

Berechnung von Interdigitalfiltern im UHF-Bereich

zusätzlich: Parallel gekoppelte Microstrip-Filter

Ferdinand Schmehrer DC8EC

Interdigitalfilter wurden bereits mehrfach (unter anderem in /3/, /4/, /9/) beschrieben. Dabei wurden jedoch nur die mechanischen Abmessungen für bestimmte gängige Frequenzen oberhalb 1 GHz angegeben. Will man jedoch Interdigitalfilter mit anderen Mittenfrequenzen und Bandbreiten bauen, so fehlen meist Hinweise auf Berechnungsbeispiele. In diesem Vortrag soll gezeigt werden, dass mit einem relativ gerigen Aufwand, bestehend aus zwei Tabellenbüchern und einem Taschenrechner, die Berechnungen für Mittenfrequenzen zwischen 100 und 8000 MHz und Bandbreiten von 1-20% möglich sind. Die Titel der Tabellenbücher sind in /1/ u. /2/ angegeben. Im Tabellenbuch /2/ sind ausserdem interessante und anschauliche Beispiele zur Berechnung von Tief-Hoch- und Bandpässen mit konzentrierten Elementen zu finden.

Zur Berechnung des Interdigitalfilters müssen folgende Daten bekannt sein bzw. festgelegt werden:

- die Eckfrequenzen des Durchlassbereiches f_{-d} und f_{+d}
- die max. Rückflusdämpfung (VSWR) im Durchlassbereich
- die Dämpfungsschwankung (-verzerrung) im Durchlassbereich.
Daraus ergibt sich die erforderliche Güte Q der Resonatoren und die Durchlassdämpfung a_v des Filters
- die Sperrfrequenzen f_{-s} und f_{+s} und die an diesen Punkten geforderte Mindestsperrdämpfung a_s
- die grösste zulässige Welligkeit (oder Ripple) im Durchlassbereich des Tschebyscheff-Tiefpasses

Anmerkung:

Die Rückflusdämpfung (Return Loss RL) lässt sich mit folgender Formel aus dem VSWR (s) berechnen:

$$RL \text{ (dB)} = 20 \log \left(-\frac{s+1}{s-1} \right)$$

Die Berechnung erfolgt ähnlich dem Beispiel in /1/:

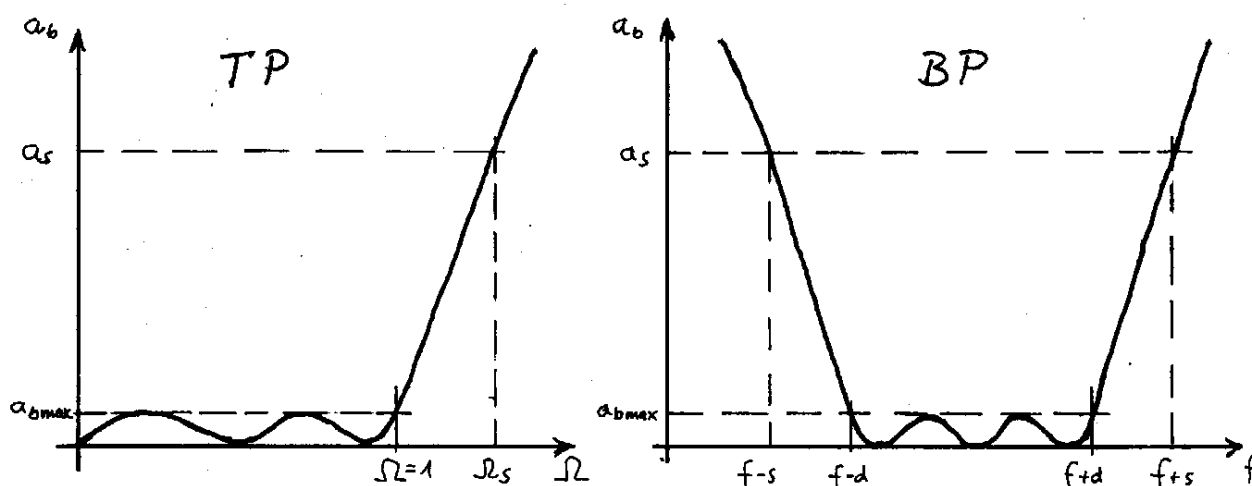
Da der Bandpass aus einem Tiefpass abgeleitet wird, muss folgende Transformation verwendet werden:

$$\Omega = \frac{1}{B} (\eta^2 - 1)$$

mit Ω = normierte Tiefpassfrequenz

$$\eta = \frac{f}{f_0} = \text{normierte Bandpassfrequenz} \quad f_0 = \sqrt{\frac{f_{-s}^2 + f_{+s}^2}{2}}$$

