

**KERNFORSCHUNGSZENTRUM  
KARLSRUHE**

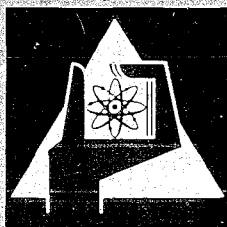
August 1970

KFK 896

Labor für Elektronik und Meßtechnik

Die Messung großer Stoßströme

F. Will



GESELLSCHAFT FÜR KERNFORSCHUNG M. B. H.  
KARLSRUHE



KERNFORSCHUNGSZENTRUM KARLSRUHE

August 1970

KFK 896

Labor für Elektronik und Meßtechnik

Die Messung großer Stoßströme

von

F. Will

GESELLSCHAFT FÜR KERNFORSCHUNG M.B.H., KARLSRUHE



## Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung
2. Strommessung durch Spannungsmessung an einem ohmschen Widerstand
  - 2.1. Beispiel einer Strommessung mit Hilfe eines ohmschen Widerstandes
3. Strommessung durch Induktionsmessung in der Nähe des stromführenden Leiters
  - 3.1. Versuchsaufbau mit einem Gaußmeter
4. Strommessung durch Integration einer Spannung, die in einer oder mehreren Leiterschleifen induziert wird
  - 4.1. Strommessung mit Hilfe einer Leiterschleife in der Nähe des stromführenden Leiters
  - 4.2. Strommessung mit Hilfe mehrerer Leiterschleifen als Ringspule um den stromführenden Leiter
  - 4.3. Rogowski-Spule mit passivem Integrierglied
  - 4.4. Beispiel einer Rogowski-Spule mit passivem Integrierglied

Literaturverzeichnis

## Zusammenfassung

Die Messung großer Stoßströme läßt sich mit geringem Aufwand mit einem ohmschen Widerstand durchführen, solange der induktive Anteil vernachlässigbar ist. Eine koaxiale oder bifilare Ausführung des Meßwiderstandes für Wechselstrommessungen, bei der sehr hohe mechanische Kräfte auftreten, kann durch eine geeignete Meßleitungsführung vermieden werden. Die Strommessung mit Hilfe der Rogowski-Spule mit nachgeschaltetem Integrierglied hat den Vorteil, daß das Meßsignal vom Hauptstromkreis galvanisch getrennt ist. Die Rogowski-Spulen sind leicht zu berechnen und können mit geringem Aufwand hergestellt werden. Die Strommessung durch Induktionsmessung in der Nähe des stromführenden Leiters mit Hilfe einer Hall-Sonde zeigte eine gute Übereinstimmung mit den beiden anderen Methoden, wurde aber nicht weiter verfolgt.

## Abstract

The measurement of high surge current is feasible at small expense by application of an ohmic resistance, provided that the inductive fraction is negligible. Coaxial or bifilar types for ac-current measurements generate high mechanical forces. This disadvantage can be avoided by a suitable arrangement of the measurement conductors. Current measurement with a Rogowski coil followed by an integrator has the advantage of electrical isolation between the measurement circuit and the main circuit. It is easy to calculate Rogowski coils and their fabrication does not involve major problems. Current measurement by magnetic induction performed close to the surge current conductor with a hall generator shows good agreement with the two other methods, but the results were not investigated in further detail.

## 1. Einleitung

In verschiedenen Gebieten der Forschung und Technik sind für experimentelle Untersuchungen und technische Anwendungen aus zum Teil recht unterschiedlichen Gründen kurzzeitig extrem hohe elektrische Ströme erforderlich. In der Plasmaphysik [1] [2] [3] z. B. werden hohe Ströme zur Aufheizung des Plasmas durch schnelle magnetische Kompression benötigt. Eine technische Anwendung ist die Materialverformung, wo durch explodierende Metalldrähte ("Exploding-wire Technique") sonst schwierige Hohlformen möglich sind. Die "Exploding-wire Technique" [4] umfaßt auch in der Physik breite Gebiete, z. B.: Stoßschallerzeugung in Flüssigkeiten und Metall-aerosoluntersuchungen durch Materialverdampfung. Mit Hilfe von Spulen und Kurzschlußringen kann man mit Stoßströmen sehr große Beschleunigungen und Kräfte erzeugen. Für Impuls-Schweißen und Impuls-Induktionshärten werden ebenfalls hohe kurzzeitige Ströme benötigt. Anlagen, die in der Lage sind, kurzzeitig hohe Ströme abzugeben, nennt man Stoßstromanlagen. In den meisten Fällen handelt es sich um Kondensator-Stoßstromanlagen, im Gegensatz zu Stoßstromanlagen mit rotierendem Umformer und Schwungmasse oder mit Sammlerbatterien.

Die Stromstärken der Stoßstromanlagen betragen einige 100 kA bei Entladefrequenzen bis zu einigen 100 kHz. Für die Messung dieser Ströme gibt es verschiedene Möglichkeiten, von denen hier einige näher untersucht werden:

- a) Spannungsmessung an einem ohmschen Widerstand,
- b) die Messung der magnetischen Induktion in der Nähe des stromführenden Leiters und
- c) die Integration einer Spannung, die in einer oder mehreren Leiterschleifen induziert wird. Die Leiterschleifen sind dabei in der Nähe des stromführenden Leiters angeordnet.

