

Dipl.-Phys. Ing. (grad.)
Bernd Neubig

Monolithische Quarzfilter

Das konventionelle Quarzfilter

In konventionellen Quarzfiltern sind im allgemeinen ein bis zehn einzelne Quarze mit Induktivitäten, Kapazitäten und Widerständen so gekoppelt, daß eine für den Anwendungszweck optimale Filtercharakteristik erreicht wird. Als typisches Beispiel dafür zeigt *Bild 1* die innere Schaltung des Bandfilters XF-9 B der Kristallverarbeitung Neckarbischofsheim. Hierbei handelt es sich um ein Standardfilter für Einseitenbandmodulation. Es ist achtpolig, d. h. es enthält acht Filterquarze, und hat bei einer Mittenfrequenz von 9,0 MHz eine Bandbreite von $\pm 1,2$ kHz (bei -6 dB).

Das XF-9B besteht aus vier abgestimmten Differentialbrücken mit zwei Quarzen in den Brückenzeigen. C_4 und C_5 sind die Koppelkondensatoren der einzelnen Stufen. Die Ein- und Ausgangskreise haben eine aufgestockte Zusatzwicklung zur Anpassung der Filterimpedanz an einen Abschlußwiderstand von 500 Ω . Sie sind nach höheren Frequenzen verstimmt und werden zum Ausgleich von Schaltkapazitäten durch externe Trimmer (30 pF) auf die Bandmittenfrequenz des Filters und damit auf minimale Welligkeit des Durchlaßbereiches abgestimmt.

Der monolithische Doppelresonator (Dual)

In monolithischen Quarzfiltern werden nun statt diskreter Quarze Mehrfachresonatoren verwendet, bei denen mehrere Quarzsysteme auf einer Quarzscheibe aufgebracht sind. Es handelt

Auf dem Sektor der Quarzfilter ist in den letzten Jahren ein neuer Filtertyp aufgetaucht: das monolithische Quarzfilter. Es beginnt, konventionelle Quarzfilter auf ihren typischen Einsatzgebieten mehr und mehr zu ersetzen und neue Anwendungsbereiche zu erschließen, weil es bei vergleichbaren elektrischen Eigenschaften meist kleiner, in Großserien stets aber wirtschaftlicher herstellbar ist.

sich dabei typischerweise um Dicken-scherungsschwinger (AT-Schnitte), deren Frequenzbereich bei dieser Anwendung im Grundton von 5 bis 30 MHz reicht (als planparallele Quarzscheiben). Als Mehrfachresonatoren werden sie meist im Grundtonbereich verwendet. Zunehmend wird dasselbe Prinzip aber auch auf Oberton-Monolithen ausgedehnt. Die einfachste Form ist der monolithische Doppelresonator, oft kurz *Dual* genannt.

Das Ersatzschaltbild eines Einzelquarzes zeigt *Bild 2*. Es besteht aus einem verlustbehafteten Serienresonanzkreis L_1, C_1, R_1 und der statischen Parallelkapazität C_0 zwischen den Elektroden. Die Güte dieser Quarze ist größer als 50 000 und kann Werte bis 300 000 erreichen [1, 2].

Dieses Gebilde hat eine Serienresonanzfrequenz

$$f_s = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad (1)$$

und eine Parallelresonanzfrequenz (oberhalb f_s)

$$f_p = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_1 \cdot \frac{C_0 \cdot C_1}{C_0 + C_1}}} \quad (2)$$

Beim monolithischen Dualresonator sind zwei Elektrodenpaare auf einer Quarzscheibe so angebracht, daß die Schwingungen beider Resonatoren

über die Quarzscheibe in einer exakt definierten Größe mechanisch gekoppelt sind. Das resultierende elektrische Ersatzschaltbild ist in *Bild 3* dargestellt.

