också variera djupet för att få ett amplitudvägt filter. För att få Hammingvägning så ska djupet variera från ca 20 - 400 Å.

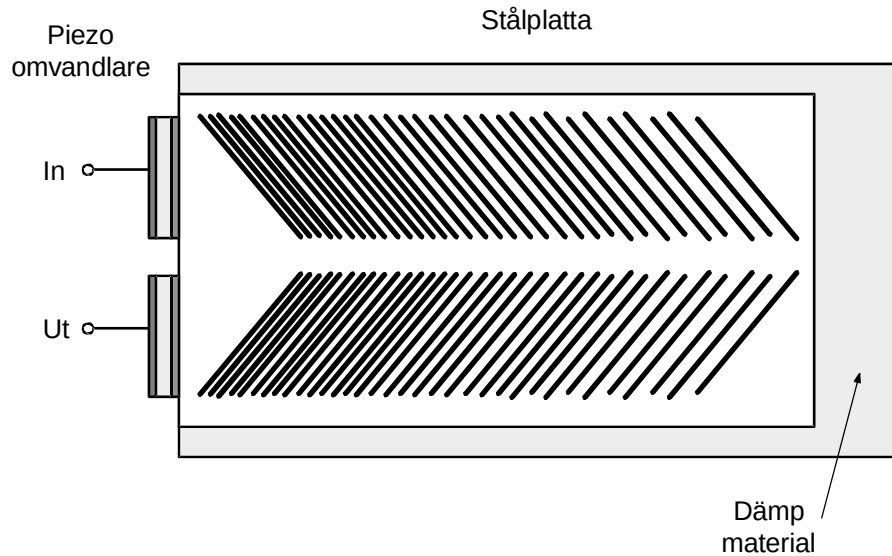


Fasvariationerna kan man kompensera med en metallstrip mellan de två reflektorerna. Ytvågornas hastighet är ju långsammare under ett metallskikt, och det motsvarar en fasfördröjning. Genom att variera bredden på stripen så kan man kompensera resten av filtret. Den totala avvikelsen i fördröjning kan på så sett minskas till några ppm (några grader). En strip av förlustmaterial kan användas för amplitudkorrigering. Reflektorerna kan alternativt bestå av metallstrip, för att få billigare tillverkning.



## IMCON

IMCON är en förkortning av IMpedance CONtrol. Man syftar här på en konstruktion som liknar RAC, med kontrollerade missanpassningar av impedansen. Skillnaden är att man här använder en tunn stålplåt, där man utnyttjar bulkvågor. De piezoelektriska omvandlarna sitter då utanför stålplattan.

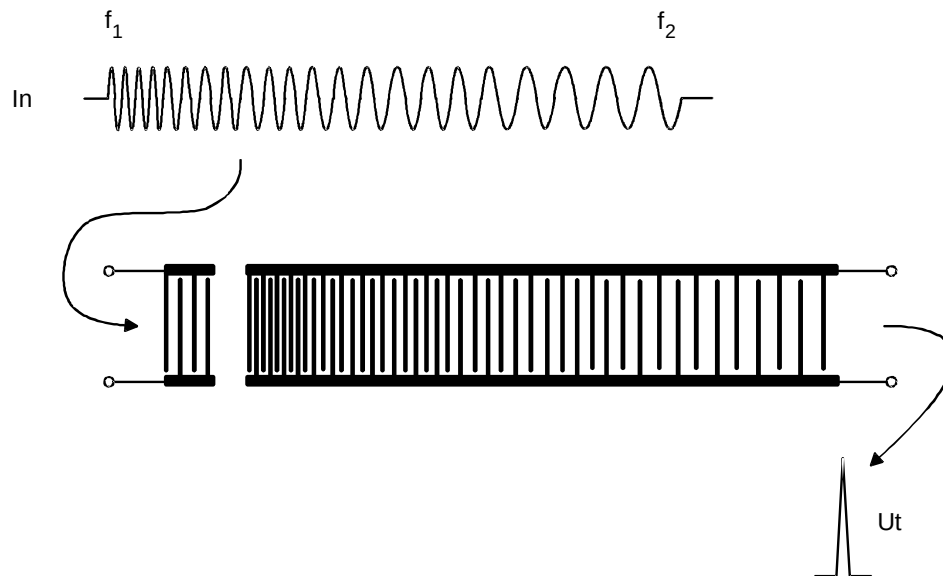


IMCON används då man vill ha en fördröjning större än  $50 \mu\text{s}$ , max  $600 \mu\text{s}$ . Nackdelen är att centerfrekvensen måste vara lägre än  $30 \text{ MHz}$  och bandbredden blir högst  $15 \text{ MHz}$ .

RAC används vid fördröjningar mindre än  $100 \mu\text{s}$ . Längre kristaller är svårt att få. Fördelen med RAC är bandbredder upp till  $500 \text{ MHz}$  med centerfrekvens upp till  $750 \text{ MHz}$  eller mer.

## Kompressor

Kompressorn är det SAW filter som komprimerar det expanderade frekvensspektrat. Den kan också kallas korrelator eftersom den jämför det inkommande svepet med sitt etsade fingermönster.

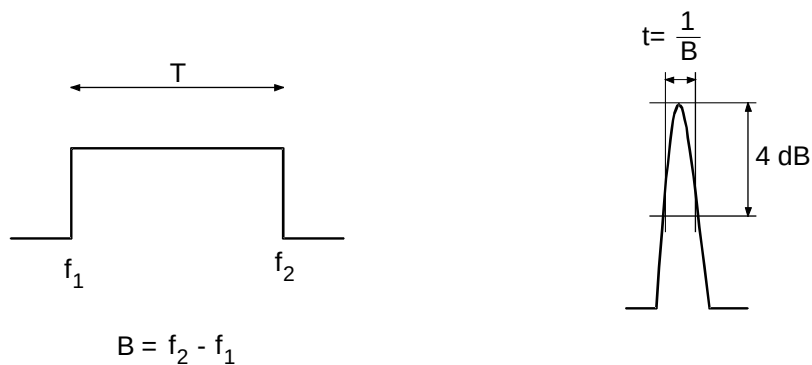


Det inkommande frekvenssvepet exciterar en ytvåg med samma frekvenssvep. Detta vågpaket fortplantar sig in under den högra omvandlaren. Vi får ingen utsignal förrän rätt frekvens har nått fram till rätt fingerpar, dvs. rätt fingeravstånd.

Om nu fingeravståndet varierar på motsvarande sätt som det inkommande frekvenssvepet, så når varje frekvensdel fram till sitt avstämde fingerpar vid samma tidpunkt. Vi får då en sammanlagd utsignal från samtliga fingerpar (delar av pulsen) under den korta tid som signalen passerar rätt fingerpar. Den långa svepta pulsen har alltså komprimerats till en mycket kort puls.

Ett filter som är anpassat till den inkommande signalens vågform kallas också för ett matchat filter.

## Process Gain



Den utsända signalen sveper, under tiden  $T$ , över frekvensområdet  $B$ . Mottagaren komprimerar pulsen så att effekten från varje frekvensdel adderas under en mycket kort tidsperiod. Den korta pulsen har längden  $t = 1/B$  mätt vid  $-4 \text{ dB}$  nivån.

Eftersom energin har samlats till en kort puls, så är effekten där mycket högre. Effektökningen (Process Gain) står i proportion till hur mycket pulsen har komprimerats.

Energin in = Energin ut

$$P_{\text{in}} \cdot T = P_{\text{ut}} \cdot t$$

$$\frac{P_{\text{ut}}}{P_{\text{in}}} = \frac{T}{t} = T \cdot B$$

eller  $G_p = 10 \log T \cdot B \quad \text{dB}$

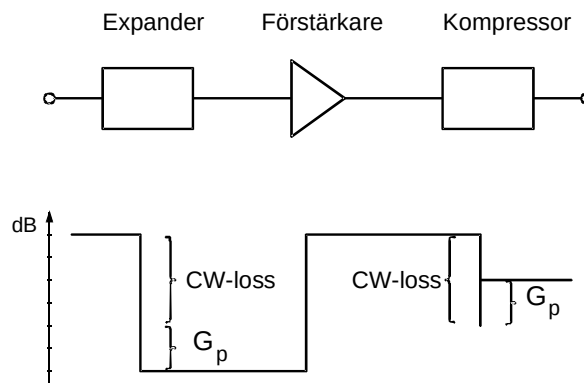
Omvandling i rak linje ger  $TB$  upp till 1000, dvs 30 dB. Lutande omvandlare används upp till 3000. Med RAC får man upp till 15 000, dvs över 40 dB gain.

## Signalnivåer

Ett chirpfilter har naturligtvis förluster. Dessa förluster anges för en kontinuerlig insignal (CW loss) och är vanligen 30 - 50 dB. Dessutom kommer expandern att minska signalnivån då den sprider ut spektrat.

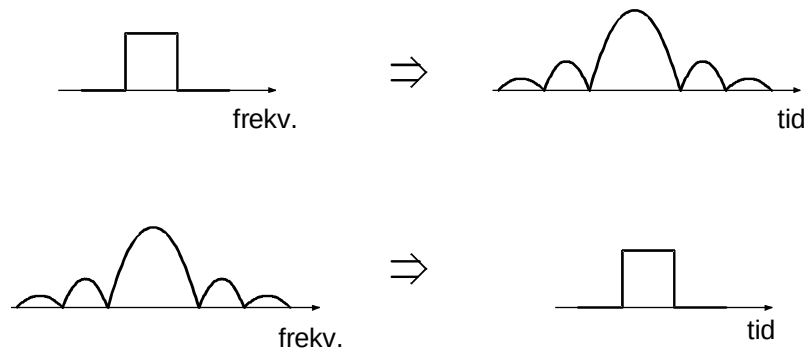
I mottagaren kommer kompressorn istället att öka signalstyrkan på den signal som är matchad.

Nivån kommer att minska respektive öka så mycket som man har process gain ( $G$ ), dvs 10 - 40 dB.



## Vägning

Eftersom frekvensspektrat är fyrkantigt så får pulsen i tidsplanet sidlobber (-13 dB). Därigenom minskas dynamikområdet i systemet. Ett starkt radareko kommer att med sina sidlobber dölja ett svagt eko.



Man kan minska sidloberna genom att amplitudväga, så att frekvenserna i början och slutet av svepet blir dämpade. I och med denna dämpning kommer emellertid signalerna inte att utnyttjas fullt. Det innebär en minskning av process gain med någon dB.

