

**KERNFORSCHUNGSZENTRUM
KARLSRUHE**

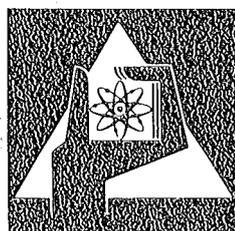
Mai 1976

KFK 2271

Institut für Neutronenphysik und Reaktortechnik

**Multiplikationsverfahren zur kontinuierlichen
Wirkeistungsmessung an induktiv beheizten Proben**

F. E. Reiß



**GESELLSCHAFT
FÜR
KERNFORSCHUNG M.B.H.**

KARLSRUHE

Als Manuskript vervielfältigt

Für diesen Bericht behalten wir uns alle Rechte vor

GESELLSCHAFT FÜR KERNFORSCHUNG M. B. H.
KARLSRUHE

KERNFORSCHUNGSZENTRUM KARLSRUHE

KFK 2271

Institut für Neutronenphysik und Reaktortechnik

Multiplikationsverfahren zur kontinuierlichen Wirkleistungsmessung an induktiv beheizten Proben

F.E. Reiss

Gesellschaft für Kernforschung mbH., Karlsruhe

Kurzfassung

Die Ermittlung der Wirkleistung in HF-Kreisen durch Multiplikation der Augenblickswerte von Strom und Spannung wird theoretisch unter Berücksichtigung der Eigenschaften realer Schaltelemente durchgearbeitet. Praktische Messungen bei 0,5 MHz zeigen, daß das Verfahren mit der verwendeten Geräteanordnung Wirkleistungsmessungen mit einem maximalen Fehler von $\pm 25\%$ erlaubt. Verbesserungen auf Fehler von wenigen Prozent scheinen möglich.

Multiplication Method for Active Power Measurement in Induction-Heated Samples

Abstract

The measurement of active power in HF-circuits by multiplication of the instantaneous values of current and voltage is investigated theoretically taking into account properties of real circuit components. Reported active power measurements at 0,5 MHz show a maximum error of $\pm 25\%$. Improvements down to errors of a few percent seem well to be possible.

Inhalt:

	<u>Seite</u>
1. Einleitung	1
2. Verfahrensauswahl	1
3. Theoretische Grundlagen	3
3.1 Prinzip des Multiplikationsverfahrens	3
3.2 Mathematische Darstellung des Verfahrens	4
3.3 Einfluß einiger Multiplikatoreigenschaften	11
4. Experimentelle Durchführung	15
4.1 Strommessung	15
4.2 Spannungsmessung	17
4.3 Multiplikator	17
4.4 Gesamtschaltung	18
4.5 Testmessungen	19
4.5.1 Ermittlung des Amplitudenfaktors und der Kabellänge, für die der Verar- beitungsphasenwinkel ϑ zu Null wird	19
4.5.2 Leistungsmessungen	21
5. Schlußfolgerungen	23
6. Literaturverzeichnis	24

1. Einleitung

Die Bestimmung von Stoffwerten bei hohen Temperaturen wird oft durch die mit der Temperatur zunehmende Wechselwirkung der Probe mit dem Tiegelmaterial, den Thermoelementen usf. gestört. Oberhalb von 2800 K sind nur noch in Einzelfällen verträgliche Probe-Tiegel-Paarungen bekannt. Ein möglicher Weg zur Umgehung des Tiegelproblems ist die berührungslose Aufhängung der (elektrisch gut leitenden) Probe in einem geeignet geformten elektromagnetischen Feld [1]. Das Schwebefeld beheizt gleichzeitig die Probe. Die vorliegende Arbeit stellt ein Verfahren dar, das es gestattet, die in die freischwebende Probe eingekoppelte Wärmeleistung zu messen. Über diese spezielle Anwendung hinaus kann die multiplikative Leistungsmessung prinzipiell in allen Stromkreisen verwendet werden.

2. Verfahrensauswahl

Bei der induktiven Erwärmung kann die Wärmeleistung in der Probe prinzipiell durch Messungen an der Probe selbst oder durch elektrische Messungen am HF-Generator bzw. im Spulenkreis bestimmt werden.

Beispiele für die probenseitige Leistungsmessung sind das Kalorimetrieren [2] oder die Leistungsbestimmung aus dem Temperaturanstieg der Probe [3,4]. Die beiden letzten Literaturstellen beschreiben auch ein Verfahren, das die Leistungsbestimmung in der Probe aus der gemessenen elektrischen Umfangsspannung an der Probenoberfläche gestattet. Allerdings ist dieses Verfahren von uns nicht als Absolutverfahren durchgeführt worden sondern es wurde für jede Probe eine Eichmessung gemacht.

Die probenseitige Leistungsmessung wird in der vorliegenden Arbeit nicht weiter verfolgt, weil die dazu erforderlichen Einrichtungen entweder eine berührungslose Messung an freischwebenden Tropfen nicht zulassen oder weil bestimmte Probeneigenschaften wie Form oder elektrischer Widerstand als temperaturunabhängig und als von Probe zu Probe gleich angenommen werden müssen oder weil das Verfahren keine kontinuierliche Leistungsmessung über unbegrenzte Zeiten erlaubt, z.B. das Temperaturanstiegsverfahren.

Substitutionsverfahren, bei denen die Leistungsmessung nicht an der Probe selbst sondern an einem elektrisch gleichwertigen Dummy ausgeführt wird, scheiden aus, da die Äquivalenz zwischen Dummy und Probe nicht hinreichend garantiert werden kann und da hier auch der Dummy berührungslos schwebt und die Leistung daher unter denselben Verhältnissen wie an der Probe zu messen ist.

Auf der Generatorsseite bzw. im Spulenkreis kann die Leistung durch elektrische Messungen ermittelt werden. In der Literatur wird eine Vielzahl von Methoden zur elektrischen Leistungsmessung angegeben, vgl. z.B. [5, 6, 7, 8, 9, 10] .

Die in der Literatur genannten Verfahren wurden auf die Erfüllung der folgenden Kriterien untersucht:

- 1) Eignung für den verwendeten Frequenzbereich von 0,4 bis 2 MHz.
- 2) Da der vorhandene HF-Generator unter gewissen Betriebsbedingungen eine verzerrte Sinusschwingung liefert und überdies das Ausgangssignal durch die Phasenanschnittsteuerung amplitudenmoduliert ist, wird Unempfindlichkeit gegenüber Kurvenformveränderungen verlangt.
- 3) Die Impedanz des Spulenkreis ist durch den induktiven Widerstand der Spule von ca. 1Ω bestimmt. Der Wirkwiderstand beträgt nur einige $10\text{ m}\Omega$. Das Leistungsmeßverfahren muß bei einem Phasenwinkel von etwa 89° zwischen Spannung und Strom gute Genauigkeit liefern.

- 4) Die Leistungsmeßanordnung soll einen Wirkleistungsbereich von 2 bis 3 Dekaden erfassen.
- 5) Die Zahl der zu registrierenden Meßgrößen soll möglichst klein sein.

Unter diesen Bewertungsgesichtspunkten eignet sich das Multiplikationsverfahren gut. Die folgenden Abschnitte stellen die theoretischen Grundlagen und die praktische Durchführung des Verfahrens dar.

