

EUR 3256.d

EUROPÄISCHE ATOMGEMEINSCHAFT - EURATOM

**EINE REALISIERTE MULTIPLEX-MESSEINRICHTUNG ZUR
ERFASSUNG MEHRERER MESSDATEN ÜBER EIN
EINZIGES KOAXIALKABEL**

von

W. KOCH

1967



**Gemeinsame Kernforschungsstelle
Forschungsanstalt Ispra - Italien**

**Hauptabteilung Engineering
Technologie**

HINWEIS

Das vorliegende Dokument ist im Rahmen des Forschungsprogramms der Kommission der Europäischen Atomgemeinschaft (EURATOM) ausgearbeitet worden.

Es wird darauf hingewiesen, dass die Euratomkommission, ihre Vertragspartner und die in deren Namen handelnden Personen :

keine Gewähr dafür übernehmen, dass die in diesem Dokument enthaltenen Informationen richtig und vollständig sind, oder dass die Verwendung der in diesem Dokument enthaltenen Informationen, oder der in diesem Dokument beschriebenen technischen Anordnungen, Methoden und Verfahren nicht gegen gewerbliche Schutzrechte verstösst;

keine Haftung für die Schäden übernehmen, die infolge der Verwendung der in diesem Dokument enthaltenen Informationen, oder der in diesem Dokument beschriebenen technischen Anordnungen, Methoden oder Verfahren entstehen könnten.

Dieser Bericht wird in den auf der vierten Umschlagseite genannten Vertriebsstellen

zum Preise von DM 4,-	FF 5,-	FB 50,-	Lit. 620	Fl. 3,60
-----------------------	--------	---------	----------	----------

Es wird gebeten, bei Bestellungen die EUR-Nummer und den Titel anzugeben, die auf dem Umschlag jedes Berichts aufgeführt sind.

Gedruckt von SMEETS
Brüssel, Januar 1967

Das vorliegende Dokument wurde an Hand des besten Abdruckes vervielfältigt, der zur Verfügung stand.

EUR 3256.d

A MULTIPLEX DEVICE BUILT FOR OBTAINING SEVERAL
MEASURING DATA VIA ONE SINGLE COAXIAL CABLE
by W. KOCH

European Atomic Energy Community - EURATOM
Joint Nuclear Research Center - Ispra Establishment (Italy)
Engineering Department - Technology
Brussels, January 1967 - 40 Pages - 14 Figures - FB 50

The multiplex measuring system allows the transmission of different slowly varying measurement values from the point to be measured to the indication point over a coaxial cable. The problem of the registration of measuring values for the screened two-core cable arose out of bursting and feeling difficulties when using several cables.

EUR 3256.d

A MULTIPLEX DEVICE BUILT FOR OBTAINING SEVERAL
MEASURING DATA VIA ONE SINGLE COAXIAL CABLE
by W. KOCH

European Atomic Energy Community - EURATOM
Joint Nuclear Research Center - Ispra Establishment (Italy)
Engineering Department - Technology
Brussels, January 1967 - 40 Pages - 14 Figures - FB 50

The multiplex measuring system allows the transmission of different slowly varying measurement values from the point to be measured to the indication point over a coaxial cable. The problem of the registration of measuring values for the screened two-core cable arose out of bursting and feeling difficulties when using several cables.

The principle of the measured value transmission is based on transforming the real measurement value (e. g. temperature and strain) in electrical current, frequency and phase angle. For the registration of the values, only passive components (R, L, C) are used. The performed experiments are limited to the measurement of temperature with thermo-resistances and strain with strain-gages.

The represented technical details of the experiment circuits with the results are completing the Euratom report EUR 2421.d by W. Becker.

The principle of the measured value transmission is based on transforming the real measurement value (e. g. temperature and strain) in electrical current, frequency and phase angle. For the registration of the values, only passive components (R, L, C) are used. The performed experiments are limited to the measurement of temperature with thermo-resistances and strain with strain-gages.

The represented technical details of the experiment circuits with the results are completing the Euratom report EUR 2421.d by W. Becker.

EUR 3256.d

EUROPÄISCHE ATOMGEMEINSCHAFT - EURATOM

**EINE REALISIERTE MULTIPLEX-MESSEINRICHTUNG ZUR
ERFASSUNG MEHRERER MESSDATEN ÜBER EIN
EINZIGES KOAXIALKABEL**

von

W. KOCH

1967



**Gemeinsame Kernforschungsstelle
Forschungsanstalt Ispra - Italien**

**Hauptabteilung Engineering
Technologie**

INHALTSVERZEICHNIS

Vorbemerkung	3
1. PRINZIPIELLER VERSUCHSAUFBAU	3
2. FUNKTIONSWEISE DES MESSSTELLENWÄHLERS .	4
3. MESSMETHODE UND MESSVORGANG	5
4. FESTLEGUNG DER MESSSTELLENRESONANZ- FREQUENZEN	8
5. BAUKOMPONENTEN DER MESSSTELLE	9
5.1. Schwingkreiskondensator C_s	9
5.2. Schwingkreisinduktivität L_s	11
5.3. Verbindungskabel	12
6. VERSUCHSAUFBAU DER MESSSTELLENSCHWING- KREISE	12
7. VERSUCHSAUFBAU DES MESSSTELLENWÄHLERS .	15
7.1. Modulator und Demodulator	15
7.2. Bandfilterverstärker	15
7.3. Phasenindikator	20
7.4. Umschaltbarer Oszillator mit auto- matischer Feinnachstimmung zur Meß- stellenwahl	21
8. VERSUCHSAUFBAU DER MESSWERTANZEIGESTELLE	22
8.1. Entmagnetisierungsschaltung	22
8.2. Konstantstromgenerator für Hilfs- strom I_a	23
8.3. Regelbarer Konstantstromgenerator für Meßstrom I_m	23
8.4. Meßanzeige	24
9. ABSCHLIESSENDE BEURTEILUNG DER DURCHGE- FÜHRTEN MESSUNGEN	25

ZUSAMMENFASSUNG

Das Multiplex-Messsystem erlaubt die Übertragung verschiedener, sich langsam ändernder Messwerte vom Messort zur Anzeigestelle über ein Koaxialkabel. Das Problem der Erfassung mehrerer Messwerte über ein abgeschirmtes, zweiadriges Kabel stellte sich aus Platz- und Dichtungsschwierigkeiten bei der Verwendung mehrerer Kabel.

Das Prinzip zur Übertragung der Messwerte beruht auf einer Umwandlung des eigentlichen Messwerts (wie Temperatur oder Dehnung) in elektrische Ströme, Frequenzen und Phasendrehungen. Zur Messwertaufassung werden am Messort nur passive Bauelemente (R, L, C) verwendet.

Die Versuchsausführungen beschränken sich auf Messungen von Temperaturen mit temperaturabhängigen Widerständen und Dehnungen mit Dehnungstreifen.

Die dargestellten technischen Einzelheiten des Versuchsaufbaus und der Versuchsdurchführung mit den erzielten Resultaten ergänzen der Euratom-Bericht EUR 2421.d von W. Becker.

Vorbemerkung

Dichtungsschwierigkeiten und Platzmangel stellten das Problem, mehrere Meßstellen (im Versuchsaufbau 10) über ein abgeschirmtes Kabel (Thermocoax) abzufragen. Dabei dürfen am Meßort nur passive Bauelemente (R, L, C) wegen hoher Temperaturen, Druck, Strahlung und Lebensdauer verwendet werden. Zur Unterscheidung der einzelnen Meßstellen wurde am Anzeigeort ein selbstschwingendes System gewählt (Patentanmeldung von W. Becker). Im Bericht FUR 2421.d von W. Becker wurden verschiedene Lösungsmöglichkeiten diskutiert.

Die nachfolgenden technischen Einzelheiten beziehen sich auf die Replizierung eines Versuchsaufbaus. Für die hilfsbereite Beratung und Unterstützung bei dieser Arbeit danke ich Herrn Dr. Becker und Herrn Kobus.

1. Prinzipieller Versuchsaufbau

Damit die Meßstelleninformationen nacheinander von einer zentralen Meßauswertestelle über ein Kabel abgefragt werden können, wird jeder Meßstelle ein LC-Schwingkreis mit einer in bestimmten Grenzen durchstimmbaren Resonanzfrequenz zugeordnet. Der Schwingkreis jeder Meßstelle ist durch einen Übertrager auf das Kabel angekoppelt. Alle Meßstellenschwingkreise sind in Serie geschaltet. Die Meßauswerteschaltung muß zur Bestimmung der Meßgrößen die einzelnen Meßstellen, d.h. die dazugehörigen Resonanzfrequenzen ohne gegenseitige Beeinflussung sicher unterscheiden können. Als Meßstellenwähler wurde ein rückgekoppeltes, selbstschwingendes Frequenzmischsystem mit dem jeweils gewünschten Schwingkreis als frequenzbestimmendes Glied entwickelt. Der Meßstellenwähler besteht aus: Modulator, Bandfilterverstärker, Demodulator, Phasenvergleichsstufe, Regelverstärker und Oszillator.

2. Funktionsweise des Meßstellenwählers (siehe Abb. 1)

In einem Modulator überlagert sich die stufenweise wählbare Oszillatorfrequenz f_0 mit der Schwingfrequenz f'_s des Meßstellenverstärkers. Die Frequenz f'_s entspricht ungefähr der Resonanzfrequenz f_s eines der am Eingang des Modulators durch ein Kabel angeschlossenen, in Reihe geschalteten Meßstellenschwingkreise. Die Summe aus $f_0 + f'_s$ liegt im Durchlaßbereich des Bandfilters. Der Bandfilterverstärker verstärkt die Zwischenfrequenz $f_m = f_0 + f'_s$ und sperrt die anderen, außerhalb seines Durchlaßbereichs liegenden Frequenzen. Im nachgeschalteten Demodulator wird die Differenz von der durchgelassenen Frequenz $f_0 + f'_s$ und der Oszillatorfrequenz f_0 gebildet. Die sich ergebende Differenzfrequenz f'_s wird auf den Eingang des Modulators zurückgekoppelt. Am Eingang des Modulators sind durch das Kabel die Meßstellenschwingkreise angeschlossen. Sind die Selbsterregungsbedingungen: $|v| \cdot |k| \geq 1$ und $\varphi_s - \varphi_v = 0$ erfüllt, schwingt das Frequenzmischsystem mit der Frequenz f'_s . Damit f'_s der Resonanzfrequenz f_s des jeweiligen Meßstellenschwingkreises entspricht, muß die Phasendrehung φ_v des Bandfilterverstärkers auf jeden Fall Null sein. Eine Phasenvergleichsstufe überwacht den Phasenunterschied zwischen Ein- und Ausgang des Verstärkers. Der an der Phasenvergleichsstufe angeschlossene Regelverstärker regelt die Oszillatorfrequenz f_0 so lange nach, bis die Phasenabweichung Null geworden ist. Der Phasenindikator hat damit die automatische Feinabstimmung der Frequenz f'_s auf die Schwingkreisfrequenz f_s übernommen. Hingegen die Grobabstimmung, d.h. die Auswahl eines der in Serie geschalteten Meßstellenschwingkreise wird durch stufenweises Umschalten der definierten Oszillatorfrequenz vorgenommen. Selbstverständlich müssen die Fehlerquellen bei der Umwandlung der eigentlichen Meßgrößen in andere, zur Meßauswertung notwendige physikalische Größen (elektrischer Strom, reversible

Permeabilität, Frequenz und Phasenwinkel) gering gehalten werden. Die Genauigkeit der Auswertung soll möglichst unabhängig von Alterung und äußeren Einflüssen (wie Temperatur, Druck, Strahlung u.ä.) sein. Diese Bedingungen erfordern ein Kompensationsmeßverfahren. Bei Messungen mit temperaturabhängigen Widerständen oder Dehnungsmeßstreifen im Kompensationsverfahren werden ein wählbarer Hilfsstrom I_a und ein nach dem Galvanometerprinzip geregelter Meßstrom I_m Träger der Information. Als Indikator bzw. Galvanometer dient die Phasendrehung Ψ_V im Meßstellenwähler.