Alle drei Methoden führen zu stromproportionalen Ausgangsspannungen.

eingereicht am 19.8.1970

## 2. Strommessung durch Spannungsmessung an einem ohmschen Widerstand

---

Stoßstromanlagen sind in der Regel möglichst niederohmig und niederinduktiv aufgebaut. Die Meßwiderstände verschlechtern mit ihrem ohmschen und ihrem induktiven Anteil die Eigenwerte der Anlage. Um für eine oszillographische Anzeige eine ausreichende hohe Ausgangsspannung zu erhalten, genügen schon Meßwiderstände von 0,01 bis 0,1 mOhm. Bei der Ausführung des Meßwiderstandes muß auf einen evtl. Meßfehler durch den Skin-Effekt geachtet werden. Die Induktivität des Meßwiderstandes verursacht ebenfalls einen Meßfehler, deshalb wird der Meßwiderstand oft koaxial oder bifilar ausgeführt. Außerdem ist zu beachten, daß der Meßstromkreis galvanisch mit dem Hauptstromkreis verbunden ist.

### 2.1 Beispiel einer Strommessung mit Hilfe eines ohmschen Widerstandes

---

Für eine Pulververdichtungsanlage wurde eine Stoßstromanlage verwendet. Die Entladefrequenz lag bei 3 kHz, und der Strom betrug ca. 50 kA. Als Meßwiderstand diente ein Rundstab aus Widerstandsmaterial mit den folgenden Daten:

Widerstand :	R = 1 m $\Omega$
Länge :	l = 10 cm
Durchmesser:	d = 0,75 cm

Die Induktivität L des Meßwiderstandes ist [5]:

$$L = 2 \cdot l \cdot \left( \ln \frac{2 \cdot l}{r} - 0,75 \right) \cdot 10^{-9} \text{ [H]} \quad \text{Gl. 1}$$



Mit den angegebenen geometrischen Daten ist:

$$L = 64,6 \text{ nH}$$

Für  $f = 3 \text{ kHz}$  beträgt der induktive Widerstand  $X_L$  :

$$X_L = \omega \cdot L = 1,22 \text{ m}\Omega$$

und damit der komplexe Widerstand  $Z_M$ :

$$Z_M = 1 + j \cdot 1,22 [\text{m}\Omega]$$

Eine genauere Betrachtung des tatsächlichen Meßfehlers durch den induktiven Widerstand  $X_L$  zeigt, daß der induktive Anteil

$$u_L(t) = - L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad \text{Gl. 2}$$

nur dann voll wirksam wird, wenn die Meßleitungen vom Meßwiderstand senkrecht weggeführt werden und erst in einiger Entfernung vom Meßwiderstand zusammen, z. B. verdrillt, weiterverlegt werden. Es wird dann zusätzlich zu dem ohmschen Spannungsabfall am Meßwiderstand in der Leiterschleife aus Meßwiderstand und Meßleitung eine Spannung  $u_L'(t)$  induziert:

$$u_L'(t) = - w \cdot \frac{d\varnothing(t)}{dt} \quad \text{Gl. 3}$$

$\varnothing(t)$  ist der von der Leiterschleife umfaßte magnetische Fluß. Man kann sich die Leiterschleife bei gleicher geometrischer Lage auch vom Hauptstromkreis galvanisch getrennt vorstellen.