3. Theoretische Grundlagen

3.1. Prinzip des Multiplikationsverfahrens

Bei der Bestimmung der elektrischen Wirkleistung nach dem Multiplikationsverfahrens werden ein dem Strom im Spulenkreis und ein der Spannung an der Spule proportionales Signal mit einem Vierquadrantenmultiplizierer miteinander multipliziert. Das Produkt ist die momentane Scheinleistung. Der elektrisch gebildete zeitliche Mittelwert dieses Produkts liefert die Wirkleistung im Spulenkreis. Die Wirkleistung im Spulenkreis setzt sich zusammen aus der in die Probe übergekoppelten Probenleistung und den Eigenverlusten des Kreises. Zur Ermittlung der Eigenverluste des Kreises wird der HF-Strom selbst mitgemessen. Der Verlustwiderstand des HF-Kreises kann durch Kalorimetrieren des Kühlwasserkreislaufes des Spulenkreises und gleichzeitige Messung des Stroms ermittelt werden, wobei sich für diese Messung keine Probe in der Spule befindet.

3.2 Mathematische Darstellung des Verfahrens

Der Augenblickswert der Spannung $U(t)$ im Spulenkreis wird wie üblich angesetzt zu

$$U(t) = U_0 \sin \omega t \quad (1)$$

U_0 ist dabei die Amplitude der Wechselspannung, ω die Kreisfrequenz und t die Zeit. Mit dieser Schreibweise ist der Spannungsvektor als Bezugsvektor gewählt.

Der Augenblickswert $J(t)$ des Stroms wird analog dargestellt durch

$$J(t) = J_0 \sin(\omega t - \varphi) \quad (2)$$

J_0 ist die Amplitude des Stroms, φ der durch die Kreisimpedanz bestimmte Phasenwinkel, um den der Strom hinter der Spannung nacheilt.

Da sich nichtsinusförmige Kurvenformen nach der Methode von Fourier auf Summen von Sinusschwingungen zurückführen lassen, ist die Beschreibung nach (1) und (2) für den vorliegenden Zweck hinreichend verallgemeinerungsfähig.

Durch die Abnahme der Meßwerte am Kreis (Spannungsteiler, Stromwandler), die Fortleitung der Signale auf Kabeln und durch die elektronische Weiterverarbeitung entstehen in den Pfaden für das Spannungssignal und das Stromsignal Amplitudenveränderungen und durch Lauf- und Verarbeitungszeiten zusätzlich Phasenverschiebungen. Am Eingang des Multiplikators steht das Spannungssignal U_M an

$$U_M = f_u U_0 \sin(\omega t - \varphi_u) \quad (3)$$

f_u bedeutet den Faktor, um den sich die Spannungsamplitude auf der Strecke vom HF-Kreis bis zum Multiplikatoreingang verändert hat, φ_u ist der durch die Laufzeiten auf derselben

Strecke entstandene zusätzliche Phasenwinkel. Für den Strom gilt analog

$$J_M = f_s J_O \sin(\omega t - \varphi - \varphi_s) \quad (4)$$

f_s ist der Amplitudenfaktor für den Weg des Stromsignals, φ_s die durch die Laufzeit bedingte zusätzliche Phasenverschiebung des Stroms. Die prinzipielle Form des Vektordiagramms für die Größen nach den Gln.(1)-(4) zeigt Abb.1.

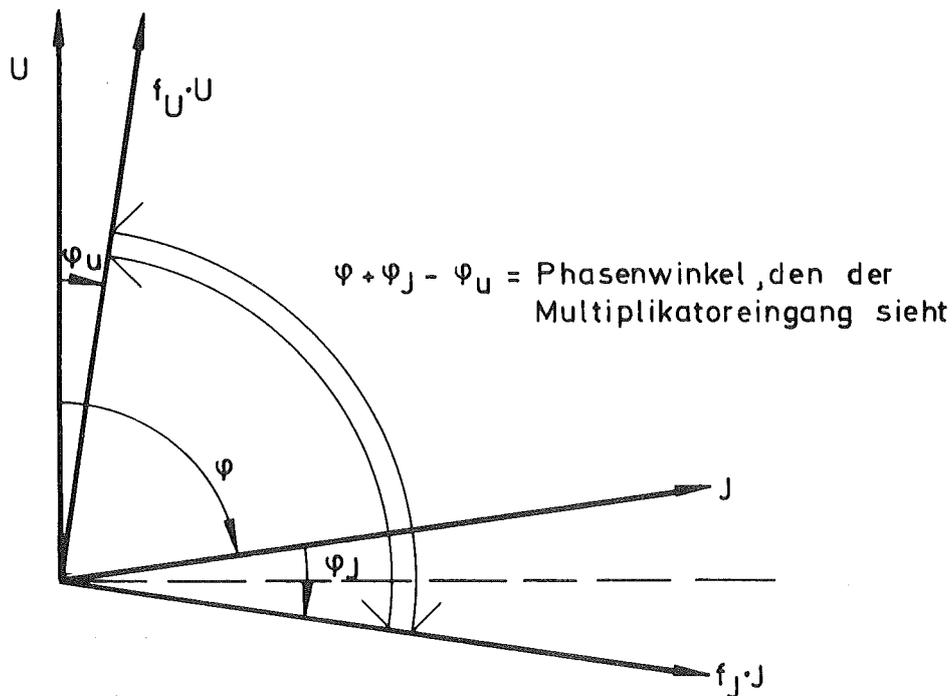


Abb.1 Vektordiagramm

Der Vierquadrantenmultiplikator bildet aus den an seinen Eingängen anliegenden Signalen nach den Gln.(3) und (4) das Produkt

$$N_M(t) = U_M \cdot J_M = \frac{f_u \cdot f_J \cdot U_O J_O}{2} (\cos(\varphi + \varphi_J - \varphi_u) - \cos(2\omega t - \varphi - \varphi_J - \varphi_u)) \quad (5)$$

$N_M(t)$ ist dabei die vom Multiplikator gebildete momentane Scheinleistung. Sie ist eine Cosinusschwingung, deren Nulllinie um

$\cos(\varphi + \varphi_J - \varphi_U)$ angehoben ist. Der bei der Messung angezeigte zeitliche Mittelwert ist

$$\overline{N}_M = \frac{f U_O J_O}{2} \cos(\varphi + \vartheta) \quad (6)$$

wobei gesetzt wurde

$$f = f_u \cdot f_s \quad (7)$$

und

$$\vartheta = \varphi_J - \varphi_U \quad (8)$$

Die Augenblicksleistung im Spulenkreis selbst, $N(t)$, wird mit den Gln.(1) und (2)

$$N(t) = U(f) \cdot J(t) = \frac{1}{2} U_O J_O \left[\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi) \right] \quad (9)$$

Hier wie auch bei Gl.(5) wird die mögliche Aufspaltung der Ausdrücke in die Momentanwerte von Wirk- und Blindleistung nicht durchgeführt, da das Bild des Multiplikatorausgangssignals auf dem Oszillographenschirm durch Gl.(5) am kürzesten beschrieben wird. Der zeitliche Mittelwert von Gl.(9) gibt bekanntlich die Wirkleistung N_W nach üblicher Definition [11]

$$N_W = \frac{1}{2} U_O J_O \cos\varphi \quad (10)$$

Wie hängt nun das hinter dem Multiplikator angezeigte mittlere Signal \overline{N}_M mit der gesuchten Wirkleistung im HF-Kreis N_W zusammen? Aus den Gln.(6) und (10) findet man mit den üblichen Beziehungen zwischen Wirk-, Blind- und Scheinleistung (z.B. [11] p.307, beachte Schreibweise in Effektivwerten)

$$N_W = \frac{1}{f} \left[\overline{N}_M \cos \vartheta \pm \sqrt{f^2 N_s^2 - \overline{N}_M^2} \sin \vartheta \right] \quad (11)$$

Hier wurde die Scheinleistung N_s eingeführt [11]

$$N_s = \frac{1}{2} U_o J_o \quad (12)$$

Das Vorzeichen der Wurzel ist so zu wählen, daß

$$0 \leq N_W \leq N_s \quad (13)$$

Das geht sofort aus den Gln.(10) und (12) und $|\cos \vartheta| \leq 1$ hervor.

