Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 52 (1961)

Heft: 9

Rubrik: Mitteilungen SEV

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 10.07.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

soll die Entwicklung von sonderisolierten Apparaten begünstigt werden.

Der schweizerische Vorschlag für die 10-A-Typen für warme Anschlußstellen bis 155 °C ist in Fig. 3 zusammengestellt, wobei mit Ausnahme einzelner Masse des Typs nach Fig. 3 e) alle Dimensionen mit jenen des CEE-Entwurfes übereinstimmen. Die Anwendung dieser Typen geht aus der Zusammenstellung in Fig. 4 hervor.

Variante des 6-A-Typs mit Schutzkontakt weggelassen, weil sie eine Vergrösserung der Variante ohne Schutzkontakt bedingt hätte, und weil für schutzpflichtige 6-A-Apparate gegenüber heute ohne Nachteil der 10-A-Typ mit Schutzkontakt verwendet werden kann. Dieser 10-A-Typ ist nur unwesentlich grösser als der heutige 6-A-Typ.

Im weiteren wird für die Schweiz an Stelle der bisherigen Apparatesteckvorrichtung für 10 A, 380 V,

g) 10-A-Typ 380 V mit Schutzkontakt. Abgesehen von den nicht abgeschrägten Ecken sind die Abmessungen wie bei den Typen für 10 A, 250 V

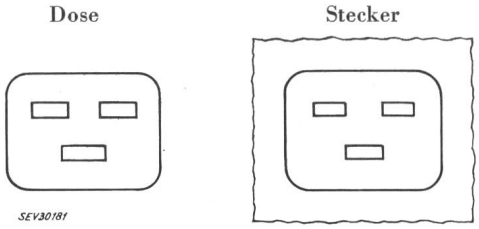


Fig. 5
Apparatesteckdose und Apparatestecker 380 V für warme Anschlußstellen bis 155 °C

Die zulässige Temperatur von 155 °C für warme Anschlußstellen an den Apparaten wurde so festgelegt, damit die entsprechenden Apparatesteckdosen ohne keramischen Vorderteil und somit in der Längsrichtung einteilig aus Presstoff ausgeführt werden können. Eine solche Ausführung wird, wenn nicht schon heute, so doch in absehbarer Zeit möglich sein. Durch Umfragen bei den Herstellern von Wärmeapparaten wurde festgestellt, dass die reduzierte Temperatur gegenüber der heutigen (180 °C) an den Stiften des Apparatesteckers eingehalten werden kann. Auf diese Weise konnte auf eine Variante der Apparatesteckvorrichtungen für 10 A, 250 V, für kalte Anschlussstellen verzichtet werden. Ferner wurde auch eine

mit Schutzkontakt, gemäss Dimensionsblatt S 24 555 der Publ. Nr. 1012 des SEV der Typ für warme Anschlußstellen bis 155 °C in Fig. 5 vorgeschlagen. Bei dieser Ausführung besteht die Möglichkeit, je nach Bedürfnis, die Normung analog den Typen für 10 A, 250 V, auszubauen.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass nach diesem Normungsplan ein sicherheitstechnisch gutes und wirtschaftliches System geschaffen werden kann. Alle wesentlichen Wünsche nach kleinen Abmessungen, Berührungsschutz, Unverwechselbarkeit hinsichtlich Nenndaten, Schutzkontaktverbindung und Temperatur bei einem Minimum der Typenzahl sind erfüllt.

Nachrichten- und Hochfrequenztechnik — Télécommunications et haute fréquence

Elektronischer «Rotor»

681.14.001.57

[Nach *J. S. Johnson:* Electronic «Rotor», Electronic Technol. Bd. 37(1960), Nr. 1, S. 2...6]

Für gewisse Rechenprobleme, die bei der militärischen und zivilen Luftverkehrskontrolle auftreten, sind schnelle Umwandler notwendig, die kartesische in Polarkoordinaten umrechnen können. Ein elektronisches Äquivalent zur drehenden Welle mit angeschlossenem Sinus-Cosinus-Potentiometer kann diese Aufgabe erfüllen.

