



KERNFORSCHUNGSANLAGE JÜLICH GmbH

Zentrallabor für Elektronik

Zentralinstitut für Angewandte Mathematik

**Die Messung transienter Magnetfelder
und der Wirbelstrom-Zeitkonstanten
des TEXTOR**

von

Hp. Eulenberg

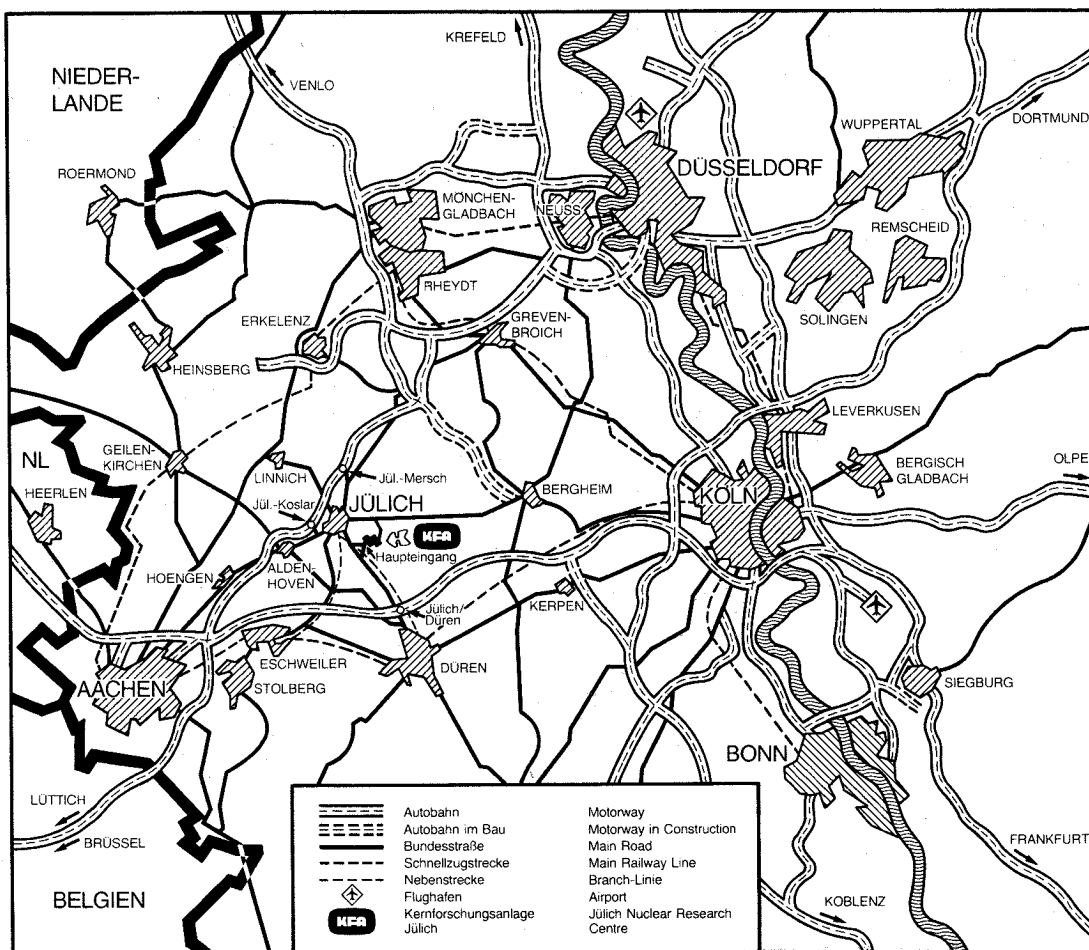
H. Thyssen

B. Steffen

Jül - 1816

November 1982

ISSN 0366-0885



Als Manuskript gedruckt

Berichte der Kernforschungsanlage Jülich – Nr. 1816

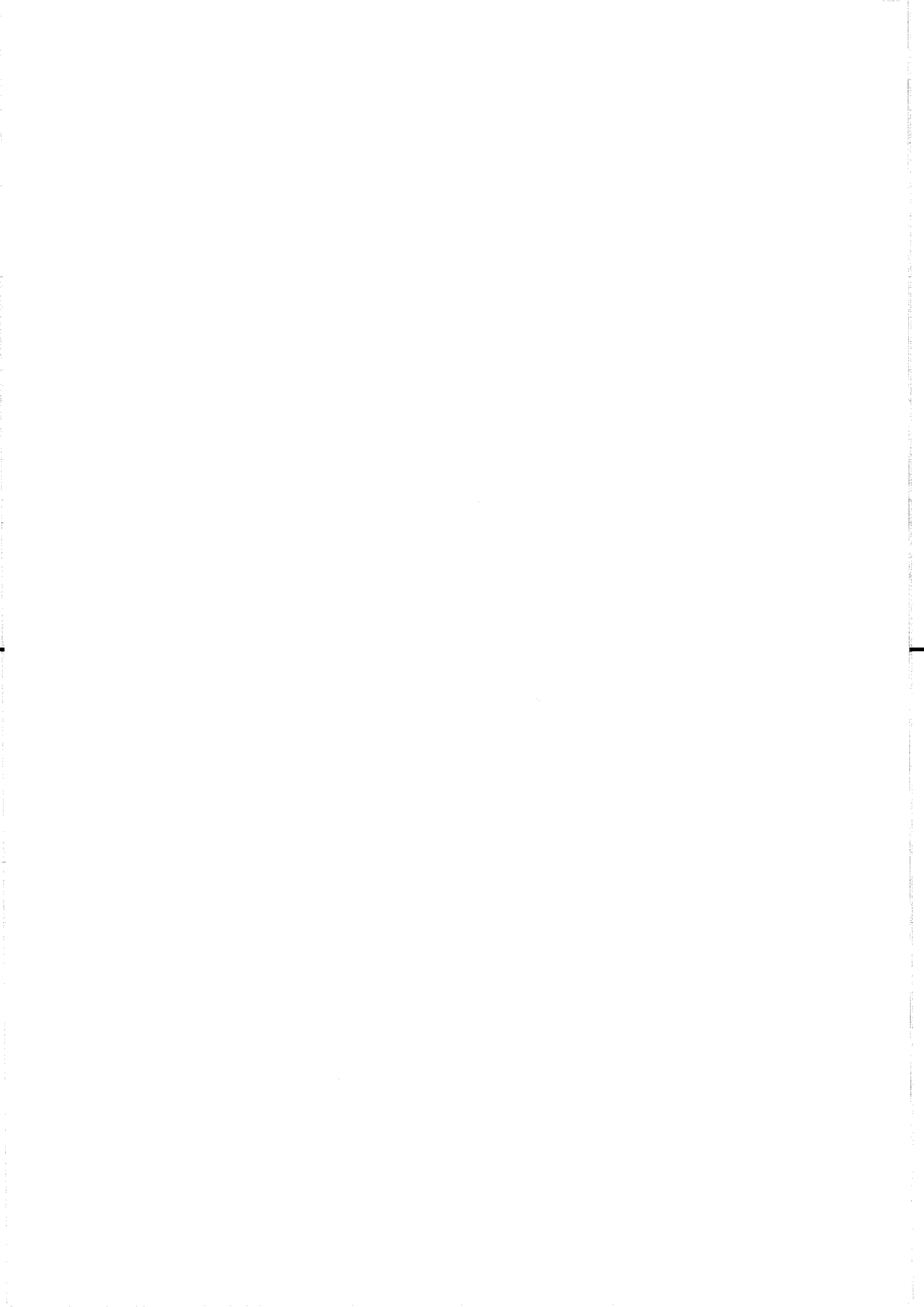
Zentrallabor für Elektronik – Zentralinstitut für Angewandte Mathematik Jül - 1816

Zu beziehen durch: ZENTRALBIBLIOTHEK der Kernforschungsanlage Jülich GmbH
Postfach 1913 · D-5170 Jülich (Bundesrepublik Deutschland)
Telefon: 02461/610 · Telex: 833556 kfa d

Die Messung transienter Magnetfelder und der Wirbelstrom-Zeitkonstanten des TEXTOR

von

Hp. Eulenberg
H. Thyssen
B. Steffen



Vorwort

Die Abteilung Allgemeine Elektronik des Zentrallabors für Elektronik der Kernforschungsanlage Jülich GmbH (KFA-ZEL) hat in Zusammenarbeit mit dem Institut für Plasmaphysik die Aufgabe übernommen, in der TOKA-MAK-Maschine TEXTOR die orts- und zeitabhängigen Magnetfelder sowie deren Wirbelstromeffekte zu messen.

Wegen der automatischen Arbeitsweise der rechnergesteuerten Meßeinrichtung zur großräumigen Vermessung der alle fünf Minuten für ca. 3 Sekunden auftretenden Magnetfelder konnten die Meßarbeiten schon nach neun Tagen abgeschlossen werden.

Dafür mußten bei der Entwicklung und dem Bau der Meßmaschine sowie bei der Suche nach den Eigenschaften der Maschine angepaßten Meßverfahren umfangreiche Arbeiten ausgeführt werden.

In diesem Jül-Bericht werden das verwendete Meßverfahren sowie die Meßmaschine beschrieben. Meßergebnisse sind beispielhaft für jede Meßaufgabe im Bericht enthalten.

Für die gute Zusammenarbeit mit den Mitarbeitern des Instituts für Plasmaphysik der KFA, insbesondere mit Herrn Dr. G. Waidmann, Herrn Dipl.-Ing. B. Giesen und Herrn Dipl.-Ing. M.H. Lochter, sei an dieser Stelle sehr herzlich gedankt. Besonderer Dank gilt auch Herrn Prof. A.C.R. Newberry von der Universität Kentucky (USA), der als Gastwissenschaftler im Zentralinstitut für Angewandte Mathematik der KFA an der Lösung mathematischer Probleme mitgearbeitet hat.

Schließlich sei an dieser Stelle den nachstehend aufgeführten Mitarbeitern des Zentrallabors für Elektronik der KFA für die tatkräftige Mitarbeit gedankt.

Es sind dies

- die Herren J. Hotfilter und K. Dilling, die die Konstruktionsarbeiten ausgeführt haben,
- die Herren N. Kreß, R. Hesse, H. Müntz und C. Noteborn, die die mechanischen Teile der Meßapparatur angefertigt und die Meßmaschine in TEXTOR eingebaut haben,
- die Herren G. Breuer und U. Sieling, die die Programmierarbeiten übernommen hatten,
- die Herren H. Larue und H. Röder, die die elektronischen Arbeiten ausführten
- sowie Frau M.L. Klein, die mit den notwendigen umfangreichen Schreibarbeiten befaßt war.

Herrn Dipl.-Ing. K.F. Rittinghaus, dem Leiter der Abteilung Allgemeine Elektronik des ZEL, danken die Verfasser für die aufgeschlossene Unterstützung bei der Durchführung der Arbeiten.

Jülich, den 25. November 1982

Hp. Eulenberg

B. Steffen

H. Thyssen

Zusammenfassung

Es wird in diesem Bericht eine mit dem Prozeßrechner PDP 11/40 gesteuerte Meßapparatur beschrieben, mit der die transienten Magnetfelder in der Jülicher TOKAMAK-Maschine TEXTOR gemessen wurden. Darüber hinaus wurden mit diesen Meßergebnissen off-line die Amplituden und Zeitkonstanten der exponentiell abklingenden Magnetfeldanteile numerisch berechnet, die durch Wirbelströme in den Metallteilen der Maschine erzeugt werden.

Mit einem schienengeführten Meßwagen wurden sechs Hall-Feldsonden per Rechnerbefehl in 29 gleichmäßig auf dem Maschinenumfang verteilte Meßpositionen gefahren. In drei äquidistanten Meßpunkten, die auf der Querschnittsfläche des toroidförmig ausgebildeten Vakuumgefäßes der Maschine lagen, wurden alternativ in horizontaler bzw. vertikaler Richtung mit je einer Hall-Feldsonde die zeitabhängigen Vertikal- und Radialkomponenten der magnetischen Induktion gemessen.

Im letzten Kapitel dieses Berichtes sind Meßergebnisse exemplarisch dargestellt.

Abstract

This report describes measuring devices, data processing and numerical methods to measure and analyse transient magnetic fields in the Jülich TEXTOR tokamak.

Six Hall-plates were mounted onto a small car running on wooden rails which was automatically positioned into 29 different places by a PDP 11/40 computer. In three equidistant points lying on the same cross section of the toroidal vacuum vessel of TEXTOR the vertical and radial component of the magnetic induction were measured by a Hall-plate. The results of these measurements were stored on-line in the PDP 11/40 and prepared for subsequent further analysis.

In off-line calculations the amplitudes and decay rates of the exponentially decaying part of the magnetic field were determined. This part is caused by eddy currents in the steel structure of TEXTOR.

The report closes with a sample of the measuring results.

Inhaltsverzeichnis

1.	Einleitung	9	3.2.2.6	Programm TNPL zur graphischen Darstellung der demodulierten Meßsignale	32
2.	Die verwendeten Meßmethoden ...	11	3.2.2.7	Programm TRSND zur alphanumerischen Darstellung des demodulierten Meßsignals	32
2.1	Methode der Messung transienter Magnetfelder	11	3.2.2.8	Programme ORTRA, ORTHP und ORTVP zur Bestimmung des komplexen Übertragungsfaktors von TEXTOR	32
2.2	Die Demodulation der Meßspannung mit dem Prozeßrechner	13	3.2.2.9	Programm OPLOT zur Darstellung von Ortskurven	33
2.3	Ortskurvenmethode zur Bestimmung der Wirbelstrom-Zeitkonstanten	16	3.2.2.10	Programme TAU1 und TAU2 zur Zeitkonstantenberechnung aus dem komplexen Übertragungsfaktor von TEXTOR	33
2.3.1	Grundlagen zur experimentellen Bestimmung der Fourierintegrale ..	17	3.2.3	Programme zur Erzeugung von Testfunktionen	33
2.3.2	Der Einfluß der Demodulationsfehler und der induzierten Fehlerspannung auf die Ortskurve	20	3.2.3.1	Programm EXACT zur Berechnung und Darstellung der theoretischen Übertragungsfunktion von TEXTOR ..	33
2.4	Die rechnerische Bestimmung der Zeitkonstanten der Wirbelstrom-Effekte aus den Meßpunkten einer Ortskurve	23	3.2.3.2	Programme SVDRA und SVDHP zum Testen der für das Rampenverfahren und Halbpulsverfahren benutzten Software	33
3.	Die Meßeinrichtung	27	3.2.3.3	Programm SVDVP zum Testen der für das Vollpulsverfahren benutzten Software	33
3.1	Die Hardware der Meßeinrichtung ..	27	4.	Die Messungen	37
3.2	Die Software der Meßeinrichtung ..	29	4.1	Die Messung der Vertikalkomponente des Magnetfeldes in der Zündphase	38
3.2.1	Allgemeines zur Datenerfassung und Verarbeitung	29	4.2	Die Messung der Wirbelstrom-Zeitkonstanten des Vertikalfeldes	39
3.2.2	Beschreibung der Hauptprogramme zur Messung transienter Magnetfelder und zur Aufbereitung der Meßdaten	31	4.3	Die Messung der Wirbelstrom-Zeitkonstanten im Magnetfeld der Spulen K_z und K_r für die Plasma-Lage- regelung	43
3.2.2.1	Programm TEXD zur Steuerung der Meßeinrichtung und der Datenerfassung	31	Literaturverzeichnis	51	
3.2.2.2	Programm TVPL zur graphischen Meßdatenerstellung	31			
3.2.2.3	Programm TRSVD zur alphanumerischen Darstellung des Meßsignals ..	31			
3.2.2.4	Programm DEMRH zur Demodulation der nach dem Rampen- bzw. Halbpulsverfahren erzeugten Meßsignale	31			
3.2.2.5	Programm DEMVP zur Demodulation des nach dem Vollpulsverfahren erzeugten Meßsignals	32			

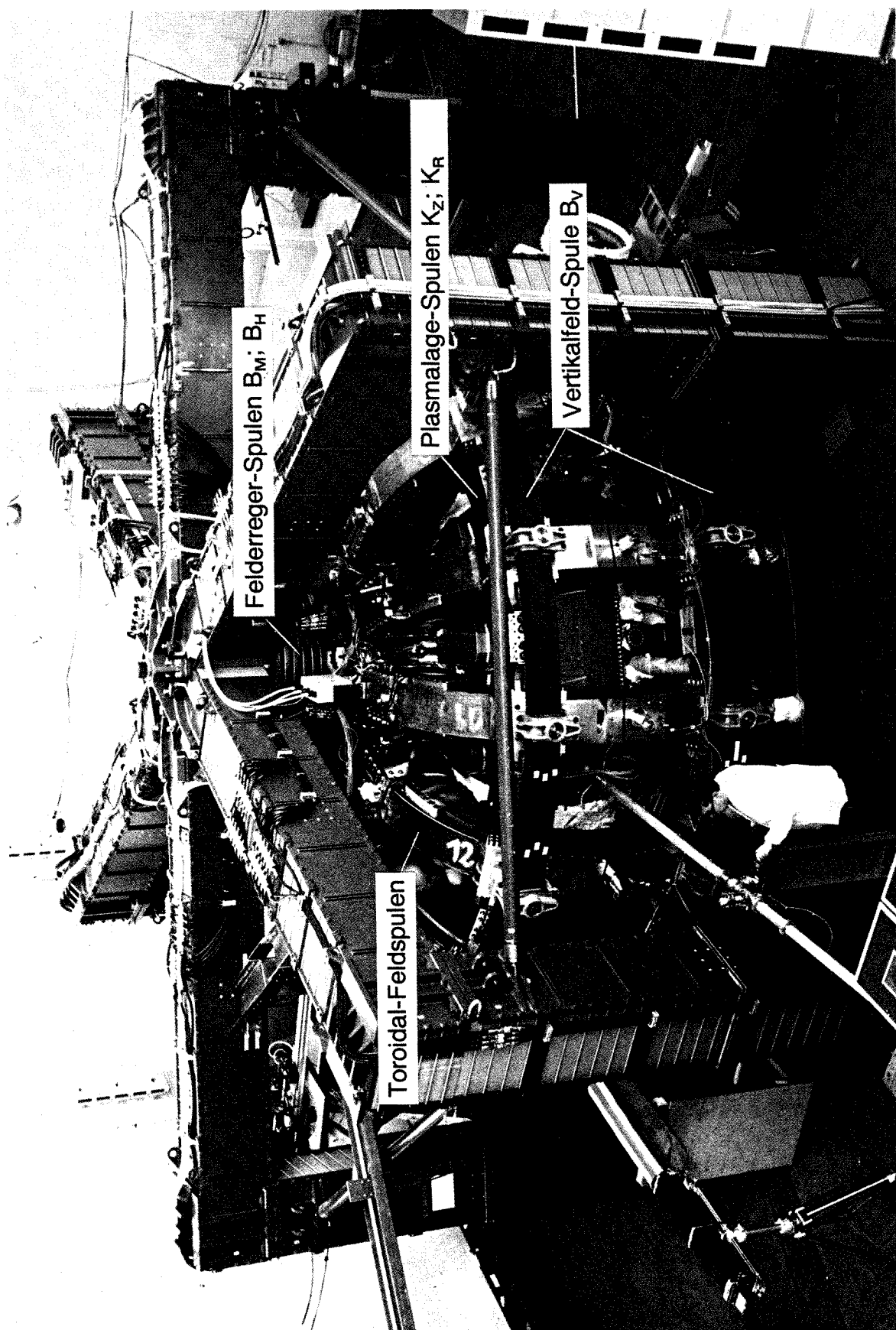


Bild 1
Der TEXTOR mit seinen Spulenanordnungen

1. Einleitung

In der vorliegenden Arbeit werden die Methoden und die Meßapparatur zur Messung transienter Magnetfelder in der TOKAMAK-Maschine TEXTOR beschrieben und Meßergebnisse dargestellt. Außerdem wird gezeigt, wie aus den gewonnenen Meßwerten die Amplituden und die Zeitkonstanten der exponentiell abklingenden Magnetfeldanteile bestimmt werden, die durch die in den Metallteilen der Maschine fließenden Wirbelströme entstehen.

In drei vorgegebenen Punkten der Querschnittsfläche des Vakuumgefäßes der Maschine wurden in 29 gleichmäßig über den Umfang der Maschine verteilten Meßebenen (unter einer und zwischen zwei Toroidal-Feldspulen) die von der Vertikalspule, die von der Magnetisierungsspule BM und den Korrekturspulen K_z und K_r erzeugten zeitabhängigen Vertikal- und Radialkomponenten der magnetischen Induktion gemessen.

Die zeitliche Abhängigkeit von sechs Komponenten der magnetischen Induktion (3 Vertikal-, 3 Radialkomponenten) sowie die des Feldes des den Erregerstrom führenden Zuleitungskabels wurden während des drei Sekunden dauernden Magnetfeldschusses mit wechselstromerregten Hall-Feldsonden vom Typ SBV 585-S1* gemessen. Die Meßwerte der im Zeittakt von $4 \mu s$ abgetasteten und mit 12 Bit Amplitudenauflösung digitalisierten Meßspannungen wurden in einem achtkanaligen Transientenrecorder abgespeichert. Jedem der acht Meßkanäle war ein Digitalspeicher mit einem Speichervermögen von 8192 Meßwerten zugeordnet.

Der Prozeßrechner PDP11-40 übernahm in der fünfminütigen Pause die in den Speichern des Transientenrecorders im Meßzyklus angesammelten Meßwerte zur weiteren Verarbeitung.

Im Rechner wurde außerdem mit Hilfe der im achten Kanal des Transientenrecorders gespeicherten Zeitfunktion des Steuer-Wechselstromes der Hall-Feldsonden die Demodulation der durch ihn amplitudenmodulierten sieben Meßspannungen (6 Magnetfeld-, 1 Erregerstrom-Meßspannung) ausgeführt.

Bei der Messung der durch die Stromrichter bewirkten Welligkeit des vertikalen Magnetfeldes und der Messung des zeitabhängigen Zündfeldes BM wurden die so gewonnenen Meßwertfolgen mit einem Plotter graphisch dargestellt.

Bei der Messung der Zeitkonstanten, mit denen die Wirbelstrom-Magnetfelder abklingen, wurde aus diesen Meßwertfolgen ein komplexer Übertragungsfaktor berechnet, dessen Frequenzabhängigkeit die magnetischen Eigenschaften des TEXTOR beschreibt und aus der die Zeitkonstanten und die Amplituden der exponentiell abklingenden Wirbelstrom-Magnetfelder berechnet wurden.

Mit Hilfe des Prozeßrechners wurde der gesamte Meßablauf automatisiert. So sorgte der Rechner nicht nur für die zu Kontrollzwecken notwendige Auswertung der laufenden Messung, sondern auch dafür, daß der aus nichtleitendem Material gebaute Meßwagen, der die Halterungen der Hall-Feldsonden trug, auf der kreisförmigen aus Kunstharzpreßholz gefertigten Schiene im Vakuumgefäß des TEXTOR in eine vorgegebene Position gefahren wurde (Bild 2).

