

Bild 2: Impulsdiagramm

Lautsprecher diente ein Ohrhörer mit einer Impedanz von etwa 400 Ω . Die Leiterzüge und Lötungen wurden auf einseitig kupferkaschiertem Material mittels „Typofix“-Abreibefolie hergestellt. Als Gebemechanik bewährten sich Teile eines polarisierten Relais. Die Stromauf-

nahme (ohne Tastrelais) beträgt etwa 50 mA. Das Mustergerät (mit Netzteil) hat die Abmessungen 140 mm \times 80 mm \times 45 mm. Die vorgestellte elektronische Taste haben mehrere OM's unserer Klubstation Y63ZI mit Erfolg nachgebaut. Anmerkung: Der durchlaufende Takt-

generator hat den Nachteil, daß das Zeichen (nachdem der Punkt- bzw. Strichkontakt geschlossen wurde) je nach Phasenlage des Generators erst nach maximal einer halben Punktlänge (d.h. einem bit bzw. der Länge des eigentlichen Punktes) beginnt. Bei höheren Tempi stört das aber nicht. Man kann diesen Nachteil beseitigen, indem man die Eingänge von G1 auftrennt und den nun freien Eingang mit dem Ausgang von G5 verbindet (siehe [1]). Der Taktgenerator läuft dann nicht mehr durch. Das hat jedoch den Nebeneffekt, daß die Impulszeiten des Taktgenerators zu Beginn des Zeichens nicht exakt konstant sind.

Literatur

[1] Dr. Schmidt, M.: Noch einmal: Elektronische Morsetaste, FUNKAMATEUR 29 (1980), H. 8, S. 396

Duplexer für UKW-Relaisstationen

F. STEFFEN – Y24TL, D. SCHAEFER – Y24DL

Unter einem Duplexer versteht man ein Netzwerk, mit dessen Hilfe man Sender und Empfänger mit unterschiedlichen Frequenzen an einer Antenne betreiben kann. Die Senderleistung soll möglichst wenig gedämpft an die Antenne gelangen und muß gleichzeitig vom Empfängereingang ferngehalten werden. Von der Antenne aufgenommene Signale sollen den Empfängereingang mit geringer Dämpfung erreichen. Dazu sind aus der Literatur mehrere Möglichkeiten bekannt.

1. Möglichkeiten der Entkopplung von Sender und Empfänger

Da Sender und Empfänger auf verschie-

den Frequenzen arbeiten, ist es möglich, diese durch Bandpaß-Filter voneinander zu trennen bzw. zusammenzuführen (Bild 1). Dabei müssen die Ankopplungen an die Bandpaßfilter bzw. deren Leitungslängen so bemessen werden, daß am gemeinsamen Koppelpunkt A vom jeweils nicht auf die Arbeitsfrequenz f_1 und f_2 abgestimmten Filter ein Leerlauf transformiert wird. Solch eine Frequenzweiche läßt sich mit relativ geringem Aufwand realisieren, wenn die Frequenzen f_1 und f_2 weit auseinanderliegen. Das jeweils für andere Frequenz sperrende Filter muß diese so stark dämpfen, damit keine Beeinflussung der Empfänger-Ein-

gangsstufe durch die Senderleistung auftritt. Außerdem muß das senderseitige Filter das im Sender entstehende und in den Empfangsbereich fallende Rauschseitenband ausreichend dämpfen. Da bei den 2-m-Relais die Sende- und Empfangsfrequenz nur einen geringen Abstand hat (600 kHz), ist ein hoher Filteraufwand erforderlich, um eine ausreichende Trennung der beiden Frequenzen zu erreichen. Unsere ersten Arbeiten befaßten sich mit einem Bandpaß-Filter, das in 600 kHz Abstand vom Durchlaßbereich eine hohe Dämpfung hat, d.h. sehr steiflankig ist. Dafür bieten sich Cauer-Filter mit Dämpfungspolen nahe dem Durchlaßbereich an (Bild 2) [1]. Realisieren läßt sich solch eine Filter-Übertragungscharakteristik durch ein Vierkreisfilter mit einer zusätzlichen Verkopplung des 1. und 4. Resonators (Bild 3). Das Filter sollte aus möglichst großen Koaxialresonatoren mit hoher Güte aufgebaut werden, um die Durchgangsverluste bei kleiner Band-

