

Die morphologische Methode in der Elektrotechnik mit Beispielen aus der Theorie der aktiven Netzwerke (Teil 2)

Autor(en): **Moschytz, G. S.**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, de l'Association des Entreprises électriques suisses**

Band (Jahr): **68 (1977)**

Heft 8

PDF erstellt am: **12.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-915025>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

Die morphologische Methode in der Elektrotechnik mit Beispielen aus der Theorie der aktiven Netzwerke (Teil 2)

Von G. S. Moschytz

Fortsetzung des Aufsatzes von Bull. SEV/VSE 68(1977)6, S. 275...280

4. Der Entwurf von hybrid-integrierten aktiven Netzwerken für sehr tiefe Frequenzen

Schritt 1: Das Problem besteht darin, Filter zweiter Ordnung zu entwerfen, welche sich mit der hybrid-integrierten Schaltungstechnik realisieren lassen. Die zur Verfügung stehenden Komponenten sind Widerstände, Kondensatoren und Operationsverstärker. Die Polfrequenzen der Filter sollen sehr tief sein (very low frequency oder VLF-Filter), d. h. unter 10 Hz liegen. Die bei diesem Problem auftretenden Einschränkungen sind:

1. Um die Netzwerke als hybrid-integrierte Schaltungen aufbauen zu können, sind die Widerstands- und Kondensatorwerte folgendermassen einzuschränken:

$$100 \Omega \leq R \leq 100 \text{ k}\Omega, \quad 50 \text{ pF} \leq C \leq 20 \text{ nF} \quad (5)$$

Bei der vorliegenden Aufgabe macht sich besonders die obere Grenze der Komponentenwerte stark bemerkbar.

2. Um die Leistung der resultierenden Filter minimal zu halten, sollen nicht mehr als zwei Operationsverstärker pro Filter verwendet werden.

Schritt 2: Die Grundelemente des Problems lassen sich am einfachsten anhand des in Fig. 18a dargestellten Blockdiagramms eines allgemeinen aktiven Filters zweiter Ordnung ermitteln. Darin stellt β die positive oder negative Verstärkung des Operationsverstärkers dar, $t_{32}(s)$ die Übertragungsfunktion der Rückkopplungsschaltung (diese bestimmt die Lage der Filterpole) und $t_{12}(s)$ die Übertragungsfunktion des Vorwärtspfades (diese bestimmt die Filternullstellen). Das entsprechende Signalflussdiagramm (SFD) ist in Fig. 18b aufgeführt. Der Zähler $n(s)$ der Funktion $t_{32}(s)$ bestimmt die Klasse des jeweiligen aktiven Filters [18]¹⁾. Je nach den Wurzeln von $n(s)$ lassen sich vier Klassen unterscheiden, deren entsprechende Wurzelortskurven in Fig. 19 dargestellt sind. Die Polfrequenzen des resultierenden Filters werden um so tiefer sein, je tiefer die Frequenzen Ω_{p1} und Ω_{p2} realisiert werden können. Diesen Erkenntnissen entsprechend ist es zweckmässig, $t_{32}(s)$ in das Produkt zweier Funktionen erster Ordnung aufzuteilen, nämlich

$$E_1(s) = \frac{n_1(s)}{s + \Omega_{p1}} \quad (6a)$$

$$E_2(s) = \frac{n_2(s)}{s + \Omega_{p2}} \quad (6b)$$

Die Schaltungen, welche diese zwei Übertragungsfunktionen realisieren, seien Einpol-Module (EPM) genannt; sie stellen die Grundelemente des aktiven Filters dar. Je nachdem,

¹⁾ Siehe Literatur in Bull. SEV/VSE 68(1977)6, S. 280.

Tabelle IV

Filterklasse	Grundelement E_1	Grundelement E_2
1	TPM	TPM
2	HPM	HPM
4	TPM	HPM

621.3.011.7
welche Filterklasse realisiert werden soll, wird $n_1(s)$ und $n_2(s)$ eine andere Form haben. Allerdings zeigt es sich, dass nur drei der vier Filterklassen sich zweckmässig in Einpol-Module aufteilen lassen. Unterscheidet man nämlich zwischen einem Tiefpass-Einpol-Modul oder kurz Tiefpass-Modul (TPM) und einem entsprechenden Hochpass-Modul (HPM), dessen Übertragungsfunktionen gegeben sind durch

$$\text{TPM: } \frac{k}{s + \Omega_p} \quad \text{oder} \quad k \frac{s + \Omega_z}{s + \Omega_p} \quad (7a)$$

wobei $|\Omega_z| > |\Omega_p|$

und

$$\text{HPM: } k \frac{s}{s + \Omega_p} \quad \text{oder} \quad k \frac{s + \Omega_z}{s + \Omega_p} \quad (7b)$$

wobei $|\Omega_z| < |\Omega_p|$

dann ergeben sich aktive Filter der Klassen 1, 2 und 4 durch Kombinationen von Grundelementepaaren entsprechend Tab. IV.