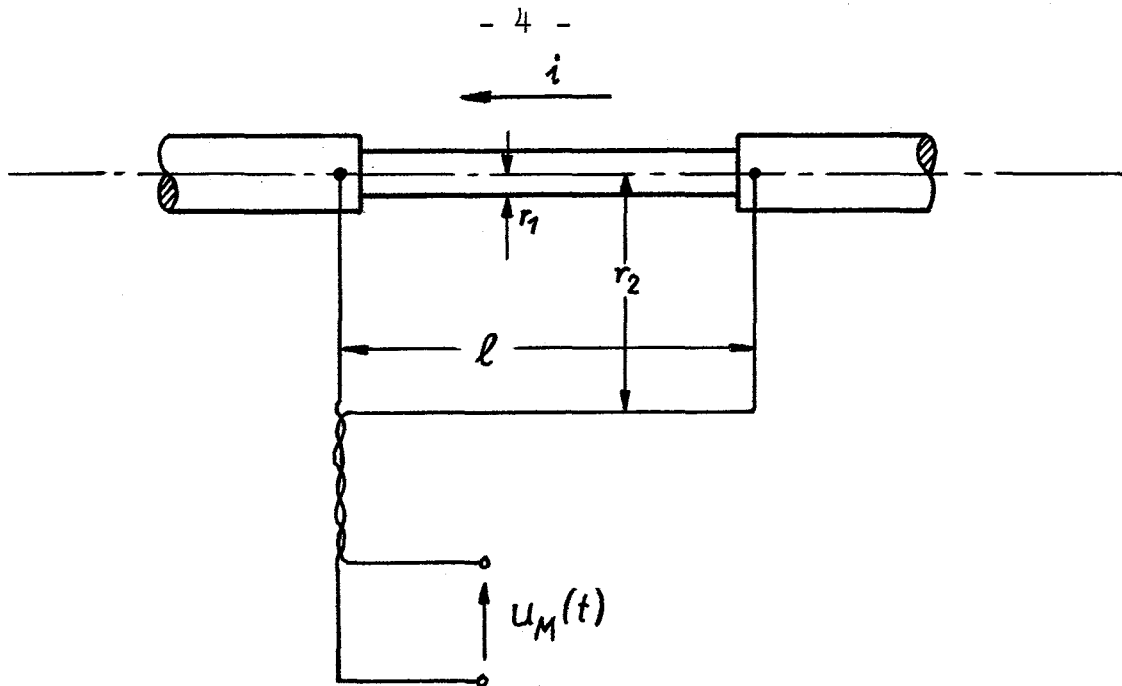


Abb. 1 Leiterschleife aus Meßwiderstand und Meßleitungen

$$u_M(t) = i(t) \cdot R + w \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} \quad \text{Gl. 4}$$

Der magnetische Fluß  $\phi(t)$  berechnet sich wie folgt:

$$\phi(t) = \int_F \mathcal{L}(t, F) dF \quad \text{Gl. 5}$$

Mit  $dF = l \cdot dr$  Gl. 6

wird  $\phi(t) = l \cdot \int_{r_1}^{r_2} \mathcal{L}(t, r) dr$  Gl. 7

Die Induktion  $\mathcal{L}$  im Abstand  $r$  von einem geraden Leiter ist:

$$\mathcal{L}(t, r) = \mu_0 \mu_r \cdot \frac{i(t)}{2\pi r} \quad \text{Gl. 8}$$

Damit wird

$$\Phi(t) = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{l}{2\pi} \cdot i(t) \cdot \int_{r_1}^{r_2} \frac{1}{r} dr \quad \text{Gl. 9}$$

$$\Phi(t) = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{2\pi} \cdot l \cdot \ln \frac{r_2}{r_1} \cdot i(t) \quad \text{Gl. 10}$$

Mit  $w = 1$  und Gl. 10 in Gl. 4 eingesetzt ist

$$u_M(t) = i(t) \cdot R + \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{2\pi} \cdot l \cdot \ln \frac{r_2}{r_1} \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad \text{Gl. 11}$$

Für das Beispiel ist:

$$\begin{aligned} R &= 1 \text{ m } \Omega \\ l &= 10 \text{ cm} \\ r_1 &= 0,375 \text{ cm} \\ r_2 &= 4,0 \text{ cm} \\ \mu_r &= 1 \end{aligned}$$

Mit diesen Werten ergibt sich bei einem sinusförmigen Strom mit der Frequenz  $f = 3 \text{ kHz}$ :

$$u_M(t) = \hat{i} \cdot (\sin \omega t + 0,925 \cos \omega t) \cdot 10^{-3} \text{ [V]} \quad \text{Gl. 12}$$

Gelingt es, die Fläche der Leiterschleife aus Meßwiderstand und Meßleitung null zu machen, so tritt kein Meßfehler auf. Da das praktisch nicht möglich ist, kann eine zweite Leiterschleife so angeordnet werden, daß in ihr eine zu der ersten Leiterschleife entgegengerichtete, gleich große Spannung induziert wird. Dadurch kann eine Korrektur des Meßfehlers erreicht werden.

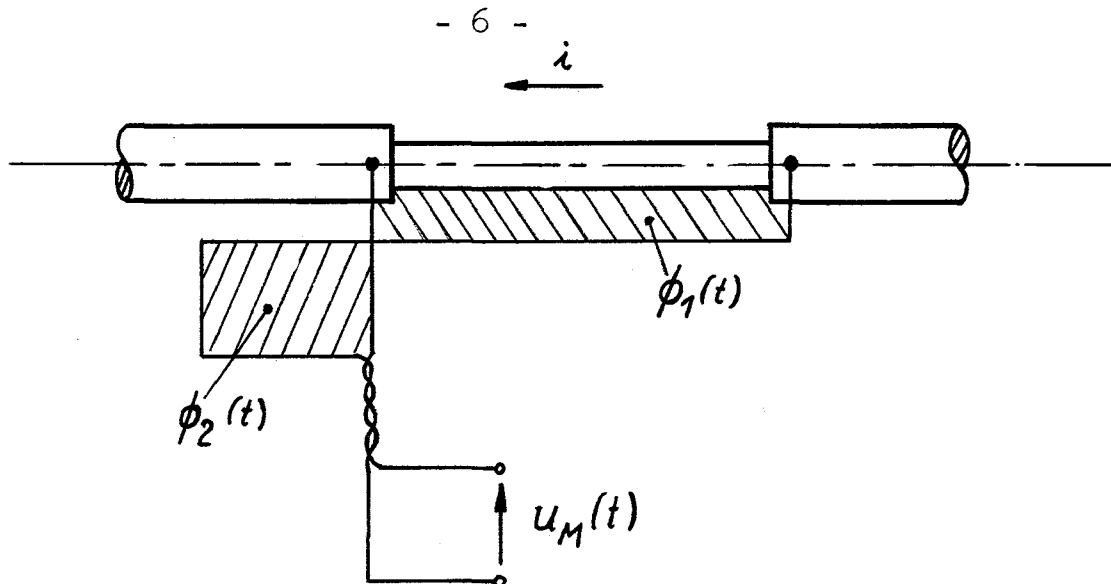


Abb. 2 Anordnung der Leiterschleifen zur Korrektur des induktiven Spannungsanteiles