* Fabrikat Siemens

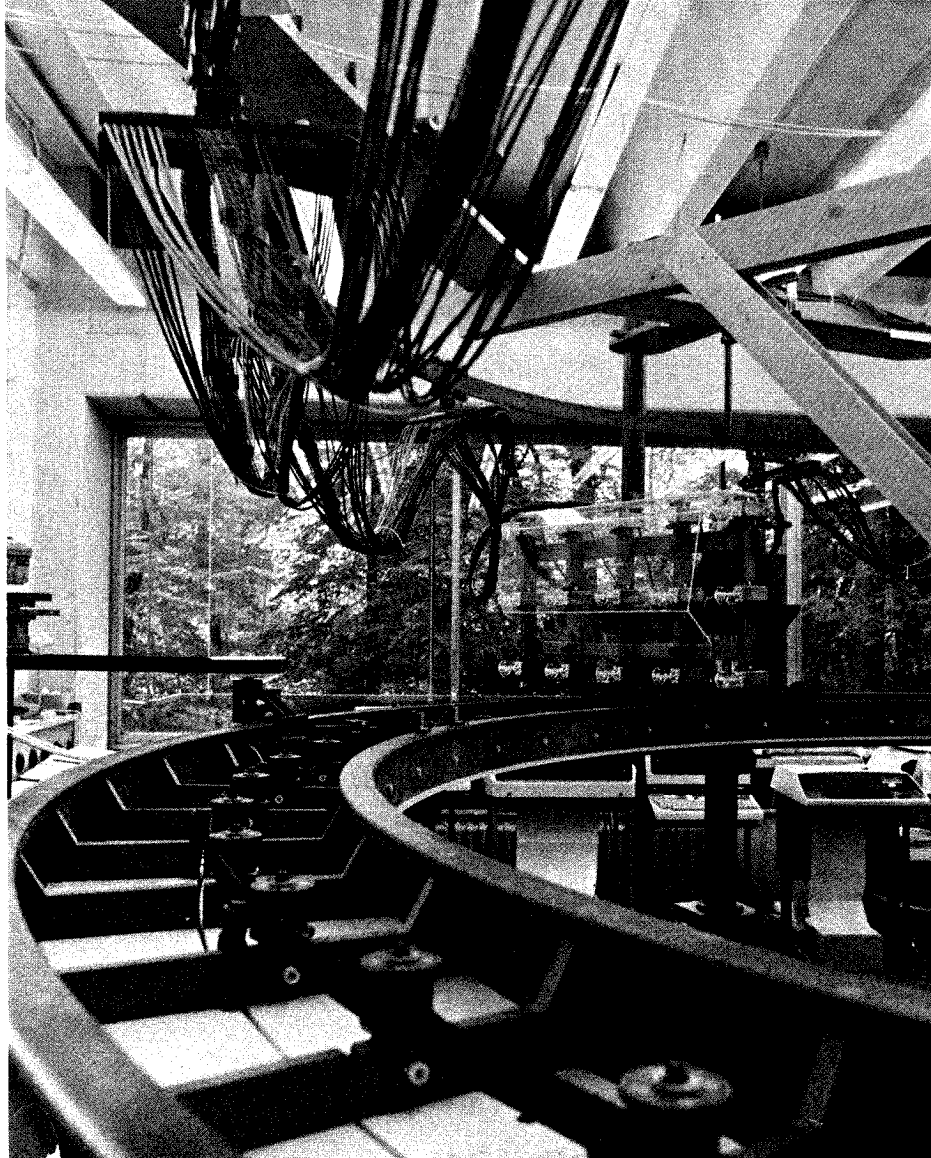


Bild 2
Probeaufbau der Schiene mit dem die Hall-Feldsonden tragenden Meßwagen

2. Die verwendeten Meßmethoden

Hp. Eulenberg

In diesem Kapitel sollen die Methoden beschrieben werden, mit denen die transienten Magnetfelder mit größtmöglicher Genauigkeit gemessen, und mit denen über den Umweg der Ortskurven-Messung die Zeitkonstanten der exponentiell abklingenden Wirbelstrom-Effekte bestimmt wurden.

2.1 Methoden der Messung transienter Magnetfelder

Gemessen wurden die transienten Magnetfelder mit Hall-Feldsonden. Zwei in der Flächennormale um 90° versetzte Feldsonden eines Meßpunktes im Vakuumgefäß des TEXTOR waren so angeordnet, daß mit der einen die zeitabhängige Radialkomponente, mit der anderen die zeitabhängige Vertikal-komponente der magnetischen Induktion gemessen wurde (Bild 3). Drei solcher Doppel-Feldsonden konnten wahlweise auf einem auf einem Meßwagen montierbaren, horizontal oder vertikal angeordneten Meßbalken gebaut werden (Bild 19, Bild 20). Dabei befand sich die mittlere der drei Doppel-Feldsonden in beiden Fällen in der Mittelebene und auf dem mittleren Radius der Maschine. Der Abstand zu den zwei benachbarten Doppel-Feldsonden betrug 47 cm in horizontaler und 20 cm in vertikaler Richtung.

Bekanntlich sind bei Messungen mit Hall-Feldsonden grundsätzlich eine ganze Reihe von Fehler-spannungen^[1] zu berücksichtigen, die das Meßergebnis verfälschen können, wenn ihr Einfluß zu groß wird oder sie nicht unterdrückt werden.

Zur Messung der transienten Magnetfelder des TEXTOR ist die Siemens Hall-Feldsonde SBV 585-S1 benutzt worden. Im wesentlichen verfälschten die ohmsche Nullspannung und insbesondere die induktive Fehlerspannung das Meßergebnis und mußten deshalb unterdrückt werden. Wegen der sehr guten Linearitätseigenschaften der benutzten Hall-Feldsonde und vor allem wegen der relativ geringen Maximalfeldstärke von etwa 100 mT waren die amplitudenabhängigen Fehler, wie beispielsweise die Linearitätsfehler und der durch den planaren Halleffekt verursachte Meßfehler, vernachlässigbar klein.

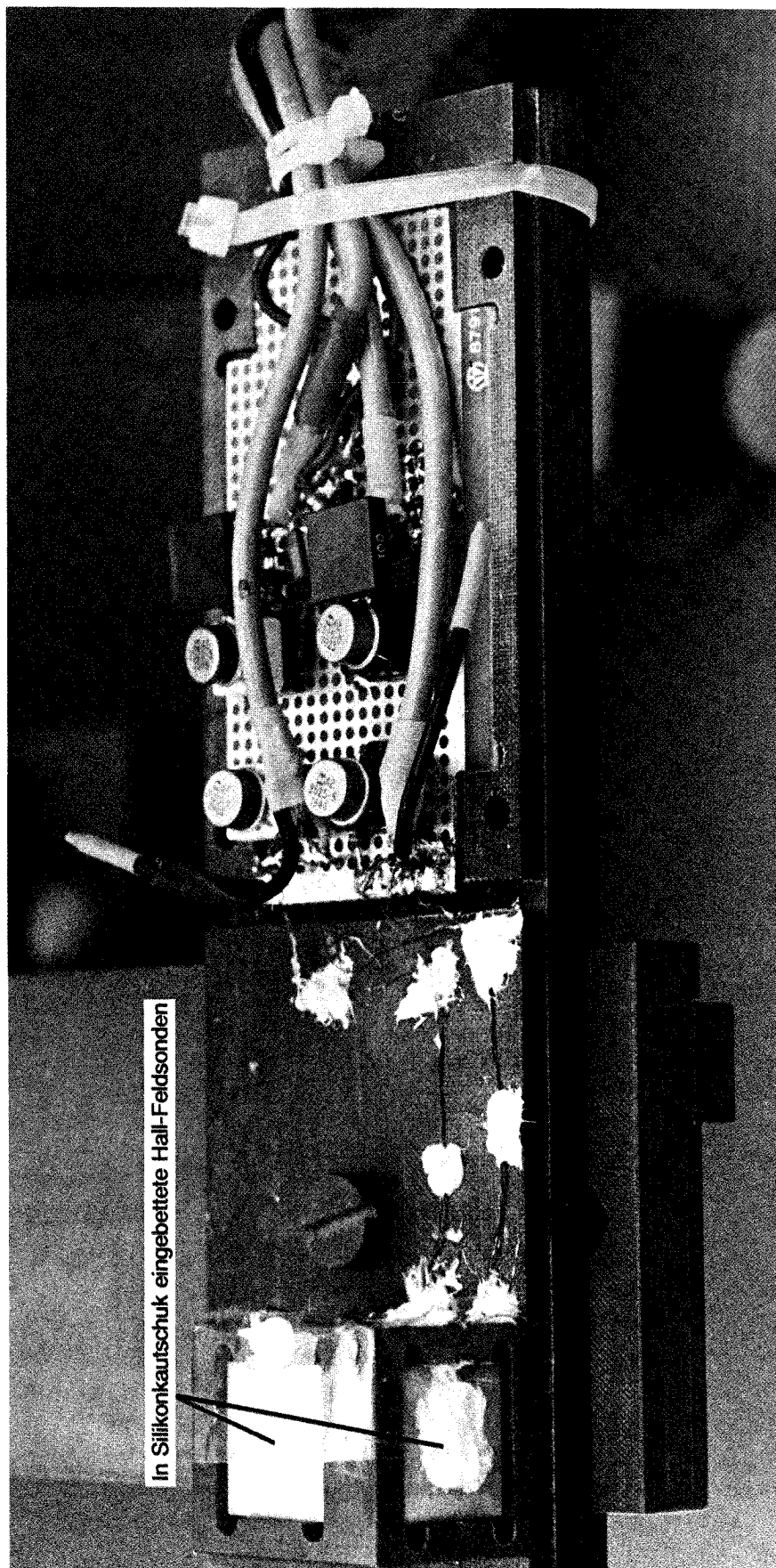
Die **ohmsche Nullspannung** ist eine Spannung, die bei fehlender Induktion an den Signalklemmen der Hall-Feldsonde auftritt, wenn die Signalkontakte der Sonde nicht genau auf einer Potentiallinie des durch den Steuerstrom im elektrischen System der Sonde auftretenden Strömungsfeldes liegen. Vor Beginn des Magnetfeldschusses wurde die der Meßspannung überlagerte ohmsche Nullspannung gemessen und bei der späteren Auswertung der Meßresultate berücksichtigt.

Die **induktive Fehlerspannung** ist eine vom zu messenden Magnetfeld in die Zuleitungsdrähte der Hall-Feldsonde und in die Verdrahtung des Vorverstärkers induzierte Spannung. Er befand sich im Meßfeld. Die das verstärkte Meßsignal führenden 40 m langen Leitungen wurden mit einer Kabeltransporteinrichtung hinter dem die Feldsonden tragenden Meßwagen hergeschleppt (Bild 2).

Durch Verdrillen der Zuleitungsdrähte der Hall-Feldsonde und aller Signalleitungen, durch Bilden möglichst kleiner Leiterschleifen bei der Verdrahtung des Vorverstärkers sowie durch ihre geeignete Orientierung in bezug auf die Hauptrichtung des zu messenden transienten magnetischen Feldes konnten die induktiven Fehlerspannungen zwar wesentlich, aber doch nicht ausreichend unterdrückt werden (Restanteil: ca. 20 % von der Meßspannung).

Zur Unterdrückung des Restes der induktiven Fehlerspannung wurde ein sehr wirkungsvolles Verfahren entwickelt, bei dem die Modulatoreigenschaften der Hall-Feldsonde genutzt wurden.

Der durch die Hall-Feldsonde fließende Steuer-Wechselstrom von 10 kHz bzw. 2 kHz modulierte das Meßsignal der zu messenden transienten Magnetfelder in der Amplitude, so daß die Information des Meßsignals in den Seitenbändern enthalten war, die sich um die Frequenz des Steuer-Wechselstromes gruppierten. Dadurch konnte im Spektrum der Klemmenspannung der Hall-Feldsonde die Meßinformation spektral von Frequenzanteilen getrennt werden, die durch die induktive Nullspannung im Basisband erzeugt wurden.



In Silikonkautschuk eingebettete Hall-Feldsonden

Bild 3
Hall-Feldsondenhalterung mit Meßspannungs-Vorverstärkern

Mit einem geeignet dimensionierten Synchrondemodulator konnten diese störenden Frequenzanteile des Spektrums der Klemmenspannung der Hall-Feldsonde unterdrückt werden, so daß der Einfluß der induzierten Störspannung auf das Meßergebnis beseitigt werden konnte.

Da die Abtastwerte der Meßspannung in Form numerisch gegebener Abtastfolgen im Rechner gespeichert waren, konnte die Synchrondemodulation per Programm im Rechner durchgeführt werden. Das hatte gegenüber der Demodulation mit elektronischen Demodulatoren u.a. den Vorteil, daß die sonst bei Mehrkanalanordnungen notwendigen und umfangreichen Justier- und Symmetrierarbeiten entfielen.

2.2 Die Demodulation der Meßspannung mit dem Prozeßrechner

Die Wirkungsweise eines analog ausgeführten Synchrondemodulators und dessen prinzipieller

Aufbau ist in Bild 4 dargestellt. Das Spektrum der Meßspannung (Bild 4b) wurde im Multiplikator durch die Multiplikation der Meßspannung mit der Referenz-Wechselspannung der Steuerstromfrequenz f_T , wie Bild 4c zeigt, so umgesetzt, daß mit dem nachgeschalteten RC-Tiefpaß alle störenden Frequenzanteile unterdrückt werden konnten. Bei der Simulation des Synchrondemodulators im Rechner war die Realisierung des Multiplikators sehr einfach. Mit einem einzigen Befehl konnte die Multiplikation der Meßwertfolge der abgetasteten Klemmenspannung der Hall-Feldsonde mit der Meßwertfolge der abgetasteten sinusförmigen Referenzspannung ausgeführt werden, mit der auch der durch die Hall-Feldsonde fließende Steuer-Wechselstrom erzeugt wurde.

Das dem Multiplikator nachgeschaltete dreistufige Tiefpaßfilter war als Digitalfilter mit einem Prozeßrechner simuliert worden.

Zur Suche nach der Topologie der Digitalfilterschaltung und dem damit verbundenen Ablauf des Simulationsprogramms wurde aus der für kontinuierliche

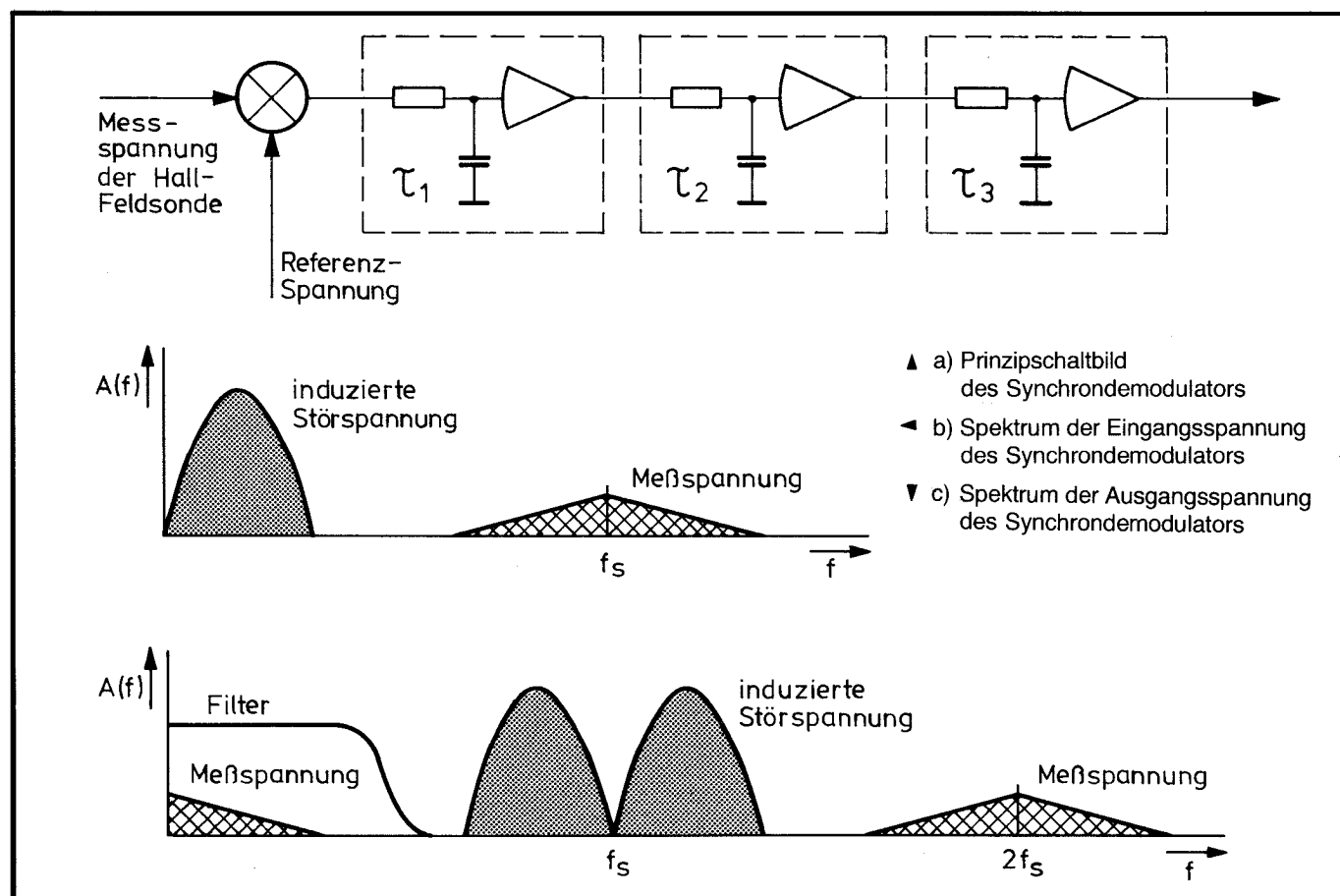


Bild 4
Aufbau und Wirkungsweise eines Synchrondemodulators

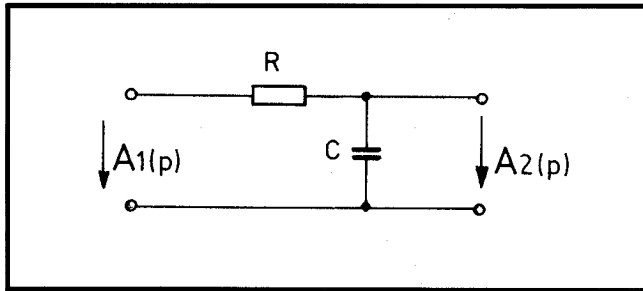


Bild 5
Einfacher RC-Tiefpaß

Signale geltenden Übertragungsfunktion des in Bild 5 dargestellten RC-Tiefpasses

$$H(p) = \frac{A_2(p)}{A_1(p)} = \frac{1}{1+p\tau} \quad \tau = R \cdot C$$

mit Hilfe der bilinearen Transformation

$$p = \frac{2}{\Delta T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad \Delta T = \text{Abtastzeit}$$

die für abgetastete Funktionen gültige Z-Transformierte

$$H(z) = \frac{A_2(z)}{A_1(z)} = \frac{1+z^{-1}}{(2 \frac{\tau}{\Delta T} + 1) - (2 \frac{\tau}{\Delta T} - 1) z^{-1}}$$

gebildet.

Der Faktor z^{-1} besagt, daß der um einen Takt verzögerte Wert der Abtastfunktion zur Berechnung des aktuellen Abtastwertes am Filterausgang benutzt werden soll. Aus der umgestellten obigen Gleichung

$$A_2(z) = \frac{2 \frac{\tau}{\Delta T} - 1}{2 \frac{\tau}{\Delta T} + 1} \cdot z^{-1} \cdot A_2(z) + \frac{1}{2 \frac{\tau}{\Delta T} + 1} \cdot z^{-1} \cdot A_1(z) + \frac{1}{2 \frac{\tau}{\Delta T} + 1} \cdot A_1(z)$$

konnte man ablesen, welche Struktur das Digitalfilter haben mußte. Auf diese Weise wurde die in Bild 6 dargestellte Schaltung eines als Digitalfilter ausgebildeten Tiefpasses und der Zusammenhang der Filterkoeffizienten C_1 und C_2 mit der Grenzfrequenz bzw. der Zeitkonstanten τ des Tiefpasses gefunden.

Das Programm zur Berechnung der Meßwertfolge der abgetasteten Ausgangsfunktion dieses Filters, das die durch die Schaltung des Digitalfilters vorgegebenen Rechenoperationen durchführt, ist äußerst einfach. Wie das Flußdiagramm (Bild 7) zeigt, ist zu Beginn ($M = 1$) der Abtastung der Eingangszeitfunktion $A(1)$ der Abtastwert der Ausgangszeitfunktion $A(2)$ Null zu setzen. Diese Notwendigkeit ergibt sich, weil die Ausgangsspannung eines Tiefpasses im Augenblick des Einschaltens Null ist. Für alle $M=M_2$ Abtastwerte der Eingangsfunction $A(1)$ werden die Abtastwerte der Ausgangsfunktion $A(2) = UA(M)$ des Filters berechnet, und anschließend der beim nächsten Programmdurchlauf als der um einen Takt verzögert auftretende Abtastwert (z^{-1}) im Speicher S1 abgelegt.