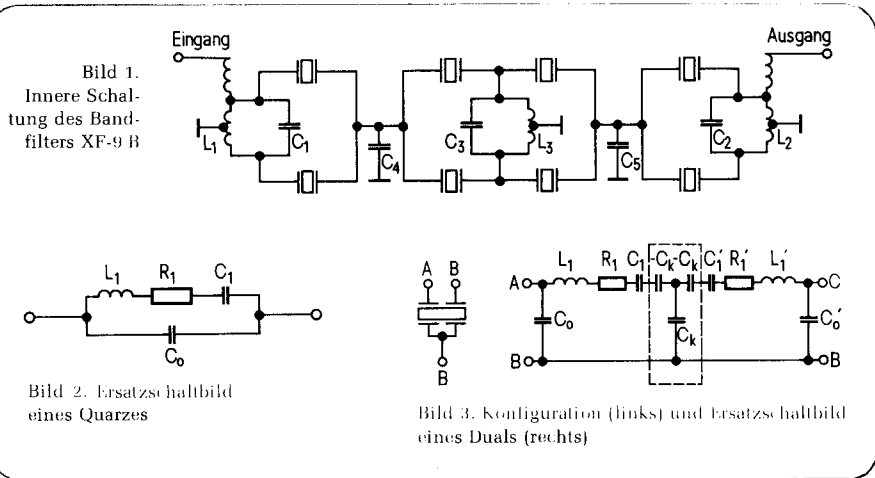
Die beiden Resonatorhälften bestehen aus L_1, C_1, R_1 und L_1', C_1', R_1' . C_0 und C_0' sind die zugehörigen statischen Kapazitäten gegen die gemeinsame Elektrode. Der eingerahmte Koppelvierpol aus C_k und den beiden negativen Kapazitäten $-C_k$, ein sogenannter Impedanzinverter, repräsentiert die Kopplung zwischen den beiden Systemen [3]. Dabei ist

$$k = \frac{C_1}{C_k} \quad (3)$$

Der Kopplungsfaktor k liegt bei Grundton-Duals in der Größenordnung von 10^{-4} bis 10^{-3} , bei Oberton-Duals ist er noch kleiner. Er wird durch die gegenseitige Anordnung der Elektrodenpaare, durch die kristallografische Kopplungsrichtung, die Masse des Elektrodenbelags und die Dicke der Quarzscheibe eindeutig bestimmt [4].

Die Resonanzfrequenzen f_1 und f_1' der beiden Resonatorhälften sind im allgemeinen gleich oder liegen nahe beieinander.

$$f_1' = f_1 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad (4)$$



Dipl.-Phys. Ing. (grad.) Bernd Neubig (30 Jahre). Nach zwei Jahre Praktikum der Fernmeldetechnik bei der Deutschen Bundespost; Ingenieurstudium an der Ingenieurakademie der Deutschen Bundespost (heute Fachhochschule der DBP) in West-Berlin. Abschluß als Ing. (grad.) der Nachrichtentechnik. Danach Physikstudium an der Technischen Universität Berlin; Abschluß als Diplom-Physiker. Seit 1976 Entwicklungsabteilung der Kristallverarbeitung Neckarbischofsheim (KVG), zuständig für Technologie.

Literatur:

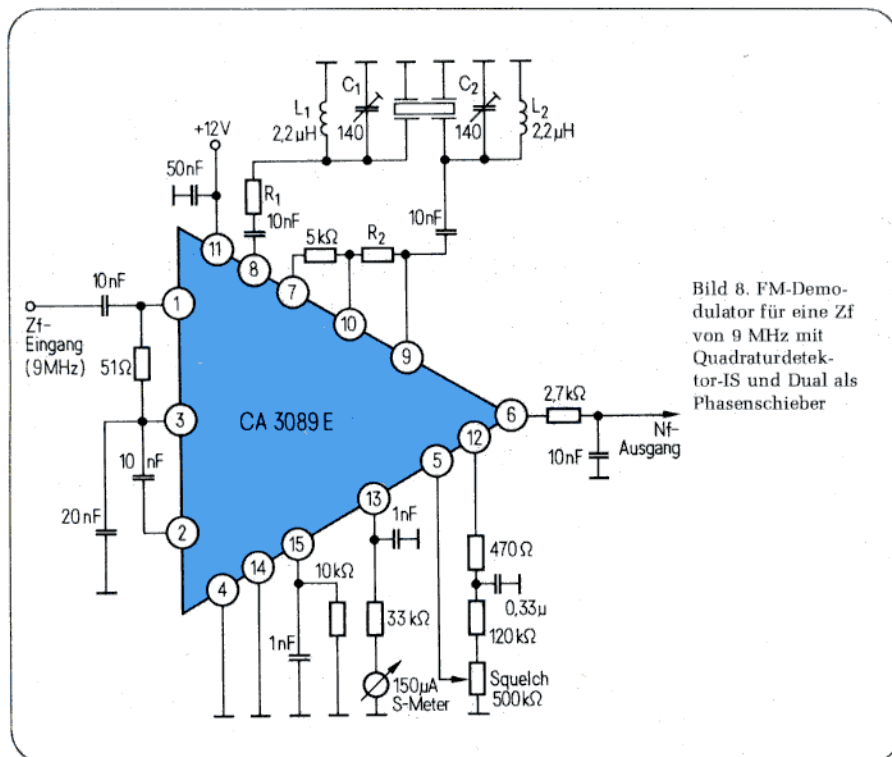


Bild 8. FM-Demodulator für eine Zf von 9 MHz mit Quadraturdetektor-IS und Dual als Phasenschieber

Mehrpole Filter

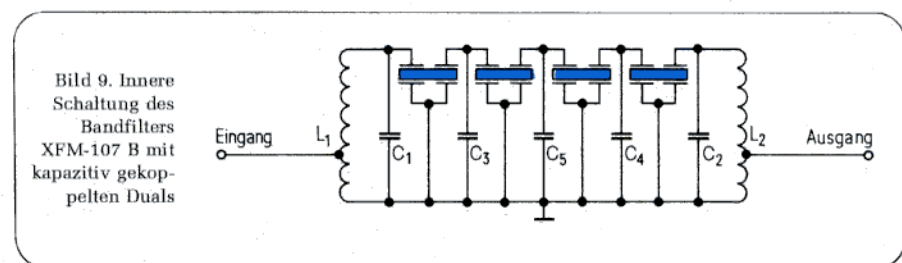
Monolithische Quarzfilter mit höherer Polzahl können durch Kettenschaltung mehrerer Duals hergestellt werden, die untereinander kapazitiv fußpunktgekoppelt sind. Bild 9 zeigt als Beispiel die innere Schaltung des KVG-Filters XFM-107 B. An Ein- und Ausgang ist es mit Schwingkreisen abgeschlossen, die die Filterimpedanz auf 410 Ω (mit $C_{ext} = 25$ pF parallel) transformieren. Ebenso wie Einzelduals kann man solche Kettenschaltungen aber auch mit dem durch die Filtersynthese gegebenen charakteristischen Widerstand rein ohmisch direkt abschließen und auf die beiden Schwingkreise verzichten.

Schließlich werden bei Filtern mit großer relativer Bandbreite (etwa 1 % der Mittenfrequenz) die Koppelkapazitäten so klein, daß sie bereits durch die Schaltkapazitäten und die statischen Ein- und Ausgangskapazitäten der gekoppelten Duals realisiert sind. Solche Fälle ergeben dann die einfachste Bauform eines monolithischen Filters, das ausschließlich aus einer Kette direkt verbundener Duals besteht. Durch Vergleich mit Bild 1 wird die Vereinfachung gegenüber einem konventionellen Achtpol-Quarzfilter offensichtlich. Hinzu kommt, daß bei Differentialbrückenfiltern mit mehr als fünf Polen

meist ein Zwischenkreis (z. B. L_3, C_3 in Bild 1) notwendig ist, der eine zusätzliche Einfügungsdämpfung erzeugt. Monolithische Filter ab dieser Ordnung haben daher eine geringere Dämpfung im Durchlaßbereich als konventionelle Quarzfilter.

Die elektrischen Eigenschaften monolithischer Quarzfilter sind prinzipiell äquivalent zu denen von Filtern aus Einzelquarzen. Es lassen sich somit alle bekannten Filtercharakteristiken realisieren, lediglich mit einer oberen Grenze für die Bandbreite. Allgemein können dabei bei Filtern im n-ten Ober-ton nur um den Faktor $1/n^2$ kleinere Bandbreiten erzielt werden.