Nach der Anordnung in Abb. 2 ist:

$$u_M(t) = i(t) \cdot R + \frac{d\phi_1(t)}{dt} - \frac{d\phi_2(t)}{dt} \quad \text{Gl. 13}$$

Mit  $\phi_1 = \phi_2$  wird:

$$u_M(t) = i(t) \cdot R \quad \text{Gl. 14}$$

### 3. Strommessung durch Induktionsmessung in der Nähe des stromführenden Leiters

Bei dieser Methode wird vorausgesetzt, daß sich um den stromführenden Leiter ein konzentrisches magnetisches Kraftlinienfeld ausbildet. Die magnetische Induktion ist dann im Abstand  $r$  vom stromführenden Leiter proportional dem fließenden Strom und kann mit einem Gaußmeter gemessen werden. Es ist:

$$\hat{L}(t,r) = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{i(t)}{2 \cdot \pi \cdot r} \quad \text{Gl. 8}$$

Daraus folgt:

$$i(t) = \hat{L}(t,r) \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot r}{\mu_0 \cdot \mu_r} \quad \text{Gl. 15}$$

### 3.1 Versuchsaufbau mit einem Gaußmeter

Der Versuchsaufbau wurde an der im Abschnitt 1.2 erwähnten Stoßstromanlage aufgebaut. Das Gaußmeter hatte als Meßfühler eine Hallsonde. Die Hallsonde ist wegen ihrer kleinen Abmessung als punktförmiger Meßfühler besonders gut geeignet.

Meßbereich des Gaußmeters:  $300 \dots 30 \cdot 10^3$  Gauß.

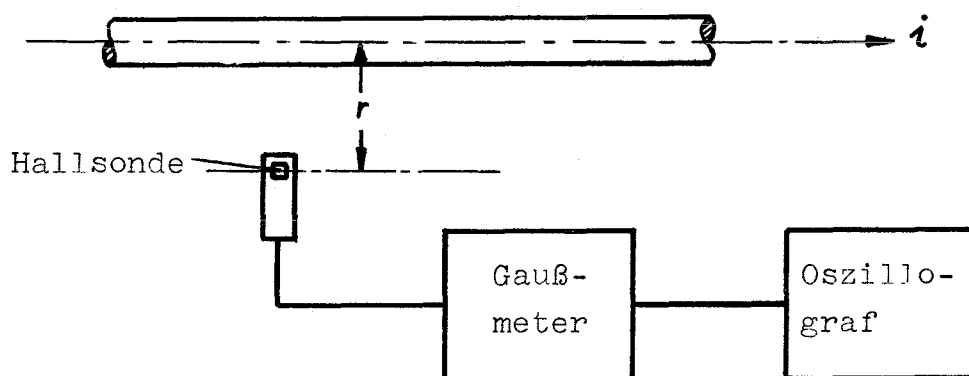


Abb. 3 Versuchsanordnung für die Strommessung mit einem Gaußmeter

z. B.

$$\hat{L} = 20 \cdot 10^3 \text{ G}$$
$$r = 2 \text{ cm}$$
$$\mu_r = 1$$
$$\hat{i} = \hat{L} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot r}{\mu_0 \cdot \mu_r} = 20 \text{ kA}$$

4. Strommessung durch Integration einer Spannung, die in einer oder mehreren Leiterschleifen induziert wird

---

4.1 Strommessung mit Hilfe einer Leiterschleife in der Nähe des stromführenden Leiters

---

Wird zur Strommessung eine Leiterschleife benutzt, so muß, wie im Abschnitt 3., ein konzentrisches magnetisches Kraftlinienfeld um den stromführenden Leiter vorausgesetzt werden. In der Leiterschleife wird die Spannung  $u(t)$  induziert:

$$u(t) = -w \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} \quad \text{Gl. 16}$$

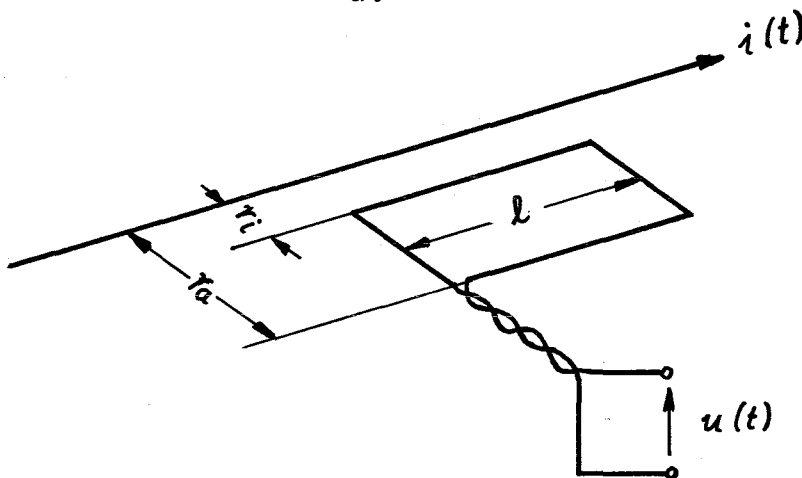


Abb. 4 Leiterschleife in der Nähe des stromführenden Leiters

Für die Anordnung in Abb. 4 ist der Fluß  $\phi(t)$  (s. Gl. 10):

