

th

e

High-Speed Computer of Analogous
Relationships

Development of Modern Engineering

Untersuchungen an Gyratorfilterschaltungen

von

J.S. Matacz

80 B 110

80 B 110 2

E I N D H O V E N U N I V E R S I T Y O F T E C H N O L O G Y

Department of Electrical Engineering

Eindhoven

The Netherlands

UNTERSUCHUNGEN AN GYRATORFILTERSCHALTUNGEN

von

J.S. Matacz

TH-Report 80-E-110
ISBN 90-6144-110-2

Eindhoven

July 1980

July 1980

UNTERSUCHUNGEN AN GYRATORFILTERSCHALTUNGEN

von

J.S. Matacz

TH-Report 80-E-110

ISBN 90-6144-110-2

Inhaltsverzeichnis

Abstract	ii
I. Untersuchungen an praktischen Filterschaltungen mit dem Gyrator TCA 580	1
Literatur	16
II. Optimierung verlustfreier mikroelektronischer Gyratorschaltungen	17
1. Einleitung	17
2. Synthesemodell	17
3. Orthogonale Transformationen. Minimalisierung der Gyratorenanzahl	18
4. Minimalisierung der Kostenfunktion	23
5. Zusammenfassung	25
Literatur	26

Abstract

Measurements and Optimization of Gyrator Filters (in German).

The results of some measurements made on filters with integrated gyrators TCA 580 are compared with the results obtained for the same filters synthesized by state space method. The synthesis model of state space method contains earthed gyrators or earthed VCVS/DCCCS and earthed capacitors only, so it is suitable for integrated circuit technology. The minimization of the gyrator number and of the cost function in such filters is discussed.

Matacz, J.S.

UNTERSUCHUNGEN AN GYRATORFILTERSCHALTUNGEN.

Department of Electrical Engineering, Eindhoven University
of Technology, 1980.

TH-Report 80-E-110

Present address of the author:

J.S. Matacz,
Institute of Telecommunication and Acoustics,
Wrocław Technical University,
Wyb. Wyspiańskiego 27,
50-370 WROCLAW,
Poland

UNTERSUCHUNGEN AN GYRATORFILTERSCHALTUNGEN

Dieser Bericht besteht aus zwei Teilen. Im ersten Teil hat man einen Vergleich zwischen den Filtern, die mit Hilfe von Gyrotoren TCA 580, und solchen, die nach einem Modell der Zustandsraummethode aufgebaut wurden, durchgeführt. Der zweite Teil beschäftigt sich mit einer Optimierung des bei der Zustandsraummethode verwendeten Modells hinsichtlich der Kostenfunktion- und Gyrotorenanzahlminimierung.

I. Untersuchungen an praktischen Filterschaltungen mit dem Gyrotor TCA 580

Die Theorie des Gyrotors ist seit über 30 Jahren bekannt und in dieser Zeit sind viele Versuche gemacht worden, das Gyrotorprinzip zur Simulation von Induktivitäten in Filterschaltungen auszunutzen. In letzter Zeit ist der erste integrierte Gyrotor TCA 580 auf dem Markt. Damit wurde eine Grundlage geschaffen diese Schaltung zum Aufbau von Filterschaltungen vor allem in der Telefonie anzuwenden, wofür diese Schaltung grundsätzlich entwickelt worden ist.

Über diesen Gyrotor sind schon einige Aufsätze entstanden. In [1] wurde seine Wirkungsweise und sein Aufbau sowie die Eigenschaften eines damit aufgebauten Schwingkreises beschrieben. In [2] wurden Grundlagen und Schaltungshinweise zur Anwendung des TCA 580 in den Tiefpässen diskutiert. Mit einer Synthese von Tshebyscheff- und Cauerfiltern und einigen Ergebnissen, die bei praktischer Erprobung dieser Filter gemessen wurden, beschäftigen sich die Aufsätze [3] und [4]. In [5] wurden praktische Tief- und Bandpassfilterschaltungen beschrieben, bei denen der Gyrotor als direktes Syntheseelement verwendet wird. Diese Aufsätze haben deutlich gezeigt, dass die Anwendung des Gyrotors TCA 580 zu spulenlosen Filtern führt, deren Übertragungsfunktionen die Erwartungen besonders im unteren Bereich des NF-Bandes recht gut erfüllen.

Der vorliegende Bericht beschäftigt sich auch mit einer praktischen Erprobung einiger ausgewählten Filter und mit den dabei gemessenen Übertragungsfunktionen. Als Ziel dieser Untersuchungen hat man sich einen Vergleich zwischen den beim Aufbau dieser ausgewählten Filter als Kettenschaltungen mit dem Gyrotor TCA 580 und beim Aufbau gleicher Filter nach einer an der TH Wrocław entwickelten Synthese- und Realisierungsmethode [6], [7] erzielten Ergebnissen gestellt.

Das an der TH Wrocław verwendete Syntheseverfahren gehört der

Zustandsraummethode an, z.B. [9] und liefert als Ergebnis die notwendigen Daten, d.h. Elemente einer schiefsymmetrischen Zahlenmatrix Y_0 und Kapazitätswerte eines Kondensatorenblocks um ein Filter nach folgendem Modell aufzubauen.

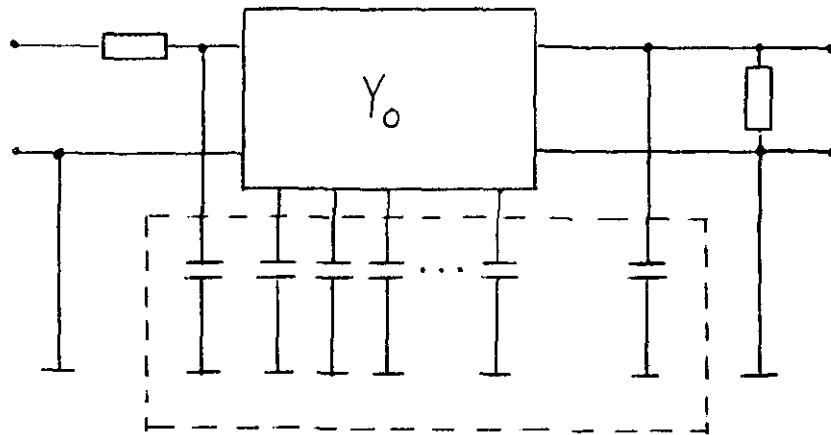


Bild 1. Synthesemodell nach Zustandsraummethode

Die Zahlenmatrix Y_0 lässt sich mit Hilfe von Gyrotoren oder gesteuerten Strom- und Spannungsquellen in Form eines gedächtnisfreien, verlustfreien Blocks realisieren, wie es beim Multigyrotator der Fall war [8].

Ein Gyrotor lässt sich mit diesen gesteuerten Einheitsquellen folgendermassen realisieren;

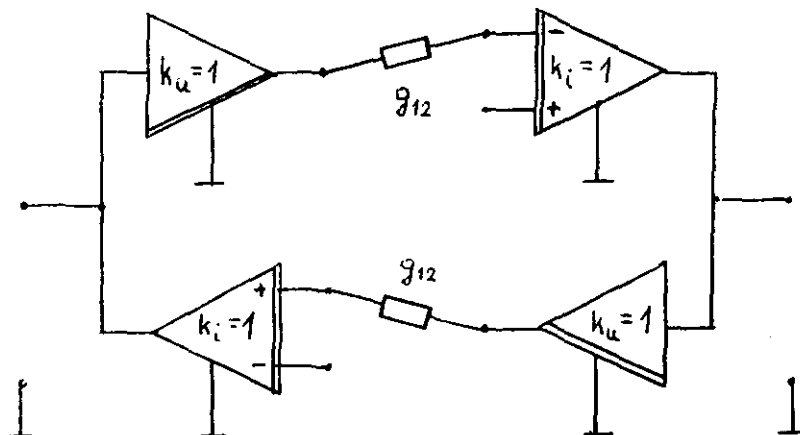


Bild 2. Aus gesteuerten Quellen gebauter Gyrotor

wobei die mit $k_u=1$ bezeichnete Quelle eine spannungsgesteuerte Spannungsquelle und die mit $k_i=1$ eine durch Stromdifferenz gesteuerte Stromquelle bedeutet. In beiden Quellen ist der Steuerungskoeffizient gleich eins. Zur Abkürzung werden solche Quellenpaare aus dem Englischen als

VCVS/DCCCS bezeichnet.

Als zweites Beispiel ist die Realisierung einer ganzen schiefssymmetrischen Matrix Y_0 angegeben (Bild 3).

$$\begin{bmatrix} 0 & g_{12} & g_{13} & 0 & 0 & 0 \\ -g_{12} & 0 & 0 & g_{24} & 0 & 0 \\ -g_{13} & 0 & 0 & -g_{34} & g_{35} & 0 \\ 0 & -g_{24} & g_{34} & 0 & 0 & g_{46} \\ 0 & 0 & -g_{35} & 0 & 0 & g_{56} \\ 0 & 0 & 0 & -g_{46} & -g_{56} & 0 \end{bmatrix}$$

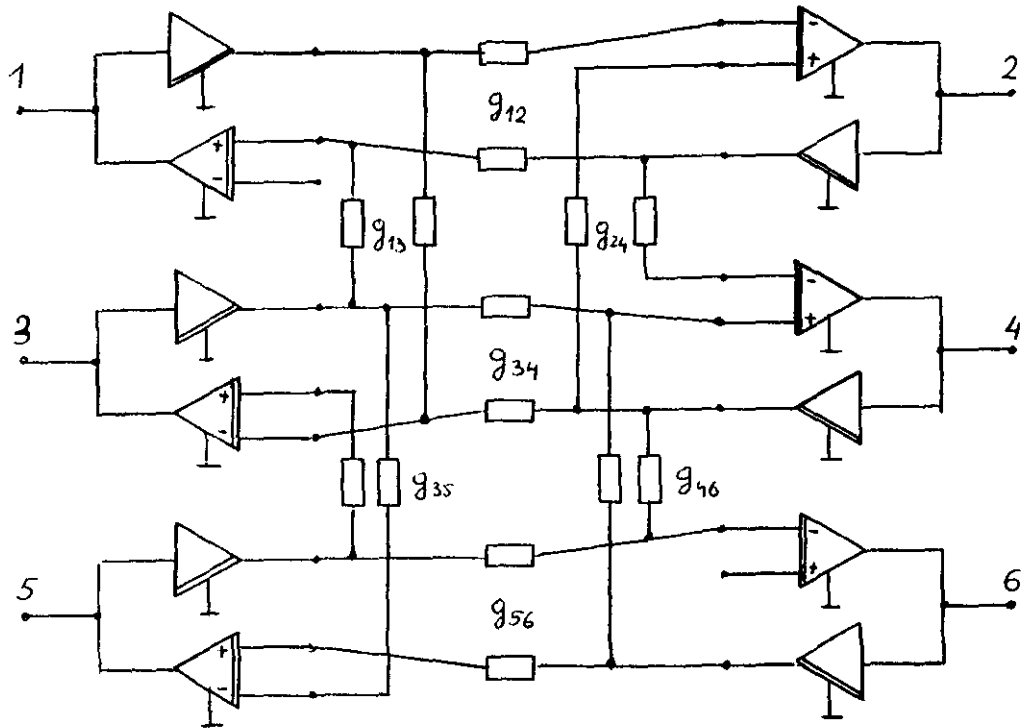


Bild 3. Realisierung der Matrix Y_0

Im Bild 4a. wurde diese Realisierung nochmals in Form eines Blocks gezeichnet. Mit folgenden Werten [7] :

$$1/g_{12} = 25 \text{ k}\Omega, \quad 1/g_{13} = 1007 \Omega, \quad 1/g_{24} = 576 \Omega, \quad 1/g_{34} = 5133 \Omega,$$