En annan nackdel med amplitudvägning är att huvudpulsen blir bredare. Bredare puls ger en sämre upplösning för radarn. Pulsen breddas 10 - 50 % beroende på vilket sidlobsförhållande man valt (18 - 45 dB).

Nackdelarna med dämpning av amplituden och breddning av pulsen kan undvikas genom att använda fsvägning istället. Amplituden hålls här konstant. Sändaren har en olinjär fördröjning i frekvenssvepet, och mottagaren har en motsvarande konjugatanpassad olinjäritet.

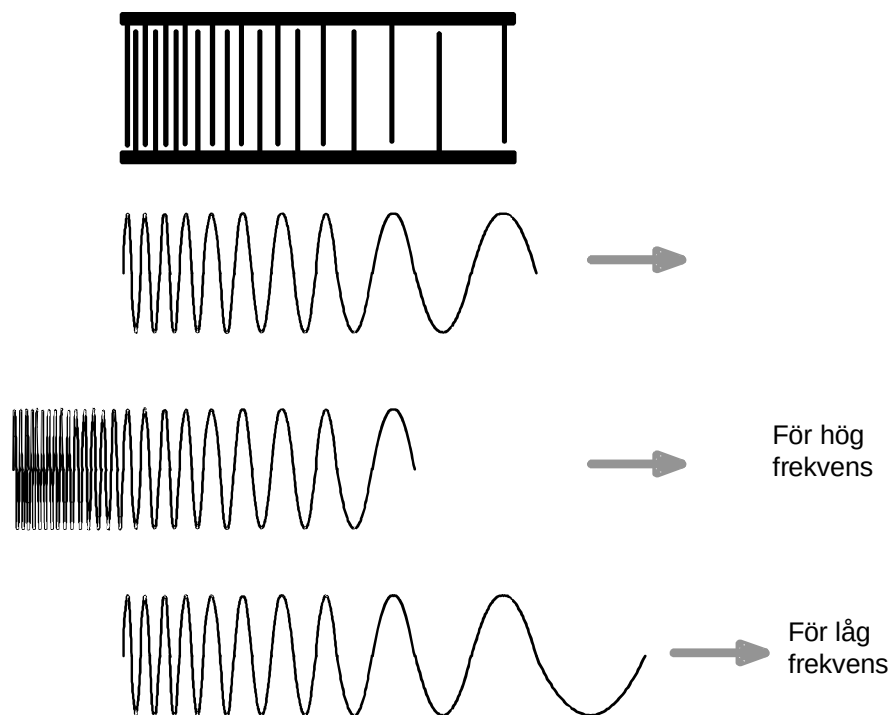
Med lämplig olinjäritet kan man få 30 - 50 dB sidlobsnivå utan någon försämring av signal/brus förhållandet. I praktiken endast några tiondels dB.

Nackdelen med olinjär FM är att den försämras kraftigt vid ökad dopplerförskjutning. Olinjär FM kan användas då dopplerfrekvensen är mindre än 1 % av bandbredden. Det linjära svepet klarar upp till 10 % av bandbredden.

Ofta används ett extra SAW-filter för själva vägningen, placerat efter kompressorn. Det kan samtidigt korrigera kompressionsfiltrets defekter i fas och amplitud.

## Doppler

Den dopplerrörelseförskjutning av frekvensen som uppstår vid en relativ hastighet försämrar pulskompressionsradarn. När frekvenssvepet förskjuts i frekvens kommer svepet att delvis hamna utanför det område som mottagaren är anpassad för.



Eftersom en del av svepet hamnar utanför kompressionsområdet så blir det effektiva svepet mindre. Det innebär att process gain blir lägre.

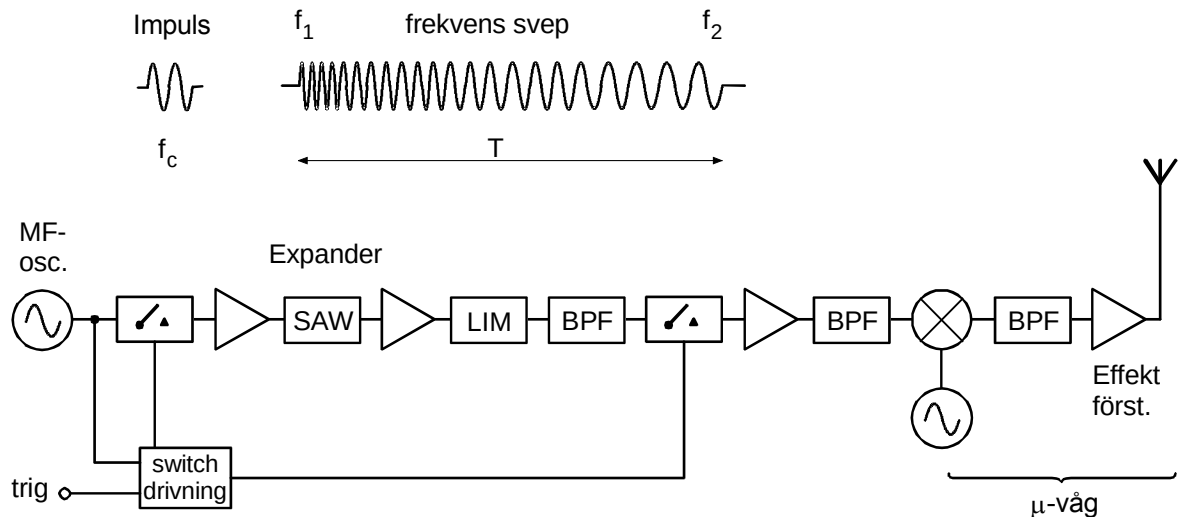
Ett dopplerskift på 10 % av bandbredden (ca 1,5 m/s) ger en minskning av signal/brus förhållandet på 0,2 dB, och en ökning av den komprimerade pulsbredden med ca 4 %. Sidloberna ökar från t.ex. 40 dB till 30 dB.

Dessutom ger dopplerrörelseförskjutningen ett fel i avståndsmätningen. Om svepet förskjuts mot högre frekvens, så ger kompressionsfiltret max utsignal innan pulsen helt kommit in under omvandlaren. Detta tidsfel motsvarar ett fel i avståndsmätningen.

Dopplerskift, LO drift och färfel från temperaturvariationer kan elimineras om man kan använda växelvis upp-chirp och ner-chirp.

## Chirp-radar sändare

Expandern är en dispersiv fördröjningsledning (chirp-filter). De flesta pulskompressionsradarna använder en  $T \cdot B$  produkt upp till några hundra, och en bandbredd mindre än 100 MHz.

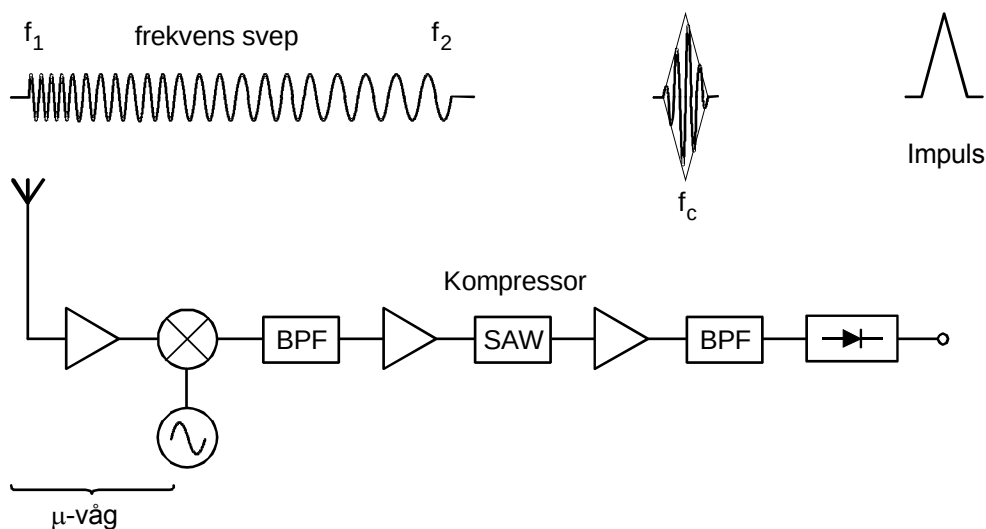


En impuls på ingången ger ett frekvenssvep på utgången. Impulsen kan vara en kort fyrkantpuls (10 - 15 ns) på 10 - 15 V. Man kan få ett effektivare spektra med en impuls på mellanfrekvensen, dvs expanderns centerfrekvens. MF-oscillatorn switchas då till under ett kort ögonblick. Genom att kombinera trigsignalen med MF-oscillatorn kan man få omkopplingen i nollgenomgången. Det ger ett renare spektra.

I sändardelen använder man ett filter utan vägning. Amplitudvägningen görs enbart i mottagaren, därför att det är svårare att få hög uteffekt med en linjär förstärkare. Amplituden ska alltså vara jämn. Men ofullkomligheter ger ett visst rippel i amplituden. En limiter används därför för att snygga till amplituden, och ett filter snyggar till spekrat. Sedan switchas frekvenssvepet för att få korta stig- och falltider.

Den svepta pulsen måste sen blandas upp till en lämplig mikrovågsfrekvens. Effektförstärkaren ger sen en så hög uteffekt som möjligt för att få stor räckvidd.

## Chirp-radar mottagare



I mottagaren använder man ett kompressionsfilter för att få en kort puls med hög amplitud. Kompressionsfiltret är en dispersiv fördröjningsledning med en frekvenskurva med motsatt lutning mot vad expandern hade. Den är alltså konjugatanpassad till sändaren.