Gleichung (11) gestattet nun die Berechnung der Wirkleistung N_W im HF-Kreis aus dem gemessenen Zeitmittel des Multiplikatorausgangs \overline{N}_M , wenn der Amplitudenfaktor f (Gl.(7)), die durch die Signalverarbeitung hervorgerufene zusätzliche Nettophasenverschiebung ϑ (Gl.(8)) zwischen Strom und Spannung und die Scheinleistung N_s nach Gl.(12) bekannt sind. (Gl.(11) enthält den Phasenwinkel φ im HF-Kreis nicht explizit)

Da zur Bestimmung der Eigenverluste des HF-Kreises die Stromamplitude J_o oder eine verwandte Größe, z.B. J_{eff} , sowieso mitgemessen wird, ist zur Ermittlung von N_s zusätzlich die Messung der Spannungsamplitude oder einer äquivalenten Größe notwendig.

Zur Ermittlung der Verarbeitungs-Nettophasenverschiebung ϑ und des Amplitudenfaktors f ergibt sich folgende Vorschrift.

Gl.(6) läßt sich umformen zu

$$\frac{\overline{N}_M}{N_W} = f \cdot \frac{\cos(\varphi + \vartheta)}{\cos \varphi} \quad (14)$$

Gl.(14) beschreibt für einen fest eingestellten Lastfall

($N_W = \text{const} \neq 0$, $\varphi = \text{const} \neq 0$) und eine hinsichtlich der Amplitudenveränderung unverändert gelassene Schaltung ($f = \text{const}$) bei variiertem ϑ eine Cosinuskurve. Den prinzipiellen Verlauf von $\frac{\bar{N}_M}{N_W}(\vartheta)$ mit φ als Parameter nach Gl. (14) zeigt Abb. 2. Es ist nur etwa eine Periode aufgezeichnet.

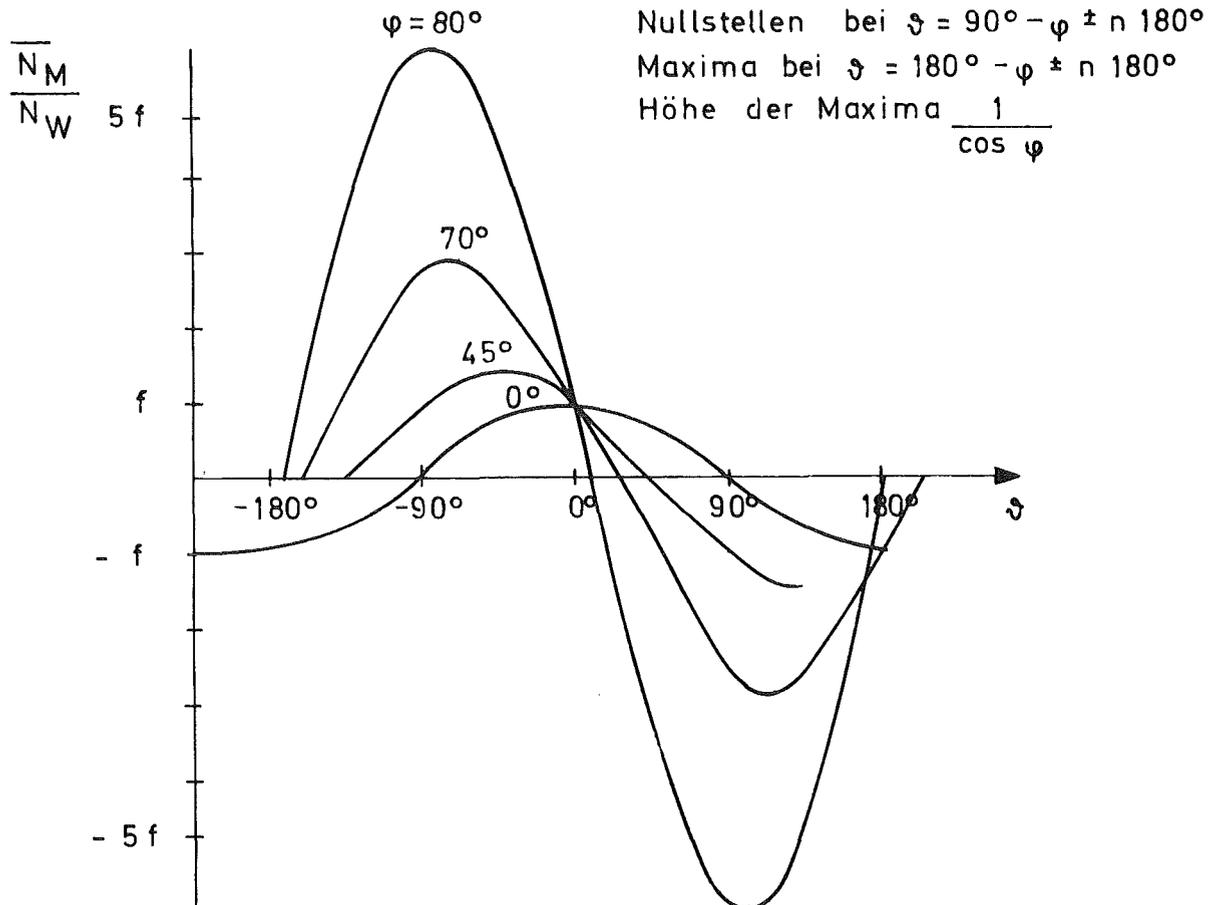


Abb. 2 Prinzipieller Verlauf der Kurven nach Gl. (14)

ϑ kann experimentell z.B. durch Einfügen bekannter Kabellängen aus hinreichend dämpfungsarmen Kabelsorten ($f = \text{const}!$) in bekannter Weise verändert werden. Bestimmt man solche Kurven für mehrere Lastfälle N_{Wi} , φ_i und trägt sie in einem $\frac{\bar{N}_M}{N_W}$ -Diagramm mit φ als Parameter auf, so schneiden sich alle Kurven im Punkt $\vartheta = 0$, $\frac{\bar{N}_M}{N_W} = f$. Auf diese Weise kann f graphisch ermittelt werden, ebenso ϑ durch Subtraktion der zu $\vartheta = 0$ gehörenden Kabellaufzeit von der zu einer bestimmten Meßanordnung gehörenden Laufzeit.

Man beachte, daß es Wertebereiche für den verarbeitungsbedingten zusätzlichen Phasenwinkel ϑ gibt, innerhalb derer $\left| \frac{N_M}{N_W} \right|$ mit wachsendem Phasenwinkel φ fällt (Multiplikatoranzeige hat denselben Gang wie Wirkleistung im HF-Kreis) und Bereiche mit umgekehrtem Verhalten, in denen also bei steigender Wirkleistung im Kreis die Multiplikatoranzeige fällt. Dies wird dadurch hervorgerufen, daß der Phasenwinkel $\varphi + \vartheta$, den der Multiplikatoreingang sieht, sich bei Lage im 1. und 3. Quadranten bei Änderung von φ in derselben Richtung wie φ selbst ändert, bei Lage im 2. und 4. Quadranten jedoch sich gegenläufig zu φ verändert. Abb.3 illustriert dieses Verhalten für den 1. und 2. Quadranten des Einheitskreises und die jeweils zugehörigen Änderungen des $\cos(\varphi + \vartheta)$.