Die theoretischen Filterkurven für verlustfreie Filter (Dämpfungs- und Phasenverlauf in Abhängigkeit von der Frequenz) sind in normierter Darstellung in der einschlägigen Literatur katalogisiert [8, 13].



- [1] Awender, H.; Sann, K.: Der Quarz in der Hochfrequenztechnik. Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Bd. II.
- [2] Niggemeyer, H.: Schwingquarze – gestern und heute. FUNKSCHAU 1974, H. 24, S. 926, und H. 25, S. 984.
- [3] Smith, W. L.: The Application of Piezoelectric Coupled Resonator Devices to Communication Systems. Proc. 22nd Ann. Symp. on Freq. Control 1968, S. 206.
- [4] Beaver, W. D.: Theory and Design of the Monolithic Crystal Filter. Proc. 21st Ann. Symp. on Freq. Control 1967, S. 179.
- [5] Kohlbacher, G.: Vorschlag zur Messung der Ersatzgrößen von zweikreisigen monolithischen mechanischen Filtern für 5 bis 100 MHz. Bericht des Telefunken-Forschungsinstituts, Ulm.
- [6] Olster, S. H.; Oak, I. R.; Pearman, G. T.; Rennick, R. C.; Meeker, T. R.: A 6 Monolithic Crystal Filter Design for Manufacture and Device Quality. Proc. 29th Ann. Symp. on Freq. Control 1975, S. 105.
- [7] Herzog, W.: Siebschaltungen mit Schwingkristallen. Wiesbaden 1949.
- [8] Zverev, A. I.: Handbook of Filter Synthesis. New York/London/Sydney 1967.
- [9] Gerber, E. A.; Sykes, R. A.: A Quarter Century of Progress in the Theory and Development of Crystals for Frequency Control and Selection. Proc. 25th Ann. Symp. on Freq. Control 1971, S. 1.
- [10] Limann, O.: Der „Ratio“ bekommt Konkurrenz, 3. Teil. FUNKSCHAU 1970, H. 14, S. 467.
- [11] Baar, L. S.: Application of the CA 3089 E FM-IF Subsystem. RCA-Application Note ICAN-6257.
- [12] Olson, H.: FM Detectors. Ham Radio 1976, H. 6, S. 22.
- [13] Saal, R.: Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Katalogs normierter Tiefpässe. Frequenz 1961, S. 111.

Wegen der Kopplung können sie jedoch nicht ungestört gemessen werden. Mißt man etwa zwischen Klemme A und Klemme B bei offener Klemme C, dann liegt eine Serienresonanzstelle bei einer Frequenz f_1' , die kleiner ist als die nach Gleichung (4)¹⁾.

Wichtiger für die Bedeutung des Duals als Filterelement sind jedoch zwei neue Eigenresonanzen dieses Systems, die beiden charakteristischen Schwingungsmoden des Duals:

Schaltet man beide Systeme nach Bild 4a parallel, dann tritt eine Serienresonanzstelle bei der sogenannten symmetrischen Frequenz

$$f_{sym} = f_1 \sqrt{1 - k} \quad (5)$$

auf. In dieser Schaltungsart schwingen beide Systeme gleichphasig, d. h. die mechanische Auslenkung (der Dicken-scherungsbewegung des Quarzes) vollzieht sich in beiden Resonatorsystemen in der gleichen Richtung.

Schaltet man die beiden Einzelresonatoren jedoch gegeneinander in Serie (Antiserie, (Bild 4b)), dann mißt man eine Serienresonanz bei der sogenannten antisymmetrischen Frequenz f_{asym} , die oberhalb von f_{sym} liegt:

$$f_{asym} = f_1 \sqrt{1 + k} \approx f_{sym} (1 + k) \quad (6)$$

In dieser Anordnung schwingen die beiden Teilsysteme gegenphasig zueinander.