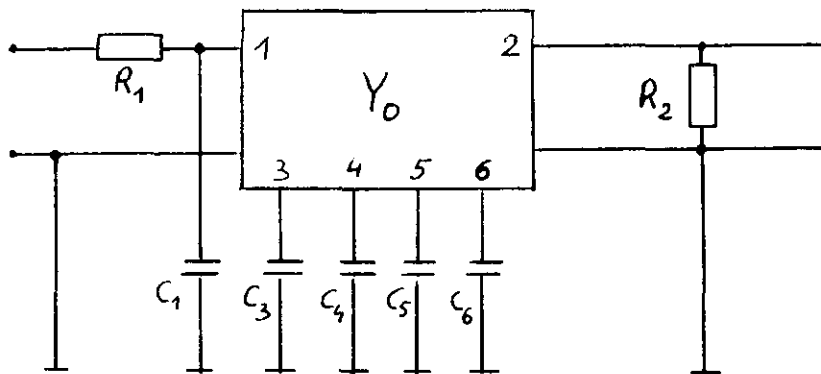
$$1/g_{35} = 1716 \Omega, \quad 1/g_{46} = 920 \Omega, \quad 1/g_{56} = 1472 \Omega,$$

$$C_1 = 16,46 \text{ nF}, \quad C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = 17,68 \text{ nF},$$

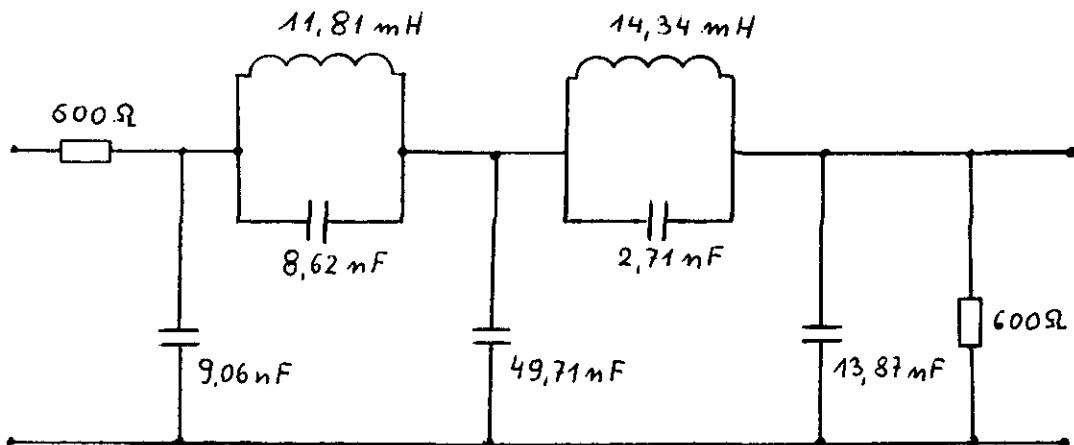
$$R_1 = R_2 = 600 \Omega,$$

entspricht diese Schaltung einem Tiefpassfilter mit Tschebyscheffscher Dämpfungscharakteristik im Sperrbereich, dessen konventionelle LC-Schaltung im Bild 4b. dargestellt wurde. Diese Filterschaltung wurde auch als spulenlose Gyratorschaltung aufgebaut, wobei (um sich besser an die Möglichkeiten des Gyrators TCA 580 anzupassen) man alle Impedanzwerte mit dem Faktor 10 multipliziert hat. Als Gyratorwiderstände wurden $R_{g_1} = 12 \text{ k}\Omega$ und $R_{g_2} = 20 \text{ k}\Omega$ ausgewählt.

a.



b.



c.

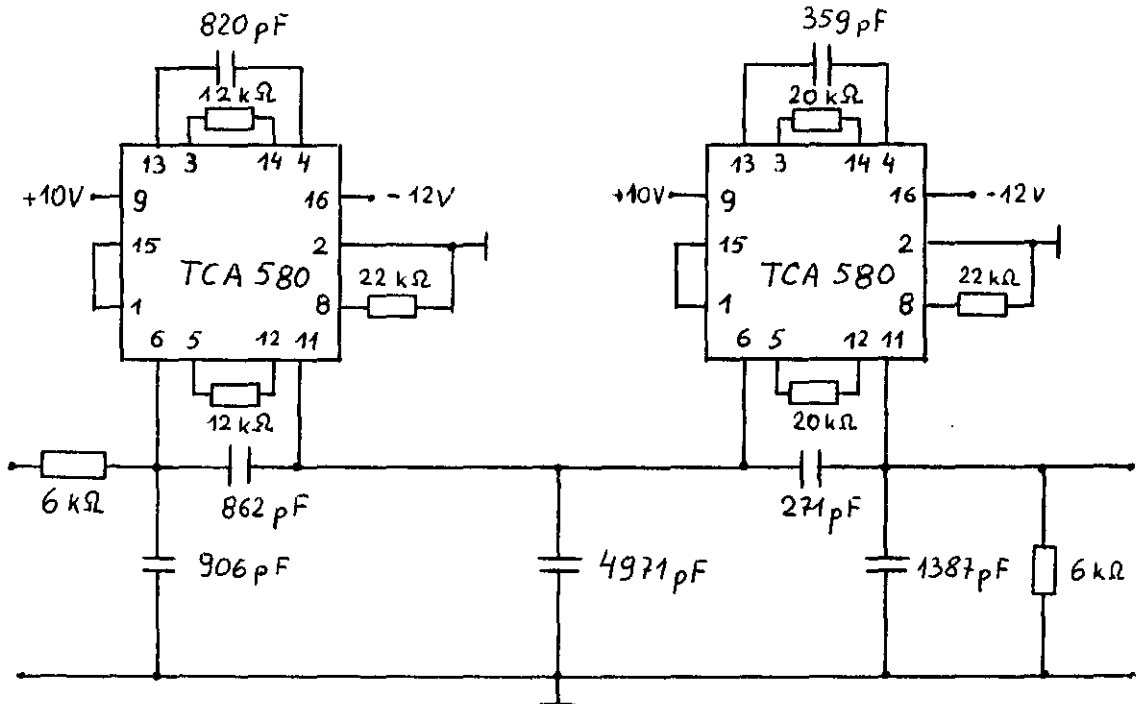


Bild 4. Tiefpassfilter 5. Ordnung mit Tschebyscheffschem
Dämpfungsverlauf im Sperrbereich

- a. nach Zustandsraummethode
- b. konventionelle LC-Schaltung
- c. spulenlose Gyratorschaltung

Der Dämpfungsverlauf dieses Tiefpasses soll sich theoretisch durch folgende Dämpfungswerte kennzeichnen:

- Dämpfung bei 10 kHz - 5,6 dB,
- Dämpfungspole bei 15,78 kHz und 25,53 kHz,
- Dämpfung darf im Sperrbereich nicht kleiner als 40 dB sein.

Praktisch wurden folgende Dämpfungswerte gemessen:

nach Bild 4 a. [7]

- Dämpfung bei 10 kHz - 5,8 dB,
- Dämpfungsmaxima $a_{\max_1} = 62 \text{ dB}$ bei 16,2 kHz,
 $a_{\max_2} = 89 \text{ dB}$ bei 25,68 kHz,
- kleinste Dämpfung im Sperrbereich 40 dB,

nach Bild 4 b. [7]

- Dämpfung bei 10 kHz - 6,2 dB,
- Dämpfungsmaxima $a_{\max_1} = 60 \text{ dB}$ bei 15,63 kHz,

- $a_{\max_2} = 88 \text{ dB}$ bei $25,32 \text{ kHz}$,
- kleinste Dämpfung im Sperrbereich 40 dB ,
nach Bild 4 c.
 - Dämpfung bei 10 kHz - $6,2 \text{ dB}$,
 - Dämpfungsmaxima $a_{\max_1} = 62 \text{ dB}$ bei $16,1 \text{ kHz}$,
 $a_{\max_2} = 76 \text{ dB}$ bei $26,6 \text{ kHz}$,
 - kleinste Dämpfung im Sperrbereich 40 dB .

Der gemessene Dämpfungsverlauf der Gyratorschaltung nach Bild 4 c. ist als ganzes im Bild 5 dargestellt.

