

Entwicklung einer automatischen Kontrolle  
des elektronischen Verhaltens  
eines Schauerzählers des H1-Experimentes

24. Juni 1988

Diplomarbeit  
vorgelegt von

Volker Sondermann

Lehrstuhl für  
Experimentelle Physik Vb  
Abteilung Physik  
Universität Dortmund

## Inhaltsangabe

	Seite :
1. Einleitung	9
1.1 Physik mit dem Hera-Speicherring und der H1-Detektor	9
1.2 Aufgabenstellung	14
1.3 Kalorimetrie	15
1.4.1 Die Flüssigargon-Ionisationskammer	19
1.4.2 Das Flüssigargon-Kalorimeter	20
2. Das Kalorimeter FB2E	23
2.1 Aufbau und Funktionsweise des FB2E-Stacks	23
2.2 Die Hochspannungsplatten	26
2.2.1 Aufbau der HV-Boards	27
2.2.2 Eigenschaften der Hochwiderstandsfolie	28
2.2.3 Hochspannungseigenschaften der HV-Boards	32
2.2.4 Messung kurzer Entladungen zwischen zwei HV-Boards und einem Padboard in Flüssigstickstoff	35
2.3 Die Ausleseplatten	38
2.3.1 Aufbau der Ausleseplatten	38
2.3.2 Übersprechen auf den Padboards	39
2.3.3 Die Kapazität der Pads	44
2.3.4 Die Frequenzabhängigkeit der Kapazität	49

3. Test eines FB2E-Segmentes am CERN	56
3.1 Mechanische Tests in Flüssigargon	58
3.2 Test des Detektors bei verschiedenen Hochspannungen	59
3.3 Rauschen des Detektors	60
3.4 Meßdaten	61
4. Testprozeduren	64
4.1 Testprozeduren für die HV-Boards	67
4.2 Testprozeduren für die Padboards	72
5. Zusammenfassung	79
6. Literaturverzeichnis	80
7. Danksagung	82
Anhang:	
1: Der benutzte Kryostat	83
2: Der Füllstandsanzeiger und die Füll= standssteuerung	85
3: Berechnung der Frequenzabhängigkeit der Kapazität	89
4: Berechnung der Frequenzabhängigkeit des komplexen Widerstandes der Scanner= Simulation	92
5: Der Scanner und die Relaiskarte	94

## ANHANG 2

### Verzeichnis der Abbildungen

Nummer der Abb:	Kurzbeschreibung:	Seite:
1	Der H1-Detektor ( Schnitt längs zur Strahlachse )	96
2	Der H1-Detektor ( Schnitt senkrecht zur Strahlachse )	97
3	Der H1-Detektor ( Das Flüssigargon-Kalorimeter )	98
4	Perspektivischer Aufbau des FB2E-Stacks	99
5	Aufbau eines Flüssigargon-Kalorimeters ( Seitenansicht )	100
6	Perspektivische Darstellung eines Flüssig- argon-Kalorimeters	100
7	Anordnung der Pads auf den Padplatten	101
8	Schematischer Aufbau der Hochspannungs- platten im Schnitt	102
9	Schematischer Aufbau der Padplatten im Schnitt	102
10	Oberflächenwiderstand gegen Anschlußwiderstand	103
11	Oberflächenwiderstand gegen Zeit nach dem Bedrucken	103
12	Oberflächenwiderstand gegen Spüldauer	104

Nummer

der Abb:

Kurzbeschreibung:

Seite:

13	Versuchsaufbau für den Hochspannungstest	105
14	Versuchsaufbau zum Messen von kurzen Entladungen	105
15	Pulszahl gegen Zeit	106
16	Kapazität gegen Leiterbahn= länge	106
17	Gemittelte Kapazität gegen gemittelte Fläche	107
18	Schematischer Versuchsaufbau zur Messung des Übersprechens	108
19	Photo 1: Erregerpuls und Padantwort Photo 2: Erregerpuls und Padantwort (vergrößert) Photo 3: Padantwort und Übersprech= signal (langes Kabel) Photo 4: Padantwort und Übersprech= signal (kurzes Kabel)	109
20	Übersprechen gegen Kantenlänge (Kabellänge = 2.2 m)	110
21	Übersprechen gegen Kantenlänge (Kabellänge = 1.2 m)	110
22	Übersprechen gegen Kantenlänge (Kabellänge = 30 cm)	111