¹⁾ Genauer gesagt existieren zwei Frequenzen

$$f_{1,2}' = f_1 \sqrt{1 \pm \frac{C_1}{2 \cdot C_0} \pm \sqrt{k^2 + \left(\frac{C_1}{2 \cdot C_0}\right)^2}}$$

wobei die tiefere zwischen f_{sym} und f_{asym} , die höhere oberhalb von beiden liegt.

Ferner können die beiden Resonanzfrequenzen f_{sym} und f_{asym} gleichzeitig zwischen den Klemmen A und B gemessen werden, wenn ausgangsseitig die Klemmen B und C kurzgeschlossen sind (s. Bild 3). Symmetrische und antisymmetrische Frequenz sind dann die Frequenzen des maximalen Eingangsleitwertes des Vierpols [5].

Der Abstand zwischen den beiden Eigenfrequenzen f_{sym} und f_{asym} oft auch als Mode spacing bezeichnet, ist nach Gleichung (6) um so größer, je größer der Kopplungsfaktor k des Duals ist.

Monolithische Vielfachresonatoren

Das Prinzip des monolithischen Doppelresonators kann entsprechend erweitert werden und führt dann zu monolithischen Vielfachresonatoren, die bis zu acht oder zehn Resonatorsysteme auf einer Quarzscheibe umfassen. Die mathematische, meßtechnische und produktionstechnische Beherrschung eines derartigen Schwingers ist jedoch sehr komplex. Jeder Filtertyp verlangt eine bestimmte Konfiguration der Einzelresonatoren zueinander, wodurch die Möglichkeit, verschiedenartige Filter (unterschiedlicher Bandbreite, Filtercharakteristik, Impedanz usw.) ökonomisch auch in geringeren Stückzahlen herzustellen, stark eingeschränkt wird.

Mit der wachsenden Zahl der Resonatoren wird auch die Beherrschung unerwünschter Nebenresonanzen immer schwieriger, weshalb sich dieser Filtertyp bisher nur in Einzelfällen durchsetzen konnte [6]. Es besteht vielmehr die Tendenz, vielpolige monolithische Quarzfilter aus mehreren Duals zusammenzusetzen. Daher sei an dieser Stelle nicht näher auf diese Vielpolmonolithe eingegangen.

Monolithische Quarzfilter

Zweipolige Filter

Mit Hilfe der Netzwerktheorie und des Barlettschen Theorems [7] kann gezeigt werden, daß das Ersatzschaltbild des Duals nach Bild 3 in eine äquivalente Differentialbrücke transformiert werden kann, die das gleiche Übertragungsverhalten hat [8].

Schließt man einen Dual am Eingang und Ausgang mit einer bestimmten Impedanz $Z_E = Z_A$ ab, dann erhält man die einfachste Form eines zweipoligen Quarzfilters, das die gleiche Selektionskurve hat wie ein mit der gleichen Impedanz abgeschlossenes äquivalentes zweipoliges Quarzfilter aus Einzelquarzen mit Differentialübertrager (sog. Halbbrücke oder half lattice, Bild 5). Vergleicht man den Bauteileaufwand der beiden Filtertypen, so sieht man deutlich, daß ein monolithisches Filter einfacher aufzubauen ist: Die Differentialbrücke entfällt, und statt der zwei Einzelquarze ist nur eine Quarzscheibe notwendig.

Die Bandfilterkurve eines solchen Filters hängt von der Größe des Abschlußwiderstandes ab. Es existiert ein sogenannter charakteristischer Abschlußwiderstand

$$R_0 = 2 \pi \cdot L_1 \cdot \Delta f \quad (7)$$

wobei L_1 die dynamische Induktivität des Einzelresonators (s. Bild 3) und Δf die halbe Filterbandbreite ist. Typische Duals haben z. B. bei 10,7 MHz und einer Bandbreite von $\pm 7,5$ kHz eine charakteristische Impedanz von einigen $k\Omega$.