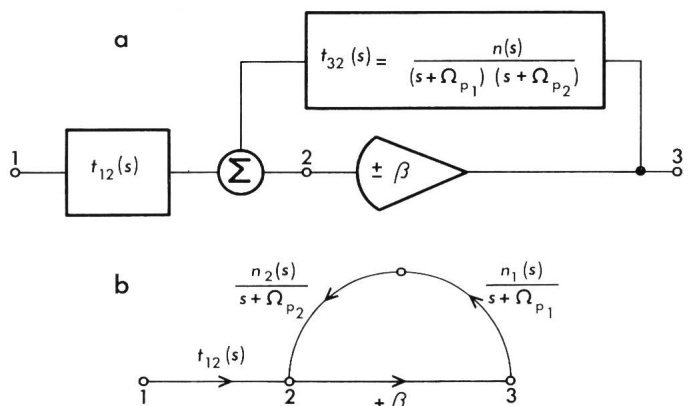


Fig. 18 Allgemeiner aktiver Filter 2. Ordnung
a) Blockdiagramm, b) Signalflussdiagramm (SFD)

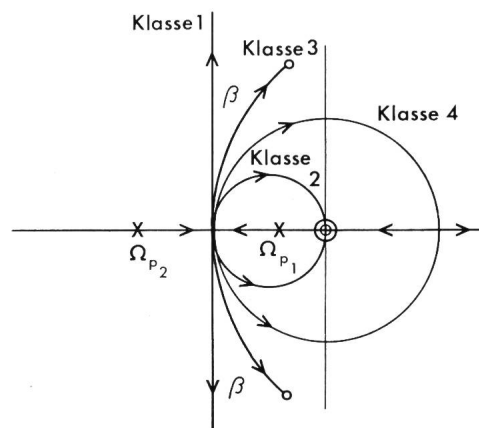


Fig. 19 Die 4 Klassen der aktiven Filter entsprechend ihren Wurzelortskurven

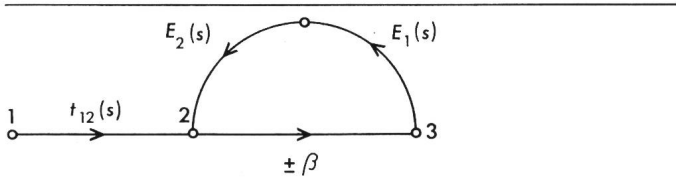


Fig. 20 Signalfussdiagramm (SFD) des allgemeinen aktiven Filters 2. Ordnung mit den Grundelementen $E_1(s)$, $E_2(s)$

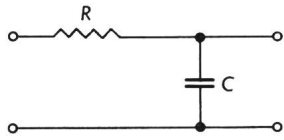


Fig. 21 Einfachster RC-Einpol-Modul

Durch die Einführung der Einpol-Module, beziehungsweise der Tiefpass- und Hochpass-Module als Grundelemente des Problems, kann man nun das Problem neu formulieren, nämlich:

Man entwerfe Tiefpass- und Hochpass-Module, deren Pole Ω_p unter 10 Hz liegen und welche pro Modul nur einen Operationsverstärker beanspruchen. Als zusätzliche Einschränkung wird gefordert, dass sich die Modulpaare ohne weiteres kaskadieren lassen.

Ein aktives Filter lässt sich dann durch das neue SFD der Fig. 20 darstellen, wobei die Grundelemente E_1 und E_2 Tiefpass- oder Hochpass-Module darstellen entsprechend der in Tab. IV angegebenen Kombinationen. Um die Operationsverstärkerzahl minimal zu halten, wird man bestrebt sein, die Grösse $\pm\beta$ durch die in E_1 und E_2 bereits enthaltenen Verstärker zu realisieren.

Nachdem der Bau von aktiven Filtern auf die Konstruktion von Einpol- (im speziellen Tiefpass- und Hochpass-) Modulen zurückgeführt worden ist, soll der Entwurf von Einpol-Modulen für sehr tiefe Frequenzen näher untersucht werden.

4.1 Passive RC-Schaltungen

Man betrachte als Beispiel den einfachsten in Fig. 21 angegebenen Einpol-Modul, bestehend aus einem Widerstand und einem Kondensator. Die Übertragungsfunktion

$$t_i(s) = \frac{n_i(s)}{s + \Omega_{pi}} = \frac{1/R_i C_i}{s + 1/R_i C_i} \quad i = 1, 2 \quad (8)$$

entspricht derjenigen eines TPM. Diese Schaltung ist aber unbrauchbar, da $\Omega_p = 1/RC$, so dass mit Gl. (5) f_p auf eine untere Frequenz von etwa 80 Hz beschränkt ist, was für die VLF-Schaltungen viel zu hoch ist.

4.2 Integrator-Schaltungen

Betrachtet man die verlustbehaftete Integrator-Schaltung der Fig. 22, so erhält man eine Übertragungsfunktion

$$t_{13}(s) = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{n(s)}{s + \Omega_p} = -\frac{\Omega_z}{s + \Omega_p} \quad (9a)$$

$$\text{wobei } \Omega_z = (R_1 C)^{-1}; \quad \Omega_p = (R_2 C)^{-1} \quad (9b)$$

Nach (9b) besitzt diese Schaltung keine Vorteile gegenüber derjenigen des passiven Netzwerkes nach Fig. 21, weil auch hier Ω_p nach tiefen Frequenzen hin durch R_{\max} und C_{\max} begrenzt ist.