Wird ein Sinus-Cosinus-Potentiometer mit konstanter Geschwindigkeit gedreht, so entstehen zwei zueinander um 90° verschobene Sinusspannungen. Ein solches Paar von Sinusspannungen kann auch auf elektronischem Weg als Lösung einer Differentialgleichung zweiter Ordnung erhalten werden. Fig. 1 zeigt die Schaltung zur Lösung der Differentialgleichung:

$$U_1 = -R^2 C^2 \frac{d^2 U_1}{dt^2}$$

Die Lösung lautet: $U_1 = U \sin(\omega t + \Phi)$, wobei $\omega = 1/RC$ ist. Die Schaltung besteht aus zwei Integratoren und einem Umkehrglied. U_1 wird am Ausgang des einen Integrators, die um 90° zu U_1 verschobene Spannung U_2 am Ausgang des zweiten Integrators erhalten.

Durch Einbau von elektronischen Schaltern in die Integratoren kann der Rechenvorgang jederzeit unterbrochen und die Integratoren auf bestimmten, von aussen zuführbaren Gleichspannungen festgehalten werden. Beim Weiterrechnen stellen diese Gleichspannungen die Anfangswerte von U_1 und U_2 dar und haben somit die Werte $U \sin \Phi$ bzw. $U \cos \Phi$.

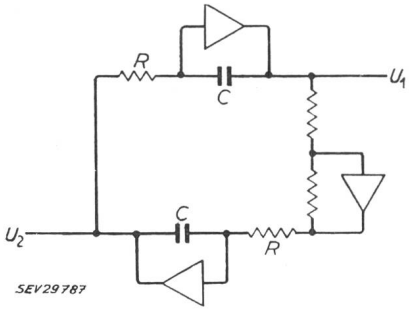
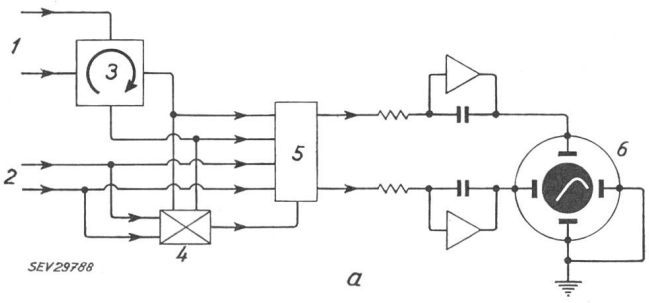


Fig. 1
Schaltung zur Lösung einer Differentialgleichung
Zwei Integratoren und ein Umkehrglied dienen zur Erzeugung von zwei zueinander um 90° verschobenen Sinusspannungen U_1 und U_2

Will man aus $U_x = U \sin \Phi$ und $U_y = U \cos \Phi$ die Werte U und Φ bestimmen, so lässt man den Rotor von den Anfangswerten U_x und U_y aus starten. Wenn die Spannung U_1 durch Null geht, gilt

$$\omega t_0 + \Phi = 0$$



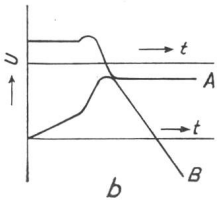


Fig. 2

Prinzipschema einer Flugwegrechenanlage unter Verwendung eines elektronischen Rotors

a Prinzipschema; *b* Spannungsverlauf eines Kanals; *1* Anfangswerte; *2* Endwerte; *3* Rotor; *4* Vergleichsschaltung; *5* Elektronenschalter; *6* Anzeige; *A* Schalterausgang; *B* Integratorausgang

Durch Speichern des Spitzenwertes von U_2 wird die Amplitude U erhalten, während die Zeit t_0 proportional zum Winkel Φ ist.

Der Rotor findet z. B. als Flugwegrechenelement Anwendung. Es sei angenommen, ein Flugzeug, das in Richtung Φ_1 mit der Geschwindigkeit U fliegt, müsse auf einen neuen Kurs Φ_2 geführt werden. Man stellt am Rotor die Grössen $U_{x1} = U \sin \Phi_1$ und $U_{y1} = U \cos \Phi_1$ als Anfangswerte für U_1 und U_2 ein und lässt den Rotor mit der eingestellten Winkelgeschwindigkeit «kreisen». Eine Vergleichsschaltung stoppt den Rotor, wenn U_1 bzw. U_2 die Werte $U_{x2} = U \sin \Phi_2$ bzw. $U_{y2} = U \cos \Phi_2$ erreicht haben. Werden U_1 und U_2 integriert und auf die senkrecht zueinander angeordneten Ablenkspulen einer Kathodenstrahlröhre gebracht, so erscheint auf dem Bildschirm ein zum Flugweg analoges Bild.