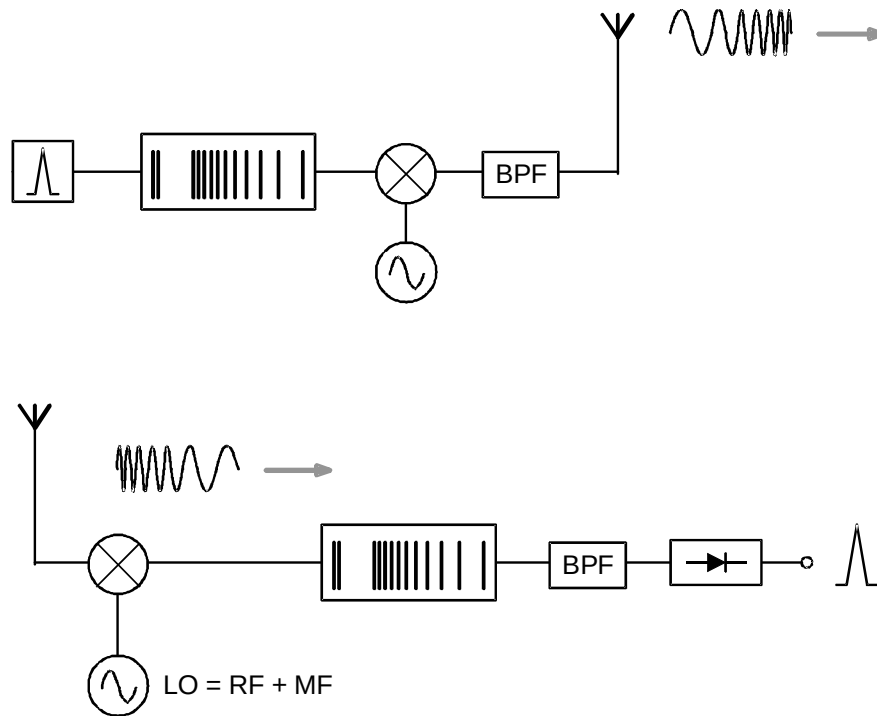
Först blandas signalen ner till samma MF som användes i sändaren. MF-förstärkaren ska vara linjär. Möjligen kan den vara limiterande för att begränsa dynamikområdet. Efter kompressionen går det däremot bra att använda logaritmisk MF-förstärkare.

Kompressionsfiltret kan vara amplitudvägt för att få låga sidlober, dvs stort användbart dynamikområde för målekona.

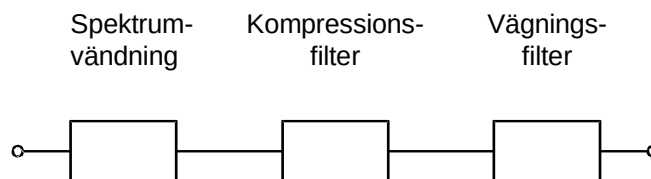


## Två lika chirpfilter

Istället för två olika lutningar kan man använda två identiska chirpfilter. Spektrat måste då vändas för att kunna komprimeras. Det kan man lätt göra vid nerblandningen. Det är bara att lägga LO-frekvensen på andra sidan om RF-signalen.

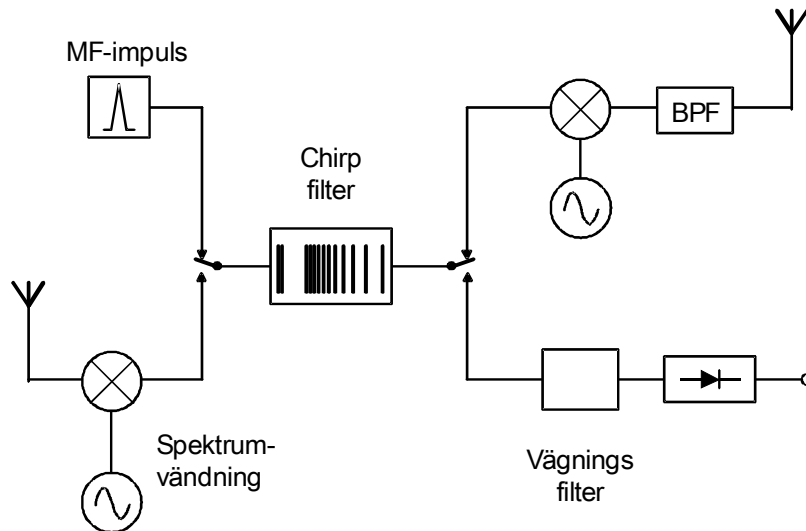


Mottagarens kompressionsfilter måste fortfarande amplitudvägas för att få låga sidlobber. Men man kan också göra vägningen separat efter kompressionen.



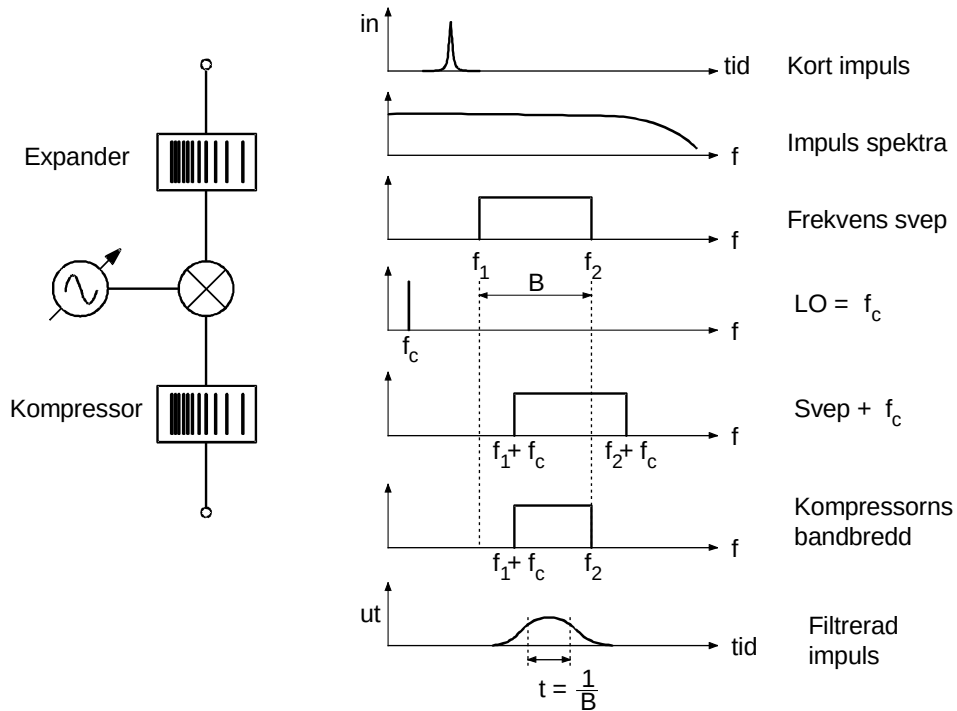
Att flytta ut vägningen till en separat enhet har den fördelen att man kan klara sig med endast ett chirpfilter. Eftersom både vägningsfiltret och kompressionsfiltret är linjära kretsar spelar det ingen roll om vägningen sker före eller efter kompressionsfiltret (DDL).

## Endast ett chirpfilter



Med separat spektrumvändning och vägningfilter kan man använda gemensamt chirpfilter för både sändning och mottagning. Det kan göra ett litet radarsystem billigare, speciellt då T·B produkten är mycket stor.

## Variabel bandbredd



Insignalen, det vill säga den korta impulsen, har ett stort frekvensspektra. Expandern släpper igenom en viss bandbredd  $f_2 - f_1$ . Frekvenssvepet förskjuts sen mot högre frekvens genom att addera  $f_c$ . Kompressorn har samma frekvensområde som expandern. Den del av spekrat som ligger ovanför  $f_2$  kan alltså inte passera. Bandbredden har således minskat så att den komprimerade impulsen är bredare på utgången än vad den var på ingången.

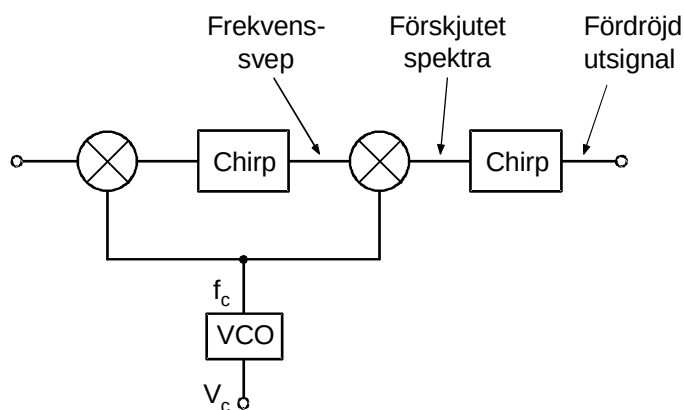
Bandbredden beror på hur mycket spekrat har förskjutits uppåt. Genom att variera  $f_c$  så får man ett variabelt bandpassfilter.

Man utnyttjar här det fenomen som för pulskompressionsradarn var en nackdel. Där försämrades ju prestanda av dopplerförskjutningen.

## Variabel Fördröjning



Ytvågorna som går mot omvandlaren har varierande frekvens (chirp). När svepet passerar under omvandlaren får man en stor utsignal i det ögonblick då svepet stämmer överens med fingermönstret. Om frekvenssvepet förskjuts mot högre frekvens så måste ytvågen vandra längre bort för att våglängd och fingeravstånd ska stämma överens och ge en puls ut. Man kan alltså få en fördröjning som står i proportion till hur mycket spektrat har förskjutits.



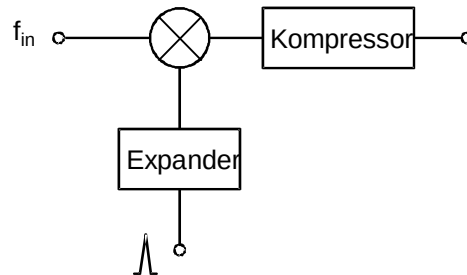
Från första chirpfiltret kommer ett frekvenssvep. Spektrat förskjuts genom att blanda med en oscillatorfrekvens i en mixer. Sen tar man bort svepet i nästa chirpfiltret, kompressorn. För att få ut- och insignal på samma frekvens, så måste man blanda med samma oscillator en gång till, fast åt andra hållet. Det görs i första mixern, men den kunde lika gärna ha placerats på utgången.

Utsignalens fördröjning står i proportion till oscillatorfrekvensen. Med en VCO kan man få en spänningsstyrd fördröjning. Dessutom är fördröjningen beroende av chirpfiltrets längd. Det är speciellt det andra chirpfiltret som är begränsande, eftersom det ska klara frekvenssvepet plus frekvensförskjutningen.

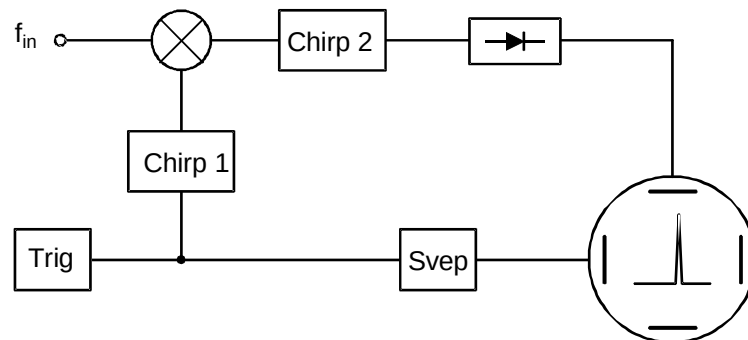
En  $2 \mu\text{s}$  puls kan kontinuerligt fördröjas med VCO spänningen, från  $15$  till  $45 \mu\text{s}$ .