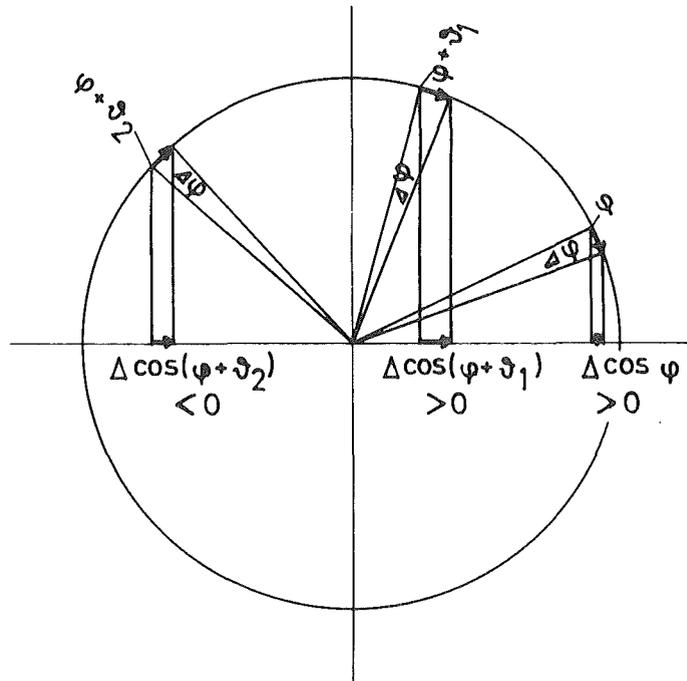


Abb.3 Schematische Darstellung der Veränderung des Cosinus des vom Multiplikatoreingang gesehenen Phasenwinkels für eine Phasenwinkelveränderung $\Delta\varphi$ im HF-Kreis.

Nach dem Obenstehenden sind nun alle Größen bestimmt, die zur Berechnung der Wirkleistung im HF-Kreis nach Gl.(11) nötig sind.

Die nun ermittelte Wirkleistung wird zum Teil in die Probe überkoppelt, zum Teil als Verlustwärme im HF-Kreis selbst frei und zu anderen Teilen durch Antennenwirkung des Kreises,

durch kapazitiven Abfluß zu benachbarten Bauteilen auf elektrisch unterschiedlichem Potential, durch Wirbelstromverluste in benachbarten Teilen und durch Ableitung längs der Kühlwasserzu- und -ableitungen endlich in Wärme umgewandelt.

Da die Ermittlung der Wirkleistung bei der Bestimmung des später benötigten Verlustwiderstandes des HF-Kreises in dieser Arbeit durch Kalorimetrieren des Kühlwasserstroms erfolgt*), muß man sich vergewissern, daß man nicht in irgendwelchen Materialien Wärme erzeugt, die im Kühlwasser nicht wieder erscheint. Eine Abschätzung nach den in [6] angegebenen Gleichungen zeigt, daß die Strahlungsleistung der stromführenden Teile vernachlässigbar klein ist. Die kapazitiven Ableitströme und die Wirbelstromverluste und die Ableitverluste wegen der endlichen elektrischen Leitfähigkeit des Kühlwassers werden durch geeignete geometrische Ausbildung des Stromkreises und durch Materialwahl so klein gehalten, daß man für die Wirkleistung im HF-Kreis einfach die Summe aus der am ohmschen Widerstand der HF-Leiter freiwerdenden Leistung N_{verl} und aus der in die Probe übergekoppelten Probeleistung N_p ansetzen kann

$$N_w = N_{\text{verl}} + N_p \quad (15)$$

Für die Verlustleistung im HF-Kreis hat man in bekannter Weise

$$N_{\text{verl}} = \frac{1}{2} J_o^2 \cdot R_{\text{verl}} \quad (16)$$

R_{verl} ist dabei der Hochfrequenzverlustwiderstand, der wegen Skin- und Proximityeffekt nicht mit dem Gleichstromverlustwiderstand identisch ist, sondern in der Anordnung nach Ab-

*) Die Berechnung des Verlustwiderstandes des HF-Kreises ist wegen der komplizierten Form der Anschlußbacken und der HF-Durchführung und wegen des nicht genau berechenbaren Einflusses von Lotspalten, Durchbrüchen und Kontaktwiderständen nicht hinreichend gut möglich.

schnitt 4 bei 500 kHz ein Vielfaches des Gleichstromwiderstandes beträgt. R_{verl} kann experimentell bestimmt werden, indem man gemäß Gl.(15) $N_p=0$ macht, d.h. ohne Probe in der Spule mißt und sich N_W etwa durch Kalorimetrieren des Kühlwasserstromes des HF-Kreises verschafft und J_0 bzw. ein mittleres J_0 bei amplitudenmoduliertem Signal z.B. mit Stromwandler und Oszillograph bestimmt. Damit sind alle benötigten Größen für die Bestimmung der in die Probe eingekoppelten Leistung N_p bekannt und man erhält aus den Gln.(11), (15) und (16)

$$N_p = \frac{1}{f} \left[\bar{N}_M \cos \vartheta \pm \sqrt{f^2 N_s^2 - \bar{N}_M^2} \sin \vartheta \right] - \frac{1}{2} J_0^2 \cdot R_{\text{verl}} \quad (17)$$

Während der aktuellen Leistungsmessung sind \bar{N}_M , U_0 und J_0 zu registrieren. Die für eine vorgegebene Anordnung konstanten Größen f , ϑ und R_{verl} können auf die oben angegebenen Weisen separat bestimmt werden.

Zur Ermittlung des Fehlers, den die experimentellen Unsicherheiten der in die rechte Seite von Gl.(17) eingehenden Größen in N_p verursachen, bildet man in üblicher Weise das totale Differential von N_p und geht dann zu endlichen Differenzen über. Der entstehende recht unhandliche Ausdruck wird hier, da er keine wesentlichen Erkenntnisse über die Methode bringt, nicht wiedergegeben.

3.3 Einfluß einiger Multiplikatoreigenschaften

Reale Multiplikatoren können nur bis zu einer vorgegebenen Amplitude angesteuert werden und ihr Ausgang weicht stets um einen gewissen Betrag ΔN vom wahren Produkt der beiden Eingänge ab. Diese Abweichungen werden hervorgerufen durch Nichtlinearität, Feed-through, Noisemultiplikation und Input- und Output-Off-set. Alle diese Effekte können zeitlich schwanken und sind oft merkbar temperatur- und aussteuerungsabhängig.

Weiter ist an die Einstreuung von Störungen aus dem HF-Generator und dem Spulenkreis zu denken.

Gl.(5) gibt den Zeitverlauf des Multiplikatorausgangssignals an. Es soll angenommen werden, daß der maximale Wert des Ausgangssignals gerade die maximale Aussteuerung $N_{M_{\max}}$ des Multiplikatorausgangs erreicht. Mit den Gln.(7) und (8) gilt dann

$$N_{M_{\max}} = \frac{fU_o J_o}{2} (\cos(\varphi+\vartheta)+1) \quad (18)$$

Der bei der Leistungsmessung aufgezeichnete Mittelwert \bar{N}_M des Multiplikatorsignals ist durch Gl.(6) gegeben. Man wird bemüht sein, \bar{N}_M groß zu machen, um den Einfluß des Multiplikatorfehlers ΔN auf das Meßergebnis \bar{N}_M klein zu halten, andererseits darf der Multiplikator nicht übersteuert werden. Aus den Gln.(6) und (18) findet man

$$\frac{\bar{N}_M}{N_{M_{\max}}} = \frac{\cos(\varphi+\vartheta)}{\cos(\varphi+\vartheta)+1} \quad (19)$$

Gl.(19) gibt an, einen wie großen Bruchteil des zugelassenen Aussteuerintervalls das Zeitmittel des Multiplikatorsignals (identisch mit der Achsenverschiebung des Scheinleistungsverlaufs) bei voller Aussteuerung einnimmt.