Anders verhält sich die Schaltung, wenn anstatt des Widerstandes R_2 eine Widerstands-T-Schaltung verwendet wird wie in Fig. 23 gezeigt. Dann erhalten wir wohl die Übertragungsfunktion nach (9a), aber jetzt wird

$$\Omega_z = (RC)^{-1}; \quad \Omega_p = [RC(2 + \alpha)]^{-1} \quad (10)$$

Ist $\alpha > 1$, was vorausgesetzt werden muss, so kann nun Ω_p beliebig tief gemacht werden, ohne dass die einzelnen Widerstände der T-Schaltung den Grenzwert R_{\max} überschreiten. Der totale Widerstandswert ist nämlich

$$R_{\text{tot}} = R(2 + \alpha^{-1}) \quad (11)$$

Der effektive Widerstand, der die Polfrequenz Ω_p bestimmt, ist dagegen

$$R_{\text{eff}} = R(2 + \alpha) \quad (12)$$

Mit zunehmendem α nimmt R_{tot} ab und R_{eff} zu, so dass man einen Faktor ρ einführen kann, der besagt, um wieviel grösser der sich in Ω_p auswirkende Widerstand R_{eff} ist gegenüber dem Widerstand R_{tot} , der eigentlich hergestellt werden muss, also:

$$\rho = \frac{R_{\text{eff}}}{R_{\text{tot}}} = \frac{2 + \alpha}{2 + \alpha^{-1}} \quad (13)$$

Es wird von der verwendeten Technologie abhängen, wie gross α_{\max} gemacht werden darf. Nimmt man z.B. die in Gl. (5) angegebenen Grenzen an, so ist $\alpha_{\max} = 1000$, und die entsprechenden Werte $R_{\text{tot}} \approx 200 \text{ k}\Omega$, $R_{\text{eff}} \approx 100 \text{ M}\Omega$ und $\rho_{\max} \approx 500$. In der Praxis wird man nicht bis an diese

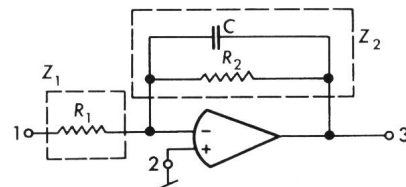


Fig. 22 Integrator-Schaltung als Einpol-Modul

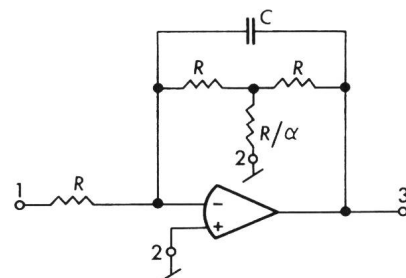


Fig. 23 Einpol-Modul entsprechend Fig. 22, aber mit Widerstands-T-Schaltung

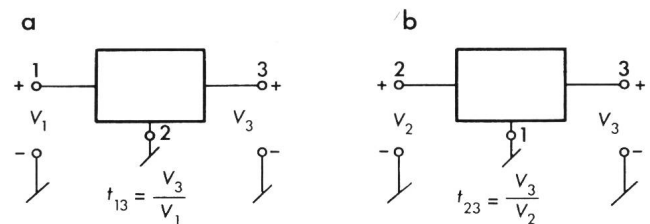


Fig. 24 Dreipol (a) und mit vertauschten Eingangs- und Masseklemmen (b)

Grenze α_{\max} gehen müssen. Ist z.B. die mit R_{\max} und C_{\max} realisierbare untere Polfrequenz nach Gl. (5) gleich 80 Hz, so wird in der Regel α diese Frequenz zwischen einer bis zwei Größenordnungen tiefer bringen müssen, um in den Anwendungsbereich der VLF-Filter zu kommen.

4.3 Die Realisierung von Einpol-Modulen

Mit den angeführten Überlegungen lassen sich mit bekannten verlustbehafteten Integratorschaltungen Einpol-Module, und zwar sowohl Tiefpass- wie auch Hochpass-Module, ohne weiteres herleiten. Einige dieser Module sind in Tab. V angegeben. Man merke, dass man mit dem gleichen Modul sowohl ein TPM wie auch ein HPM erhalten kann, indem man jeweils die Eingangs- und Masseklemmen vertauscht. Es lässt sich nämlich leicht zeigen, dass, wenn bei einem Dreipol (Fig. 24a) die Übertragungsfunktion gegeben ist durch

$$t_{13}(s) = \frac{V_3}{V_1} = \frac{n_{13}(s)}{d(s)} \quad (14a)$$

beim Vertauschen der Eingangs- und Masse-Klemmen (Figur 24b) die Übertragungsfunktion t_{23} sich ergibt zu

$$t_{23} = \frac{V_3}{V_2} = 1 - t_{13}(s) = \frac{n_{23}(s)}{d(s)} \quad (14b)$$