„Vernünftige“ Bandfilterkurven, d. h. Kurven mit einer möglichst rechteckförmigen Durchlaßcharakteristik, erhält man bei Abschlußimpedanzen, die kleiner als R_0 sind (Unteranpassung). Je kleiner $R = Z_A = Z_E < R_0$ ist, um so stärker sind die Einsattelungen (Welligkeiten) im Durchlaßbereich des Filters, um so steiler sind jedoch die Filterflanken²⁾. Durch entsprechende Wahl der Abschlußimpedanzen und der Dual-Eigenfrequenzen kann jede der aus der Betriebsparametertheorie bekannten Filtercharakteristiken mit

²⁾ Die klassische Wellenparametertheorie gibt dazu folgenden Anhaltspunkt: Für $\frac{R}{R_0} = 0,8$ erreicht die Einsattelung eine Tiefe von ca. 0,1 dB, die 20-dB-Bandbreite ist das 3fache der 3-dB-Bandbreite. Bei $\frac{R}{R_0} = 0,5$ steigt die Welligkeit auf 0,22 dB an, und die 20-dB-Bandbreite ist das 2,8fache der 3-dB-Bandbreite.

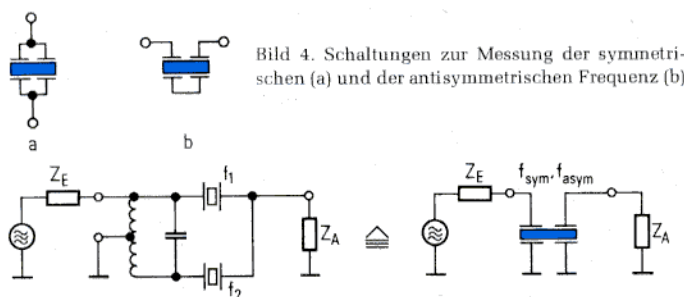


Bild 4. Schaltungen zur Messung der symmetrischen (a) und der antisymmetrischen Frequenz (b)

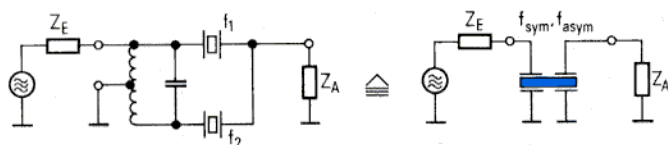


Bild 5. Zweipol-Quarzfilter mit Differentialbrücke (links) und äquivalentes monolithisches Filter (rechts)

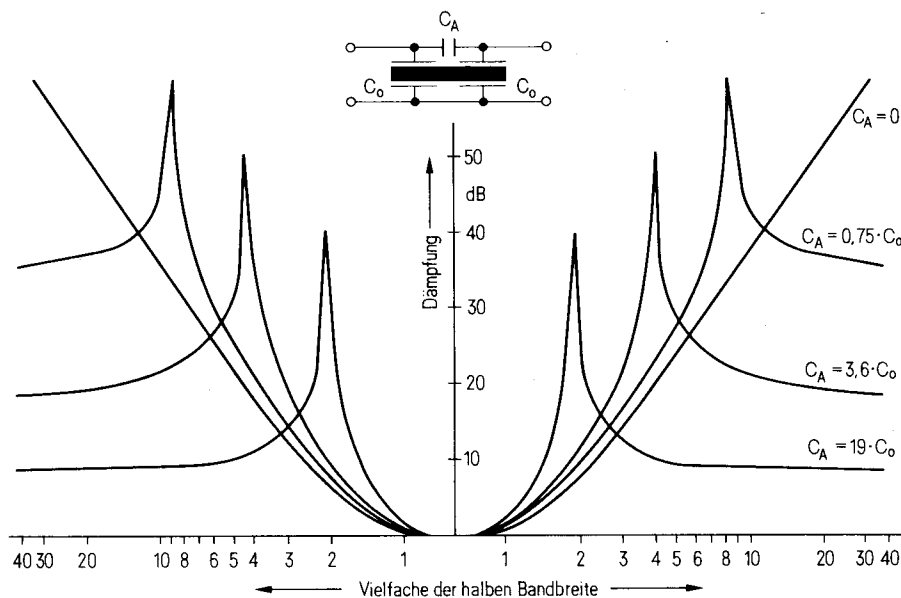


Bild 6. Selektionskurven eines Duals mit durch C_A erzeugten Polstellen

definiertem Dämpfungs- und Phasenverlauf (Tschebyscheff, Bessel, Butterworth, Gauß) [8] für Zweipole eingestellt werden, allerdings mit einer Einschränkung bezüglich der maximal realisierbaren Bandbreite.