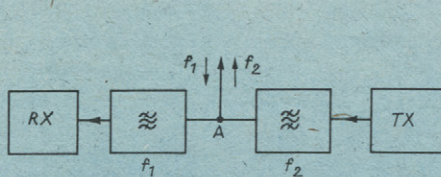


Bild 1: Prinzipschaltung einer Frequenzweiche

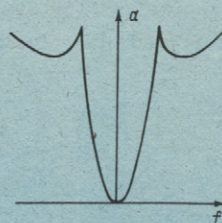


Bild 2: Filtercharakteristik mit Dämpfungspolen in der Nähe des Durchlaßbereichs

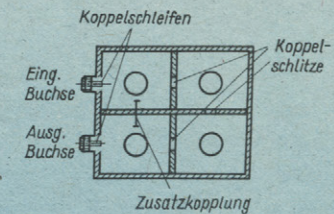


Bild 3: Koaxiales 4-Kreis-Filter mit zusätzlicher Kopplung zwischen Ein- und Ausgangsresonator

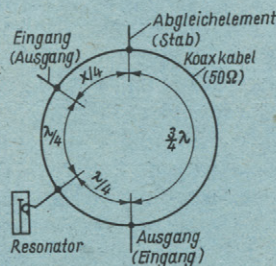


Bild 4: Prinzipschaltung eines Hybrid-Ringes

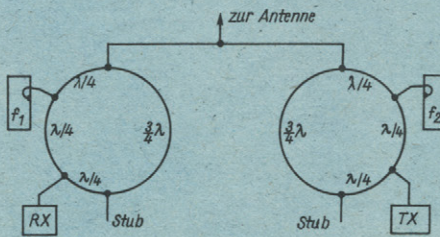


Bild 5: Prinzipschaltung eines Hybrid-Ring-Duplexers

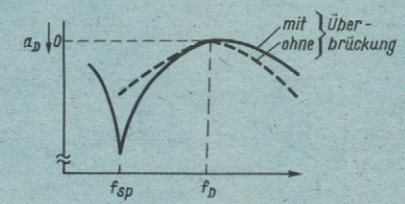


Bild 6: Übertragungscharakteristik eines kapazitiv überbrückten Durchgangsresonators

breite gering zu halten und um möglichst hohe Sperrpole in 600 kHz Abstand von der Mittenfrequenz zu erreichen. Da in unserem Fall die Sperrpole sehr dicht am Durchlaßbereich des Filters liegen müssen, ist theoretisch eine Sperrpolhöhe von etwa 73 dB zu erwarten. Ein Zweikreisfilter wurde zur Ermittlung der Resonatorkreisdaten aufgebaut. Folgende Probleme mußten gelöst werden: – Wahl der Resonatorabmessungen, – Frequenzabstimmung der Resonatoren, – Temperaturkompensation. In der endgültigen Filterausführung nach 3. wurden die Innenleiterabmessungen beibehalten, lediglich der Außenleiter hatte runden Querschnitt.

2. Hybrid-Ring-Duplexer

Der Hybrid-Ring-Duplexer stellt eine andere Möglichkeit dar, Sender und Empfänger an einer Antenne zu betreiben. Der Hybrid-Ring besteht aus $\lambda/4$ -langen Leitungsstücken bzw. Vielfachen davon,

die zu einem Ring zusammenschaltet werden (Bild 4). Ein am Eingang eingespeistes Signal teilt sich gleichmäßig in zwei Teile auf, wobei ein Teil den Ring im Uhrzeigersinn und der andere ihn entgegengesetzt durchläuft. Leistungen mit Frequenzen außerhalb der Resonanzfrequenz des Resonators treffen am Ausgangstor um 180° phasenverschoben ein, so daß dort keine Leistung austritt. Diese Brückenordnung wird bei der Resonanzfrequenz des Resonators gestört, so daß nur die Leistung mit dieser Frequenz am Ausgang erscheint. Für einen Duplexer benötigt man 2 Hybridringe mit 2 Resonatoren sehr hoher Güte, die entsprechend zusammenschaltet werden (Bild 5).