Ein solches Filter erfüllte problemlos seine Funktion, wenn sein Eingangssignal keine Sprünge enthielt. Da die Meßspannung aber wegen der induzierten Störspannung Spannungssprünge enthalten konnte, mußten bei jedem auftretenden Spannungssprung die im Speicher S1 stehenden Anfangsbedingungen neu gesetzt werden. Wann dieser Sprung auftrat, war natürlich nicht bekannt. Diese Schwierigkeit konnte dadurch umgangen werden, daß nicht nur beim Auftreten eines Spannungssprunges, sondern grundsätzlich bei jeder

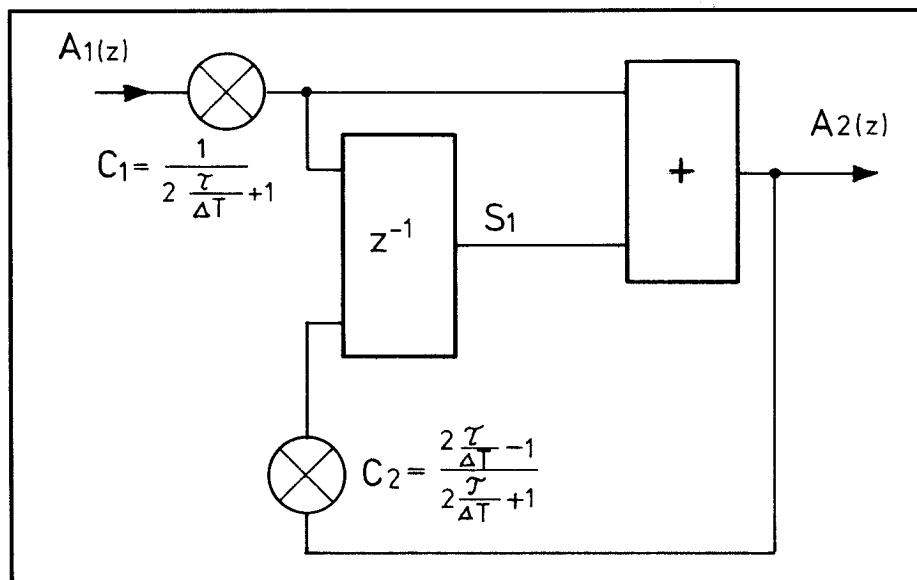


Bild 6
Schaltung eines Digitalfilter-Tiefpasses

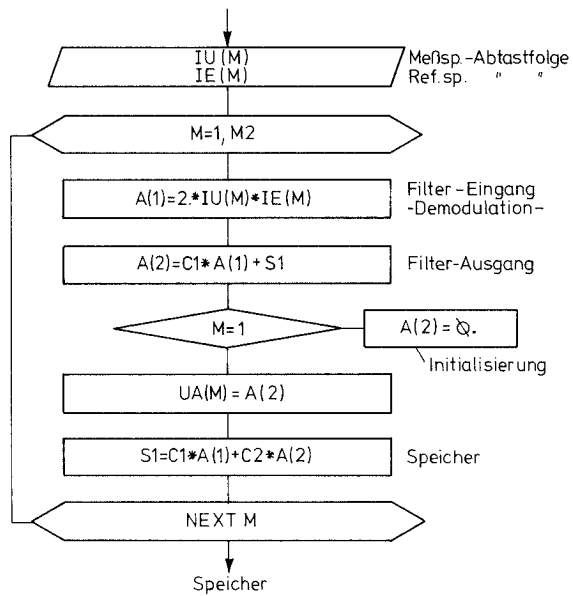


Bild 7
Flußdiagramm zur Simulation des in Bild 6
dargestellten Digitalfilters im Rechner

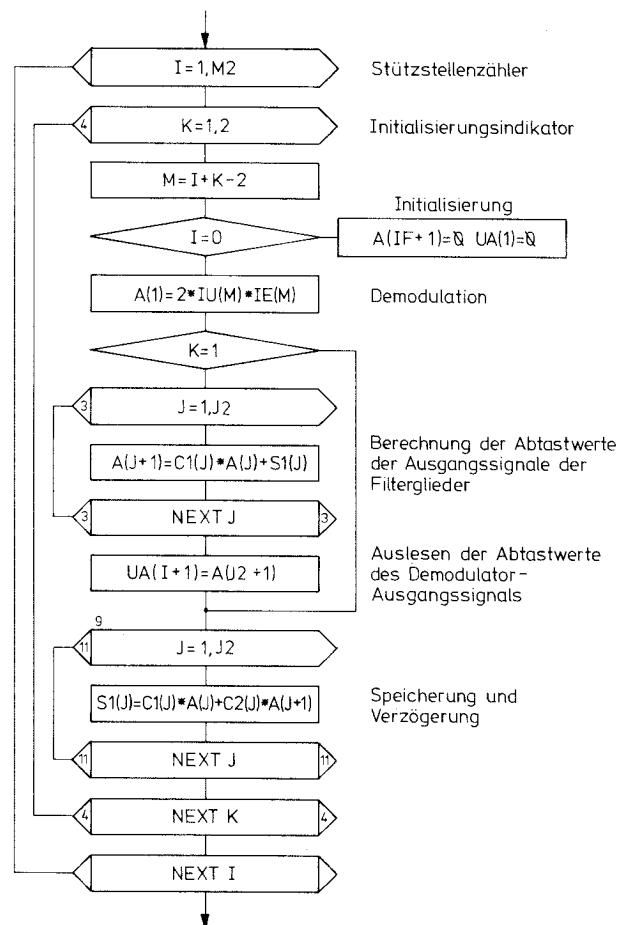


Bild 8
Software-Synchrondemodulator mit
J2-Tiefpaßgliedern.

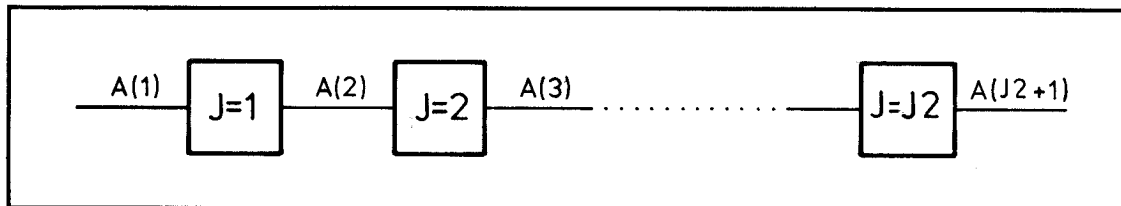


Bild 9
Kettenschaltung
der J2 entkoppelten
RC-Tiefpässe

Berechnung des nächstfolgenden Abtastwertes der Filter-Ausgangszeitfunktion der Speicherwert S1 neu berechnet wurde.

Wie man dem Flußdiagramm in Bild 8 entnimmt, wurde in der K-Schleife mit $K = 1$ diese Initialisierung im Speicher S1(J) durchgeführt. Bei $K = 2$ rechnete das Programm dann den nächsten Abtastwert $UA(l+1)$ des Filter-Ausgangssignals aus und bestimmte den Speicherwert S1(J) für die darauf folgende Berechnung des Abtastwertes. Solange keine Spannungssprünge auftraten, waren beide S1(J)-Werte identisch.

Der zur Seitenbandunterdrückung im Synchron-demodulator notwendige Tiefpaß bestand aus J2 entkoppelten RC-Tiefpässen, deren Übertragungsverhalten in den J-Schleifen des Programms in Bild 8 simuliert wurden. A(J) stellte den Eingang, A(J+1) den Ausgang eines RC-Tiefpasses (Bild 9) dar.

2.3 Ortskurvenmethode zur Bestimmung der Wirbelstrom-Zeitkonstanten

Bei der Verarbeitung statistisch gestörter Meßsignale werden durch Integration der Meßspannung nach der Zeit die Störungen weitgehendst unterdrückt. Zur Untersuchung der zeitabhängigen Feldanteile, die durch die in den Metallteilen des TEXTOR fließenden Wirbelströme erzeugt werden, wurde deshalb eine Integraltransformation – die Fouriertransformation – benutzt, mit der bekanntlich die Zeitfunktion als Transformierte in einer komplexen Ebene abgebildet werden kann. Der Quotient der Fouriertransformierten der zeitabhängigen Ausgangsgröße – hier der magnetischen Induktion – und der Fouriertransformierten einer geeignet gewählten Eingangsgröße ergibt einen von einer variablen Frequenz abhängigen komplexen

Übertragungsfaktor, dessen graphische Darstellung bekanntlich als Ortskurve bezeichnet wird. Sie beschreibt unter der Voraussetzung, daß die TEXTOR-Maschine sich hinsichtlich der Magnetfelderzeugung wie ein lineares System verhält, vollständig ihr Einschwingverhalten und damit den Einfluß der dabei auftretenden Wirbelstromeffekte.

Mit Hilfe der in Bild 10 dargestellten Ersatzschaltung soll beispielhaft gezeigt werden, welcher komplexe Übertragungsfaktor gewählt werden sollte, damit dieser ausschließlich die Wirbelstromeffekte beschreibt und nicht vom Innenwiderstand des den Erregerstrom $i_p(t)$ erzeugenden Generators beeinflusst wird.

Wenn zur Berechnung des komplexen Übertragungsfaktors die Gesetzmäßigkeiten für mehrfach magnetisch gekoppelte Kreise benutzt werden, dann kann zunächst angenommen werden, daß das Magnetfeld im Meßpunkt mit einer Pick-Up Spule gemessen wird, deren Leerlaufspannung u_m zu integrieren ist. Eine Hall-Feldsonde mißt aber die magnetische Induktion

$$b(t) = \frac{1}{n\Delta A} \int u_m(t) dt$$

ΔA = Windungsfläche der Pick-Up Spule und aktive Fläche der Hall-Feldsonde
 n = Windungszahl der Pick-Up Spule

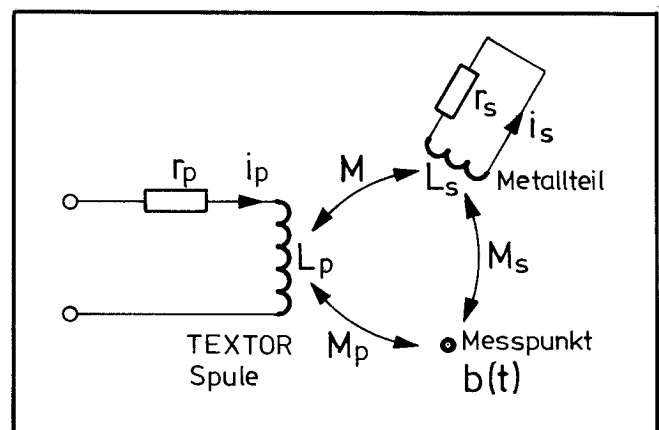


Bild 10
Ersatzschaltung des magnetischen Kreises mit einem
Wirbelstromkreis

Das aus den Gleichungen für magnetisch gekoppelte Kreise

$$0 = M \frac{di_p(t)}{dt} + r_s i_s(t) + L_s \frac{di_s(t)}{dt} \quad (\text{Wirbelstromkreis}) \quad \text{Gl. 2.3-1}$$

$$u_m = M_p \frac{di_p(t)}{dt} + M_s \frac{di_s(t)}{dt} \quad (\text{Meßkreis}) \quad \text{Gl. 2.3-2}$$

berechnete Zeitintegral der induzierten Spannung

$$u_m(t) \quad y(t) = \int u_m(t) dt$$

ist so ein Maß für die magnetische Induktion im Meßpunkt.

Mit Gl. 2.3-2 findet man

$$y(t) = M_p i_p(t) + M_s i_s(t). \quad \text{Gl. 2.3-3}$$

Der Erregerstrom $i_p(t)$ kann gemessen werden, nicht der Wirbelstrom $i_s(t)$. Er ist aber über Gl. 2.3-1 mit dem Erregerstrom verknüpft. Für die Fouriertransformierte von $u(t)$ erhält man mit Gl. 2.3-2 und Gl. 2.3-3

$$F\{y(t)\} = M_p \frac{1+j\omega \frac{L_s}{r_s} (1 - \frac{MM_s}{M_p L_s})}{1+j\omega \frac{L_s}{r_s}} \cdot F\{i_p(t)\}.$$

Der komplexe Übertragungsfaktor

$$A_o(j\omega) = \frac{F\{y(t)\}}{F\{i_p(t)\}} = M_p \frac{1+j\omega \frac{L_s}{r_s} (1 - \frac{MM_s}{M_p L_s})}{1+j\omega \frac{L_s}{r_s}} \quad \text{Gl. 2.3-4}$$

erfüllt die eingangs gemachte Bedingung, daß der Innenwiderstand des Erregerstromgenerators keinen Einfluß auf den Übertragungsfaktor hat. Die am TEXTOR gemessenen Ortskurven sind durch Gl. 2.3-4 definiert.

Wie die Ortskurve für eine Wirbelstromzeitkonstante aussieht, ist außerdem von allgemeinem Interesse. Gl. 2.3-4 weist das Verhältnis L_s/r_s als Zeitkonstante des Wirbelstromkreises aus. Der Quotient $(M \cdot M_s)/(M_p \cdot L_s)$ enthält die Information über die Lage des Meßpunktes in Bezug auf die Felderregerspule (M_p) und den Wirbelstromkreis (M_s). M/L_s ist eine durch die Konstruktion der Maschine festgelegte Größe.

$$x = \frac{MM_s}{M_p L_s}, \quad \text{Gl. 2.3-5}$$

der ortsabhängige Parameter x , kann Werte annehmen, die zwischen Null und eins liegen.

$$0 < x < 1 \quad \text{Gl. 2.3-6}$$

Gibt es keine Feldstörung durch den Wirbelstrom, dann ist $M_s=0$, d.h.

$$x = 0$$

gilt bei fehlendem Wirbelstromeinfluß.

In diesem Fall ist wegen

$$A_o(j\omega) = M_p$$

die Ortskurve zu einem Punkt entartet, der auf der reellen Achse der komplexen Ebene liegt und durch M_p bestimmt ist, also durch den Abstand des Meßpunktes von der Felderregerspule.

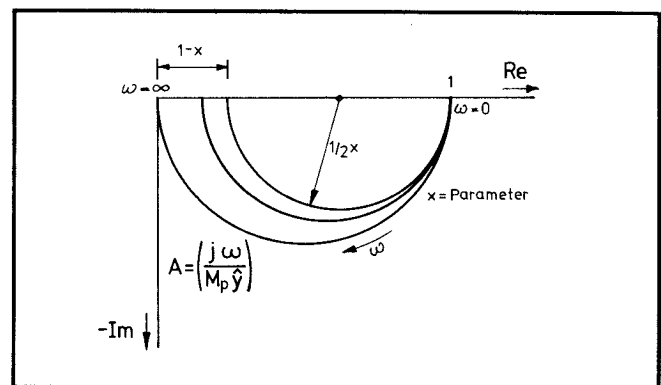


Bild 11

Normierte Ortskurve für einen Wirbelstromkreis

Die am TEXTOR gemessenen Punkte der Ortskurven $A_o(j\omega)$ wurden so normiert, daß der bei der Kreisfrequenz $\omega = 0$ auf der reellen Achse liegende Ortskurvenpunkt immer den Wert 1 annahm.

Der in diesem Sinn normierte komplexe Übertragungsfaktor für einen Wirbelstromkreis (Gl. 2.3-4)

$$A(j\omega) = \frac{1+j\omega\tau_s(1-x)}{1+j\omega\tau_s} \quad \tau_s = \frac{L_s}{r_s} \quad \text{Wirbelstrom-Zeitkonstante}$$

dessen Ortskurve in Bild11 zu sehen ist, weist das Magnetfeld-System des TEXTOR als ein minimalphasiges System mit Tiefpaßverhalten aus.

2.3.1 Grundlagen zur experimentellen Bestimmung der Fourierintegrale

Übertragungsfaktoren werden üblicherweise mit Wechselspannungsgeneratoren mit einstellbarer Frequenz gemessen. Wegen der im kA-Bereich

liegenden Felderregereströme konnte aus Kosten-
gründen dieses Verfahren nicht zur Messung des
komplexen Übertragungsfaktors benutzt werden.

Um ohne zusätzliche Investitionen auszukommen,
mußten die Übertragungsfaktoren mit den für den
Betrieb des TEXTOR vorgesehenen Stromrichtern
gemessen werden. Sie erzeugen oberwellenhal-
tige Felderregereströme, deren Harmonische zur
Messung des frequenzabhängigen komplexen
Übertragungsfaktors benutzt wurden. Er wurde aus
der komplexen Fouriertransformierten des der ma-
gnetischen Induktion proportionalen Meßsignals
und der des dem Felderregerestrom proportionalen
Signals durch Quotientenbildung berechnet.

Bei der zur Bestimmung der Amplituden und Pha-
sen der Harmonischen notwendigen Fourierana-
lyse wurde die Existenz periodischer Zeitfunktionen
vorausgesetzt. Diese Voraussetzung war zunächst
aber nur bei den Feldmessungen in den Korrektur-
spulen K_z und K_r erfüllt. Deren Felderregere-
strom erzeugte während des 3 Sekunden dauernden Feld-
schusses neben einem Gleichfeld ein periodisches
in seinem Zeitverlauf expotentiell verschliffenes
Magnetfeld mit einer Wiederholfrequenz von ca.
25 Hz. Die Rechnerprogramme, mit denen die Fou-
riertransformation dieser zeitabhängigen Felder
durchgeführt wurde, tragen die Bezeichnung
„...nach dem Vollpulsverfahren (VP)“.

Zur Untersuchung der beim Einschalten des 3 Se-
kunden dauernden Vertikalfeldes wirksamen Wir-
belstromeffekte ist die bei der Fourieranalyse ge-
forderte Periodizität des zu analysierenden Signals
nicht gegeben. Um dieses Analyseverfahren den-
noch benutzen zu können, wurden zwei Verfahren
entwickelt, mit denen unter Ausnutzung der Sym-
metrieeigenschaften periodischer Ausgangssi-
gnale linearer, zeitinvarianter Systeme aus der
während des Einschaltens des Feld-Erregerestro-
mes auftretenden Abhängigkeit des Magnetfeldes
von der Zeit ein periodisches Signal konstruiert
werden kann.

Beim sogenannten **Halbpulsverfahren (HP)** war
mit dem Transientenrecorder nach dem Einschal-
ten des linear ansteigenden Felderregerestromes
über das Pulsdach hinaus so lange zu messen, bis
die durch die Wirbelströme erzeugten Magnetfelder
auf etwa 10^{-4} abgeklungen waren.

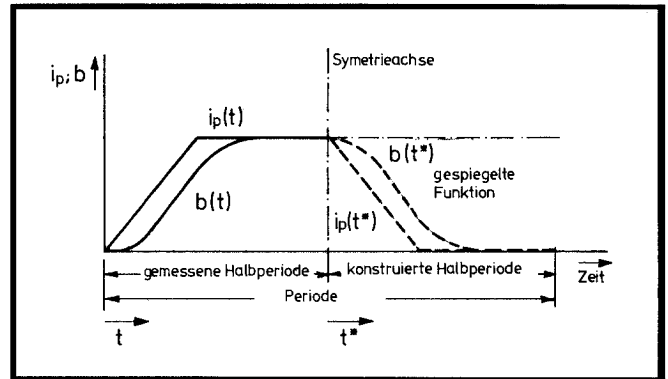


Bild 12

**Methode der Ergänzung des gemessenen Ausschnitts der
Erregerstrom- und Feldfunktion zu einem periodischen
Signal nach dem Halbpulsverfahren**

Stellt $i_p(t)$ den Erregerstrom und $b(t)$ das während
der Meßzeit T_m aufgenommene zeitabhängige Ma-
gnetfeld dar, dann können nach

$$i_p(t^*) = i_p - i_p(t) \quad \text{Gl. 2.3.1-1}$$

und

$$b(t^*) = \hat{b} - b(t) \quad \text{Gl. 2.3.1-2}$$

$$0 < t < T_m \quad (\text{Meßzyklus})$$

$$0 < t^* < T_m \quad (\text{Spiegelung})$$

die Funktionswerte $i_p(t)$ und $b(t^*)$ berechnet wer-
den, die zur Ergänzung der Funktionen zu einer vol-
len Periode einer gedachten periodischen Funktion
notwendig sind. Vorausgesetzt wurde dabei, daß
der Erregerstrom mit der gleichen zeitlichen Ab-
hängigkeit auf Null abgesenkt wird, wie er beim
Einschalten zunahm. Wegen des dadurch gewähl-
ten Tastverhältnisses von zwei sind im Fourier-
spektrum dieser Funktionen die geradzahligen
Harmonischen nicht vorhanden.

Das **Rampenverfahren (RA)** ermöglichte es, aus
dem durch eine Erregerstrom-Rampe erzeugten
Feldverlauf ein periodisches Signal mit dem Tast-
verhältnis zwei zusammenzusetzen. Aus dem im
Quadrant-1 gemessenen Feldverlauf $b(t)$ wurde
der expotentiell mit der Zeit zunehmende Anteil
– gestrichelter Anteil im 1. Quadranten des Bil-
des 13 –

$$l(t) = \frac{db(t)}{dt} \Big|_{t=\frac{T_w}{4}} \cdot t - b(t) \quad \text{Gl. 2.3.1-3}$$

ermittelt. Mit dieser Funktion konnte der Feldverlauf
im 2. Quadranten bei konstantem Erregerstrom
berechnet werden zu:

$$b(t) = b(t=\frac{T_w}{4}) + l(t-\frac{T_w}{4}) \quad \text{Gl. 2.3.1-4}$$

$$\frac{T_w}{4} < t < \frac{T_w}{2}$$

$$b(t) = \left[b\left(t = \frac{T_w}{4}\right) + \ell\left(t = \frac{T_w}{4}\right) \right] - b\left(t - 3 \frac{T_w}{4}\right)$$

Gl. 2.3.1-5

$$\frac{T_w}{2} < t < 3 \frac{T_w}{4}$$
$$b(t) = b(t - 3 \frac{T_w}{4}) - l(t - 3 \frac{T_w}{4}) \quad \text{Gl. 2.3.16}$$

$$3 \frac{T_w}{4} < t < T_w$$

Die Fouriertransformierte einer Zeitfunktion $f(t)$, für die bei $t < 0$ $f(t) = 0$ gilt, ist bekanntlich durch

$$F(j\omega) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

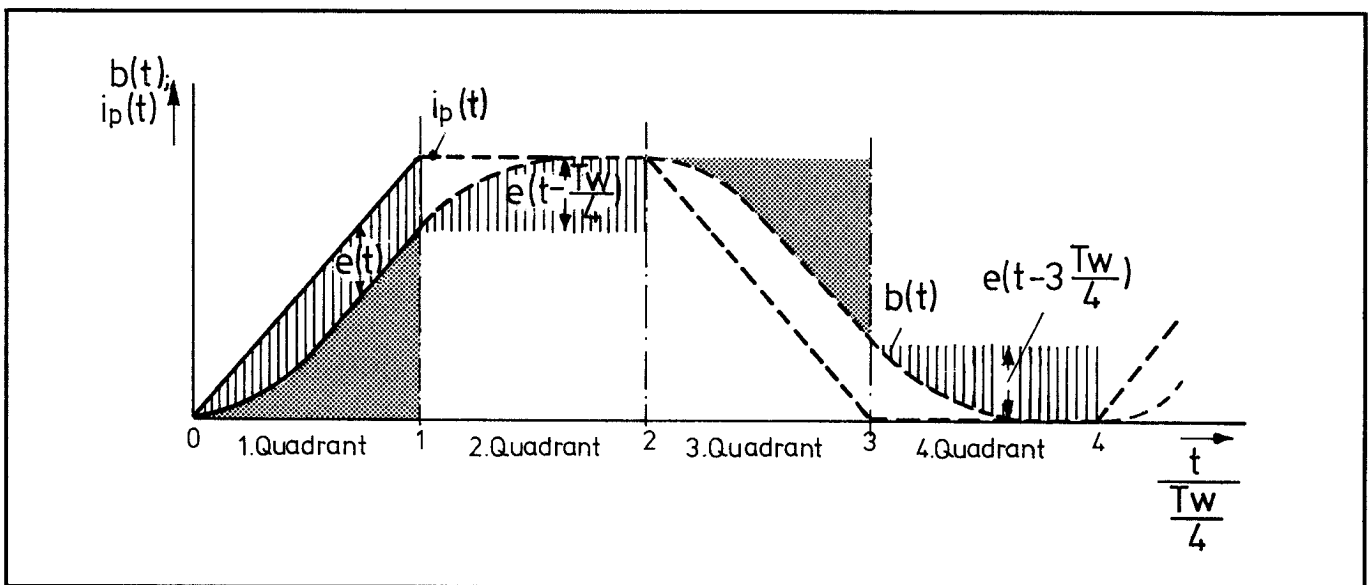
$$F(j\omega) = \int_0^{\infty} f(t) \cos \omega t \, dt - j \int_0^{\infty} f(t) \sin \omega t \, dt$$
$$\omega_n = n \cdot \frac{2\pi}{T_w} \quad n = \{1; 2; 3 \dots\}$$

$T = \text{Periodendauer}$

$$F(j\omega_n) = \int_0^{\infty} f(t) \cos(n \frac{2\pi}{T_w} \cdot t) dt - j \int_0^{\infty} f(t) \sin(n \frac{2\pi}{T_w} \cdot t) dt$$
$$\frac{|A(j\omega)|}{\omega = n \frac{2\pi}{T}} = \frac{|Re F\{b(t)\}|_{\omega = n \frac{2\pi}{T_w}} - j |Im F\{b(t)\}|_{\omega = n \frac{2\pi}{T_w}}}{|Re F\{i_p(t)\}|_{\omega = n \frac{2\pi}{T_w}} - j |Im F\{i_p(t)\}|_{\omega = n \frac{2\pi}{T_w}}}$$

Es bleibt zu prüfen, unter welchen Voraussetzungen die Real- und Imaginärteile der Gl. 2.3.1-7 mit einer Harmonischenanalyse der Feld- und Erregerstromfunktion bestimmt werden können.

und

$$S_n = \frac{2}{T_w} \int_0^{T_w} f(\xi) \sin\left(n \frac{2\pi}{T_w} \cdot \xi\right) d\xi$$
$$C_n = \frac{2}{T_w} \int_0^{T_w} f(\xi) \cos\left(n \frac{2\pi}{T_w} \cdot \xi\right) d\xi$$


Methode der Ergänzung des durch eine Erregerstrom-Rampe erzeugten Feldverlaufs zu einer periodischen Funktion nach dem Rampenverfahren

zur Bestimmung der Koeffizienten der Fourierreihe

$$f(t) = \sum_{v=0}^{\infty} S_v \sin(v \frac{2\pi}{T_w} \cdot t) + \sum_{v=0}^{\infty} C_v \cos(v \frac{2\pi}{T_w} \cdot t)$$

gleich, wenn alle Einschwingvorgänge des Systems abgeklungen sind und deshalb die Integration über den Zeitbereich mit der bis ins Unendliche übereinstimmt. Damit der Fehler, der durch den vorzeitigen Abbruch der Integration entsteht, nicht größer als $3 \cdot 10^{-4}$ war – Auflösung des Analog-Digital-Wandlers – wurde die Integration der Meßfunktion über eine Zeit erstreckt, die etwa der achtfachen Zeitkonstanten entsprach, mit der die langsamsten durch den Wirbelstromeffekt verursachten Magnetfeldanteile exponentiell abklingen. Der Imaginärteil der komplexen Fouriertransformierten von $b(t)$ und $i_p(t)$ entspricht unter den gemachten Voraussetzungen den negativen Werten der Sinuskoeffizienten der Fourierreihe.