Abb.4 zeigt den Verlauf von $\frac{\bar{N}_M}{N_{M_{\max}}}$ in Abhängigkeit von ϑ mit φ als Scharparameter. Die Darstellung ist auf das tatsächlich zugängliche Aussteuerintervall $0 \leq \frac{\bar{N}_M}{N_{M_{\max}}} \leq 1$ beschränkt und berücksichtigt nur die praktisch wichtigen Wertebereiche von ϑ und φ .

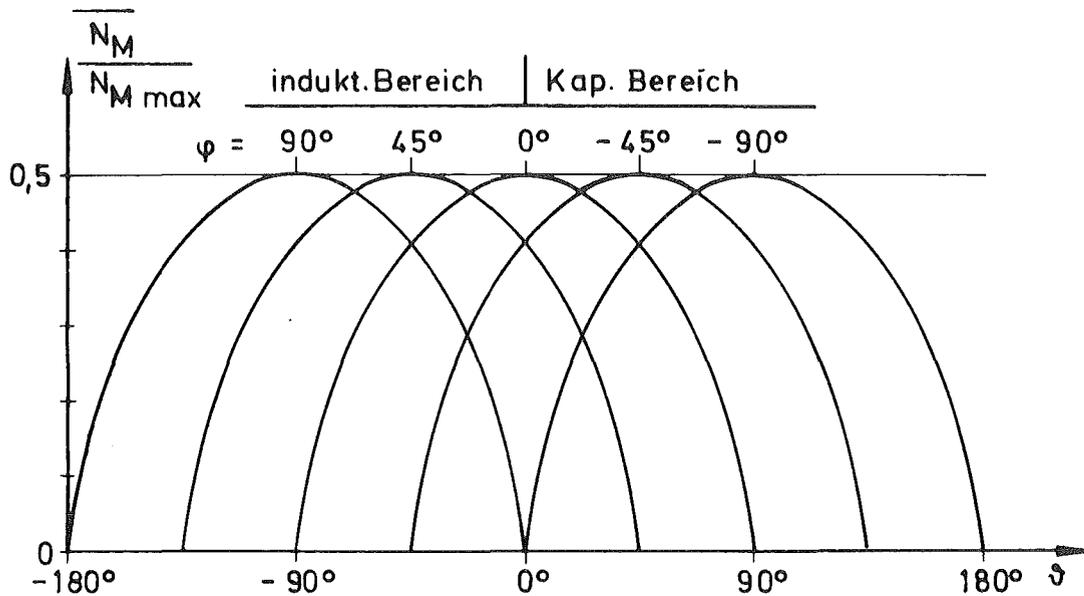


Abb.4 Verlauf des Aussteuerverhältnisses nach Gl.(19).

Man sieht, daß $\frac{\bar{N}_M}{N_{M_{\max}}}$ im Maximum den Wert $\frac{1}{2}$ annimmt für $\vartheta = -\varphi \pm n180^\circ$. Für den Hauptwert ($n=0$) muß also die Verarbeitungsphasenschiebung ϑ dem Lastwinkel φ im HF-Kreis entgegengesetzt gleich sein; die Multiplikatoreingänge sehen in diesem Fall die Phasenverschiebung 0 zwischen Strom und Spannung.

Bei der Einstellung $\vartheta = -\varphi$ wird Gl.(6) zu

$$\bar{N}_M = \frac{fU_o J_o}{2} \quad (20)$$

Ein Vergleich mit Gl.(12) zeigt, daß in diesem Fall gilt

$$N_s = \frac{1}{f} \bar{N}_M \quad (21)$$

Geht man hiermit in Gl.(11). ein, so kommt

$$N_W = \frac{1}{f} \bar{N}_M \cos \vartheta \quad (22)$$

Für $\vartheta=0$ (nach Voraussetzung ist dann auch $\varphi=0$) unterscheiden sich Wirkleistung und vom Multiplikator angezeigte Leistung nur um den Amplitudenfaktor, für $\vartheta=\pm 90^\circ$ ($\varphi=\mp 90^\circ$) wird N_W zu Null wie man erwartet.

Einer Betriebsweise des Multiplikators mit $\vartheta=-\varphi$ und der im Vergleich zu Gl.(11) einfachen Leistungsformel Gl.(22) steht für die vorliegende Aufgabe entgegen, daß sich der Lastwinkel φ im HF-Kreis während des Schweberversuchs in nicht bekannter Weise ändert (Widerstandsänderung der Probe durch Temperaturveränderung und Formänderung, Änderung des Kopplungsfaktors zwischen Spule und schwebender Probe) und deshalb kann die Abgleichbedingung $\vartheta=-\varphi$ nicht eingehalten werden.

Abb.4 zeigt ebenso wie Abb.2 deutlich Bereiche von ϑ , in denen die Anzeige des Multiplikators mit wachsender Wirkleistung im HF-Kreis (φ wird kleiner) steigt und umgekehrt. Für die meisten ϑ -Werte zeigt sich ein gemischtes Verhalten. Für $\vartheta=-45^\circ$ beträgt z.B. $\frac{\bar{N}_M}{N_{M_{\max}}}$ für $\varphi=90^\circ$ 0,41, für $\varphi=45^\circ$ $\frac{1}{2}$ und für $\varphi=0^\circ$ wieder 0,41. Der Hub von \bar{N}_M ist hier recht klein, er ist maximal für $\vartheta=0$ und $\vartheta=-90^\circ$.

4. Experimentelle Durchführung

Die Messungen wurden an einem AEG-Elotherm-HF-Generator von 25 KW maximaler Ausgangsleistung und einer Frequenz von etwa 0,5 MHz vorgenommen.

4.1 Strommessung

Die Ströme im Spulenkreis sind von der Größenordnung einige hundert Ampere. Die Strommessung soll ein dem Augenblickswert des HF-Stroms proportionales Signal liefern. Diese Forderung scheidet alle Gleichrichter-, Thermokreuz- und ähnlichen Verfahren aus. Messungen mittels Bypass oder Spannungsmessung an einem bekannten ohm'schen Widerstand werden von dem bei 0,5 MHz bereits erheblichen induktiven Widerstand *) aller Teile des Leiterkreises gestört und würden aufwendige Kompensationsmaßnahmen erfordern. So bietet sich als einfache Methode die Strommessung mit Stromwandler an, die zusätzlich noch eine Potentialtrennung zwischen HF-Kreis und Meßschaltung bewirkt.

Käufliche Stromwandler reichen bei 500 kHz bis maximal 140 A Stromamplitude bei 50% ED. Deshalb wurde ein Stromwandler für primär 1000 A_{peak} entwickelt mit einem Übersetzungsverhältnis von $1:10^3$ und einer Empfindlichkeit von $200 \text{ A}_{\text{prim}}/\text{V}_{\text{sek}}$. Diese Empfindlichkeit erlaubt es, den nachfolgenden Symmetrie- und Impedanzwandler gut auszusteuern. Der Wandler besteht aus 3 hintereinander geschalteten Ringkernen von Valvo aus Ferroxcube 3E1 von 36 mm $a\phi$, 23 mm $i\phi$ und 15mm Höhe (Kernfarbe grün). Die Bewicklung besteht aus je einer Primärwindung und 10 Windungen sekundär, auf dem direkt auf den HF-Leiter aufgeschobenen Kern aus Kupfervolldraht 4^{\square} , auf dem zweiten Kern $1,5^{\square}$. Der Lastwiderstand am 3.Kern ist $5\Omega,4\text{W}$.