Die Abgleichelemente am Hybridring bestehen aus kurzgeschlossenen Leitungen, die in ihrer Länge verschiebbar sind. Mit ihrer Hilfe kann eine maximale Entkopplung zwischen Ein- und Ausgangstor eingestellt werden. Mit solch einem Duplexer wurden Entkopplungen zwi-

schen Sender und Empfänger von etwa 65 dB, wie der Literatur zu entnehmen ist, erzielt. Höhere Entkopplungen werden mit mehreren Resonatoren erreicht.

3. Filterduplexer

Grundbauelemente solcher Duplexer sind Resonatoren mit sehr hohen Leerlaufgüten. Hier werden koaxiale $\lambda/4$ -Resonatoren mit großen Abmessungen und daher hohen Leerlaufgüten verwendet. Über induktive Koppelschleifen wird die Energie ein- bzw. ausgekoppelt. Solch ein Resonator wirkt als Serienresonanzkreis. Überbrückt man ihn mit einer Kapazität oder einer Induktivität, so entstehen Dämpfungspole im Übertragungsverhalten. Eine Überbrückungskapazität über dem Resonator erzeugt einen Dämpfungspol unterhalb des Durchlaßbereichs, eine Überbrückungsinduktivität erzeugt einen Pol oberhalb des Durchlaßbereichs. Die Größe dieser Überbrückungselemente bestimmt den Abstand zwischen Pol und Durchlaßfrequenz. Die Erzeugung des Pols geht jedoch auf Kosten der Weitabselektion des Kreises. Eine typische Übertragungscharakteristik solch eines überbrückten Einzelkreises ist in Bild 6 dargestellt. Die Größe von Ein- und Auskopplung durch die Koppelschleifen ist so zu wählen, daß bei unüberbrücktem Resonator gerade ein Minimum in der Durchgangsdämpfung auftritt, was einer kritischen Kopplung entspricht. Bei loserer Ankopplung (unterkritisch) steigt die Durchgangsdämpfung an, die Bandbreite der Durchlaßkurve verringert sich. Bei festerer Ankopplung (überkritisch) verbreitert sich die Resonanzkurve, die Durchgangsdämpfung a_D sinkt jedoch unwesentlich.