$$\phi(t) = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{2\pi} \cdot l \cdot \ln \frac{r_a}{r_i} \cdot i(t) \quad \text{Gl. 17}$$

Die induzierte Spannung  $u(t)$  ist mit  $w = 1$ :

$$u(t) = - \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{2\pi} \cdot l \cdot \ln \frac{r_a}{r_i} \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad \text{Gl. 18}$$

$$\text{mit } k = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{2 \cdot \pi} \cdot l \cdot \ln \frac{r_a}{r_i} \quad \text{Gl. 19}$$

$$\text{ist } u(t) = -k \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad \text{Gl. 20}$$

Führt man die Integration  $\int u(t) dt$  durch, so erhält man einen stromproportionalen Wert:

$$\int u(t) dt = -k \cdot i(t) \quad \text{Gl. 21}$$

Die Integration kann z.B. mit einem Ladungsverstärker oder mit einem passiven Integrierglied durchgeführt werden. Für einen Ladungsverstärker gilt:

$$u_a(t) = -\frac{1}{C} \cdot \int i_e(t) dt \quad \text{Gl. 22}$$

Mit einem Vorwiderstand  $R$  am Eingang wird

$$i_e(t) = \frac{u(t)}{R} \quad \text{Gl. 23}$$

und

$$u_a(t) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int u(t) dt \quad \text{Gl. 24}$$

Gl. 21 in Gl. 24 eingesetzt ergibt:

$$u_a(t) = \frac{k}{R \cdot C} \cdot i(t) \quad \text{Gl. 25}$$

und

$$i(t) = \frac{u_a(t) \cdot R \cdot C}{k} \quad \text{Gl. 26}$$

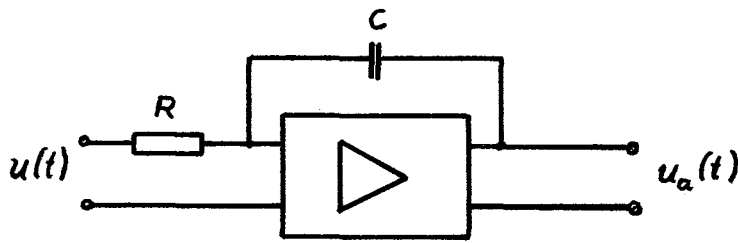


Abb. 5 Schaltung des Ladungsverstärkers

Bei Verwendung eines passiven Integriergliedes aus einem Widerstand  $R$  und einem Kondensator  $C$  muß  $R \cdot C > T = \frac{1}{f}$  sein;  $f$  ist die Frequenz des Stromes. Es gelten dann ebenfalls Gl. 25 und 26, jedoch mit negativem Vorzeichen.

Setzt man  $k$  in Gl. 25 und Gl. 26 wieder ein, so wird

$$u_a(t) = \frac{1}{R \cdot C} \cdot l \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{2\pi} \cdot \ln \frac{r_a}{r_i} \cdot i(t) \quad \text{Gl. 27}$$

und

$$i(t) = u_a(t) \cdot R \cdot C \cdot \frac{2\pi}{l \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \ln \frac{r_a}{r_i}} \quad \text{Gl. 28}$$

#### 4.2 Strommessung mit Hilfe mehrerer Leiterschleifen als Ringspule um den stromführenden Leiter

Werden zur Strommessung mehrere Leiterschleifen als Ringspule um den stromführenden Leiter angeordnet, so kommt man zur Rogowski-Spule.

Setzt man einen kreisförmigen Leiterquerschnitt und eine konzentrische Anordnung der Leiterschleifen, sowie ein konzentrisches magnetisches Kraftlinienfeld um den Leiter voraus, so erhält man die Lösung dieser Anordnung, wenn man Gl. 21 mit der Windungszahl  $n$  multipliziert:

$$\int u(t) dt = -n \cdot k \cdot i(t) \quad \text{Gl. 29}$$



Es kann gezeigt werden, daß diese Voraussetzungen nicht erfüllt sein müssen. Die Windungen der Ringspule können exzentrisch um den stromführenden Leiter angeordnet werden, d. h. die Stromverteilung innerhalb der Ringspule kann beliebig sein.

Die theoretische Grundlage dazu bildet das Durchflutungsgesetz [6]:

$$\oint_s \mathcal{H}(s,t) ds = i(t) \quad \text{Gl. 30}$$

Das Umlaufintegral  $\oint_s \mathcal{H}(s,t) ds$  muß entlang einer Linie  $s$  gebildet werden.