Durch Zeitraffung um den Faktor $10^5 ... 10^6$ ist es möglich, Flugwege in Bruchteilen von Sekunden mit genügender Genauigkeit vorauszuberechnen. Die kurzen Rechenzeiten gestatten es, auf einer geeignet programmierten Rechenanlage nach dem Zeitmultiplex-Verfahren gleichzeitig mehrere Flugwege zu berechnen.

R. Brütsch

Temperatur-Driftspannung in transistorisierten Differentialverstärkern

621.375.4

[Nach W. *Steiger:* A Transistor Temperature Analysis and Its Application to Differential Amplifiers. Trans. IRE, Instrumentation, Bd. I-8(1959), Nr 3, S. 82...91]

Für Gleichspannungsverstärker werden oft Differentialverstärker mit zwei Transistoren verwendet, wobei die Eingangsspannung zwischen den beiden Basisanschlüssen der Transistoren angelegt wird. Um das Temperaturverhalten einer solchen Stufe zu kennzeichnen ist es am zweckmässigsten, eine auf den Eingang bezogene Temperaturdriftspannung zu berechnen, welche benötigt wird um den Verstärker wieder auf denselben Arbeitspunkt einzustellen, den er vor einer bestimmten Temperaturänderung hatte.

Betrachtet man zunächst einen idealen Transistor, d.h. ohne innern Widerstand r_b, im Basiskreis, findet man für den Kollektorstrom:

$$I_c = I_{po} \exp\left(\frac{q}{kT} U_{eb}'\right) + I_{co} \qquad (1)$$

U_{eb}' ist die Spannung zwischen Basis und Emitter des idealen Transistors, I_{po} ein Teil eines Löchersättigungsstromes, I_{co} der Sättigungsstrom im Kollektor bei offenem Emitter, q die Ladung des Elektrons, k die Boltzmannsche Konstante und T die Temperatur in °K. Diese Gleichung gilt unter der Annahme reiner Diffusionsströme mit kleiner Injektionsdichte. Die Temperaturabhängigkeit des Kollektorstromes ist durch jene der Sättigungsströme I_{po} und I_{co} bestimmt. Definiert man einen Temperaturkoeffizienten Ψ, so dass

$$\frac{dI_{po}}{dT} = \Psi I_{po} \quad \text{und} \quad \frac{dI_{co}}{dT} = \Psi I_{co} \qquad (2)$$

findet man für Ψ-Werte, die nur noch vom verwendeten Halbleitermaterial d.h. Germanium oder Silizium abhängig sind, hingegen nicht von den Konstruktionsdaten des Transistors. Man kann also den gleichen Wert von Ψ für alle Ge- oder Si-Transistoren annehmen, solange die oben erwähnten Voraussetzungen für die Herleitung von Gl. (1) erfüllt sind. Fig. 1 zeigt $\Psi \cdot kT/q$ (eine Grösse, die später gebraucht wird) in Funktion der Temperatur t für Ge und Si, wobei die starke Temperaturabhängigkeit auffällt.

Mit Hilfe der fundamentalen Transistorgleichung:

$$I_c = \alpha_{FB} I_e + I_{co} \qquad (3)$$

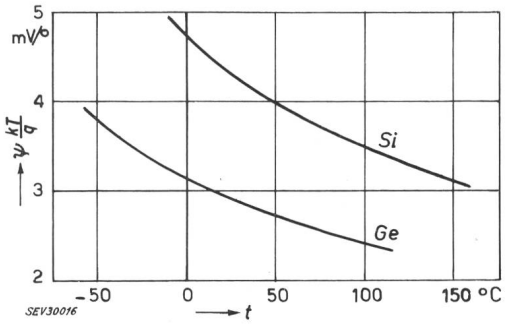


Fig. 1

Temperaturabhängigkeit des Temperaturkoeffizienten

ψ Temperaturkoeffizient; kT/q Temperaturspannung; Si Silizium; Ge Germanium

findet man für die in Fig. 2 dargestellte Transistorschaltung mit den äusseren Widerständen R_e und R_b und dem innern Basiswiderstand r_b' die Eingangsspannung:

$$U_E = U_{eb}' + R(I_c - I_{co})/\alpha_{FB} - (R_b + r_b')\, I_c \qquad (4)$$

$R = (R_e + R_b + r_b')$ ist die Summe aller Widerstände im Eingangskreis und α_{FB} die Stromverstärkung in der Basisschaltung. Differenziert man die Gl. (3) nach T ergibt sich unter Berücksichtigung von (1) und (2) und bei konstantem Kollektorstrom:

$$\left[\frac{dU_E}{dT}\right]_{I_c} = \frac{U_{eb} - I_b r_b'}{T} - \frac{\Psi kT}{q}\left(1 - \frac{I_{co}}{I_c}\right)^{-1} - \frac{R}{\alpha_{FB}}\left(\Psi I_{co} + \frac{d\alpha_{EB}}{dT} I_e\right) \qquad (5)$$

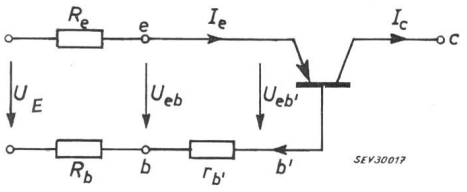


Fig. 2

Transistor mit äusseren Widerständen

e Emitter; *b* Basis; *c* Kollektor; I_c Kollektorstrom; I_e Emitterstrom; U_E Eingangsspannung; U_{eb}, U_{eb}' Emitterbasisspannung des äusseren bzw. inneren Transistors; r_b' innerer Basiswiderstand; R_b Widerstand im Basiskreis; R_e Widerstand im Emitterkreis

Die ersten beiden Glieder dieser Gleichung stellen die Temperaturänderung dU_{eb}/dT dar, worin man den Einfluss von r_b' und I_{co} noch vernachlässigen darf, so dass man die vereinfachte Gleichung schreiben kann:

$$\frac{dU_{eb}}{dT} \approx \frac{dU_{eb}'}{dT} = \left(\frac{U_{eb}'}{T} - \Psi \frac{kT}{q}\right) \qquad (6)$$

Dieser Ausdruck, die Driftspannung pro °C ist praktisch unabhängig von der Temperatur, d.h. U_{eb}' nimmt mit steigender

Temperatur linear ab. In der Fig. 3 ist U_{eb}' in Funktion der Temperatur für Ge und Si und für einen bestimmten Wert des eingestellten Kollektorstromes bzw. der Basisemitterspannung dargestellt. Der Einfluss von I_{co} ist in den Kurven ebenfalls berücksichtigt unter der Annahme von $I_{co} = I_c/10$ bei 340°K

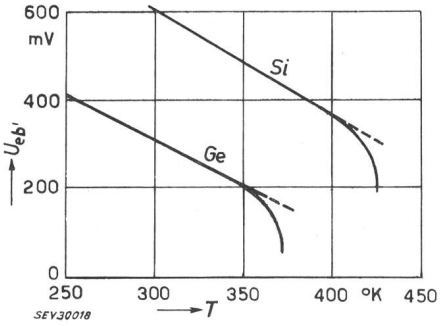


Fig. 3

Temperaturabhängigkeit der Basisemitterspannung für eine bestimmte Einstellung

U_{eb}, Basisemitterspannung; T Temperatur in °Kelvin; Si Silizium; Ge Germanium

Gestrichelte Kurve: $I_{co} = 0$; ausgezogene Kurve: $I_{co} = I_c/10$ bei 400 °K für Si bzw. 340 °K für Ge

für Ge und bei 400°K für Si. Man sieht daraus deutlich, dass man I_{co} bis zu einer Temperatur von etwa 75°C für Ge und etwa 140 °C für Si tatsächlich vernachlässigen darf. Für andere Werte der eingestellten Basisemitterspannung erhält man analoge Kurven, wobei gemäss Gl. (6) die Steilheit mit zunehmendem Wert von U_{eb}' abnimmt und umgekehrt. Die äquivalente Eingangsdriftspannung ergibt sich damit aus den Gl. (3), (5) und (6):

$$\Delta U_E \approx \Delta U_{eb}' - \frac{R}{\alpha_{FB}}\left[\Delta I_{co} + I_c \frac{\Delta \alpha_{FB}}{\alpha_{FB}}\right] \qquad (7)$$