Nummer	Kurzbeschreibung:	Seite:
der Abb:		
23	Crosstalk gegen Kantenlänge ( alle Kabellängen )	111
24	Gemessene Kapazität gegen Frequenz ( 1 KHz - 1 MHz )	112
25	Gemessene Kapazität gegen Frequenz (1 MHz - 10 MHz )	113
26	Mechanischer Aufbau des FB2E-Stacks am CERN	114
27	Aufbau der Elektronik des Testsegments	115
28	Pedestal der ADC's	116
29	Sigma des Pedestals	116
30	Slope der ADC's	116
31	Sigma gegen Kapazität	117
32	Energie deponiert im 1. Z-Segment beim echten Trigger	118
33	Energie deponiert im 2. Z-Segment beim echten Trigger	118
34	Energie deponiert im 3. Z-Segment beim echten Trigger	118
35	Energie deponiert im 4. Z-Segment beim echten Trigger	118

Nummer

der Abb:

Kurzbeschreibung:

Seite:

36	Energie deponiert im 1. Z-Segment beim Zufalls= trigger	119
37	Energie deponiert im 2. Z-Segment beim Zufalls= trigger	119
38	Energie deponiert im 3. Z-Segment beim Zufalls= trigger	119
39	Energie deponiert im 4. Z-Segment beim Zufalls= trigger	119
40	Aufbau des automatischen Test= standes für HV-Platten	120
41	Ablaufplan des Programms HVTEST	121
42	Strom einer HV-Platte bei verschiedenen Bedingungen	122
43	Aufbau des automatischen Test= stands für Padplatten	123
44	Frequenzabhängigkeit des komplexen Widerstandes der Scannersimulation	124
45	Frequenzabhängigkeit des Phasenwinkels der Scannersimulation	125

Nummer der Abb:	Kurzbeschreibung:	Seite:
46	Diodenfüllstandsanzeiger für Flüssigstickstoff	126
47	Füllstandssteuerung für Flüssigstickstoff	127
48	Schalbild (Prinzip) des Scanners	128
49	Schalbild (Prinzip) der Relaiskarte	128



## Tabellenverzeichnis

Tabellen=

nummer :	Beschreibung :	Seite :
1	Kenngößen des HERA-Speicherrings	9
2	Eigenschaften von Flüssigargon	21
3	Strahlungslängen, Absorptionslängen und kritische Energien für die Materialien des Flüssigargon- Kalorimeters	21
4	Ansprechwinkel, Absorptions- und Strahlungslängen der Flüssigargon- Kalorimeterteile	22
5	Daten des FB2E-Moduls	24
6	Daten der beiden Padboard= generationen	25
7	Eigenschaften von Kapton	27
8	Eigenschaften des Goretex-Kabels	41
9	Stromfluß einer HV-Platte unter verschiedenen Bedingungen	70
10	Höhen der Sensoren des Füllstands= anzeiger und der Füllstandssteuerung	88

## Kapitel 1 : Einleitung

### Kapitel 1.1 : Physik mit dem HERA-Speicherring und der H1-Detektor

Bei DESY in Hamburg wird z.Zt. der Elektron - Proton - Speicherring HERA gebaut. Die typischen Größen des Speicherrings sind in Tabelle 1 zusammengefaßt [H1:87] :

Tabelle 1 : Kenngrößen des HERA-Speicherrings

Teilchenenergie	Elektronen	max. 30	GeV
	Protonen	max. 820	GeV
Schwerpunktsenergie		max. 314	GeV
Luminosität		$2 \cdot 10^{31}$	$\text{cm}^{-1} \text{s}^{-1}$
Zeit zwischen zwei Strahlkreuzungen		96	nsec

Mit dieser Maschine sollen vor allem folgende Fragen untersucht werden :

- Verhalten der Strukturfunktionen bei hohen Energien und Suche nach einer möglichen Substruktur der Leptonen und Quarks. Es sind Strukturen bis zu einer Größe von ca.  $10^{-16}$  mm erkennbar.

- Durch HERA wird die Suche nach neuen exotischen Teilchen, schweren Eichbosonen, supersymmetrischen Teilchen und schweren Quarks in neuen Energiebereichen ermöglicht.
- Bei HERA kann die Wechselwirkung zwischen Leptonen und Quarks untersucht und das Standardmodell bei hohen Energien getestet werden.

Um die oben gestellten Fragen unter Berücksichtigung der hohen Energien des HERA-Rings beantworten zu können, müssen die verwendeten Detektoren einige Anforderungen erfüllen :

- 1 : Der Detektor sollte in der Lage sein, möglichst alle bei einer Wechselwirkung entstandene Teilchen nachzuweisen und deren Impulse und Flugrichtungen zu messen.
- 2 : Der Detektor soll eine gute Energieauflösung haben. Dies ist wichtig, um Ereignisse zu rekonstruieren, an denen Neutrinos beteiligt sind, da diese nur durch die fehlende Energie nachgewiesen werden können. Der Detektor muß auch in der Lage sein, die Energie der erzeugten Teilchen innerhalb eines großen Energiebereichs genau zu bestimmen. Dies muß für Jets und einzelne Teilchen möglich sein.