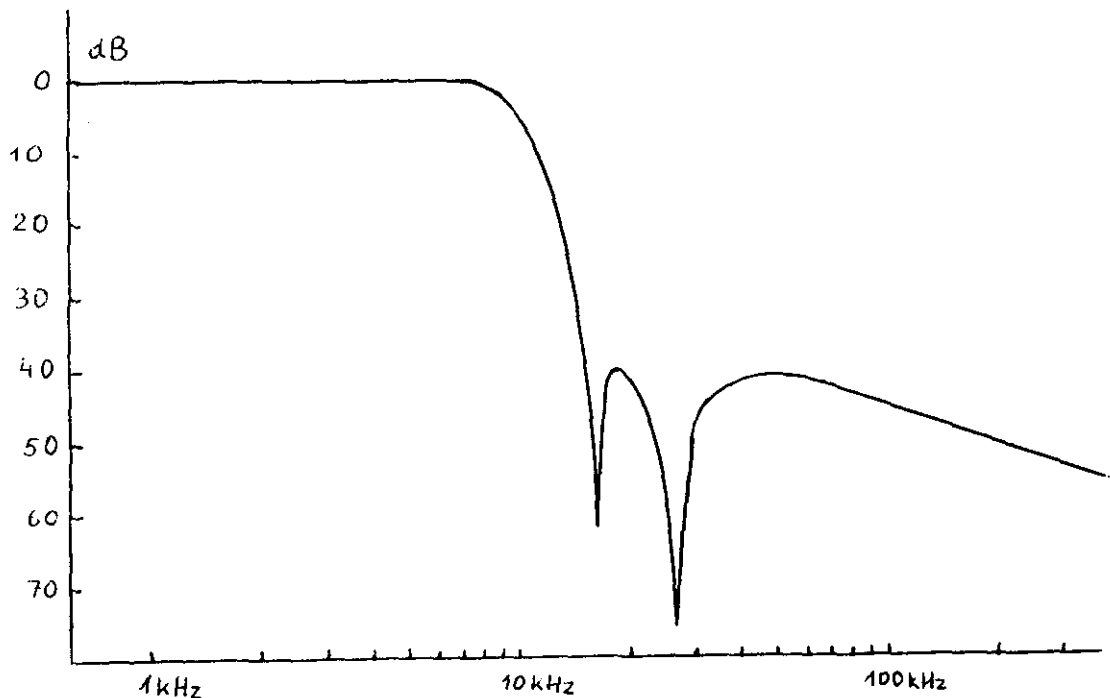


Bild 5. Dämpfungsverlauf des spulenlosen Gyratortiefpasses
5. Ordnung

Wenn man in einer Gyratorfilterschaltung alle Kapazitätswerte oder Kapazitäts- und Gyratorwiderstandswerte entsprechend mit einem festen Faktor multipliziert, was als eine andere Normierung der Frequenzachse aufgefasst werden kann, lassen sich Filter bauen, deren Übertragungsfunktionen einen prinzipiell gleichen Verlauf haben. Solche Umformungen der Gyratorfilterschaltung nach Bild 4 c. wurden vorgenommen, Dämpfungsverläufe gemessen und charakteristische Werte in einer Tabelle zusammengestellt.

Elementenwerte		Dämpfung		1. Dämpfungs- maximum		2. Dämpfungs- maximum		kleinste Dämpfung
		Freq.	Wert	Freq.	Wert	Freq.	Wert	
		kHz	dB					
C	R	10	6,2	16,1	62	26,6	76	40
0,5C	R	20	7	32,68	72	55,1	78	45
2C	0,2R	100	10	163,4	74	256,6	75	48
0,5C	5R	4	5,7	6,65	64	-	-	40
C	0,2R	50	9	82,6	70	130	83	46
5C	0,2R	10	6,3	16,2	67	26,5	73	41
5C	R	2	5,4	3,16	66	5,27	75	40
5C	5R	0,4	5,7	0,643	60	-	-	48
- bedeutet, dass kein Dämpfungsmaximum festgestellt wurde.								

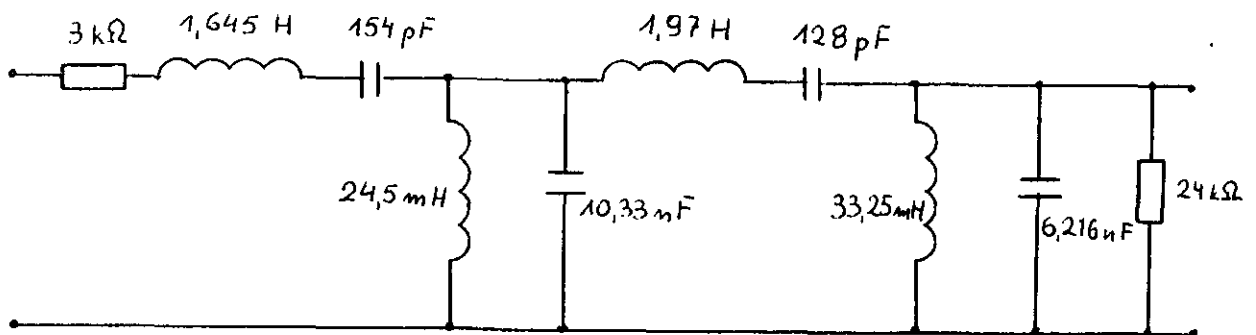
Aus den in dieser Tabelle zusammengestellten Messergebnissen geht hervor, dass man mit Gyratoren TCA 580 Tiefpassfilter bis zu einer Grenzfrequenz von etwa 30 bis 50 kHz bauen kann, und die dabei erreichbaren Dämpfungscharakteristiken vom technischen Standpunkt aus als befriedigend bezeichnet werden können. Die Gyrtorwiderstände dürfen, wie auch aus weiteren Messungen hervorgeht, den Wert 50 k Ω keinesfalls überschreiten und sollen am besten unter dem Wert 30 k Ω bleiben. Der untere Widerstandswert wird auf 2 k Ω geschätzt.

Entsprechende Werte für das nach Bild 4 a. gebaute Filter lauten:

Grenzfrequenz 100 kHz , $1/g_{ij} = 0,5$ bis 30 k Ω .

Als zweites wurde ein Tschebyscheffsches Bandpassfilter 4. Ordnung mit 3 dB Welligkeit im Durchlassbereich untersucht. Dieses Filter ist im Bild 6 a. als LC-Schaltung und im Bild 6 b. als Gyrtorschaltung dargestellt.

a.



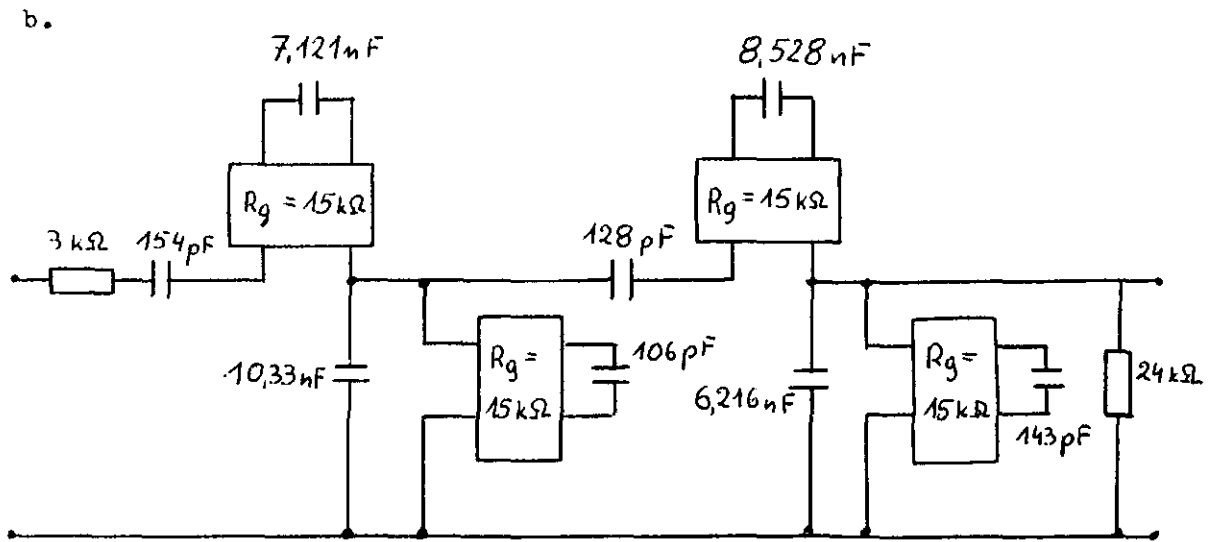
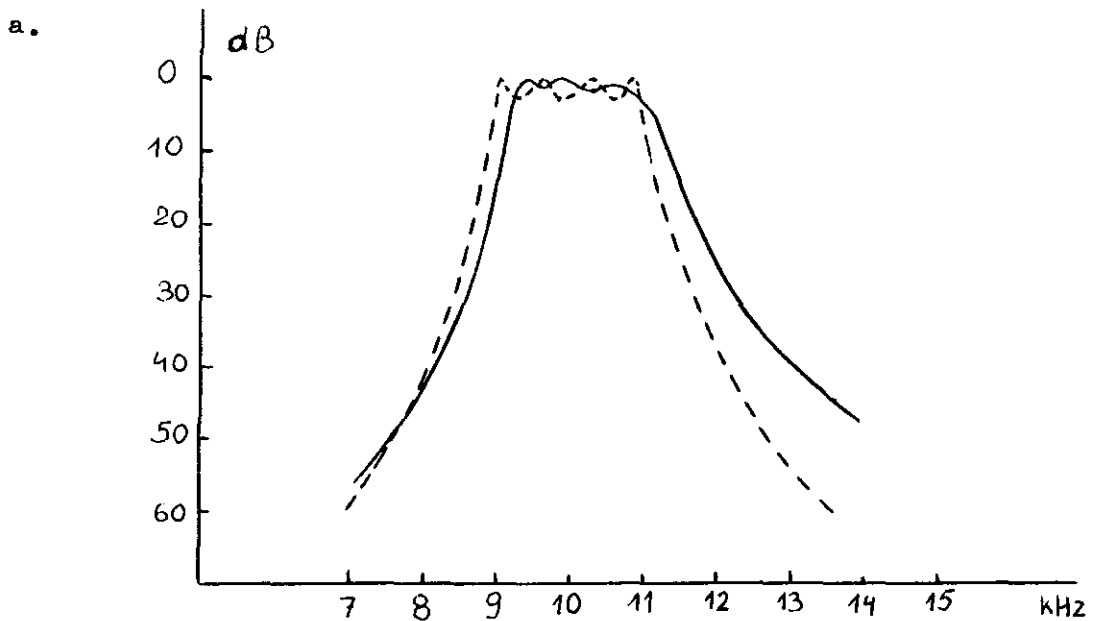


Bild 6. Bandpass 4. Ordnung nach Tschebyscheff

a. LC-Schaltung

b. spulenlose Gyratorschaltung

Die gemessenen Dämpfungsverläufe dieses Gyrtorbandpasses sind im Bild 7 für 3 verschiedene Kapazitätswerte angegeben: Kurve a. - mit Kapazitätswerten wie im Bild 6 b. ; Kurve b. - mit 3 mal kleineren Kapazitätswerten; Kurve c. - mit 3 mal grösseren Kapazitätswerten, wobei jeweils der theoretische Dämpfungsverlauf als Strichkurve eingezeichnet ist.



