

## **9. Quarzfilter und Oberflächenwellenfilter (SAW)**

### **9.1 Quarzfilter**

#### **9.1.1 Einführung**

Zum ersten Mal wurde 1927 in einem US-Patent der Einsatz von Schwingquarzen als Selektionselemente in Filtern vorgeschlagen. 1934 erschien ein Artikel von Mason mit dem Titel "Electrical Wave Filters Employing Quartz Crystals as Elements", der auf der Basis der Wellenparameter-Theorie die Grundlagen für den Entwurf von Quarzfiltern legte, die er später in seinem Buch "Electromechanical Transducers and Wave Filters" verbreitete.

In Deutschland erfolgten erste Veröffentlichungen über Quarzfilter 1937, sie wurden gekrönt von dem Buch "Siebschaltungen mit Schwingquarzen" von Werner Herzog, das im Jahre 1949 erschien und mehrere Jahrzehnte das Standardwerk auf diesem Gebiet darstellte. Das Pendant im französischsprachigen Raum stellt das 1953 erschienene Buch von Indjoudjian und Andrieux "Les Filtres à Cristaux Piezo-Electriques" dar.

Die klassische Form sind diskrete Quarzfilter mit einzelnen Quarzvibratoren. Diese Form wird heute nur noch für Sonderfilter für spezielle Anwendungen eingesetzt. Monolithische Filter erschienen in den sechziger Jahren auf dem Markt. Die Möglichkeiten der Miniaturisierung sowie ihre kostengünstige Fertigung haben dazu geführt, daß diese Filter heute ca. 80 % aller Quarzfilter darstellen.

Oberflächenwellenfilter (OFW-Filter, englisch: surface acoustic wave filters (SAW)) basieren zum Unterschied zu den bisherig genannten Filtern mit Volumenellen-Resonatoren auf Oberflächenwellen-Bauelementen. OFW-Filter werden seit Ende der siebziger Jahre industriell gefertigt, zunächst für Fernseh-ZF-Filter, in den letzten Jahren zunehmend als hochfrequente Empfänger-Eingangsfiler im 450 MHz- und 900 MHz-Bereich und künftig auch im 1,8 GHz-Bereich.

Auf filtertheoretischem Gebiet hat sich die Betriebsparametertheorie durchgesetzt. mit deren Hilfe der rechnergestützte Filterentwurf exakt prognostizierbare Ergebnisse liefert (Lit. [1], [21]). Für Quarzfilter sind jedoch die theoretischen Grundlagen über eine Vielzahl von Einzelliteraturstellen verstreut. Ausführlicher werden Quarzfilter im Buch von Zverev und in der Monografie von Kinsman behandelt (Lit.[2]). Eine gute Übersicht über die Anwendung von Quarzfiltern gibt der Leitfaden DIN IEC 368 Teil 2-1 und die DIN EN 167000 (Lit.[3],[4]), über OFW-Filter der Leitfaden (DIN) IEC 862 Teil 2 (Lit.[5]).

#### **9.1.2 Technologien von Quarzfiltern**

Die einfachsten Filter sind Tiefpaß- und Hochpaßfilter. Hier werden Quarze jedoch nur sehr selten eingesetzt, um die Filterflanken im Übergangsbereich zu versteilern. Da Resonanzfrequenz und Antiresonanzfrequenz bei Schwingquarzen relativ eng beieinanderliegen, beschränkt sich die Wirkung der einzelnen Quarze nur auf kleine Teilbereiche eines solchen Filters. Hauptsächlich findet man Quarzfilter als Bandpässe und zu einem kleineren Teil auch als Bandsperren.

### 9.1.2.1 Diskrete Quarzfilter

#### 9.1.2.1.1 Bandfilter in Brückenschaltung

Diskrete Quarzfilter sind elektrische Netzwerke bestehend aus einzelnen Quarzvibratoren sowie Spulen und Kondensatoren. Die gängigste Schaltungsform ist die Brückenschaltung. Ihre allgemeine Grundform ist die symmetrische Vollbrücke nach Bild 9.1. Für Quarzbandfilter wird fast immer die elektrisch äquivalente Differenzbrückenschaltung verwendet, wobei in den Zweigen  $Z_A$  und  $Z_B$  jeweils ein oder mehrere Quarze liegen und für höhere Selektion meist mehrere Stufen hintereinander geschaltet werden (Kaskadenschaltung). Die Differenzübertrager werden meist als abgestimmte Parallelresonanzkreise betrieben.

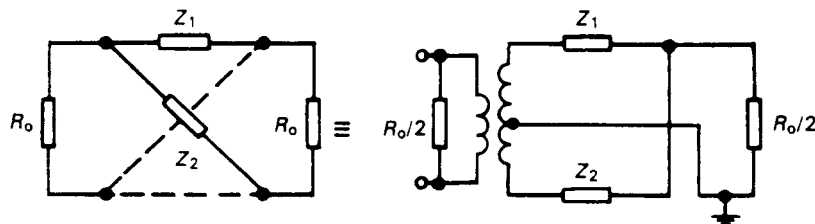


Bild 9.1: Brückenfilter: Symmetrische Vollbrücke und Differentialbrücke (aus [3])

Bild 9.2a zeigt diese sogenannte Schmalbandausführung. Die maximale Filterbandbreite ist durch das Kapazitätsverhältnis  $C_0/C_1$  der Filterquarze begrenzt.

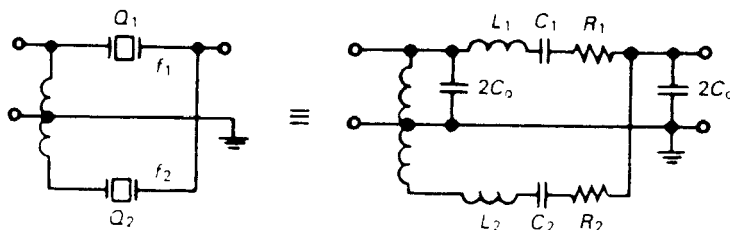


Bild 9.2a: Schmalband-Quarzfilter als einstufige Differentialbrücke (aus [3])

Für Filter größerer Bandbreite ist zur Neutralisierung der statischen Kapazität eine Spule parallel zu dem Quarz geschaltet. Alternativ dazu kann auch eine Spule in Reihe zum Quarz geschaltet werden, wodurch die Resonanzfrequenz herabgesetzt wird, was einer Erhöhung des  $C_1$  entspricht. In beiden Fällen kann die gemeinsame Induktivität in beiden Zweigen "herausgezogen" werden und in den Differenzübertrager absorbiert werden (Bild 9.2b).

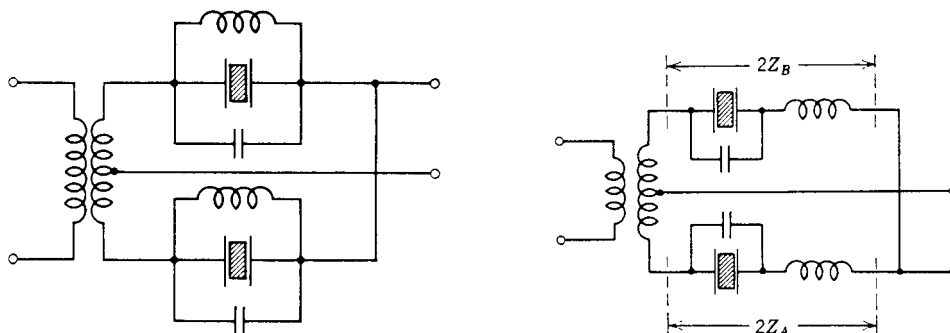


Bild 9.2b: Breitband-Quarzfilter mit Parallel- bzw. Serieninduktivitäten (aus Zverev [2])

Mit Quarzbrückenfiltern läßt sich die größtmögliche Vielzahl an Filtercharakteristiken und der weitestmögliche Bandbreitenbereich realisieren.

### Dimensionierung eines einstufigen Quarzbrückenfilters

#### *Betriebsdämpfung*

Die allgemeine Beziehung zwischen den Blindwiderständen  $Z_a=X_1$ ,  $Z_b=X_2$  in den beiden Brückenzweigen und der Betriebsdämpfung  $a_B$  ist

$$a_B = 20 \lg \sqrt{1 + \left( \frac{1+X_1' X_2'}{X_2' - X_1'} \right)^2} \quad (1)$$

Dabei sind die Reaktanzen  $X_i$  auf den Abschlußwiderstand der Vollbrücke  $R_T$

bezogen (genormt):  $X_i' = \frac{X_i}{R_T}$

Bei einer Brückenschaltung gelten die Regeln:

- Durchlaßbereich bei  $\text{sgn}(X_1') \neq \text{sgn}(X_2')$
- Sperrbereich bei  $\text{sgn}(X_1') = \text{sgn}(X_2')$
- Nullstellen der Dämpfung bei  $X_1' X_2' = -1$
- Polstellen der Dämpfung bei  $X_1' = X_2'$

#### *Betriebsphase*

Die allgemeine Beziehung zwischen den genormten Blindwiderständen  $X_1'$ ,  $X_2'$  in den beiden Brückenzweigen und der Betriebsphase  $\varphi_B$  ist:

$$\varphi_B = \arctan \frac{X_1' X_2' - 1}{X_1' + X_2'} \quad (2)$$

#### *Abschlußwiderstand*

Im allgemeinen wird der Abschlußwiderstand  $R_T$  so gewählt, daß die Dämpfungs-Nullstelle bei der Mittenfrequenz  $f_m$  liegt, d.h.  $X_1 X_2 = -R_T^2$ . Daraus folgt

$$R_T = \sqrt{-X_1(f_m) X_2(f_m)} \quad (3)$$

#### *Näherungsformeln zur Dimensionierung (Lit. [19])*

Die Bandbreite  $BW = f_o - f_u$  eines einstufigen Brückenfilters ergibt sich aus dem Abstand von Serienresonanzfrequenz  $f_s$  und Parallelresonanzfrequenz  $f_p$  der Filterquarze. Schmalere Bandbreiten werden durch Zuschalten einer Parallelkapazität  $C_p$  zum Quarz- $C_0$  erreicht.