$\Delta U_{eb}'$ kann der Fig. 3 entnommen werden. Der Wert von ΔI_{co} lässt sich aus (2) berechnen, meistens aber findet er sich in den Datenblättern. Die Änderung von α_{FB} ist meist sehr klein. Sie ist nur für hohe Werte von R und gleichzeitig kleine Werte von I_{co} zu berücksichtigen. Günstiger ist es, die Temperaturänderung von $\alpha_{FE} = \alpha_{FB}/(1-\alpha_{FB})$ zu diskutieren. Man kann schreiben:

$$(\alpha_{FE})_{T+\Delta T} = (\alpha_{FE})_T \exp(c\Delta T) \qquad (8)$$

Als mittlerer Wert von c darf man 0,007 annehmen, was einer Verdoppelung von α_{FE} pro 100°C entspricht.

Für einen Differentialverstärker gilt:

$$\Delta U_{in} = \Delta U_{E1} - \Delta U_{E2} \qquad (9)$$

worin ΔU_{in} die äquivalente Eingangsdriftspannung des Differentialverstärkers und ΔU_{E1} bzw. ΔU_{E2} die der beiden verwendeten Transistoren nach Gl. 7 bedeutet. Für gut angepasste Transistoren wird ΔU_{in} null. Bei nicht angepassten Transistoren kann man verschiedene Werte von R, vornehmlich R_b' oder auch durch verschiedene Einstellung von I_c die Driftspannung minimal halten. Für eine Reihe von Si-Transistoren wurde die Temperaturdriftspannung eines Differentialverstärkers gemessen, wobei die Transistoren der beiden Stufen beliebig vertauscht wurden. Im ungünstigsten Fall wurde eine Driftspannung von 6 mV zwischen 25 und 125°C gemessen, meist jedoch nur etwa 2 mV. Diese gemessenen Werte stimmen sehr gut mit den aus den Gl. (7) und (9) gefundenen überein, wobei das 2. Glied in Gl. (7) bei der Berechnung zudem noch vernachlässigt wurde und $\Delta U_E \approx \Delta U_{eb}'$ gesetzt ist.

F. Winiger

Einige Breitband-Transformatoren

621.314.21.018.424

[Nach *C. L. Ruthroff:* Some Broad-Band Transformers. Proc. IRE Bd. 47(1959), Nr. 8, S. 1337...1342]

Bei den üblichen Transformatoren der Hochfrequenztechnik ist die obere Frequenzgrenze durch die Resonanz der Streuinduktivität mit den Wicklungskapazitäten bestimmt. Bei den Leitungsübertragern hingegen bilden die Wicklungskapazitäten einen Bestandteil der charakteristischen Impedanz der Leitung. Daher können die Wicklungen eng miteinander geführt werden, so dass eine gute Kopplung resultiert. In allen hier beschriebenen Beispielen ist die Wicklung bifilar in der Form einer Paralleldraht-Leitung auf einen Ferrit-Ringkern aufgebracht.

Von den folgenden fünf hauptsächlichen Wicklungstypen liegen Messresultate vor:

1. Invertier-Transformator 1 : 1
2. Symmetrier-Transformator 1 : 1 (Symmetrisch-Unsymmetrisch)
3. Impedanzwandler 4 : 1 (Unsymmetrisch)
4. Impedanzwandler 4 : 1 (Unsymmetrisch-Symmetrisch)
5. Impedanzwandler 4 : 1 (Symmetrisch-Unsymmetrisch)