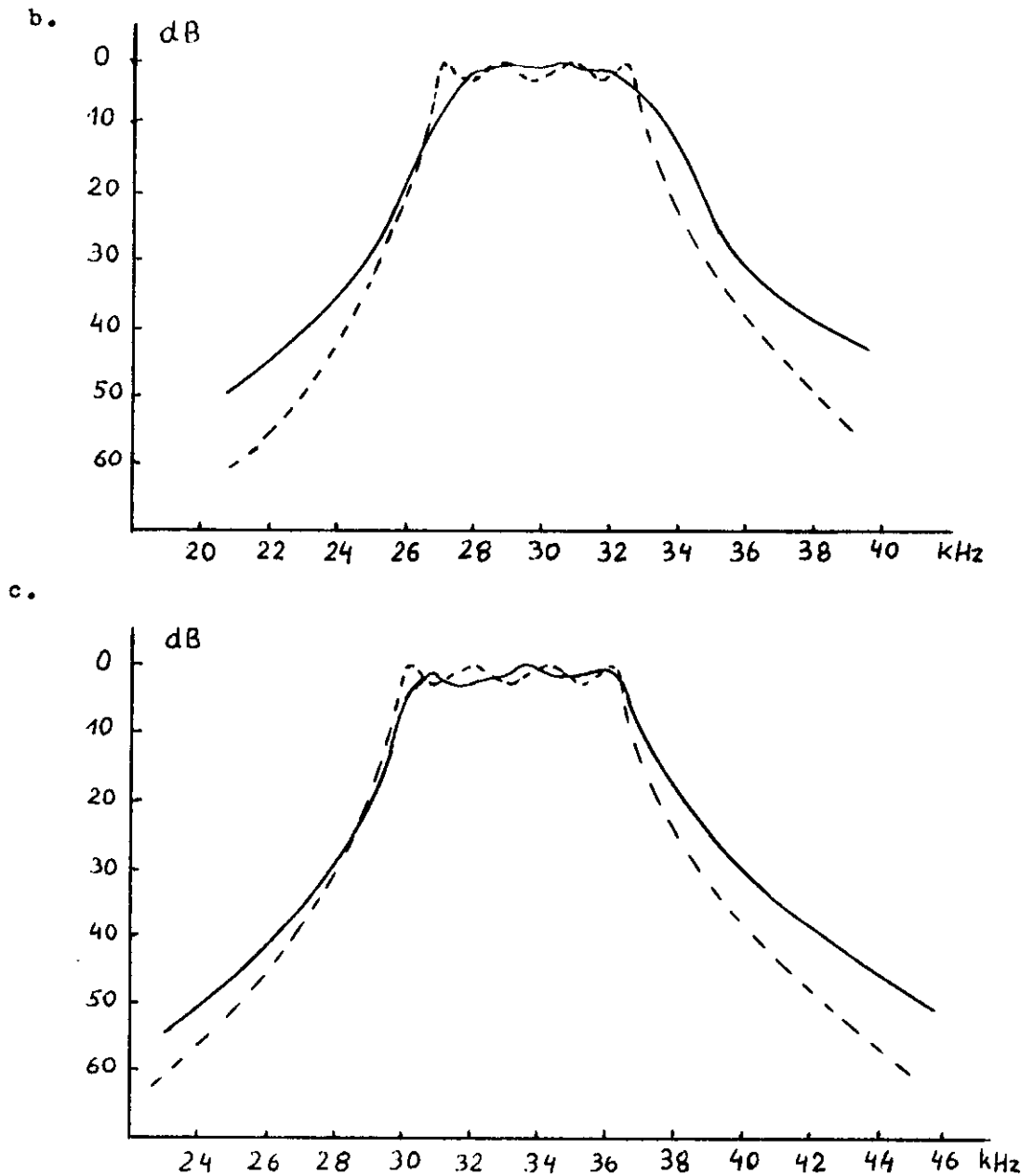


Bild 7. Dämpfungsverlauf des Bandpasses nach Bild 6 b.

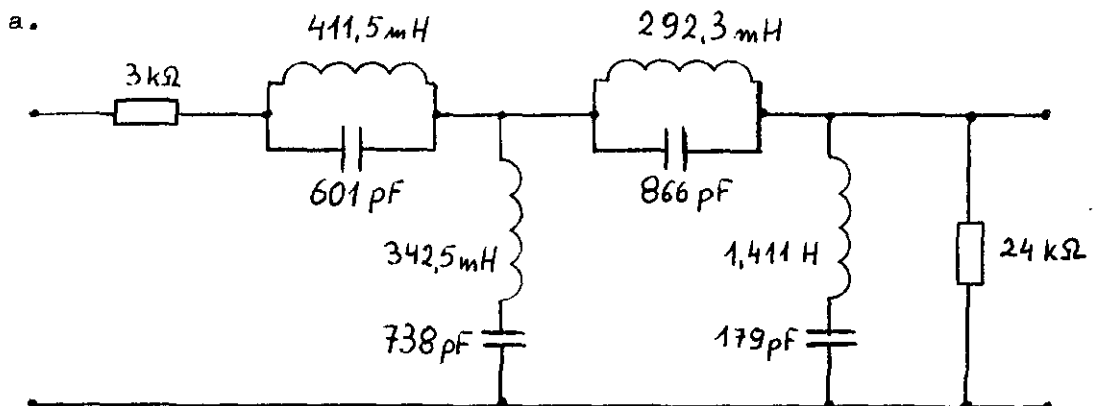
Dieses Filter wurde auch für andere Kombinationen der Gyratorwiderstands- und Kapazitätswerte untersucht. Als Beispiel dafür ist der im Bild 8 dargestellte Dämpfungsverlauf eines Filters, bei dem die Widerstandswerte der Längsgyratoren $R_{g1} = 30 \text{ k}\Omega$ und der Quergyratoren $R_{gq} = 2,7 \text{ k}\Omega$ betrugen.



Bild 8. Dämpfungsverlauf des Gyratorbandpasses
mit $R_{g_1} = 30 \text{ k}\Omega$ und $R_{g_q} = 2,7 \text{ k}\Omega$

Für solche Gyratorwiderstandskombination und 3 mal kleinere Kapazitätswerte zeigte das Filter Schwingneigung. Unabhängig aber von den Gyratorwiderstands- und Kapazitätswertekombinationen sind die Unterschiede zwischen theoretischen und praktisch gemessenen Dämpfungsverläufen bei den Bandfiltern grösser als bei Tiefpassfiltern. Solche Unterschiede wurden sowohl bei konventionellen LC-Filtern als auch bei Filtern nach der Zustandsraummethod festgestellt [7] und sind vor allem auf sehr grosse Empfindlichkeit der Bandfilter gegen Abweichung der wirklichen von idealen Elementen sowohl in Werten als auch in ihren Ersatzschaltbildern zurückzuführen.

Als nächstes Beispiel wurde eine Bandsperre nach Bild 9 a. als Gyratorfilterschaltung (Bild 9 b.) untersucht.



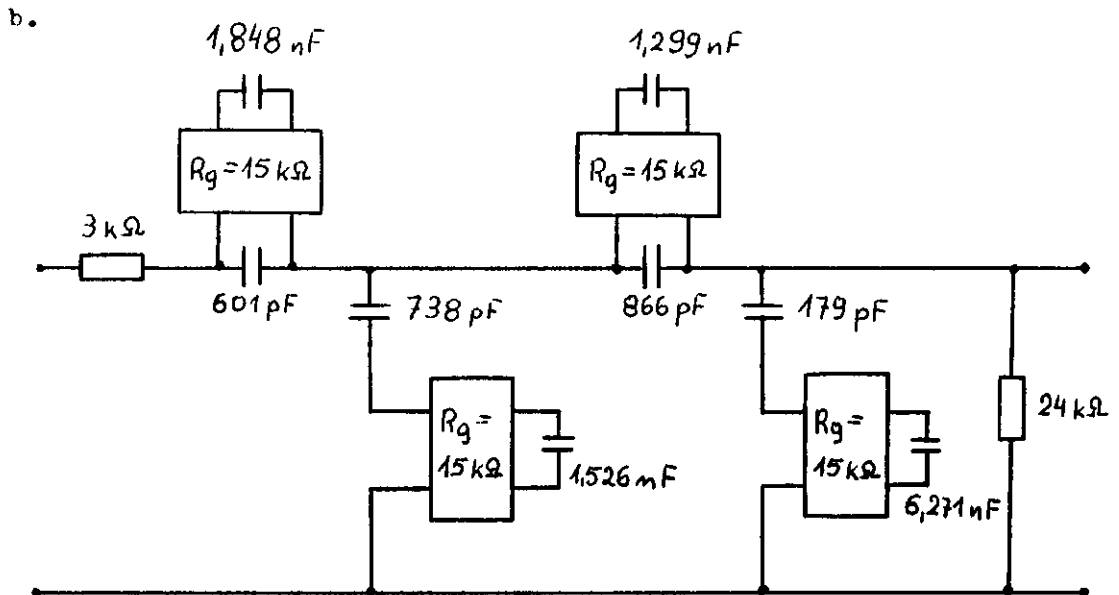


Bild 9. Bandsperre 4. Ordnung nach Tschebyscheff

- a. IC-Schaltung
- b. spulenlose Gyratorschaltung

Diese Bandsperre soll einen gleichen theoretischen Dämpfungsverlauf haben, wie die eben besprochenen Bandpassfilter, natürlich wenn man in Bezug auf beide Filtertypen den Dämpfungsverlauf als Verstärkungsverlauf und umgekehrt betrachtet. Die gemessene Dämpfungscharakteristik ist im Bild 10 dargestellt.

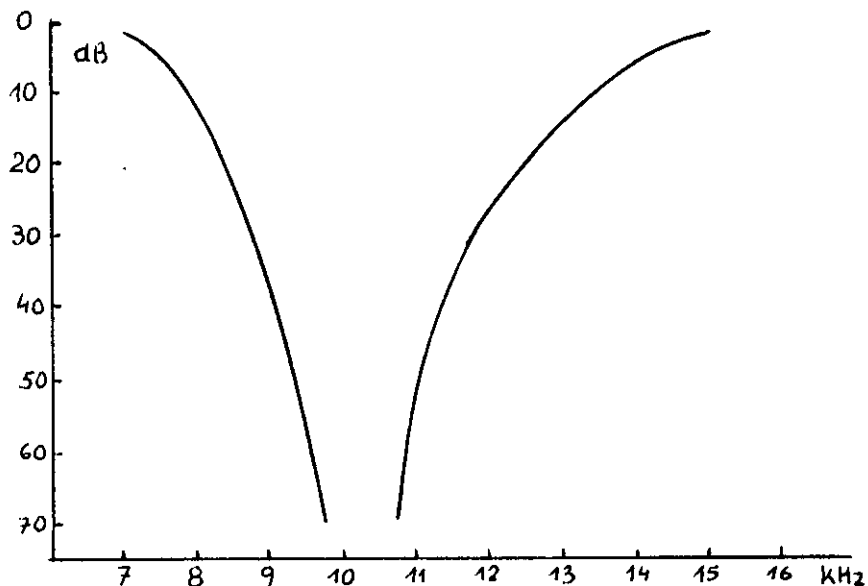


Bild 10. Dämpfungsverlauf der Gyratorbandsperre

Zwischen 9,75 kHz und 10,7 kHz ist die gemessene Dämpfung grösser als 70 dB und wegen Rauschens und Fluktuationen nicht sicher messbar. Diese Bandsperre wurde auch mit 3 mal grösseren und 3 mal kleineren Kapazitätswerten aufgebaut und ihre Übertragungsfunktionen gemessen. Die dabei erzielten Dämpfungsverläufe stimmen mit dem Bild 10. überein, eine Umnormierung der Frequenzachse muss aber berücksichtigt werden. Die Bandsperre mit 3 mal kleineren Kapazitätswerten zeigte Schwingneigung.