Diese Linie muß den stromführenden Leiter umschließen und kann auf beliebigem Wege geschlossen werden.

Entlang der Linie sind z. B.  $n$  flächengleiche Windungen angeordnet. Die Windungen stehen senkrecht zur Linie, haben gleiche Abstände  $\Delta s$  und bedecken die Linie dicht.

Dann gilt für Gl. 30:

$$\oint_s \mathcal{H}(s,t) ds = \Delta s \cdot \sum_n \mathcal{H}_n(t) \quad \text{Gl. 31}$$

Die Windungen umschließen die Fläche  $F$ .

Die induzierte Spannung einer Windung ist nach dem Induktionsgesetz:

$$u_n(t) = - \frac{d\phi_n(t)}{dt} \quad \text{Gl. 32}$$

Durch Integration von Gl. 32 über der Zeit  $t$  erhält man:

$$\phi_n(t) = - \int u_n(t) dt \quad \text{Gl. 33}$$

Außerdem gelten die Beziehungen:

$$\phi_n(t) = \int_F \mathcal{L}_n(t) dF = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \int_F \mathcal{L}_n(t) dF \quad \text{Gl. 34}$$

Aus Gl. 33 und 34 folgt:

$$\mathcal{L}_n(t) = - \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \frac{d \left[ \int u_n(t) dt \right]}{dF} \quad \text{Gl. 35}$$

Gl. 31 und Gl. 35 in Gl. 30 eingesetzt ergibt:

$$\Delta s \sum_n \mathcal{L}_n(t) = - \frac{\Delta s}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \sum_n \frac{d \left[ \int u_n(t) dt \right]}{dF} \quad \text{Gl. 36}$$

oder 
$$i(t) = - \frac{\Delta s}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \frac{d \left[ \sum_n \int u_n(t) dt \right]}{dF} \quad \text{Gl. 37}$$

Durch die Reihenschaltung aller Windungen n wird

$$u(t) = \sum_n u_n(t) \quad \text{Gl. 38}$$

gebildet.

Gl. 38 in Gl. 37 eingesetzt ergibt:

$$i(t) = - \frac{\Delta s}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \frac{d \left[ \int u(t) dt \right]}{dF} \quad \text{Gl. 39}$$

Durch Integration von Gl. 39 über die Fläche F erhält man:

$$\int u(t) dt = - \int_F i(t) \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{\Delta s} \cdot dF \quad \text{Gl. 40}$$

Da  $i(t)$  unabhängig von der Fläche F ist und  $\mu_0$  und  $\mu_r$  Konstante sind, kann Gl. 40 wie folgt geschrieben werden:

$$\int u(t) dt = - i(t) \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \int_F \frac{1}{\Delta s} dF \quad \text{Gl. 41}$$

Es wird z. B. eine Ringspule mit rechteckigem Querschnitt angenommen:

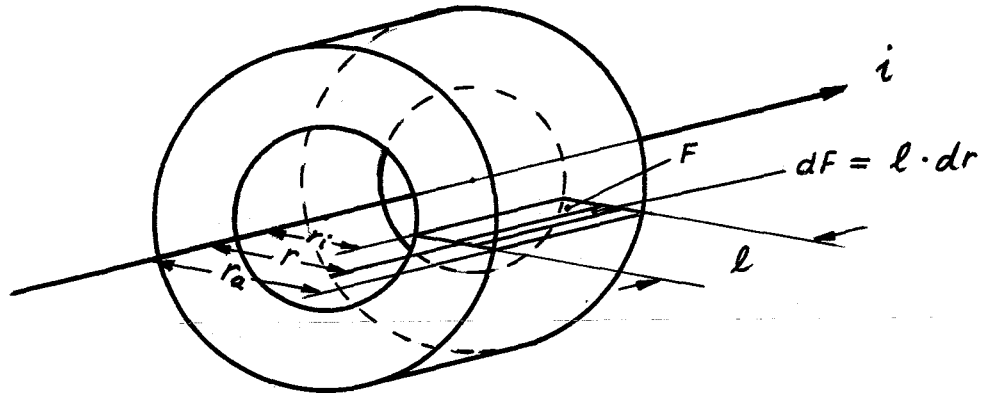


Abb. 6 Anordnung der Ringspule um den stromdurchflossenen Leiter

Bei gleichmäßiger Verteilung der Windungen auf dem Umfang ist

$$\Delta s = \frac{2 \cdot \pi \cdot r}{n} \quad \text{Gl. 42}$$

Für die gewählte Anordnung ist:

$$dF = l \cdot dr \quad \text{Gl. 43}$$

Gl. 42 und Gl. 43 in Gl. 41 eingesetzt ergibt:

$$\int u(t) dt = - i(t) \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{2 \pi} \cdot n \cdot l \int_{r_i}^{r_a} \frac{1}{r} dr \quad \text{Gl. 44}$$

$$\text{oder } \int u(t) dt = - i(t) \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{2 \pi} \cdot n \cdot l \cdot \ln \frac{r_a}{r_i} \quad \text{Gl. 45}$$

Die Stromverteilung innerhalb  $r_i$  ist beliebig.