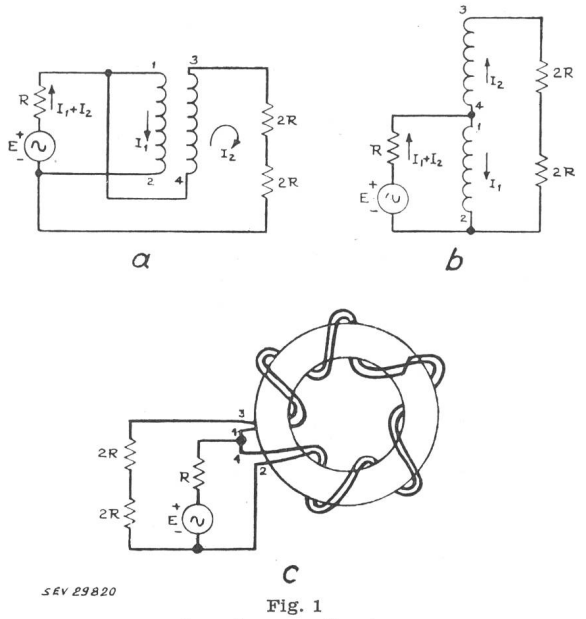


Fig. 1

Impedanzwandler 4 : 1

a Wicklung als Übertragungsleitung dargestellt; *b* Wicklung in üblicher Darstellung; *c* Wicklungsschema

Fig. 1 zeigt beispielsweise das Schaltbild sowie eine Skizze des Wicklungsverlaufs für den unsymmetrischen 4 : 1-Impedanzwandler. Ein solcher Transformator, der fünf bifilare Windungen auf einem Ringkern mit 6,2 mm Aussendurchmesser enthält, ergab zwischen 75-Ω- und 300-Ω-Generator- bzw. -Lastwiderstand die in Fig. 2 dargestellte Übertragungskurve. Man erkennt einen Abfall von 3 db bei den Frequenzen 200 kHz bzw. 715 MHz. Das Verhalten dieses Transformators im Gebiet der oberen Frequenzgrenze wurde unter Berücksichtigung der Leistungsgleichungen

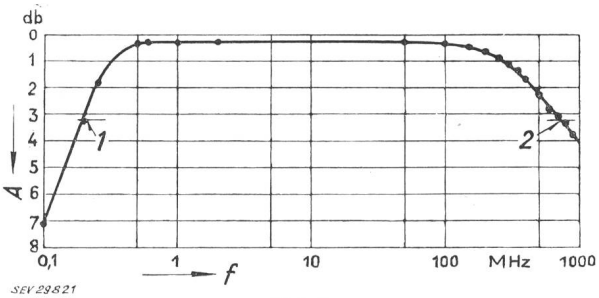


Fig. 2

Frequenzgang des Impedanzwandlers 4 : 1

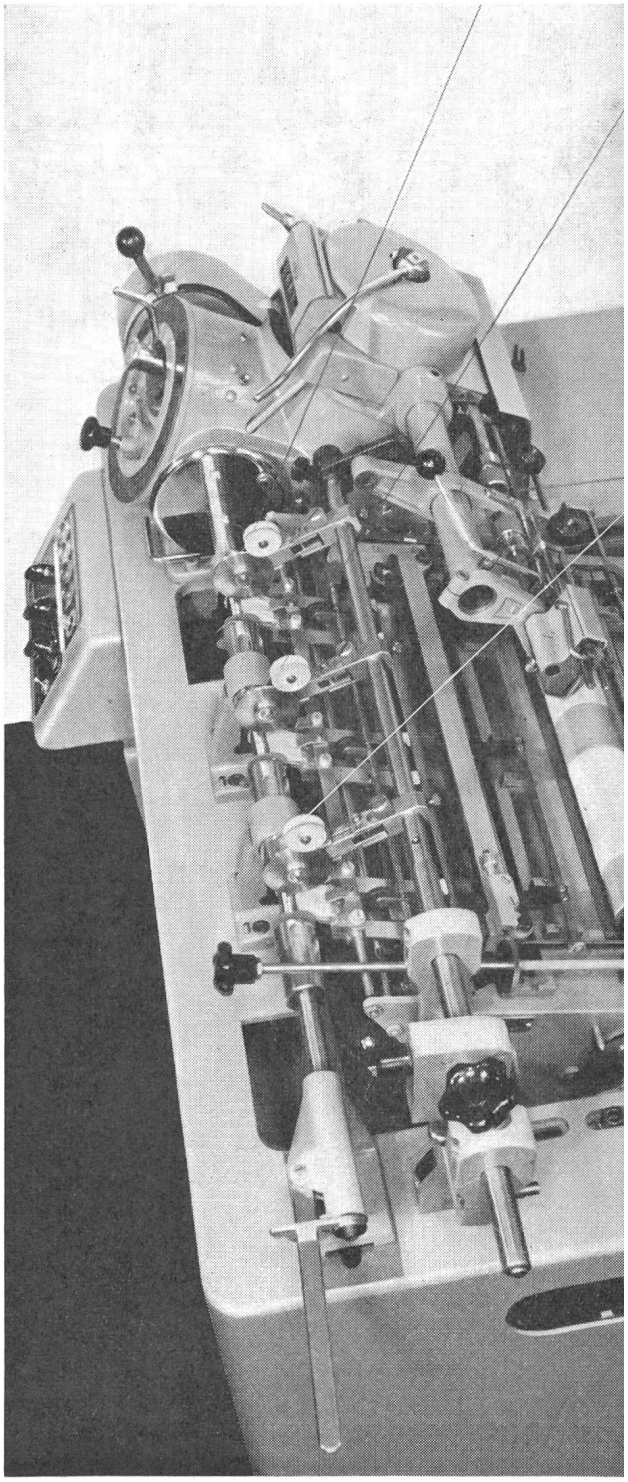
gemessen mit 75/300 Ω Abschlusswiderständen