Eine Bandsperre nach Zustandsraummethode ist durch einen Dämpfungsverlauf charakterisiert [7], der sich vom theoretischen Verlauf mehr unterscheidet, als dies bei der eben besprochenen Gyratorschaltung gemessen wurde. Dies ist höchstwahrscheinlich auf noch nicht einwandfreien Ablauf des Rechenprogramms für Bandsperrensynthese zurückzuführen.

Als letztes wurde ein Filter mit linearer Phasencharakteristik untersucht. Entsprechende Schaltungen sind im Bild 11 und die gemessenen Phasencharakteristiken jeweils für den Fall, dass alle Kapazitätswerte um den Faktor 3 bzw. 10 verkleinert wurden, im Bild 12 dargestellt.

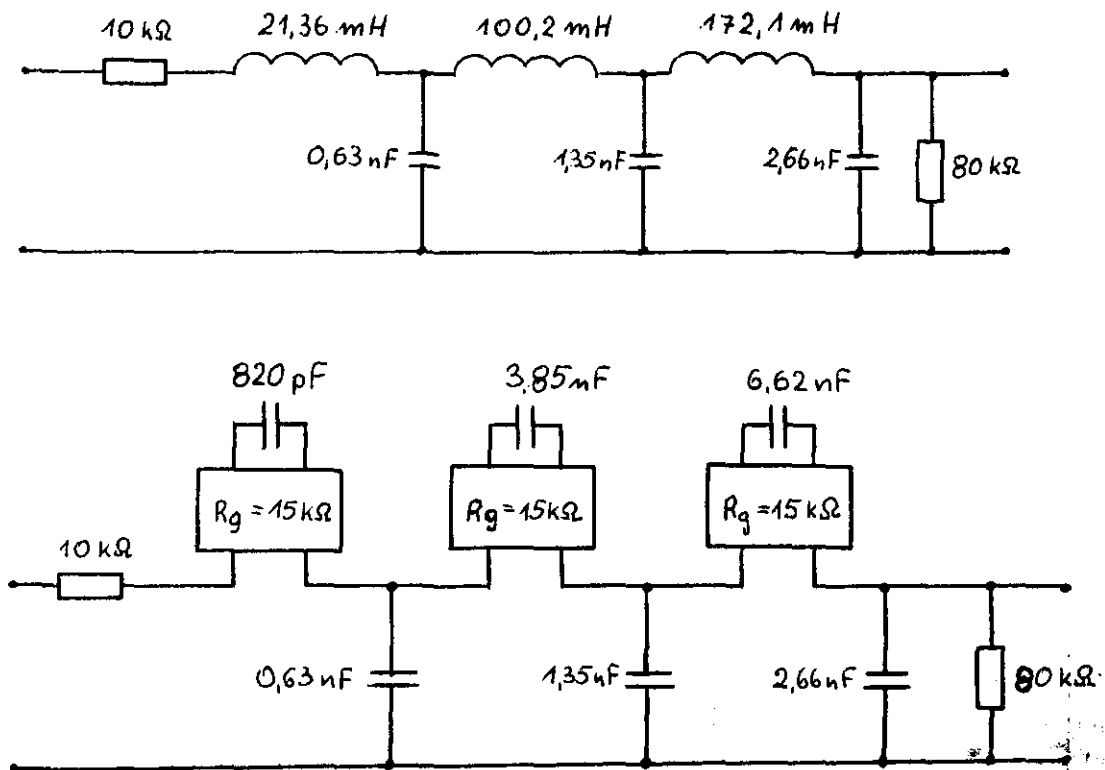
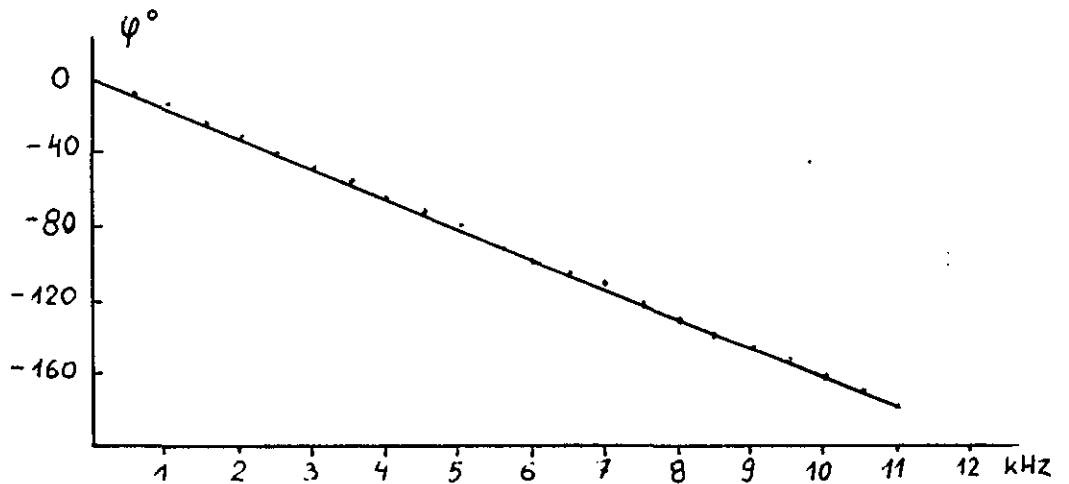


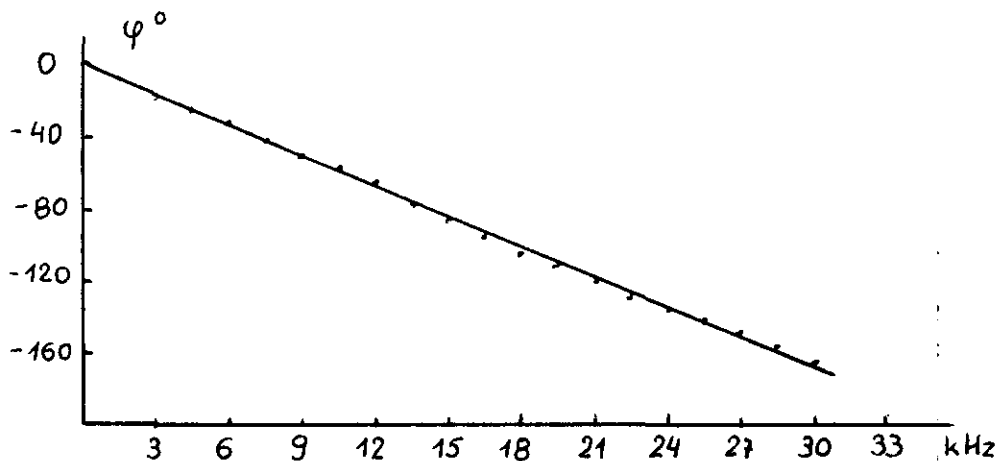
Bild 11. Filter mit linearer Phasencharakteristik

Die geraden Linien stellen den interpolierten Verlauf der Phasencharakteristiken dar, wobei die wirklich gemessenen Werte als Punkte angedeutet sind. Theoretisch soll die Phase bei den Grenzfrequenzen 10 kHz, 30 kHz bzw 100 kHz den Wert -160° mit einem 1 % Fehler erreichen. In Wirklichkeit beträgt der Phasenfehler nur beim 10-kHz-Filter etwa 1 %, bei anderen Filtern ist er grösser und wächst mit der Grenzfrequenz, was auch bei Filtern mit VCVS/DCCCS festgestellt wurde [7]. Trotz dieses Phasenfehleranstiegs verläuft die Phase beim 30-kHz Filter noch recht linear, so dass man behaupten kann, dass sich mit Gyratoren TCA 580 Phasenfilter bis etwa 30 kHz bauen lassen. Ein Vergleichswert beträgt für Filter mit VCVS/DCCCS etwa 100 kHz.

a.



b.



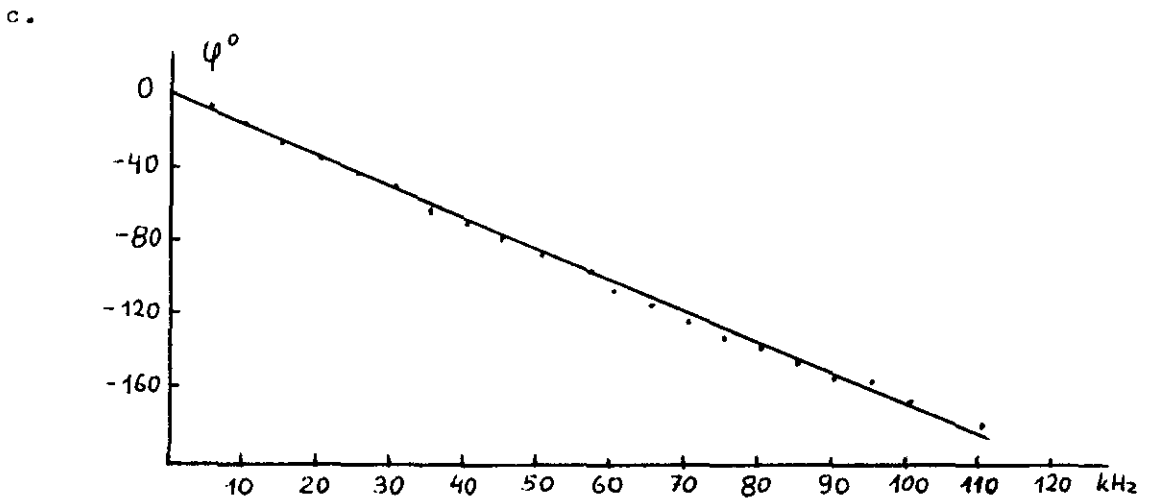


Bild 12. Phasenverläufe

- a. in Schaltung nach Bild 11.
- b. mit 3 mal kleineren Kapazitätswerten
- c. mit 10 mal kleineren Kapazitätswerten

Auf Grund der durchgeführten Untersuchungen kann man als Schlussfolgerung sagen, dass keine von den beiden Realisierungsmethoden hinsichtlich der erzielbaren Übertragungscharakteristiken überzeugend besser ist.