3. Meßmethode und Meßvorgang (siehe Abb. 1)

Mit einem Meßstellenschalter wird die erwünschte Meßstelle ausgewählt. Bevor ein eingestellter Hilfsstrom I_a den weichmagnetischen Kern der Meßstelleninduktivität L_a vormagnetisiert, muß entmagnetisiert werden. Das jeweilige Entmagnetisieren vor einer Messung ist notwendig, damit die Eigenschaften des magnetischen Meßstellenmaterials stets vom gleichen unmagnetischen Zustand aus verändert werden. Der Hilfsstrom I_a mit der Hilfswicklung n_a erzeugt eine Gleichstromvormagnetisierung H_a . Der Wert H_a bestimmt die reversible Permeabilität μ_{rev} des magnetischen Materials. Die frequenzbestimmende Induktivität L_s -neben dem konstant bleibenden Kondensator C_s - ändert ihren Wert proportional mit μ_{rev} . Die Resonanzfrequenz f_s des Meßstellenschwingkreises verhält sich umgekehrt proportional zur Induktivitätsvariation (ΔL). Der Phasenindikator V_{ph} im Meßstellenwähler sorgt dafür, daß die Schwingfrequenz des Wählers der Resonanzfrequenz der Meßstelle entspricht. Dazu muß die Phasenabweichung im Bandfilterverstärker durch Nachregeln der Oszillatorfrequenz f_0 auf Null gebracht werden. Der Phasenindikator regelt mit seinem Ausgangssignal die Oszillatorfrequenz f_0 nach. Manuell oder mit einer automatischen Integralregelung wird das

Ausgangssignal des Indikators V_{ph} von einer Fremdspannungsquelle U_f nachgebildet. Sind beide Ausgangssignale gleich, wird mit dem Schalter S_1 des Oszillators vom Phasenindikator auf die eingestellte Fremdspannungsquelle umgeschaltet. Der Hilfsstrom I_a wird anschließend von der Vormagnetisierungswicklung n_a weggeschaltet auf einen Festwiderstand R . Der Strom I_a bleibt konstant. Die magnetischen Kreise der Meßstellen werden kurzzeitig entmagnetisiert. Die Ausgangsregelspannung von der Fremdspannungsquelle U_f bleibt erhalten und hält somit f_0 auf seinem Wert. Mit der veränderten Vormagnetisierung entsteht eine neue Schwingfrequenz f'_s , die auch entsprechend die Ausgangsspannung vom Phasenindikator V_{ph} ändert. Die Differenzspannung aus V_{ph} und U_f regelt den Meßstromgenerator I_m . Der Strom I_m teilt sich am Meßort in die Teilströme I_{mRt} und I_{mRk} . Die Aufteilung der Teilströme wird durch das Widerstandsverhältnis vom temperaturabhängigen oder dehnungsabhängigen Widerstand R_t und dem konstanten Widerstand R_k bestimmt. Der Teilstrom I_{mRk} multipliziert mit der Windungszahl n_m erzeugt die Gleichstromvormagnetisierung H_m . Der Strom I_m wird so lange vergrößert, bis die als Indikator dienende Phasendrehung $\varphi_v = 0$ des ersten Meßzyklus mit I_a erreicht ist.

Gleiche Phasendrehung $\varphi_v = 0$ des Bandfilterverstärkers bei der Vormagnetisierung mit I_a und I_m bedeutet: gleiche Gleichstromvormagnetisierung ($H_a = H_m$), gleiche reversible Permeabilität μ_{rev} , gleiche Schwingkreisinduktivität L_s und gleiche Resonanzfrequenz f_s . Dabei muß und kann vorausgesetzt werden, daß der Schwingkreiskondensator C_s während des kurzen Meßvorgangs seinen Wert nicht ändert. Das Messen der Ströme I_a und I_m , die Kenntnis der Windungszahlen von n_a und n_m sowie obige Überlegungen gestatten, den temperaturabhängigen oder dehnungsabhängigen Widerstand zu bestimmen. Diese

Kompensationsmeßmethode gibt eine gewisse Unabhängigkeit des magnetischen Materials und des Kondensators gegenüber äußeren Einflüssen. Begrenzt ist die Unabhängigkeit nur mit dem Durchlaßbereich des Bandfilters. Ferner brauchen keine besonderen Anforderungen an die Charakteristik von μ_{rev} in Abhängigkeit H_a gestellt zu werden, da I_a beliebig variabel ist.

Rechnerische Bestimmung von R_t :

$$\begin{aligned}
 I_m &= I_{mRk} + I_{mRt} & I_m &- \text{Meßstrom} \\
 I_m &= I_{mRk} \left(1 + \frac{R_k}{R_t}\right) & I_a &- \text{Hilfsstrom} \\
 I_{mRk} &= I_a \frac{n_a}{n_m} = I_a \cdot K & R_t &- \text{temperatur- oder} \\
 & & & \text{dehnungsabhängiger Widerstand} \\
 (1) \quad R_t &= \frac{K \cdot I_a \cdot R_k}{I_m - K \cdot I_a} & R_k &- \text{konstanter Festwiderstand} \\
 & & n_a &- \text{Windungszahl zur Vormagnetisierung mit Hilfsstrom } I_a \\
 & & n_m &- \text{Windungszahl zur Vormagnetisierung mit Meßstrom } I_m \\
 & & K &= \frac{n_a}{n_m} - \text{Konstante.}
 \end{aligned}$$

Mit einem T-Spulinstrument kann in direkter Anzeige der Wert für R_t gegeben werden. Da zwischen R_t und der Temperatur bzw. Dehnung ein fester Zusammenhang besteht, kann die Anzeigeskala direkt in Temperatureinheiten und Dehnungseinheiten geeicht werden.

Nach Ablesung des Meßwerts wird wieder der Ausgangszustand der Meßelemente wie bei Beginn des Meßvorgangs hergestellt. Damit kann auf die nächste Meßstelle umgeschaltet werden, und der beschriebene Meßzyklus könnte erneut durch automatische Programmsteuerung ablaufen.

4. Festlegung der Meßstellenresonanzfrequenzen

Bei der Festlegung der Meßstellenresonanzfrequenzen muß der Abstand der niedrigsten Frequenz f_{s1} zur nächsthöheren Frequenz f_{s2} mindestens der doppelten Bandbreite $2 B$ des Bandfilters im Meßstellenwähler entsprechen. Bandbreite B wurde auf 8 kHz festgelegt.

$$f_{s2} = f_{s1} + 2 B$$

Die Schwingkreise haben in etwa alle den gleichen Wert der Kreisgüten Q . Die Resonanzfrequenzen der Meßstellen gehen in diesem Fall zur Vermeidung der gegenseitigen Beeinflussung aus der Multiplikation der nächstniedrigen Frequenz mit einem konstanten Faktor b hervor.

Der Faktor b errechnet sich aus:

$$b = \frac{f_{s2}}{f_{s1}} = \frac{f_{s1} + 2 B}{f_{s1}}$$

Der Gesamtfrequenzbereich ist mit seiner höchsten Meßstellenfrequenz f_{sn} durch die Bandmittenfrequenz f_m des Bandfilters im Meßstellenwähler beschränkt.

$$f_{sn} = f_m - 2 B.$$

Die niedrigste Meßstellenfrequenz f_{s1} ist durch die Charakteristik des magnetischen Materials und die räumlich zulässigen Abmessungen der Kondensatoren und Spulen gegeben. Das Verhältnis der Kapazität und Induktivität muß wegen des erwünschten konstanten Resonanzwiderstands für alle LC-Kreise gleich sein.

$$R_p = Q \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = Q \cdot Z$$

- R_p - Parallel-Resonanzwiderstand
 Q - Güte des Schwingkreises
 Z - Kennwiderstand des LC-Kreises
 L_s - Meßstelleninduktivität
 C_s - Meßstellenkapazität.

f_{s1} wurde auf 150 kHz festgelegt.

$$f_{s2} = 150 + 2 \cdot 8 = 166 \text{ kHz}$$

$$b = \frac{166}{150} = 1,108.$$

Die errechneten Werte für die 10 Versuchsmeßstellen sind der Tabelle I zu entnehmen. Da die 10 Meßkreise in Reihe geschaltet sind, wird trotz gleicher Güte Q und gleichen Kennwiderstands Z jedes einzelnen Kreises der Resonanzwiderstand unterschiedlich sein. Wie aus Abb.2 zu entnehmen ist und rechnerisch nachgewiesen wurde, addieren sich bei den Kreisen mit oberster und unterster Frequenz die komplexen Widerstände der anderen, außerhalb der Resonanz liegenden Kreise so, daß sich die Resonanzwiderstände erhöhen. In der Mitte sind die Kreise mit dem niedrigsten Resonanzwiderstand, da sich die kapazitiven und induktiven Anteile der Nachbarkreise aufheben.

5. Baukomponenten der Meßstelle

5.1. Schwingkreiskondensator C_s

Um die Meßstellen mit den Auswertegeräten zu verbinden, wird ein abgeschirmtes, zweiadriges Kabel benutzt. Eine Kabellänge von 10 m hat die Kapazität C von ungefähr 2,1 nF (Thermocoax 2NNAC10).

Um den kapazitiven Einfluß auf den einzelnen Meßkreis zu verringern, wird der Meßstellenschwingkreis mit einem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = 5:1$ auf das Kabel gekoppelt. Dadurch verringert sich der kapazitive Einfluß auf $\frac{2,1 \text{ nF}}{\ddot{u}^2} = 84 \text{ pF}$. Da die Kabelkapazität nur eine geringe Güte hat, empfiehlt es sich, die kleinste Schwingkreiskapazität ungefähr um den Faktor 20 größer zu wählen: also 1,68 nF. Messungen mit Thermocoax 2NNAC10 ergaben, daß die relativen Kapazitätsänderungen mit der Temperaturvariation von 24°C bis 412°C maximal 4 % betragen. Die Schwingkreiskapazität wird dadurch nur um 2 % verstimmt. Die Schwingkreiskapazität C_s ist gleichfalls abhängig von der Umgebungstemperatur. Handelsübliche Kondensatoren für hohe Umgebungstemperaturen mit den relativ großen Kapazitätswerten ändern ihre Kapazitätswerte im Temperaturbereich ΔT von 0° bis 300°C um +10 %; bei ΔT von 0° bis 200°C um +3%; bei ΔT von 0° bis 100°C um +1 %.

Bei dem angewandten Kompensationsmeßverfahren werden die Änderungen der C_s -Werte auskompensiert, jedoch darf die Variation der C_s -Werte und damit der Resonanzfrequenz f_s nicht größer als die für die Messung vorgesehene Bandbreite B des Meßstellenwählers werden. Das bedeutet im ungünstigsten Fall bei der oberen Resonanzfrequenz $f_{s10} = 372 \text{ kHz}$ eine maximal zulässige Kapazitätsvariation von $\pm 1,16 \%$. Dieser Wert liegt damit um den Faktor 2 günstiger als die Schwankungen im Temperaturbereich von 0° bis 100°C . Messungen über die Abhängigkeit der Kondensatorgüten von der Umgebungstemperatur bei den verwendeten Corning-Glas-Kondensatoren Typ CGW zeigt Abb. 3.

5.2. Schwingkreisinduktivität L_s

Bei der Auswahl des magnetischen Materials mußten zwei wesentliche Bedingungen beachtet werden:

- 1) Die Verluste des Materials müssen so gering sein, daß die Güten Q der Induktivitäten über den ganzen Meßstellenfrequenzbereich (von 150 kHz bis 514 kHz) möglichst konstant bleiben und mindestens 20 betragen.
- 2) Die Materialeigenschaften sollen möglichst unabhängig von der Umgebungstemperatur sein. Der Curie-Punkt muß höher als die zu erwartende maximale Umgebungstemperatur liegen.

Die Bedingung 1) wird von einigen Typen der weichmagnetischen keramischen Werkstoffe (Ferrite) leicht erfüllt. Aus den Curie-Temperaturen von 150°C für die nach 1) geeigneten Ferrite ist die maximal zulässige Umgebungstemperatur von 100°C zu entnehmen. Der Versuchsaufbau wurde mit Ferriten vom Valvo-Typ 3B2 vorgenommen. Dieser Typ stand uns als Schalenkern S14/8, K3000 40 zur Verfügung. Die Variation der reversiblen Permeabilität μ_{rev} in Abhängigkeit der Gleichstromvormagnetisierung entspricht bei der Feldstärkeänderung $\Delta H = 0,5 \frac{\text{A}}{\text{cm}}$ etwa $7\% \Delta \mu_{\text{rev}}$. Die Induktivitätsänderung von 10 % bei Temperaturänderung ΔT von 100°C des Ferrits 3B2 ist für außerlabormäßige Messungen zu hoch. Zwar kann diese Änderung durch das Kompensationsverfahren ausgeglichen werden, jedoch nur solange die Frequenzänderung nicht größer wird als der durch die Bandfilterbreite (B) begrenzte Meßbereich. Der Ferrit 3D3 entspräche mit seinen magnetischen Eigenschaften besser diesen Anforderungen, jedoch auch er verträgt keine größeren

Umgebungstemperaturen als 100°C . Die Abhängigkeit μ_{rev} in Funktion der Feldstärke H beim Ferrit 3D3 entspricht etwa dem Ferrit 3B2.

Untersuchungen von weichmagnetischen, metallischen Werkstoffen erbrachten fast ohne Ausnahme zu geringe Güten. Selbst Ringkerne aus Ultraperm 10 mit $3\ \mu\text{m}$ Bandstärke ergaben im erforderlichen Frequenzbereich nur Güten von 5. Eine Sonderanfertigung eines Ringkerns aus Vacoflux 48 mit $10\ \mu\text{m}$ Bandstärke erreichte eine Güte von 78 bei 400 kHz. Wenn die 50%ige Kobalteisenlegierung nicht stört -da starke radioaktive Beeinflussung-, werden die von uns erzielten Meßergebnisse mit diesen Kernen noch zu verbessern sein. Da der Curie-Punkt bei 950°C liegt, sind auch höhere Umgebungstemperaturen als 100°C zulässig.

5.3. Verbindungskabel

Als zweiadriges, abgeschirmtes Kabel ist Thermocoax vom Typ 2NNAC10 vorgesehen und untersucht worden. Über die kapazitiven Eigenschaften des Kabels wurde im Abschnitt 5.1. berichtet. Der Leiterwiderstand beträgt bei 24°C $R = 154\ \Omega/\text{m}$. Es wurde ein Temperaturkoeffizient α von ungefähr $0,8 \cdot 10^{-2}$ gemessen.