## Kompressionsmottagare

## Compressive Receiver



En kompressionsmottagare består av två chirpfilter. En impuls expanderas först, för att sen komprimeras den till en impuls igen. Pulsen ut kan tidsfördröjas genom att förskjuta frekvenspaketet med  $f_{in}$ . Det är alltså samma grundprincip som för den variabla fördröjningsledningen, samt pulskompressionsradarn med dopplerskift.



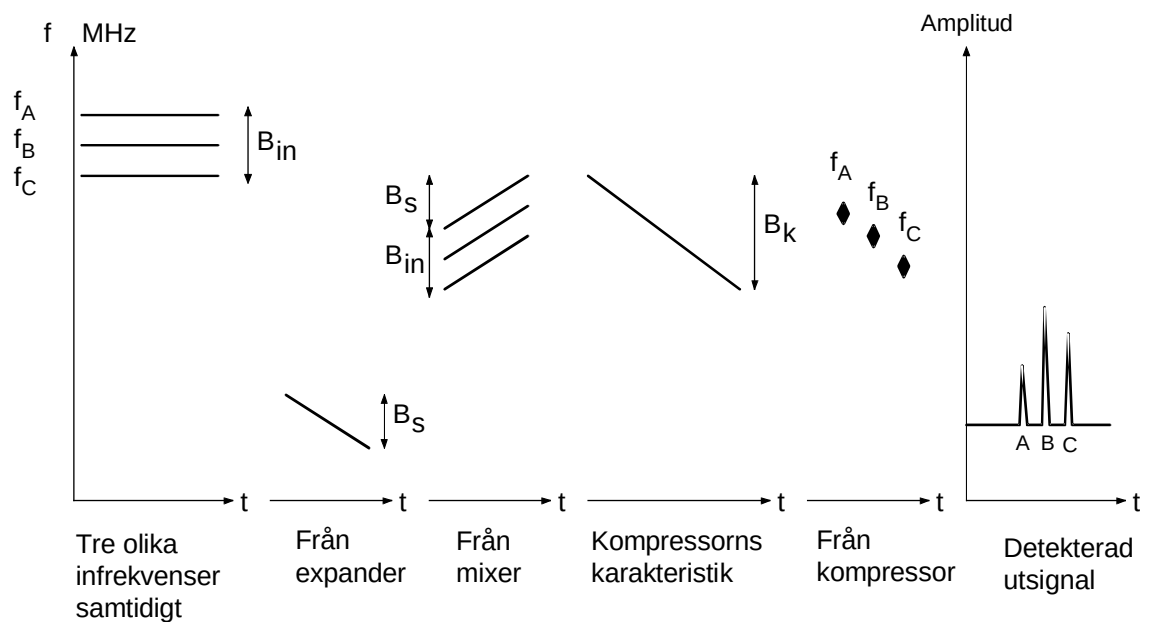
Den komprimerade pulsen detekteras och kopplas till exempelvis ett oscilloscope. Tidsfördröjningen för komprimerade pulsen, dvs oscilloscopets X-axel, kan graderas direkt i frekvens.

Om det finns flera samtidigt insignaler på olika frekvenser (CW och puls blandat), så bildas det flera pulser ut. En för varje frekvens, på olika X-avstånd.

Mottagaren har stor bandbredd på ingången och god upplösning i frekvens på utgången. Utsignalerna är korta pulser som ligger i serie. Det behövs mycket snabba kretsar för att ta hand om frekvensinformationen.

Compressive Receiver kallas den för att den använder dispersiv fördröjningsledning (chirpfilter) för att komprimera insignalen till en kort puls.

Microscan Receiver är ett annat namn, på grund av att ett mycket snabbt LO-svep (mikrosekunder) används för att FM-modulera insignalen.



Kompressorn ska ha en bandbredd så att den klarar dels frekvenssvepet  $B_s$  och dessutom det frekvensområde insignalen kan variera inom  $B_{in}$

Dvs  $B_k = B_s + B_{in}$

Med ett frekvensfönster på ingången som är lika stort som svepet, behövs en kompressor med  $B_k = 2 \cdot B_s$

Alternativt kan man använda en mindre kompressor och större frekvenssvep, dvs  $B_s = B_k + B_{in}$ . Huvudsaken är att varje insignal alstrar ett svep inom korrelatorns bandbredd.

Om LO-svepet är för litet kommer en mindre del av insignalen att komprimeras. Det ger mindre känslighet. Eller om man vänder på resonemanget: kompressionsmottagaren kan ta emot signaler utanför sitt band, fast med sämre känslighet.

## MHz området

Upplösningen i frekvens bestäms av bredden på de komprimerade pulserna. Pulsbredden beror i sin tur på den dispersiva fördröjningsledningens längd, dvs  $\Delta f = 1/T$ . Största längden på ett chirpfilter är ca 100  $\mu\text{s}$ . Det ger en upplösning på 10 kHz. I praktiken blir det lite sämre, beroende på vägningen för att minska sidloberna, samt hur själva frekvensdetekteringen är utformad. Ett mer typiskt värde är 25 kHz. Antalet frekvenser är max 1000 stycken.

## Mikrovåg

På mikrovåg önskar man så stor bandbredd som möjligt. Då får man nöja sig med en upplösning på ca 1 MHz. Det motsvarar fördröjningen 1  $\mu\text{s}$ . Men en RF-puls på 100 ns kommer då bara att fylla upp DDL till 10 %. Det ger 10 dB sämre känslighet. Upplösningen måste alltså väljas med tanke på den kortaste förväntade RF-pulsen.

## Logikkretsar

För att få en mottagare med stor bandbredd ska DDL ha stor bandbredd. Det ger allt kortare pulser ut. En bandbredd på 1 GHz motsvarar pulser på 1 ns. Om den pulsen förskjuts 1 ns visar mottagaren fel frekvens. Det ställs mycket stora krav på efterföljande logikkretsar, som alltså ska arbeta på GHz datahastighet.

## Pulsbredd

En kompressionsmottagare kan inte mäta pulsbredden direkt. Den mäter ankomsttiden och tiden då signalen upphör. Skillnaden är pulsbredden. För varje svep avgörs om det finns en signal. Tiderna anges alltså i sveptidens intervall. Pulsbredden blir därför också kvantiserad med sveptiden.

## Amplitud

Signalen integreras under sveptiden. Det betyder att kompressionsmottagaren inte kan mäta toppamplitud eller små variationer i amplituden.

## FM-svep

En typisk frekvenshoppande radio använder 25 kHz bandbredd, och hoppar inom ett 100 MHz område. Efter så lite som 2 ms hoppar radion till nästa frekvens. Kompressionsmottagaren måste alltså svepa 50 MHz/ms.

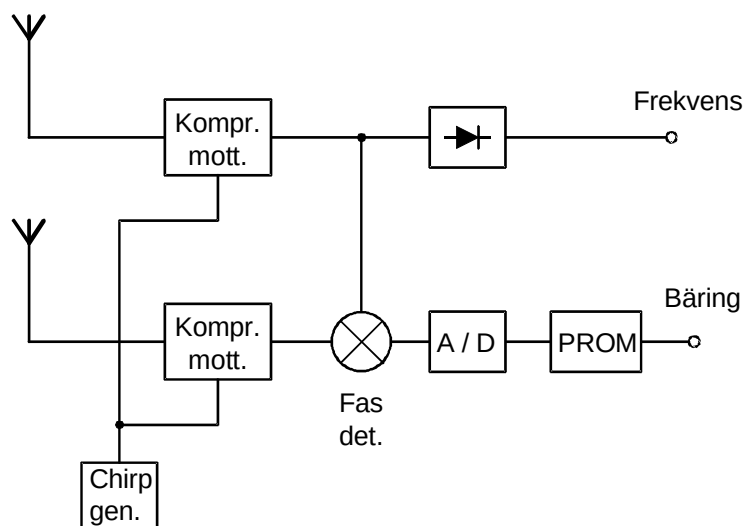
På mikrovåg önskar man sig större övervakningsområde, 500 MHz eller helst 1 GHz. Men det ska ske på ca 1  $\mu$ s. Svephastigheten blir då 500 MHz/ $\mu$ s. Ett frekvenssvep (chirp) kan man få på olika sätt.

1. Genom att excitera ett chirpfilter med en impuls.
2. Med en svepspänning till en VCO
3. Men en direkt digital synthesizer, DDS

Valet av chirp-generator beror på svephastigheten, frekvensområdet och den önskade linjäriteten. En radar med pulskompression behöver ett svep på mer än 200 MHz/ $\mu$ s. Det behövs då ett chirpfilter. Men det är svårt att få tillräckligt bra matchning till kompressorn. Dynamikområdet blir begränsat till 40 eller 50 dB.

DDS ger ett mycket linjärt svep, upp till 250 MHz brett. Svephastigheten kan väljas, från låg upp till 200 MHz/ $\mu$ s. Svepet kan finjusteras så att det blir mycket bra anpassning till kompressorn. Dessutom blir den mycket liten och billig. En kompressionsmottagare med en synthesizer som chirp-generator kan få 60 - 80 dB dynamikområde.