Für den einfachsten Fall eines symmetrischen Dämpfungsverlaufs ohne (endliche) Polstellen und mit der Dämpfungsnullstelle bei der Mittenfrequenz  $f_m$  ergeben sich folgende einfachen Formeln:

	<i>Filter mit 1 Quarz</i>	<i>Filter mit 2 Quarzen</i>
Bandbreite $BW = f_o - f_u$	$= f_p - f_s = f_s [C_1 / (C_0 + C_p)]$ (4)	$= 2(f_p - f_s) = 2f_s [C_1 / (C_0 + C_p)]$ (7)
Quarzfrequenzen	$f_{s1} = f_u$ (5)	$f_{s1} = f_u$ (8a) $f_{s2} = f_m = (f_u + f_o)/2$ (8b)
Abschluß $R_T$	$= 1/(\omega(C_0 + C_p))$ (6)	$= 1/(\omega \sqrt{(C_{01} + C_{p1})(C_{02} + C_{p2})})$ (9)

Tabelle 1: Dimensionierungsformeln für einstufige Brückenfilter

In allen Formeln:  $R_T$  gilt für Vollbrücke. Für die Differentialbrücke sind in den Formeln entweder die Brückenimpedanzen zu verdoppeln (Bild 9.1) oder der Abschluß  $R_T$  durch  $R_T/2$  zu ersetzen.

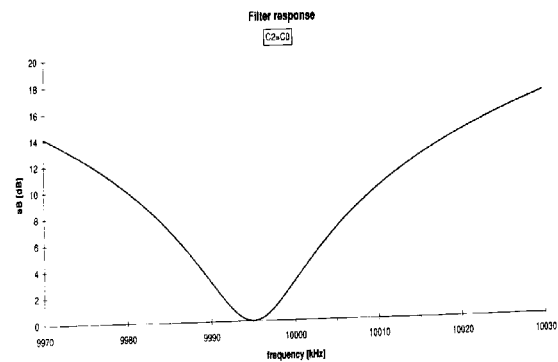
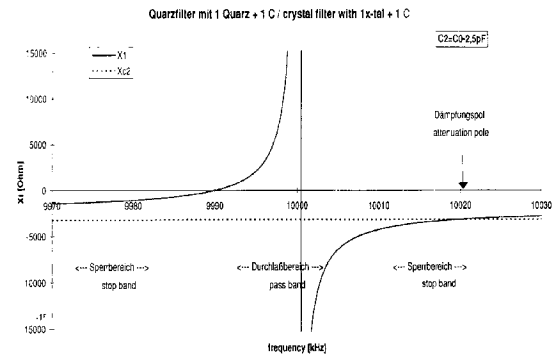
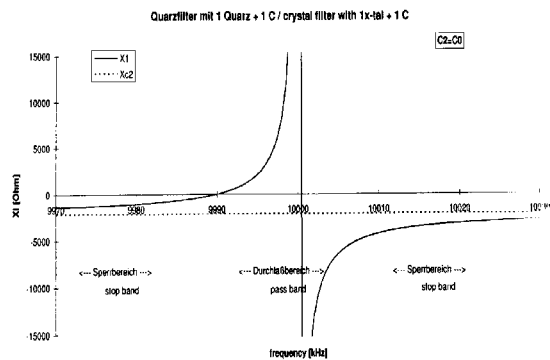


Bild 9.3a: Brückenfilter mit einem Quarz und einem Kondensator  $C_2=C_0$  im Gegenweig  
oben: Blindwiderstände  
unten: Dämpfungsverlauf

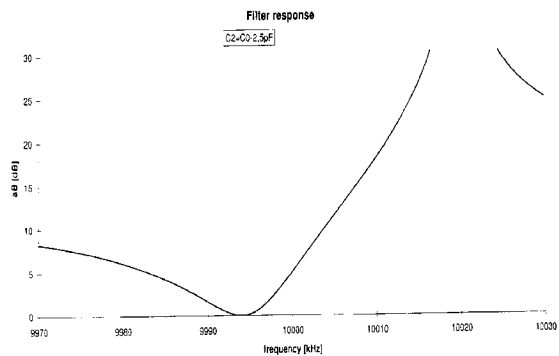


Bild 9.3 b : Brückenfilter mit einem Quarz und einem Kondensator  $C_2=C_0 - 2,5 \text{ pF}$   
oben: Blindwiderstände  
unten: Dämpfungsverlauf

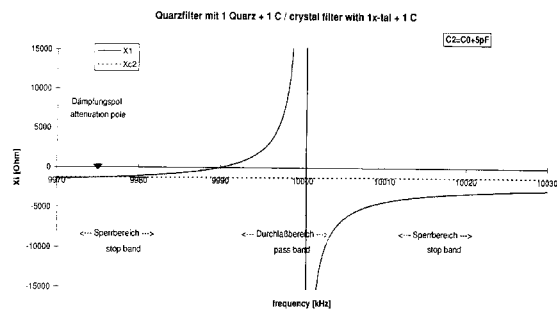


Bild 9.3c: Brückenfilter mit einem Quarz und einem Kondensator  $C_2=C_0 + 2,5 \text{ pF}$   
oben: Blindwiderstände  
unten: Dämpfungsverlauf

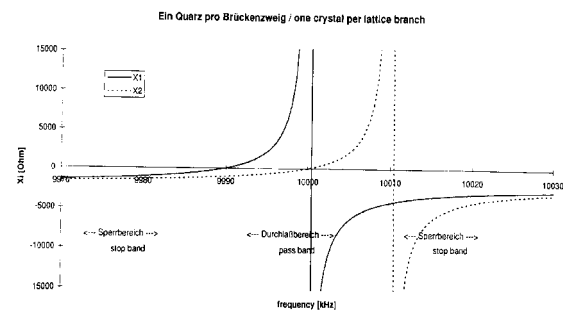


Bild 9.3d: Brückenfilter mit je einem Quarz pro Brückenarm  
oben: Blindwiderstände  
unten: Dämpfungsverlauf

In den Bildern 9.3a bis 9.3d sind Beispiele für ein 1-quarziges und ein 2-quarziges Brückenfilter bei 10 MHz mit einer Nennbandbreite von 10 kHz angegeben. Im oberen Bild sind die Brückenreaktanzen dargestellt, darunter der aus Formel (1) berechnete Dämpfungsverlauf. In Bild 9.3b und 9.3c wird gezeigt, wie durch Vergrößern und Verkleinern der (Parallel-)Kapazität im Zweig 2 Dämpfungspole „links“ oder „rechts“ vom Durchlaßbereich erzeugt werden können.

#### 9.1.2.1.2 Bandfilter in Abzweigschaltung

Quarzbandfilter können auch als Abzweigschaltung realisiert werden, wie das in Bild 9.4 dargestellt ist.

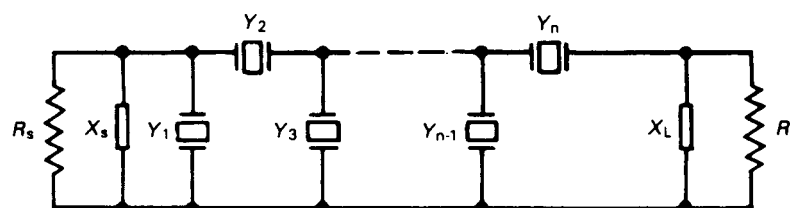


Bild 9.4: Quarzfilter in Abzweigschaltung (aus [3])

Setzt man die Quarze jeweils nur in den Längsweig und im Querweig Kondensatoren, dann liegt der Durchlaßbereich in der Umgebung der Resonanzfrequenz. Die Antiresonanz erzeugt einen steilen Dämpfungspol auf der hochfrequenten Filterflanke, während die andere Flanke relativ flach verläuft. Dies entspricht einem Filter für das untere Seitenband (USB).

Schaltet man die Quarze in den Querweig mit Kondensatoren im Längsweig, dann entsteht bei der Resonanzfrequenz ein Dämpfungspol, der Durchlaßbereich liegt in

der Umgebung der Antiresonanzfrequenz. Die Durchlaßkurve entspricht einem Filter für das obere Seitenband (OSB).

Steile Dämpfungskurven mit Polen auf beiden Flanken erhält man durch die Kombination beider Typen, mit Quarzen im Längs- und im Querzweig wie abgebildet.

Der Nachteil dieser Filter ist, daß die Maximalbandbreite nur etwa  $1/5$  der Bandbreite von Brückenfiltern in Schmalbandausführung entspricht und wegen der immer vorhandenen Dämpfungspole nicht jede beliebige Filtercharakteristik realisiert werden kann.

### 9.1.2.1.3 Bandsperren

Quarzbandsperren werden in drei verschiedenen Grundschaltungen realisiert, die normalerweise mehrstufig ausgeführt werden:

- als quarzgestörter Tiefpaß nach Bild 9.5a. In einem konventionellen L-C-Tiefpaß werden ein oder mehrere Kapazitäten im Querzweig ganz oder teilweise durch einen Quarz ersetzt. Weitab von der Quarzresonanz verhält sich die Schaltung wie ein Tiefpaß, die Resonanzfrequenzen der Quarze, die in den Durchlaßbereich des Tiefpasses gelegt werden, erzeugen je einen Dämpfungspol. Durch geeignete Staffelung der Resonanzfrequenzen kann ein mehr oder weniger breiter Sperrbereich erzeugt werden. Die Sperrtiefe ist durch das Verhältnis des Quarz-Resonanzwiderstands zum Filterabschlußwiderstand gegeben.
- als quarzgestörter Hochpaß nach Bild 9.5b. Die statische Kapazität der Quarze erhöht die effektive Induktivität der Querspulen. Sie muß klein genug sein, daß die sich einstellende Parallelresonanz das Übertragungsverhalten nicht stört. Die übrige Funktionsweise ist wie in Bild 9.5a.
- als Brückenschaltung. Hier wird üblicherweise das zur Vollbrücke äquivalente überbrückte T-Glied verwendet (siehe Bild 9.5c). Diese Schaltung ergibt die beste Sperrdämpfungstiefe und den breitesten Sperrbereich, ist jedoch schaltungstechnisch aufwendiger.