für den Fall von Leistungsanpassung berechnet. Die theoretische Betriebsdämpfung beträgt 1 db bei einer Frequenz, bei der die elektrische Leitungslänge l der Wicklung $\lambda/4$ beträgt; bei der doppelten Frequenz, wo $l = \lambda/2$ ist, wird keine Leistung mehr übertragen.

Einige Anwendungen von Leitungsübertragern sind: Invertierstufen für kurze Impulse, Treiber für Gegentaktverstärker, Anpassung symmetrischer Antennen an unsymmetrische Generatoren oder Empfänger, Kopplungsnetzwerke in Breitbandverstärkern.

O. Schneider

Für Ihre Spulen



liesse sich vielleicht noch eine rationellere Herstellungsweise finden! Von der einfachsten Wickelmaschine, die im Baukastensystem ausgebaut werden kann, bis zu den elektronisch gesteuerten Wickelautomaten bauen wir für die Elektroindustrie 24 verschiedene Typen für alle bekannten Probleme auf dem Gebiet der Lagenwicklung. Werkstätten, die mit Micafil-Maschinen arbeiten, profitieren von einer 40jährigen, internationalen Erfahrung auf diesem Spezialgebiet.

Auch Ihre Fabrikationsprobleme interessieren unsere Fachingenieure.

Nebenstehendes Bild: Automatische Mehrfach-Lagenwickelmaschine mit Papiereinschussapparat und elektronischer Steuerung

Micafil AG
Zürich

Der Spezialprospekt X 108 SB wird Sie über Entwicklungen auf diesem Gebiet informieren, die Ihnen vielleicht noch nicht bekannt sind.

Verlangen Sie bitte den unverbindlichen Besuch eines unserer Spezialisten.

Dürfen wir fragen —

wie gross die Hausfrau[1] ist —
wie gross die Küche[2] ist —
wie gross die Familie[3] ist —
und ihr Appetit[4] —
wie gross der Fruchtkuchen[5] sein muss —
und wie gross der Güggeligrill[6] —
wie viele Filets[7] zu gleicher Zeit zu grillieren sind?

[1]drei Herdhöhen [2]drei Herdbreiten
[3]bis fünf Kochstellen und zwei Backöfen
[4]ab zwei Kochplatten, drei Kochplattengrössen
[5]normal im normalgrossen
und 25% grösser im grösseren Backofen
[6]zwei auf einem Drehspiess im Infrarotgrill
[7]mit Grillzeichnung vom Schwergrill