Zur numerischen Berechnung der für die Frequenzen

$$\omega = n \cdot \frac{2\pi}{T_w}$$

geltenden Punkte der durch Gl. 1.3.1-7 definierten Ortskurve war demnach eine Fourieranalyse der Zeitfunktionen $b(t)$ und $i_p(t)$ auszuführen, wobei die Cosinus-Koeffizienten C_n den Realteil, die negativen Koeffizienten der Sinus-Koeffizienten S_n den Imaginärteil der komplexen Fouriertransformierten darstellen.

Die bei der Berechnung der Fourierintegrale notwendige numerische Integration wurde nach dem Simpson-Integrationsverfahren durchgeführt. Diese Methode lieferte bei der Integration der mit statistischen Fehlern behafteten Meßwerte die genauesten Ergebnisse. Dies ergaben Untersuchungen unter Einbeziehung der Fehler der Meßeinrichtung, bei der die Integration nach dem Romberg-Verfahren ausgeführt wurde, das als Sonderfall das Trapez- und Integrationsverfahren sowie das Integrationsverfahren nach Simpson enthält.

2.3.2 Der Einfluß der Demodulationsfehler und der induzierten Fehlerspannung auf die Ortskurve

Da sowohl die magnetische Induktion $b(t)$ als auch der Erregerstrom $i_p(t)$ über das Magnetfeld der Zuleitungskabel der Spulen mit einer gleichartigen Hall-Feldsonden Meßeinrichtung gemessen wurde, hat in erster Näherung der Frequenzgang der

Meßeinrichtung wegen der Quotientenbildung der Fouriertransformierten bei der Berechnung des komplexen Übertragungsfaktors $A(j\omega)$ keinen Einfluß auf das Meßergebnis. Zu prüfen ist deshalb, ob die induzierte Störspannung auch bei der Ortskurvenmessung mit dem Modulationsverfahren unterdrückt werden kann.

Sowohl das Meßsignal für die magnetische Induktion $b(t)$ als auch das des Erregerstromes $i_p(t)$ haben bei mit Wechselstrom der Frequenz f_T betriebenen Hall-Feldsonden bei gleichzeitig überlagerter induzierter Störspannung die Zeitabhängigkeit

$$s(t) = \underbrace{b^*(t) \sin \omega_T t}_{\text{Meßsignal}} + \underbrace{A_0 \frac{db^*(t)}{dt}}_{\text{induktive Störspannung}}$$

Gl. 2.3.2-1

Der Multiplizierer des Synchronmodulators multipliziert dieses Signal mit der sinusförmigen und zum Erregerstrom der Hall-Feldsonden phasenstarren sogenannten Referenzspannung.

$$m(t) = 2 \cdot s(t) \cdot \sin \omega_T t \quad \text{Gl. 2.3.2-2}$$

sei dann das Ausgangssignal des Multiplizierers. Wird das Magnetfeld gemessen, liege am Multipliziererausgang die Spannung $m_b(t)$, bei der Messung des Erregerstromes die Spannung $m_{i_p}(t)$. Zur Bestimmung des komplexen Übertragungsfaktors war der Quotient der Fouriertransformierten beider Spannungen

$$A_m(j\omega) = \frac{F\{m_b(t)\}}{F\{m_{i_p}(t)\}} \quad \text{Gl. 2.3.2-3}$$

zu bilden. Der so gemessene Übertragungsfaktor $A(j\omega)$ sollte sich vom zu messenden Übertragungsfaktor

$$A(j\omega) = \frac{F\{b(t)\}}{F\{i_p(t)\}} \quad \text{Gl. 2.3.2-4}$$

der die magnetischen Übertragungseigenschaften des TEXTOR beschreibt, möglichst wenig unterscheiden. Wird der Meßfehlerinfluß durch eine komplexe Fehlerfunktion $F(j\omega)$ in der Art

$$A_m(j\omega) = A(j\omega) \cdot F(j\omega) \quad \text{Gl. 2.3.2-5}$$

beschrieben, dann ist bei einer möglichst fehlerfreien Messung zu fordern, daß

$$F(j\omega) \approx 1 \quad 0 < \omega < \infty$$

erfüllt ist. Die Eigenschaften dieser Fehlerfunktion sollen nun mit Hilfe der Laplace-Transformierten untersucht werden, in der die komplexe Variable

$$p = \sigma + j\omega$$

verwendet wird. Für $\sigma = 0$ liegen bekanntlich die Punkte der Laplace-Transformierten auf der imaginären Achse der Laplace-Ebene, auf der dann der gesuchte komplexe Übertragungsfaktor abgebildet

ist. Demzufolge kann Gl. 2.3.2-5 mit der Laplace-Transformation aus

$$A_m(p) \Big|_{p=j\omega} = A(p) \Big|_{p=j\omega} \cdot F(p) \Big|_{p=j\omega} \quad \text{Gl. 2.3.2-6}$$

berechnet werden.

Für die Laplace-Transformierte des Multiplizierer-Ausgangssignals erhält man mit Gl. 2.3.2-2

$$L\{m(t)\} = M(p) = 2 \cdot L\{s(t) \cdot \sin \omega_T t\}$$

$$= \frac{1}{j} \left[S(p-j\omega_T) - S(p+j\omega_T) \right],$$

wobei

Gl. 2.3.2-7

$$S(p) = L\{s(t)\} = \frac{1}{j} \left[B(p-j\omega_T) - B(p+j\omega_T) \right] + p A_O B(p)$$

die Laplace-Transformierte des Multiplizierer-Eingangssignals $s(t)$ (Gl. 2.3.2-1) ist. Mit ihrer Hilfe und der Beziehung Gl. 2.3.2-7 findet man die Laplace-Transformierte des amplitudendemodulierten Ausgangssignals des Multiplizierers

$$M(p) = B(p) \quad \text{Meßgröße}$$

$$- \frac{1}{2} \left[B(p-j2\omega_T) + B(p+j2\omega_T) \right] \quad \text{Seitenbänder des Gleichrichters}$$

$$+ p \frac{A_O}{j} \left[B(p-j\omega_T) - B(p+j\omega_T) \right] \quad \text{Seitenbänder der induktiven Störspannung}$$

Gl. 2.3.2-8

Sie zeigt, daß in ihr additiv neben der Transformierten des Meßsignals $B(p)$ die spektral getrennten Anteile der unerwünschten, durch die Gleichrichtung bedingten, oberen Seitenbänder und die von der induktiven Störspannung erzeugten Seitenbänder auftreten. Die durch den Gleichrichter erzeugten Seitenbänder gruppieren sich um die doppelte Frequenz $2f_T$ des Steuerstroms der Hall-Feldsonde, die Seitenbänder um f_T werden durch die induktive Störspannung verursacht.

Anhand der aus Gl. 2.3.2-8 abgeleiteten Beziehung für die zu messende Transformierte

$$A_m(p) = \underbrace{\frac{B_B(p)}{B_{IP}(p)}}_{A(p)} \cdot \underbrace{\frac{1 - \frac{1}{2} \frac{B_B(p-j2\omega_T)}{B_B(p)} + \frac{B_B(p+j2\omega_T)}{B_B(p)} + p \frac{A_B}{j} \frac{B_B(p-j\omega_T)}{B_B(p)} - \frac{B_B(p+j\omega_T)}{B_B(p)}}{1 - \frac{1}{2} \frac{B_{IP}(p-j2\omega_T)}{B_{IP}(p)} + \frac{B_{IP}(p+j2\omega_T)}{B_{IP}(p)} + p \frac{A_{IP}}{j} \frac{B_{IP}(p-j\omega_T)}{B_{IP}(p)} - \frac{B_{IP}(p+j\omega_T)}{B_{IP}(p)}}}_{F(p)} \quad \text{Gl. 2.3.2-9}$$

erhält man die Fehlerfunktion $F(p)$, die angibt, welchen Einfluß die durch die Gleichrichtung und die durch die induktive Störspannung erzeugten Seitenbänder auf den zu messenden Übertragungsfaktor $A(p)_{p=j\omega}$ des TEXTOR haben und vor allem,

ob und unter welchen Bedingungen mit der bei der Magnetfeldmessung verwendeten Modulationsmethode die induktiven Fehlerspannungen hinreichend unterdrückt werden können.

Im Nenner der komplexen Fehlerfunktion treten die Verhältnisse $B_{IP}(p \pm j\omega_T)$ zu $B_{IP}(p)$ und $B_{IP}(p \pm j2\omega_T)$ zu $B_{IP}(p)$ auf. Die Größe dieser Verhältnisse wird allein durch die spektralen Eigenschaften des Felderregerstromes $i_p(t)$ bestimmt. Ein konvergierendes Signalspektrum ist die notwendige und im vorliegenden Fall erfüllte Voraussetzung, daß die spektralen Amplituden bei den Frequenzen $\omega \pm \omega_T$ und $\omega \pm 2\omega_T$ sehr viel kleiner sind, als die bei der Signalfrequenz ω , so daß gilt:

$$B_{IP}(p \pm jn\omega_T) \Big|_{p=j\omega} \ll B_{IP}(p) \Big|_{p=j\omega} \quad n = \{1; 2\}$$

Gl. 2.3.2-10

Demnach ist zu fordern, daß die Frequenz des durch die Hall-Feldsonde fließenden Steuerstromes f_T im Vergleich zur Frequenz des Erregerstromes i_p möglichst hoch ist. Unter dieser Voraussetzung nähert sich der Nenner der komplexen Fehlerfunktion auf der reellen Achse der Zahlenebene dem Wert 1, auf der imaginären Achse dem Wert 0.

In die Verhältnisse der Fouriertransformierten des Zählers der Fehlerfunktion gehen neben den Signaleigenschaften auch die Übertragungseigenschaften des Meßobjektes ein. Die Fouriertransformierte der zeitabhängigen Induktion $b(t)$ ist nach Gl. 2.3.2-4 mit der Fouriertransformierten des Erregerstromes über den komplexen Übertragungsfaktor $A(j\omega)$ durch

$$B_B(p) \Big|_{p=j\omega} = A(p) \Big|_{p=j\omega} \cdot B_{IP}(p) \Big|_{p=j\omega}$$

Gl. 2.3.2-11

miteinander verknüpft. Die Fouriertransformierten der Seitenbänder der amplitudenmodulierten Meß-

spannung ergeben sich durch Verschiebung des Frequenzmaßstabes zu:

$$B_B(p \pm jn\omega_T) \Big|_{p=j\omega} = A(p \pm jn\omega_T) \Big|_{p=j\omega} \cdot B_{IP}(p \pm jn\omega_T) \Big|_{p=j\omega} \quad n = \{1; 2\} \quad \text{Gl. 2.3.2-12}$$

Wie in Kap. 2.3 beispielhaft gezeigt wurde, hat $A(p)$ den Verlauf eines minimalphasigen Tiefpasses. In dem in diesem Kapitel behandelten Beispiel konvergieren bei hinreichend großem ω_T die für die Seitenbänder maßgeblichen Übertragungsfaktoren

$$A(p+jn\omega_T) \Big|_{p=j} \quad n = \{1; 2\} \quad \text{Gl. 2.3.2-13}$$

gegen den vom Meßort abhängigen Wert $(1-x)$. Da die durch Gl. 2.3.2-10 gemachte Voraussetzung auch für den Zähler der Fehlerfunktion gilt, strebt dessen Wert bei hinreichend großem ω_T auch dem Wert 1 zu.

Damit ist gezeigt, daß der komplexe Übertragungsfaktor $A(j\omega)$ des TEXTOR über die Quotientenbildung der Fouriertransformierten der mit induzierter Fehlerspannung überlagerten amplitudenmodulierten Magnetfeld-Meßspannung mit der Fouriertransformierten des Erregerstromes meßtechnisch bestimmt werden kann.

Voraussetzung für eine möglichst gute Unterdrückung der durch die Gleichrichtung entstandenen Seitenbänder und der durch Induktion in die Zuleitung der Hall-Feldsonde eingekoppelten Störspannungen ist die Wahl einer hinreichend hohen Frequenz des durch die Hall-Feldsonde fließenden Steuer-Wechselstromes.

Um quantitative Aussagen über die Größe des Meßfehlers machen zu können, wurde der Fehler für einen zeitproportionalen Erregerstromanstieg in einem Magnetfeldsystem mit 1 Zeitkonstanten mit der aus Gl. 2.3.2-9 unter Berücksichtigung von Gl. 2.3.2-13 entstandenen Gl. 2.3.2-14 berechnet.

$$F(p) = \frac{1 - Z_1(p=j\omega) + p \cdot Z_2(p=j\omega)}{1 - N_1(p=j\omega) + p \cdot N_2(p=j\omega)}$$

$$Z_1(p=j\omega) = \frac{1}{2} \left[\frac{A(p-j2\omega_T)}{A(p)} \cdot \frac{B_{IP}(p-j2\omega_T)}{B_{IP}(p)} + \frac{A(p+j2\omega_T)}{A(p)} \cdot \frac{B_{IP}(p+j2\omega_T)}{B_{IP}(p)} \right]_{p=j\omega}$$

$$Z_2(p=j\omega) = \frac{A_B}{j} \left[\frac{A(p-j\omega_T)}{A(p)} \cdot \frac{B_{IP}(p+j\omega_T)}{B_{IP}(p)} - \frac{A(p+j\omega_T)}{A(p)} \cdot \frac{B_{IP}(p+j\omega_T)}{B_{IP}(p)} \right]_{p=j\omega}$$

$$N_1(p=j\omega) = \frac{1}{2} \left[\frac{B_{IP}(p-j2\omega_T)}{B_{IP}(p)} + \frac{B_{IP}(p+j2\omega_T)}{B_{IP}(p)} \right]_{p=j\omega}$$

$$N_2(p=j\omega) = \frac{A_{IP}}{j} \left[\frac{B_{IP}(p-j\omega_T)}{B_{IP}(p)} - \frac{B_{IP}(p+j\omega_T)}{B_{IP}(p)} \right]_{p=j\omega} \quad \text{Gl. 2.3.2-14}$$

Die in Tabelle 1 dargestellten Berechnungsergebnisse gelten für eine Rampenanstiegszeit des Erregerstromes von $T = 80 \text{ msec}$, für eine Wirbelstrom-Zeitkonstante $\tau = 8 \text{ msec}$ und für eine induktive Nullkomponente im Feld-Meßkanal von $A_0 = 20 \text{ cm}^2$. Der Ortsfaktor $x = 1$ gibt an, daß der Punkt, in dem das Magnetfeld gemessen wird, in unmittelbarer Nähe eines Wirbelstrom führenden Metallteils des TEXTOR liegt. Die Hall-Feldsonde hat eine Empfindlichkeit von 50 mV/Tesla , die Frequenz des Steuerstromes betrug $f_T = 5 \text{ kHz}$.

In den beiden mittleren Zahlenkolonnen der Tabelle 1 sind die exakten Werte des Realteils ARE und des Imaginärteils AIM für $N = 1$ bis 15 Ortskurvenpunkte ausgedrückt. Die beiden rechten Zahlenkolonnen stellen den Real- und Imaginärteil VRE, VIM des nach der beschriebenen Meßmethode ermittelten komplexen Übertragungsfaktors dar. Ein Vergleich beider Zahlenkolonnen zeigt, daß bis zur vierten Stelle sowohl der Real- als auch der Imaginärteil beider Zahlenkolonnen identisch ist. FRE ABS und FIM ABS weisen erst beim 15. Ortskurvenpunkt eine Abweichung von $+10^{-5}$ im Realteil und $-7,7 \cdot 10^{-8}$ im Imaginärteil auf.

Die Berechnungsergebnisse demonstrieren die hohe Leistungsfähigkeit der beschriebenen Methode zur Unterdrückung der sehr hohen induzierten Störspannung ($A_0^* = 20 \text{ cm}^2$).

* A_0 = induktive Nullkomponente = effektive Fläche, die die induktive Störspannung erzeugt.

```

RUN FEHLM0
PROGRAMM*FEHLM0.FTN
PROJEKT TEXTOR
FEHLER BEI DER ORTSKURVENBESTIMMUNG DURCH DIE DEMODULATION

```

```

ORTSFAKTOR (0<X<1.0000) X = 1.
ZEITKONSTANTE [MSEC] TAU = 8.
TRAEGERFREQUENZ [KHZ] = 5.
NULLKOMPONENTE-FELD [CM**2] = 20.
NULLKOMPONENTE-STROM [CM**2] = 0.
EMPFINDLICHKEIT DER FELDSONDE [MV/T] = 50.

```

N	FRE ABS	FIM ABS	ARE	AIM	VRE	VIM
1	0.00E+00	0.00E+00	1.0000	0.0000	1.0000	0.0000
2	-0.12E-06	0.19E-09	0.9759	-0.1533	0.9759	-0.1533
3	-0.48E-06	0.73E-09	0.9102	-0.2859	0.9102	-0.2859
4	-0.83E-06	0.15E-08	0.8183	-0.3856	0.8183	-0.3856
5	-0.14E-05	0.23E-08	0.7170	-0.4505	0.7170	-0.4505
6	-0.20E-05	0.29E-08	0.6185	-0.4858	0.6185	-0.4858
7	-0.25E-05	0.30E-08	0.5296	-0.4991	0.5296	-0.4991
8	-0.30E-05	0.22E-08	0.4527	-0.4978	0.4527	-0.4978
9	-0.31E-05	-0.41E-11	0.3877	-0.4872	0.3877	-0.4872
10	-0.30E-05	-0.42E-08	0.3335	-0.4715	0.3335	-0.4715
11	-0.21E-05	-0.11E-07	0.2884	-0.4530	0.2884	-0.4530
12	-0.83E-06	-0.21E-07	0.2509	-0.4335	0.2509	-0.4335
13	0.17E-05	-0.35E-07	0.2196	-0.4140	0.2196	-0.4140
14	0.54E-05	-0.53E-07	0.1934	-0.3950	0.1934	-0.3950
15	0.10E-04	-0.77E-07	0.1713	-0.3768	0.1713	-0.3768

TTO -- STOP
>

Tabelle 1

Programm zur Berechnung der Fehler bei der Ortskurvenbestimmung durch die Amplitudenmodulation des Meßsignals

2.4 Die rechnerische Bestimmung der Zeitkonstanten der Wirbelstrom-Effekte aus den Meßwerten einer Ortskurve

B. Steffen

Wie im vorigen Paragraphen gezeigt, läßt sich aus den Daten einer Spulenkonfiguration eine Ortskurve berechnen. Kompliziertere Konfigurationen als die oben beschriebene ergeben dabei kompliziertere analytische Darstellungen der Ortskurve, z.B. rationale Funktionen höheren Grades für Systeme mit mehr als einem Wirbelstromkreis. Umgekehrt lassen sich aus der Darstellung der Ortskurve die Daten der Konfiguration bestimmen. Einzelne Punkte der Ortskurve lassen sich nun durch

Messungen bestimmen. Die Aufgabe der mathematischen Verarbeitung besteht nun darin, aus den Meßwerten die analytische Darstellung der Ortskurve und aus dieser die benötigten Kennwerte, wie die Zeitkonstanten der vom TEXTOR-Gefäß gebildeten Wirbelstromkreise, zu berechnen. Sie sind direkt nicht meßbar.

Das TEXTOR-Gefäß ist in seiner Geometrie zu komplex, als daß man sich bei seiner Darstellung von vorneherein auf einen einzigen Wirbelstromkreis beschränken könnte. Über die mindestens erforderliche Komplexität gab es vor Beginn der Meßreihen nur vage Anhaltspunkte. Danach wären – je nach Lage des Meßpunktes – ein bis drei Stromkreise zur Beschreibung der magnetischen Eigenschaften ausreichend. Damit ergibt sich für die Ortskurve eine Darstellung als rationale Funktion

dritten Grades. Erste Testrechnungen zeigten auch, daß bei einem noch höheren Grad der Ansatzfunktionen für die Ortskurve das Ergebnis durch die Meßfehler stark verfälscht würde.

Die mathematische Aufgabenstellung ist damit folgende (P1):

Gegeben sind

- a) ein Vektor von Meßpunkten x ,

$$x_k = (2 \cdot k - 1) \cdot i \cdot w_0, \quad \text{Gl. 2.4-1}$$

$$k = 1, \dots, n,$$

- b) ein komplexer Vektor von Meßwerten f_i der Länge n

- c) Eine Fehlerschranke ε .