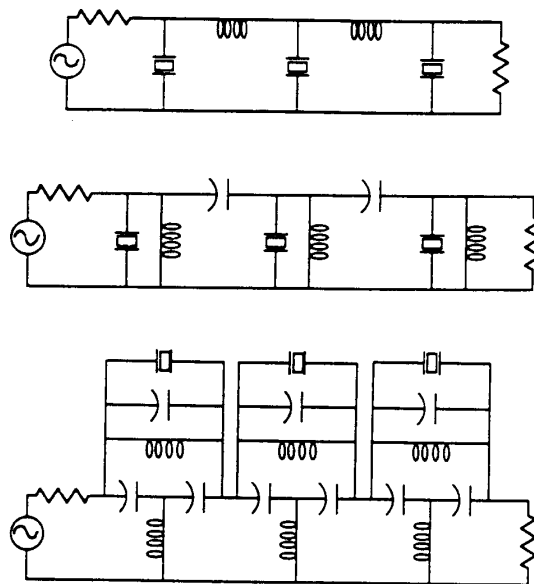


Bild 9.5: Typische Schaltung von Quarzbandsperren (aus [20])

(a) quarzgestörter Tiefpaß

(b) quarzgestörter Hochpaß

(c) Brückenschaltung als überbrücktes T-Glied

### 9.1.2.2 Monolithische und polyolithische Quarzfilter

Bei einem monolithischen Quarzvibrator sind mehrere Resonatorzonen (Elektrodenpaare) auf einer Quarzscheibe angebracht, die untereinander über die Quarzscheibe mechanisch gekoppelt sind. Die gängigste Ausführung sind die 2-poligen Resonatoren, die sogenannten Duals (Bild 9.6).

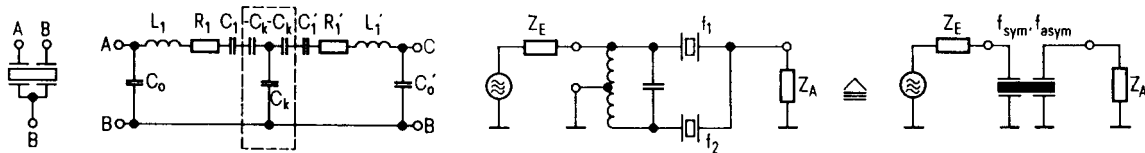


Bild 9.6: Monolithisches Quarzfilter (Dual) und Äquivalenz zum Differentialbrückenfilter

Durch die Kopplung der Resonatorzonen ergeben sich zwei neue Resonanzmoden: Die symmetrische Mode, bei der beide Resonatoren gleichphasig zueinander schwingen und die asymmetrische (antimetrische) Mode, bei der die Auslenkung gegenphasig zueinander ist. Die symmetrische Resonanzfrequenz liegt unterhalb, die asymmetrische Resonanzfrequenz oberhalb der Resonanz der ungekoppelten Einzelresonatoren.

Das Ersatzschaltbild eines Duals besteht aus den zwei Serienresonanzkreisen  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $R_1$  und ihrer jeweiligen statischen Elektrodenkapazität  $C_0$ . Die Kopplung wird elektrisch durch sogenannte Impedanzinverter mit den Elementen  $+C_k$  und  $-C_k$  (bzw.  $+L_k$  und  $-L_k$ ) dargestellt. Mit Hilfe der sogenannten Bartlett-Transformation kann man zeigen, daß dieses Schaltbild elektrisch äquivalent ist zu einer Brückenschaltung mit je einem Quarz pro Zweig, deren Resonanzfrequenzen gleich der symmetrischen bzw. der asymmetrischen Frequenz sind (vgl. Bild 9.6) (Lit.[8]).

Mehrpole Charakteristiken kann man dadurch erzeugen, daß man mehr als zwei Elektrodenpaare auf einer Quarzscheibe unterbringt. Dies sind dann die echten monolithischen Quarzfilter. Ein solches Design ist jedoch sehr stark in seinen Realisierungsmöglichkeiten eingeschränkt, da mit einer bestimmten Elektrodenanordnung nur eine Filtertype realisiert werden kann.

Eine wesentlich flexiblere Lösung erhält man, wenn man mehrere Duals über Koppelkondensatoren hintereinander schaltet, wie das in Bild 9.7 dargestellt ist. Ein solches Filter heißt korrekt: polyolithisches Quarzfilter, wird im normalen Sprachgebrauch jedoch auch als monolithisches Filter bezeichnet. Polyolithische Quarzfilter sind heute in FM-Funkgeräten, Mobil- und Schnurlostelefonen usw. die gebräuchlichsten ZF-Filter, traditionell bei 10,7 MHz und 21,4 MHz, inzwischen schwerpunktmäßig für die hochliegende 1.Zwischenfrequenz bei 45 MHz bzw. 70 MHz.

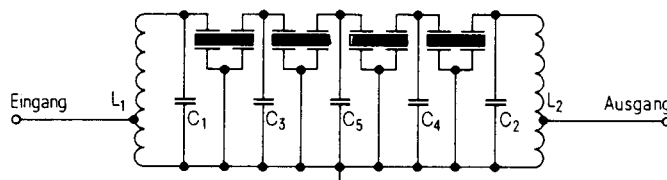


Bild 9.7: Polyolithisches 8-Polfilter aus 4 Duals

### 8.1.2.3 Aktive Quarzfilter

Durch Einsatz von aktiven Bauelementen als Differenzverstärker, Gegentaktverstärker, bzw. Konstantstromquellen können für einfache Anforderungen

Schmalbandfilter ohne Differentialübertrager und Spulen realisiert werden. Dies führt zu Prinzipschaltungen wie in Bild 9.8 skizziert.

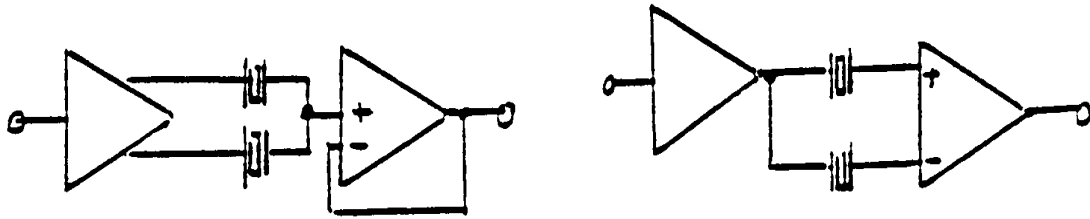


Bild 9.8: Aktive Quarzfilter mit Operationsverstärkern

Zu beachten ist allerdings, daß die durch die Filtersynthese vorgegebenen Abschlußimpedanzen bezüglich Realteil und Imaginärteil von den aktiven Stufen auf beiden Seiten des Quarzfilters realisiert sein müssen. Dies bedeutet u.U. relativ große Eingangs- und Ausgangsimpedanzen als auch sehr kleine (oder sogar negative) Eingangs- und Ausgangskapazitäten, die dann die Einführung zusätzlicher Induktivität erforderlich machen, wodurch der Vorteil der aktiven Schaltung entfällt. Daher können aktive Quarzfilterstufen nur bei sehr schmalbandigen Filtern angewandt werden. Ihr Frequenzbereich wird durch die Operationsverstärker begrenzt.

Eine andere Form aktiver Quarzfilter erhält man, indem der negative Eingangswiderstand einer Oszillator-Grundschialtung zum Entdämpfen der Quarzverluste verwendet wird. Dadurch können extrem schmalbandige Quarzfilter geringer Dämpfung erreicht werden (Lit.[9]).

### 9.1.3 Unterscheidung der Quarzfilter nach ihrem Amplituden- und Phasengang

Je nach Anwendungsfall der Quarzfilter unterscheidet man zwischen reinen Selektionsfiltern, Linearphasenfiltern und Übergangscharakteristiken.

#### 9.1.3.1 Selektionsfilter

Bei diesen soll ein schmales Frequenzband möglichst wirkungsvoll aus einem Frequenzgemisch herausgefiltert werden. Geeignete Filter haben einen möglichst flach verlaufenden Durchlaßbereich, steil abfallende Flanken und hohe Sperrdämpfung. Die gebräuchlichen Filtercharakteristiken sind (nach aufsteigender Selektivität) Butterworth-, Tschebyscheff- und Cauer- (sogenannte "elliptische") Filter. Die erzielbare Flankensteilheit ist umso größer, je mehr Quarze verwendet werden (höhere Polzahl). Bild 9.9 zeigt den Sperrdämpfungsverlauf von 6-Pol-Filtern der angegebenen Charakteristiken.