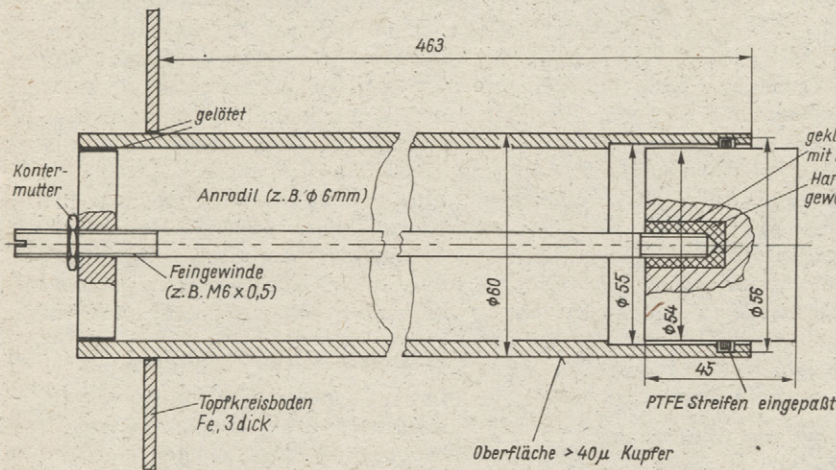


Bild 7: Maßskizze des Innenleiters, der abstimmbaar ist

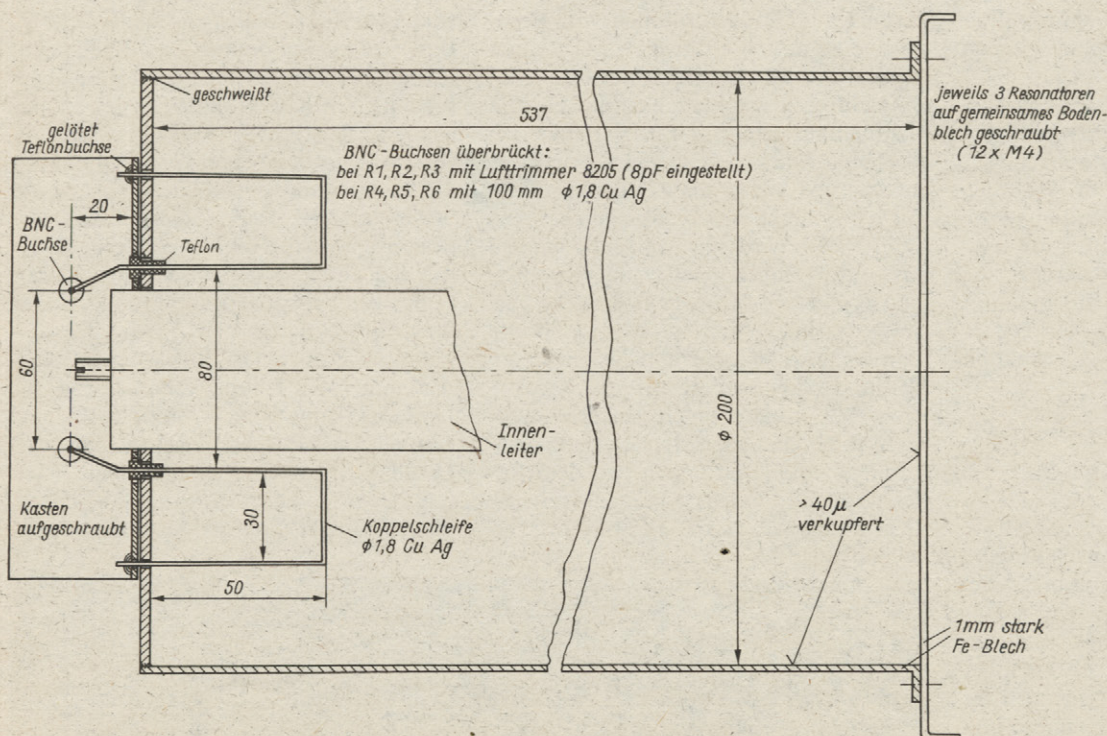
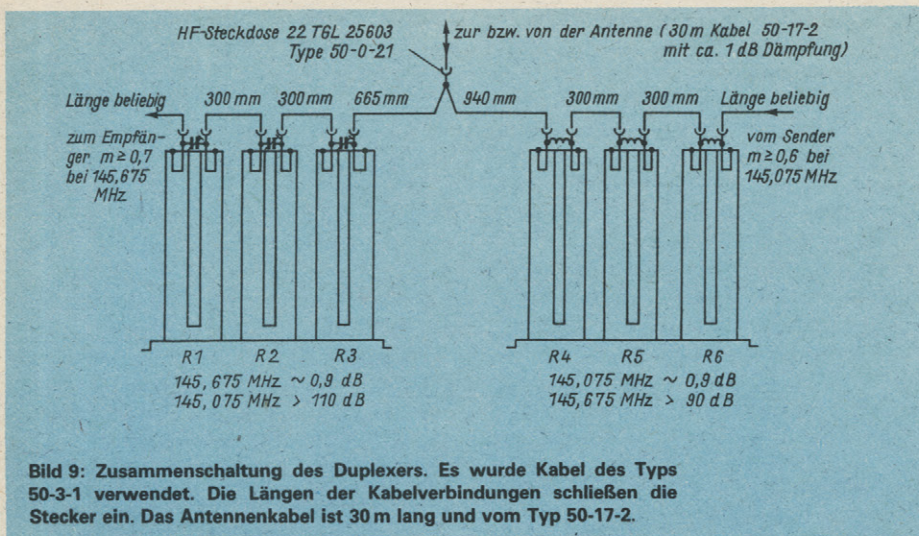


Bild 8: Maßskizze des kompletten Topfkreises



4. Abschätzung der geforderten Daten des 2-m-Duplexers

Es wurde eine Frequenzweiche nach Bild 1 gewählt. Das wesentlichste Problem beim Entwurf eines Duplexers für den 2-m-Umsetzer ist, eine ausreichend hohe Entkopplung zwischen der sehr dicht beieinanderliegenden Send- und Empfangsfrequenz zu erhalten. Eine Abschätzung der erforderlichen Dämpfungen für eine Frequenzweiche soll dies verdeutlichen.