6. Versuchsaufbau der Meßstellenschwingkreise (siehe Abb. 4)

Für die Induktivitäten der Meßstellenschwingkreise wurden in der Versuchsschaltung Ferrit-Schalenkerne vom Typ S14/8, K3000 40 (3B2) ohne Luftspalt von Philips verwendet. Damit der magnetische Hf-Wechselfluß in den Gleichstromvormagnetisierungswindungen n_m und n_a auskompensiert wird, sind für jede Meßstelle zwei Schalenkerne notwendig. Eine exakte Unterdrückung der Hf-Spannungen

ist bei diesem Aufbau nur dann vorhanden, wenn die magnetischen Eigenschaften der beiden Kerne gleich sind. Nach dem Aufbau zeigte sich eine Differenz zwischen den errechneten und gemessenen Meßfrequenzen. Diese Abweichungen entstanden durch transformatorisch eingekoppelte Wickelkapazitäten der Vormagnetisierungswicklungen. Um diesen Einfluß zu beseitigen, hätten die frequenzbestimmenden Windungen n_s nicht in Reihe, sondern mit entsprechender Erhöhung der Windungszahlen parallelgeschaltet werden müssen. Eine geeignete konstruktive Gestaltung des magnetischen Kerns -wie E-Form- hätte das Überkoppeln der Hf-Spannungen auf die Vormagnetisierungswicklung eliminiert.

Die H_f -Windungen sind mit einer für hohe Umgebungstemperaturen geeigneten Litze auszuführen. Die Schaltlitze Temprene von Hackethal Typ MXN 38-746 mit einem vernickelten Kupferleiter ist für Temperaturen bis zu $+260^\circ\text{C}$ geeignet. Bei den Gleichstromvormagnetisierungswindungen ist ein Leiter mit möglichst niedrigem Temperaturkoeffizienten zu verwenden. Uns stand ein Leiter von Hitemp ML Typ AWG35 mit dem Temperaturkoeffizient $\alpha \approx 0,004 \frac{1}{^\circ\text{C}}$ zur Verfügung. Die Secon Metals Corporation hat keramikisolierte Leiter, Legierungsnummer 20-245, mit einem $\alpha \approx 0,00002 \frac{1}{^\circ\text{C}}$ entwickelt, die aber nach dem Aufwickeln eine spezielle Wärmebehandlung erfordern.

Der Meßstrom I_m teilt sich an jeder Meßstelle in die beiden Teilströme I_{mRk} und I_{mRt} . Das Verhältnis der beiden Teilströme ist umgekehrt proportional dem Widerstandsverhältnis des temperaturabhängigen R_t zum konstanten R_k . Damit der Meßfehler durch Widerstandsänderung der Wicklungen n_m nicht merklich beeinflußt wird, muß R_k entsprechend gewählt werden:

$$\frac{R_k + R_{nmo}}{R_{nmo} \alpha (T-25)} \leq 0,2 \cdot 10^3 \quad \text{bei } 5\% \text{ Genauigkeit.}$$

- R_k - temperaturunabhängiger Widerstand
 (z.B. Manganin $\alpha = 1 \cdot 10^{-6} \frac{1}{^\circ\text{C}}$)
- R_{nmo} - Widerstand der Vormagnetisierungswick-
 lung n_m für Meßstrom I_m bei 25°C
- α - Temperaturkoeffizient ($400 \cdot 10^{-6} \frac{1}{^\circ\text{C}}$
 für Hitemp ML AWG 35; $20 \cdot 10^{-6} \frac{1}{^\circ\text{C}}$ für
 Secon Metals)
- T - Temperatur in Grad Celsius.

Für Maximaltemperatur $T = 100^\circ\text{C}$ ergibt sich dann folgen-
 der konstanter Widerstandswert:

$$R_k = 0,2 \cdot 10^3 R_{nmo} \alpha (T - 25) - R_{nmo}$$

$$R_k = 48 \Omega \quad \text{bei } \alpha = 400 \cdot 10^{-6} \frac{1}{^\circ\text{C}}.$$

Die in den Widerständen R_k und R_t umgesetzte Leistung ist:

$$I_{mRk} = \frac{H}{n_m} = 23,3 \text{ mA}$$

$$N_{\max} = I_{mRk}^2 R_k = 26 \text{ mW}$$

- H - Gleichstromvormagnetisierung
 I_{mRk} - Teilstrom von I_m im Zweig R_k
 n_m - Anzahl der Vormagnetisierungswindungen.

Wird als temperaturabhängiger Widerstand ein Wider-
 standsthermometer verwendet, muß darauf geachtet werden,
 daß die maximale Belastung durch den Meßstrom nur 10 mW
 betragen darf, da sonst der Meßwiderstand geheizt wird.
 Zur Messung von Temperaturen bis zu 100°C könnte z.B. ein
 Nickelwiderstandsthermometer mit etwa 0,5 % Genauigkeit
 verwendet werden.

Ein Ni-Widerstandsthermometer mit $100 \pm 0,1 \Omega$ bei 0°C ändert seinen Widerstandswert bei 100°C auf $161,7 \pm 0,8 \Omega$. Das entspricht einem Temperaturkoeffizienten von $\alpha = (0,617 \pm 0,007) \cdot 10^{-2} \frac{1}{^\circ\text{C}}$. Die Belastungsbedingungen von max. 10 mW für Widerstandsthermometer wird erfüllt, wenn $R_t = 100 \Omega$ bei 0°C ($115,4 \Omega$ bei 25°C) parallel zu $R_k = 48,8 \Omega$ geschaltet wird und I_{mRk} max. 23,3 mA beträgt.

7. Versuchsaufbau des Meßstellenwählers

7.1. Modulator und Demodulator (siehe Abb. 5)

Der Modulator arbeitet nach dem Prinzip eines Ringmodulators. Das Verwenden von Transistoren anstatt der üblichen Dioden erlaubt das Ansteuern mit größeren Signalamplituden als die Kniespannungen der Dioden erlauben würden ($U_g \approx 1,5 \text{ V}$). Die Transistoren müssen für Inversbetrieb geeignet sein. Deshalb wurde der Transistortyp OC 139 verwendet. Die Transistoren verringern um ihren Stromverstärkungsfaktor die zum Durchschalten notwendige Steuerleistung des Trägeroszillators. Die Amplitude des Trägers ist wesentlich größer als die Signalamplitude.

7.2. Bandfilterverstärker (siehe Abb. 6)

Damit ein schwingfähiges Frequenzmischsystem entsteht, müssen die allgemeinen Bedingungen für die Selbsterregung erfüllt sein. Sie erfordern, daß

die Amplitudenbilanz $|k| \cdot |v| \geq 1$

und die Phasenbilanz $\varphi_k = -\varphi_v$ erfüllt ist.

k = Rückkopplungsfaktor

v = Verstärkungsfaktor

φ_k = Phasenwinkel des Rückkopplungszweigs

φ_v = Phasenwinkel des Bandfilterverstärkers

Die Amplitudenbilanz ist durch eine feste Rückkopplung und eine entsprechende Verstärkung in dem Bandfilterverstärker leicht zu erfüllen. Bei der Phasenbilanz zeigt sich, daß ein Bandfilter mit ungerader Anzahl von Einzelkreisen notwendig ist, wenn keine speziellen Phasendrehstufen verwendet werden sollen. Ein ungeradzahliges Bandfilter, wie z.B. ein dreikreisiges, hat bei Bandmittenfrequenz eine Phasendrehung von 180° . Wird jetzt eine ungerade Anzahl von Transistorstufen in Kollektorschaltung für den gesamten Bandfilterverstärker verwendet, so ergibt sich eine gesamte Phasendrehung des Verstärkers von:

$$\varphi_v = 360^\circ + k \cdot 180^\circ \quad (k = \text{Anzahl der Transistor-} \\ \text{kollektorstufen})$$

Berechnungsanleitung des dreikreisigen Bandfilters

(Vgl. Feldtkeller: Theorie der Hochfrequenzbandfilter)

Festgelegt wurde:

Bandmittenfrequenz $f_m = 525 \text{ kHz}$

Bandbreite B (ohne Welligkeit im Übertragungsbereich) = 8 kHz (definiert durch Spannungsabfall auf 0,7-fachen Maximalwert)

Erreichbare Güten Q der einzelnen Schwingkreise: 145

Ausgangswiderstand von Transistor 1: $R_a \approx 12 \text{ k}\Omega$

Eingangswiderstand von Transistor 2: $R_e \approx 40 \text{ k}\Omega$

Relative Bandbreite D:

$$D = \frac{B}{f_m} = 0,0152.$$

Das Produkt aus der relativen Bandbreite D und der erreichbaren Güte Q der Schwingkreise ist:

$$D Q = 2,21.$$

Unter Berücksichtigung der günstigsten Verteilung

der Kreisdämpfungen in bezug auf Welligkeit und Verstärkung (definiert durch $N = 5$) wird ε bestimmt. ε ist die normierte Länge der kleinen Halbachse der Ortskurven-Ellipse mit der großen Halbachse eins. Die Ellipsenform charakterisiert die Resonanzkurve des dreikreisigen Bandfilters. Es ist:

$$\varepsilon = \frac{2,5}{Q/D} = 1,1.$$

Da ε hier der großen Halbachse entspricht, erhält man einen Kreis zur Charakterisierung der Durchlaßkurve. Dieser Kreis bedeutet, daß keine Höcker innerhalb des Durchlaßbereichs vorhanden sind.

Die Dämpfungen der Einzelkreise sind:

$$\begin{aligned} d_1 &= \frac{1}{Q_1} = (N - 2) \frac{1}{Q} = \frac{1}{48,3} \\ d_2 &= \frac{1}{Q_2} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{145} \\ d_3 &= \frac{1}{Q_3} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{145} \end{aligned}$$

Der Koppelfaktor ist mit den vorstehenden Werten aus folgenden Formeln berechenbar:

$$\begin{aligned} k_{12} &= D\varepsilon \sqrt{\frac{N-2}{N-3} \left[\frac{2}{N^2} - \frac{1}{N} + \frac{1}{8} + \frac{3}{8\varepsilon^2} \right]} \\ k_{23} &= D\varepsilon \sqrt{\frac{N-4}{N-3} \left[2\left(\frac{N-2}{N}\right)^2 - \frac{N-2}{N} + \frac{1}{8} + \frac{3}{8\varepsilon^2} \right]} \end{aligned}$$

Die drei Kreiskapazitäten C_1 , C_2 und C_3 werden so groß angenommen, daß der Einfluß von Wickelkapazitäten und eingekoppelten Eingangs- bzw. Ausgangskapazitäten der Transistoren gering bleibt. Da es auf Stabilität und nicht auf maximale Verstärkung ankommt, wurde folgender Wert gewählt: $C = 560$ pF.

Die Größen der Koppelkapazitäten sind dann:

$$C_{12} = k_{12} \cdot C \approx 8 \text{ pF}$$

$$C_{23} = k_{23} \cdot C \approx 3,3 \text{ pF}$$

Die Schwingkreisinduktivitäten L_1 , L_2 und L_3 errechnen sich aus:

$$L = \frac{1}{\omega_m^2 C} = 153 \text{ } \mu\text{H}$$

(ω_m = Kreismittenfrequenz)

Die aufgebauten Induktivitäten mit den Ferritkernen K3000 42 (3B-C1A), $\alpha = 106$, erbrachten eine Güte von 150. Das entspricht einem Verlust-Parallelwiderstand der Spule $R_p = 76 \text{ k}\Omega$.

Zusätzliche Bedämpfung des ersten Schwingkreises

Es gilt:

$$R_{pa} = \dot{U}^2 R_a = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_a = 400 \text{ k}\Omega$$

R_a = Ausgangsimpedanz von
Transistor 1

$n_1 = 47$ }
 $n_2 = 7$ } Windungszahlen der Spule L_1 .

Die Güte Q' des durch den Transistor bedämpften Kreises ist:

$$Q' = \frac{\frac{R_{pa} \cdot R_p}{R_{pa} + R_p}}{\omega_m L} = 128.$$

Umgerechneter Reihenwiderstand bei der Güte Q' :

$$R_r = \frac{\omega_m L}{Q'} = 3,9 \Omega$$

Bedämpfung durch den Phasenindikator:

$$R_{rph} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_{ph} = 6,1 \Omega$$

R_{rph} - Reihenwiderstand im Schwingkreis

R_{ph} - Lastwiderstand des Phasenindikator

$n_1=5$)
 $n_2=9$) } Windungszahlen der Transformatorwicklung (aufgebaut mit 8 Ringkernen von FN 107 2002 (LTT))

Gesamter Ersatzwiderstand des Kreises:

$$\sum R_r = R_r + R_{rph} = 10 \Omega$$

Die Schwingkreisgüte Q_{total} beträgt somit:

$$Q_{total} = Q_1 = \frac{\omega_m L}{\sum R_r} = 49.$$

Dämpfungswiderstand des zweiten Schwingkreises

Damit die angesetzte Schwingkreisgüte von 145 erfüllt wird, muß ein zusätzlicher Parallelwiderstand von $1,5 M\Omega$ eingesetzt werden.

Zusätzliche Bedämpfung des dritten Schwingkreises

$$R_{pe} = \ddot{U}^2 R_e = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_e = 1,5 M\Omega$$

R_e - Eingangsimpedanz von Transistor 2

$n_1=41$)
 $n_2=7$) } Windungszahlen der Spule L_3

Das entspricht etwa der Schwingkreisgüte von 145.

7.3. Phasenindikator (siehe Abb. 7 und 8)

Der Phasenindikator hat die Aufgabe, die Phasendrehung zwischen Eingang und Ausgang des Bandfilterverstärkers zu messen und sie gleichzeitig durch Nachstimmen der Oszillatorfrequenz f_0 auf Null zu regeln. Die Messungen werden dadurch unabhängig vom Phasenverlauf φ_s des Meßstellenschwingkreises. Die Abhängigkeit der Phasendrehungen $\varphi_s = f_{kt}$ (Frequenz) wird durch temperaturabhängige Güten der Meßschwingkreise bestimmt. Bei einer nachgeregelter Bandfilterphasendrehung $\varphi_v = 0$ muß nach den Selbsterregungsbedingungen $\varphi_s = 0$ sein. Das bedeutet: Die Schwingkreise schwingen mit ihrer Resonanzfrequenz.