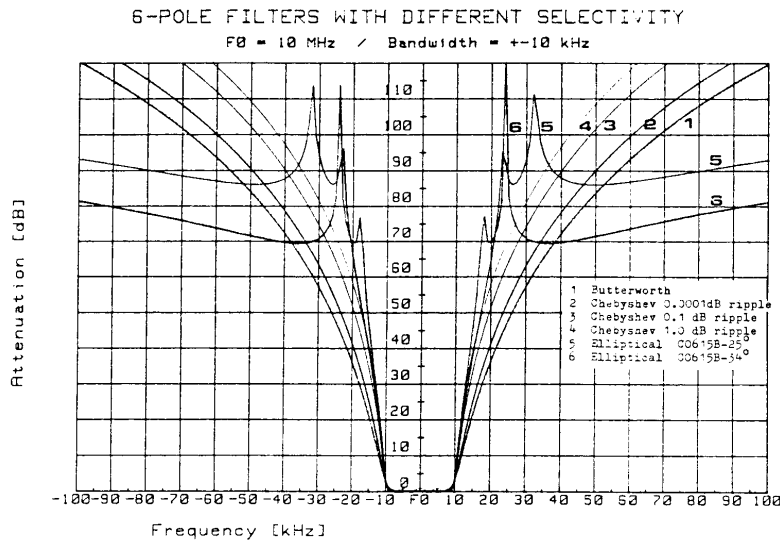


Bild 9.9a: Dämpfungskurven für Selektionsfilter 6.Ordnung

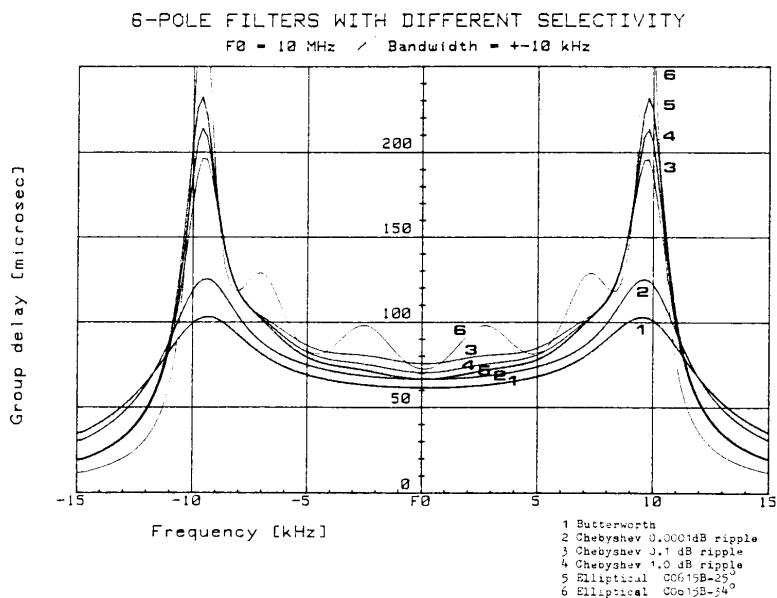


Bild 9.9b: Gruppenlaufzeit von Selektionsfiltern 6.Ordnung

Die gebräuchlichsten Filter haben Tschebyscheff-Charakteristik. Bei höchsten Selektionsforderungen werden Cauerfilter eingesetzt, die jedoch einen größeren Aufwand bzgl. der Quarzparameter und des Abgleichs erfordern. Für die meisten Anwendungen sind 2-Pol- bis 10-Pol-Filter ausreichend, für Sonderanwendungen können Filter höherer Ordnung (z.B. bis 16-Pol) realisiert werden.

### 9.1.3.2 Linearphasenfilter und Übergangscharakteristiken

Als Selektionsmittel bei der Übertragung von klirrarmen Signalen und digitalen Datensignalen können die bisher genannten Charakteristiken nicht verwendet werden, da bei diesen die Phase im Durchlaßbereich stärkere Nichtlinearitäten aufweist, mit anderen Worten, die Gruppenlaufzeit (das ist die Steigung der Phasenkurve) ändert sich sehr stark. Für eine möglichst unverzerrte Übertragung ohne Überspringen usw. sind Quarzfilter mit möglichst linearem Phasengang im Durchlaßbereich - das sind z.B. Gauß- und Besselfilter - notwendig, die jedoch eine relativ geringe Selektivität besitzen (siehe Bild 9.10).

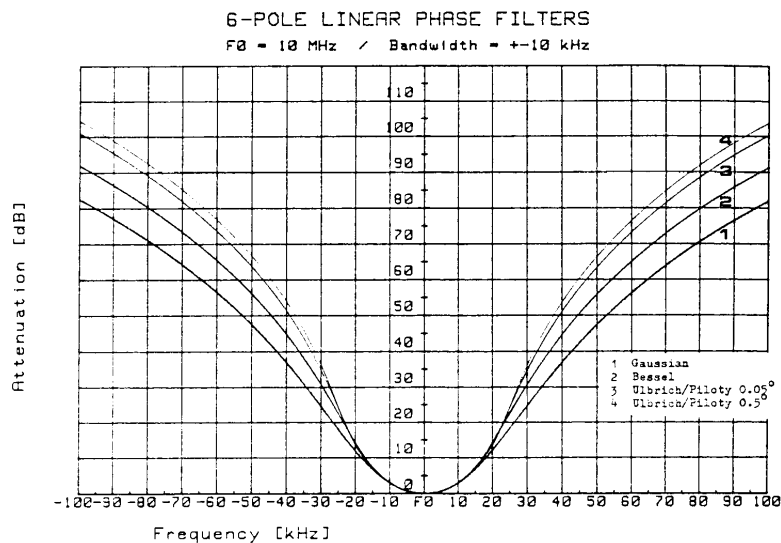


Bild 9.10a: Dämpfungskurven für Linearphasenfilter 6.Ordnung

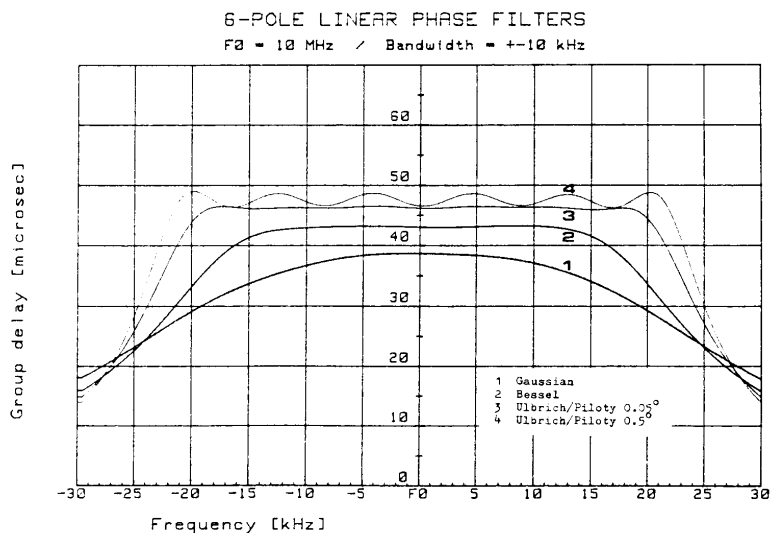


Bild 9.10b: Gruppenlaufzeit von Linearphasenfiltern 6.Ordnung

Grundsätzlich läßt sich bei Quarzfiltern und L-C-Filtern (den sogenannten Reaktanzfiltern) nicht gleichzeitig eine extrem hohe Selektivität und ein linearer Phasengang (konstante Gruppenlaufzeit) realisieren. Mit sogenannten Übergangscharakteristiken (Transitionalfilter), bei denen die Gruppenlaufzeit im Durchlaßbereich geebnet ist und erst außerhalb stärker ansteigt, können dennoch relativ steilflankige Flanken erreicht werden.

Mit Hilfe der modernen Betriebsparametertheorie können durch Verschieben der Lage der Nullstellen der Übertragungsfunktion derartige Filter mit fast beliebigen Zwischenwerten zwischen Selektions- und Linearphasenfiltern synthetisiert werden. Linearphasenfilter und Transitionalfilter sind üblicherweise 4- bis 6-Pol-Filter. In Ausnahmefällen sind Filter bis 10. Ordnung möglich, allerdings steigt die Empfindlichkeit und damit der Abgleichaufwand stark an.

Oberflächenwellen-Filter sind im Unterschied zu den Reaktanzfiltern sogenannte Transversalfilter. Für sie gilt die Einschränkung zwischen Selektion und Gruppenlaufzeit nicht in dieser Form.

### 9.1.4 Realisierbarkeitsgrenzen von Quarzfiltern

Die Domäne von Quarzbandfiltern sind schmalbandige Filter, bei denen die hohe Frequenzstabilität und Güte von Schwingquarzen ausgenutzt wird. Die kleinstmögliche Bandbreite ist durch die Güte und den Temperaturgang der Quarze bestimmt. Bei nicht-thermostatisierten Filtern, die in einem engen Raumtemperaturbereich betrieben werden, sollte die Relativbandbreite  $20 \cdot 10^{-6}$  nicht unterschreiten. Für Anwendungen mit weiteren Arbeitstemperaturbereichen ist die Untergrenze bei  $50 \cdot 10^{-6}$ . Liegen die TK-Kurven der im Filter verwendeten Quarze relativ eng beieinander, dann bewegt sich einfach die Mittenfrequenz des gesamten Filters in dem Ausmaße des Temperaturganges der Quarze. Ist der Temperaturgang der Quarze allerdings teilweise gegenläufig, dann zerfällt die Filterkurve bei Temperaturschwankungen entsprechend.

Je kleiner die Bandbreite ist, um so höher ist die erforderliche Quarzgüte. Unzureichende Quarzgüte führt zur Verrundung der Filterdurchlaßkurve, am stärksten bei Filtercharakteristiken, die sich der Rechteckform stark annähern wie Cauer- und Tschebyscheff-Filter, weniger stark bei Linearphasen-Filtern, die einen glockenförmigen Durchlaßbereich haben.

Durch die Technik der Verlust-Vorverzerrung ("predistortion") ist es möglich, auch bei unzureichender Quarzgüte eine unverzerrte Durchlaßkurve zu bekommen, jedoch nur um den Preis einer weiter erhöhten Grunddämpfung. Diese Technik wird daher nur sehr selten angewandt.

Die größtmögliche Bandbreite wird durch verschiedene Faktoren bestimmt:

- das Kapazitätsverhältnis  $r = C_0/C_1$  der Schwingquarze,
- die Nebenresonanzen der Quarze,
- die Güte der verwendeten Spulen und Differentialüberträger und
- den Temperaturgang der Induktivitäten.

Das Quarzfilterdesign basiert in der überwiegenden Zahl der Fälle auf dem Schmalbandfilter-Prinzip (Bild 9.2a). Hier werden alle Selektionseigenschaften durch die Quarze bestimmt, die übrigen Bauelemente tragen nur unwesentlich dazu bei. Die je nach Charakteristik möglichen maximalen Relativ-Bandbreiten, die beim Schmalbandentwurf im wesentlichen durch das Kapazitätsverhältnis der Schwingquarze bestimmt werden, sind für Quarze verschiedener Obertöne in Tabelle 2 zusammengestellt (Lit. [7]).