*) Beispiel in runden Zahlen für Kupferstab 6 mm ϕ bei 0,5 MHz: Gleichstromwiderstand $\approx 3\mu\Omega/\text{cm}$, HF-Widerstand (wegen Skin-effekt) $\approx 100\mu\Omega/\text{cm}$, Induktivität $\approx 4\text{nH}/\text{cm} \hat{=} 13\text{m}\Omega/\text{cm}$.

Die Aufteilung des Übersetzungsverhältnisses auf 3 Stufen zu je 1:10 wird erzwungen durch die Spulenresonanz. Ferroxcube 3E1 hat eine sehr hohe Dielektrizitätskonstante, die für den verwendeten Kern bei 0,5 MHz zu einer Spulenkapazität von etwa 1pF/Windung führt. Bei 10 (20) Windungen liegt die Spulenresonanz bei etwa 2,5 (0,9) MHz. Eine Aufteilung des Übersetzungsverhältnisses von 1:1000 auf zwei Kerne mit 31 und 32 Windungen (exakte Übersetzung 1:992) würde wegen der Resonanz zu viel zu hohen Stromablesungen führen. Dies wurde experimentell bestätigt.

Nicht nur das Übertragungsverhältnis des Wandlers, auch die Phasenverschiebung des Signals, die im Idealfall weit unter der Resonanz 180° zwischen Eingang und Ausgang beträgt, wird in der Nähe der Resonanz beeinflusst und vor allem stark frequenzabhängig [11]. Kleine Frequenzänderungen des Senders würden somit unkontrolliert die bei der Signalverarbeitung entstehende zusätzliche Phasenverschiebung φ_j und damit δ , Gl.(8), verändern. Bei zehn Sekundärwindungen auf dem Kern ist der zusätzliche Phasenfehler dagegen $< 1^\circ$ pro Kern und praktisch frequenzunabhängig.

Es wurde überprüft, daß der Kern nicht in die Sättigung läuft, vgl. z.B. [12], [13].

Eine Abschirmung des Stromwandlers bzw. mindestens des Primärkerns mit einem Kupfergehäuse gegen kapazitiv eingestreute Störungen aus dem Primärkreis wurde nach ersten Versuchen aufgegeben, da wegen des hohen HF-Stroms und des geringen Abstandes zwischen Abschirmung und HF-Kreis eine beträchtliche Wirbelstromheizung des Abschirmgehäuses eintrat (Temperaturanstieg ca. $30^\circ/\text{min}$ gemessen, gerechnet $25^\circ\text{C}/\text{min}$). Zur Kühlung des Primärkerns und der ersten Sekundärwicklung innerhalb des HF-Kreisabschirmgehäuses wurde ein kleiner Axiallüfter verwendet.

Vergleichsmessungen des beschriebenen Stromwandlers mit einem CT-5-Hochstromtransformator von Tektronix bei 0,5 MHz bis zur erlaubten Höchststromstärke von 140 A_{peak} für den CT-5 ergaben identische Werte für die Stromamplituden. Die Phasenlage der Ausgangssignale wurde nicht verglichen.

4.2 Spannungsmessung

Die an den Anschlüssen der HF-Spule liegende Spannung hat charakteristisch Amplituden von 300-500 V_{peak}. Da beide Anschlüsse Spannung gegen Erde haben (Erdpunkt ist die Mitte der einwindigen Sekundärwicklung des HF-Anpaßtrafos), wurde zur Spannungsmessung ein in der Mitte geerdeter Doppelspannungsteiler mit einem Teilverhältnis von 1:500 je Ast benutzt. Der Teiler wurde durch Trimmer kapazitiv abgeglichen.

4.3 Multiplikator

Vierquadrantenmultiplikatoren befinden sich noch in einem lebhaften Entwicklungsstadium. Als für unsere Zwecke am besten geeignet, vor allem hinsichtlich geringer Störempfindlichkeit, hat sich der in den Philipsoszillograph PM 3252 eingebaute Multiplizierbaustein erwiesen.

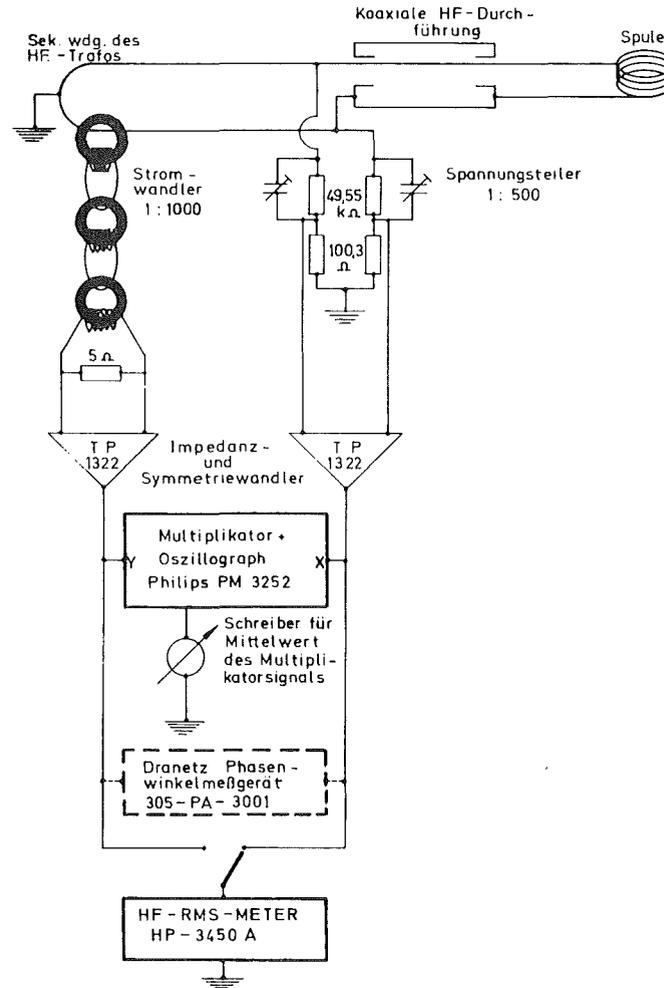


Abb.5 Leistungsmeßschaltung

4.4 Gesamtschaltung

Abb.5 zeigt die nach einigen Tests ermittelte relativ stör- unempfindliche Leistungsmeßschaltung. Zur Verbindung der einzelnen Bauteile wurden vor den Impedanzwandlern Kabel der Sorte RG 174/U, hinter den Trennverstärkern durchweg mit 50Ω abgeschlossene Kabel der Sorte RG 58 C/U verwendet. Die Meß- geräte werden über Trenntrafo erdfrei gespeist und sind über Kupfergeflechtbänder am Versuchsstand geerdet. Der gesamte HF-Kreis ist durch den Versuchskessel und durch einen Abschirm- kasten aus 2mm dickem Kupferblech abgeschirmt. Die Meßgeräte stehen in einem separat geerdeten Geräteschrank. Die Art der Erdung und die Verbindung der einzelnen Geräte wurde durch Versuche unter Berücksichtigung der Regeln der Abschirmtechnik [14, Kap. 30-32] , [15, Kap.5] , [16, Kap.14-17] ermittelt.

Der HF-Generator stört auch den verwendeten Schreiber. Es wurden die Fabrikate Linseis, Rikadenki, Analog Devices (UMR) und Metrawatt getestet. Unbeeinflusst von HF-Störungen arbeitete nur der Servogorschreiber von Metrawatt.

4.5 Testmessungen

Zur Überprüfung der Methode wurden die nach dem vorbeschriebenen Verfahren elektrisch ermittelten Leistungswerte verglichen mit kalorimetrisch im Spulenkreis und an der Probe gemessenen Werten. Als Proben dienten Rohre verschiedener Materialien und Durchmesser, die Spule war eine 6-windige Zylinderspule mit ca. 40 mm $i\phi$ aus Rohr Cu 6x1 mm.