Gesucht ist ein reeller Parametervektor $\hat{a}$ der Länge $m \leq 3$, so daß für

$$r(\hat{a}, x) = \frac{1 + \hat{a}_{m+1} x + \dots + \hat{a}_{2m} x^m}{1 + \hat{a}_1 x + \dots + \hat{a}_m x^m} \quad \text{Gl. 2.4-2}$$

gilt:

$$|r(\hat{a}, x_k) - f_k| < \varepsilon \quad \text{Gl. 2.4-3}$$

$$k = 1, \dots, n$$

Von den Meßwerten f_i ist bekannt, daß sie näherungsweise auf einem Halbkreis der Form

$$|z - M| = 1 - M \quad \text{liegen, wobei } 1/2 < M < 1$$

gilt. Hieraus ergibt sich, daß der Zähler von $r(\hat{a}, x)$ überwiegend kleinere Koeffizienten hat als der Nenner.

Für die tatsächliche Rechnung bietet es sich an, die Bedingung P1 zu ersetzen durch (P2):

Gesucht ist ein Parametervektor a' , so daß $r(a', x)$ die Meßwerte f im Sinne des kleinsten Fehlerquadrats annähert,

$$\sum_{k=1}^n (r(a', x_k) - f_k)^2 \leq \sum_{k=1}^n (r(a, x_k) - f_k)^2 \quad a \in \mathbb{R}^{2m} \quad \text{Gl. 2.4-4}$$

und im Nachhinein zu prüfen, ob a' auch P1 erfüllt. P2 ergibt ein normales nichtlineares Problem der kleinsten Fehlerquadrate. Zu seiner Behandlung gibt es eine Anzahl fertiger Programme, die aber aus weiter unten zu schildernden Gründen nicht brauchbar waren.

Da das Bauprogramm von TEXTOR eine zügige Abwicklung der Messungen und Auswertungen erforderte, mußte das Auswertungsprogramm vor Beginn der Messungen fertiggestellt sein. Um dennoch realistische Tests zu erlauben, wurden vom ZEL Serien von Testdaten erstellt, bei denen jeweils ein Datensatz aus bekannten Eigenschaften

von Spulen berechnet und ein zweiter an diesen Spulen durch Messung bestimmt war. Die Messungen wurden dabei wahlweise nach dem Vollpuls-, Halbpuls- oder Rampenverfahren durchgeführt. Dies erlaubte gleichzeitig, die Empfindlichkeit der Koeffizienten der Ortskurve gegenüber Meßfehlern zu prüfen.

Dabei ergab sich, daß die unvermeidlichen Meßfehler von etwa $5 \cdot 10^{-4}$ bei $m = 3$ zu einer Unsicherheit von etwa $2 \cdot 10^{-2}$ in den Koeffizienten führten, je nach Lage der Meßwerte, und für $m = 4$ die erste Stelle der Koeffizienten nicht mehr gesichert war. Für besonders ungünstige Meßreihen, die allerdings bei den echten Messungen nicht zu erwarten sind, konnten der Fehlereinfluß auch noch deutlich größer sein.

P2 führt auf ein globales nichtlineares Minimierungsproblem. Für eine zuverlässige Lösung dieses Problems gibt es zur Zeit noch kein praktikables Verfahren, wohl aber für das zugehörige lokale Problem (P3):

Gesucht ist ein Vektor a' , so daß die Näherung von $r(a', x)$ an f durch kleine Änderungen in a' nicht zu verbessern ist.

Unglücklicherweise hat dieses Problem in der Regel mehrere, in ungünstigen Fällen sogar unendlich viele Lösungen, die keineswegs alle auch Bedingung P1 lösen. Durch sorgfältige Wahl des Startpunktes der Minimumsuche und Begrenzung der Suchschritte muß man nun sicherstellen, daß die vom Verfahren gefundene Lösung von P3 auch P1 löst. Dies gelang mit den in der Software vorhandenen Verfahren nicht zufriedenstellend, so daß eigene Programme entwickelt werden mußten. Dabei wurden zwei verschiedene Wege verfolgt.

Das erste Programm löst dabei P3 iterativ jeweils zu $m = 1, 2, 3$ bis Gl. 2.4-3 erfüllt ist. Als Startwert für den Fall $m = 1$ wird dabei die Lösung des Interpolationsproblems genommen, daß sich ergibt, wenn man nur den Meßwert mit dem kleinsten Imaginärteil betrachtet, der also im Ortskurvenbild etwa bei einem Erhebungswinkel von 90° liegt. Dieser Punkt gibt bezüglich der Genauigkeit einen guten Kompromiß. Einerseits ist er meßtechnisch gut bestimmt – die Messungen werden mit steigender Frequenz schwieriger und weniger genau – andererseits ist er von 1 genügend weit entfernt, um die Interpolation exakt durchführen zu können.

Für $m = 2$ wird die Lösung von $m = 1$ als Startwert genommen, für $m = 3$ die von $m = 2$.

Die Iteration wird auf jeder Stufe als stark gedämpfte Newton-Iteration durchgeführt, dabei wird der Dämpfungsfaktor nicht – wie sonst üblich – so gewählt, daß eine möglichst große Schrittweite erzielt wird, sondern fest in Abhängigkeit von der erreichten Anpassungsgüte so gewählt, daß er zu Anfang sehr klein ist und erst bei sehr guter Anpassung zu 1 wird. Hierdurch konnte die Konvergenz gegen Lösungen von Gl. 2.4-5, die nicht Gl. 2.4-4 lösen, bis auf einen Fall vermieden werden.

Bei diesem Fall waren zum einen die Meßfehler besonders groß, zum anderen lag schon f_1 um weit mehr als einen Viertelkreis längs der Ortskurve von 1 entfernt, so daß schon die Anfangsnäherung problematisch war.

Hierbei machte sich ein generelles Problem der rationalen Approximation bemerkbar:

Die Multiplikation von Zähler und Nenner mit „fast gleichen“ Linearfaktoren ändert die Koeffizienten erheblich, nicht aber die Funktionswerte an den betrachteten Stellen.

Das zweite Programm nutzt die Tatsache aus, daß die Koeffizienten des Zählers von r wesentlich kleiner sind als die des Nenners. Es vertauscht nun in Gl. 2.4-2 Zähler und Nenner und approximiert die Werte $1/F$ durch eine rationale Funktion.

Dies Vorgehen hat den Vorteil, daß sich die durch den Nenner hervorgerufene Nichtlinearität des Problems wesentlich weniger bemerkbar macht; dem steht als Nachteil gegenüber, daß nun die meßtechnisch besonders kritischen Meßwerte mit großen Indizes ein größeres Gewicht erhalten. Dementsprechend versagte das Verfahren auch in einem Fall mit großen Meßfehlern und Meßwerten

nahe 0. Auch das weitere Vorgehen im zweiten Programm unterscheidet sich vom ersten. Hier wird gleich der Fall $m = 3$ angenommen, und die Startnäherung wird durch eine Interpolation zu zwei Meßpunkten berechnet. Die eigentliche Berechnung der besten Approximation geschieht dann mit dem Harwell-Programm VOA04, einer Implementierung des Variable-Metrik-Algorithmus.

Als Lösung ergibt sich dann ein Vektor $\hat{a}$. Im allgemeinen ist $\hat{a}$ nicht gleich a' , aber auch $\hat{a}$ löst meistens P1.

Jedes Testproblem wurde von mindestens einem der beiden Programme korrekt gelöst. Wenn die Programme versagten, so war dieses Versagen offensichtlich, so daß keine Gefahr besteht, daß mit fehlerhaften Werten weitergearbeitet wird.

Die so gefundene Ortskurve erlaubt nun die Berechnung der Kenngrößen des Magnetfeldes. Dazu wird eine Partialbruchzerlegung der Ortskurve durchgeführt:

$$r(a'', x) = A_0 + A_1 / (x - \lambda_1) + \dots + A_m / (x - \lambda_m) .$$

Diese erlaubt eine einfache Interpretation:

Das Magnetfeld im Meßpunkt setzt sich im eingeschwungenen Zustand aus m Komponenten $B_1, \dots, B_m$ zusammen, deren Amplituden sich wie A_k / λ_k verhalten und deren Einstellzeiten durch λ_k gegeben sind.

Diese Interpretation erfordert, daß die λ_k reell und positiv sind. Negative oder komplexe λ_k können nur durch Meß- und Rundungsfehlereinfluß entstehen. Dabei sind dann die zugehörigen Amplituden klein. Das Vorgehen nach dem ersten Verfahren ergab in allen Fällen reelle positive Werte λ_k , dieser Vorteil kostet aber gegenüber dem zweiten Programm einige Rechenzeit.

3. Die Meßeinrichtung

Hp. Eulenberg

Zur Durchführung der Messung war umfangreiche Hard- und Software notwendig. Mit der Software wurde nicht nur der Ablauf der automatisierten Messung gesteuert, sondern es wurden auch die Meßsignale verarbeitet – eine Aufgabe, die in konventionellen Meßsystemen ausschließlich von der Hardware übernommen wird. Die Meßeinrichtung besteht so aus Hard- und Software.

3.1 Die Hardware der Meßeinrichtung

Der Meßwagen, der den Aufbau mit den Feldmeßsonden trug, fuhr auf einer kreisförmigen Zwei-Schienenanordnung durch das Vakuumgefäß des TEXTOR (Bild 16).

Die aus Kunstharzpreßholz gefertigte Doppelschiene (Bild 2) bestand aus einer Vielzahl von Einzelsegmenten, die miteinander verschraubt und mit Paßstiften fixiert waren. Diese Konstruktionsart wurde gewählt, um die Schiene durch die Flansche

der äußeren vertikalen Schienenfläche von 0,02 mm gemessen.

Auf dieser liefen zwei am Meßwagen starr befestigte Führungsrollen (Bild 15), die mit einer federnden Andruckrolle so von der Seite her an die vertikale Lauffläche angepreßt wurden, daß der Meßwagen auf einer nahezu exakten Kreisbahn bewegt werden konnte. Die Schiene war auf acht Auflageböcken gelagert und mit ihnen verschraubt, die von unten durch die Flansche des Vakuumgefäßes in das Gefäß ragten. Sie lagerten ihrerseits auf der Montageplatte des TEXTOR. Mit einer Genauigkeit von einigen 0,1 mm ist der Mittelpunkt der Führungsschiene mit dem Mittelpunkt der vertikalen Mittelebene der TEXTOR-Maschine zentriert worden.

Die Position des Meßwagens wurde nach der Potentiometermethode gemessen (Bild 14). Dazu waren in der oberen Lauffläche der Schiene zwei senkrecht stehende Metallbänder eingelassen. Durch

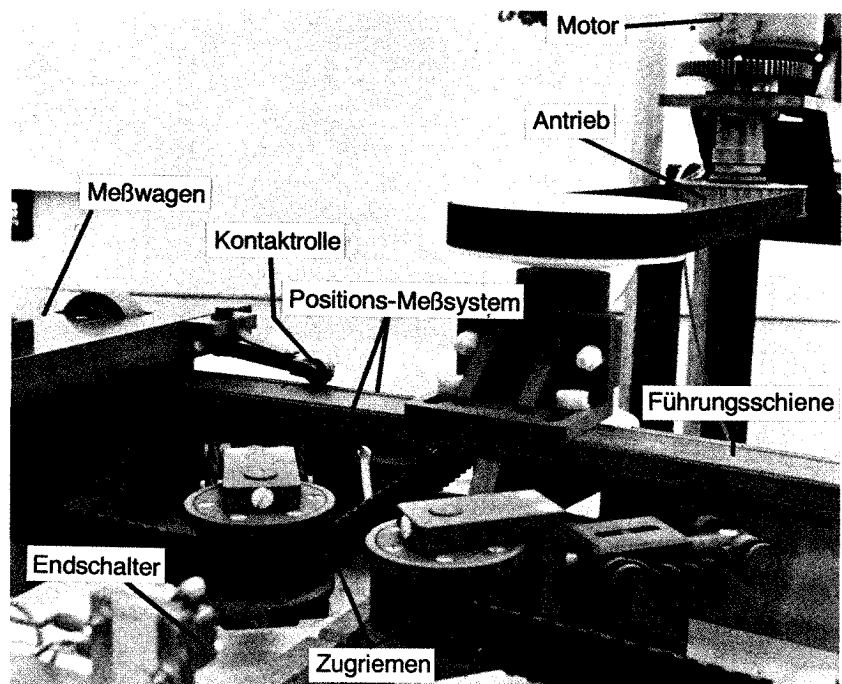


Bild 14
Der schienengeführte Meßwagen
mit seiner Zugvorrichtung und dem
Positions-Meßsystem

des Vakuumgefäßes des TEXTOR stückweise ins Innere einbringen zu können. Auf einer Karusselldrehbank war die Schiene, die einen mittleren Durchmesser von 3,5 m besaß, in einem Stück bearbeitet worden, um so ihre Unrundheit möglichst klein halten zu können. An der auf der Drehbank aufgespannten Schiene wurde eine Unrundheit auf

das eine floß ein stabiler Strom von ca. 1 A. Die der vom Meßwagen zurückgelegten Leiterlänge proportionale Gleichspannung wurde über ein am Meßwagen befestigtes Rädchen auf das benachbarte zweite Metallband übertragen, so daß die am Ende anstehende Meßspannung einem sechsstelligen Digitalvoltmeter zugeführt werden konnte.

Aus der vom Rechnerprogramm vorgegebenen Sollposition des Meßwagens und der vom Digitalvoltmeter angezeigten Istposition wurde in einer CAMAC*-Kassette ein Status-Signal erzeugt, das dem Rechner mitteilte, daß der Meßwagen sich

der relativ großen Masse des Meßwagens und dessen Feldsonden-Halterung.

Auf den Meßwagen sind je nach Meßaufgabe alternativ vier verschiedenartige Meßsondenhalterun-

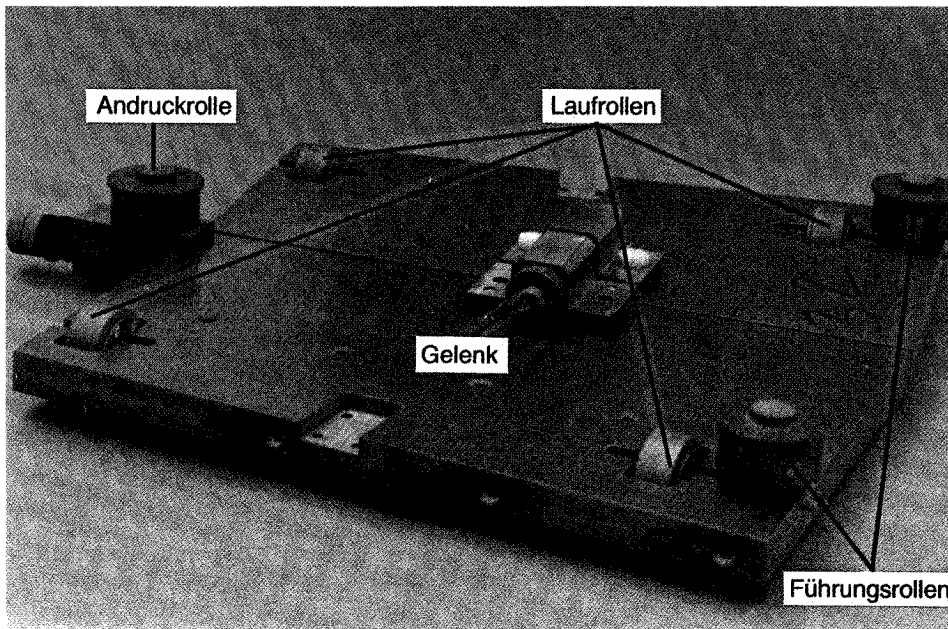


Bild 15
Die Rollen zur Fortbewegung und Führung des Meßwagens an seiner Unterseite

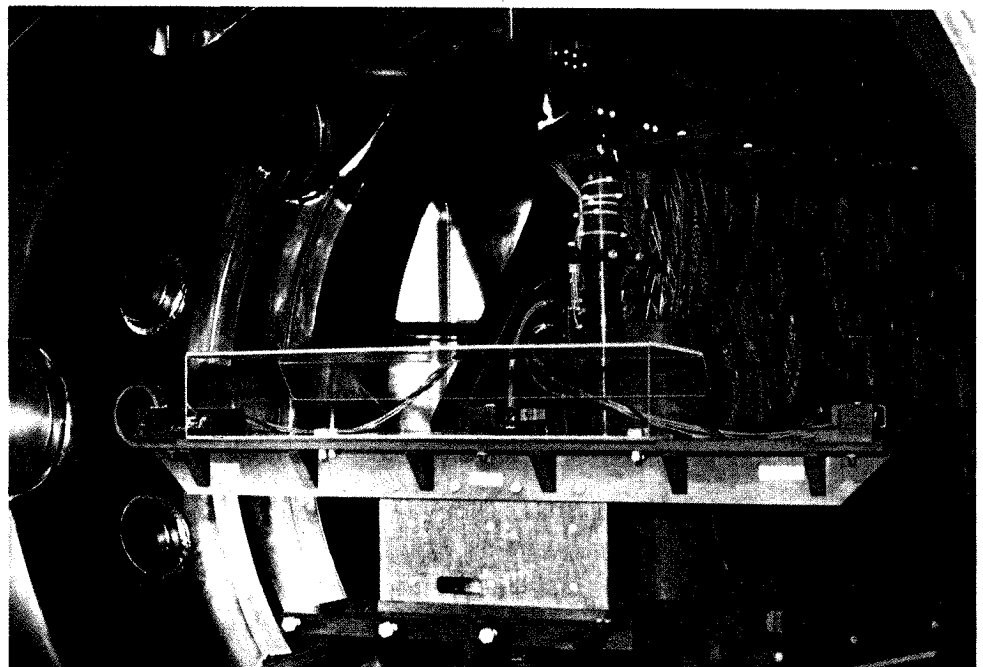


Bild 16
Die Magnetfeld-Meßanordnung im Inneren des Vakuumgefäßes

etwa 1 cm vor dem Zielpunkt befand. Die Geschwindigkeit des Meßwagens, die bis dahin ca. 2 cm/sec betrug, wurde dann auf etwa 2 mm/sec zurückgenommen, so daß beim Anfahren des Positionswertes der Meßwagen nicht über die Zielmarke hinausfuhr. Diese Gefahr bestand wegen

gen montiert worden. Sie trugen außer den Hall-Feldsonden auch die zur Verstärkung der Meßspannungen notwendigen Verstärker. Ihre Ausgangsspannung wurde über ca. 40 m lange, stark verdrehte Doppelleitungen dem etwa 10 m von der TEXTOR-Maschine aufgestellten Meßplatz zugeführt. Im Vakuumgefäß wurden die Meßspannungsleitungen sowie die zum Betrieb der Transmitter-Verstärker notwendigen Kabel mit einer Ka-

* CAMAC ist ein nach EUR 4100 d standardisiertes Rechnertyp unabhängiges modulares Interfacesystem.

Bild 17
Die Meßmannschaft am rechnergeführten Meßplatz



beltransporteinrichtung nachgeführt, die über der Doppelschiene am Vakuumgefäß befestigt war (Bild 16).

Wie auch Bild 17 zeigt, bestand der Meßplatz aus dem Prozeßrechner PDP-11/40 mit CAMAC-Interface, der Meßelektronik und zahlreichen Terminals. Sie hatten Verbindung mit dem Prozeßrechner und dem Großrechner der KFA. Mit ihm konnte zur Kontrolle der Meßeinrichtung bei der Messung der Wirbelstrom-Zeitkonstanten schon wenige Minuten nach der Messung aus den vom Prozeßrechner ermittelten Punkten der Ortskurve des komplexen Übertragungsfaktors, der den Einfluß der Wirbelstromeffekte im Frequenzbereich (Bildbereich) angibt, mit dem KFA-Großrechner die gesamte Ortskurve berechnet und auf einem Graphik-Terminal dargestellt werden.

3.2 Die Software der Meßeinrichtung

H. Thyssen

3.2.1 Allgemeines zur Datenerfassung und -verarbeitung

Die verwendete EDV-Anlage bestand aus:

- a) PDP-11/40 mit 124 kW Memory,
- b) 4 Plattenlaufwerken RK 05,
- c) 2 Bildschirmterminals HP 2640 bzw. 2649,
1 Schreibmaschinenterminal LA 30,

- d) Line-Printer,
- e) Plotter,
- f) 1 CAMAC-Crate
(Standart-Prozess-Schnittstelle).

Das verwendete Betriebssystem war RSX-11-M. Zur Bedienung des CAMAC-Crates und aller dort angeschlossenen Prozess-Hardware wurde das Software-Paket des Hahn-Meitner-Instituts Berlin verwendet. Der in diesem Paket enthaltene Driver wurde bei der Generierung des RSX-11-M Betriebssystems in dieses fest eingebaut.

Als Programmiersprache wurde FORTRAN IV benutzt. Zeitkritische Transfer-Routinen wurden im MACRO-11 Assembler realisiert und als Subroutinen von FORTRAN Hauptprogrammen aufgerufen.

Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde weitgehend in Modul-Technik programmiert.

In diesem Bericht werden nur die Hauptprogramme beschrieben.

Eine ausführliche Programmbeschreibung enthält ein interner Bericht^[5] des ZEL.

Der Speicherplatzbedarf des Maschinencodes überstieg für jeweils 1 Hauptprogramm mit den dazugehörigen Subroutinen nicht den im RSX-11-M-System maximal vorgesehenen Bereich von 32 kW.