Charakteristik	Grundwelle	3. Oberton	5.Oberton
Butterworth	$20 \dots 30 \cdot 10^{-4}$	$2 \dots 3 \cdot 10^{-4}$	$0.8 \dots 1 \cdot 10^{-4}$
Tschebyscheff	$20 \dots 60 \cdot 10^{-4}$	$3 \dots 6 \cdot 10^{-4}$	$1,2 \dots 2 \cdot 10^{-4}$
Cauer	$20 \dots 50 \cdot 10^{-4}$	$2 \dots 5 \cdot 10^{-4}$	$0.8 \dots 1,5 \cdot 10^{-4}$
Gauß	$5 \dots 6 \cdot 10^{-4}$	$0,5 \dots 0,6 \cdot 10^{-4}$	$0.2 \dots 0,25 \cdot 10^{-4}$
Bessel	$6 \dots 8 \cdot 10^{-4}$	$0,6 \dots 0,8 \cdot 10^{-4}$	$0.25 \dots 0,30 \cdot 10^{-4}$
Ulbrich-Piloty	$12 \dots 16 \cdot 10^{-4}$	$1,2 \dots 1,6 \cdot 10^{-4}$	$0.4 \dots 0,6 \cdot 10^{-4}$
Transitional-Gauß (12dB)	$14 \dots 18 \cdot 10^{-4}$	$1,4 \dots 1,8 \cdot 10^{-4}$	$0.5 \dots 0,7 \cdot 10^{-4}$
Transitional Gauß (6dB)	$20 \dots 25 \cdot 10^{-4}$	$2 \dots 2,5 \cdot 10^{-4}$	$0.8 \dots 1 \cdot 10^{-4}$
Rakovitch	$20 \dots 30 \cdot 10^{-4}$	$2 \dots 3 \cdot 10^{-4}$	$0.8 \dots 1,2 \cdot 10^{-4}$
Feistel-Unbehauen	$15 \dots 20 \cdot 10^{-4}$	$1,5 \dots 2 \cdot 10^{-4}$	$0.6 \dots 0,8 \cdot 10^{-4}$

Tabelle 2: Maximalbandbreiten von Schmalband-Quarzfiltern

Im oberen Teil des Frequenzbereiches von AT-Grundwellenquarzen (20 bis 40 MHz) können wegen Nebenresonanzen unter Umständen die angeführten Maximalbandbreiten nicht erreicht werden. Dies betrifft insbesondere Linearphasen-Filter und Transitional-Filter. Auch speziell auf Nebenwellenarmut dimensionierte Filterquarze besitzen Nebenresonanzen, von denen die ersten, meist recht schwachen, etwa 80 bis 150 kHz oberhalb der Quarzfrequenz liegen (bei Obertonquarzen nur 30 bis 70 kHz oberhalb). Die Nebenresonanzen führen bei breitbandigen Filtern zu schmalbandigen Dämpfungseinbrüchen, die in den Durchlaßbereich fallen können (Dämpfungsanstieg). Fallen sie auf die hochfrequente Filterflanke, führen sie meist zu einem schmalbandigen Dämpfungsabfall. Im Sperrbereich führen sie zu schmalbandigen Dämpfungseinbrüchen (Spitzen), oft in Gruppen entsprechend der Verteilung der Hauptresonanzen der Filterquarze.

Mit dem Breitbanddesign (siehe Bild 9.2b) ist es möglich, Relativbandbreiten zwischen 0,5 % bis 1,5 % zu realisieren (Grundwellenquarze). Da hier ein Teil der Pole (der Übertragungsfunktion) durch Induktivitäten realisiert ist, wird bei diesen Filtern die Selektion und die Stabilität mehr und mehr durch die Eigenschaften der verwendeten Spulen bestimmt.

Zwischen der maximal möglichen Bandbreite der Schmalbandfilter und der minimal möglichen Bandbreite der Breitbandfilter ist die Lücke der sogenannten mittelbreiten Filter. Sie werden dadurch realisiert, daß das unzureichende Kapazitätsverhältnis der Schwingquarze durch zusätzliche Spulen "verbessert" wird, deren Verluste (insbesondere wegen der hohen Filterimpedanz) die Durchlaßkurve stark verzerren können.

In Bild 9.11 ist ein Übersichtsdiagramm dargestellt, aus dem die einzelnen Bandbreitenbereiche für diskrete Quarzfilter ablesbar sind.

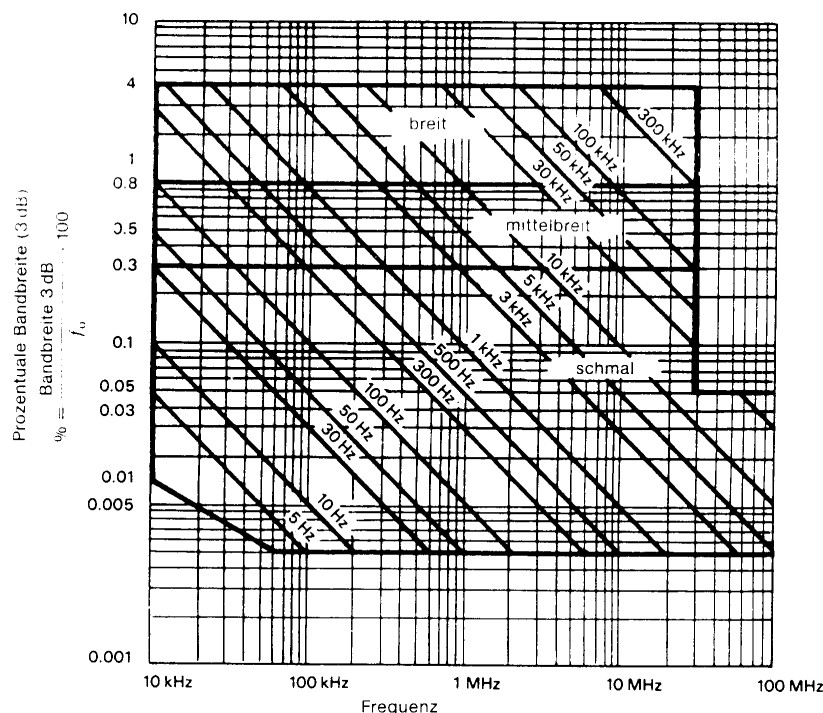


Bild 9.11: Realisierbarkeitsbereich der Relativbandbreite von diskreten Quarzfiltern

Monolithische Quarzvibratoren weisen allgemein eine niedrigere Güte auf als diskrete Vibratoren. Außerdem sind die realisierbaren maximalen dynamischen

Kapazitätswerte wegen der begrenzten zur Verfügung stehenden Quarzscheibenfläche deutlich geringer als bei Einzelquarzen. Damit ist auch das Kapazitätsverhältnis ungünstiger. Dies bedeutet, daß monolithische Filter zum einen nicht so schmalbandig realisiert werden können wie konventionelle Diskretfilter. Zum anderen ist ihre maximale Bandbreite ebenfalls geringer, Bild 9.12 zeigt die möglichen Bandbreiten im Frequenzbereich.

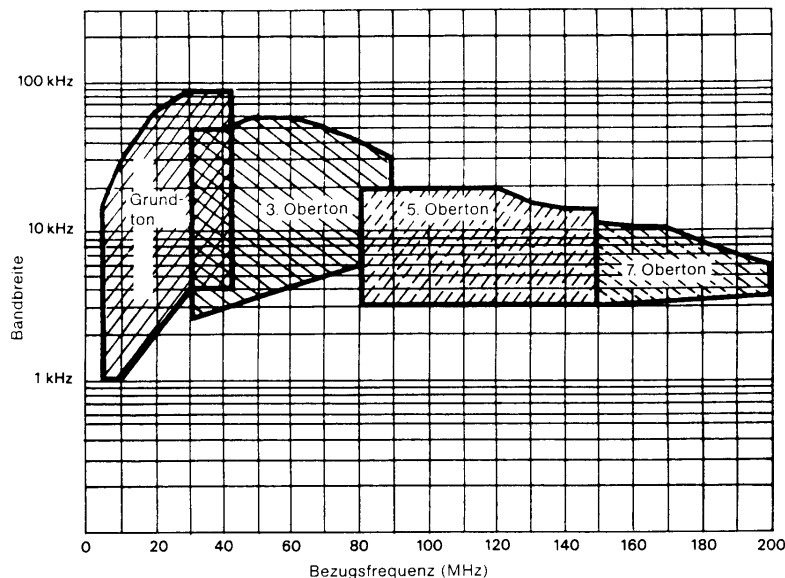


Bild 9.12: Realisierbarkeitsbereich der Relativbandbreite für Polyolithische Quarzfilter

## 9.2 SAW-Filter

### 9.2.1 Wirkungsweise von SAW-Bauelementen

Oberflächenwellen (OFW) als physikalisches Phänomen wurden bereits 1887 von Lord Rayleigh mathematisch beschrieben. Sie breiten sich auf der Oberfläche jedes elastischen Festkörpers aus und bestehen aus einer Kompressions- und einer Scherschwingungskomponente. Die Teilchen bewegen sich auf elliptischen Bahnen, die Energie klingt exponentiell nach innen ab (Bild 9.13). Die praktische Nutzung von OFW in Verbindung mit piezoelektrischen Materialien begann erst mit der Erfindung des Interdigitalwandlers (IDT) durch White und Voltmer (1965) in Verbindung mit der für Halbleiter entwickelten Planartechnologie zur Erzeugung feiner Metallstrukturen. Einen Überblick über moderne SAW-Bauelemente ist in Lit.[11] zu finden.

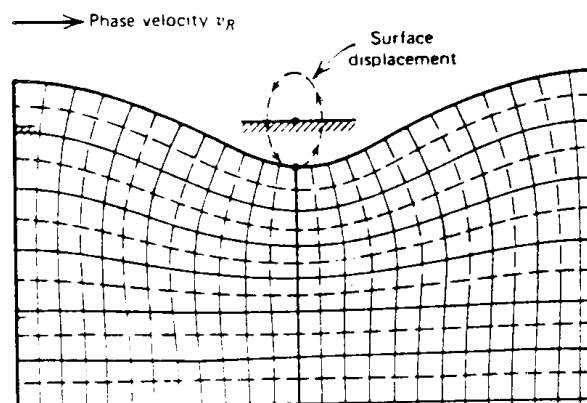


Bild 9.13: Rayleigh'sche Oberflächenwellen

Legt man gemäß Bild 9.14 eine sinusförmige Spannung an die beiden Käme aus Metallfingern an, dann wird das Substratmaterial an der Oberfläche abwechselnd komprimiert und expandiert und akustische Wellen pflanzen sich in beiden Richtungen vom Wandler aus fort. Je weiter die Finger überlappen, um so stärker ist die Anregung der Oberflächenwelle.