Die Pole der beiden Übertragungsfunktionen sind bei diesem Klemmentausch gleich, die Nullstellen dagegen komplementär. Hat also t_{13} die Übertragungsfunktion eines TPM, d.h.

$$t_{13} = \frac{\Omega_p}{s + \Omega_p} \quad (15a)$$

so ist

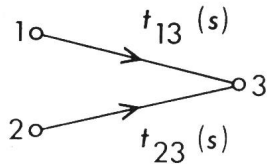
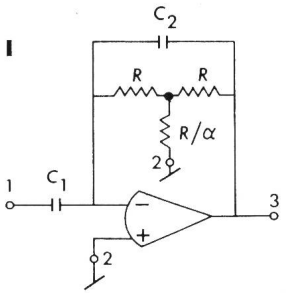
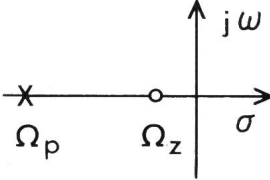
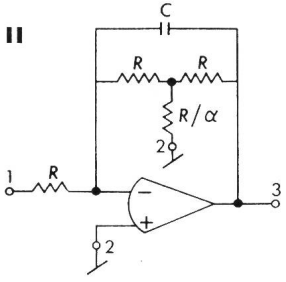
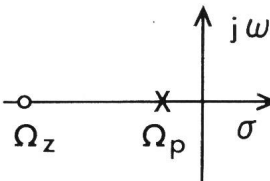
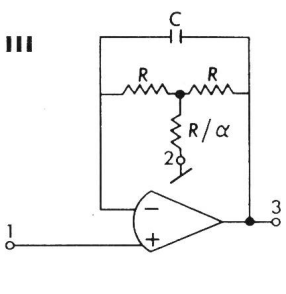
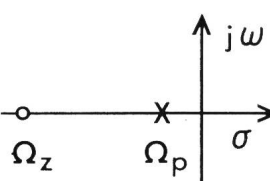
$$t_{23} = 1 - \frac{\Omega_p}{s + \Omega_p} = \frac{s}{s + \Omega_p} \quad (15b)$$

was der Übertragungsfunktion eines HPM entspricht.

Die Aussage nach (14) kann durch ein SFD dargestellt werden (Fig. 25) und wird in dieser Form auch in Tab. V gezeigt. Für die angegebenen Beispiele ist jeweils die Polfrequenz $\Omega_p = [RC(2 + \alpha)]^{-1}$, d.h. die durch R_{\max} und C_{\max} gegebene untere Frequenz wird um $(2 + \alpha)^{-1}$ weiter heruntergeschoben. Mit Ausnahme von Schaltung I sind dagegen die Nullfrequenzen wesentlich höher als Ω_p ; sie sind in den meisten Fällen

Die Herleitung einiger Einpol-Module (EPM)

Tabelle V

EPM		Zusammenhänge	Pole und Nullstellen
<p>I</p> 	$t_{13}(s) = -\gamma \cdot \frac{s}{s + \Omega_p}$ $t_{23}(s) = k \frac{s + \Omega_z}{s + \Omega_p}$	$\gamma = \frac{C_1}{C_2}$ $k = 1 + \gamma$ $\Omega_z = \frac{\Omega_p}{1 + \gamma}$ $\Omega_p = \frac{1}{RC(2 + \alpha)}$	
<p>II</p> 	$t_{13}(s) = -\frac{k}{s + \Omega_p}$ $t_{23}(s) = \frac{s + \Omega_z}{s + \Omega_p}$	$k = (RC)^{-1}$ $\Omega_z = (3 + \alpha) \Omega_p$ $\Omega_p = \frac{1}{RC(2 + \alpha)}$	
<p>III</p> 	$t_{13}(s) = \frac{s + \Omega_z}{s + \Omega_p}$ $t_{23}(s) = -\frac{k}{s + \Omega_p}$	$k = \alpha \Omega_p$ $\Omega_z = (1 + \alpha) \Omega_p$ $\Omega_p = \frac{1}{RC(2 + \alpha)}$	

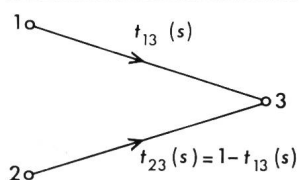


Fig. 25
Signalflussdiagramm (SFD)
des allgemeinen Dreipols
mit konstanter Ausgangsklemme

ungefähr gleich $(RC)^{-1}$ und können somit durch vorgeschaltete passive RC-Netzwerke wenn nötig eliminiert werden.

Mit den in Tab. V angegebenen EPM ist man in der Lage, nach Bedarf eine Zusammenstellung von Grundelementen, d.h. von möglichen TPM und HPM zu machen. Diese Zusammenstellung wird aber davon abhängig sein, welche Filterklasse man realisieren will (Tab. IV). Für jede Klasse wird eine andere Zusammenstellung gültig sein, wie aus der folgenden Besprechung des morphologischen Kastens ersichtlich wird.