Um den Vergleich zu vervollständigen, sollen noch andere Merkmale beider Realisierungen erwähnt werden.

Die Anwendung des TCA 580 durch einen auf dem Gebiet der Filtertheorie nicht spezialisierten Ingenieur scheint einfacher als bei anderen Methoden zu sein, da die wichtigsten Ergebnisse im Bereich der LC-Filter tabelliert sind. In der Zustandsraumsynthese müssen spezielle Rechenprogramme benutzt werden.

Der Leistungsverbrauch von Filtern mit dem TCA 580 ist kleiner als von Filtern mit VCVS/DCCCS. Die Quellen sind zur Zeit noch aus einzelnen Elementen aufgebaut, so dass der Leistungsverbrauch eine gegenüber der Elementenanzahl zweitrangige Rolle spielt. Bei einer Massenproduktion als integrierte Schaltungen muss der Wirkungsgrad durch Einführung zusätzlicher Elemente verbessert werden.

Im Gyratorfilter darf jeweils nur eine Klemme des TCA 580 geerdet sein. Im Synthesemodell nach Zustandsraummethode dagegen sind alle Kondensatoren und selbst der gedächtnisfreie Block geerdet. Dadurch ist es möglich, vollkommen integrierte bzw. Dünnschichthybridschaltungen

aufzubauen, in denen alle Kondensatoren und das Widerstandsnetz in Form einer Dünnschichtschaltung hergestellt wird und die VCVS/DCCCS als integrierte Baugruppen hinzugefügt werden. Dieses Synthesemodell erfüllt also besser die Erwartungen, die man an ein mikroelektronisches Filter hinsichtlich Miniaturisierung stellen sollte.

Literatur

- [1] THE TCA 580 INTEGRATED GYRATOR: Principles and properties.
Electron. Appl. Bull., Vol. 34(1976/77), p. 109-122.
- [2] THE TCA 580 INTEGRATED GYRATOR: Design and applications.
Electron. Appl. Bull., Vol. 34(1976/77), p. 148-161.
- [3] Kraus, K.
FILTERSCHALTUNGEN MIT DEM GYRATOR TCA 580. Nachr. Elektron.,
Vol. 32(1978), Teil 1: p. 188-191, Teil 2: p. 225-226.
- [4] Kraus, K.
CAUER FILTER MIT GYRATOREN TCA 580. Nachr. Elektron.,
Vol. 32(1978), p. 396-400.
- [5] Temperli, S.
GYRATOR CASCADE REALIZATIONS OF LOW-PASS FILTERS.
Group Electromagnetism and Circuit Theory, Department
of Electrical Engineering, Eindhoven University of Technology,
1979.
Report ET-13-79
- [6] Piekarski, M.S.
SELECTED SYNTHESIS PROBLEMS OF LINEAR MICROELECTRONIC
CIRCUITS (in Polish).
Institute of Telecommunication and Acoustics, Wrocław
Technical University, 1976.
Scientific Papers, No. 24.
- [7] Dobrucki, A., R. Drahokaupil and J.S. Matacz
PRACTICAL REALIZATIONS OF LOSSLESS GYRATOR-CAPACITOR FILTERS
WITH VCVS/DCCCS.(in Polish).
Institute of Telecommunication and Acoustics, Wrocław
Technical University, 1979.
Technical Report I-28/SPR-022/79
- [8] Holt, A.G.J. and R.L. Linggard
MULTITERMINAL GYRATORS. Proc. Inst. Electr. Eng., Vol. 117(1970),
p. 1591-1598.
- [9] Anderson, B.D.O. and S. Vongpanitlerd
NETWORK ANALYSIS AND SYNTHESIS: A modern systems theory
approach. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1973.
Prentice-Hall Networks Series

II. Optimierung verlustfreier mikroelektronischer Gyratorfilter-schaltungen

1. Einleitung

Die Entwicklung moderner, integrierter Fertigungstechnologien, wo diskrete Bauelemente (Widerstände, Kondensatoren, Transistoren) in Dickschicht- oder Dünnschichttechnik oder in monolithischen Schaltkreisen unabhängig von ihrer Anzahl in einem Prozess hergestellt werden, verursacht, dass man der Substratfläche, die zur Herstellung einer Schaltung notwendig ist, mehr Aufmerksamkeit widmen muss. Die Fertigungskosten einer solchen mikroelektronischen Schaltung hängen bei der Massenproduktion vor allem von der Substratfläche ab, die zur Herstellung einzelner Elementengruppen notwendig ist und hängen nur in geringem Masse von der Anzahl solcher Elemente ab [1]. Die Elementenanzahl, darunter hauptsächlich aktiver Elemente, hat einen grossen Einfluss auf solche Schaltungseigenschaften wie z.B. Stabilität, Frequenzbereich Dynamik usw. Als ein allgemein anerkanntes Kriterium zur Beurteilung einer Schaltung hinsichtlich der notwendigen Substratfläche hat sich die Kostenfunktion durchgesetzt [1], [2], [3].

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit der Gyratorenanzahl- und Kostenfunktionminimalisierung verlustfreier mikroelektronischer Filter, die nach der Zustandsraummethode synthetisiert sind. Die Synthese wird dabei in einer im Bezug auf integrierte Fertigungstechnologie günstigen Schaltungsstruktur durchgeführt. Sie enthält nämlich einen geordneten gedächtnisfreien Block, der durch eine schiefsymmetrische Konduktanzmatrix beschrieben wird und einen durch eine diagonale Matrix beschriebenen, aus ebenfalls geordneten Kondensatoren bestehenden Kondensatorenblock [4].

2. Synthesemodell

Das Synthesemodell einer Admittanzmatrix $Y(s)$ ist im Bild 1 dargestellt.

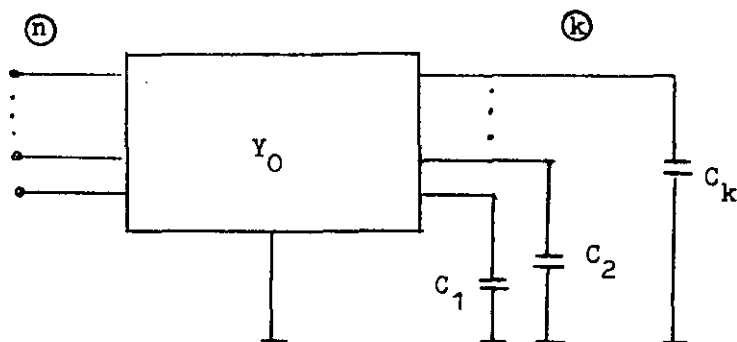


Bild 1. Synthesemodell

Das Syntheseverfahren beruht darauf, dass man für eine $n \times n$ Admittanzmatrix $Y(s)$ eine solche schiefsymmetrische Zahlenmatrix Y_0 finden muss,

$$Y_0 = \begin{bmatrix} \overset{\textcircled{n}}{Y_{11}} & \overset{\textcircled{k}}{Y_{12}} \\ -Y_{12}^t & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{matrix} \textcircled{n} \\ \textcircled{k} \end{matrix}, \quad (1)$$

die folgende Gleichung erfüllt

$$Y(s) = Y_{11} + Y_{12}(Y_{22} + sC)^{-1}Y_{12}^t, \quad (2)$$

wobei $C = \text{diag}[C_1, C_2, \dots, C_k]$,
 n - Dimension der Matrix $Y(s)$,
 k - Grad der Matrix $Y(s)$ nach Mc Millan.

Das Syntheseverfahren wird am häufigsten auf solche Weise geführt, dass der Kondensatorenblock nur Einheitskondensatoren enthält (Normierung), dh. $C = 1_k$, und diese Voraussetzung gilt für weitere Überlegungen.

Die Admittanzmatrix Y_0 lässt sich unmittelbar mit Hilfe von Gyrotoren, die zwischen entsprechende Klemmen des gedächtnisfreien Blocks geschaltet sind, realisieren. Man kann sie aber auch mit Hilfe von gesteuerten Strom- und Spannungsquellen realisieren, wie es im Falle eines Multigyrotors beschrieben wurde [5]. Die zweite Lösung ist offensichtlich besser an die integrierte Fertigungstechnologie angepasst. Im allgemeinen Fall einer $(n+k) \times (n+k)$ Matrix Y_0 sind $n+k$ Gyrotoren oder $n+k$ Quellenpaare und $2(n+k)$ Widerstände des Widerstandsnetzes notwendig.

3. Orthogonale Transformationen. Minimalisierung der Gyrotorenanzahl

Bei der Synthese im Zustandsraum beweist man, dass, wenn eine minimale Realisierung der Matrix $Y(s)$ bekannt ist [6] (dh. eine Realisierung, die sich durch minimale Anzahl k von Kondensatoren Kennzeichnet), sich alle anderen minimalen Realisierungen mit Hilfe orthogonaler Transformationen finden lassen, laut folgender Gleichung

$$Y'_0 = (1_n \dot{+} T) Y_0 (1 \dot{+} T^t), \quad (3)$$

wobei T ist eine orthogonale Matrix dh. $TT^t = 1_k$,
 $\dot{+}$ bedeutet einfache Summe (direct sum).

Das Synthesemodell bleibt dabei unverändert.

Unter allen Realisierungen, die durch (3) gegeben sind, kann man

auch solche finden, die sich durch maximale Anzahl von Nullelementen innerhalb der Matrix Y_0' charakterisieren, was gemäss der Schaltungsinterpretation dieser Matrix einer Realisierung mit minimaler Gyratorenanzahl entspricht. Dieses Problem wird jetzt für einen am häufigsten auftretenden Fall eines Filters mit einem Ein- und einem Ausgang, dh. $n = 2$, untersucht. Unter dieser Voraussetzung bekommt man

$$Y_0' = (1_2 + T) Y_0 (1_2 + T^t) = \begin{bmatrix} \textcircled{2} & & \textcircled{k} \\ Y_{11} & | & Y_{12} T^t \\ \hline -TY_{12}^t & | & TY_{22} T^t \\ \hline & & \textcircled{k} \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} \textcircled{2} \\ \textcircled{k} \end{matrix} \quad (4)$$

Zuerst wird der rechte untere Block $TY_{22} T^t$ betrachtet.