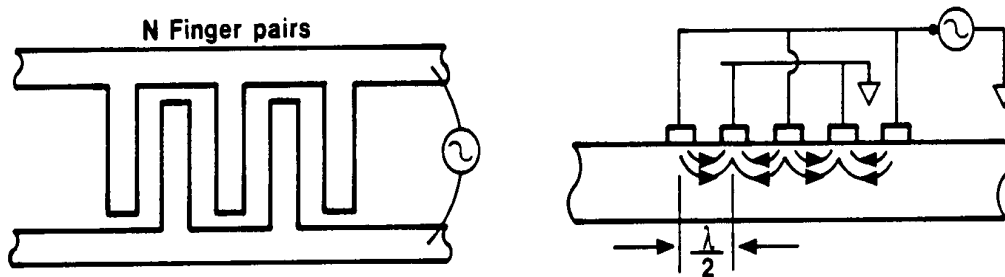


Bild 9.14: Wellenanregung beim Interdigitalwandler

Der Frequenzgang der Dämpfung  $a(f)$  eines solchen Wandlers ist in Bild 9.15 zu sehen. Er entspricht einer  $\sin(x)/x$ -Funktion, deren Maximum ( $x=0$ ) bei der Frequenz liegt, für die der Fingerabstand einer halben (akustischen) Wellenlänge entspricht. Die Relativbandbreite und der Relativabstand der Nullstellen ist proportional  $1/N$ , wobei  $N$  die Zahl der Fingerpaare ist:

$$a(f) = K \frac{\sin\left(\frac{N\pi(f_0-f)}{f_0}\right)}{\frac{N\pi(f_0-f)}{f_0}} \quad \text{mit } f_0 = v/\lambda \quad (10)$$

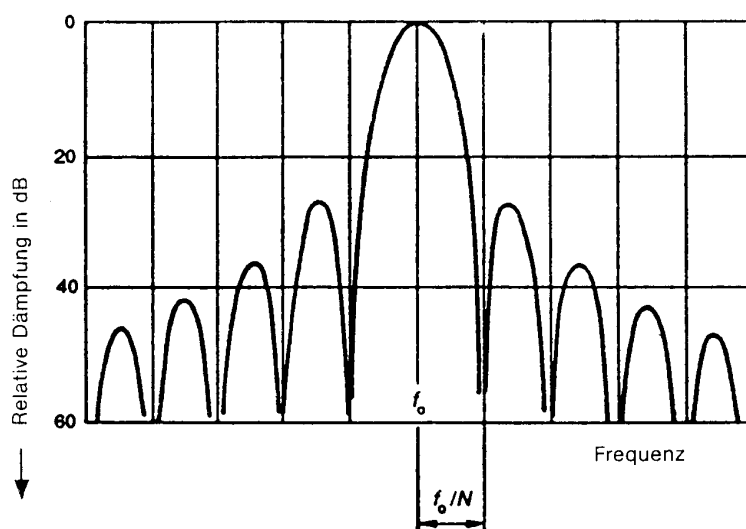


Bild 9.15: Frequenzgang eines Interdigitalwandlers mit  $N$  Fingerpaaren (aus [5])

Da die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $v$  der Oberflächenwellen ( $v=3000\ldots 4000$  m/sec) ungefähr gleich ist wie die für Volumenwellen, ist der für eine bestimmte Resonanzfrequenz erforderliche Fingerabstand eines SAW-Bauelements etwa gleich der für einen „normalen“ AT-Grundwellen-Schwingquarz erforderlichen Dicke: Bei 100 MHz entspricht dies einer Dimension von  $15\mu\text{m}$ , bei 1 GHz  $1.5\mu\text{m}$  - einer Strukturbreite, die mit der Technik der Photolithografie (oberhalb 1 GHz mit Elektronenstrahl-Lithografie) realisiert werden kann. Die Baugröße wird durch den Fingerabstand und die Zahl der IDT-Finger festgelegt, die die minimal mögliche

Bandbreite bestimmt. Damit ist die untere Frequenzgrenze (je nach Bandbreite bei ca. 10 MHz) durch die mechanische Größe gegeben, die Obergrenze (z.Zt. ca. 1...2 GHz) ist beschränkt durch die kleinste technisch mögliche Strukturbreite. Klassische SAW-Filter bestehen im Prinzip aus je einem Interdigitalwandler als Sender und als Empfänger, die durch eine Laufstrecke getrennt sind. Da der Sender-IDT nach beiden Seiten sendet, gehen damit 3 dB verloren. Wegen des Reziprozitätsprinzips gilt das auch für den Empfänger-IDT. Jeder von einer Oberflächenwelle angeregte Wandlerfinger wirkt gleichzeitig wieder als Sender für Oberflächenwellen und strahlt damit rund 50% der empfangenen Leistung (nach beiden Seiten!) wieder ab (Regenerationsprinzip). Weitere Verluste entstehen durch Reflexionen an den Rändern, durch Mehrfachdurchgang (sog. triple transit echo), durch teilweise Anregung von Volumenwellen und durch die Dämpfung entlang der Laufstrecke. Hierdurch ist die Grunddämpfung bei klassischen SAW-Filtern (z.B. TV-ZF-Filtern) typisch 12...20dB.

Moderne SAW-Filter, insbesondere Eingangsfiler für Empfänger im 450 MHz- und im 900 MHz-Bereich, verwenden spezielle Unidirektional-Wandler (UDT) mit einseitiger Energieabstrahlung und erreichen heute eine Einfügungsdämpfung von weniger als 3 dB.

Während der Filterentwurf von L-C-Filtern und klassischen Quarzfiltern mit Hilfe der Betriebsparameter-Theorie erfolgt, bei der eine passende Übertragungsfunktion  $H(f)$  direkt im Frequenzbereich geformt wird, erfordern SAW-Filter ein anderes Syntheseverfahren. Die meist üblichen SAW-Filter sind (wie Digitalfilter) sogenannte Transversalfiler, die statt aus den Einzelbauelementen L, C und R aus Verzögerungsgliedern, Multiplizierern und Summierern bestehen. Hier erfolgt die Berechnung durch Optimierung der Impulsantwort  $h(t)$ , d.h. des Verhaltens im Zeitbereich. Bei einem linearen System sind das Verhalten im Frequenzbereich  $H(f)$  und das im Zeitbereich  $h(t)$  über die sogenannte Fouriertransformation verknüpft:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \exp(-j2\pi ft) dt \quad (11)$$

Der Sendewandler entspricht in seinem Ersatzbild einem Transversalfiler der Form in Bild 9.16 (links).

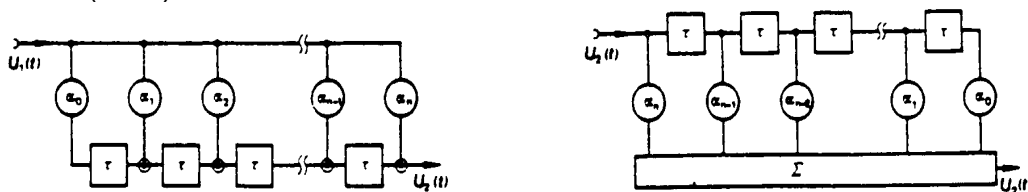


Bild 9.16: Ersatzschaltbild des Sende- und des Empfangswandlers

Das elektrische Eingangssignal  $U_1(t)$  wird in den Wandlerfingern aufgrund des piezoelektrischen Effekts in eine mechanische Schwingung umgewandelt, wobei die jeweilige Schwingungsamplitude von dem jeweiligen Wichtungsfaktoren der Fingerpaare, den Koeffizienten  $a_i$  abhängt. Da die Fingerpaare räumlich um den Abstand  $l$  von einander entfernt sind, wirken sie jeweils um die Laufzeit  $\tau = \frac{l}{v}$  versetzt auf die Welle ein und ergeben das Ausgangssignal  $U_2(t)$  durch Überlagerung.

Der Empfangswandler hat das Ersatzbild gemäß Bild 9.16 (rechts). Die einlaufende mechanische Welle  $U_1(t)$  wird in den als Sensoren wirkenden Empfangsfingern

zeitlich nacheinander in elektrische Einzelspannungen umgewandelt, die - bewertet mit den Wichtungskoeffizienten der jeweiligen Fingerpaare  $a_i$  - dann aufsummiert das Ausgangssignal  $U_2(t)$  ergeben.

Die Wichtungsfaktoren  $a_i$  in den Sende- und Empfangswandlern können durch verschiedene Verfahren eingestellt werden, z.B. (vgl. Bild 9.17):

- Finger-Überlappungswichtung (Apodisierung): Variation der Länge der Überlappung der benachbarten Fingerpaare.
  - Fingerbreiten-Wichtung: Variation der Fingerbreite.
  - Wichtung durch Weglassen einzelner Finger.
  - Kapazitive Wichtung: Durch Variation der Kapazität zwischen den Elektroden.
- usw.



Bild 9.17: IDT mit Überlappungswichtung, Ausdünnungswichtung und Reihenwichtung (aus [5])

Wie bereits oben beschrieben, stellt ein ungewichteter IDT einen Bandpaß mit einem Frequenzgang der Form  $\sin(x)/x$  dar. Umgekehrt gilt: um einen idealen Bandpaß mit einer rechteckigen Übertragungsfunktion zu erhalten, muß die Wichtung eine  $\sin(x)/x$ -Form haben.

Das Übertragungsverhalten des gesamten Oberflächenwellen-Filters kann schließlich entsprechend Bild 9.18 beschrieben werden. Sende- und Empfangswandler bilden jeweils ein Transversalfilter mit einem elektrischen Eingang und einem akustischen Ausgang bzw. umgekehrt. Durch die Wichtung wird die geeignete Impulsantwort  $h_1(t)$  bzw.  $h_2(t)$  erzeugt. Bei Finger-Überlappungswichtung hängt  $h(t)$  direkt mit der Länge der Überlappung zusammen (vergl. Bildmitte).