B = relative Bandbreite



a_b = Betriebsdämpfung

a_s = Sperrdämpfung

a_{bmax} = Betriebsdämpfung im Durchlassbereich (nicht identisch mit a_v)

Zuerst berechnet man die Mittenfrequenz f_0

$$f_0 = \sqrt{\frac{f_{-s}^2 + f_{+s}^2}{2}}$$

Die normierten Bandpassfrequenzen η_{+s} und η_{+d} ergeben sich zu

$$\eta_{+s} = \frac{f_{+s}}{f_0}$$

$$\eta_{-s} = \frac{f_{-s}}{f_0}$$

$$\eta_{+d} = \frac{f_{+d}}{f_0}$$

$$\eta_{-d} = \frac{f_{-d}}{f_0}$$

Daraus lässt sich die normierte Sperrfrequenz $\Omega_{\pm s}$ des Tiefpasses ermitteln:

$$\Omega_{+s} = \left| \frac{n_{+s}^2 - 1}{n_{+d}^2 - 1} \right|$$

$$\Omega_{-s} = \left| \frac{n_{-s}^2 - 1}{n_{-d}^2 - 1} \right|$$

Aus /2/ wird nun aus der Gruppe der Tiefpässe, die im Durchlassbereich die vorgegebene Rückflussdämpfung und Welligkeit aufweisen, einer mit dem Grad n ausgesucht. Seine normierte Tiefpassfrequenz Ω_s muss dabei kleiner oder gleich dem kleineren der beiden Werte Ω_{+s}, Ω_{-s} sein.

Es wird darauf hingewiesen, dass möglichst Tiefpässe mit ungeradem n verwendet werden sollten.

Mit Hilfe der Tiefpass-Bandpass-Transformation lässt sich die relative Bandbreite bestimmen.

$$\text{Aus } \Omega_s = \frac{1}{B} (n_{\pm s}^2 - 1)$$

$$\text{folgt } B = \frac{1}{\Omega_s} (n_{\pm s}^2 - 1)$$

bzw. die prozentuale Bandbreite

$$B(\%) = \frac{1}{\Omega_s} (n_{\pm s}^2 - 1) \cdot 100$$

Da B meistens ein nicht geradzahliger Wert sein wird, muss ein neuer, ganzzahliger Wert für B gewählt werden (z.B. statt 0.9% der in /1/ enthaltene Wert von 1%)

Dieses neue B_1 ergibt ein neues Ω_s

$$\Omega_{s1} = \frac{1}{B_1} (n_{\pm s}^2 - 1)$$

In /2/ muss nun überprüft werden, ob die sich aus dem neuen Ω_{s1} ergebende Sperrdämpfung a_s noch ausreichend ist.

Der neue Durchlassbereich f_{+1}, f_{-1} ergibt sich aus

$$m_{+1} = \sqrt{1+B} \quad m_{-1} = \sqrt{1-B}$$

$$\Rightarrow f_{+1} = m_{+1} \cdot f_0 \quad f_{-1} = m_{-1} \cdot f_0$$

Damit sind 3 der erforderlichen 4 Werte für den Filterentwurf bekannt; die Bandbreite B , der Filtergrad n und die Rückflussdämpfung RL .

Der 4. Wert, die Dämpfungsschwankung a_v , stellt, einfach erklärt, die Dämpfungsdifferenz dar, die zwischen f_0 und f_{-d} bzw. f_0 und f_{+d} auftreten darf. Dazu wird die Verlustdämpfung bei f_{-d} , f_0 und f_{+d} berechnet:

$$a_v = \frac{54.5751}{Q \cdot B} \cdot T \cdot m^2$$

wobei T der in $/2/$ unter dem entsprechenden Ω abzulesende normierte Gruppenlaufzeitwert ist. Die Dämpfungsschwankung wählt man je nach Filteranwendung im Bereich zwischen 0.1 und 1dB. Die folgenden Berechnungen sind in Tabellenform angegeben, die Ergebnisse sollte man der Übersichtlichkeit wegen in eine gleichartige Tabelle eintragen.