Schritt 3: Der der Tabelle IV entsprechende dreidimensionale morphologische Kasten ist in Fig. 26 dargestellt. Geht man die Realisierung jeder Filterklasse nacheinander durch,

Die Elementvarianten E_{11} und E_{21} für den Entwurf von VLF-Filtern der Klasse 4

Tabelle VI

Tiefpass-Modul ($ \Omega_z > \Omega_p $) (Elementvariante E_{1i})	Hochpass-Modul ($ \Omega_z < \Omega_p $) (Elementvariante E_{2j})
E_{11} $-\left(\frac{k_1}{s + \Omega_{p1}}\right)_{II}$	E_{21} $\left(-\gamma \frac{s}{s + \Omega_{p2}}\right)_I$
E_{12} $\left(\frac{s + \Omega_{z1}}{s + \Omega_{p1}}\right)_{II}$	E_{22} $\left(k_2 \frac{s + \Omega_{z2}}{s + \Omega_{p2}}\right)_I$
E_{13} $\left(\frac{k_1}{s + \Omega_{z1}}\right) \left(\frac{s + \Omega_{z1}}{s + \Omega_{p1}}\right)_{II}$ <p>RC Tiefpass</p>	E_{23} $\left(k_2 \frac{s}{s + \Omega_{z2}}\right) \left(\frac{s + \Omega_{z2}}{s + \Omega_{p2}}\right)_{II}$ <p>RC Hochpass</p>
E_{14} $\left(\frac{s + \Omega_{z1}}{s + \Omega_{p1}}\right)_{III}$	E_{24} $\left(k_2 \frac{s}{s + \Omega_{z2}}\right) \left(\frac{s + \Omega_{z2}}{s + \Omega_{p2}}\right)_{III}$ <p>RC Hochpass</p>
E_{15} $\left(-\frac{k_1}{s + \Omega_{p1}}\right)_{III}$	$\dots E_{2n_2}$ n_2 Elementvarianten des Grundelementes E_2
E_{16} $\left(\frac{k_1}{s + \Omega_{z1}}\right) \left(\frac{s + \Omega_{z1}}{s + \Omega_{p1}}\right)_{III}$ <p>RC Tiefpass</p>	
$\dots E_{1n_1}$ n_1 Elementvarianten des Grundelementes E_1	

so hat man es mit drei zweidimensionalen Kästen zu tun, was der Übersicht halber in jedem Fall angestrebt werden soll.

Betrachtet man z.B. die Realisierung von Filtern der Klasse 4, so bestehen die zwei Grundelemente E_1 und E_2 aus je einem TPM und einem HPM. Aus Tab. V kann man nun die entsprechenden Elementvarianten dieser Grundelemente zusammenstellen, wie in Tab. VI durch SFD-Pfade angegeben ist. Dabei entsprechen die römischen Zahlen den in Tab. V angegebenen Schaltungen. Einige der Elementvarianten brauchen vorgeschaltete RC-Tief- oder Hochpässe (z.B. E_{13} und E_{23}), um die geforderte Übertragungsfunktion zu erhalten. Die entsprechenden RC-Übertragungsfunktionen können ohne weiteres mit einfachen RC-Netzwerken realisiert werden.

Mit den in Tab. VI angegebenen Varianten erhält man den in Fig. 27 neu dargestellten morphologischen Kasten für VLF-Filter der Klasse 4. Dabei lassen sich sofort einige Lösungen eliminieren (durchgekennzeichnete Lösungen). Ist nämlich das Vorzeichen nur einer der Elementvarianten negativ, so muss noch ein Inverter, also ein dritter Operationsverstärker, zugeschaltet werden, was ja der Zwei-Verstärker-Forderung unter Schritt 1 widerspricht. Die übrigen Lösungen müssen einzeln untersucht

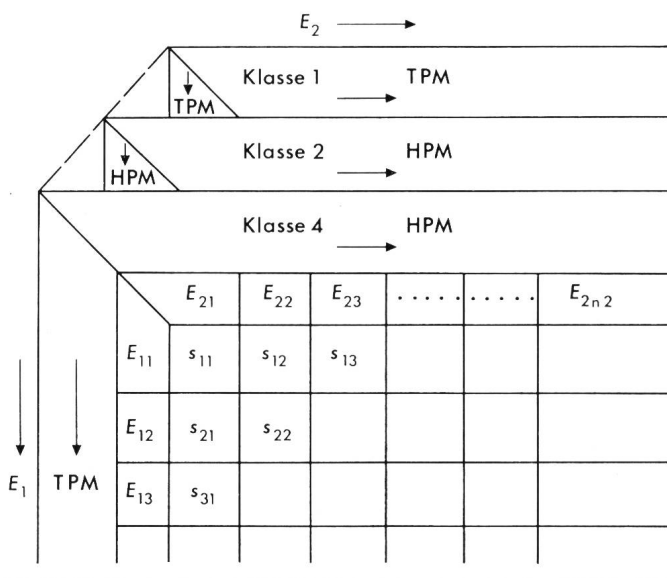


Fig. 26 Dreidimensionaler morphologischer Kasten für den Entwurf von VLF-aktiven Filtern