## Bäring

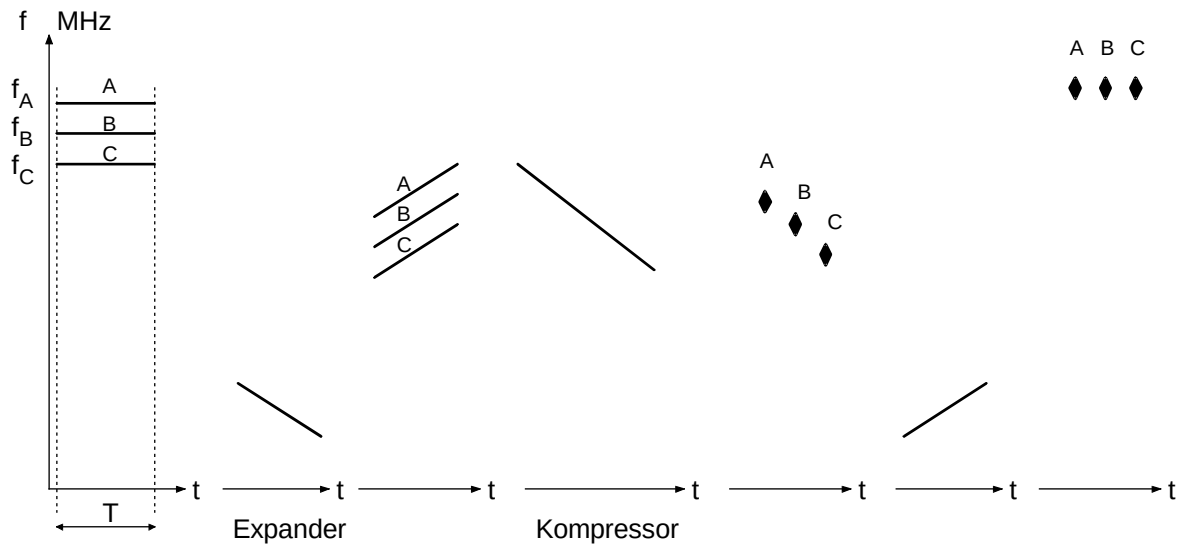


Med fasmätning mellan två antenner får man riktningen. Man använder här två lika kompressionsmottagare med gemensam chirp-generator, och gör fasmätningen strax före detektorn. På så sätt blir varje signal angiven med både frekvens och bäring. Eftersom frekvenshoppande radio åtminstone ligger still i bäring blir det då lättare att övervaka dem.

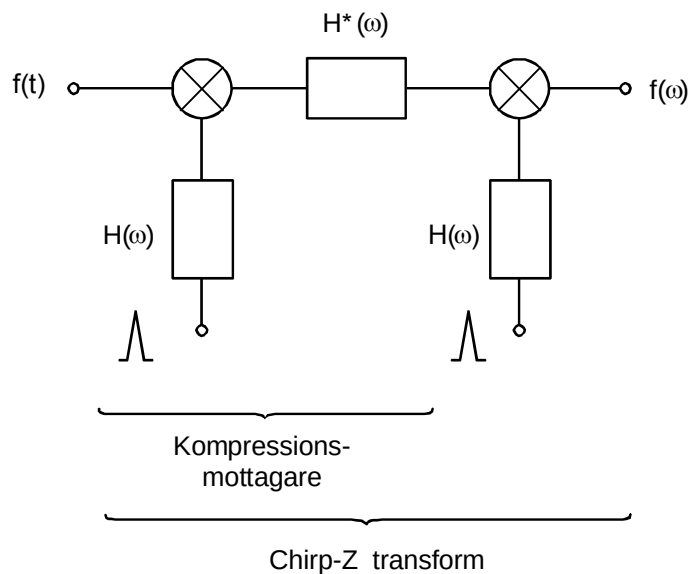


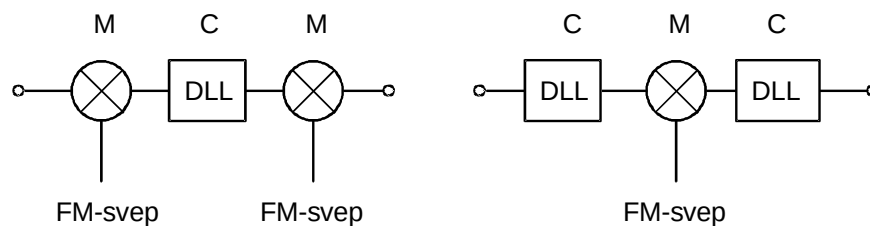
## Chirp-Z transformation

Ut från kompressionsmottagaren kommer komprimerade pulser. Tidsläget bestäms av infrekvensen. Tyvärr hamnar de olika pulserna på olika centerfrekvenser. Genom att addera ett svep med lämplig lutning, kan man få ut alla pulserna på samma frekvens.



Med ytterligare ett frekvenssvep till kompressionsmottagaren, får man både spektrats amplitud och dess fas. Det blir alltså en full transformering från tidsdomänen till frekvensdomänen. Denna Fourier-transformation kallas ibland Chirp-Z transformation.



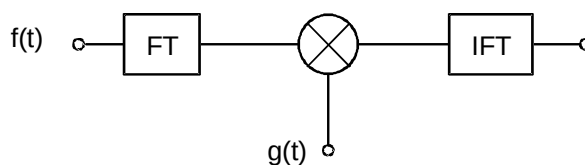


Det finns två sätt att få Fourier-transformation. Kompressionsmottagaren med frekvenskorrektion efteråt kallas MCM (Multiply Convolve Multiply).

Det andra sättet är korrektion före kompressionsmottagaren med en dispersiv fördröjningsledning (DDL). Den metoden kallas CMC (Convolve Multiply Convolve).

FM-svepet ska ha dubbelt så lång tid och dubbelt så stor bandbredd som chirpfiltren (DDL). Det betyder 4 gånger så stor TB produkt. Men för signalspaning på MHz området ( $C^3I$ ) kan man använda ett digitalt alstrat svep. Det gör CMC-metoden lämplig. MCM behöver ju en DDL som är dubbelt så lång som svepet.

## Adaptivt Filter



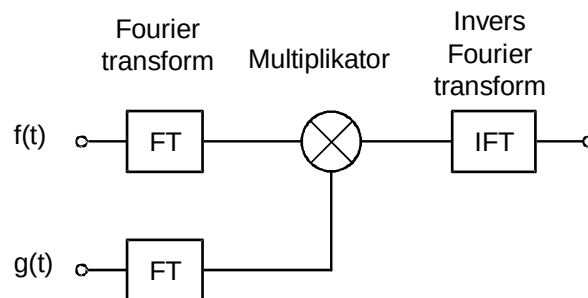
Man kan få ett bandpass filter genom att först fouriertransformera till frekvensdomänen. Där kan man med en switch plocka ut det frekvensområde som man är intresserad av. Det valda frekvensområdet transformeras sedan tillbaka till tidsdomänen.

Denna krångliga omväg har den fördelen att det är mycket enkelt att snabbt variera frekvens och bandbredd.

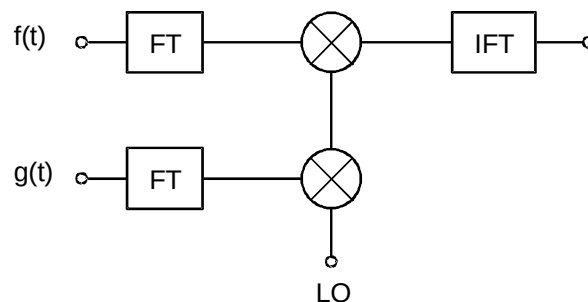
## Chirp Transform Correlator

## CTC

En radar behöver kunna separera och identifiera ett mål bland en mängd klutter. För att bäst undertrycka kluttret behöver man kunna ändra bandbredd, pulslängd och modulation beroende på situationen. Det behövs alltså ett matchat filter (korrelator) som kan programmeras efter önskad vågform.



Enligt signalteorin får man konvolution av två signaler genom att först Fourier-transformera de två signalerna, sedan multiplicera dess spektrum och slutligen en invers Fourier-transform av produkten.

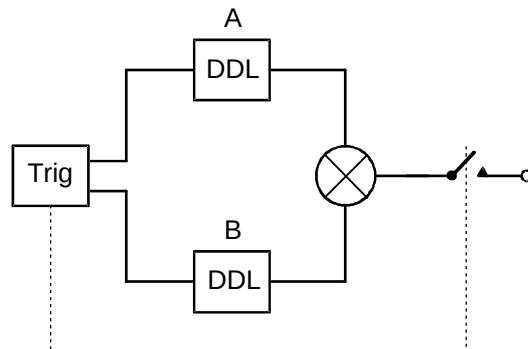


Om man vill ha korrelation istället för konvolution så tar man istället komplexkonjugatet av ena Fourier-transformationen. Spektrat inverteras med en mixer och en fast LO. Skillnadsfrekvensen har den önskade tidsvändningen.

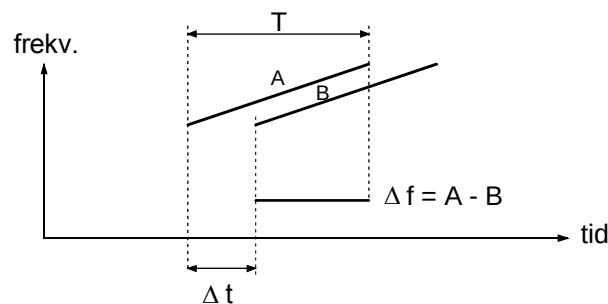
Om de två signalerna är lika så får man en korrelationstopp. Man kan alltså använda kretsen som ett matchat filter, där man lägger den önskade vågformen som referens på den ena ingången.

Nackdelen är att de två signalerna måste matas in samtidigt, dvs kretsen arbetar synkront. Fördelen jämfört med digital korrelator är att den klarar stora bandbredder och korta pulser.

## Hoppfrekvensgenerator



En hoppfrekvensgenerator kan konstrueras med två lika chirpfilter som triggas efter ett visst mönster.



Vardera chirpfiltert ger ett frekvenssvep ut. Om chirpfiltern är lika så blir svepen lika. När svepen blandas så får man en skillnadsfrekvens som är konstant. Frekvensens storlek beror på avståndet mellan triggningarna av svepen.

Utsignalen är en puls som är  $T - \Delta t$  lång. Vill man ha konstant pulslängd så kan man begränsa tiden med en switch. Vanligtvis väljs pulslängden till  $T/2$ . Man får då halva bandbredden och 50 % duty-cycle. Vill man ha kontinuerlig utsignal får man koppla till ytterligare en hoppfrekvensgenerator och köra dem varannan gång (interlaced).

En hoppfrekvensgenerator med chirpfilter kan täcka 500 MHz bandbredd. Pulslängden kan vara från några hundra ns till 10  $\mu$ s. Det motsvarar en mycket snabb hopp-rate, M hopp/sek. Spuriösnivån kan vara mindre än -30 dBc.

# Convolver

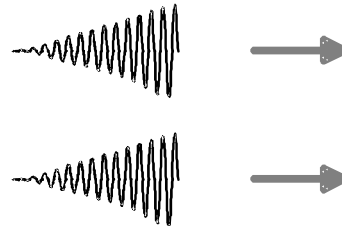
En convolver kan användas som ett programmerbart matchat filter. Den har stort process gain ( $>1000$ ), ganska stort dynamikområde (60 dB) och stor bandbredd (200 MHz). Dessutom är den liten och lätt.

Det går också att bygga matchade filter med digitala kretsar. Men för att få motsvarande prestanda behövs det en 10-bitars processor som kan göra  $10^{11}$  komplexa multiplikationer per sekund. Det är alltså i praktiken inget alternativ.