Berechnung von	m	Ω	T	a_v
$f = f_{-d}$	$m_{-d} = \frac{f_{-d}}{f_0}$	$\Omega_{-d} = \frac{1}{B}(m_{-d}^2 - 1)$	$T_{\text{aus T.F.-Tabelle}}$	$a_{v-} = \frac{1}{Q} \cdot \frac{54.5751 \cdot T \cdot m_{-d}^2}{B \cdot x_-}$
$f = f_0$	$m = 1$	$\Omega = 0$	"	$a_{v0} = \frac{1}{Q} \cdot \frac{54.5751 \cdot T \cdot 1}{B \cdot x_0}$
$f = f_{+d}$	$m_{+d} = \frac{f_{+d}}{f_0}$	$\Omega_{+d} = \frac{1}{B}(m_{+d}^2 - 1)$	"	$a_{v+} = \frac{1}{Q} \cdot \frac{54.5751 \cdot T \cdot m_{+d}^2}{B \cdot x_+}$

Man erhält die drei Werte $a_{v-} = \frac{X_-}{Q}$, $a_{v0} = \frac{X_0}{Q}$ und $a_{v+} = \frac{X_+}{Q}$ (X sind die errechneten Werte). Aus der grössten Differenz zwischen X_0 und den beiden Werten X_{+-} wird Q bestimmt.

$$\Delta a_v = \frac{X_{+d}}{Q} - \frac{X_0}{Q} \quad \Delta a_v \text{ in dB}$$

$$\text{daraus folgt } Q_{\min} = \frac{X_+ - X_0}{\Delta a_v} \quad \text{oder} \quad Q_{\min} = \frac{X_- - X_0}{\Delta a_v}$$

und $a_v(f_0) = \frac{X_0}{Q_{\min}}$, die Durchlassdämpfung bei der Mittenfrequenz

Nun erfolgt die Festlegung der Gehäusehöhe h und der Resonatorlänge b_0 (in Grad, $b_{0\max} = 90^\circ = \lambda/4$) in Abhängigkeit von Q . Dabei muss man beachten, dass das gewählte Q nur für Hf-versilberte Teile gilt. Für andere Materialien gilt

$$Q_x = Q \cdot \sqrt{\frac{0.016}{\rho_x}} \quad \rho_x = \text{spez. Widerstand}$$

$$\text{oder } Q_x = Q \cdot x \quad x \text{ siehe nebenst. Tabelle}$$

	x
Ag	1
Co	0.956
Ms 58	0.521
Ms 63	0.475
FL	0.759

Die Länge b_0 wird ausserdem von konstruktiven Gesichtspunkten bestimmt. Dabei sollte man jedoch beachten, dass bei Längen unter 30° die Güte des verwendeten Kondensators zum Tragen kommt. Mit den nun vorhandenen Werten B, RL, b_0 und n können folgende Werte aus /1/ entnommen werden:

- $X_{v,v+1}$ die von h abhängigen, normierten Achsabstände der Resonatoren
- Y der Tabellenwert für den ein- und ausgangseitigen Anzapfpunkt
- C die normierte Schwingkreiskapazität

Die Länge der koppelnden Leitungen ergibt sich aus

$$l = \frac{b_0}{1.2 \cdot f_0}$$

b_0 in Grad f_0 in GHz l in mm

Die Schwingkreiskapazitäten K_v erhält man aus

$$K_v = \frac{C}{f_0} \quad (v = 2 \dots n-1)$$

$$K_1 = K_n = 1.033 \cdot K_2 \quad K \text{ in Picofarad}$$

Die Achsabstände $s_{v,v+1}$ erhält man aus den Tabellenwerten $X_{v,v+1}$

$$S_{v,v+1} = S_{n-v, n-v+1} = h \cdot X_{v,v+1} \quad v = 1 - \frac{n-1}{2}$$

↓
aus Symmetriegründen

für ungerade n

Die in /1/ angegebenen, einzuhaltenden Genauigkeiten von 0.02 mm sind für Amateurzwecke nicht relevant. Man sollte sich dadurch nicht abschrecken lassen und die Schieblehrengenauigkeit als ausreichend ansehen.