4.5.1 Ermittlung des Amplitudenfaktors und der Kabellänge, für die der Verarbeitungsphasenwinkel φ zu Null wird

Nach dem im Anschluß an Gl.(14) dargestellten Verfahren wurde in der Schaltung nach Abb.5 die Länge des Kabels zwischen OP-Verstärker im U-Ast und dem X-Eingang der Oszillographen für verschiedene Lastwinkel φ im HF-Kreis verändert. Die Spannungsdämpfung des von uns verwendeten Kabels RG 58 C/U beträgt bei 500 kHz 0.0025 Np/m (etwa 0,25%/m). Die zusätzliche Amplitudenänderung durch die eingefügten Kabellängen ist noch vernachlässigbar. Die verschiedenen Lastwinkel φ wurden realisiert durch Betrieb der leeren Spule, Betrieb der Spule mit einem zentrisch darin angeordneten Rohr aus rostfreiem Stahl von 8x1 mm und durch stark exzentrische Lage dieses Rohres in der Spule. Abb.6 zeigt die Ergebnisse. Die Messungen beschränken sich auf den Bereich um den Schnittpunkt der Kurvenschar.

$N_{cal\ tot}$ ist die gesamte im Spulenkreis und in der Probe kalorimetrierte Leistung.

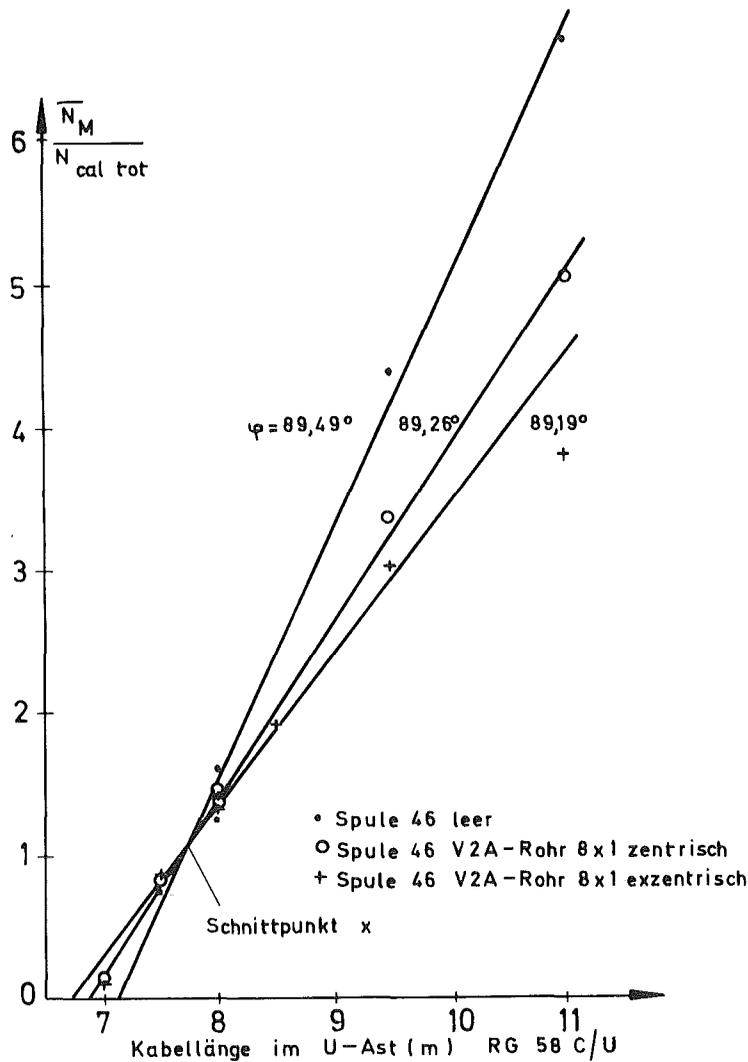


Abb.6 Meßergebnisse für $\frac{\bar{N}_M}{N_{cal\ tot}}$ über der Kabellänge für verschiedene Lastwinkel φ .

Die Steigung der Kurven im Schnittpunkt ist hier Gegensatz zu dem in Abb. 3 gezeigten prinzipiellen Verlauf positiv, da in der experimentellen Anordnung $\varphi_u > \varphi_J$ war und damit in Gl.(8) bei längerem Kabel im U-Ast ϑ noch negativer wird. Zusätzlich ist an den einzelnen Kurven der Lastwinkel φ im HF-Kreis angeschrieben.

Nach Abb.6 gilt für die Anordnung nach Abb.5

$$f = 1,05 \pm 0,03$$

$$\vartheta = -(\text{Kabellänge im U-Ast in m} - (7,75 \pm 0,05)\text{m}) \cdot 0,95^\circ/\text{m}$$

Die spezifische Phasenschiebung von $0,95^\circ/\text{m}$ wurde in einem separaten Versuch bei $0,5 \text{ MHz}$ für das verwendete Kabel bestimmt.

Der Verlustwiderstand des HF-Kreises ohne Probe in der Spule wurde mehrfach gemessen und schwankte im Bereich $(26 \pm 2) \text{ m}\Omega$, die Impedanz des HF-Kreises ohne Probe in der Spule betrug $(2,78 \pm 0,02) \Omega$.

4.5.2 Leistungsmessungen

Abb.7 zeigt einen Vergleich von kalorimetrisch gemessenen und aus elektrischen Daten mit dem beschriebenen Multiplikationsverfahren ermittelten Leistungswerten. Die dazu nötigen Apparatkonstanten wurden im Abschnitt 4.5.1 bestimmt.

In Abb.7 ist auf der Abszisse nicht die Probenleistung sondern die kalorimetrisch bestimmte Summe von HF-Kreisverlusten und Probenleistung aufgetragen. Die Berechnung von N_W erfolgte nach Gl.(11). Die eingezeichnete Diagonale gibt den theoretisch erwarteten Verlauf wieder.

Für $\cos \vartheta \approx 1$, $\sin \vartheta \approx \vartheta$, $\bar{N}_M \ll N_S$ ergibt sich aus Gl.(11) ein einfacher Fehlerausdruck

$$\Delta N_W = \frac{\bar{N}_M}{f^2} \Delta f + \frac{1}{f} \Delta \bar{N}_M + f N_S \Delta \vartheta + \vartheta \Delta N_S \quad (23)$$

Für einen speziellen Meßpunkt $N_W = 528 \text{ W}$ gilt z.B.

$$\Delta N_W = 136 \text{ W} = 20 \text{ W} + 61 \text{ W} + 34 \text{ W} + 21 \text{ W} \quad (23')$$

Die Gl.(23') gibt für eine Wirkleistung von 528 W Zahlenwerte, die die Größe der einzelnen Terme abzuschätzen gestatten. Der merk-