3 : Ebenfalls wichtig ist eine gute Ortsauflösung des Detektors. Diese ist notwendig, um Produktionswinkel und Impulsrichtung der erzeugten Teilchen zu bestimmen. Darüber hinaus wird eine gute Ortsauflösung gebraucht, um z.B. den Zerfallsort eines kurzlebigen Teilchens vom Wechselwirkungspunkt unterscheiden zu können.

4 : Ereignisse, bei denen schwere Teilchen in Elektronen oder Müonen zerfallen, besitzen eine einfache Signatur und können mit einem Detektor mit guter Leptonerkennung gut nachgewiesen werden. Eine gute Leptonerkennung ist auch nötig, um neutrale und geladene Ströme zu unterscheiden.

In Abbildung 1 ist der H1-Detektor in einem Schnitt parallel zur Strahlachse dargestellt [H1:86] . Eingezeichnet sind die Flugrichtungen von Elektronen und Protonen.

In Abbildung 2 ist der Detektor in einem Schnitt senkrecht zur Strahlachse dargestellt [H1:86] . In beiden Abbildungen ist ein Koordinatensystem eingezeichnet, der Ursprung liegt im Wechselwirkungspunkt, die Flugrichtung der Protonen ist die Vorwärtsrichtung.

Die Komponenten des Detektors sind :

- Die zentrale Spurkammer (1) und die Vorwärtsspurkammern (2) dienen dazu, die deponierte Energie entlang der Flugbahn eines Teilchen zu messen und daraus die Bahn selbst zu rekonstruieren und den Wechselwirkungspunkt

zu bestimmen. Außerdem gibt es Übergangs-Strahlungsdetektoren, die dazu dienen, die Gamma-Faktoren der erzeugten Teilchen zu messen.

- An (1) und (2) schließen sich große elektromagnetische (3) und hadronische (4) Flüssigargon-Kalorimeter an. Diese erzeugen ein, zur Gesamtenergie des Teilchens proportionales, Signal. Das Prinzip eines Kalorimeters wird in Abschnitt 1.3 näher beschrieben, in Abschnitt 1.4 wird auf das Flüssigargon-Kalorimeter eingegangen. Eine Übersicht über die Verteilung der einzelnen Moduln und über die Zahl der Absorptions- bzw. Strahlungslängen wird ebenfalls im Abschnitt 1.4 gegeben.

- Eine supraleitende Spule (5) erzeugt ein zylinderförmiges Magnetfeld von 1.2 Tesla, dessen Feldlinien parallel zur Strahlachse verlaufen. Dieses Magnetfeld zwingt geladene Teilchen auf eine gekrümmte Bahn. Aus dem Radius dieser Bahn kann der Impuls des Teilchens berechnet werden.

- Das Rückfließloch für das Magnetfeld ist mit Streamerkammern instrumentiert. Die Streamerkammern arbeiten als Müondetektoren und als Kalorimeter für die nichtabsorbierten Reste der hadronischen Schauer. Dieses zusätzliche Kalorimeter ( der Tailcatcher ) ist nötig, da die Zahl der Absorptionslängen im

Flüssigargon-Kalorimeter u. U. nicht ausreicht und der Schauer sich noch außerhalb des Flüssigargon-Kalorimeters fortsetzen kann.

- Der Detektor ist in Vorwärtsrichtung mit einem Müonenspektrometer (6) und in Vorwärts- und Radialrichtung mit Müonkammern (8) ausgestattet. In diesen Detektoren wird der Ort und die Flugrichtung aus dem Detektor kommender Müonen bestimmt.
- In Rückwärtsrichtung wird der Detektor durch ein Blei-Szintillator-Kalorimeter (9) abgeschlossen.
- Das Vorwärtskalorimeter (10) schließt den Detektor nach vorne bis dicht an die Strahlröhre ab. Es dient dazu, Teilchen mit einem kleinen Transversalimpuls, die sich dicht an der Strahlröhre befinden, nachzuweisen und ihre Energie zu messen.
- Eine Kompensationsspule (11) dient dazu, das Magnetfeld der supraleitenden Spule zu kompensieren, um stabile Strahlbedingungen zu erreichen.
- Quadrupole des HERA-Ringes (12) fokussieren Elektronen und Protonen auf den Wechselwirkungspunkt.
- Ein Betonmantel (13) umschließt und schützt den gesamten Detektor und schirmt die Außenwelt ab.