Der Anzapfpunkt für den Ein- und Ausgang lässt sich mit

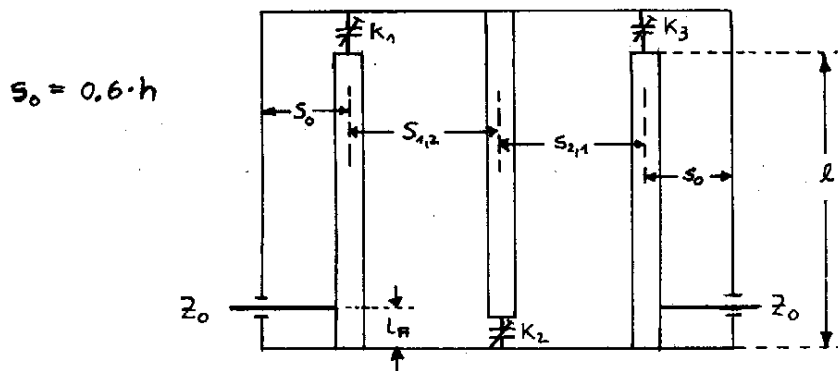
$$\ell_A = \frac{52.5}{f_0} \cdot \arcsin\left(\frac{\gamma \cdot \sqrt{R}}{100}\right)$$

bestimmen. f_0 in GHz $R = \text{Anschluss-}Z_0$ in Ω ℓ_A in mm

Es hat sich herausgestellt, dass die Anzapfhöhe ℓ_A etwas kritisch ist (zumindest für kommerzielle Anforderungen bei einigen Filterkennwerten). Man sollte deshalb versuchen, den Abstand der Anzapfpunkte (Länge ℓ_A) möglichst genau einzuhalten und wenig Lötzinn an dieser Stelle zu verwenden. Diese Koppelart hat jedoch den Vorteil, dass das Interdigitalfilter gegenüber den in /3/, /4/ u. /9/ angegebenen keine zusätzlichen Einkoppelleitungen benötigt.

Die erforderlichen Verkürzungskapazitäten (ausser bei $b_0 = 90^\circ$) können aus Schrauben oder Hülisen bestehen (hohe Güte). Wird das Filter in mechanisch kleinen Abmessungen ausgeführt, so sollte man auf Trimmer ausweichen, da das Ganze sonst in Feinmechanik ausartet. Trimmer für diese Anwendungen bietet die Fa. Tekelec Airtronic, München zu noch akzeptablen Preisen (10-25 DM) in sehr gut passenden Bauformen an (siehe Muster im Vortrag).

Abschliessend eine Zeichnung des Interdigitalfilters: ($n=3$)



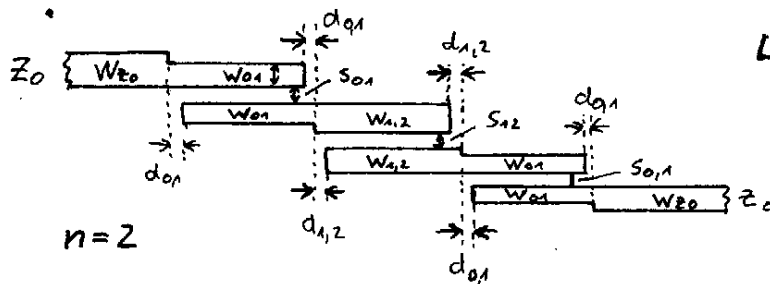
Im zweiten Teil des Vortrags wird eine in der Amateurliteratur bish. nicht veröffentlichte Filterkonfiguration mit parallel gekoppelten Microstrip-Resonatoren vorgestellt. Die Berechnung dieser Filter nach /5/ und /6/ ist zwar einfach, realisieren konnte man sie jedoch nur anhand der angegebenen Tabellen in Stripline-Form, was aus Kostengründen den kommerziellen Anwendern bisher vorbehalten blieb. Will man solche Filter in Microstrip-Form realisieren, so taucht das Problem auf, mit geringem Aufwand die Leiterbreiten w und die Abstände s der koppelnden Leitungen zu bestimmen. Die Fa. CDC bietet für Hf-Berechnungen eine Anwender-Software an (COMPACT bzw. RFOPT). Sie ermöglicht unter anderem die Berechnung von w und s von Stripline- und Microstrip-Konfigurationen in Abhängigkeit von Z_{00} und Z_{0e} . Man kann dies auch nach der "Bryant-Weiss"-Methode rechnen, der Aufwand ist den Amateuren allerdings nicht zuzumuten. Unter Zuhilfenahme der mit "COMPACT" gerechneten Tabellen ist die Berechnung und Realisierung des Filters ganz einfach. Die Anwendung von "COMPACT" bei der Entwicklung von Vorverstärkern ist ein Bestandteil meines zweiten Vortrags.