Funktionsbeschreibung

Es läßt sich zeigen, daß in einem Bandfilter, wenn es mit seiner Mittenfrequenz, $f_m = f_s + f_0$, gespeist wird, die Schwingkreisspannungen U_{s1} gegenüber U_{s2} und U_{s2} gegenüber U_{s3} um 90° phasenverschoben sind. Die im Bandfilterschwingkreis 1 über einen Transformator abgegriffene Spannung U_{L2} ist gegenüber U_{s1} im Resonanzfall 90° phasenverschoben. Der Transformator ist so dimensioniert, daß seine Gegeninduktivität gegenüber der niederohmigen Last groß genug ist und der Transformator als ideal angesehen werden kann. Aus der Vektorsummenbildung nach Abb. 7 ergeben sich folgende Spannungen an den Dioden OA9:

$$U_1 = U_a + \frac{U_L}{2} \quad \text{und} \quad U_2 = U_a - \frac{U_L}{2}.$$

Bei der Mittenfrequenz des Bandfilters sind die Beträge $|U_1(f_m)|$ und $|U_2(f_m)|$ genau gleich groß.

Somit ist die aus der Gleichrichtung resultierende Regelspannung U_{ph} gleich Null (strich-punktierte Zeiger in Abb. 7). Weicht die Frequenz $f_m(t)$ um einen Wert Δf_m nach oben oder unten von f_m ab, so wird die Phasendifferenz zwischen U_L und U_a größer oder kleiner als 90° . Hinsichtlich der Summenspannungen $U_1 [f_m(t)]$ und $U_2 [f_m(t)]$ entsteht ein deutlicher Betragsunterschied (ausgezogene Zeiger). Sofern U_L klein im Verhältnis zu U_a ist und Δf innerhalb der Bandbreite des Bandfilters liegt, entsteht eine eindeutige Abhängigkeit von $U_{ph} = Fkt. (Frequenz)$ (siehe Abb. 8). Die Regelspannung U_{ph} wächst in positiver sowie in negativer Richtung mit der Frequenzabweichung Δf_m von f_m bis zum Erreichen der Bandbreite des Filters an, um dann wieder abzufallen. Der nachgeschaltete zweistufige Regelverstärker (Abb. 9) hat eine totale Verstärkung von $2,5 \cdot 10^4$. Die Ausgangsamplitude ist phasengleich mit U_{ph} und wurde auf maximal ± 5 V begrenzt. Die Regelabweichung und damit der Fehler der Phasenregelung zum Nachstimmen der Oszillatorfrequenz f_o innerhalb der Bandbreite B des Bandfilterverstärkers kann für die Meßgenauigkeit vernachlässigt werden, da er kleiner als 1° Phasendrehung ist. Die vom Phasendetektor nicht erfaßten minimalen Phasendrehungen des Modulators und Demodulators können gleichfalls für den gesamten Meßbereich unberücksichtigt bleiben.

7.4. Umschaltbarer Oszillator mit automatischer Feinnachstimmung zur Meßstellenwahl (siehe Abb. 10)

Durch stufenweises Umschalten der Oszillatorfrequenzen f_o (siehe Tabelle I) kann jede erwünschte Meßstelle ausgewählt werden. Die Differenz von der feststehenden Bandmittenfrequenz $f_m \pm \frac{B}{2}$ ($B =$ Bandbreite des Bandfilters) und der einstellbaren Frequenz f_o des Oszillators ergeben eine äußere

Schwingfrequenz f'_s des Meßstellenwählers. Mit Hilfe des Phasenindikators wird f_0 nachgestimmt, bis f'_s gleich f_s und damit genau der Schwingkreisfrequenz entspricht.

Als Frequenzgeber wurde ein Clapp-Oszillator aufgebaut, da er besonders unempfindlich gegenüber Änderungen der Transistoreigenschaften ist. Die frequenzbestimmenden, umschaltbaren Induktivitäten L_1 bis L_{10} liegen in Reihe mit der phasenregelspannungsabhängigen Kapazität C_0 . Der Nachstimmbereich in Abhängigkeit der Phasenregelspannung U_{ph} für alle Oszillatorfrequenzen f_{01} bis f_{010} muß mindestens $\pm B$ betragen. Dementsprechend wurde die Kapazität C_0 aus einem Glimmerkondensator von 33 pF und 5 parallelen Kapazitätsvariationsdioden BA101 aufgebaut. Bei $U_{ph} = 0$ V liegt eine Sperrspannung von 18 V an den Dioden. Die Kapazität bei $U_{ph} = 0$ V beträgt dann 130 pF. Ändert sich jetzt U_{ph} um ± 5 V, so variiert die Kapazität C_0 um ± 8 %. Damit entsteht bei f_{010} die minimalste Frequenzvariation von $\pm 4,4$ kHz und bei f_{01} die maximale von $\pm 10,6$ kHz.

Technische Eigenschaften des Oszillators:

Frequenzstabilität zwischen $+ 20^\circ\text{C}$ bis 40°C : $5 \cdot 10^{-4}$
 Ausgangsamplitude an $1 \text{ k}\Omega$: $U_{\text{eff}} = 4,6 \text{ V}$
 Amplitudenkonstanz bei $U_{ph} = 0 \leq 10$ %.

8. Versuchsaufbau der Meßwertanzeigestelle

8.1. Entmagnetisierungsschaltung

Die Entmagnetisierungsschaltung hat die Aufgabe, die weichmagnetischen Kerne der Meßstelleninduktivitäten zu entmagnetisieren. Dadurch werden die magnetischen Eigenschaften unabhängig von ihrer Vorgeschichte. Das Entmagnetisieren wird im Versuchs-

aufbau erreicht durch eine abklingende Wechselspannungsschwingung mit der Frequenz von 630 Hz. Um ein sorgfältiges Entmagnetisieren zu erhalten, muß die positive und negative Anfangsamplitude eine wesentlich größere Feldstärke erzeugen als die maximale Gleichstromvormagnetisierung. Versuche haben gezeigt, daß die Anfangsfeldstärke, mit der das Abmagnetisieren beginnt, bei den verwendeten Ferritkernen K 3000 40 (3B2) um ein Sechsfaches über der höchsten Gleichstromfeldstärke liegen muß. Die in Abb. 10 gezeigte Entmagnetisierungsschaltung benötigt zum Aussteuern aller Meßkreise einen Leistungsverstärker mit 8 W Ausgangsleistung und ca. 50Ω Ausgangswiderstand. Die Frequenz der abklingenden Schwingungen wird durch die dargestellte Spule L und den Kondensator C bestimmt. Die Abklingzeit ist im wesentlichen von der Dämpfung der nachgeschalteten Verstärkerstufe festgelegt. Im leitenden Zustand des Transistors T1 fließt der Kollektorstrom durch die Spule L. Wird der Stromkreis durch Sperren des Transistors T1 unterbrochen, bildet sich die abklingende Wechselspannungsschwingung im Schwingkreis L,C aus.

8.2. Konstantstromgenerator für Hilfsstrom I_a

Die Abbildung 12 zeigt den im Versuchsaufbau verwendeten Konstantstromgenerator I_a mit dem einstellbaren Strombereich zwischen 10 mA und 100 mA und maximaler Ausgangsspannung von 12 V. Die Stromstabilität ist zwischen Kurzschluß und einem Lastwiderstand von 100Ω besser als $3 \cdot 10^{-3}$.

8.3. Regelbarer Konstantstromgenerator für Meßstrom I_m

Der in Abbildung 13 gezeichnete regelbare Konstantstromgenerator wird von einem Differenzverstärker, von ähnlichem Aufbau wie in Abb. 9 zu sehen,

gesteuert. Der Differenzverstärker bildet die Differenz im zweiten Meßzyklus von der Phasenregelspannung U_{ph} und der vorher eingestellten Fremdspannung U_f . Der Stromgenerator für I_m wird so lange nachgestellt, bis die Differenz aus U_{ph} und U_f Null geworden ist. Der aufgebaute regelbare Konstantstromgenerator ist aussteuerbar von $100 \mu A$ bis $53 mA$ proportional mit einer Ansteuerspannung von $+2V$ bis $-2V$. Der Strom I_m läßt sich durch Ansteuern in dieser Schaltung nicht auf Null herabdrücken, da der Kollektorreststrom des Ausgangstransistors etwa $100 \mu A$ beträgt. Die Stromstabilität beträgt bei einem Strom von $22,5 mA$ zwischen Kurzschluß und einem Lastwiderstand von 100Ω weniger als $8 \cdot 10^{-3}$ Änderung.

8.4. Meßanzeige

Die Meßanzeige könnte unmittelbar mit Hilfe eines T-Spulenmeßgeräts erfolgen. Die Anzeigeskala des Geräts kann in die eigentliche Meßgröße geeicht werden und damit das Meßergebnis direkt anzeigen. Die aufgestellte Formel (1) im Abschnitt 3 besagt, daß zur Anzeige des temperaturabhängigen bzw. dehnungsabhängigen Widerstands R_t der Quotient aus dem Hilfsstrom I_a c ($c =$ konstanter Faktor) und der Differenz aus dem Meßstrom I_m und dem Hilfsstrom I_a k ($k =$ konstanter Faktor) gebildet wird. In der Formel ausgedrückt:

$$R_t = \frac{c I_a}{I_m - k I_a}.$$

Die konstanten Faktoren k und c setzen sich wie folgt zusammen:

$$k = \frac{n_a}{n_m} ; \quad c = k \cdot R_k .$$

- n_a - Windungszahl zur Vormagnetisierung
mit dem Hilfsstrom I_a
 n_m - Windungszahl zur Vormagnetisierung
mit dem Meßstrom I_m
 R_k - konstanter Festwiderstand.

Das T-Spulenmeßgerät der AEG ist aufgebaut wie ein Quotientenanzeiger mit einer Haupt- und Richtspule. Die Hauptspule befindet sich in einem Magnetfeld mit linear veränderlicher Induktion und ist aufgeteilt in zwei Spulenteile h und h' . Diese beiden gleichen Spulen h und h' sind der Richtspule r T-förmig starr zugeordnet. Die Spule r erzeugt eine Richtkraft, die bei der Auslenkung nach beiden Skalennenden hin etwa proportional zunimmt. Im stromlosen Zustand hat der Zeiger keine bestimmte Lage, sondern wird von einem Rückstellrelais aus der Skalenteilung herausgeführt. In den Spulen h und h' wird die Differenz von I_m und $k \cdot I_a$ gebildet. Dieser Different bildet mit dem durch die Richtspule fließenden Strom $c \cdot I_a$ den Quotienten (siehe Abb. 1). Der Widerstand der Spulen h , h' und r beträgt 40Ω . Der Eigenverbrauch des T-Spulenmeßgeräts gestattet ein Messen ohne Vorverstärker. Die Anzeigegenauigkeit des von uns ausgewählten T-Spulenmeßgeräts beträgt 1,5 %.

9. Abschließende Beurteilung der durchgeführten Messungen

Die Meßergebnisse der beschriebenen Versuchsschaltung bestätigten die Funktionsfähigkeit der Multiplex-Meßeinrichtung. Die technologischen Schwierigkeiten mit den Baukomponenten bei hohen Temperaturen begrenzen den Anwendungsbereich. Das Temperaturverhalten der vorhandenen magnetischen sowie elektrischen passiven Bauelemente begrenzte die maximale Umgebungstemperatur auf 100°C . Falls das Multiplex-Meßsystem Temperaturen über 100°C erfassen soll, gibt es 2 Möglichkeiten:

- 1) Der Meßschwingkreis darf dann nicht unmittelbar am Meßort sein, sondern an einer Stelle mit weniger als 100°C . Der temperaturabhängige Widerstand wird dann über eine entsprechende Zuleitung mit dem Meßschwingkreis verbunden.
- 2) Durchführung zusätzlicher Untersuchungen nach besser geeigneten Materialien. Spezialanfertigungen wie Vacofluxfolien aus $10\text{ }\mu\text{m}$ (siehe Abschnitt 5.2.) und spezielle Hochtemperatur-Kondensatoren könnten eventuell höheren Ansprüchen entsprechen.

Bei den Versuchsmessungen wurde der temperatur- bzw. dehnungsabhängige Widerstand durch Festwiderstände ersetzt und dessen Werte nach dem Kompensationsmeßverfahren ermittelt. Die Abbildung 14 zeigt die Meßergebnisse eines Meßstellenschwingkreises, der in Serie mit den anderen Meßstellenschwingkreisen nach Abb. 1 aufgebaut war. Das obere Diagramm zeigt die Änderung der Meßstellenresonanzfrequenz in Funktion der Gleichstromvormagnetisierung. Aus dem unteren Bild ist die Abweichung des gemessenen und nach Formel (1) berechneten Widerstandswertes R_t vom Istwert des Widerstands zu entnehmen. Die Widerstandsmessungen wurden mit einem Hilfsstrom I_a von 60 mA durchgeführt; das entspricht einer Gleichstromvormagnetisierung von 0,6 Aw. Die Genauigkeit der Temperaturmessungen nach dem Kompensationsverfahren der Multiplex-Meßeinrichtung beträgt mit einem Nickelwiderstandsthermometer etwa 3 %. Die Ungenauigkeiten setzen sich wie folgt zusammen: Anzeigegenauigkeit des T-Spulenmeßinstruments: 1,5 %; Genauigkeit des Ni-Widerstandsthermometers: 0,5 %; Fehler durch Widerstandsänderungen der Vormagnetisierungswicklung: 0,5 %. Der Gesamtfehler wird somit wesentlich vom T-Spulenmeßinstrument und Ni-Widerstandsthermometer gebildet; könnten diese Feh-

lerquellen auf Null unterdrückt werden, bliebe der Anzeigefehler der Meßeinrichtung von 1 %.