## Kapitel 1.2: Aufgabenstellung

In Dortmund wird der FB2E-Ring, ein Bestandteil des Flüssigargon-Kalorimeters, konstruiert und gebaut. Bei dem FB2E handelt es sich um ein elektromagnetisches Flüssigargon-Kalorimeter. Der FB2E-Ring besteht aus einer Vielzahl einzelner Bauteilen.

Die vorliegende Arbeit verfolgt das Ziel, für die Hochspannungs- und Ausleseplatten des FB2E automatische Kontrollen zu entwickeln um die Serienproduktion dieser Bauteile zu überwachen und Fabrikationsmängel zu erkennen und zu analysieren. Die Tests sollen möglichst selbsttätig ablaufen und wenig Arbeitszeit in Anspruch nehmen. Den Tests kommt im Rahmen des H1-Programms, insbesondere im Bereich des Flüssigargon-Kalorimeters, große Bedeutung zu, da nach dem Zusammenbau des Kalorimeters, dieses in einen Kryostaten eingefahren wird und praktisch keine Korrekturen mehr vorgenommen werden können. Deshalb ist es dringend nötig, die produzierten Platten vor dem Einbau zu testen, um ihre einwandfreie Funktion sicherzustellen.

### Kapitel 1.3 Kalorimetrie

In einem Kalorimeter wird von einem einfallenden hochenergetischen Teilchen ein Schauer von Teilchen erzeugt, deren Energie total absorbiert und in ein meßbares Signal umgewandelt wird. Aufgabe eines Kalorimeters ist es, die Energie, den Ort und, mit gewissen Einschränkungen, die Flugbahn des ursprünglichen Teilchens zu messen.

Ein elektromagnetischer Schauer wird durch elektromagnetisch wechselwirkende Teilchen ( Elektronen, Positronen, Photonen ) ausgelöst, ein stark wechselwirkendes Teilchen löst dagegen einen hadronischen Schauer aus. Die Entwicklung eines elektromagnetischen Schauers wird durch die Bremsstrahlung, die Paarbildung und den Ionisationsverlust  $dE/dx$  der geladenen Teilchen bestimmt. Unter Bremsstrahlung von Elektronen (Positronen) versteht man die Aussendung eines Photons unter Abbremsung des Elektrons im elektrischen Feld eines Kerns. Der Energieverlust eines Elektrons durch Bremsstrahlung in einer Schicht der Dicke  $dx$  beträgt im Mittel [Lohr] :

$$-dE = E/X_0 dx$$

Die Strahlungslänge  $X_0$  ist eine Materialkonstante, die sich wie folgt berechnen läßt [ROS] :

$$X_0 = \frac{1}{N \cdot 4 \cdot \alpha \cdot Z^2 \cdot r_0^2 \cdot \ln(183/Z^{1/3})}$$



Hierbei ist :

$Z$  - Kernladungszahl

$N$  - Anzahl der Atome pro  $\text{cm}^3$

$r_0$  - klassischer Elektronenradius

$\alpha$  - Feinstrukturkonstante

Die Strahlungslänge ist durch die Kernladungszahl  $Z$  stark materialabhängig.

Die Wahrscheinlichkeit  $W$ , daß aus einem Photon mit der Energie  $E \gg m_0 c^2$  in einer Schicht der Dicke  $dx$  durch Paarerzeugung ein Elektron- / Positron- Paar gebildet wird, ist gegeben durch [Lohr] :

$$W = 7/9 * dx/X_0$$

Die mittlere Weglänge  $\bar{x}$  der Photonen ergibt sich dann zu :

$$\bar{x} = 9/7 * X_0$$

Ab einer kritischen Energie  $\xi_c$  ist der Energieverlust der Elektronen durch Ionisation größer als durch Bremsstrahlung. Die kritische Energie ist die Energie, die ein minimalionisierendes Teilchen auf einer Strahlungslänge verliert.

$$\xi_c = \left. \frac{dE}{dx} \right|_{\min} X_0$$

Man erkennt aus den Prozessen, die zur Entwicklung eines elektromagnetischen Schauers beitragen, daß die Eindringtiefe des Schauers aufgrund der Strahlungslänge stark von dem betrachteten Material abhängt.