Filter dieses Typs bieten folgende Vorteile:

- Aufbau eines SHF-Konverters, bestehend aus Vorverstärkern, Microstrip-Filter zur Spiegelfrequenz-Dämpfung, Microstrip-Mischer und Zf-Vorverstärker, auf einer Platine, d.h. Verzicht auf die bisher übliche Kammerbauweise, die für selektive Vorverstärker erforderlich war(z.B. DCODA-Konverter für 13cm)
- es ergeben sich neue Möglichkeiten bei der Filterung in Treiber- und Endstufen von transistorisierten SHF-Senderstufen
- der vorgegebene Dämpfungsverlauf stimmt gut mit den praktisch erzielten, für Amateuranprüche voll ausreichenden Werten überein
- sehr gute Reproduzierbarkeit bei Vorlage der Prototypen

Ein Nachteil soll nicht verschwiegen werden: man muss sich bei der Herstellung der Platine etwas mehr Mühe machen und die Abstände und Breiten der Microstrip-Leitungen einigermaßen genau einhalten. Die Verwendung entsprechender Basismaterialien wie Teflon-Glasfasergewebe oder noch besser RT/duroid 5870 wird vorausgesetzt. Die manchmal etwas problematischen Arbeiten wie Drehen und Fräsen fallen dafür weg.

Dieses Filter hat folgende Struktur:



Länge der koppelnden Elemente

$$\frac{\lambda}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} = d_{f,1/2}$$

Zur Berechnung benötigt man:

- Tabellen zur Bestimmung der Tiefpasskoeffizienten und des Filtergrades n
- Tabellen zur Bestimmung von w und s der gekoppelten Microstrip-Leitungen (siehe Anhang)

Die relative Bandbreite ergibt sich aus

$$B = \frac{2(f_{+d} - f_{-d})}{f_{+d} + f_{-d}}$$

die Mittenfrequenz aus

$$f_0 = \frac{f_{+d} + f_{-d}}{2}$$

Nun muss man eine Sperrfrequenz f_s (z.B. unterhalb f_{-d}) festlegen, bei der die Dämpfung (L_s , dB) auf einen bestimmten Wert angestiegen ist.

$$\left| \frac{w'}{w_i} \right| - 1 = \left| \frac{2}{B} \left(\frac{f_s - f_0}{f_0} \right) \right| - 1$$

Mit Hilfe dieses Wertes kann man aus den Kurven (Anh. 1) für eine bestimmte Welligkeit im Durchlassbereich (Ripple) den Filtergrad n bestimmen, z.B. bei $L_a = 20\text{dB}$, $\frac{w'}{w_i} - 1 = 2.33$, Ripple = 1dB ergibt sich $n=2$. Aus den Tabellen (Anh. 2) bestimmt man die Tiefpasskoeffizienten ϵ_k $|_{k=1 \text{ bis } n+1}$ ($\epsilon_0=1$)

Damit können schon die Gleich- und Gegentaktwellenwiderstände Z_{oe} und Z_{oo} der gekoppelten Leitungen errechnet werden. Es erscheint sinnvoll, diese Werte in einer Tabelle aufzulisten.

$$j_{0,1} \cdot Z_0 = \sqrt{\frac{\pi \cdot B}{2 \cdot g_0 \cdot g_1}} \quad 12-9$$

$$j_{j,j+1} \cdot Z_0 \Big|_{j=1 \text{ bis } n-1} = \frac{\pi \cdot B}{2 \omega'_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{g_j \cdot g_{j+1}}} \quad (\omega'_1 = 1! \text{ bei Tschobyscheff-K})$$