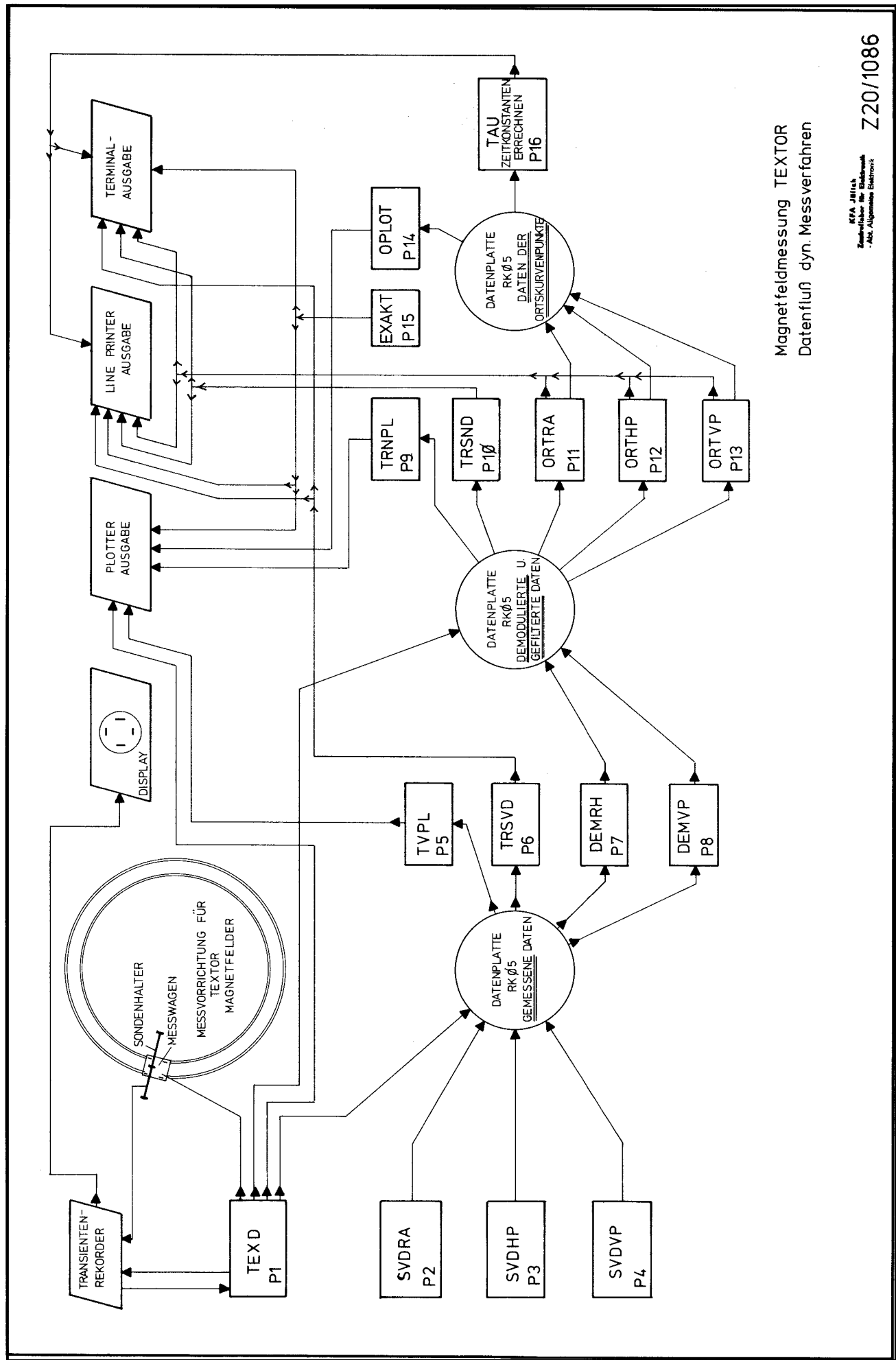


Bild 18

Übersicht über die Meßdatenerfassungs- und Verarbeitungsprogramme und deren Zusammenwirken

Lediglich 1 Hauptprogramm, das Programm zur Aufnahme der Daten, „TEXTD“, wurde wegen der Überschreitung dieser Grenze in Overlay-Struktur zusammengebunden. Hierbei war nur der Teil des Programms im Memory resident, der gerade ablief, die anderen Programmteile waren auf der Platte ausgelagert und wurden nach Bedarf in das Memory geladen.

Zur Errechnung der Zeitkonstanten aus den Ortskurvenpunkten existierten auf dem TSS-System der IBM 370 zwei weitere Hauptprogramme, die wegen zeitaufwendigen Rechnungen auf dem Großrechner im Rechenzentrum der KFA installiert waren. Die Datenübertragung von der PDP-11/40 zur IBM 370 geschah off-Line über eine Datenkassette, die vom Kassetten-Drive eines HP-Terminals, das an der PDP-11 angeschlossen war, beschrieben wurde.

Die Kassette wurde vom Kassetten-Drive eines weiteren HP-Terminals, das On-Line mit der IBM verbunden war, eingelesen. Die Daten konnten auf diese Weise in den beiden auf der IBM installierten Programmen:

„TAU1“ und „TAU2“
weiterverarbeitet werden.

3.2.2 Beschreibungen der Hauptprogramme zur Messung transienter Magnetfelder und zur Aufbereitung der Meßdaten

3.2.2.1 Programm: TEXTD zur Steuerung der Meßapparatur und der Datenerfassung

Dieses Programm dient der Messung der Magnetfelder im TEXTOR.
Es werden 6 Betriebsarten unterschieden.

- a) Rampenverfahren zur Ermittlung der Ortskurve RA
- b) Halbpulsverfahren zur Ermittlung der Ortskurve HP
- c) Vollpulsverfahren zur Ermittlung der Ortskurve VP
- d) Feldzeitfunktion mit zeitlich konstantem Feld OH
- e) Gleichrichter-Rippel der Toroidal-Spulen TR
- f) Gleichrichter-Rippel der Vertikal-Spulen VR

Das Programm positioniert den Wagen, bedient den Transientenrecorder, bringt die gemessenen

Daten auf Platte, demoduliert auf Wunsch die aufgenommenen Daten der abgetasteten Signale.

Die Ausgabe der Daten der demodulierten Abtastfolgen erfolgt nach Wunsch

- a) auf Display
- b) auf Plotter
- c) auf Datenträger RK 05

3.2.2.2 Programm TVPL zur graphischen Meßdatendarstellung

Dieses Programm liest die Daten, die entweder von TEXTD oder von den Simulationsprogrammen SVDRA, SVDHP, SVDVP erstellt wurden, von der Platte. Die Daten werden zum Plotten aufbereitet und der Plottvorgang eingeleitet. Das Programm ist nach Aufruf selbsterklärend.

3.2.2.3 Programm TRSVD zur alphanumerischen Darstellung des Meßsignals

Dieses Programm liest die Daten, die entweder von TEXTD oder von den Simulationsprogrammen SVDRA, SVDHP, SVDVP auf die Platte (RK05) gebracht wurden und gibt sie auf einem beliebigen Ausgabedevise z.B. LP: oder TI: als Zahlenkolonne aus. Die Kopfzeile wird ebenfalls mit ausgegeben und kann zur Identifikation der Daten herangezogen werden.

Die auszugebende Datenmenge kann durch Eingabeparameter gesteuert werden.
Das Programm ist nach Aufruf selbsterklärend.

3.2.2.4 Programm DEMRH zur Demodulation der nach dem Rampen- bzw. Halbpulsverfahren erzeugten Meßsignale

Dieses Programm übernimmt die Demodulation der nach dem Rampen- oder Halbpulsverfahren erzeugten amplitudenmodulierten Meßsignale und speichert die so gewonnenen Daten der Abtastwerte auf Platte ab.

Auch die mit den Simulationsprogrammen SVDRA und SVDHP erzeugten synthetischen amplitudenmodulierten Meßsignale können mit diesem Programm verarbeitet werden.

Der Benutzer kann durch einen Eingabeparameter steuern, ob ein „großer“ oder ein „kleiner“ Ergebnisfile auf Platte gebracht wird. Großer File bedeutet: Es werden alle aus dem Demodulator gewonnenen Daten auf Ergebnisfile gebracht. Kleiner File bedeutet: Es wird jeder 8. im Demodulator gewonnene Wert auf den Ergebnisfile gebracht. (Die Daten werden nach der Demodulation reduziert.)

Das Programm fragt nach Aufruf nach den Eingabeparametern.

Die Werte in Klammern geben Hinweise zur Demodulation eines mit dem Programm SVDRA erzeugten, simulierten Datensatzes. Die Ergebnisse werden, bevor sie auf die Platte gebracht werden, auf 1/8 reduziert.

Das in diesem Programm verwendete Verfahren zur Demodulation wird unter Punkt 1.2 genau beschrieben.

3.2.2.5 Programm DEMVP zur Demodulation des nach dem Vollpulsverfahren erzeugten Meßsignals

Dieses Programm dient zur Demodulation der im Programm TEXTD aufgenommenen Daten soweit sie mit dem Vollpulsverfahren (VP) ermittelt und auf Platte abgespeichert wurden.

Ferner liefert dieses Programm die demodulierten mit dem Simulationsprogramm SVDVP erzeugten Meßsignale.

Nur die letzte der gemessenen Perioden wird nach der Demodulation auf die Platte gebracht. Es ist notwendig, sicherzustellen, daß das Digitalfilter des Demodulators bei der Erzeugung der Ergebnisdaten den eingeschwungenen Zustand angenommen hat. Daher laufen die Eingangsdaten zweimal durch das Filter, bevor die Ausgangsdaten akzeptiert werden.

Nach der Filterung wird in einem Unterprogramm die Länge der Periode und damit die Anzahl der Stützstellen für eine Periode ermittelt.

Das in diesem Programm verwendete Verfahren zur Demodulation der Daten wird unter Punkt 1.2 genau beschrieben.

3.2.2.6 Programm TNPL zur graphischen Darstellung der demodulierten Meßsignale

Dieses Programm dient zur Darstellung der demodulierten Daten auf dem Tewidata-Plotter. Die Daten werden je nach gewählter Betriebsart aufbereitet und mit den zugehörigen Koordinatensystemen geplottet.

Bei den Betriebsarten RA, HP, OH, TR, VR wird ein reduzierter Datensatz (8 Rekords pro Kanal) vorausgesetzt.

Bei der Betriebsart VP wird zwischen VG (großer Datensatz 64 Rekords pro Kanal) und VK (kleiner Datensatz 16 Rekords pro Kanal) unterschieden. Bei Auswahl von VG werden 4 Perioden des Vollpulses, bei VK 1 Periode des Vollpulses dargestellt.

3.2.2.7 Programm TRSND zur alphanumerischen Darstellung des demodulierten Meßsignals

Dieses Programm liest die Daten, die von den Programmen DEMRH und DEMVP auf die Platte gebracht wurden und gibt sie auf ein beliebiges Ausgabegerät, z.B. Schnelldrucker oder Bildschirmterminal, als Zahlenkolonne aus.

Die Kopfzeile wird ebenfalls mit ausgegeben und kann zur Identifikation der Daten herangezogen werden.

Die auszugebende Datenmenge kann durch Eingabeparameter gesteuert werden.

3.2.2.8 Programme ORTRA, ORTHP und ORTVP zur Bestimmung des komplexen Übertragungsfaktors von TEXTOR

Diese drei Programme dienen zur Auswertung der demodulierten und gegebenenfalls reduzierten Daten. Nach den in Kapitel 2.3.1 beschriebenen Methoden wird im Programm ORTRA zunächst die gemessene Rampe zu einem vollständigen Impuls zusammengesetzt (RA). Im Programm ORTHP wird zunächst der gemessene Halbpuls zu einem vollständigen Impuls ergänzt (HP). Im Programm ORTVP werden nach Wahl vier vollständige Perioden oder eine vollständige Periode weiterverarbeitet. In allen drei Programmen folgt eine Fourieranalyse der gemessenen Felddaten und dann eine

Fourieranalyse der Abtastfolge des Erregerstromes. Die Real- und Imaginärteile für jede Oberwelle werden durcheinander dividiert.

Die sich daraus ergebenden Ortskurvenpunkte des komplexen Übertragungsfaktors von TEXTOR werden anschließend ausgedruckt oder zur weiteren Verarbeitung oder Darstellung auf Datenträger RK 05 gebracht.

Der diesen Programmen zugrunde liegende Algorithmus wurde unter Punkt 2.3 näher beschrieben.

3.2.2.9 Programm OPLOT zur Darstellung von Ortskurven

Dieses Programm liest die von den Programmen ORTRA, ORTHP, ORTVP erstellten Datensätze von der Platte. Die Daten werden zum Plotten auf dem Tewidata-Plotter aufbereitet und der Plottvorgang eingeleitet.

Das Programm ist nach Aufruf selbsterklärend.

3.2.2.10 Programme TAU 1 und TAU 2 zur Zeitkonstantenberechnung aus dem komplexen Übertragungsfaktor von TEXTOR

Diese Programme lesen Daten, die sich auf einem IBM VS-Dataset befinden und die Ortskurvenpunkte sowie weitere Erkennungsparameter enthalten, und errechnet aus ihnen die Zeitkonstanten der Wirbelstromeffekte.

Auf Wunsch wird die Ortskurve geplottet und ein Dokument mit den Ergebnissen auf dem Schnelldrucker erstellt.

Die Programme TAU1 und TAU2 unterscheiden sich in der Art der verwendeten Algorithmen und können alternativ verwendet werden; sie sollen gleiche Ergebnisse liefern.

Bei extrem gestörten Eingangsdatensätzen können jedoch die Ergebnisse unterschiedlich sein. Man kann in diesen Fällen durch Betrachtung des Plots zu einer sinnvollen Auswahl der richtigen Ortskurve gelangen.

Diese Programme laufen auf dem TSS-System der IBM 370. Der verwendete Algorithmus wird unter Punkt 2.4 genau erläutert.

3.2.3 Programme zur Erzeugung von Testfunktionen

3.2.3.1 Programm EXACT zur Berechnung und Darstellung der theoretischen Übertragungsfunktion von TEXTOR

Die sich ergebenden Ortskurvenpunkte werden numerisch auf dem Schnelldrucker ausgegeben. Zusätzlich werden auf Wunsch die Punkte auf den Tewidata-Plotter gebracht. Hierbei wird ohne Koordinatensystem geplottet.

Dies dient dazu, einen Plot der gemessenen Ortskurvenpunkte mittels dem Programm ORTPLO durch Überzeichnen mit den theoretischen Punkten zu vergleichen.

Das Programm ist selbsterklärend.

3.2.3.2 Programme SVDRA und SVDHP zum Testen der für das Rampenverfahren und Halbpulsverfahren benutzten Software

Dieses Programm dient zur Simulation der vom TEXTOR gelieferten, nach dem Rampenverfahren (Halbpulsverfahren) gemessenen Daten RA; (HP). Der erstellte File entspricht in Größe und Inhalt dem vom Programm TEXTD erzeugten Datenfile und dient zur Überprüfung der auf dieses Meßverfahren basierenden Auswertungssoftware:

FILTRH und ORTRA (ORTHP).

3.2.3.3 Programm SVDVP zum Testen der für das Vollpulsverfahren benutzten Software.

Das Programm dient zur Simulation der vom TEXTOR gelieferten, nach dem Vollpulsverfahren gemessenen Daten (VP).

Der erstellte File entspricht in Größe und Inhalt den vom Programm TEXTD erzeugten Datenfiles und dient zur Überprüfung der auf diesem Meßverfahren basierenden Auswertungssoftware:

DEMVP, FILTVP und ORTVP.

Die Messungen und ihre Ergebnisse

Hp. Eulenberg

H. Thyssen

4. Die Messungen

Die Messungen der transienten Magnetfelder des TEXTOR wurden unter Verwendung der nebenstehend abgebildeten Feldsondenhalterungen aus Hartgewebe durchgeführt. Sowohl die in Bild 19 dargestellte Horizontalbalken-Feldsondenhalterung als auch die in Bild 20 abgebildete Vertikalbalken-Feldsondenhalterung wurden abhängig von der Meßaufgabe alternativ auf den Meßwagen montiert. Drei Feldsonden der in Kapitel 2.1 beschriebenen und in Bild 3 dargestellten Art waren auf der Horizontalbalken-Feldsondenhalterung horizontal im Abstand von 470 mm angeordnet. Auf der Vertikalbalken-Feldsondenhalterung betrug der Abstand von einer Feldsonde zur nächsten 200 mm. Die in der Mitte jedes der beiden Feldsondenhalterungen sitzenden Feldsonden bewegten sich bei der Fahrt des Meßwagens auf der Schiene jeweils in der Mittelebene des TEXTOR-Vakuumgefäßes auf dem sogenannten Mittelradius R_o .

Die Feldsonden waren so ausgerichtet, daß auf beiden Feldsondenhalterungen die vertikale und die radial zur Mitte der TEXTOR-Maschine weisende Komponente der magnetischen Induktion gemessen wurde.

Die mit der Zeit sich ändernden Meßspannungen der Feldsonden, wurden zur digitalen Speicherung

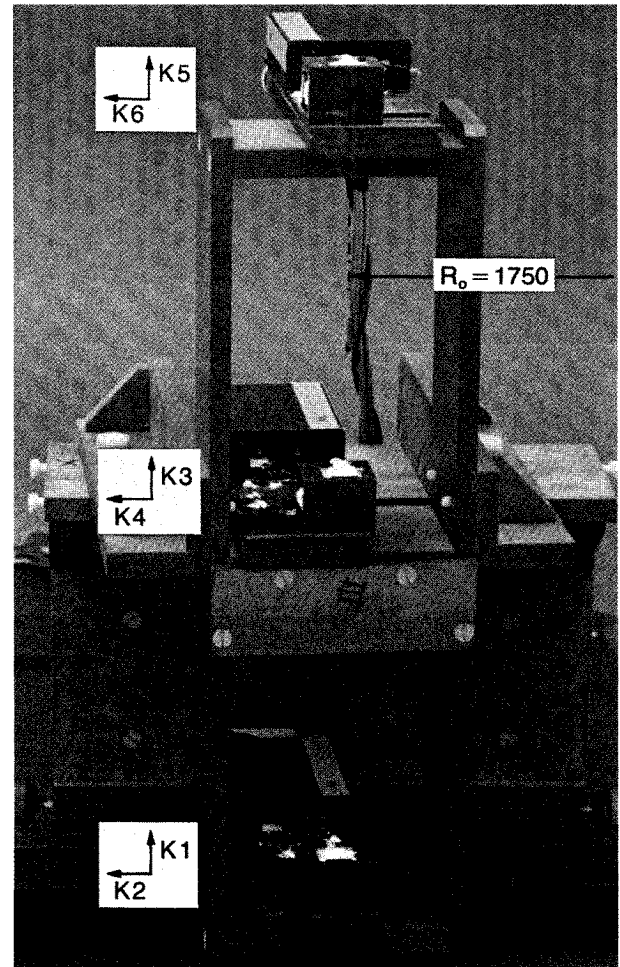


Bild 20
Vertikalbalken-Feldsondenhalterung

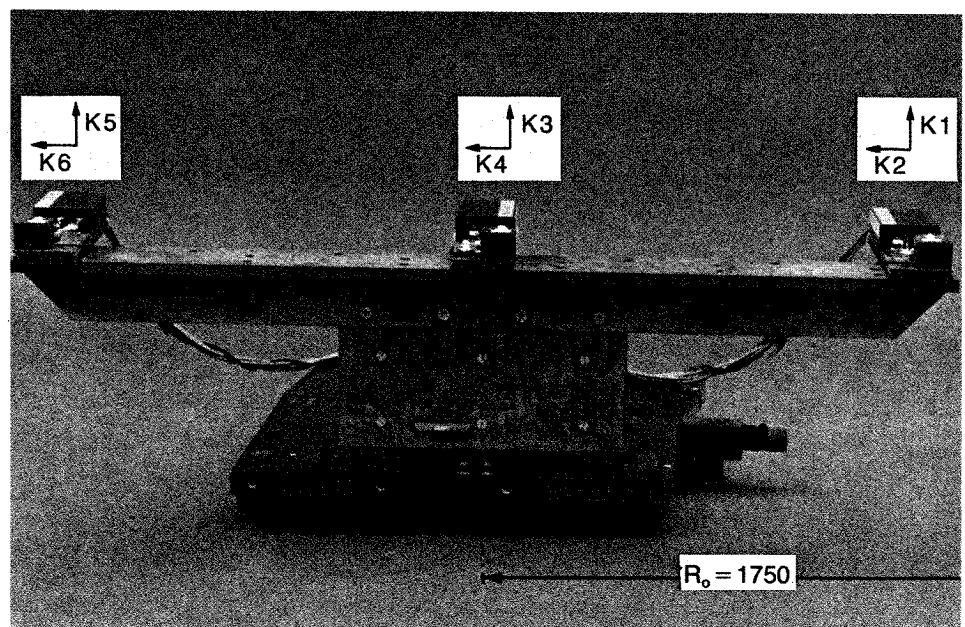


Bild 19
Horizontalbalken-
Feldsondenhalterung

auf die Kanäle 1-6 des in Bild 21 dargestellten Transientenrecorders gegeben. Die Zuordnung seiner Kanäle zu den jeweiligen Induktionskomponenten ist den Bildern 19 und 20 zu entnehmen, ebenso die auf den Meßprotokollen angegebenen Bezeichnungen der Feldkomponenten.

Zu erwähnen ist noch, daß die zeitabhängige Meßspannung des Erregerstroms der jeweiligen Magnetfelder von Kanal 7 aufgenommen wurde und daß im achten Kanal die Abtastwerte der zur Demodulation der Meßspannungen notwendige Trägerspannung von 10 kHz gespeichert wurde.

Die Position des Meßwagens im Vakuumgefäß des TEXTOR wurde in Winkelgraden angegeben. Wie das Bild 22 zeigt, wurde der Positionswinkel (toroidaler Winkel) Null in die Mitte der Toroidal-Feldspule 3 gelegt. Die Lage der Faltenbälge, die die dickwandigen Teile des Vakuumgefäßes miteinander verbinden und die Lage der Flansche des Vakuumgefäßes sind in dieser Übersichtszeichnung ebenfalls eingetragen worden, damit bei der Interpretation der Meßergebnisse ihr Einfluß schnell erkannt werden kann.

4.1 Die Messung der Vertikalkomponente des Magnetfeldes in der Zündphase

Da in der Zündphase des TEXTOR noch kein magnetischer Einschluß realisiert ist, verursachen Vertikalkomponenten der magnetischen Induktion

durch die Lorentzkraft unerwünschte transversale Driftbewegungen auf die bereits vorhandenen Ladungsträger, die der Plasmabildung entgegenwirken. Um die Trägerverluste klein zu halten, sollte die Vertikalkomponente im TEXTOR in der Zündphase nicht größer als 2 mT bis 3 mT sein^[2].

Die Aufgabe bei der Messung der Vertikalkomponente des Magnetfeldes bestand deshalb darin, ihre Zeitabhängigkeit vom Zeitpunkt des Erreichens der zur Ionisierung notwendigen Umfangsspannung an in verschiedenen Punkten des Querschnittes des Vakuumgefäßes und in toroidaler Richtung zu messen.

Mit einem Triggerimpuls, der von der Steuerung des Magnetisierungskreises abgeleitet wurde, wurde der Abtastvorgang in sieben Kanälen des Transientenrecorders ausgelöst. Die über den Steuerstrom der Hall-Feldsonden amplitudenmodulierten sechs Meßsignale der Feldsonden wurden im Transientenrecorder mit einer Abtastfrequenz von 250 kHz abgetastet, digitalisiert und abgespeichert. Der zeitliche Verlauf von vier nach der in Kapitel 2.2 beschriebenen Weise im Prozeßrechner demodulierten Signale sind in Bild 23 und Bild 25 dargestellt.