Messungen am Sender des Relais Y210 ergaben bei 8 W (+39 dBm) Ausgangsleistung in 600 kHz Abstand vom Träger eine Rauschleistung von -19 dBm, bezogen auf einer Bandbreite von 19 kHz. Die Rauschleistung auf der Empfangsfrequenz sollte nach Angaben in der Literatur -130 dBm (0 dBm = 1 mW; -130 dBm = 0,0707 μ V an 50 Ω) am Empfängereingang nicht übersteigen, um seine Empfindlichkeit nicht zu verschlechtern. Das bedeutet, daß das Senderfilter (Bild 1) in 600 kHz Abstand eine Dämpfung von -111 dB (-130 dBm + 19 dBm) haben muß.

Setzt man das gleiche Filter im Empfangszweig ein, so wird das Sendesignal um -111 dB gedämpft und würde mit einem Pegel von -72 dBm (+39 dBm - 111 dB), etwa 56 μ V an 50 Ω am Empfängereingang anstehen. Dieser Wert muß von jedem Empfänger verkraftet werden.

In [2] fanden wir einen 2-m-Duplexer mit 6 Resonatoren und erstaunlichen Daten, der Grundlage unserer Konstruktion wurde.

5. Wahl der Resonatorabmessungen

Ziel war eine möglichst hohe Güte der Resonatoren zu erreichen, um die Einfügungsverluste der Filter möglichst klein zu halten. Die Filtergröße spielte dabei eine untergeordnete Rolle. Bei einem mit Luft gefüllten coaxialen Resonator ergibt sich höchste Güte bei einem Wellenwiderstand $Z_L \approx 75 \Omega$. Er errechnet sich für eine coaxiale Leitung mit rundem Innenleiter des Durchmessers d und

quadratischem Außenleiter mit der Seitenlänge D zu

$$Z_L = 60 \ln \cdot 1,08 \frac{D}{d} \quad (1)$$

und für einen runden Außenleiter mit dem Durchmesser D zu

$$Z_L = 60 \ln \frac{D}{d} \quad (2)$$

Für den Innenleiter stand Ms-Rohr mit einem Außendurchmesser von 60 mm zur Verfügung, so daß der quadratische Außenleiter 194 mm \times 194 mm, bzw. später der runde Außenleiterdurchmesser mit 200 mm gewählt wurde. Die Innenleiterlänge ist infolge der kapazitiven Belastung etwas kleiner als $\lambda/4$. Die genauen Abmessungen gehen aus Bild 7 hervor. Mit diesen Resonatoren wurden Leerlaufgüten von etwa 8000 bis 9000 ermittelt.

6. Frequenzabstimmung der Resonatoren

Eine genaue Frequenzabstimmung der Resonatoren ist erforderlich, da Fertigungstoleranzen ausgeglichen werden müssen und sich die Belastungskapazitäten nicht so genau berechnen lassen. Die Abstimmung erfolgt durch Verlängerung des Innenleiters, der für die Betriebsfrequenz etwas kürzer als $\lambda/4$ ist, mit Hilfe eines kontaktlosen Abstimmkolbens (Bild 7). Er wird nur kapazitiv an den Innenleiter angekoppelt, um Kontaktschwierigkeiten durch Korrosion zu vermeiden. Ein Teflonring übernimmt die Führung. Die Abstimmspindel muß vom Abstimmkolben isoliert werden.

Prinzipiell könnte solch ein Resonator auch durch eine kapazitive Belastung abgestimmt werden, die sich von dem Resonatorboden dem Innenleiterende nähert. Dies würde jedoch Schwierigkei-

ten bei der Temperaturkompensation ergeben.