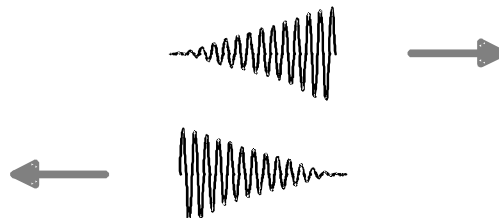
Convolvern kan dels användas i spread-spectrum mottagare med hög datahastighet och snabb synkronisering. Den kan också användas i mottagaren för faskodad radar. Ytterligare en användning är vid identifiering, IFF.

## Jämförelse

## Correlator - Convolver

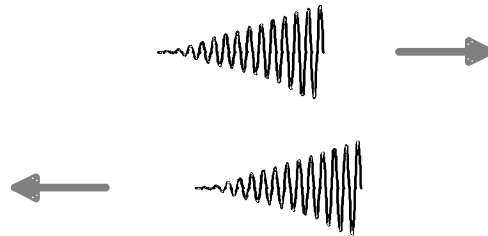


En correlator jämför två signaler som går åt samma håll. När de två signalerna ligger i fas får man en korrelationstopp som ett mått på likheten.



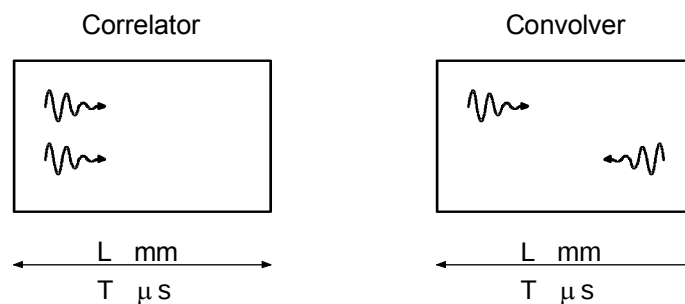
I en convolver går de två signalerna istället åt varsitt håll. Matematiskt kallas det för faltning (convolution).

Om man vänder ena signalen så får man en korrelation istället.



Vid ett visst tidsögonblick ligger de två signalerna i fas och man får en korrelationstopp.

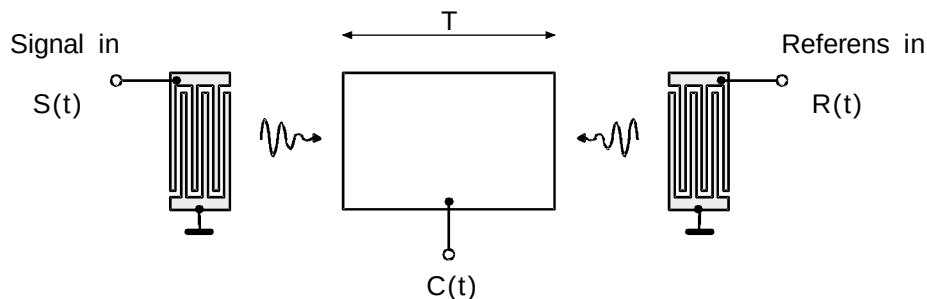
Convolvern går alltså att använda som ett matchat filter. Man får en utsignal, korrelationstopp, för den insignal som stämmer överens med signalen på andra ingången. På den andra ingången injicerar man då en tidsvänd kopia av den önskade signalen.



Det är en väsentlig skillnad mellan de två matchade filtren. Correlatorn måste mycket noggrant ställas in så att de två signalerna har samma fasläge.

Med convolvern räcker det att de två signalerna får plats inom det aktiva området  $L$ , dvs dess tidsfönster  $T$ . När signalerna möts överlappar de varandra och vi får en korrelationstopp.

## Princip



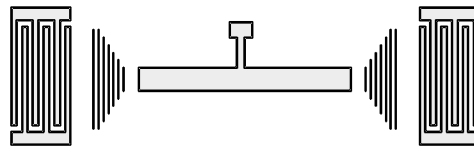
SAW-konvolvern bygger sin funktion på två ytvågor som går från varsin omvandlare för att sedan mötas. I varje punkt längs ytan blandas vågorna olinjärt. De olika produkterna summeras med hjälp av en metallskiva som täcker hela det aktiva området. Man får då det som i matematiken kallas faltningintegralen.

$$\int S(t) \cdot R(t - \tau) \quad d\tau$$

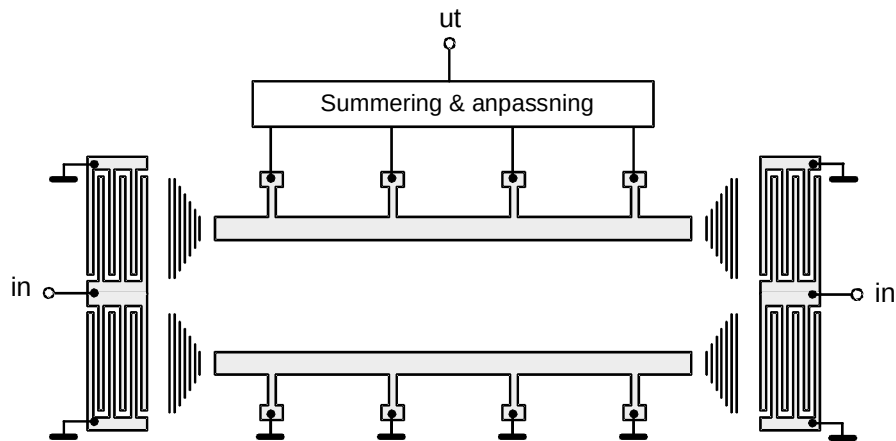
Multiplikation kan man få på två sätt. Antingen utnyttjar man den svaga olinjäritet som finns i ett piezoelektriskt material. Eller så kombinerar man ett piezomaterial med ett halvledarskikt, som ju har stark olinjäritet.

## Elastic Convolver

En elastic convolver använder den svaga olinjäritet som finns i det piezoelektriska substratet, vanligen Lithium Niobate. Eftersom olinjäriteten är svag måste den akustiska energin koncentreras till en så liten bredd som möjligt. Omvandlaren måste däremot ha en viss area för att få god verkningsgrad. Med en bred omvandlare måste man fokusera vågen med en lins (beam compressor). Linsen består av ett stort antal metallstrip mellan omvandlaren och det aktiva området i konvolvern. Man kan alternativt använda en smal och lång omvandlare. Olika fingerpar är då avstämde till olika frekvenser för att inte omvandlaren ska bli för smalbandig.



När väl vågen har fokuserats till några våglängders bredd når den fram till metalliseringen för utgången. Den breda utgångsstripen fungerar också som vågledare så att vågen hålls på plats. Utgångsstripen är ett mycket tunt metallskikt. Både förlusten och fasvridningen är stor för den elektriska utsignalen. Signalen kopplas därför ut på flera ställen längs ledningen för att sedan sammansättas. Summeringsnätet fungerar också som bredbandig anpassningskrets till utgången.

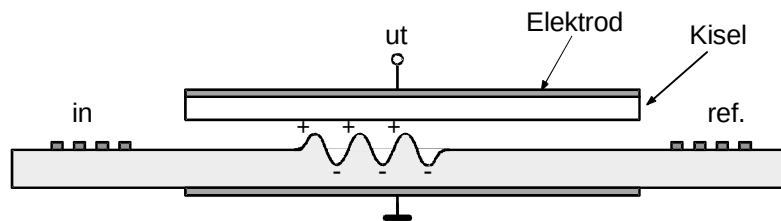


För att undertrycka reflektionerna från den motstående omvandlaren, så kan två convolver kopplas parallellt. I ena änden är omvandlarna kopplade i fas, och i andra änden är de kopplade i motfas. Återexcitering av vågor som når fram till motstående omvandlare kommer alltså att undertryckas. På det sättet förhindrar man att en tidsymmetrisk signal korrelerar med sig själv. Undertryckningen blir i praktiken ca 40 dB.



## Acousto Electric Convolver

De piezoelektriska materialen är mycket svagt olinjära. Man kan förbättra convolverns verkningsgrad genom att placera en tunn halvledarfilm, vanligen kisel, ovanför ytvågen.



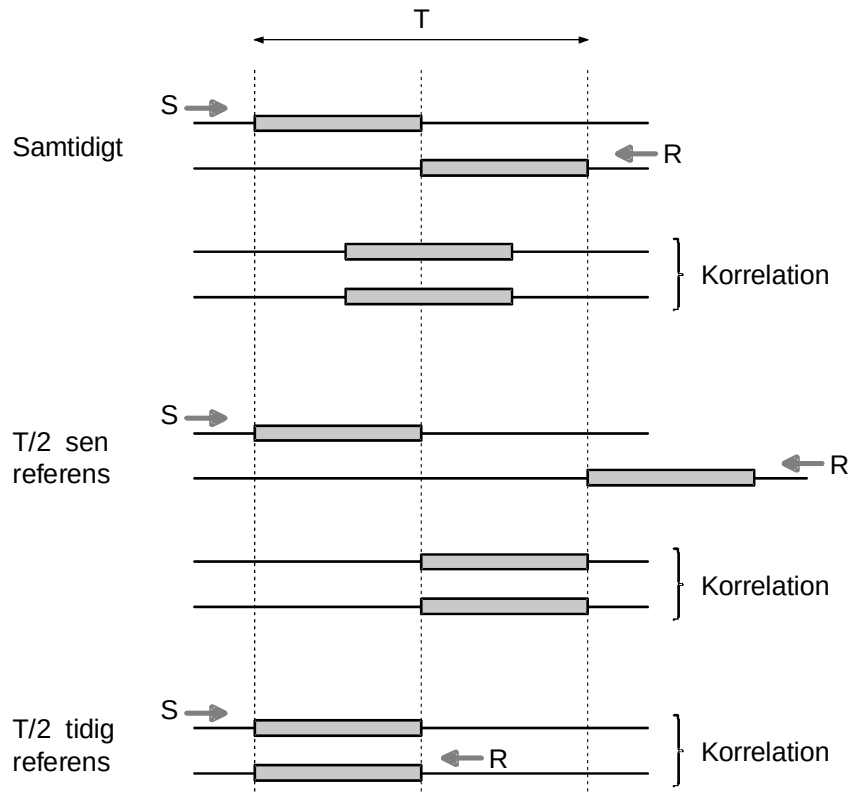
Det piezoelektriska materialet gör att ytvågorna alstrar elektriska fält. Fälten sträcker sig in i halvledaren och signalerna kommer då att blandas där. I varje punkt längs convolvern alstras blandprodukter i halvledaren. Dessa blandprodukter sammansätts, integreras, i metallfilmen som halvledaren är kopplad till.