Die in Bild 23 dargestellten Induktionszeitfunktionen sind mit der Vertikalbalken-Feldsondenhalterung gemessen worden, die in den Meßwagenpositionen 0° und 11,25° ermittelt wurden. In jedem der beiden Diagramme sind drei Kurven zu sehen. Sie wurden mit den Hall-Feldsonden K1, K3 und K5

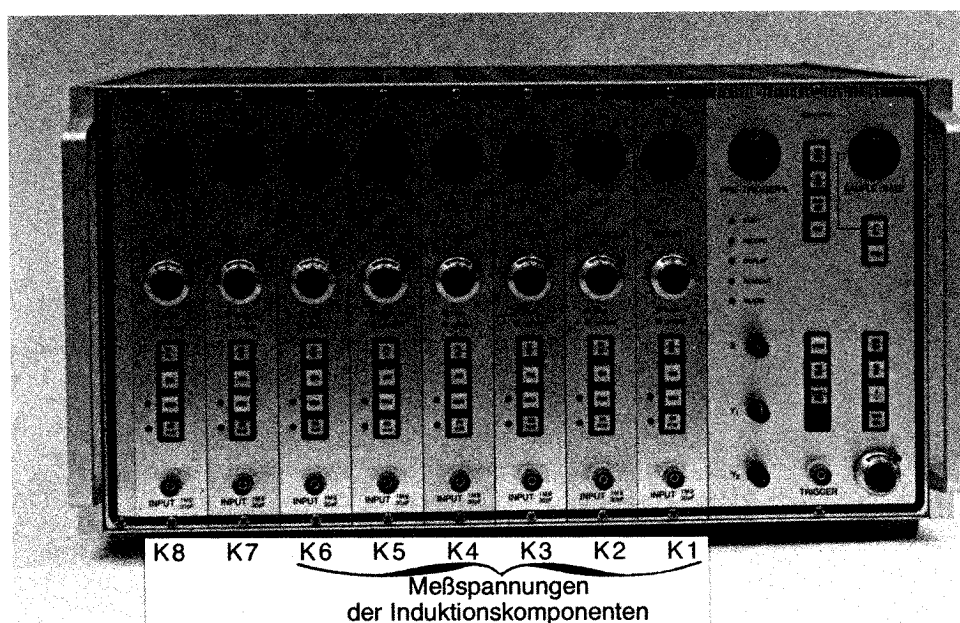
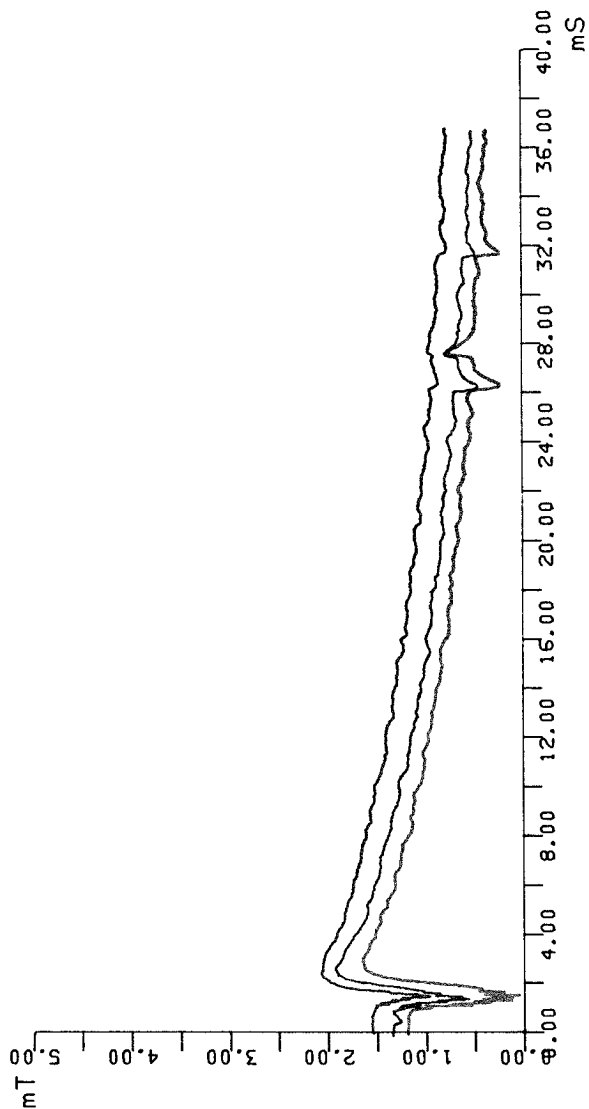
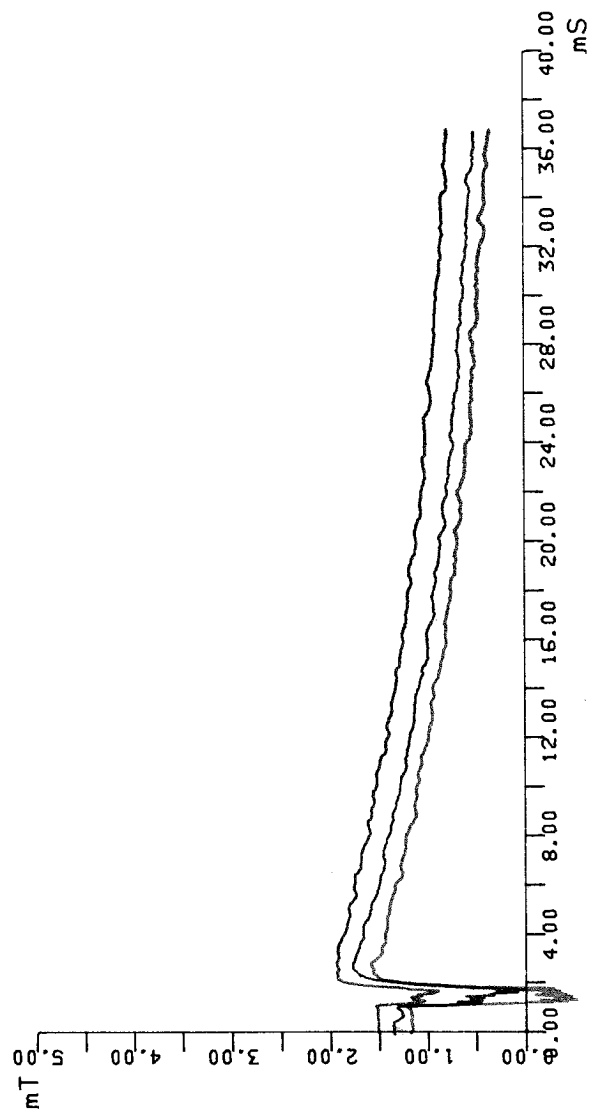


Bild 21
Der zur Wandlung der zeitabhängigen Meßspannungen in numerische Meßwertfolgen benutzte achtkanalige Transientenrecorder



Feldmessung am BM-System ohne Kondensatorbatterie

Datum = 30-JUL-81
 Zeit = 09:40:44
 Datenträger/Datensatz = DAT1/M1.BM2
 Messposition (Grad) = 0.00
 Sonde = Vertikalbalken
 Feldrichtung = vertikal
 Strom (Amp.) 50% = 1850
 Gr. Wert Kanal 1 (mT) = 1.66
 Gr. Wert Kanal 3 (mT) = 1.94
 Gr. Wert Kanal 5 (mT) = 2.10



Feldmessung am BM-System ohne Kondensatorbatterie

Datum = 30-JUL-81
 Zeit = 09:45:43
 Datenträger/Datensatz = DAT1/M2.BM2
 Messposition (Grad) = 11.26
 Sonde = Vertikalbalken
 Feldrichtung = vertikal
 Strom (Amp.) 50% = 1850
 Gr. Wert Kanal 1 (mT) = 1.59
 Gr. Wert Kanal 3 (mT) = 1.79
 Gr. Wert Kanal 5 (mT) = 1.96

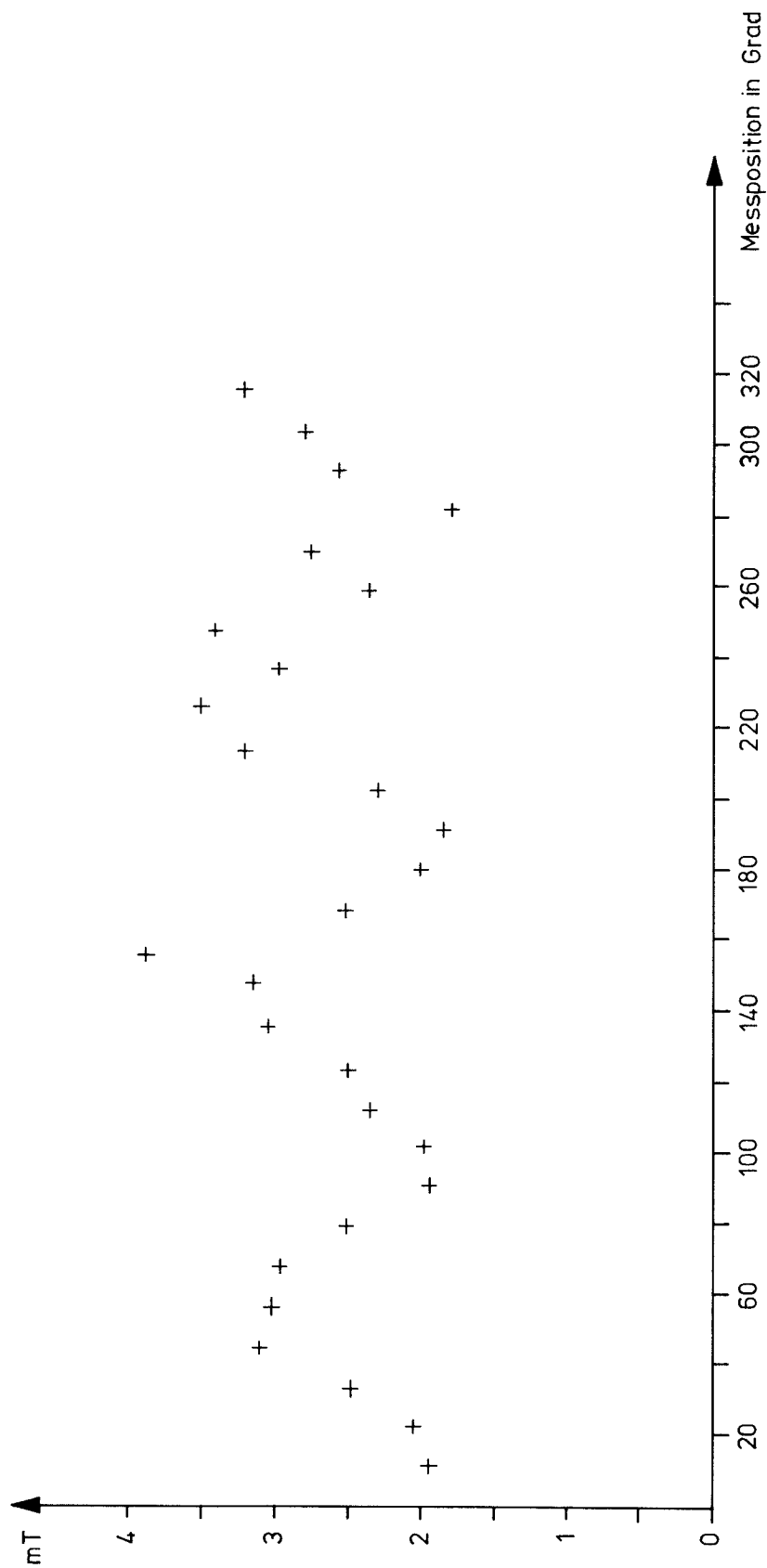
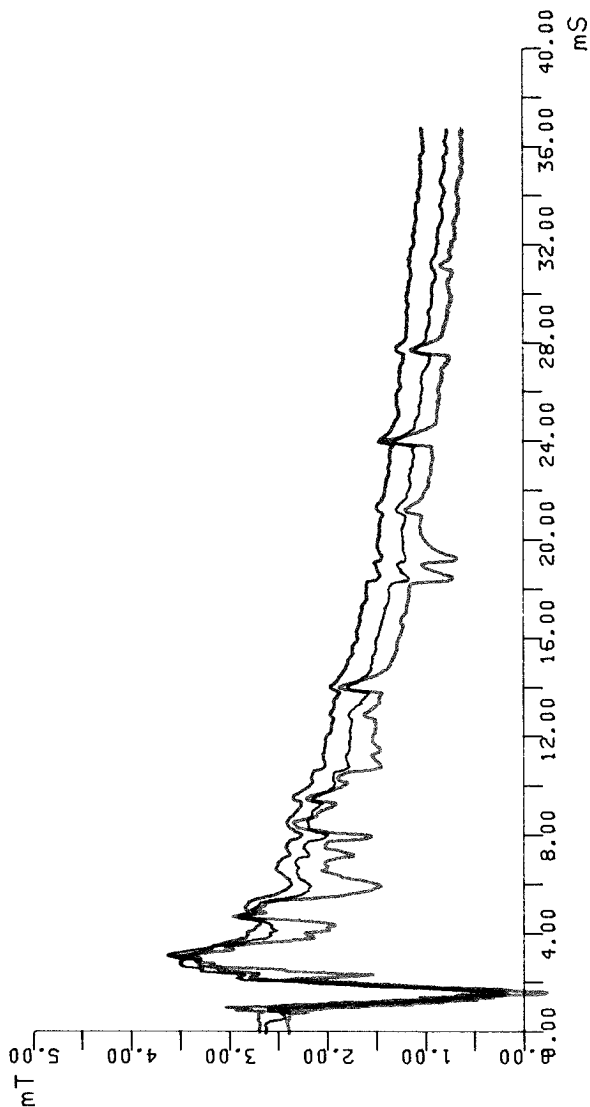


Bild 24
Abhängigkeit des maximalen Vertikalfeldes von Kanal 5; Vertikalbalken bei 50 % Erregerstrom

Feldmessung am BM-System

ohne Kondensatorbatterie

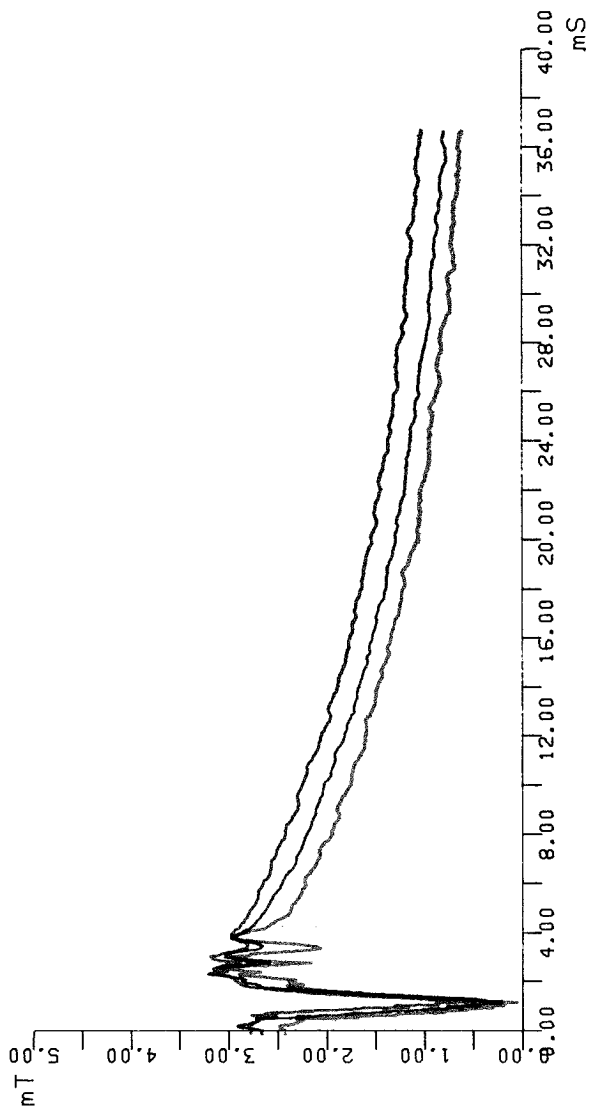
Datum = 30-JUL-81
 Zeit = 14,09,22
 Datenträger/Datensatz = DAT3/M1.BM1
 Messposition (Grad) = 0.00
 Sonde = Vertikalbalken
 Feldrichtung = vertikal
 Strom (Amp.) 100% = 3605
 Gr. Wert Kanal 1 (mT) = 3.53
 Gr. Wert Kanal 3 (mT) = 3.64
 Gr. Wert Kanal 5 (mT) = 3.44



Feldmessung am BM-System

ohne Kondensatorbatterie

Datum = 30-JUL-81
 Zeit = 14,16,49
 Datenträger/Datensatz = DAT3/M2.BM1
 Messposition (Grad) = 11.26
 Sonde = Vertikalbalken
 Feldrichtung = vertikal
 Strom (Amp.) 100% = 3605
 Gr. Wert Kanal 1 (mT) = 3.06
 Gr. Wert Kanal 3 (mT) = 3.21
 Gr. Wert Kanal 5 (mT) = 3.19



Zunächst wurde mit dem in Kapitel 2.3.1 beschriebenen Rampenverfahren aus der beim Einschalten der Vertikalspulen durch den zeitproportionalen Erregerstrom verursachten Magnetfeldanstieg der nach Gleichung 2.3.2-4 definierte komplexe Übertragungsfaktor gemessen und als Ortskurve in der komplexen Ebene graphisch dargestellt. Er enthält, wie bereits in Kapitel 2.3 ausführlich dargelegt wurde, die Zeitkonstanten, mit denen die in den Metallteilen der Maschine fließenden Wirbelströme und durch sie erzeugten Magnetfelder exponentiell abklingen. Die Zeitkonstanten wurden mit Hilfe der gemessenen Punkte der Ortskurve nach der in Kapitel 2.4 entwickelten Methode berechnet.

Zwei der insgesamt neun gemessenen normierten Ortskurven sind exemplarisch in Bild 26 und Bild 27 dargestellt. Die in Bild 26 dargestellte Ortskurve wurde in der Meßwagenposition 11,24° gemessen, also unter einem dickwandigen Teil des Vakuumgefäßes (siehe Bild 22).

Hier ist, wie auch die Ortskurve, die die reelle Achse bei ca. 0,1 schneidet, deutlich zeigt, der Einfluß der Wirbelstromfelder ziemlich groß. Anders ist das bei der in Bild 27 dargestellten Ortskurve. Da hier die reelle Achse bei 0,67 geschnitten wird, ist unter dem Faltenbalg der Wirbelstromeinfluß deutlich kleiner.

Unter einer festen Sektion des Vakuumgefäßes konnten mit dem Rampenverfahren zwei Zeitkonstanten gemessen werden. Die eine beträgt 9,13 msec, die andere 30,53 msec. Unter dem Faltenbalg war nur noch die größere Zeitkonstante festzustellen, die in der Meßwagenposition 45,04° den Wert 11,13 msec besaß.

4.3 Die Messung der Wirbelstrom-Zeitkonstanten im Magnetfeld der Spulen K_z und K_r für die Plasma-Lageregelung

Die Felder der Spulen K_z und K_r haben im TEXTOR die Aufgabe, den Plasmaring in radialer und vertikaler Richtung in der Phase der Plasmaerzeugung mit einer Regelung so nachzuführen, daß er stets von den Wanderungen des in das Vakuumgefäß eingebauten Liners ferngehalten werden kann^[3]. Erzeugt werden die beiden Felderregereströme in

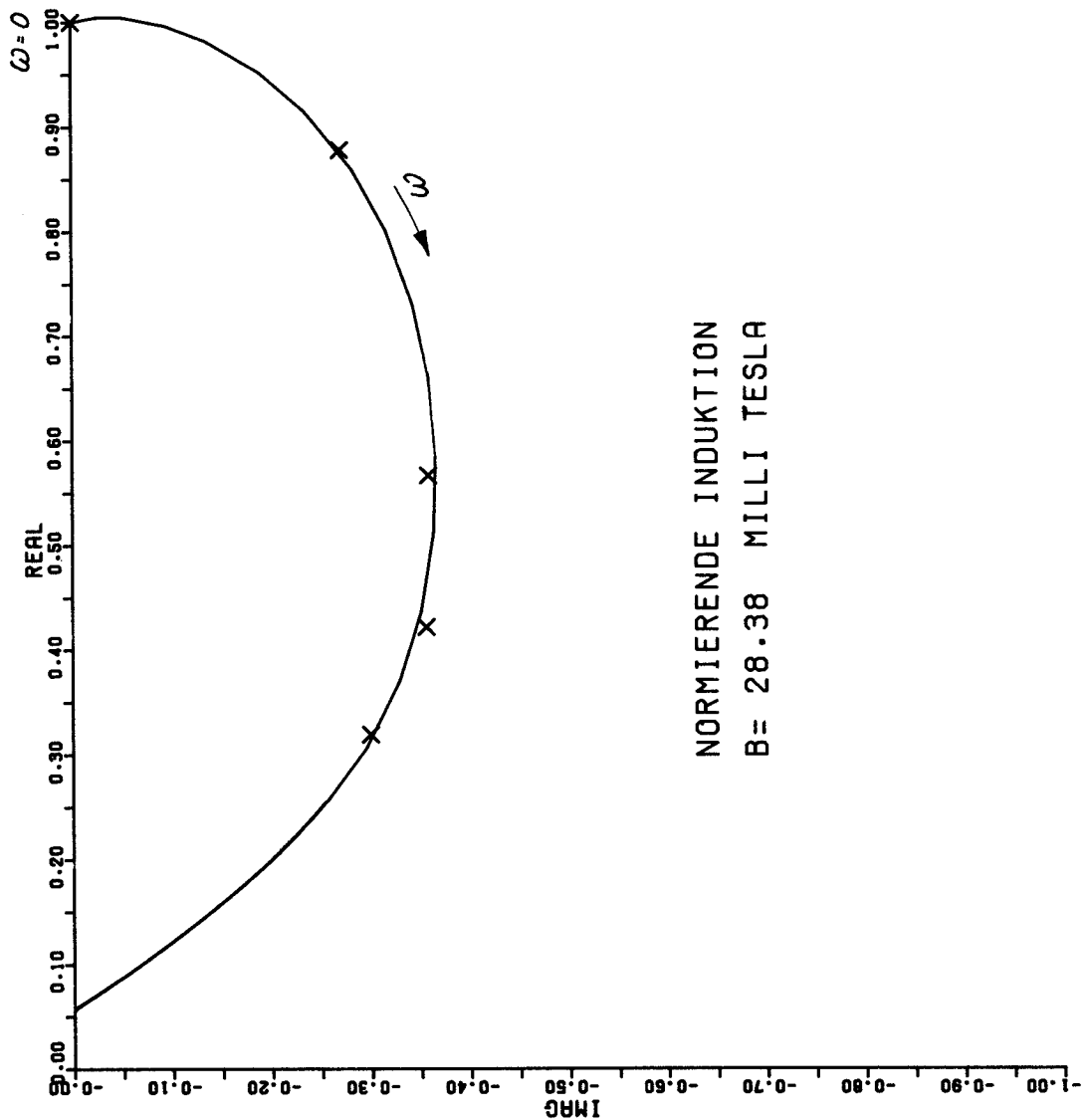
einem 4-Quadranten-Steller^[4]. Da die Felder möglichst schnell durch das metallene Vakuumgefäß und den Liner hindurch auf den Plasmaring einwirken sollen, um so die Position des Plasmaringes schnellstmöglich nachkorrigieren zu können, müssen die den unmittelbaren Feldeingriff verhindernden Feldanteile, die durch die Wirbelströme in den metallenen Gefäßen entstehen, mit hinreichend kleinen Zeitkonstanten abklingen. Die Meßaufgabe bestand darin, mit Hilfe des für den Betrieb der Plasmalageregelung vorgesehenen 4 Quadranten-Stellers die Wirbelstromzeitkonstanten zu messen.