7. Temperaturkompensation

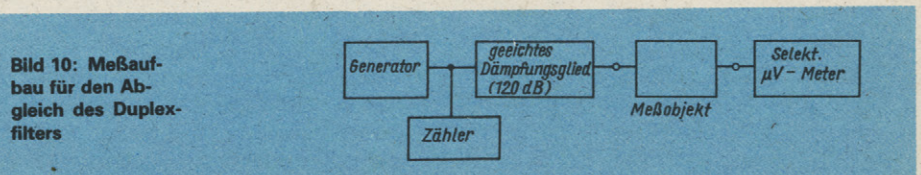
Von den schlechten Erfahrungen mit der Temperaturabhängigkeit der Duplexer bei OK ϕ A und Y210 ausgehend, wurde eine Temperaturkompensation vorgesehen.

Bestehen Resonatorgehäuse und Innenleiter aus gleichem Material, so dehnen sie sich bei Erwärmung gleich aus, es kommt zu einer Verlängerung des Innenleiters bei gleichbleibender Stirnkapazität (Kapazität zwischen Abstimmkolben und Resonatorboden) und die Resonanzfrequenz verringert sich. Wenn man den Abstimmkolben an einer Spindel mit geringem Ausdehnungskoeffizienten (Aurodil etwa $2 \cdot 10^{-6}/K$) führt, das Resonatorgehäuse aber aus einem Material mit großem Ausdehnungskoeffizienten fertigt (Stahlblech etwa $12 \cdot 10^{-6}/K$), so ergibt sich bei Erwärmung eine Vergrößerung des Abstandes Abstimmkolben - Resonatorboden, das bedeutet eine Verringerung der Stirnkapazität; der Resonator verstimmt sich in Richtung höherer Frequenzen. Bei geeigneter Wahl der Stirnkapazität ist auf diese Weise eine Temperaturkompensation zu erreichen. Erreicht wurde eine Kompensation bis auf 160 Hz/K.

Eine weitaus größere Frequenzdrift wird jedoch durch unterschiedliche Luftfeuchtigkeit hervorgerufen. Dieser Einfluß könnte nur durch eine Hermetisierung der Resonatoren beseitigt werden.

8. Konstruktive Ausführung

Bei der Konstruktion wurden schwer beschaffbare bzw. herstellbare Teile vermieden, um einen leichten Nachbau zu ermöglichen. Eine Skizze eines überbrückten Coaxial-Resonators mit den wichtigsten Maßangaben zeigt Bild 8. Der Außenleiter wurde aus Stahlblech, 1,5 mm dick, gerollt und verschweißt, hergestellt. Am Kurzschlußende des Innenleiters ist der Gehäuseboden ebenfalls angeschweißt, um Übergangswiderstände an Stellen zu vermeiden, an denen maximale Ströme fließen. Der Innenleiter aus Ms-Rohr ist in den Boden weich eingelötet. An den Außenleiter wurde am anderen Ende des Resonators ein Ring angeschweißt und der Resonator mit 12 Schrauben auf einem Blech verschraubt. Auf eine gute Kontaktgabe entlang des Umfangs sollte man achten; evtl. kann man ein Cu-Geflecht zwischenlegen. Obwohl die Ströme, die über diese Kanten fließen, relativ klein sind, können undichte Stellen Energie abstrahlen bzw.



empfangen und so die hohe Sperrdämpfung in den Sperrpolen erniedrigen. Alle Teile sind etwa $40\ \mu\text{m}$ dick verkupfert, um eine hohe Leitfähigkeit zu sichern. Als Korrosionsschutz dient ein Lack. Bild 7 zeigt eine Maßskizze des Innenleiters mit Temperaturkompensation. Der Abstimmkolben sollte möglichst gut durch den Teflonring geführt werden. Eventuell läßt er sich auch durch 3 angespitzte Teflonschrauben entlang des Umfangs ersetzen, mit denen sich ein sehr geringes Spiel einstellen ließe. Es wäre ratsam, den Innenleiter am freien Ende durch 3 angeklebte Stäbe aus Teflon oder Styroflex mechanisch zu halten. Eine Scheibe aus Piacryl zu diesem Zweck hatte die Kreisgüte erheblich verschlechtert.