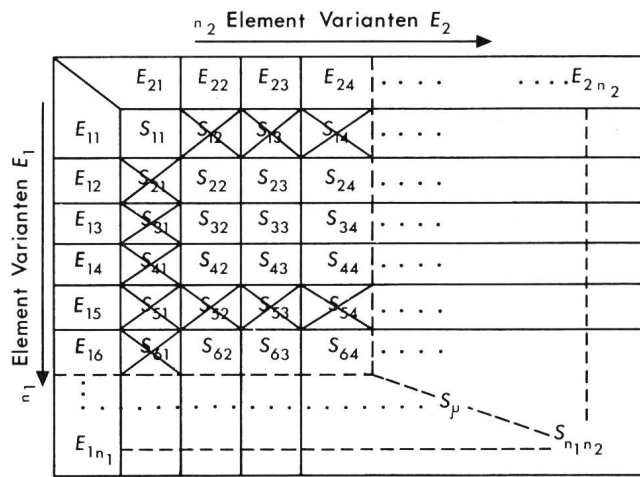


Fig. 27 Zweidimensionaler morphologischer Kasten für VLF-Filter der Klasse 4

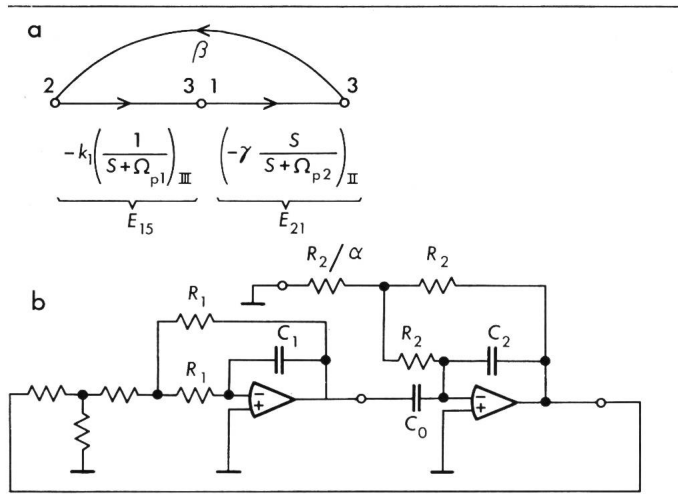


Fig. 28 Lösung S_{51} des morphologischen Kastens der Fig. 27: a) Signalflussdiagramm, b) Schaltung

werden. Jede dieser Lösungen lässt sich direkt als Schaltung angeben. So entspricht die Lösung S_{51} dem aus den Elementvarianten E_{15} und E_{21} bestehenden, in Fig. 28a angegebenen SFD und der in der Fig. 28b gezeigten Schaltung. Genau gleich erhält man SFD und Schaltung jeder anderen verbleibenden Lösung.

Schritt 4: Hier geht es darum, alle Lösungen des morphologischen Kastens nacheinander bezüglich dreier wichtiger Gesichtspunkte unter die Lupe zu nehmen, um dadurch zu einer oder mehreren optimalen Lösungen zu gelangen. Dies sind

- Realisierbarkeit (Ist die Schaltung realisierbar?): Dabei geht es um Stabilität, Einstellbarkeit und ähnliche grundlegende Fragen.
- Spezifikationen (Lassen sich mit der Schaltung die in der Problemstellung gemachten Forderungen erfüllen?): Hier geht es um die Schaltungsfrequenz (unter 10 Hz), die Komponentengrenzen [Gl. (5)] und die Verstärkerzahl (≤ 2).
- Die optimale Lösung (Welche Lösung ist die beste?): Die Frage nach der optimalen Schaltung(en) wird unter anderem anhand folgender Kriterien entschieden:

- minimale Komponentenzahl
- minimaler totaler Widerstand und Kapazität pro Schaltung
- unbedingte Stabilität in allen Umgebungsverhältnissen
- keine DC-offset-Probleme
- kleine Komponentensensitivität
- leichter Abgleich
- maximale Anzahl vorhandener Filterfunktionen
- hohe Zuverlässigkeit
- leichte Herstellbarkeit
- tiefe Herstellungskosten