Dazu waren die Feldsonden wiederum auf den Horizontalbalken-Feldsondenhalter (Bild 19) montiert worden. In 29 über den Umfang des TEXTOR verteilten Meßebenen, d.h. Meßwagenpositionen, sind die den Einfluß der Wirbelstromeffekte widerspiegelnden Ortskurven gemessen worden. Sie wurden nach dem in Kapitel 2.3.1 beschriebenen Vollpulsverfahren bestimmt. Der dazu notwendige periodische Erregerstrom für die Spulen K_z und K_r wurde im 4 Quadranten-Steller durch alternierendes Anlegen von positiven und negativen Gleichspannungen an die Spulen erzeugt, so daß durch sie exponentiell verschliffene periodische Dreieckströme entstanden. Die Wiederholfrequenz für den Erregerstrom der K_z - und K_r -Spule betrug ca. 25 Hz. Wegen der im Vergleich zur Periodendauer der Erregerströme großen Zeitkonstanten waren wegen der Tiefpaßwirkung des metallenen Vakuumgefäßes die Oberwellen des periodischen Feldstärke-Zeitsignals so stark unterdrückt, daß nur noch seine Grundwelle zur Ortskurvenbestimmung herangezogen werden konnte. Das bedeutet, daß die normierte Ortskurve nur durch einen Meßpunkt festgelegt werden konnte und damit auch nur eine Wirbelstrom-Zeitkonstante bestimmt werden konnte.

Diese Einschränkungen galten für die Wirbelstrom-Zeitkonstantenmessungen am Vertikalfeld – Kapitel 3.2 – nicht. Zwei Meßpunkte wären dort zur Festlegung einer Ortskurve zweiten Grades (zwei Zeitkonstanten) notwendig gewesen. Weitere zwei Meßpunkte lagen aber auf der approximierten, durchgezogenen Ortskurve.

Die Bilder 28 bis 31 zeigen wiederum den Einfluß der festen Sektionen des Vakuumgefäßes und der Faltenbälge auf den Durchmesser der Ortskurven und damit den Einfluß der Wirbelstromfelder auf das Feld im Meßpunkt sowohl für die Felder der Spule K_z als auch für die der Spule K_r .

FELDMESSUNG BV



NORMIERENDE INDUKTION
B= 28.38 MILLI TESLA

NORMIERTE
ORTSKURVE
SONDE

3

DATUM 05-AUG-81
ZEIT 09:27:41

MESSART RA

WAGPOS. (GRAD) 11.24

STUETZSTELLEN 29441

PRO PERIODE 294.40

PER.LAENGE (MS) 7500.0

STROM (A)

DATENTRAEGER/

DATENSATZ DAT10/M1.RA4

REL. AMPLITUDE DER E-FUNKTION

A= -0.40

ZEITKONSTANTE

TAU= 30.53 MS

REL. AMPLITUDE DER 2. E-FUNKTION

A2= -0.46

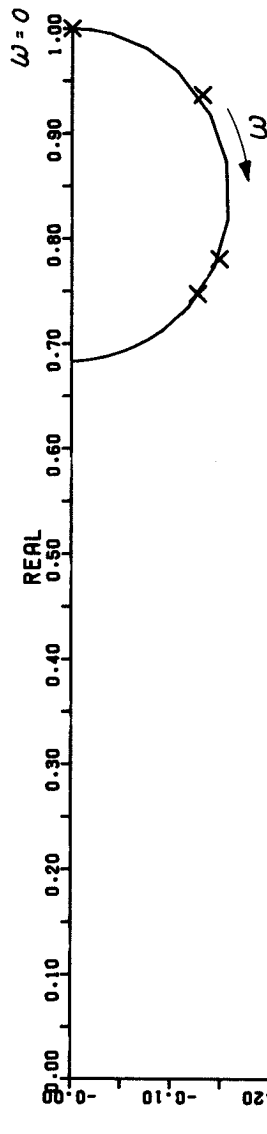
2. ZEITKONSTANTE

TAU2= 9.13 MS

Bild 26

FELDMESSUNG BV

NORMIERTE
ORTSKURVE
SONDE 3

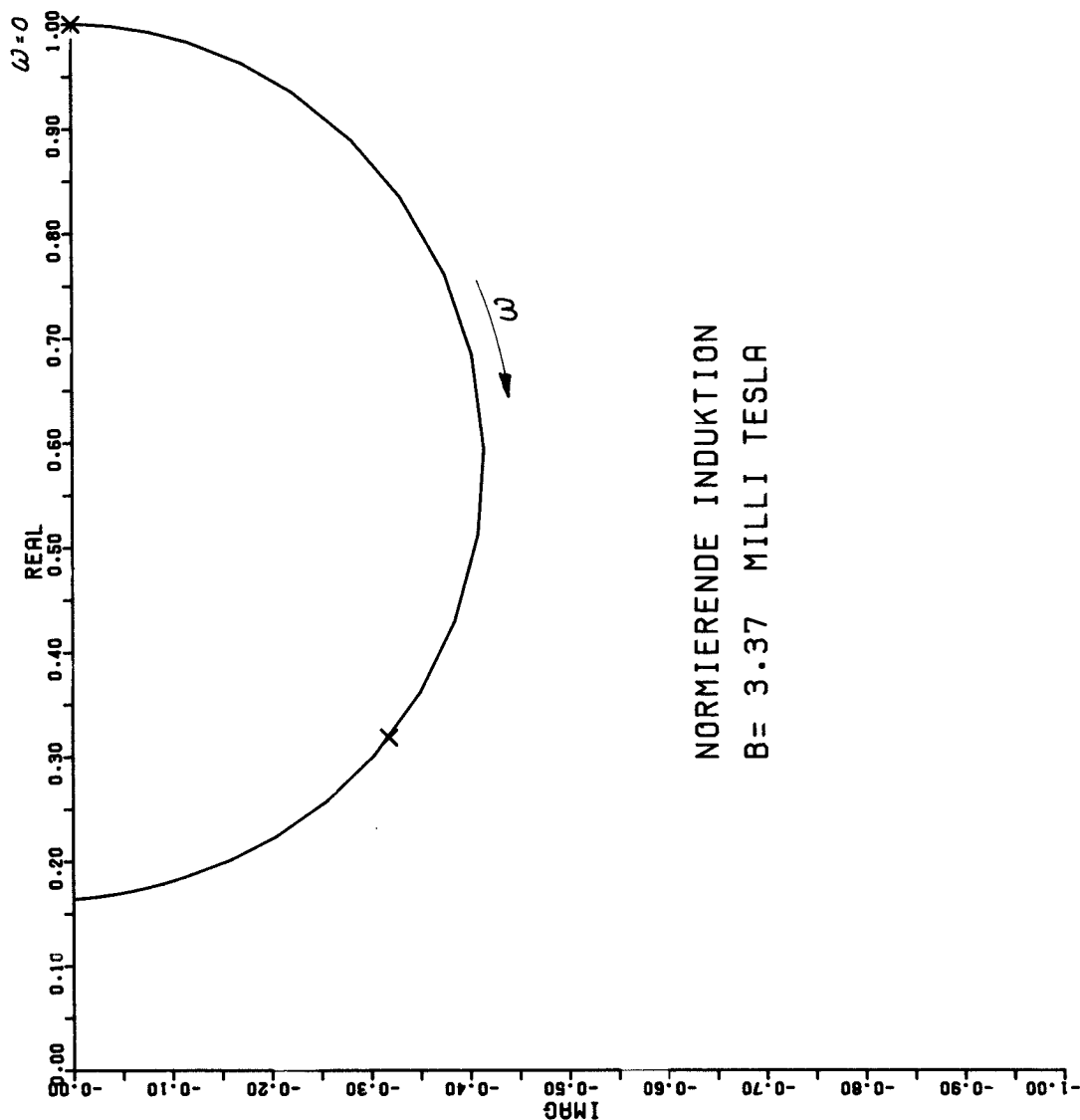


DATUM 05-AUG-81
ZEIT 09:34:12
MESSART RA
WAGPOS. (GRAD) 45.04
STUETZSTELLEN
PRO PERIODE 29441
PER-LAENGE (MS) 294.40
STROM (A) 7500.0
DATENTRAEGER/
DATENSATZ DAT10/M2.RA4

NORMIERENDE INDUKTION
B= 28.19 MILLI TESLA

REL. AMPLITUDE DER E-FUNKTION
A= -0.32
ZEITKONSTANTE
TAU= 22.13 MS

FELDMESSUNG KZ



NORMIERTE
ORTSKURVE
SONDE

3

DATUM 31-JUL-81
ZEIT 14:12:36

MESSART VP

WAGPOS. (GRAD) 11.27

STUETZSTELLEN

PRO PERIODE 2001

PER.LAENGE (MS) 40.02

STROM (A) 2600.0

DATENTRAEGER/

DATENSATZ DAT5/M3N1.KZ

NORMIERENDE INDUKTION

B= 3.37 MILLI TESLA

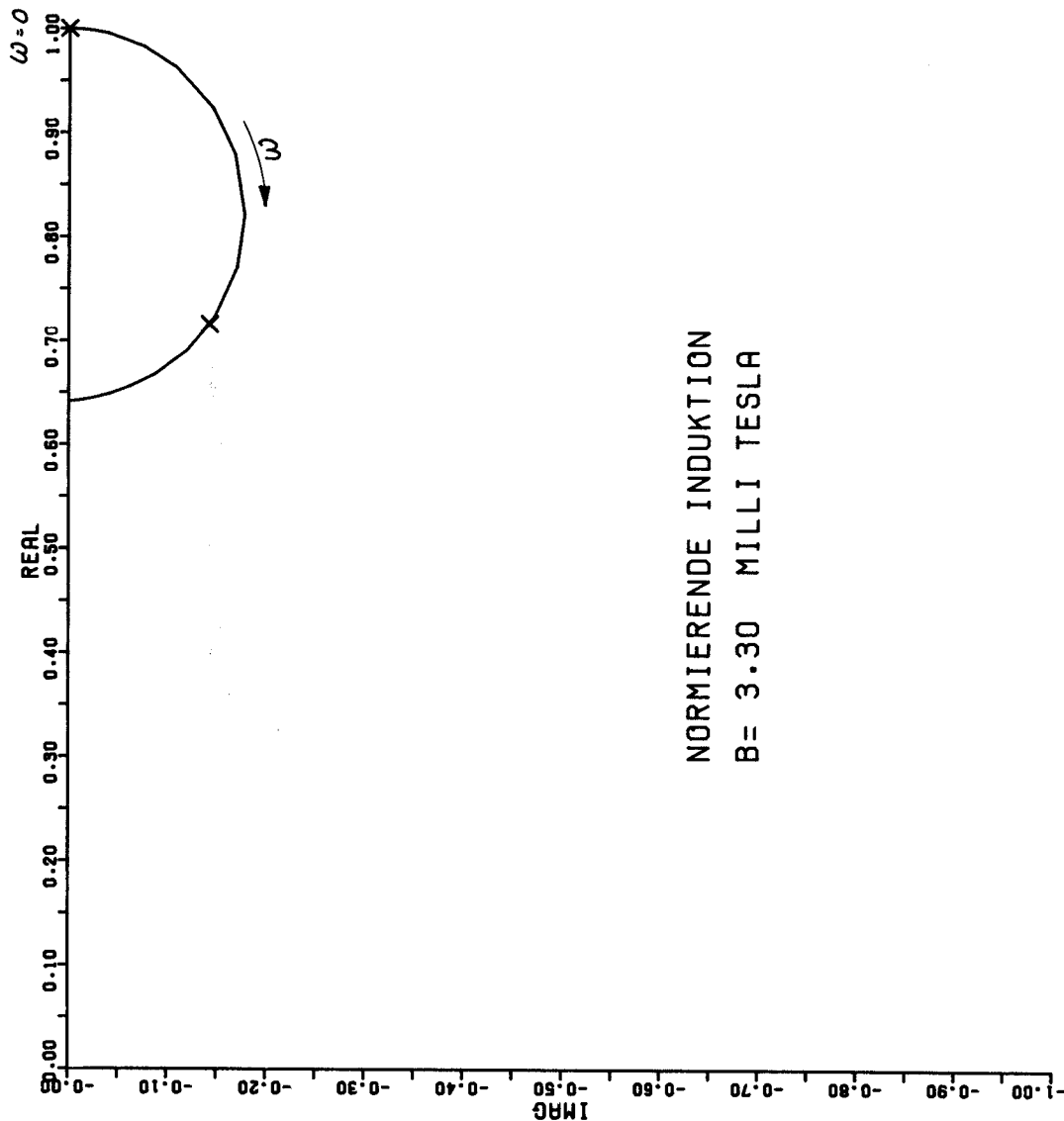
REL. AMPLITUDE DER E-FUNKTION

A= -0.83

ZEITKONSTANTE

TAU= 13.63 MS

FELDMESSUNG KZ



NORMIERTE
ORTSKURVE
SONDE

3

DATUM 31-JUL-81

ZEIT 15:08:01

MESSART VP

WAGPOS. (GRAD) 45.03

STUETZSTELLEN

PRO PERIODE 2001

PER-LAENGE (MS) 40.02

STROM (A) 2600.0

DATENTRAEGER/

DATENSATZ DAT6/M9N1.KZ

NORMIERENDE INDUKTION

B= 3.30 MILLI TESLA

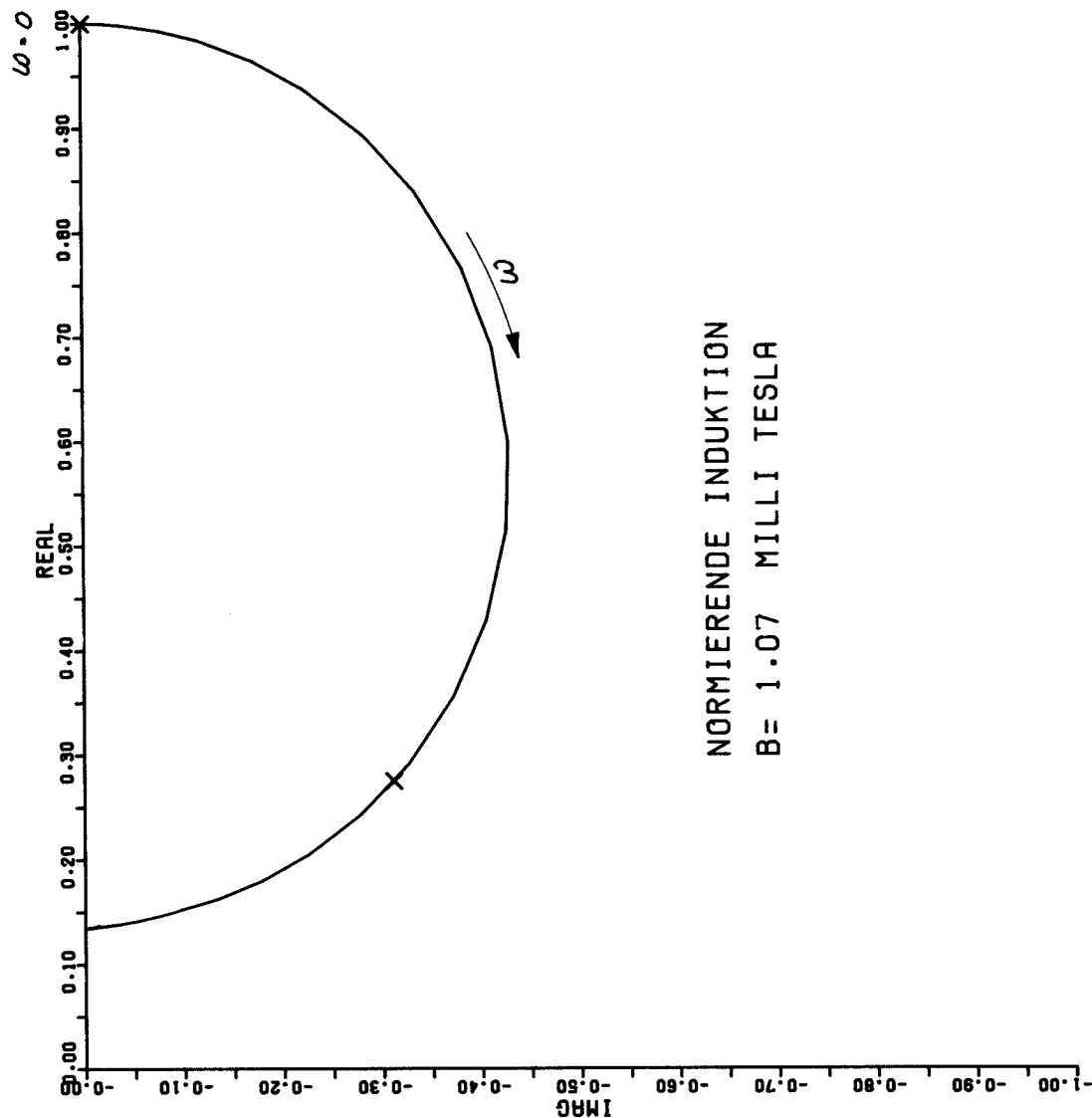
REL. AMPLITUDE DER E-FUNKTION

A= -0.36

ZEITKONSTANTE

TAU= 12.68 MS

FELDMESSUNG KR



NORMIERTE
ORTSKURVE

SONDE 4

DATUM 05-AUG-81

ZEIT 10:34:46

MESSART VP

WAGPOS. (GRAD) 11.25

STUETZSTELLEN

PRO PERIODE 2001

PER.LAENGE (MS) 40.02

STROM (A) 750.0

DATENTRAEGER/

DATENSATZ DAT10/M2N1.KR

NORMIERENDE INDUKTION
B= 1.07 MILLI TESLA

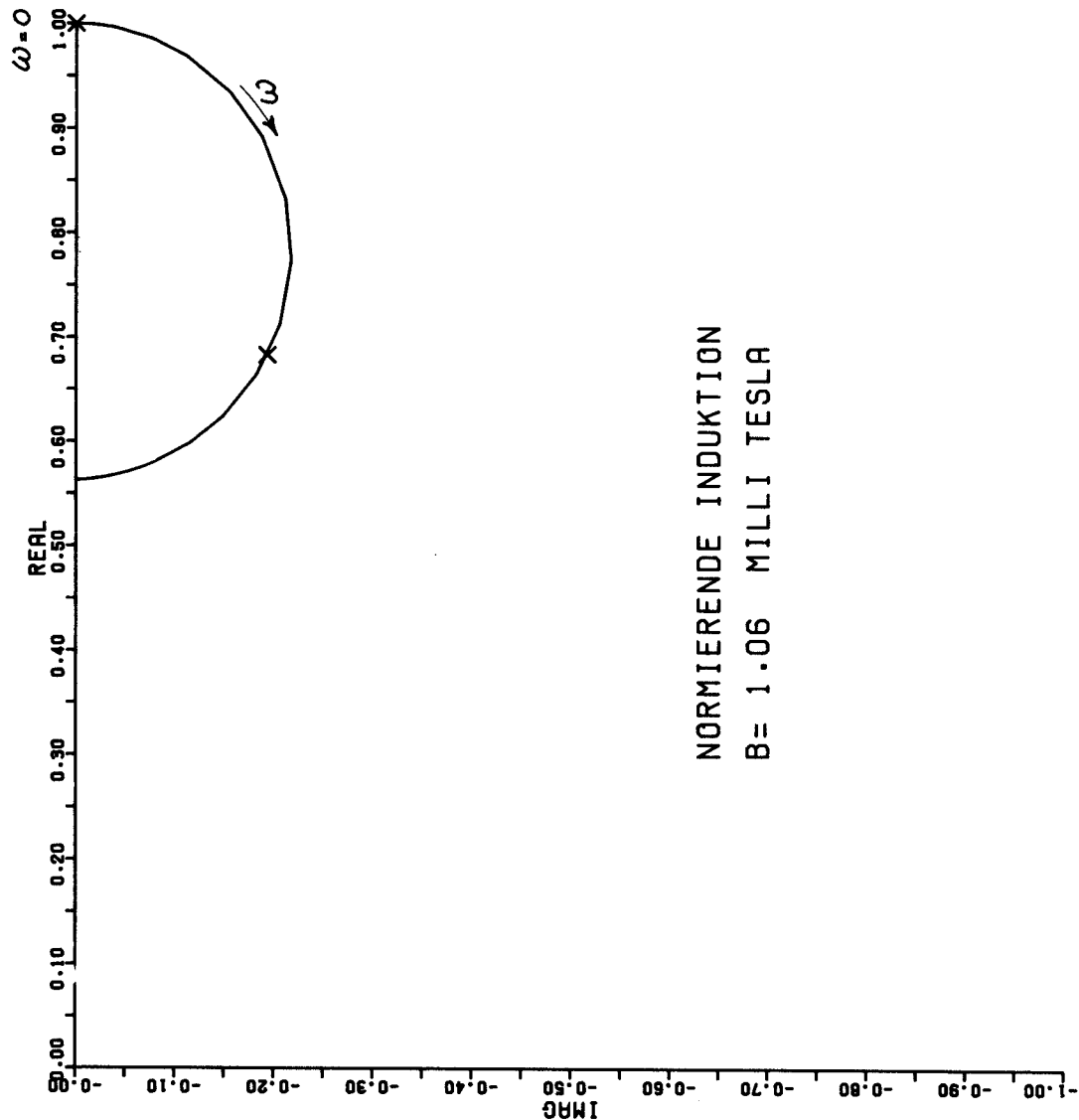
REL. AMPLITUDE DER E-FUNKTION

A= -0.86

ZEITKONSTANTE

TAU= 14.82 MS

FELDMESSUNG KR



NORMIERTE
ORTSKURVE

SONDE 4

DATUM 05-AUG-81

ZEIT 11:06:53

MESSART VP

WAGPOS. (GRAD) 56.25

STUETZSTELLEN

PRO PERIODE 2001

PER.LAENGE (MS) 40.02

STROM (A) 750.0

DATENTRAEGER/

DATENSATZ DAT11/M6N1.KR

NORMIERENDE INDUKTION

B= 1.06 MILLI TESLA

REL. AMPLITUDE DER E-FUNKTION

A= -0.43

ZEITKONSTANTE

TAU= 10.45 MS

Literaturverzeichnis

- [1] Hp. Eulenberg
Eine Methode zur Simulation der Bewegung elektrisch geladener Elementarteilchen im Magnetfeld
Berichte der Kernforschungsanlage Jülich,
JÜL-1594, Seite 21-29
- [2] G. Waidmann
Zur Zündphase einer Tokamakentladung
Berichte der Kernforschungsanlage Jülich,
JÜL-1467
- [3] W.A. Brocke, G. Waidmann
Measurement and Dynamic Control of Plasma Position in TEXTOR
12th Symp. on Fusion Technology 1982
- [4] A. Seeger, W. Schalt
A Fast Response Unit for Vertical Plasma Position Control in TEXTOR
Beiträge zum 10.SOFT, Padua 1978
- [5] G. Breuer, Hp. Eulenberg, U. Sieling, H. Thyssen
TEXTOR Magnetfeld-Messungen
Interner Bericht KFA/ZEL, Nr. 5001081