Durch jeweils 2 Bohrungen im Boden des Resonators, wobei eine durch eine Teflonbuchse isoliert wurde, ist die Koppelschleife geführt. Das kalte Ende wird später eingelötet. Die heißen Enden führen an BNC-Buchsen, die sich in einem abgewinkelten aufgeschraubten Blech befinden. Zwischen den Buchsen liegt die Überbrückungskapazität (Lufttrimmer 8205) oder eine Induktivität (Draht 100 mm lang, 1,8 mm CuAg). Dieser Aufbau wird durch eine Metallhaube gegen Einstrahlungen abgeschirmt.

Jeweils 3 solcher Resonatoren werden auf einem Blech verschraubt und durch Kabel entsprechender Länge miteinander verbunden (Bild 9). In Bild 13 ist das fertige Filter zu sehen. Die konstruktive Lösung ermöglicht ein Minimum an Fertigungs-, Materialaufwand und Präzision und erfüllt im praktischen Betrieb alle Forderungen.

9. Abgleich und Meßergebnisse

Zum Abgleich wurde folgender Meßauf-

Bild 13: Ansicht des halben Duplexers (Empfängerfilter)

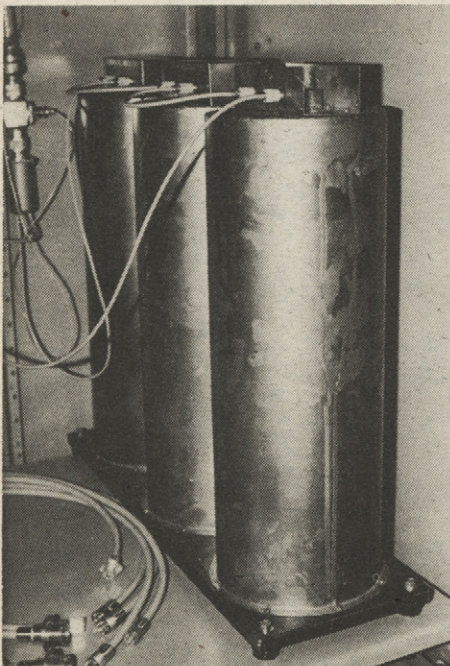


Bild 11: Übertragungscharakteristik der induktiv überbrückten Kreise des Duplexfilters

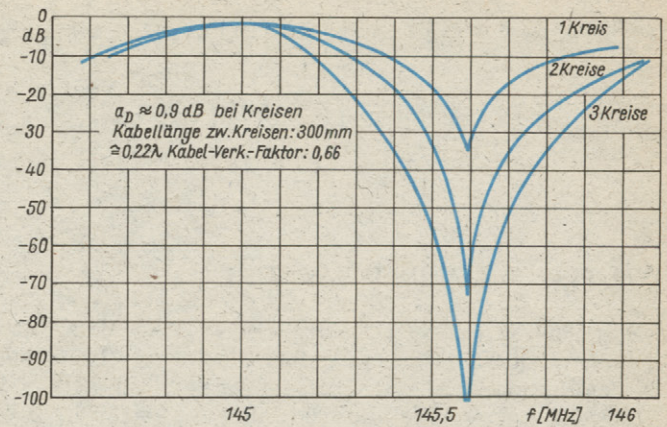
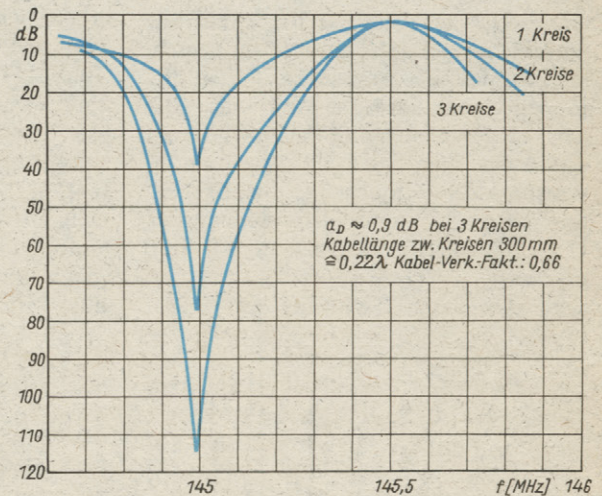