Bei einem programmgesteuerten Meßablauf wären zur Bestimmung eines Meßwerts folgende Schritte notwendig (siehe Abb. 1):

I. Meßzyklus

1. Auswahl der Meßstelle am Meßstellenwähler
2. Entmagnetisieren des magnetischen Materials der Meßstelle (≈ 20 msec)
3. Hilfsstrom I_a einschalten
4. Abgleichen der Fremdspannungsquelle U_f auf Wert der Ausgangsspannung U_{ph} durch Phasenindikator mittels Integralregelung (≈ 1 sec)
5. Umschalten der Spannung U_{ph} mit Schalter S_1 zur Speisung des Oszillators U_{ph}
6. Hilfsstrom I_a vom Meßkreis wegschalten auf Festwiderstand R

II. Meßzyklus

1. Entmagnetisieren des magnetischen Materials der Meßstelle (≈ 20 msec)
2. Regelbaren Konstantstromgenerator für Meßstrom I_m einschalten (≈ 10 msec)
3. Meßinstrument anschließen; Meßwert aufnehmen!

III. Meßzyklus

1. Meßinstrument abschalten
2. Konstantstromgenerator für Meßstrom I_m ausschalten
3. Zurückschalten auf Ausgangsspannung U_{ph} zur Fein-
nachstimmung des Oszillators

Bis zum Aufnehmen des Meßwerts wird für jede Messung ungefähr 1 sec benötigt.

Temperaturmessungen über ein Koaxialkabel mit der Multiplex-Meßeinrichtung unter Verwendung von Thermoele-

menten anstelle der temperaturabhängigen Widerstände stellen wesentlich erhöhte Anforderungen an die magnetischen Materialien. Bei Versuchen wurde zur Realisierung eines notwendigen Kompensationsmeßverfahrens bei der Messung der unzugänglichen und damit nicht abschaltbaren Thermoelemente folgendes Verhalten von weichmagnetischen Stoffen verwendet: Die maximale reversible Permeabilität ist bei der Gleichstromfeldstärke $H = 0$; dieser Wert entspricht etwa der Anfangspermeabilität. Von der Anzeigestelle wurde ein Strom so lange nachgeregelt, bis die maximale reversible Permeabilität -das entspricht der niedrigsten Meßstellenresonanzfrequenz- erreicht war. Dieser Strom wurde damit zum Träger der Information. Der Indikator war die ausgezählte Meßstellenresonanzfrequenz.

Neben den im Abschnitt 5.2. beschriebenen Anforderungen der verwendeten weichmagnetischen Materialien kommt bei der Verwendung von Thermoelementen die Bedingung hinzu, daß die Abhängigkeit der reversiblen Permeabilität von der Vormagnetisierung schon bei geringen Feldstärken vorhanden sein muß. Materialien mit dieser zusätzlichen Eigenschaft zeigen aber auch eine große Temperaturabhängigkeit und sind somit unbrauchbar für Messungen bei höheren Umgebungstemperaturen.

Tabelle I

=====

Kenn- nummer	Meßstelle							Oszillator des Meßstellenwählers			
	f_s (kHz)	L_s (μ H)	C_s (nF)	sekun- där n_s	primär n_s	n_a	n_m	f_o (kHz)	C_o (pF)	L_o (mH)	n_o
1	150	270	4,16	2 x 8	2 x 2	10	30	375	130	1,4	134
2	166	244	3,76	2 x 8	2 x 2	10	30	359	130	1,55	140
3	183,5	221	3,4	2 x 7	2 x 2	10	30	341,5	130	1,7	147
4	203	200	3,08	2 x 7	2 x 2	10	30	322	130	1,9	155
5	224,6	181	2,78	2 x 7	2 x 2	10	30	300,4	130	2,2	167
6	248,5	163	2,51	2 x 6	2 x 1	10	30	276,5	130	2,6	182
7	275	147	2,27	2 x 6	2 x 1	10	30	250	130	3,2	202
8	304	134	2,06	2 x 6	2 x 1	10	30	221	130	4	226
9	336	121	1,86	2 x 6	2 x 1	10	30	189	130	5,4	262
10	372	110	1,68	2 x 5	2 x 1	10	30	153	130	8,2	324

Berechnungsanleitung und Zeichenerklärungen siehe Seite 29

Berechnungsanleitung

$$C_s = \frac{1}{2\pi Z f_s} \quad (Z = 255 \Omega - \text{Kennwiderstand des Me\ss-} \\ \text{stellenschwingkreises})$$

$$L_s = C_s Z_s^2$$

Windungsanzahlen für L_s bezogen auf Ferritschalenkerne S 14/8, K 3000 40 (3B2) $\alpha = 30,6$.

$$f_o = f_m - f_s$$

$$L_o = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_o}$$

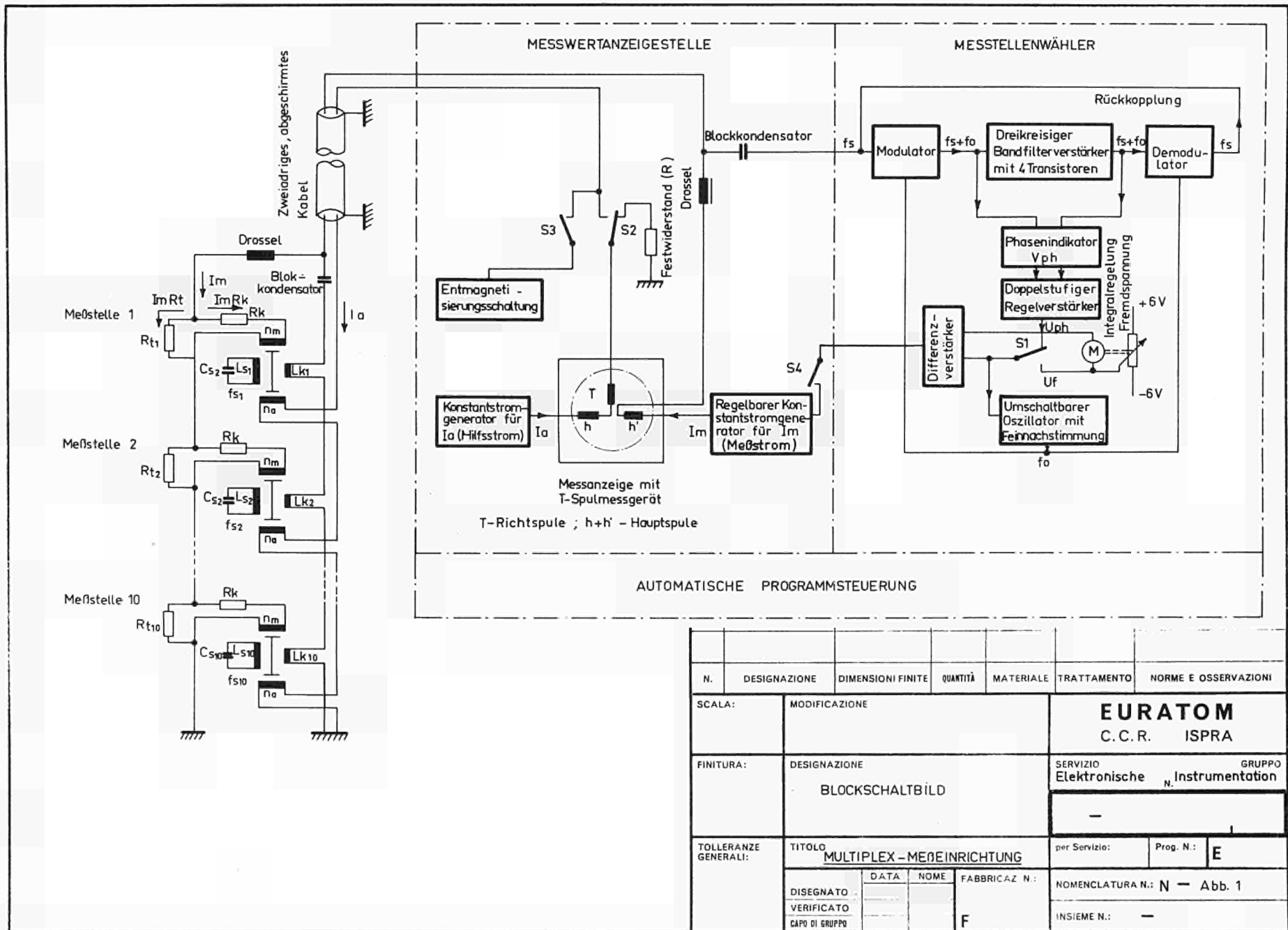
Windungsanzahlen für L_o bezogen auf Ferritschalenkerne S 18/12, K 3000 47 (3B3) $\alpha = 113$ gewickelt mit Hf-Litze 5 x 0,05; Kreisgüte ≈ 150 .

Zeichenerklärungen

- f_s - Resonanzfrequenz
- L_s - Schwingkreisinduktivität
- C_s - Schwingkreiskondensator
- sekundär n_s - sekundäre Windungsanzahl für L_s
- primär n_s - primäre Windungsanzahl für L_s zum Ankoppeln an das Kabel
- n_a - Windungsanzahl der Vormagnetisierungswicklung für Hilfsstrom I_a (mit $L = 0,1$ mH und $R \approx 0,8 \Omega$)

Bezeichnung des Oszillators

- f_o - Resonanzfrequenz
- C_o - Kondensator bei der Phasenregelspannung von 0 V
- L_s - Induktivität
- n_o - Windungsanzahl für L_s .



N.	DESIGNAZIONE	DIMENSIONI FINITE	QUANTITÀ	MATERIALE	TRATTAMENTO	NORME E OSSERVAZIONI
SCALA:	MODIFICAZIONE					EURATOM C. C. R. ISPR A
FINITURA:	BLOCKSCHALTBILD					SERVIZIO Elektronische Instrumentation GRUPPO N.
TOLLERANZE GENERALI:	TITOLO MULTIPLEX - ME3EINRICHTUNG				per Servizio:	Prog. N.: E
	DISEGNATO	DATA	NOME	FABBRICAZ. N.:	NOMENCLATURA N.: N - Abb. 1	
	VERIFICATO			F	INSIEME N.: -	
	CAPO DI GRUPPO					

RESONANZKURVEN FÜR 5 IN REIHE GESCHALTETE UND ÜBER
TRANSFORMATORWICKLUNGEN ANGEKOPPELTE MEßKREISE.