In der Algebra beweist man, dass von den Eigenwerten einer beliebigen schiefsymmetrischen Zahlenmatrix W der Dimension $n \times n$ und des Rangs $2q$ immer $2q$ in Form imaginärer Paare auftreten, während die übrigen $n-2q$ verschwinden [7]. Es seien die von Null verschiedenen Eigenwerte mit

$$\lambda_{2k-1} = j \mu_k, \quad k = 1, 2, \dots, q \quad (5)$$

und die verschwindenden mit

$$\lambda_l = 0, \quad l = 2q+1, 2q+2, \dots, n \quad (6)$$

bezeichnet.

Es seien auch diesen Eigenwerten entsprechende Eigenvektoren zugeordnet:

dem Eigenwert λ_{2k-1} entspricht der Eigenvektor Z_{2k-1} ,

- " - λ_1 - " - - " - Z_1 .

Mit diesen Zuordnungen bekommt man ein Gleichungssystem, mit dem man die Eigenvektoren der Matrix W berechnen kann

$$\begin{aligned} (W - \lambda_{2k-1} 1_n) Z_{2k-1} &= 0, & k &= 1, 2, \dots, q \\ W Z_1 &= 0, & l &= 2q+1, 2q+2, \dots, n \end{aligned} \quad (7)$$

Mit den Bezeichnungen

$$\begin{aligned} Z_{2k-1} &= X_k + j Y_k \\ Z_1 &= X_1 \end{aligned} \quad (8)$$

kann man (7) umschreiben

$$\begin{aligned} W Y_k &= \mu_k X_k \\ W X_k &= -\mu_k Y_k \\ W X_1 &= 0 \end{aligned} \quad (9)$$

Die Lösung dieses Gleichungssystems gibt die Spalten der gesuchten Matrix T

$$T = [X_1, Y_1, X_2, Y_2, \dots, X_q, Y_q, X_{2q+1}, X_{2q+2}, \dots, X_n] \quad (10)$$

die die gegebene Matrix W in eine kanonische (mit maximaler Anzahl von Nullelementen) Form umwandelt [7].

$$T W T^t = \text{diag} \left[\underbrace{\begin{pmatrix} 0 & u_1 & 0 & u_2 & & 0 & u_q \\ -u_1 & 0 & -u_2 & 0 & & -u_q & 0 \end{pmatrix}}_q, \dots, \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{n-2q} \right] \quad (11)$$

Die Umformung des Blocks $TY_{22}T^t$ der Matrix Y_0' (4) in eine kanonische Form nach oben beschriebenem Verfahren gewährleistet zwar eine maximale Anzahl von Nullelementen innerhalb dieses Blocks, doch im Rahmen der ganzen Matrix Y_0' verschwinden die möglicherweise vorhandenen Nullelemente im rechten oberen $Y_{12}T^t$ und im linken unteren $-TY_{12}^t$ Block.

Durch eine wiederholte orthogonale Transformation der Matrix Y_0' diesmal mit einer blockdiagonalen Matrix T'

$$T' = \text{diag} [1, T_2, T_3, \dots, T_1, \dots, T_s] \quad (12)$$

wobei

$$T_i = \begin{bmatrix} \cos \varphi_i & \sin \varphi_i \\ -\sin \varphi_i & \cos \varphi_i \end{bmatrix} \quad -\frac{\pi}{2} \leq \varphi_i \leq \frac{\pi}{2} \quad (13)$$

ist es möglich, Nullelemente auch in den beiden zuletzt genannten Blöcken zu erhalten. Schreibt man Y_0' auch in Form einer Blockmatrix mit Blockdimension 2×2 (wenn Y_0' eine ungerade Anzahl von Spalten und Zeilen hat, sind ihre letzten Zeilen und Spalten Vektoren und der letzte Block ein Skalar), so bekommt man

$$\begin{aligned}
 Y_0'' &= T' Y_0 T'^t = \\
 &= \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} T_2^t & Y_{13} T_3^t & \dots & Y_{1s} T_s^t \\ -T_2 Y_{12}^t & T_2 Y_{22} T_2^t & 0 & \dots & 0 \\ -T_3 Y_{13}^t & 0 & T_3 Y_{33} T_3^t & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -T_s Y_{1s}^t & 0 & 0 & \dots & T_s Y_{ss} T_s^t \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} T_2^t & Y_{13} T_3^t & \dots & Y_{1s} T_s^t \\ -T_2 Y_{12}^t & Y_{22} & 0 & \dots & 0 \\ -T_3 Y_{13}^t & 0 & Y_{33} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -T_s Y_{1s}^t & 0 & 0 & \dots & Y_{ss} \end{bmatrix}, \quad (14)
 \end{aligned}$$

weil

$$T_i Y_{ii} T_i^t = Y_{ii} \quad (15)$$

Nach der Berechnung

$$\begin{aligned}
 Y_{1i} T_i^t &= \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \varphi_i & -\sin \varphi_i \\ \sin \varphi_i & \cos \varphi_i \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} y_{11} \cos \varphi_i + y_{12} \sin \varphi_i & -y_{11} \sin \varphi_i + y_{12} \cos \varphi_i \\ y_{21} \cos \varphi_i + y_{22} \sin \varphi_i & -y_{21} \sin \varphi_i + y_{22} \cos \varphi_i \end{bmatrix} \quad (16)
 \end{aligned}$$

sieht man sofort, dass durch eine entsprechende Wahl von φ_i , z.B.

$\varphi_1 = \arctg \frac{y_{12}}{y_{11}}$, ein von den vier Elementen jedes Blocks gleich Null sein kann.

Durch Anwendung beider Optimierungsetappen bekommt man die Matrix Y_0'' mit höchstens $2(2k+1)$ von Null verschiedenen Elementen, dh. die ausreichende, im ganz allgemeinen Fall, Anzahl von Gy ratoren, um eine $(2+k)$ -reihige Y_0'' zu realisieren, beträgt $2k+1$. Das Widerstandsnetz muss in diesem Falle $2(2k+1)$ Widerstände enthalten.

Diese Tatsache kann man auch auf andere Weise bestätigen. Jede k -reihige orthogonale Matrix T lässt sich als Produkt einzelner Drehungen darstellen.

$$T = \prod_{m=1}^{\frac{k(k-1)}{2}} T_m \quad (17)$$

$$T_m = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ i & \vdots & \cos \varphi_m & \vdots & +\sin \varphi_m \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ j & \vdots & +\sin \varphi_m & \vdots & \cos \varphi_m \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad \begin{array}{l} i=1,2,\dots,k-1 \\ j=i+1,i+2,\dots,k \\ -\frac{\pi}{2} \leq \varphi_m \leq \frac{\pi}{2} \end{array} \quad (18)$$

Als Beispiel, $m=3$

$$T = \begin{bmatrix} \cos \varphi_1 & \sin \varphi_1 & 0 \\ -\sin \varphi_1 & \cos \varphi_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \varphi_2 & 0 & \sin \varphi_2 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \varphi_2 & 0 & \cos \varphi_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \varphi_3 & \sin \varphi_3 \\ 0 & -\sin \varphi_3 & \cos \varphi_3 \end{bmatrix}$$

Das bedeutet aber, dass man bei einer k -reihiger Orthogonalmatrix $\frac{k(k-1)}{2}$ Winkel φ_m wählen kann. In (4) ist Y_0 eine $(2+k)$ -reihige schiefsymmetrische Matrix, dh. sie ist durch $\frac{(k+2)(k+1)}{2}$ Elemente bestimmt, und T ist eine k -reihige Orthogonalmatrix. In Y_0' bleiben also $\frac{(k+2)(k+1)}{2} - \frac{(k-1)k}{2} = 2k+1$ von Null verschiedene Elemente übrig. Damit ist aber nicht gesagt, dass bei einer Matrix mit speziellen Elementenwerten eine grössere Nullenanzahl nicht zu erhalten wäre. Wegen des komplizierten nichtlinearen Zusammenhanges zwischen den Elementen der Y_0 und T_m Matrizen ist es jedoch nicht möglich, diese Anzahl analytisch zu bestimmen.

Die Darstellung der T Matrix als Produkt einzelner Drehungen ist

aber günstig, um mit Hilfe einer Rechenanlage alle äquivalenten Y_0' Matrizen zu berechnen. Dies kann man auf solche Weise durchführen, dass man alle φ_m Winkel mit gewissem Schritt durchsucht und solche y_{ij}' Werte, die kleiner als ein festgesetzter Wert sind, durch Null ersetzt, da bei einer praktischen Schaltungsrealisierung nur solche Widerstände zugelassen sind, die einen bestimmten Wert nicht überschreiten.

4. Minimalisierung der Kostenfunktion

Wie schon erwähnt, wird das Syntheseverfahren normalerweise so durchgeführt, dass der Kondensatorenblock nur Einheitskondensatoren enthält d.h. $C = 1_k$. Um eine Realisierung mit beliebigen Kondensatorenwerten zu erhalten ($C = \text{diag} [C_1, C_2, \dots, C_k]$), muss folgende Transformation durchgeführt werden:

$$Y_0''' = (1_2 + \sqrt{C'}) Y_0'' (1_2 + \sqrt{C'}) . \quad (19)$$

Mit

$$1_2 + \sqrt{C'} = \sqrt{C''} \quad (20)$$

und

$$C' = \text{diag} [1, 1, C_3', C_4', \dots, C_{k+1}', C_{k+2}'] , \quad (21)$$

d.h. nach einer Umnummerierung der Kondensatoren kann man (19) umschreiben

$$Y_0''' = \sqrt{C''} Y_0'' \sqrt{C''} , \quad (22)$$

oder

$$y_{ij}''' = \sqrt{C_i' C_j'} y_{ij}'' \quad \begin{array}{l} i, j = 1, 2, \dots, k+2 \\ C_1' = C_2' = 1 \end{array} \quad (23)$$

Diese Gleichung wird zur Minimalisierung der Kostenfunktion benutzt.

Nach [1] ist die Kostenfunktion folgendermassen definiert:

$$F_0 = f_T n_T + f_C \sum_{i=1}^{n_C} C_{i0} + f_R \sum_{i=1}^{n_R} R_{i0} . \quad (24)$$

Die Faktoren f_T , f_C , f_R sind für eine bestimmte Fertigungstechnologie konstant und drücken die notwendige Substratfläche oder Kosten aus, die mit der Herstellung eines Gyrators (Quellenpaares), eines Einheitskondensators, eines Einheitswiderstandes verbunden sind. n_T , n_C , n_R bedeuten die Anzahl von Elementen entsprechender Typen.