Die mit der Schaltung S_{64} verfügbaren Filterfunktionen

Eingangsklemme	1	2	3	4	5
Ausgangsklemme					
6	$k_{16} \frac{s + \Omega_p}{D(s)}$	$-k_{26} \frac{s + \Omega_p}{D(s)}$	$k_{36} \frac{s}{D(s)}$	$\frac{s^2}{D(s)}$	$-k_{56} \frac{s}{D(s)}$
7	$\frac{k_{17}}{D(s)}$	$-\frac{k_{27}}{D(s)}$	$k_{37} \frac{s + \Omega_p}{D(s)}$	$\frac{s(s + \Omega_p)}{D(s)}$	$-k_{57} \frac{s + \Omega_p}{D(s)}$

wobei: $D(s) = s^2 + \frac{\omega_p}{q_p} s + \omega_p^2$

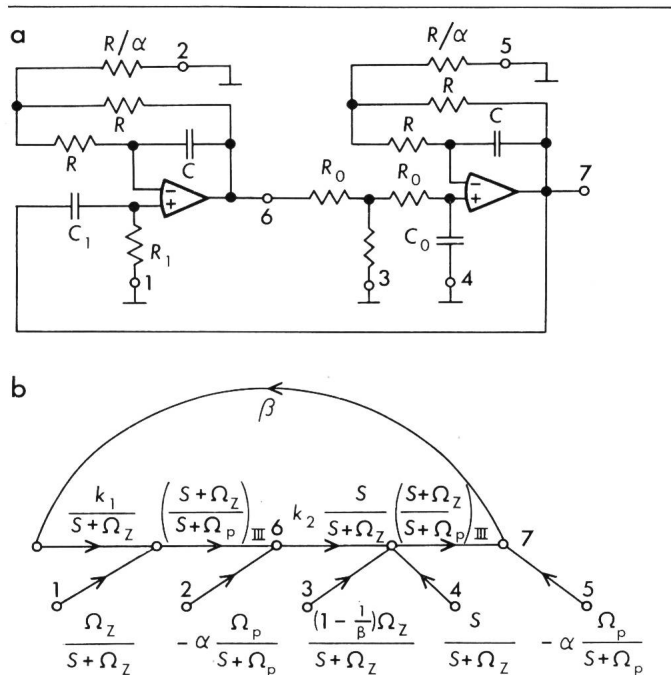


Fig. 29 Die der optimalen Lösung S_{64} entsprechende Schaltung (a), Signalflussdiagramm mit Transmissionsfunktionen (b)

Ein Vergleich dreier optimaler Filter-Schaltungen

Tabelle VII

Eigenschaft	Schaltung S_{44}	Schaltung S_{64}	Schaltung Klasse 2
Anzahl Widerstände	6	7	7
Anzahl Kondensatoren	3	4	4
Anzahl Operations-Verstärker	2	2	3
Polfrequenz ω_p	$\frac{\Omega_p}{\sqrt{1-\beta}}$	Ω_p	$\frac{\Omega_p}{\sqrt{1+\beta}}$
Polgüte q_p	$\frac{\sqrt{1-\beta}}{2-\beta(1+\alpha)}$	$\frac{1}{2-\frac{\alpha+1}{\beta}}$	$\frac{1}{2}\sqrt{1+\beta}$
Offsetprobleme	keine	keine	für hohes β
Filterfunktionen	BP	BP, TP, HP	BP, HP
Stabilitätsprobleme	keine	keine	bedingt
		die optimale Lösung	

Tabelle VIII

Die im morphologischen Kasten der Fig. 26 enthaltenen Schaltungen wurden weitgehend nach den oben aufgezählten Entscheidungskriterien untersucht [19]. Dabei ergaben sich drei «optimale» Lösungen, wovon zwei der Klasse 4 entstammen (Lösungen S_{44} und S_{64}) und eine der Klasse 2. Diese drei Lösungen wurden anhand der erwähnten Kriterien unter sich verglichen (Tab. VII), wobei sich die Lösung S_{64} als die «beste unter den optimalen» ergab. Diese Schaltung, laut Fig. 27 aus den Elementvarianten E_{16} und E_{24} bestehend, ist in Fig. 29a angegeben. Mit den in dieser Figur angegebenen Klemmenbezeichnungen ergibt sich das SFD nach Fig. 29b. Verwendet

man je eine der Klemmen 1 bis 5 als Eingangsklemme und eine der Klemmen 6 oder 7 am Ausgang, so ergeben sich die in Tab. VIII angegebenen Übertragungsfunktionen. Wichtig sind dabei in erster Linie die Bandpass-, Hochpass- und Tiefpassfunktionen, die mit dieser Schaltung bis zu Frequenzen unter 1 Hz, mit den für hybrid-integrierten Schaltungen bekannten Einschränkungen, mühelos realisiert werden können.

Adresse des Autors

Prof. Dr. G. S. Maschytz, Vorsteher des Institutes für Fernmeldetechnik, ETH-Zentrum, 8092 Zürich.

Comité Européen de Normalisation Electrotechnique (CENELEC)

Sitzung des TC 17X, Normalisation dimensionnelle de l'appareillage industriel B.T., vom 10. und 11. Februar 1977 in Brüssel

Im Zusammenhang mit den nationalen Vorschlägen für eine Neufassung des Scope des CENELEC/TC 17X wurde die Frage der Existenzberechtigung des TC 17X aufgeworfen. Es wird vor allem eine Doppelspurigkeit mit anderen TC befürchtet. Trotz längerer Debatte konnte die Situation nicht eindeutig geklärt werden. Es herrscht jedoch die Meinung vor, dass im TC 17X aktiv gearbeitet wird und diese Arbeiten nicht unterbrochen und einem neu zu bildenden Komitee oder neu zu bildenden Arbeitsgruppen anderer Komitees zur Weiterarbeit übergeben werden sollten. In diesem Sinne wurde beschlossen, an der nächsten Sitzung nicht mehr über die Existenzfrage zu diskutieren, sondern über einen vom Sekretär aufgrund der Ländereingaben auszuarbeitenden Entwurf.