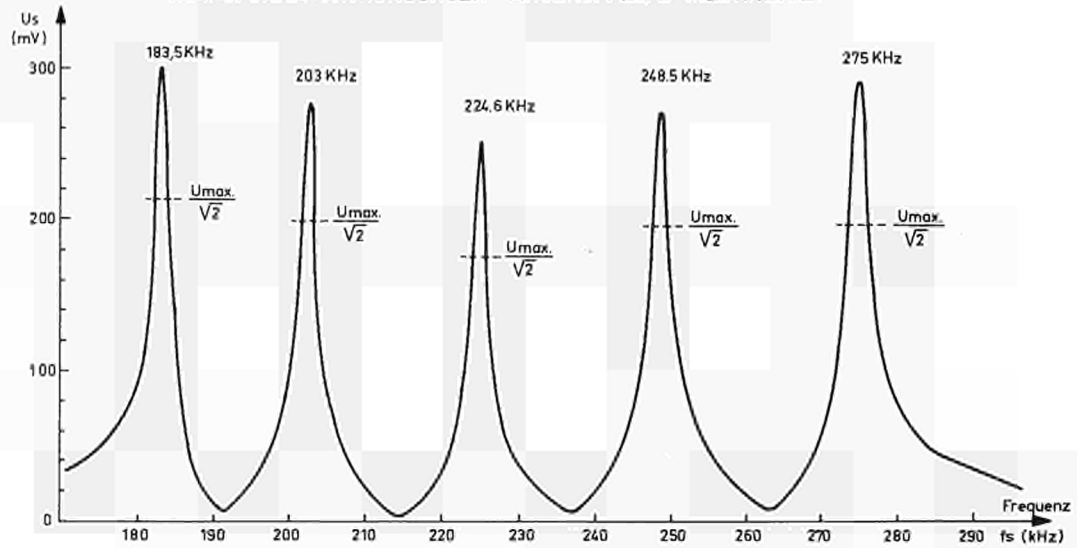


Abb. 2

KONDENSATORVERHALTEN BEI HOHER UMGEBUNGS-
TEMPERATUR

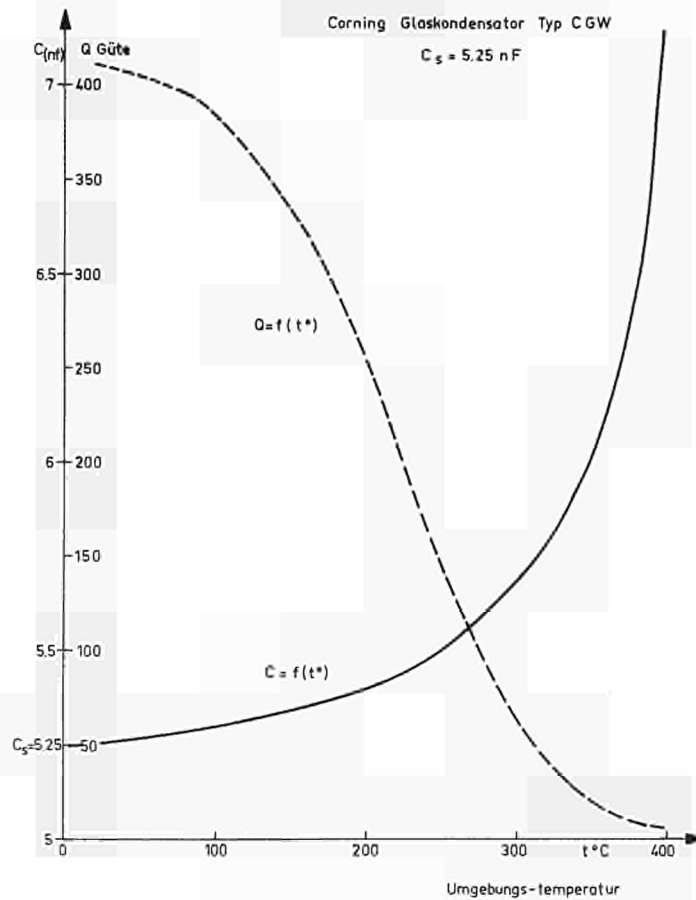
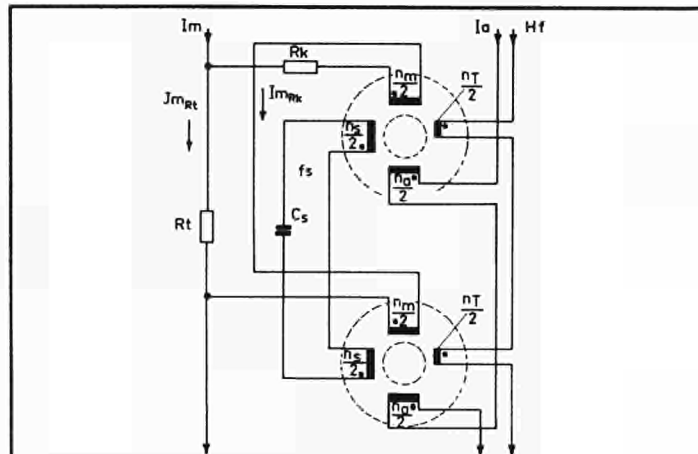


Abb. 3



2 Schalenkerne: Typ S14/8 K300040 (3B2)

$\frac{n_s}{2}$ = Halbe Windungszahl der Schwingkreispule

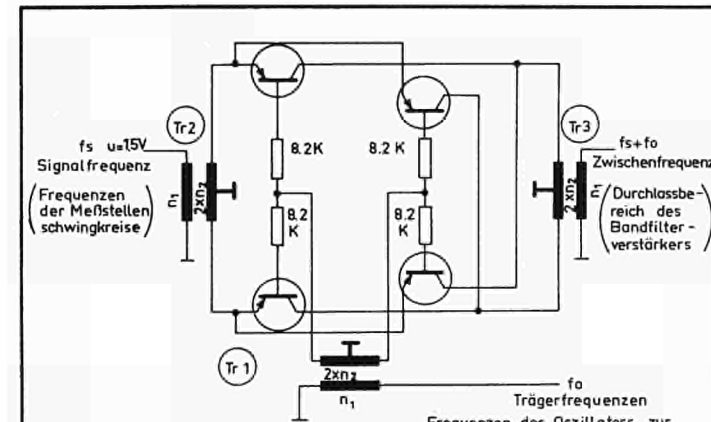
$\frac{n_T}{2}$ = Halbe Windungszahl der Ankopplungswicklung auf ns

$\frac{n_a}{2}$ = Halbe Windungszahl der Vormagnetisierungswicklung für Ia

$\frac{n_m}{2}$ = Halbe Windungszahl der Vormagnetisierungswicklung für Im

Punkt (*) bedeutet Anfang der Wicklung.

N.	DESIGNAZIONE	DIMENSIONI FINITE	QUANTITÀ	MATERIALE	TRATTAMENTO	NORME E OSSERVAZIONI
SCALA:	MODIFICAZIONE			EURATOM C.C.R. ISPRA		
FINITURA:	DESIGNAZIONE VERSUCHSAUFBAU EINES MEISTELLENSCHWINGKREISES	SERVIZIO GRUPPO Elektronische n. Instrumentation		-		
TOLLERANZE GENERALI:	TITOLO MULTIPLEX MEßEINRICHTUNG	per Servizio:	Prog. N.:	E		
	DISIGNATO	DATA	NOME	FABBRICAZ. N.:	NOMENCLATURA N.: N - Abb. 4	
	VERIFICATO				INSIEME N.: -	
	CAP. DI GRUPPO			F		



4 Transistoren OC 139 Widerstände 0.25 Watt
Aufbau der Transformatoren

Frequenzen des Oszillators zur
Auswahl der entsprechenden
Meßstelle

Tr 1: Philips - Schalenkern S14/8 ; K300040 , 3B2 , $\alpha = 30,6$

$n_1 = 54$ Wdgn , Litze $5 \times 0,05$ mm , $L_1 = 3,1$ mH

$2 \times n_2 = 74$ Wdgn , Litze $5 \times 0,05$ mm , $L_2 = 5,9$ mH

Tr 2: Philips - Schalenkern S14/8 ; K300042 , $\alpha = 106$

$n_1 = 94$ Wdgn , Litze $5 \times 0,05$ mm , $L_1 = 0,8$ mH

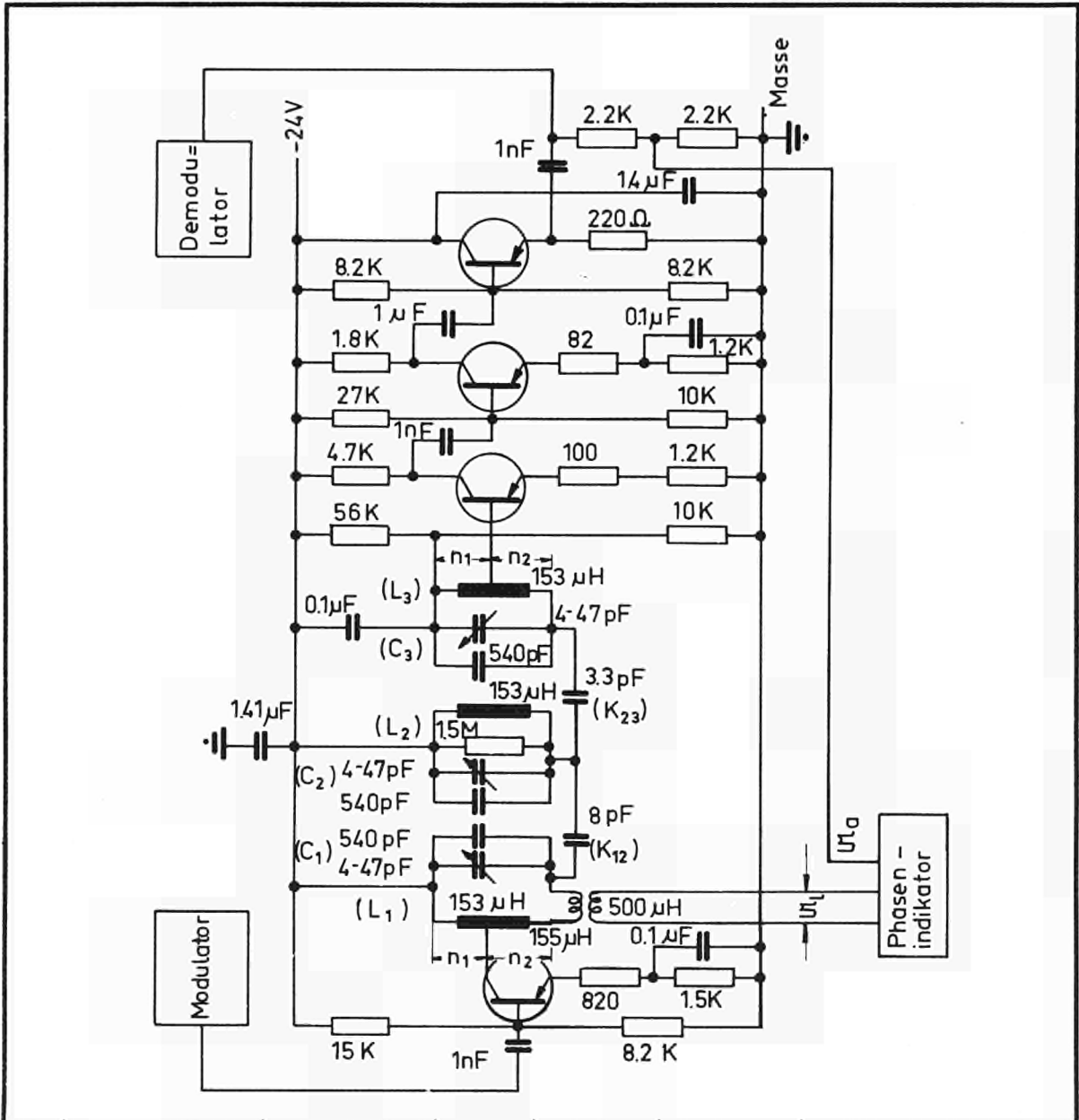
$2 \times n_2 = 94$ Wdgn , Litze $5 \times 0,05$ mm , $L_2 = 0,8$ mH

Tr 3: Philips - Schalenkern S14/8 ; K300042 , 3B2 , $\alpha = 106$

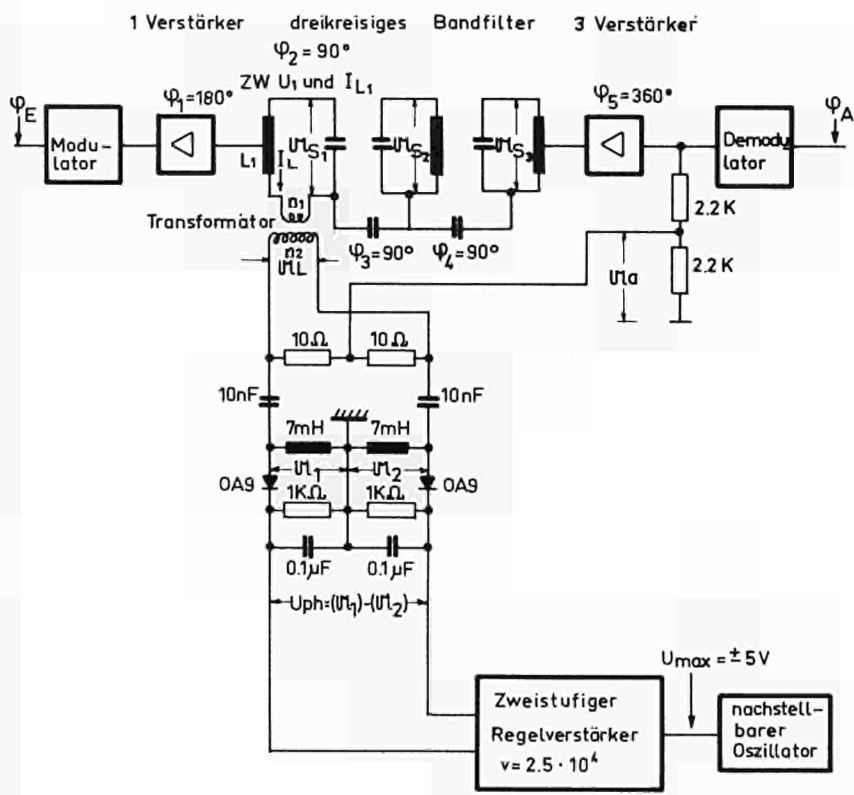
$n_1 = 42$ Wdgn , Litze $5 \times 0,05$ mm , $L_1 = 0,16$ mH

$2 \times n_2 = 42$ Wdgn , Litze $5 \times 0,05$ mm , $L_2 = 0,16$ mH

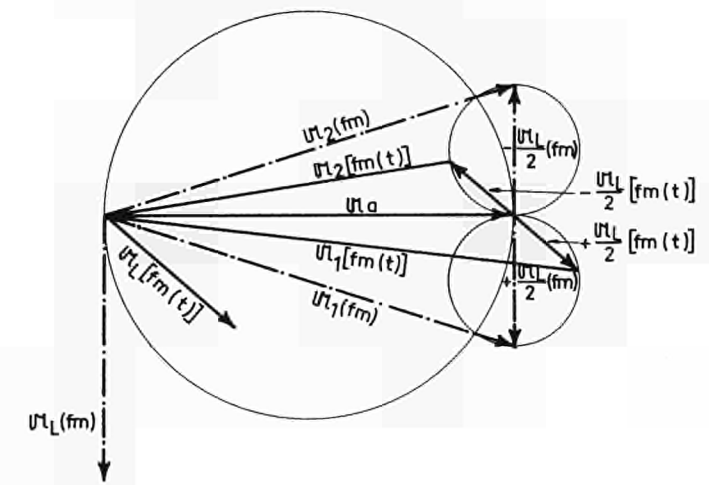
N.	DESIGNAZIONE	DIMENSIONI FINITE	QUANTITÀ	MATERIALE	TRATTAMENTO	NORME E OSSERVAZIONI
SCALA:	MODIFICAZIONE			EURATOM C.C.R. ISPRA		
FINITURA:	DESIGNAZIONE MODULATOR UND DEMODULATOR	SERVIZIO GRUPPO Electronic n. Instrumentation		-		
TOLLERANZE GENERALI:	TITOLO MULTIPLEX MEßEINRICHTUNG	per Servizio:	Prog. N.:	E		
	DISIGNATO	DATA	NOME	FABBRICAZ. N.:	NOMENCLATURA N.: N - Abb. 5	
	VERIFICATO				INSIEME N.: -	
	CAP. DI GRUPPO			F		