Wenn man annimmt, dass die Zahl n_T im Zuge des oben beschriebenen Optimalisierungsverfahrens minimalisiert wurde, und dass die für bestimmte Fertigungstechnologien konstanten Faktoren f_C und f_R auf der Normalisierungsetappe der Elementenwerte berücksichtigt werden können, kann man (24) in folgende für weitere Berechnungen bequeme Form umschreiben:

$$F = \sum_{i=1}^{n_C} C_i + \sum_{i=1}^{n_R} R_i . \quad (25)$$

Diese Form der Kostenfunktion hat eine breite Anwendung bei der Optimalisierung von RC-Schaltungen gefunden z.B. [2], [3].

Um (23) mit (25) verknüpfen zu können und um die Tatsache zum Ausdruck zu bringen, dass ein unendlich grosser Widerstand mit keinem Substratplatzbedarf verbunden ist, führt man folgende Beziehung ein

$$r_{ij} = \begin{cases} \frac{1}{|y'_{ij}|} & \text{wenn } y'_{ij} \neq 0 \\ 0 & \text{wenn } y'_{ij} = 0 \end{cases} \quad (26)$$

Setzt man (23) unter Berücksichtigung von (26) in (25) ein, so kann man schreiben

$$F = \sum_{i=1}^{k+2} \sum_{j=1}^{k+2} r_{ij} (C'_i C'_j)^{-\frac{1}{2}} + \sum_{i=3}^{k+2} C'_i \quad (27)$$

mit $C'_1 = C'_2 = 1$.

Vom mathematischen Standpunkt aus entspricht das Minimalisierungsproblem dieser Funktion einer Aufgabe der nichtlinearen Programmierung, wobei sowohl Zielfunktion als auch die Beschränkungen eine konvexe Funktion bzw. Menge ist. Das geht aus folgenden Überlegungen hervor. Es muss gelten: alle $C'_i > 0$ und $r_{ij} \geq 0$. Ausserdem ist jeder Summand $(C'_i C'_j)^{-\frac{1}{2}}$ eine konvexe Funktion, weil seine Hesse-Matrix eine positiv definite Matrix ist.

Wegen der leichten Berechenbarkeit der partiellen Ableitungen ist die Möglichkeit gegeben, eine Gradientenmethode zur Minimalisierung der Kostenfunktion anzuwenden, z.B. den modifizierten Newtonschen Algorithmus [8].

Als Grundlage für diesen Algorithmus gilt eine quadratische Näherung in der Umgebung des Punktes C^0

$$F_q = F(C^0) + \nabla F(C^0)^t (C - C^0) + \frac{1}{2} (C - C^0)^t H(C^0) (C - C^0), \quad (28)$$

wo $H(C^0)$ die im Punkt C^0 berechnete Hesse-Matrix ist.

Das globale Minimum dieser quadratischen Näherung tritt für den Vektor

$$C^* = C^0 - H^{-1}(C^0) \nabla F(C^0) \quad (29)$$

auf, der die Lösung folgender Gleichung darstellt

$$\nabla F_q(C^*) = 0 \quad (30)$$

Das bedeutet aber, dass man für die quadratische Funktion den optimalen Punkt C^* in einem Schritt (ausgehend vom Startpunkt C^0) erreichen kann. Die betrachtete Kostenfunktion ist im allgemeinen keine quadratische Funktion, sie ist aber konvex und eine quadratische Näherung

gibt ihren Charakter in der Umgebung eines Punktes recht gut wieder.

Folgender Algorithmus führt deswegen zur optimalen Menge der C_i -werte, bei welchen die Kostenfunktion (27) ihr Minimum erreicht:

$$\begin{aligned} C^1 &= C^0 - H^{-1}(C^0) \nabla F(C^0) \\ C^2 &= C^1 - H^{-1}(C^1) \nabla F(C^1) \\ &\vdots \\ C^{k+1} &= C^k - H^{-1}(C^k) \nabla F(C^k) \\ &\vdots \end{aligned} \tag{31}$$

bis $\nabla F(C^n) = 0$.

5. Zusammenfassung

Die vorgeschlagene Optimierungsmethode trägt durch Verminderung der Gyratoren- bzw. Widerständenanzahl innerhalb des gedächtnisfreien Blocks und durch eine Kostenfunktionminimalisierung zur weiteren Miniatürisierung von Gyrafilterschaltungen bei und erlaubt es, eine Verbesserung der zugehörigen Filtercharakteristiken zu erwarten.

Literatur

- [1] Piekarski, M.S. and J.S. Matacz
MINIMIZATION OF THE COST FUNCTION IN GYRATOR-CAPACITOR
NETWORKS SIMULATING INDUCTANCE CIRCUITS (in Polish).
Arch. Elektrotech., Vol. 23, No. 1(1974), p. 139-153.
- [2] Hagopian, J.D. and I.T. Frisch
CAPACITANCE AND RESISTANCE MINIMIZATION IN ONE-PORT RC NETWORKS.
IEEE Trans. Circuit Theory, Vol. CT-17(1970), p. 386-392.
- [3] Stein, R.A. and A.I.A. Salama
RESISTANCE AND CAPACITANCE MINIMIZATION IN LOW-PASS RC LADDER
NETWORKS. In: Proc. 7th IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems,
San Francisco, 22-25 April 1974. New York: Institute of
Electrical and Electronics Engineers, 1974. P. 337-341.
- [4] Piekarski, M.S.
SELECTED SYNTHESIS PROBLEMS OF LINEAR MICROELECTRONIC CIRCUITS.
Institute of Telecommunication and Acoustics, Wrocław Technical
University, 1976. (In Polish).
Scientific Papers, No. 24.
- [5] Holt, A.G.J. and R.L. Linggard
MULTITERMINAL GYRATORS. Proc. Inst. Electr. Eng., Vol. 117(1970),
p. 1591-1598.
- [6] Anderson, B.D.O. and S. Vongpanitlerd
NETWORK ANALYSIS AND SYNTHESIS: A modern systems theory approach.
Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1973.
Prentice-Hall Networks Series
- [7] Gantmacher, F.R.
THE THEORY OF MATRICES. Vol. 2. New York: Chelsea, 1960.
Original Russian edition: Teoriya Matric. Vol. 2. Moskva 1954.
- [8] Zangwill, W.I.
NONLINEAR PROGRAMMING. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1969.
Prentice-Hall International Series in Management

**EINDHOVEN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY
THE NETHERLANDS
DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING**

Reports:

- 93) Duin, C.A. van
DIPOLE SCATTERING OF ELECTROMAGNETIC WAVES PROPAGATION THROUGH A RAIN
MEDIUM. TH-Report 79-E-93. 1979. ISBN 90-6144-093-9
- 94) Kuijper, A.H. de and L.K.J. Vandamme
CHARTS OF SPATIAL NOISE DISTRIBUTION IN PLANAR RESISTORS WITH FINITE
CONTACTS. TH-Report 79-E-94. 1979. ISBN 90-6144-094-7
- 95) Hajdasinski, A.K. and A.A.H. Damen
REALIZATION OF THE MARKOV PARAMETER SEQUENCES USING THE SINGULAR VALUE
DECOMPOSITION OF THE HANKEL MATRIX. TH-Report 79-E-95. 1979.
ISBN 90-6144-095-5
- 96) Stefanov, B.
ELECTRON MOMENTUM TRANSFER CROSS-SECTION IN CESIUM AND RELATED CALCULATIONS
OF THE LOCAL PARAMETERS OF Cs + Ar MHD PLASMAS. TH-Report 79-E-96. 1979.
ISBN 90-6144-096-3
- 97) Worm, S.C.J.
RADIATION PATTERNS OF CIRCULAR APERTURES WITH PRESCRIBED SIDELobe LEVELS.
TH-Report 79-E-97. 1979. ISBN 90-6144-097-1
- 98) Kroezen, P.H.C.
A SERIES REPRESENTATION METHOD FOR THE FAR FIELD OF AN OFFSET REFLECTOR
ANTENNA. TH-Report 79-E-98. 1979. ISBN 90-6144-098-X
- 99) Koonen, A.M.J.
ERROR PROBABILITY IN DIGITAL FIBER OPTIC COMMUNICATION SYSTEMS.
TH-Report 79-E-99. 1979. ISBN 90-6144-099-8
- 100) Naidu, M.S.
STUDIES ON THE DECAY OF SURFACE CHARGES ON DIELECTRICS.
TH-Report 79-E-100. 1979. ISBN 90-6144-100-5
- 101) Verstappen, H.L.
A SHAPED CYLINDRICAL DOUBLE-REFLECTOR SYSTEM FOR A BROADCAST-SATELLITE
ANTENNA. TH-Report 79-E-101. 1979. ISBN 90-6144-101-3
- 102) Etten, W.C. van
THE THEORY OF NONLINEAR DISCRETE-TIME SYSTEMS AND ITS APPLICATION TO
THE EQUALIZATION OF NONLINEAR DIGITAL COMMUNICATION CHANNELS.
TH-Report 79-E-102. 1979. ISBN 90-6144-102-1
- 103) Roer, Th.G. van de
ANALYTICAL THEORY OF PUNCH-THROUGH DIODES.
TH-Report 79-E-103. 1979. ISBN 90-6144-103-X
- 104) Herben, M.H.A.J.
DESIGNING A CONTOURED BEAM ANTENNA.
TH-Report 79-E-104. 1979. ISBN 90-6144-104-8

EINDHOVEN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY
THE NETHERLANDS
DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING

Reports:

- 105) Videc, M.F.
STRALINGSVERSCIJNSELEN IN PLASMA'S EN BEWEGENDE MEDIA: Een geometrisch-optische en een golfzonebenadering.
TH-Report 80-E-105. 1980. ISBN 90-6144-105-6

- 106) Hajdasiński, A.K.
LINEAR MULTIVARIABLE SYSTEMS: Preliminary problems in mathematical description, modelling and identification.
TH-Report 80-E-106. 1980. ISBN 90-6144-106-4

- 107) Heuvel, W.M.C. van den
CURRENT CHOPPING IN SF₆.
TH-Report 80-E-107. 1980. ISBN 90-6144-107-2

- 108) Etten, W.C. van and T.M. Lammers
TRANSMISSION OF FM-MODULATED AUDIOSIGNALS IN THE 87.5 - 108 MHz BROADCAST BAND OVER A FIBER OPTIC SYSTEM.
TH-Report 80-E-108. 1980. ISBN 90-6144-108-0

- 109) Krause, J.C.
SHORT-CURRENT LIMITERS: Literature survey 1973-1979.
TH-Report 80-E-109. 1980. ISBN 90-6144-109-9

- 110) Matacz, J.S.
UNTERSUCHUNGEN AN GYRATORFILTERSCHALTUNGEN.
TH-Report 80-E-110. 1980. ISBN 90-6144-110-2