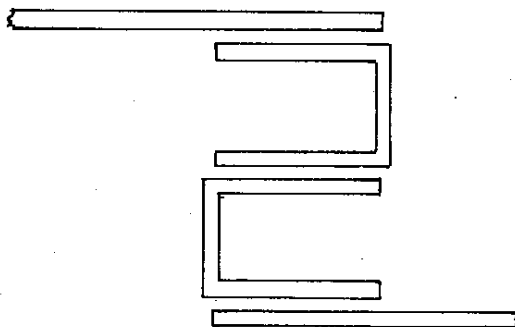
$$j_{n,n+1} \cdot Z_0 = \sqrt{\frac{\pi \cdot B}{2 g_n \cdot g_{n+1}}}$$

$$Z_{oe_{j,j+1}} \Big|_{j=0 \text{ bis } n} = Z_0 \left[1 + j_{j,j+1} \cdot Z_0 + (j_{j,j+1} \cdot Z_0)^2 \right]$$

$$Z_{oo_{j,j+1}} \Big|_{j=0 \text{ bis } n} = Z_0 \left[1 - j_{j,j+1} \cdot Z_0 + (j_{j,j+1} \cdot Z_0)^2 \right]$$

Aus den Tabellen (Anh. 3) lassen sich die Werte $w_{j,j+1}$ und das dazugehörige $s_{j,j+1}$ ablesen. Die in /5/ angegebene Verkürzung $d_{j,j+1} \approx 0,22 \cdot h$ der koppelnden Leitungen sollte man mit einem scharfen Messer beim Abgleich vornehmen.

Um das Filter platzsparend unterzubringen, kann folgende Anordnung gewählt werden:



Ich würde mich darüber freuen, einen Erfahrungsaustausch mit zukünftigen Anwendern dieses Filtertyps machen zu können.

Literatur:

1. Pfitzenmaier, G.
Tabellenbuch Mikrowellenbandpässe
Normierte mechanische Abmessungen von Interdigitalfiltern
Siemens AG 1972
2. Pfitzenmaier, G.
Tabellenbuch Tiefpässe
Unversteilerte Tschebyscheff- und Potenz-Tiefpässe
Siemens AG 1971
3. Griek, R., DK2VF
Interdigitales Bandpass-Filter für das 24cm-Band
UKW-Berichte 1/70
4. Griek, R., DK2VF
Interdigitale Filter für das 24cm und das 13cm-Band
UKW-Berichte 2/76
5. George L. Matthaei, Leo Young, E.M.T. Jones
Microwave Filters, Impedance-Matching Networks a. Coupl.Stg.
McGraw-Hill, New York 1964
6. Seymour B. Cohn
Parallel Coupled Transmission-Line-Resonator Filters
IRE Transacts. on Microwave Theory a. Techniques MTT6-2/58
7. M. Dishal
A Simple Design Procedure for Small Percentage Bandwidth
Round-Rod Interdigital Filters
IEEE Transacts. on Microwave Theory a. Techniques MTT13-5
8. RFOPT USER MANUAL Version 5.1 8/79
Compact Engineering, Inc., Palo Alto, California
CONTROL DATA CORPORATION, München
CYBERNET CENTER EUROPE, Brüssel
9. Vollhardt, D., DL3NQ
Schmalbandige Filter für die Bänder bei 23cm, 13cm u. 9cm
UKW-Berichte 2/77