Die Integration  $\int u(t) dt$  kann wieder wie in Abschnitt 4.1 mit einem Ladungsverstärker oder mit einem passiven Integrierglied durchgeführt werden:

$$u_a(t) = \frac{1}{R \cdot C} \cdot n \cdot l \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{2} \cdot \ln \frac{r_a}{r_i} \cdot i(t) \quad \text{Gl. 46}$$

$$\text{oder } i(t) = u_a(t) \cdot \frac{R \cdot C}{n} \cdot \frac{2 \pi}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \frac{1}{l \cdot \ln \frac{r_a}{r_i}} \quad \text{Gl. 47}$$

Die Spannung, die in der Rogowski-Spule induziert wird, ergibt sich durch Differentiation von Gl. 45 nach der Zeit  $t$  :

$$u(t) = - n \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{2} \cdot l \cdot \ln \frac{r_a}{r_i} \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad \text{Gl. 48}$$

Für eine sinusförmige Entladung ist die maximale Spannung:

$$\hat{u} = - n \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{2} \cdot l \cdot \ln \frac{r_a}{r_i} \cdot \hat{i} \cdot 2 \pi f \quad \text{Gl. 49}$$

#### 4.3 Rogowski-Spule mit passivem Integrierglied

Die Rogowski-Spule stellt mit ihrer Eigeninduktivität, der Wicklungskapazität und den Anschlußleitungen einen Schwingkreis dar. Dieser Schwingkreis wird durch die Stoßentladung stark angeregt. Die Eigenschwingungen liegen im MHz-Bereich und werden dem eigentlichen Meßwert überlagert. Zur Bedämpfung dieses Schwingkreises kann man einen zusätzlichen Paralellwiderstand  $R_D$  anordnen.

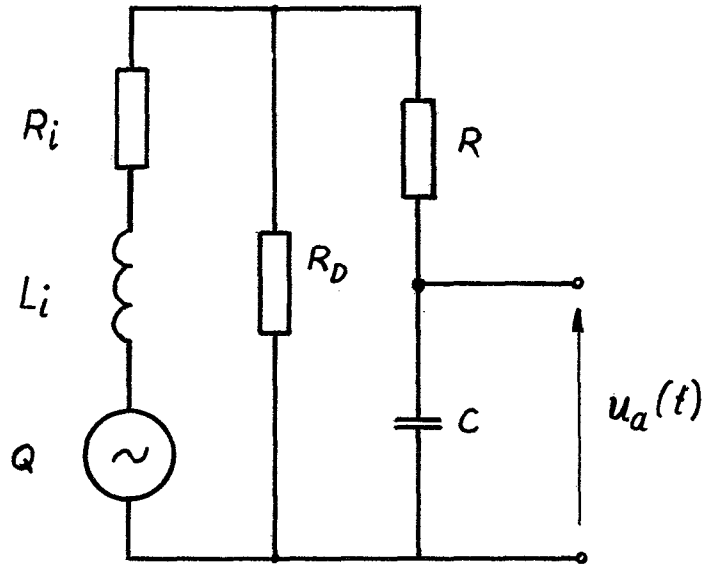


Abb. 7 Ersatzschaltbild der Rogowski-Spule mit passivem Integrierglied und Dämpfungswiderstand  $R_D$  für den Frequenzbereich der Stoßentladung

- $Q$  = Quelle der Rogowski-Spule
- $L_i$  = Induktivität der Rogowski-Spule
- $R_i$  = Ohmscher Widerstand der Rogowski-Spule
- $R_D$  = Dämpfungswiderstand
- $R, C$  = passives Integrierglied
- $u_a(t)$  = stromproportionale Ausgangsspannung

$R$  und  $R_D$  belasten die Quelle und verursachen am komplexen Innenwiderstand  $Z_i = R_i + j\omega L_i$  einen Spannungsabfall, der sich als Meßfehler bemerkbar macht. Der Widerstandswert der Parallelschaltung aus  $R$  und  $R_D$  sollte wesentlich größer (ca. 100 mal) als  $|Z_i|$  sein. Für die Zeitkonstante des passiven Integriergliedes gilt, daß  $R \cdot C$  größer als  $T = \frac{1}{f}$  der Entladefrequenz sein muß, sonst treten Amplituden- und Phasenfehler auf.

Tabelle 1: Amplituden- und Phasenfehler für  $\frac{R \cdot C}{T} = 2$  und 10

$\frac{R \cdot C}{T}$	Amplitudenfehler	Phasenfehler
2	1,0%	4,7°
10	< 0,1%	0,99°

4.4 Beispiel einer Rogowski-Spule mit passivem Integrierglied

Bei einer 57 kW-Stoßstromanlage sollte die Zündung und die Stromübernahme von 4 parallel arbeitenden Ignitrons überwacht werden. Zur Indikation der Zündung diente ein bestimmter Stromwert durch die Ignitrons. Die Ströme durch die Ignitrons wurden mit Hilfe von Rogowski-Spulen mit passiven Integriergliedern gemessen. Die Rogowski-Spulen wurden hochspannungsfest in Araldit eingegossen und auf die Anoden der Ignitrons aufgesetzt. Für die Rogowski-Spulen wurden Spulenkörper aus Novotex genommen, da sich Novotex gut mit Araldit verbindet. Die Abmessungen der Spulenkörper wurden von den Abmessungen der Ignitrons bestimmt.