Man kann die Filterflanken noch weiter versteilern, indem man zwischen beiden Resonatoren einen Koppelkondensator C_A einfügt. Dadurch wird auf beiden Seiten der Durchlaßkennlinie je ein Dämpfungspol erzeugt. Allerdings geht dies auf Kosten der Weitabselektion, wie Bild 6 für verschiedene Werte von C_A (im Verhältnis zu C_0) zeigt [9].

Zur Erzielung der notwendigen Gesamtselektion eines Gerätes (Empfänger o. ä.) wird ein derartiges Zweipolfilter kaum ausreichend sein. Trotzdem gibt es auch für diese einfachen Filter interessante Anwendungsbeispiele.

Dual als Rauschfilter

Im allgemeinen wird die Gesamtselektion eines kommerziellen Zf-Teils mit einem hochwertigen (z. B. achtpoligen) Filter vor den Zf-Verstärkerstufen hergestellt. Die darauf folgenden, meist breitbandigen Stufen mit hoher Verstärkung erzeugen aber ein Breitbandrauschen, das in voller Höhe an der Demodulatorstufe steht. Dieser Rauschteil, der besonders bei sehr schmalen Bandbreiten (z. B. mit Telegrafiefilter vom Typ XF-9 NB) stört, kann nun durch ein einfaches Filter unmittelbar vor dem Demodulator stark reduziert werden. Dafür eignet sich wegen seiner Einfachheit und wegen des

Fortfalls jeglicher zusätzlicher Abgleicharbeit ein monolithischer Dual passender Bandbreite, im zitierten Fall etwa der KVG-Typ XFM 900.

Dual als FM-Diskriminator

Zur Demodulation von frequenzmodulierten Signalen wird häufig ein Quadratur-(Koinzidenz-)Demodulator in integrierter Bauform verwendet. Das Prinzip eines derartigen Demodulators besteht darin, daß das FM-Signal in einem UND-Gatter mit einem phasenverschobenen Anteil desselben Signals verknüpft wird.

Als Phasenschieber wird nach Bild 7a normalerweise ein über eine Drosselspule bzw. eine kleine Kapazität angekoppelter Parallelschwingkreis verwendet. Dieser erzeugt in der Umgebung seiner Resonanzfrequenz eine Phasendrehung, die proportional der Frequenz ist [10]. Größere Phasensteilheit und damit höhere Nf-Ausbeute erzielt man nach Bild 7b durch ein unterkritisch gekoppeltes Bandfilter [11].

Ersetzt man schließlich das Bandfilter durch einen Dual, dann erhält man neben einer hohen Ausgangsspannung eine ausgezeichnete Linearität der Demodulator-Kennlinie. Es entsteht auch hierbei die typische S-förmige Charakteristik wie beim Ratiodetektor, wobei die beiden Höcker ungefähr bei der symmetrischen und der antisymmetrischen Frequenz liegen.

In Bild 8 ist eine Musterschaltung nach diesem Prinzip für die integrierte Schaltung CA 3089 E (RCA) gezeigt. Die beiden Abschlußwiderstände R_1 und R_2 sind so zu bemessen, daß für den jeweiligen Dualtyp (gegeben durch Mode spacing und die dynamischen Ersatzdaten L_1, C_1) im Durchlaßbereich ein linearer Phasenverlauf proportional zur Frequenz erreicht wird (Bessel-Charakteristik). Analog ist dieses Prinzip natürlich auch auf andere Quadraturdetektor-IS, wie z. B. ULN 2113 A (Sprague), SO 41 P (Siemens), TBA 120 S (Telefunken) usw. anwendbar [12].

Bild 7. Prinzipschaltungen eines Quadraturdetektors für 10,7 MHz; a) mit Einzelkreis, b) mit Bandfilter