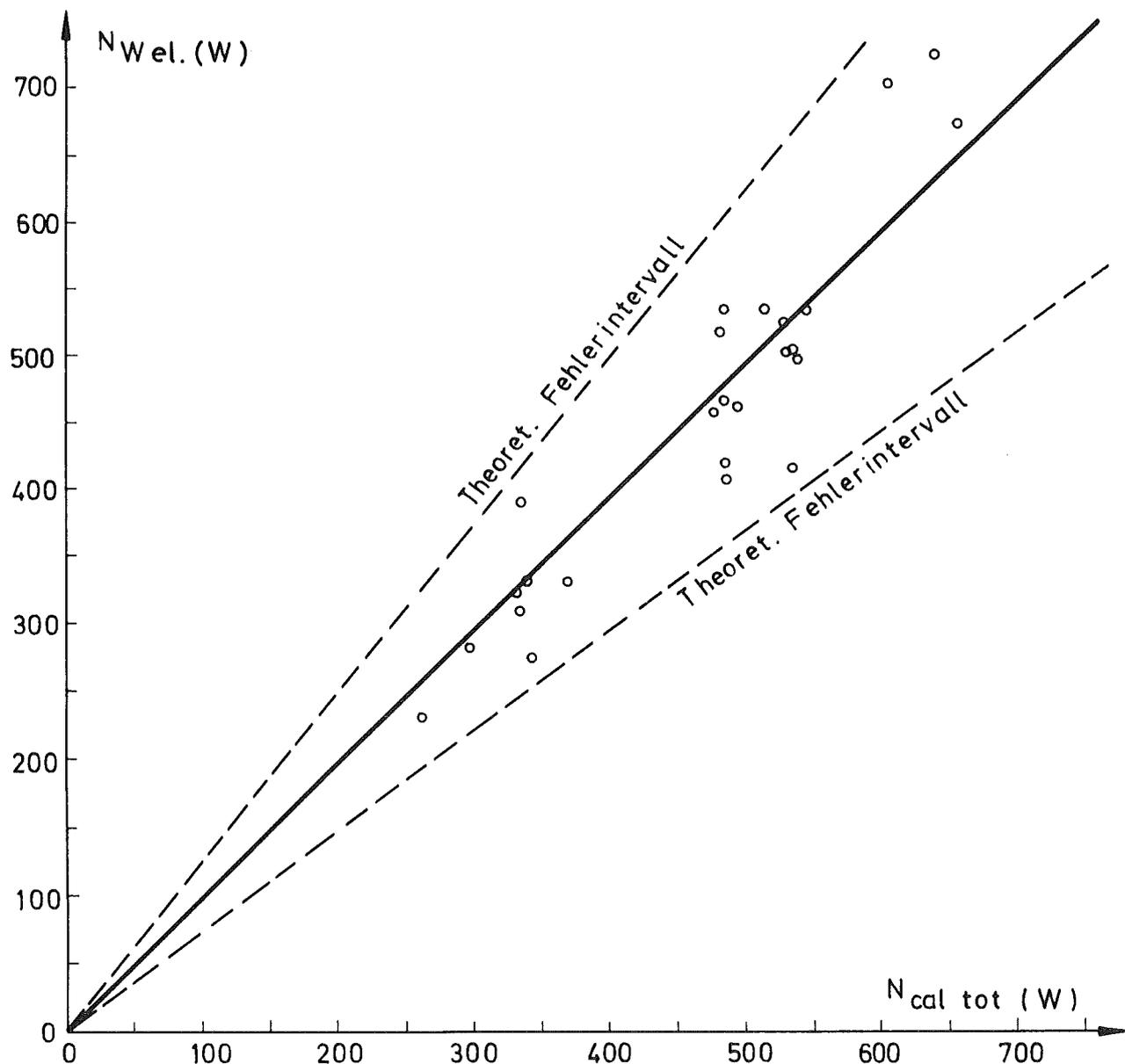


Abb. 7 Vergleich von kalorimetrierten und elektrisch ermittelten Wirkleistungsdaten.

bar größte Einzelfehler rührt hier von der Unsicherheit des Multiplikatorausgangs her. Dort bringen Verbesserungen den größten Gewinn. Für andere Leistungswerte ergeben sich ähnliche relative Fehler wie hier, nämlich

$$\frac{\Delta N_W}{N_W} \approx 0,25 \quad (24)$$

Der Fehler der kalorimetrisch ermittelten Leistung ist dagegen klein. Ein Fehlerbereich von $\pm 25\%$ wurde beiderseits der Diagonale eingezeichnet. Die Meßwerte liegen gut in diesem Bereich.

5. Schlußfolgerungen

Multiplikative Wirkleistungsmessungen wurden an einem 0,5 MHz Generator durchgeführt. Die Ergebnisse sind noch mit relativ großen Unsicherheiten behaftet. Sie können entscheidend reduziert werden durch Übergang zu höheren Signalpegeln, z.B. durch Verwendung von Trennverstärkern oder Boostern, die ein abgeschlossenes 50Ω -Kabel bis zu ± 10 V aussteuern können (jetzt maximal 1 bis $1,7 V_{SS}$). Das nutzbare Multiplikator-signal kann man durch passende Wahl von ϑ erhöhen. Weitere Verbesserungen bringen neue hochlineare Multiplikatoren und die Verwendung eines zweiten HF-RMS-Meters zur simultanen Registrierung von U_{eff} und J_{eff} . Weiter muß geprüft werden, ob der Verlustwiderstand des HF-Kreises möglicherweise infolge variabler Kontaktwiderstände oder wegen meßtechnischer Unsauberkeiten noch keine zeitlich konstante Größe ist. Eine Wirkleistungsermittlung mit einem Fehler von wenigen Prozent erscheint möglich.

6. Literaturverzeichnis

- [1] F.E. Reiß: Arbeitsvorschlag zur Bestimmung von Stoffwerten zwischen 2000 K und 5000 K unter Anwendung des induktiven Heizverfahrens, 1973, unveröffentlicht.
- [2] F.E.Reiß, H.Ripfel und K.Schretzmann: Der Wärmedurchgang durch Kohlefilze. Gesellschaft für Kernforschung mbH., Karlsruhe, KFK-638, 1967.
- [3] F.E.Reiß und K.Schretzmann: Die axiale Verteilung der reduzierten Wärmeleistung auf induktiv geheizten kreiszylindrischen Stäben. Elektrowärme international 26, 207-215, 1968.
- [4] F.E.Reiß und K.Schretzmann: Die axiale Verteilung der reduzierten Wärmeleistung auf induktiv geheizten kreiszylindrischen Stäben. Gesellschaft für Kernforschung mbH., Karlsruhe, KFK-833, 1968.
- [5] O.Zinke und H.Brunswig: Hochfrequenz-Meßtechnik; S. Hirzel-Verlag, Stuttgart, 3.Aufl., 1959.
- [6] H.Meinke und F.W.Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik; Springer-Verlag, Berlin, 3.Aufl., 1968.
- [7] M.Wind: Handbook of Electronic Measurements, Vol.1., Polytechnic Institute of Brooklyn, Microwave Institute, 1956 (Distributors: Interscience Publishers).
- [8] D.Wuchinich: A Convenient Laboratory Method for Measuring Energy Transfer in Electrical Devices; Rev.Sci.Instr. 42, 107-109, 1971.
- [9] R.Bergeest, R.Friedl und P.Seyfried: High Precision Electronic Measuring Equipment for Electrical Power and Energy. Conference on Precision Electromagnetic Measurements, London, 1st - 5th July 1974.

- [10] R.S.Turgel: Digital AC Power Measurement Using a Sampling Method. Conference on Precision Electromagnetic Measurements, London, 1st - 5th July 1974.
- [11] K.Küpfmüller: Einführung in die theoretische Elektrotechnik, Springer-Verlag, Heidelberg, 7.Aufl.1962.
- [12] J.H.Smith: Simplified Pulse Transformer Design. Electronic Engineering 29, 551-555, 1957.
- [13] I.Millman und H.Taub: Impuls- und Digitalschaltungen, Berliner Union, Stuttgart, 1963.
- [14] G.Klein und J.J.Zaalberg van Zelst: Präzisionselektronik, Deutsche Philips GmbH., Hamburg, 1972.
- [15] A.Wirk und H.G.Thilo: Niederfrequenz- und Mittelfrequenzmeßtechnik, S.Hirzel-Verlag, Stuttgart, 1956.
- [16] C.F.Coombs, jr. (Ed.): Basic Electronic Instrument Handbook, McGraw-Hill Book Company, New York, 1972.