Bild 12: Übertragungscharakteristik der kapazitiv überbrückten Kreise des Duplexfilters



bau verwendet (Bild 10). Zuerst stellt man die Koppelschleifen symmetrisch so ein, daß die Durchgangsdämpfung ein Minimum wird (etwa $0,2\ \text{dB}$), wobei die Überbrückungselemente einseitig abgelötet sind. Danach wird der Generator auf die Sperrpolfrequenz eingestellt, und durch Abgleich der nun angeschlossenen Überbrückungselemente auf maximale Filterdämpfung eingestellt. Der Dämpfungspol sollte etwa $35\ \text{dB}$ erreichen und ist sehr spitz (Bild 11 und 12).

Anschließend ist der Kreis wieder auf die Durchlaßfrequenz nachzugleichen. Dieser Abgleich ist wechselseitig zu wiederholen. Auf diese Art sind alle 6 Kreise einzeln abzugleichen. Nach Bild 9 werden dann jeweils 3 Kreise mit HF-Kabel (50-3-1, $50\ \Omega$, Verkürzungsfaktor 0,66) zusammengeschaltet. Die sich jeweils ergebenden Übertragungscharakteristiken zeigen die Bilder 11 und 12. Die Verbindungsleitungen zwischen den Resonatoren haben eine elektrische Länge von etwa $0,22\lambda$. Die Längen sind einzuhalten, da sich sonst die Dämpfungen in den Sperrpolen der jeweils 3 Resonatoren nicht addieren.

Ebenfalls sind die Kabellängen zwischen den Filtern und dem gemeinsamen Verbindungspunkt für den Antennenanschluß einzuhalten (s. Abschnitt 1.).

Die Messung von Dämpfungen um $100\ \text{dB}$ bereitet einige Schwierigkeiten, da die HF-Dichtigkeit der Kabel und Stecker auch in dieser Größenordnung liegt. Die Anschlußkabel sind so anzuordnen, daß ein

möglichst großer räumlicher Abstand zwischen ihnen auftritt.

Beim Dreikreisfilter mit kapazitiver Überbrückung wurde eine Sperrdämpfung von etwa $110\ \text{dB}$ bei einer Durchgangsdämpfung in $600\ \text{kHz}$ Abstand von etwa $0,9\ \text{dB}$ erreicht. Der Anpassungsfaktor betrug $m \approx 0,7$. Beim Filter mit induktiver Überbrückung lag der Sperrpol über $90\ \text{dB}$ und die Durchgangsdämpfung um $0,9\ \text{dB}$ bei einem Anpassungsfaktor $m \approx 0,6$.

10. Zusammenfassung

Für das 2-m-Relais Y21L in Dresden wurde eine Frequenzweiche aus 6 Koaxial-Resonatoren aufgebaut, wovon jeweils 3 kapazitiv bzw. induktiv überbrückt wurden, um Dämpfungspole in $600\ \text{kHz}$ Abstand vom Durchlaßbereich zu erzeugen. Sender und Empfänger können bei größter Leistung bzw. Empfindlichkeit an einer gemeinsamen Antenne betrieben werden. Ein Nachgleich des Filters ist trotz stark schwankender Umgebungstemperaturen zwischen Winter und Sommer nicht notwendig gewesen. Nicht unerwähnt sollen die OM's um die Klubstation Y35ZL, Norbert Y21JL, Christian Y21IL, Werner Y24PL und Wolfgang Y26QL, sein, die maßgeblich am Bau beteiligt waren.

Literatur

- [1] Kurzrock, R. M.: General Four-Resonator Filters at Microwave Frequencies IEEE Transact. on MT (196), H. 6, S. 295
- [2] WIGAN: Duplexer, QST 56 (1972), H. 7
- [3] Megla: Dezimeterwellentechnik, VEB Verlag Technik Berlin