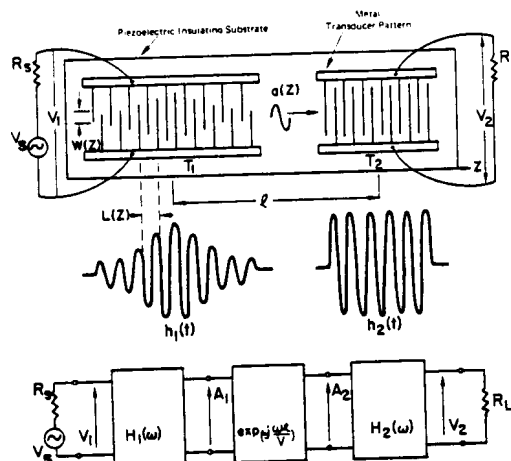


Bild 9.18: Übertragungsverhalten eines SAW-Transversalfilters



Die Impulsantworten können mit Hilfe der Fourier-Transformation direkt in die entsprechende Übertragungsfunktion  $H_1(f)$  und  $H_2(f)$  umgerechnet werden. Die Laufstrecke zwischen den IDTs entspricht dabei einem Verzögerungsglied der Form

$$H_v(f) = \exp(-j2\pi f \ell / v) \quad (12)$$

Die Übertragungsfunktion des gesamten OFW-Filters erhält man dann durch Multiplikation der drei Glieder  $H_1(f)$ ,  $H_v(f)$  und  $H_2(f)$ .

Eine grundlegende Eigenschaft aller Transversalfilter ist, daß sich die Filtereigenschaften im Frequenzbereich periodisch wiederholen. Das heißt, daß ein SAW-Filter weitere Durchlaßbereiche bei der dreifachen, fünffachen, siebenfachen Grundfrequenz usw. hat.

### 9.2.2 Unerwünschte Übertragungseffekte bei SAW-Filtern

Außer der gewünschten Oberflächenwelle werden am Empfangswandler auch unerwünschte Signale aufgenommen. Dies sind insbesondere

- **Volumenwellen**  
Der Interdigitalwandler erzeugt zu einem geringen Teil auch Wellen, die ins Kristallvolumen eindringen (wie bei „normalen“ Schwingquarzen). Sie führen zu Dämpfungseinbrüchen an der hochfrequenten Filterflanke und im oberen Sperrbereich. Dieser Effekt kann durch Bedämpfen an der Substratunterseite (z.B. Aufrauen der Oberfläche) reduziert werden. Ein weiteres Mittel sind die sogenannten Multistripkoppler, die zwischen Sende und Empfangswandler angeordnet werden und die Oberflächenwelle „um die Ecke“ umlenken.
- **Triple-Transit-Echo (TTE)**  
Am Empfangswandler wird ein Teil der einlaufenden Welle wieder zum Sendewandler zurückreflektiert. Von dort wird wieder ein Teil davon reflektiert, so daß nach der dreifachen Laufzeit diese Reflexionsanteile am Empfangswandler eintreffen.
- **Reflexionen**  
Sende- und Empfangswandler strahlen die Oberflächenwelle außer in der gewünschten Richtung auch noch nach „rückwärts“ ab, wo diese von den Substratkanten reflektiert werden und Interferenzen in beiden Wandlern erzeugen. Abhilfe erfolgt durch das Aufbringen von Absorbermasse auf den Substratkanten u.a.
- **Übersprechen**  
Das HF-Signal wird vom Sendewandler kapazitiv auch direkt auf den Empfangswandler gekoppelt.. Es trifft dort vor der erheblich langsameren Oberflächenwelle ein und erzeugt unerwünschte Interferenzen sowohl im Durchlaß- als auch im Sperrbereich. Abhilfe schaffen Abschirmelektroden und optimierte Leitungsführung (Bonddrähte!).

### 9.2.3 SAW-Filtertypen und Materialien

Je nach erforderlicher Bandbreite, Dämpfung und Temperaturstabilität werden für SAW-Bauelemente verschiedene piezoelektrische Materialien verwendet. Die klassischen Fernseh-ZF-Filter sind wegen der großen Bandbreite von über 5 MHz (33MHz ... 38 MHz) aus Lithiumniobat ( $\text{LiNbO}_3$ ) gefertigt. Hochstabile, aber nur sehr schmalbandige Filter werden auf Quarz im sog. ST-Schnitt gefertigt. Dazwischen werden Lithiumtantalat ( $\text{LiTaO}_3$ ) und Lithiumtetraborat ( $\text{Li}_2\text{B}_4\text{O}_7$ ) eingesetzt. Die in der folgenden Tabelle 3 aufgeführte Wellengeschwindigkeit bestimmt den

Fingerabstand (und damit die maximal mögliche Frequenz für eine gegebene Technologie) und die Länge der Laufstrecke und damit die Baugröße. Der piezoelektrische Kopplungsfaktor  $k^2$  ist ein Maß für die mögliche Bandbreite. Der Temperaturkoeffizient (TK) gilt bei 25°C, in den Fällen mit TK=0 (bei  $\text{Li}_2\text{B}_4\text{O}_7$  und Quarz) ist der Temperaturgang eine nach unten geöffnete quadratische Parabel.

Material	Schnitt	Geschwindigkeit	Kopplungsfaktor	TK
		[m/s]	$k^2$ [%]	[ppm/K]
$\text{LiTaO}_3$	YX 36°	4170	7,6	-33
	X	3295	0,64	-18
$\text{LiNbO}_3$	X 128°	4000	5,6	-72
	YZ	3490	4,5	-94
$\text{Li}_2\text{B}_4\text{O}_7$	XZ 45°	3400	1,0	0
Quarz	ST	3160	0,16	0

Tabelle 3: Übersicht über die SAW-Eigenschaften von Piezomaterialien

Bei den SAW-Bauelementen unterscheidet man im wesentlichen folgende Typen:

- Transversalfilter

Diese bestehen aus der bereits in Abschnitt 9.2.1 beschriebenen Anordnung von Sende- und Empfangswandler mit dazwischenliegender Laufstrecke. Wie beschrieben weisen sie prinzipbedingt eine hohe Grunddämpfung auf. Durch sog. Unidirektionalwandler (UDT) anstelle der einfachen bidirektionalen Interdigitalwandler - z.T. in einer Mehrwandler-anordnung - werden die Abstrahlverluste reduziert und damit eine wesentlich geringere Grunddämpfung erreicht. Ein Beispiel für einen Gruppen-Unidirektionalwandler zeigt Bild 9.19.

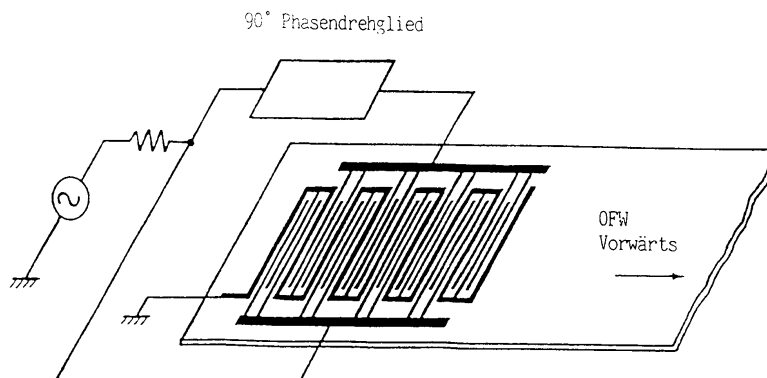


Bild 9.19: Gruppen-Unidirektionalwandler mit geringer Dämpfung

- Resonatoren

Bei SAW-Resonatoren (SAWR) wird statt einer sich ausbreitenden Welle (Transversalprinzip) eine stehende Welle erzeugt, indem die von dem bidirektionalen Wandler erzeugten Wellen auf beiden Seiten durch Reflektoren wieder auf den Wandler zurückgeworfen werden (Lit. [6]). Die Reflektoren sind in der einfachsten Form kurzgeschlossene Fingerstrukturen. Diese Form wird *Eintorresonator* genannt (Bild 9.20). Eintorresonatoren haben ein Ersatzschaltbild ähnlich einem Schwingquarz und können entsprechend als Zweipole betrieben werden. Mit ihnen können diskrete Filter in Abzweigschaltung (Lit [13]) oder auch in Brückenschaltung (Lit.[14]) gebaut werden. Erstere werden können auch komplett auf einem einzigen Substrat realisiert werden (siehe z.B. Lit. [15]). Die Bandbreiten sind größer als die mit Quarzfiltern zu erzielenden.

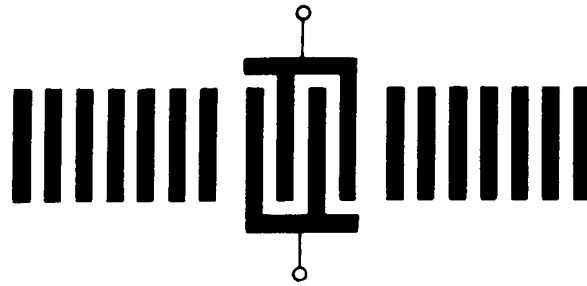


Bild 9.20: Eintor-SAW-Resonator

Beim *Zweitorresonator* werden zwei Interdigitalwandler nebeneinander angeordnet, an den Außenseiten befinden sich wieder die Reflektoren (Bild 9.21). Zweitorresonatoren können wie ein einpoliges Filter betrieben werden.