Om man lägger ett halvledarskikt direkt på det piezoelektriska substratet, så kommer vågorna att dämpas. Det gör att convolverns längd (dvs signalens längd) i praktiken blir begränsad. Man låter därför ytvågsfältet koppla över ett litet luftgap till halvledaren. Luftgapet får inte vara för stort för då minskar convolverns verkningsgrad. Vanligen använder man 0,1 - 0,5  $\mu\text{m}$  luftgap. Det ger en lagom kompromiss mellan verkningsgrad och signallängd.

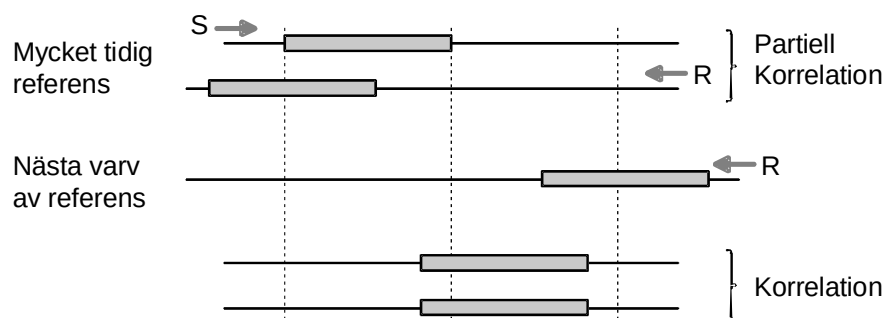
Den elastiska convolvern är visserligen billigare i tillverkning, men acousto-electric convolvern kan ge större tid-bandbredd produkt.

## Tidsfönster

Utsignalen är convolutionen (resp. correlationen) av de två insignalerna, under förutsättning att de finns inom det aktiva tidsfönstret ( $T$ ). Det kräver att signalavsnittet inte får vara längre än tidsfönstret. Om convolvern är dubbelt så lång som den förväntade insignalen så får man med säkerhet correlation.

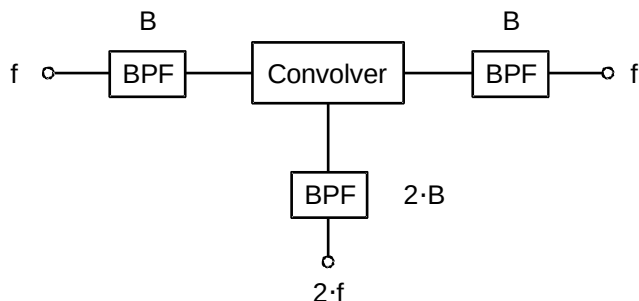


Signalerna behöver inte komma samtidigt. Ena signalen kan skilja så mycket som  $T/2$  utan att det gör något. Om referensen återkopplas så att den cirkulerar finns det en tillgänglig referens oavsett när insignalen kommer.



De tillfällen då referensen bara delvis befinner sig inne i convolvern ger endast partiell correlation. Dessa tillfällen kan lätt switchas bort utan förlust av information. Korrelation sker då istället på nästa varv av referensen.

## Utsignal



De två signalerna rör sig mot varandra. Den relativa hastigheten mellan dem blir då dubbelt så stor som den akustiska hastigheten. Det innebär att utsignalen bara är hälften så lång som insignalen. Tidsskalan har komprimerats till hälften. Denna tidskompression resulterar i att utsignalens centerfrekvens och bandbredd blir dubblerad.

Eftersom utsignalen ligger på dubbelt så hög frekvens som insignalerna, så är det lätt att filtrera bort överhörningen från ingångarna.

Kompression i tidsskalan kommer inte att förbättra radarns upplösning. Utsignalen är ju inte längre "real-time".

## Temperatur

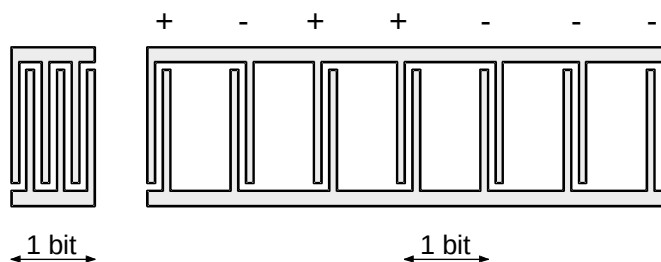
Både signal och referens vandrar längs samma akustiska ledning. Båda påverkas alltså av samma fasskift då temperaturen ändras. Convolvern kommer alltså att som matchat filter, vara okänslig för temperaturvariationer.

## Spurious

En signal reflekteras vid borten ändan av convolvern. Reflektionen kommer då att interferera med insignalen, dvs ge en convolution. Om signalen är tidssymmetrisk så bildas det alltså en korrelationstopp (self convolution). Det är denna störning som vanligen begränsar dynamikområdet. Har signalen ingen tidssymmetri blir självkorrelationen undertryckt med lika mycket som Process Gain.

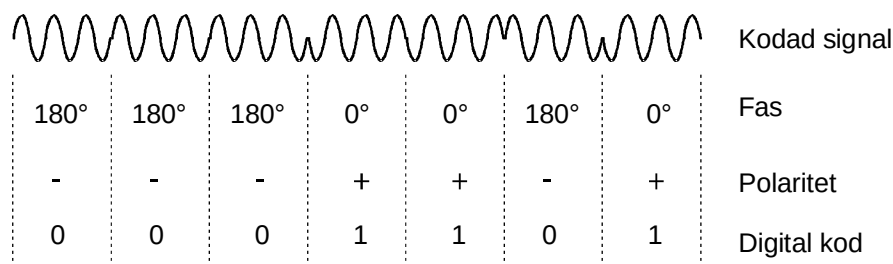
# Faskodning

Ett SAW filter kan lätt faskodas genom att vända på fingerparen längs ytvågens gångväg.



Omvandlaren på ingången matas med en kort impuls. Ett vågpaket kommer då att röra sig mot utgången. När vågorna passerar första omvandlaren alstras en utsignal därifrån. Sen passerar vågpaketet nästa omvandlare och alstrar en utsignal där. Men om fingerparen är omkastade så kommer också fasen att vara omkastad. Den tredje omvandlaren har fingrarna orienterade som den första. Utsignalen får då motsvarande fasläge. De olika fingerparen på utgången är separerade 1 bit, dvs lika långt som ytvågspaketet (ingångsomvandlaren) är bred

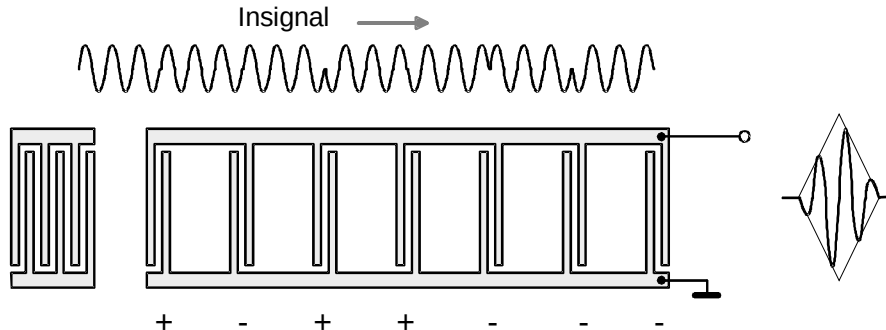
Resultatet är att utsignalen blir fasmodulerad när vågpaketet passerar omvandlarna på utgången. Eftersom fasen hoppar mellan två faslägen ( $0^\circ$  och  $180^\circ$ ) så är det en bifas modulering (BPSK = Bi Phase Shift Keying).



Figuren visar en 7-bitars Barkerkod, men andra koder kan göras lika lätt. Det är bara att vända fingerparen på lämpligt sätt. Även andra kodlängder går bra. Den längsta koden som får plats längs kristallen är i storleksordning 256 bitar. Men vanligtvis används ganska korta koder i radarsammanhang. Omvandlaren på ingången har så många fingerpar som det ska vara halvperioder per bit i koden. Den kan också vara amplitudvägd (apodized) så att den blir anpassad till MSK signaler.

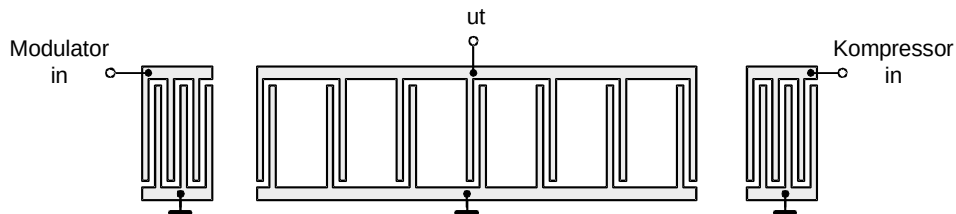
## Korrelator

I mottagaren behövs en krets som känner igen den valda bifaskoden. Man använder här ett motsvarande SAW-filter som korrelator.



Den långa fasmodulerade insignalen vandrar längs utgångsomvandlarna. Det alstras både positiva och negativa signaler samtidigt, dvs nettoeffekten blir noll. Vid ett kort tidsögonblick (1 bit) alstras samtliga fingerpar samma polaritet. De fasvända signaldelarna passar precis in under de fasvända fingrarna. Utsignalen blir då mycket kraftig under kort tid.

Vid kodgenereringen kommer signalen från det närmaste fingerparet att sändas ut först. Vid mottagningen ska den delen av koden hamna längst bort, så att efterföljande pulståg samtidigt får plats i korrelatorn. Mottagaren ska alltså ha ett i tiden spegelvänt SAW-filter.

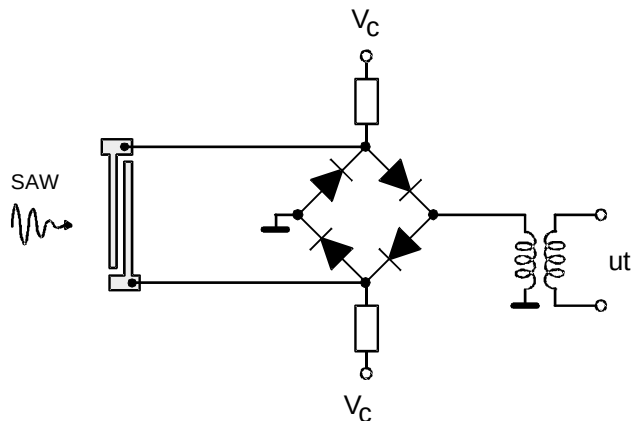


Ett annat sätt är att använda samma område med fingerpar, men alstra ytvågor från varsitt håll.