Tragschienen:

Das Dokument EN 50.024 betreffend C-Schienen wurde in der Arbeitsgruppe X2 fertig beraten. Die Festigkeitsuntersuchungen haben ergeben, dass vier von den neun im Dokument enthaltenen, nach Abmessungen gestaffelten Schientypen als Vorzugswerte bezeichnet werden können. Das Dokument wird redaktionell überarbeitet und dann für das Vernehmlassungsverfahren freigegeben. Ein entsprechendes Dokument, jedoch für die (unsymmetrischen) G-Schienen, wurde ebenfalls soweit fertiggestellt, dass es nach der redaktionellen Überarbeitung zur Vernehmlassung verteilt werden kann. Diese G-Schienen finden vor allem Anwendung für Reihenklemmen.

Klemmenöffnungen für unvorbereitete, runde Kupferleiter:

Das in der Zwischenzeit redaktionell überarbeitete Dokument EN 50.027 wurde diskutiert und nur noch geringfügig geändert. Dennoch wird das Dokument nicht zur Abstimmung gebracht, sondern nochmals zur Vernehmlassung geschickt. Dies aus folgenden zwei Gründen: Erstens hat das Dokument im Laufe der verschiedenen Sitzungen inhaltlich enorme Änderungen erfahren, und zweitens wird dessen Inhalt in technischer Hinsicht umstritten. 2 Länder führen gegenwärtig noch Versuche über den praktischen Wert des Dokumentes durch.

Vorbereitete Kabelanschlüsse:

Der Entwurf TC 17X(Sec)20 für vorbereitete Aluminium-Kabelanschlüsse wurde nochmals diskutiert. Die Ansichten gingen sehr weit auseinander. Während einige Länder das Dokument infolge fehlenden echten Bedürfnisses ablehnen, sind andere der Meinung, dass es im SC 17B der CEI behandelt werden soll. Die französische Delegation ist der Ansicht, dass den Verbindungsklemmen zwischen Aluminium und Kupferleitern eine

grosse Bedeutung zukommt. Sie befürchtet, dass sich in absehbarer Zeit alle Länder mit dem Problem der Aluminiumleiter zu befassen haben und dann verschiedene Normen herausbringen. Die Nationalkomitees werden ersucht, zur Frage Stellung zu nehmen, ob die Behandlung «Anschlussräume für vorbereitete Leiter», also nicht nur Aluminiumleiter, aufgenommen werden soll.

Klemmenbezeichnung:

Die Abstimmungsergebnisse für die Dokumente EN 50.011, 50.012 und 50.013 liegen grösstenteils vor. Die Mehrheit der Länder hat sich für die Annahme dieser 3 Dokumente ausgesprochen. 2 Länder stimmten gegen das Dokument 50.011, betreffend Hilfsschütze, und zwar mit der Begründung, dass durch die gewählte Anordnung zwischen stationärem und beweglichem Teil Unsymmetrien entstehen, welche die Lebensdauer verkürzen. Ein Land stimmte aus dem gleichen Grund gegen das Dokument EN 50.012. Nach Aussage verschiedener Experten ist in der Praxis jedoch nicht mit Schwierigkeiten zu rechnen. Die Abstimmungsergebnisse werden dem technischen Büro zur Entscheidung vorgelegt. Dies vor allem auch deshalb, weil alle EG-Länder zugestimmt haben und es den übrigen CENELEC-Ländern freisteht, eine EN zu übernehmen.

Ein von der Schweiz eingereicherter Vorschlag für die Schaffung eines Dokumentes für die Bezeichnung der Anschlüsse an elektronische Schaltkreise in NS-Schaltgeräten wurde akzeptiert. Es handelt sich dabei um die Fortsetzung der Arbeiten betreffend Anschlussbezeichnungen mit dem Dokument EN 50.005 als Grundlage.

Grenztaster:

Das Komitee liess sich durch einen Vertreter der neu gebildeten Arbeitsgruppe X5 über die Aufnahme der Arbeit und deren Fortschritt informieren. Ziel ist die Erarbeitung einer EN, die später als internationale Norm übernommen werden könnte.

Näherungsinhibitoren:

Das Technische Büro des CENELEC wird Ende Februar 1977 endgültig darüber entscheiden, ob das Dokument EN 50.008 zur europäischen Norm erhoben wird.

Zwei weitere Dokumente für induktive Näherungsschalter für Gleichstrom sind abstimmungsreif. Der Entscheid für die Freigabe zur Abstimmung wird an der nächsten Sitzung des TC 17X gefällt.

Das Komitee hat entschieden, dass 3 Dokumente für induktive Näherungsschalter für den Anschluss an Wechselspannung zum öffentlichen Einspruchsverfahren freigegeben werden.

R. Spaar