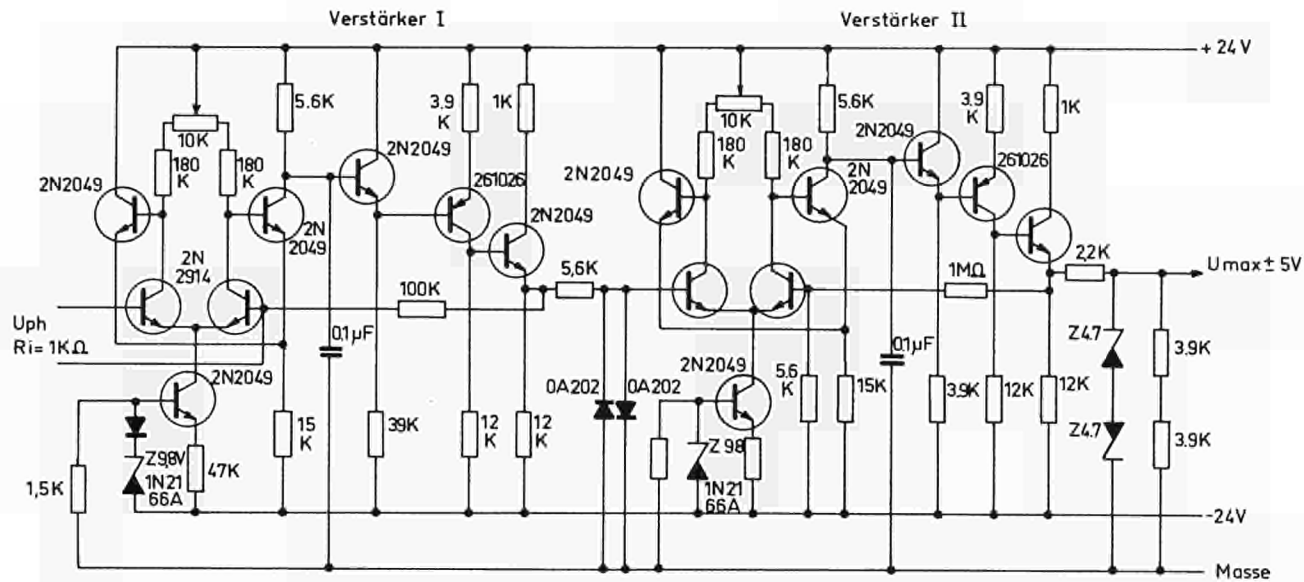
N.	DESIGNAZIONE	DIMENSIONI FINITE	QUANTITÀ	MATERIALE	TRATTAMENTO	NORME E OSSERVAZIONI
SCALA:	MODIFICAZIONE				EURATOM C.C.R. ISPra	
FINITURA:	DESIGNAZIONE BANDFILTERVERSTÄRKER				SERVIZIO	GRUPPO
					Electronic	N. Instrumentation
TOLLERANZE GENERALI:	TITOLO MULTIPLEX MEßEINRICHTUNG				per Servizio:	Prog. N.: E
	DISEGNATO	DATA	NOME	FABBRICAZ. N.:	NOMENCLATURA N.: N - Abb. 6	
	VERIFICATO			F	INSIEME N.: -	
	CAPO DI GRUPPO					



Graphische Ermittlung der beiden Diodenspannungen U_1 und U_2



N.	DESIGNAZIONE	DIMENSIONI FINITE	QUANTITÀ	MATERIALE	TRATTAMENTO	NORME E OSSERVAZIONI
SCALA:	MODIFICAZIONE					EURATOM C. C. R. ISPRA
FINITURA:	PHASENINDIKATOR					SERVIZIO GRUPPO Elektronische Instrumentation
TOLLERANZE GENERALI:	TITOLO MULTIPLEX MEßEINRICHTUNG					per Servizio: Prog. N.: E
	DISEGNATO	DATA	NOME	FABBRICAZ. N.:	NOMENCLATURA N.: N - Abb. 7	
	VERIFICATO			F	INSIEME N.: -	
	CAPO DI GRUPPO					



Gesamtverstärkung: $V_{total} = 2.5 \cdot 10^4$

Kennwerte je Verstärker :

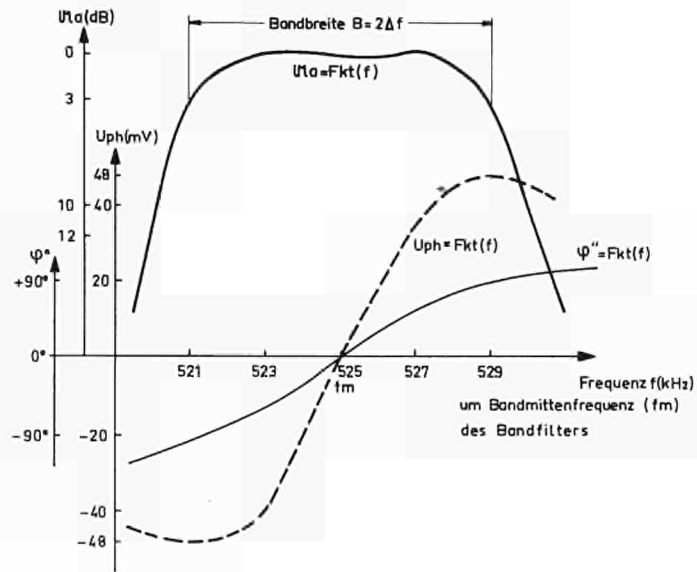
Maximalverstärkung ohne Rückkupplung : 4000

Bandbreite : dc bis 500 Hz (-3 dB)

Temperaturstabilität : $20 \mu V/^{\circ}C$

N.	DESIGNAZIONE	DIMENSIONI FINITE	QUANTITÀ	MATERIALE	TRATTAMENTO	NORME E OSSERVAZIONI	
SCALA:	MODIFICAZIONE					EURATOM C.C.R. ISPRA	
FINITURA:	DESIGNAZIONE ZWEISTUFIGER REGELVERSTÄRKER						SERVIZIO GRUPPO Electronic N. Instrumentation
TOLLERANZE GENERALI:	TITOLO MULTIPLEX MESSANRICHUNG					per Servizio:	Prog. N.: E
	DISEGNATO	DATA	NOME	FABBRICAZ N.:	NOMENCLATURA N.: N - Abb. 9		
	VERIFICATO				INSIEME N.: -		
	CAPO DI GRUPPO			F			

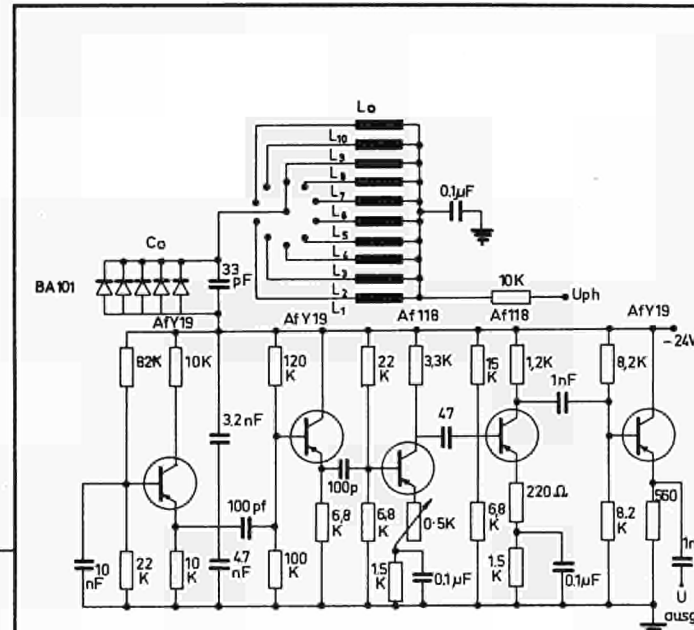
KENNLINIEN DES BANDFILTERS UND DES PHASENINDIKATORS



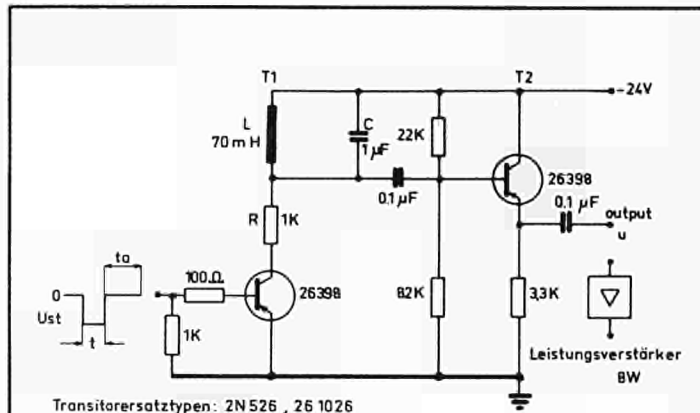
φ'' - Phasendrehung des Bandfilterverstärkers; zusammengesetzt aus der Summe von $\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4$ (Siehe Abb. 7)
 U_a = Ausgangsspannung des Bandfilterverstärkers
 U_{ph} = Phasenregelspannung des Phasenindikators

Abb. 8

Questo documento è di proprietà dell'Euratom e non può essere copiato né riprodotto senza autorizzazione.



N.	DESIGNAZIONE	DIMENSIONI FINITE	QUANTITÀ	MATERIALE	TRATTAMENTO	NORME E OSSERVAZIONI
SCALA:	MODIFICAZIONE					EURATOM C. C. R. ISPRA
FINITURA:	DESIGNAZIONE UMSCHALTBARER OSZILLATOR MIT AUTOMATISCHER FEINNACHSTIM- MUNG ZUR MEIßSTELLENWAHL					SERVIZIO Elektronische Instrumentation GRUPPO
TOLLERANZE GENERALI:	TITOLO MULTIPLEX MEßEINRICHTUNG					per Servizio: Prog. N.: E
	DISIGNATO	DATA	NOME	FABBRICAZ. N.:	NOMENCLATURA N.: N - Abb. 10	
	VERIFICATO			F	INSIEME N.: -	
	CAP. DI GRUPPO					

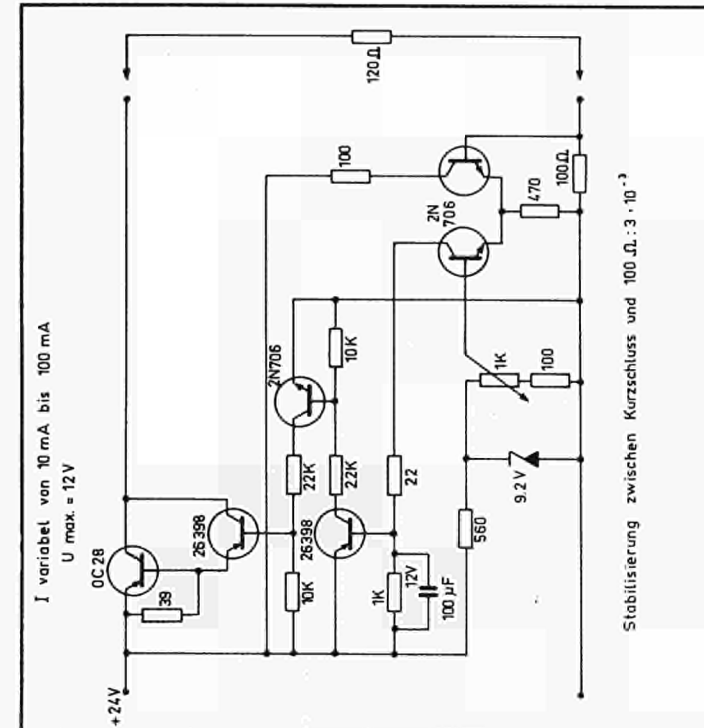


Transistorersatztypen: 2N526, 2N1026

Technische Kennwerte:

- $U_{st\ min} = -1\ V$
- $t_{a\ min} = 40\ m\ sec$
- $t_{optimum} = 0.8\ msec$
- $U_{Anfang} = 12\ V_{SS}$
- $U_{out\ bei\ t_{opt}} = 20\ V_{SS}$
- $f = 630\ Hz$
- $\tau_{0.7} = 4\ msec.$ Abklingzeit auf 0.7 fachen Wert
- $R = 2.2\ k\ \Omega$
- Spule : K 300002 3B2 - C1A, 0.62, 520 Wdg.