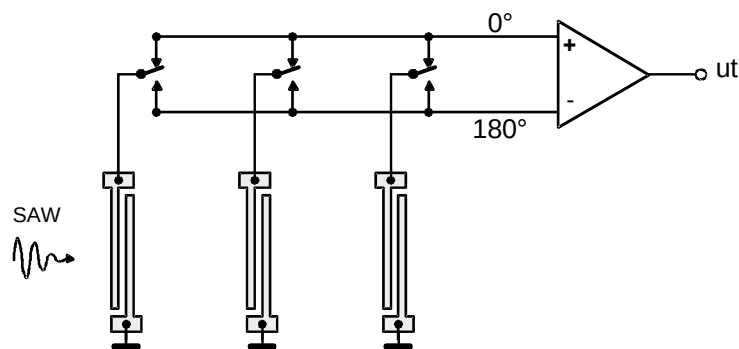
En nackdel med faskodning är att korrelatorns effektivitet begränsas av dopplershifningen. Ett dopplerskift är en fasförskjutning. 10 kHz motsvarar  $10^4 \cdot 360^\circ$  per sekund, eller  $3,6^\circ/\mu\text{s}$ . En lång puls ger de olika delarna olika fasvridning, så att de inte adderas helt i fas i korrelatorn. Utsignalen blir alltså lägre ju större dopplern och pulslängden är.

## Programmerbar kod

Koden bestäms av hur de olika fingerparen är vända. Med en switch på varje fingerpar kan man välja vilken polaritet som ska kopplas ut för varje bit. Man kan då elektroniskt ändra koden mycket snabbt. Själva switchen kan se ut på olika sätt. Ett sätt är att använda PIN-dioder i en transferkoppling.



Med  $V_c$  positiv kopplas övre delen (första fingeret) till utgången, och undre delen (andra fingeret) till jord. Då  $V_c$  är negativ kopplas istället första fingeret till jord och andra fingeret till utgången. Det är detsamma som att vända polariteten på RF signalen, dvs  $180^\circ$  fasskift.



Ett annat sätt är att jorda ena fingeret hela tiden. Det andra fingeret switchas då till två olika vägar, den ena i fas och den andra fäsvänd. Fäsvändningen sker i den gemensamma differentialförstärkaren.

Omkopplarna kan byggas med Dual-Gate FET, bipolära transistorer eller dioder. Koden kan då mycket snabbt ändras till valfritt utseende.

## Pulskompression

Radar med pulskompression har vanligen använt chirpfilter för att få ett frekvenssväp. I mottagaren har ett motsvarande chirpfilter då använts för att få en kort korrelationstopp. Den långa pulsen har så att säga komprimerats till en kort puls.

Ett annat sätt att koda utsignalen är att hoppa med fasen efter ett visst mönster. Mottagaren har då en korrelator med motsvarande faskod, så att en komprimerad kort puls erhålls.

Den korta pulsen får tyvärr ringningar (sidlobber) på båda sidor. Dessa sidlobber kan dölja ett intilliggande svagare eko. Vanligen används Barker-koder för att få en radarpuls med små sidlobber.

Kodlängd	Kod	Sidlob
2	+ - , ++	6 dB
3	++-	9,5
4	++-+ , +++-	12
5	+++--	14
7	+++--+-	16,9
11	+++---+---	20,8
13	+++++---+---	22,3

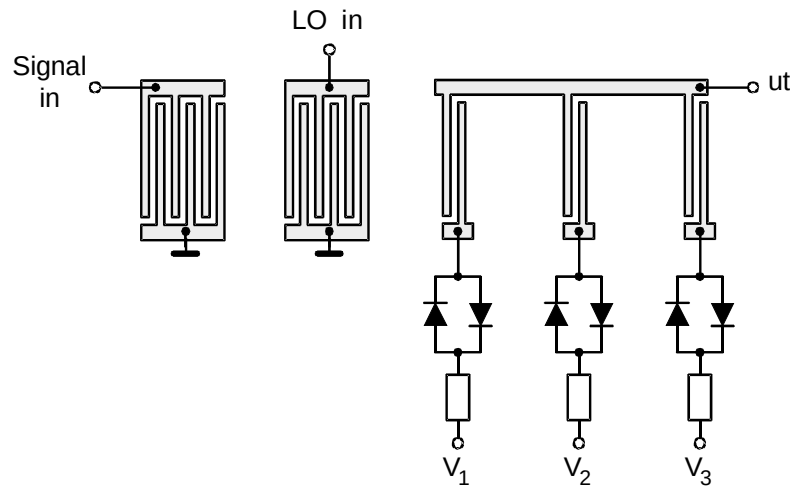
Det finns endast ett begränsat antal Barker-koder, och dom är dessutom ganska korta. Bitlängden är vanligen 0,1 - 6  $\mu$ s. Ett annat alternativ är att använda två komplementära koder. Två sådana koder har sidlobber med motsatt fas. Korrelationstopparna adderas, men sidlobberna tar ut varandra helt. En annan fördel är att man kan få ganska långa komplementära koder. En nackdel med den faskodade signalens matchade filter är att den är känslig för doppler-förskjutning.

En annan viktig applikation är korrelering vid "Spread Spectrum". Här är det fråga om mycket långa koder. SAW korrelatorn kan endast innehålla en ganska kort kod. När den känner igen en viss koddel ger den en synkpuls till mottagarens långa kod. Det gör att mottagaren mycket snabbare kan ställas in.

Den faskodade korrelatorn är mindre, billigare och har mindre effekt-förbrukning än den helt digitala korrelatorn, eller den analoga SAW convolvern. Den klarar dessutom kodhastigheter upp till 100 Mb/sek.

## Kodning med blandprodukter

Ytterligare ett sätt att konstruera ett programmerbart filter är att använda ett blandningsförfarande.



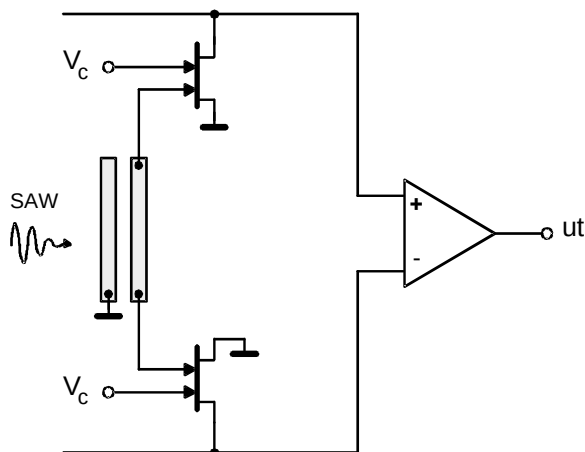
Två olika ytvågor alstras samtidigt av de två omvandlarna på ingångsidan. Den ena omvandlaren matas med insignalen och den andra matas med en fast lokaloscillator. De båda ytvågorna alstrar elektriska signaler i omvandlarna längs vågens gångväg. Dessa signaler blandas i dioderna på respektive utgång. Man tar alltså vara på summa- och skillnadsfrekvenserna.

Dioderna förspänns med en fast DC-spänning så att arbetspunkten flyttas in till det olinjära området för den ena av de två motställda dioderna. När arbetspunkten flyttas in i det olinjära området så ökar amplituden på blandprodukterna. Man kan alltså reglera signalstyrkan på de olika utgångarna var för sig (amplitudväga). Man kan också vända på polariteten på förspänningen. Då kommer istället den andra dioden, som är vänd åt andra hållet, att leda. Genom att vända diodfunktionen så kommer fasen på blandprodukterna att vändas 180°.

Ett transversellt filter byggt enligt den principen kan snabbt variera bandbredden, t.ex. från 0,1 till 1,0 MHz. Filtrets centerfrekvens kan ändras med lokaloscillatorn helt oberoende av vägningen på utgången.



## Styrning med Dual-Gate FET



En variant av amplitud- och fasvågning utnyttjar Dual-Gate FET. Omvandlaren kopplas till ena gaten. En styrsänning på andra gaten ställer in aktuell förstärkning. Det icke önskade fasläget dämpas istället.

Omvandlaren kopplar till två transistorer. Den ena för att ge fasvänd signal ut via differentialförstärkaren. Varje transistor har en styrgate för att ställa in amplituden. Med en av transistorerna avstängd kan man få positiv respektive negativ signal med variabel amplitud. Genom att använda båda transistorerna i differentiell mode, kan man få ett ganska stort dynamikområde, 40dB.

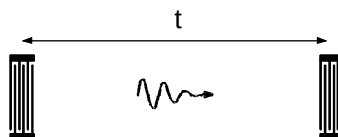
Ett programmerbart transversellt filter kan användas som ett matchat filter eller som ett adaptivt filter för undertryckning av interferens. Den kan kopplas som bandpass eller bandspärr filter. Bandbredden kan vara upp till ca 20 MHz.

Med 16 vägd omvandlare till samma differentialförstärkare kan man få ett bandpass filter med 12 MHz bandbredd avstämbart inom 200 - 300 MHz.

## Sammanställning

### Fördröjning

Upp till 100  $\mu$ s



### Filter



Bandbredden kan vara 0,1 - 50 % beroende på antalet fingrar. Med vägning kan man få filtrets sidlobar undertryckta 30 - 60 dB.

### Resonator



En resonator kan få mycket högt Q-värde (10 000 - 50 000). Bandbredden blir då så liten som 0,01 - 0,25 %

### Oscillator

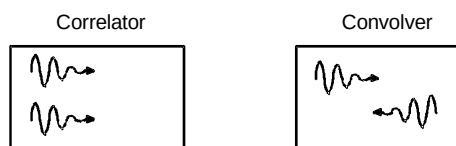
SAW-oscillatorn svänger på sin grundfrekvens upp till ca 1,5 GHz. Jämfört med mindre än 100 MHz för en kristall-oscillator.

### Chirp filter



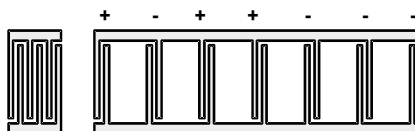
Används till pulskompression i radar, kompressions-mottagare och signal-processing (t.ex. fourier transformation).

### Convolver



Används som matchat filter. Behöver inte samma noggranna tidsinställning som en correlator.

### Faskodning



BPSK modulering används till pulskompression i radar. Koden kan vara programmerbar.