Anlage 1

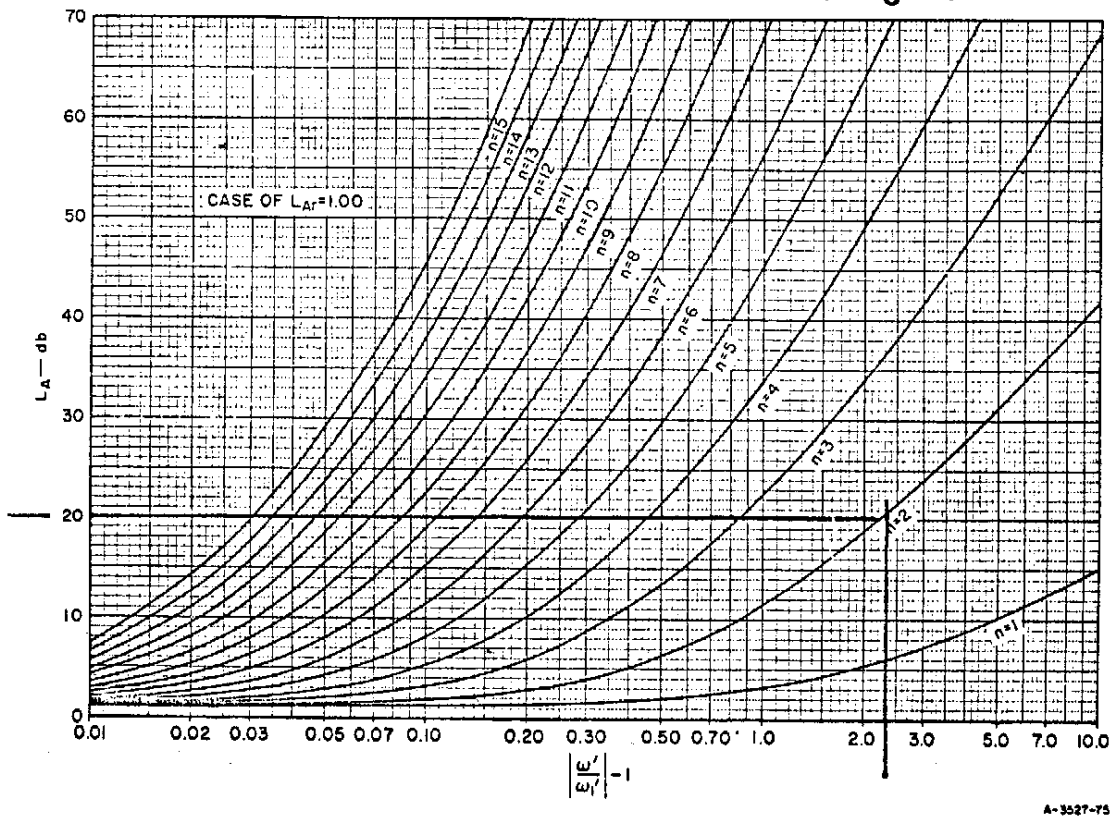


FIG. 4.03-8 1.00-db-RIPPLE TCHEBYSCHIEFF FILTER CHARACTERISTICS

Table 4.05-2(a)

Anlage 2

ELEMENT VALUES FOR TCHEBYSCHIEFF FILTERS HAVING $\epsilon_0 = 1$, $\omega_1' = 1$, AND RESPONSES OF THE FORM IN FIG. 4.03-3 WITH VARIOUS db RIPPLE
Cases of $n = 1$ to 10

VALUE OF n	ϵ_1	ϵ_2	ϵ_3	ϵ_4	ϵ_5	ϵ_6	ϵ_7	ϵ_8	ϵ_9	ϵ_{10}	ϵ_{11}
1.0 db ripple											
1	1.0177	1.0000									
2	1.8219	0.6850	2.6599								
3	2.0236	0.9941	2.0236	1.0000							
4	2.0991	1.0644	2.8311	0.7892	2.6599						
5	2.1349	1.0911	3.0009	1.0911	2.1349	1.0000					
6	2.1546	1.1041	3.0634	1.1518	2.9367	0.8101	2.6599				
7	2.1664	1.1116	3.0934	1.1736	3.0934	1.1116	2.1664	1.0000			
8	2.1744	1.1161	3.1107	1.1839	3.1488	1.1696	2.9685	0.8175	2.6599		
9	2.1797	1.1192	3.1215	1.1897	3.1747	1.1897	3.1215	1.1192	2.1797	1.0000	
10	2.1836	1.1213	3.1286	1.1933	3.1890	1.1990	3.1738	1.1763	2.9824	0.8210	2.6599
2.0 db ripple											
1	1.5296	1.0000									
2	2.4881	0.6075	4.0957								
3	2.7107	0.8327	2.7107	1.0000							
4	2.7925	0.8806	3.6063	0.6819	4.0957						
5	2.8310	0.8985	3.7827	0.8985	2.8310	1.0000					
6	2.8521	0.9071	3.8467	0.9393	3.7151	0.6964	4.0957				
7	2.8655	0.9119	3.8780	0.9535	3.8780	0.9119	2.8655	1.0000			
8	2.8733	0.9151	3.8948	0.9605	3.9335	0.9510	3.7477	0.7016	4.0957		
9	2.8790	0.9171	3.9056	0.9643	3.9598	0.9643	3.9056	0.9171	2.8790	1.0000	
10	2.8831	0.9186	3.9128	0.9667	3.9743	0.9704	3.9589	0.9554	3.7619	0.7040	4.0957
3.0 db ripple											
1	1.9953	1.0000									
2	3.1013	0.5339	5.8095								
3	3.3487	0.7117	3.3487	1.0000							
4	3.4389	0.7483	4.3471	0.5920	5.8095						
5	3.4817	0.7618	4.5381	0.7618	3.4817	1.0000					
6	3.5045	0.7685	4.6061	0.7929	4.4641	0.6033	5.8095				
7	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1.0000			
8	3.5277	0.7745	4.6575	0.8089	4.6990	0.8018	4.4990	0.6073	5.8095		
9	3.5340	0.7760	4.6692	0.8118	4.7272	0.8118	4.6692	0.7760	3.5340	1.0000	
10	3.5384	0.7771	4.6768	0.8136	4.7425	0.8164	4.7260	0.8051	4.5142	0.6091	5.8095