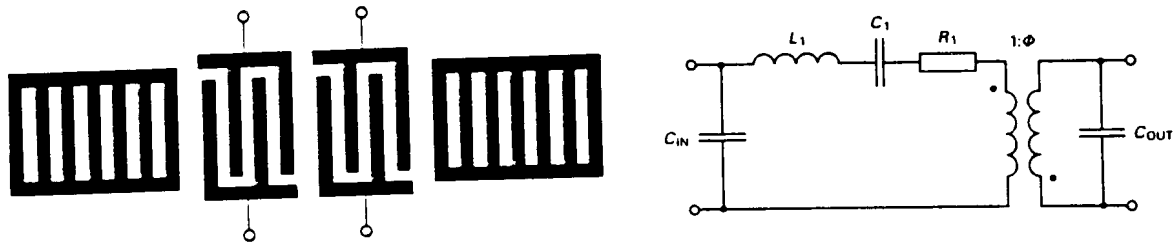


Bild 9.21: Zweitor-SAW-Resonator

- Resonatorfilter

Wie bei monolithischen Filtern zwei Volumenwellen-Resonatoren mechanisch auf dem Quarzsubstrat gekoppelt werden, können auch SAW-Resonatoren auf einem Substrat miteinander gekoppelt werden. Sie wurden erstmals 1975 vorgeschlagen (Lit. [16]). Diese „monolithischen SAW-Filter“ nennt man SAW-Resonatorfilter (was begrifflich verwechselt werden kann mit dem oben skizzierten diskreten Filter aus SAW-Resonatoren). Koppelt man die Resonatoren transversal zur Wellenrichtung - wie in Bild 9.22 dargestellt - nennt man sie auch Transversalgekoppelte Filter (TCF).

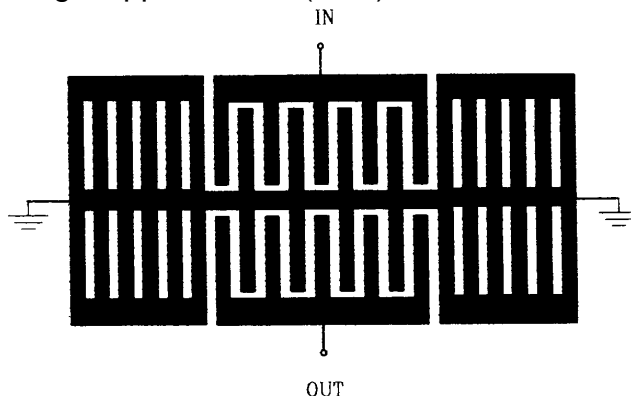


Bild 9.22: Transversalgekoppeltes SAW-Resonatorfilter (TCF)

Diese Filter stellen praktisch - entsprechend einem monolithischen „Dual“ - ein zweipoliges SAW-Filter dar. Auch es besitzt eine symmetrische und eine asymmetrische Schwingungsmoden. Das elektrische Ersatzschaltbild gleicht einem Differentialbrückenfilter mit je einem Quarz pro Brückenarm. Die Elemente können nach dem gleichen Verfahren bestimmt werden (Lit. [17]). Durch Kaskadieren von mehreren Stufen können Polyolithische SAW-Filter mit hoher Selektion konstruiert werden. (Lit.[18]).

### Frequenzbereiche und Bandbreite von SAW-Filtern

Bild 9.23 gibt einen Überblick über die mögliche Relativbandbreite (in % der Mittenfrequenz) für Transversale SAW-Filter und SAW-Resonator-Filter im Vergleich zu diskreten Quarzfiltern wieder. Wie zu erkennen ist, decken im Bereich bis 100 MHz die SAW-Filter die größeren Bandbreiten (größer 0,1 % ... 1%) ab. Oberhalb 100 MHz sind die SAW-Resonatorfilter für schmale Bandbreiten geeignet, die SAW-Transversalfilter dominieren bei breiteren Bandbreiten.

Höhere Frequenzen und/oder größere Bandbreiten werden mit Dielektrischen Filtern vom Wellenleitertyp erreicht, wie sie in (DIN) IEC 1337 (Lit. [12]) beschrieben werden. Sie sind nicht Gegenstand dieser Abhandlung.

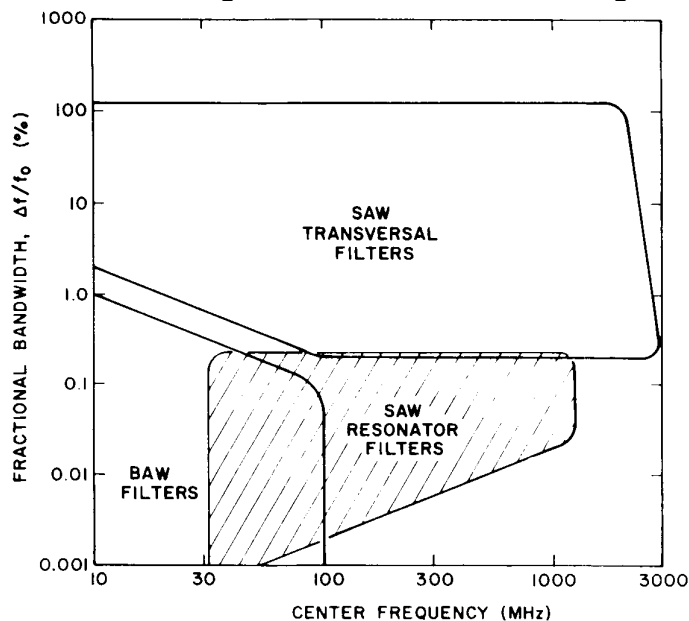


Bild 9.23: Realisierbarkeitsbereich der Relativbandbreite von SAW-Filtern (aus [10])

### 9.3 Literaturliste

- [1] Saal, R. + Entenmann, W.: Handbuch zum Filterentwurf; AEG Telefunken (1979)  
Kaufmann, F.: Synthese von Reaktanzfiltern; R. Oldenbourg (1994)
- [2] Zverev, A.I.: Handbook of Filter Synthesis; John Wiley & Sons (1967)  
Sheahan, D.F., Johnson, R.A.: Modern Crystal & Mechanical Filters John Wiley & Sons (1977)  
Kinsman, R.G.: Crystal Filters -Design, Manufacture, and Application; John Wiley & Sons (1987)
- [3] DIN IEC 368: Piezoelektrische Filter  
Teil 1: Allgemeine Angaben, Normwerte und Prüfbedingungen  
Teil 2-1: Leitfaden für die Anwendung von piezoelektrischen Filtern; Hauptabschnitt 1 - Quarzfilter  
Teil 3: Gehäuse
- [4] DIN EN 167000 Fachgrundspezifikation: Piezoelektrische Filter  
DIN EN 167100 Rahmenspezifikation: Piezoelektrische Filter  
DIN EN 167101 Vordruck für Bauartspezifikation: Piezoelektrische Filter  
DIN EN 167200 Rahmenspezifikation: Piezoelektrische Filter (Bauartzulassung)  
DIN EN 167201 Vordruck für Bauartspezifikation: Piezoelektr. Filter (Bauartzulassung)
- [5] DIN IEC 862: Oberflächenwellen (OFW)-Filter  
Teil 1: Allgemeine Angaben, Normwerte und Prüfbedingungen  
Teil 2-1: Leitfaden für die Anwendung von Oberflächenwellen-Filtern  
Teil 3: Gehäuse

- [6] DIN IEC 1019: Oberflächenwellen (OFW) Resonatoren  
Part 1: General information, standard values and test conditions  
1019.1-1 Abschnitt 1: Allgemeine Angaben und Normwerte  
1019.1-2 Abschnitt 2: Prüfbedingungen  
Teil 2: Leitfaden für die Anwendung von Oberflächenwellen-Resonatoren  
Teil 3: Gehäuse
- [7] TELE QUARZ Katalog (1997): Technische Einführung Quarzfilter
- [8] Neubig, B.: Monolithische Quarzfilter; Funkschau H.10 (1978), S.438 ff
- [9] Neubig, B.: Optimale ZF-Selektion für Kohärent-Telegrafie (CCW); UKW-Berichte H.1 (1983), S.35ff.
- [10] Smythe, R.C.; Wagers, R.S.: Piezoelectric and Electromechanical Filters; in: Precision Frequency Control Vol.1: Acoustic Resonators and Filters; Hrsg.: E.A.Gerber, A.Ballato, Academic Press, London (1985)
- [11] Buff, W.: SAW Devices for Frequency Control, Signal Processing and Sensor Application; in: Proc. 8th European Frequency and Time Forum, München (1994), Vol.1, S.573 - 589
- [12] DIN IEC 1337-1-1: Filter mit dielektrischen Resonatoren vom Wellenleitertyp  
Teil 1 Abschnitt 1: Allgemeine Angaben und Normwerte
- [13] Hickernell, T.S.: Development of a SAW Ladder Filter for a Portable Phone System; Proc. 16th Piezoelectric Conference and Exhibition (1994), S.106-111
- [14] Heighway, J., Kondratyev, S.N., Plessky, V.P.: Balanced bridge impedance element SAW filters; Proc. 8th European Frequency and Time Forum (1994), S.880-885
- [15] Hikita, M., Tabuchi, T., Shibagaki, N., Akagi, T., Ishida, Y.: New high-performance and low-loss SAW Filters Used in Ultra-Wideband Cellular Radio Systems; IEEE Ultrasonic Symposium Proc. (1991), S.225-230
- [16] Tiersten, H.F., Smythe, R.C.: Guided Acoustic Surface Wave Filters; IEEE Ultrasonic Symposium Proc. (1975), S.293f.
- [17] Neubig, B., Beier, J.: Measurement of the Equivalent Circuit Parameters of Transversely Coupled SAW Resonator Filters; IEEE Ultrasonic Symposium Proc. (1994), S.85-89
- [18] Neubig, B.: Polyolithic SAW Filters Using Coupled-Resonator Filter Elements; IEEE Int. Frequency Control Symposium Proc. (1996)
- [19] Neubig, B.: Moderne Quarzfilter (für den Langwellenbereich); in: Hilberg, W. (Hrsg.): Funkuhrtechnik, R. Oldenbourg (1988), S.347-360
- [20] Pond, C.W.: A Review of Crystal Band Reject Filters; Proc. 13<sup>th</sup> Piezoelectric Devices Conference (1991), S.122-128
- [21] Frey, M., Neubig, B.: A State-of-the-Art Crystal Filter Design Package Using Windows 3.0 Techniques; Proc. 6th European Frequency and Time Forum (1992), S.209.216