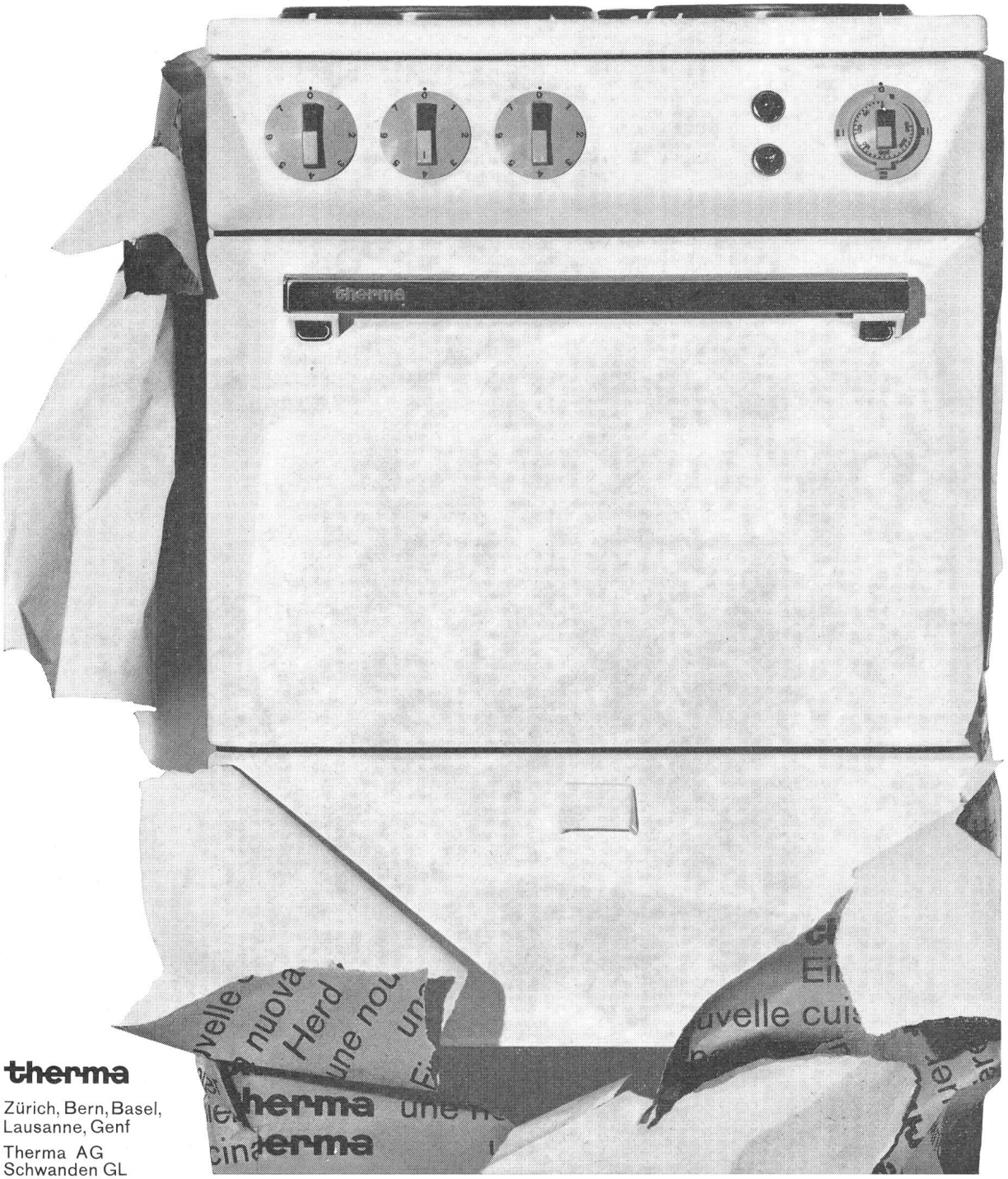
Und weiter fragen —

reagieren Sie optisch[8] —
reagieren Sie akustisch[9] —
haben Sie die Uhr im Kopf oder lieber im Timer[10] —
essen Sie von einem kalten Teller
oder lieber von einem warmen Teller[11]?

[8]Signallampen, Leuchtschalter [9]Zeitmahner
[10]Selbstschalter [11]beheiztes Gerätefach

Wir fragen,

weil wir eine Antwort haben:
eine individuelle Antwort —
mit einem der neuen Therma-Herde!



therma

Zürich, Bern, Basel,
Lausanne, Genf

Therma AG
Schwanden GL