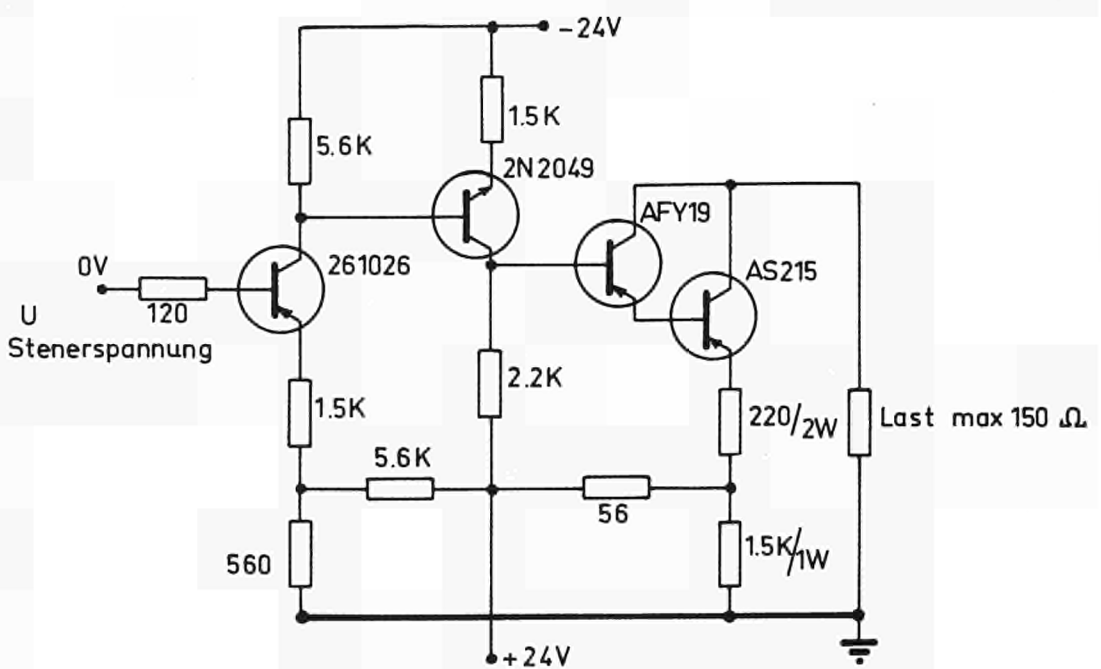
N.	DESIGNAZIONE	DIMENSIONI FINITE	QUANTITÀ	MATERIALE	TRATTAMENTO	NORME E OSSERVAZIONI
SCALA:	MODIFICAZIONE					EURATOM C. C. R. ISPRA
FINITURA:	DESIGNAZIONE ENTMAGNETISIERUNGSSCHALTUNG ZUM ANSCHLUSS AN EINE LEISTUNGSSTUFE			SERVIZIO GRUPPO Electronic N. Instrumentation		-
TOLLERANZE GENERALI:	TITOLO MULTIPLEX MEDEINRICHTUNG			per Servizio:	Prog. N.:	E
	DISEGNATO	DATA	NOME	FABBRICAZ. N.:	NOMENCLATURA N.: N - Abb. 11	
	VERIFICATO			F	INSIEME N.: -	
	CAPO DI GRUPPO					



N.	DESIGNAZIONE	DIMENSIONI FINITE	QUANTITÀ	MATERIALE	TRATTAMENTO	NORME E OSSERVAZIONI
SCALA:	MODIFICAZIONE					EURATOM C. C. R. ISPRA
FINITURA:	DESIGNAZIONE KONSTANTSTROMGENERATOR FÜR HILFSSTROM I_0			SERVIZIO GRUPPO Electronic N. Instrumentation		-
TOLLERANZE GENERALI:	TITOLO MULTIPLEX MEDEINRICHTUNG			per Servizio:	Prog. N.:	E
	DISEGNATO	DATA	NOME	FABBRICAZ. N.:	NOMENCLATURA N.: N - Abb. 12	
	VERIFICATO			F	INSIEME N.: -	
	CAPO DI GRUPPO					

TOLLERANZE GENERALI:		TITOLO MULTIPLEX MENEINRICHTUNG		DESIGNAZIONE REGELBARER KONSTANTSTROMGE- NERATOR FÜR MENSTROM Im	
FINITURA:		MODIFICAZIONE		SERVIZIO EURATOM C.C.R. ISPRA	
N. DESIGNAZIONE		DIMENSIONI FINITE		QUANTITÀ	
SCALA:		MATERIALE		TRATTAMENTO	
NOMENCLATURA N.: N — Abb. 13		per Servizio:		Prog. N.: E	
INSIEME N.: —		NOMENCLATURA N.: N — Abb. 13		GRUPPO Electronic N. Instrumentation	
DISEGNATO		DATA		NOME	
VERIFICATO					
CAPO DI GRUPPO				F	
FABBRICAZ. N.:					

Steuerspannung : + 2 V bis - 2 V
+ 2 V \pm + 100 μ A
- 2 V \pm + 53 mA bei 100 Ω Last Stabilität besser als 0.8% bei Kurzschluss
0 V \pm 22.5 mA



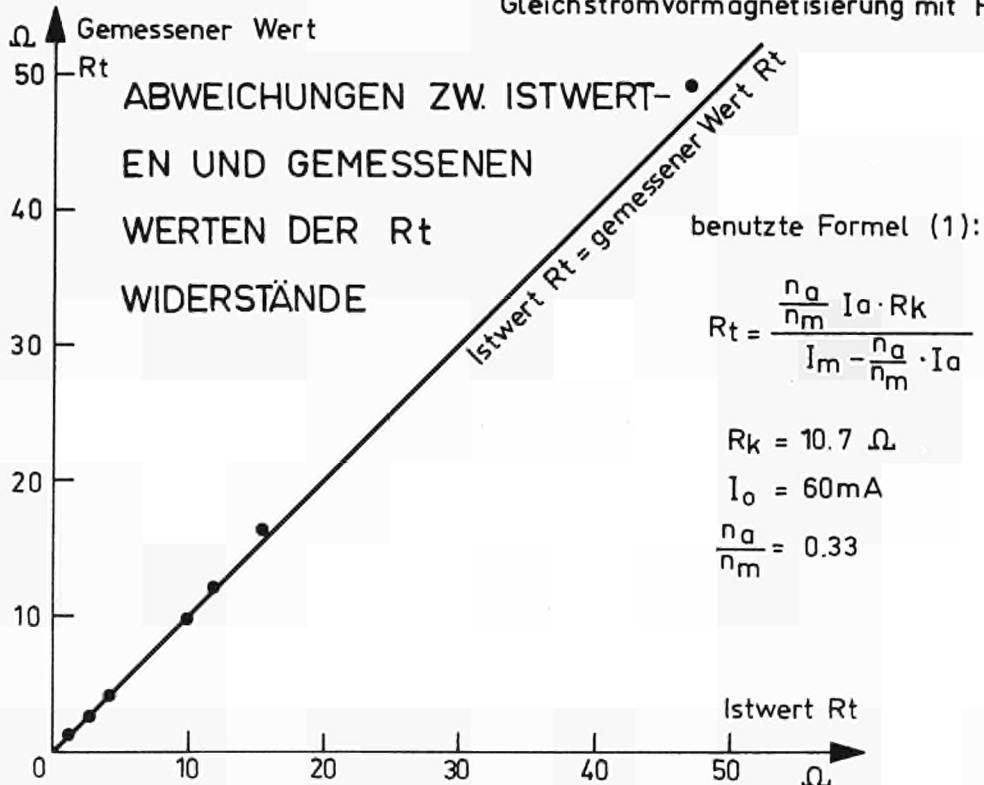
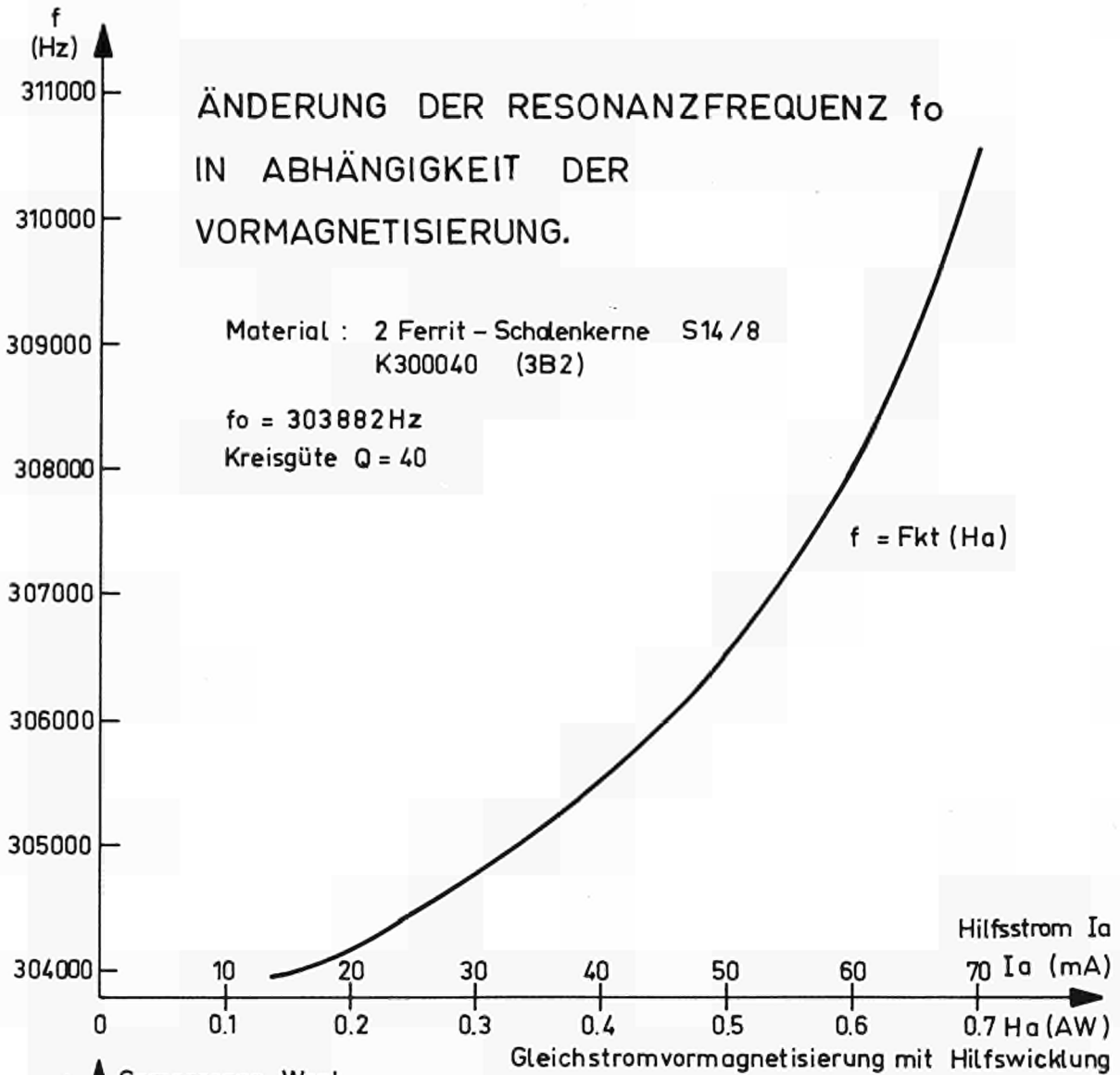


Abb. 14

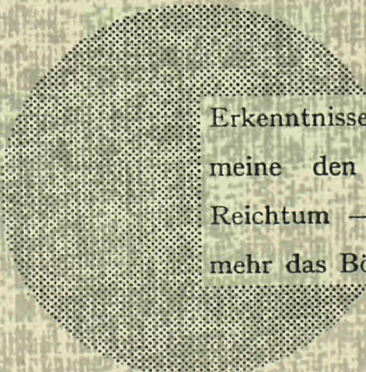
AN UNSERE LESER

Alle Euratom-Berichte werden nach Erscheinen in der von der Zentralstelle für Information und Dokumentation (CID) herausgegebenen Monatszeitschrift **EURATOM INFORMATION** angezeigt. Abonnements (1 Jahr : DM 60) und Probehefte sind erhältlich bei :

Handelsblatt GmbH
"Euratom Information"
Postfach 1102
D-4 Düsseldorf (Deutschland)

oder

Office central de vente des publications
des Communautés européennes
2, Place de Metz
Luxembourg



Erkenntnisse verbreiten ist soviel wie Wohlstand verbreiten — ich meine den allgemeinen Wohlstand, nicht den individuellen Reichtum — denn mit dem Wohlstand verschwindet mehr und mehr das Böse, das uns aus dunkler Zeit vererbt ist.

Alfred Nobel

VERTRIEBSSTELLEN

Alle Euratom-Berichte sind bei folgenden Stellen zu den auf der ersten Rückseite des Umschlags angegebenen Preisen erhältlich (bei schriftlicher Bestellung bitte die EUR-Nummer und den Titel, die beide auf der ersten Umschlagsseite jedes Bericht stehen, deutlich angeben).

OFFICE CENTRAL DE VENTE DES PUBLICATIONS DES COMMUNAUTES EUROPEENNES

2, place de Metz, Luxembourg (Compte chèque postal N° 191-90)

BELGIQUE — BELGIË

MONITEUR BELGE
40-42, rue de Louvain - Bruxelles
BELGISCH STAATSBLAD
Leuvenseweg 40-42, - Brussel

LUXEMBOURG

OFFICE CENTRAL DE VENTE
DES PUBLICATIONS DES
COMMUNAUTES EUROPEENNES
9, rue Goethe - Luxembourg

DEUTSCHLAND

BUNDESANZEIGER
Postfach - Köln 1

NEDERLAND

STAATSDRUKKERIJ
Christoffel Plantijnstraat - Den Haag

FRANCE

SERVICE DE VENTE EN FRANCE
DES PUBLICATIONS DES
COMMUNAUTES EUROPEENNES
26, rue Desaix - Paris 15^e

ITALIA

LIBRERIA DELLO STATO
Piazza G. Verdi, 10 - Roma

UNITED KINGDOM

H. M. STATIONERY OFFICE
P. O. Box 569 - London S.E.1

EURATOM — C.I.D.
51-53, rue Belliard
Bruxelles (Belgique)

CDNA03256DEC