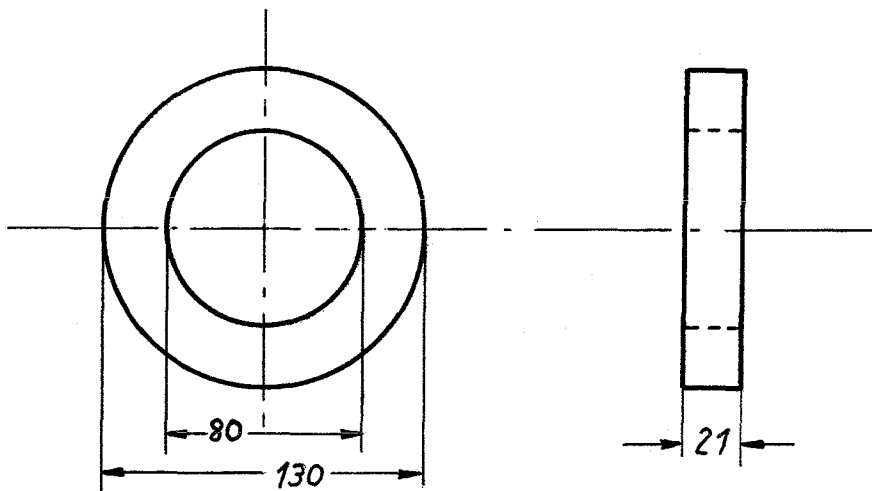


Abb. 8 Spulenkörper für die Rogowski-Spulen

Als Kriterium für die Zündung wurde ein Strom von  $i = 5 \text{ kA}$  durch jedes Ignitron festgelegt.

Die Ausgangsspannungen der passiven Integrierglieder steuern für jedes Ignitron einen Schmitt-Trigger an. Die Schmitt-Trigger schalten je eine Lampe innerhalb einer bistabilen Kippstufe ein. Mit den Lampen wird die Zündung der Ignitrons angezeigt. Die Schmitt-Trigger wurden für eine Ansprechspannung  $u_a = 0,2 \text{ V}$  berechnet. Für die Wicklungen der Rogowski-Spulen wurde ein teflonisolierter Draht genommen, da die induzierten Spannungen sehr hohe Werte annehmen können. Die geringste Frequenz der Stoßstromentladung wurde mit  $f = 1 \text{ kHz}$  angenommen. Mit  $R \cdot C = 2 \cdot T$  wird  $R \cdot C = 2 \text{ ms}$ .

Die Windungszahl  $n$  wird durch Auflösung von Gl. 46 nach  $n$  berechnet:

$$n = \frac{u_a \cdot R \cdot C \cdot 2 \pi}{i \cdot l \cdot \ln \frac{r_a}{r_i} \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} \quad \text{Gl. 50}$$

Mit dem Drahtdurchmesser  $d = 1,2 \text{ mm}$  ist  $l \cdot \ln \frac{r_a}{r_i} = 0,962$

und

$$n = \frac{0,2 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot \pi}{5 \cdot 10^3 \cdot 0,962 \cdot 0,4 \cdot \pi \cdot 10^{-8} \cdot 1} = 41,6$$

Für eine Bereichsumschaltung zur Strommessung für die Überwachung der Stromübernahme der Ignitrons wurden 3 Wicklungen mit je 40 Windungen auf dem Spulenkörper aufgewickelt.

Die maximale auftretende Spannung berechnet sich nach Gl. 49.

Für den Kurzschlußfall mit einer Kondensatorbank der Stoßstromanlage ist  $f = 14,3 \text{ kHz}$  und  $\hat{i} = 130 \text{ kA}$ . Die auftretende maximale Spannung ist:

$$\hat{u} = -40 \cdot \frac{0,4 \cdot 10^{-8}}{2} \cdot 0,962 \cdot 130 \cdot 10^3 \cdot 14,3 = -900 \text{ V}$$

Literaturverzeichnis

- [1] Plasma Physics  
Hrsg. von International Atomic Energy Agency, Wien 1965
- [2] Arzimowitsch, L. A.  
Gesteuerte thermonukleare Reaktionen  
Berlin: Akademie-Verl. 1965
- [3] Vollrath, K.; Thomer, G.  
Kurzzeitphysik  
Wien, New York: Springer 1967
- [4] Chace, W. G.; Moore, H. K  
Exploding wires  
3 vols. New York: Plenum Press 1954 (vol. 1), 1962 (vol. 2),  
1964 (vol. 3)
- [5] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker  
Hrsg. von C. Rint. Bd. 1. Berlin: Verl. für Radio-Foto-Kino-  
technik 1949
- [6] Pohl, R. W.  
Elektrizitätslehre  
Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer 1964 = Einführung  
in die Physik Bd. 2