087 11/1/81

TELNET 0104 04-

12-12

83/01/22. 13.43.33.

CYBERNET CENTER EUROPE SH211 H03 1.33/477.954

Anlage 3

PASSWORD

00000000

TERMINAL: 42, TTY

READY.

GET:RPORT/UN=013L13

READY.

RPORT

RPORT VERSION 5.1 + 17 - IMPLEMENTED 07/19/79
SEE NEWS FOR FIVE NEW FEATURES PLUS LARGE COST SAVING HINTS

FILE NAME, 'TRXINFO', 'TRLINES', 'LARGE', 'NEWS' OR 'QUIT' ? TRLINES
BRYANT-WEISS OR APPROXIMATE SOLUTION (BW/A)? A
STRIPLINE, MICROSTRIP, HELP OR QUIT (SL/MS/HE/QU)? MS
ENTER SINGLE OR COUPLED LINES (S/C)? C
ENTER RELATIVE DIELECTRIC CONSTANT ? 2.35
UNITS: ENGLISH, METRIC OR RATIOS (E/M/R) ? M
SUBSTRATE THICKNESS(MM)? 0.79
WIDTH(MM): ENTER START, STOP AND STEPSIZE ? 0.2 3 0.1
SPACING(MM)? 1

COUPLED MICROSTRIP SPA = 1.000 MM K = 2.35

W. MM	KEFF			
	Z0E	Z0O	Z0EH	Z0OH
.200	173.661	145.201	1.890	1.635
.300	153.241	125.863	1.904	1.632
.400	143.263	111.547	1.915	1.724
.500	131.705	101.363	1.926	1.743
.600	122.292	93.353	1.935	1.756
.700	114.363	86.336	1.943	1.775
.800	107.533	81.380	1.950	1.775
.900	101.553	76.724	1.957	1.776
1.000	96.253	72.686	1.963	1.778
1.100	91.511	69.133	1.969	1.781
1.200	87.236	65.988	1.974	1.784
1.300	83.356	63.166	1.978	1.787
1.400	79.817	60.613	1.983	1.790
1.500	76.573	58.301	1.987	1.794
1.600	73.586	56.184	1.990	1.798
1.700	70.827	54.233	1.994	1.802
1.800	68.270	52.442	1.997	1.805
1.900	65.893	50.778	2.000	1.809
2.000	63.677	49.230	2.003	1.813
2.100	61.606	47.786	2.005	1.817
2.200	59.666	46.434	2.008	1.820
2.300	57.845	45.165	2.010	1.824
2.400	56.132	43.972	2.012	1.828
2.500	54.513	42.846	2.014	1.831
2.600	52.995	41.783	2.016	1.835
2.700	51.554	40.777	2.018	1.838
2.800	50.190	39.822	2.020	1.841
2.900	48.897	38.915	2.021	1.845
3.000	47.668	38.052	2.023	1.848

STRIPLINE, MICROSTRIP, HELP OR QUIT (SL/MS/HE/QU)? QU

FILE NAME, 'TRXINFO', 'TRLINES', 'LARGE', 'NEWS' OR 'QUIT' ? QUIT

READY.

BYE

0103013 LOG OFF 13.55.36.

82U 1.993 CT 7.60

TIO = 2593