Für einen hadronischen Schauer läßt sich als eine vergleichbare Größe, der ungefähr dieselbe Bedeutung zukommt wie der Strahlungslänge, die Absorptionslänge  $\lambda$  angeben. Die Effekte, die zur Ausbildung eines hadronischen Schauers führen, sind durch die Vielzahl der beitragenden hadronischen Reaktionen komplexer und sollen hier nicht behandelt werden. Die Absorptionslänge ist um ein bis zwei Größenordnungen größer als die Strahlungslänge, so daß hadronische Schauer eine viel größere Eindringtiefe haben als elektromagnetische Schauer.

Man spricht von einem totalabsorbierenden Schauerzähler, wenn die Energie fast aller im Schauer enthaltener Teilchen durch Ionisation abgegeben wird und nahezu kein Teilchen, bis auf Neutrinos, aus dem Detektor entkommt. Die durch Ionisation an das Medium abgegebene Energie kann auf verschiedene Weise, je nach Art des Schauerzählers, nachgewiesen werden, z.B. als Szintillationslicht oder als freigesetzte Ladung.

Bei einem homogenen Schauerzähler dient das Material des Schauerzählers sowohl der Entwicklung als auch dem Nachweis des Schauers selbst. Ein Beispiel ist ein NaJ-Kristall. Hierbei dient der Kristall sowohl der Schauerentwicklung als auch dem Nachweis des Schauers über das Szintillationslicht.

Ein zweiter Typ ist das Sampling-Kalorimeter, in dem zur Schauerentwicklung und zum Schauernachweis unterschiedliche Materialien eingesetzt werden. Als Absorbermaterial für die Schauerentwicklung nimmt man (bei elektromagnetischen Kalorimetern) zweckmäßigerweise Materialien mit hohem  $Z$ , da die Strahlungslänge umgekehrt proportional zum Quadrat von  $Z$  ist. Gemessen wird die Energiedeposition in verschiedenen Tiefen des Absorbermaterials. Eine Abart des Samplingkalorimeters ist das Sandwichkalorimeter. Dieses ist schichtartig aus Absorbermaterial zur Schauerentwicklung und aus aktivem Material zum Schauernachweis aufgebaut.

Im Falle eines totalabsorbierenden Kalorimeters gilt sowohl für ein homogenes als auch für ein Sandwich - Kalorimeter, daß die Zahl der gebildeten Teilchen  $N$  proportional zur Energie des schauerauslösenden Teilchens ist :  $N \sim E$ . Die Schwankungen in der Anzahl der gebildeten Teilchen, sind in der Größenordnung  $\sqrt{N}$ . Mit der Näherung, daß die Energieauflösung durch die Teilchenstatistik dominiert wird, ergibt sich damit die Relation:

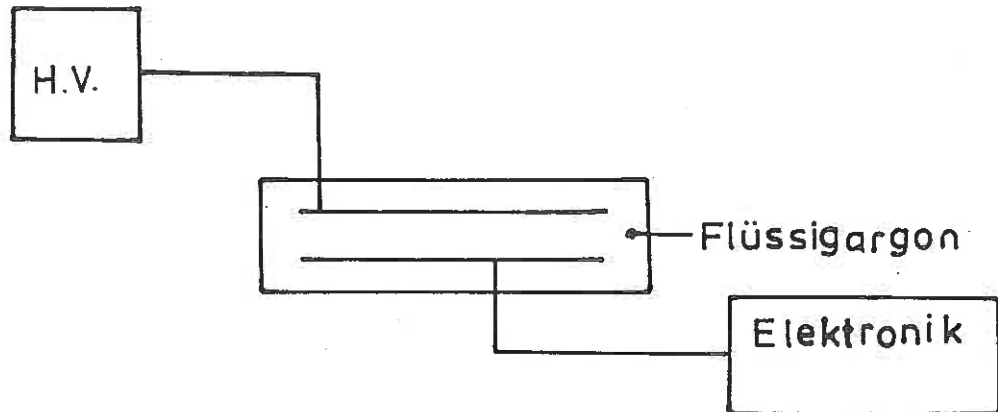
$$\sigma/E \sim 1/\sqrt{E}$$

Die relative Auflösung eines Kalorimeters wird mit zunehmender Energie immer besser, im Gegensatz zu Magnetspektrometern, deren Auflösung mit zunehmender Energie (Impuls) immer schlechter wird :

$$\Delta P/P \sim P$$

### Kapitel 1.4.1 : Die Flüssigargon-Ionisationskammer

Ein Flüssigargon-Sandwich-Kalorimeter besteht aus Absorberplatten und aus mit Flüssigargon gefüllten Zwischenräumen, die als Ionisationskammer wirken. Ein möglicher schematischer Aufbau ist in der folgenden Skizze gezeigt :



In einem Flüssigargon-Tank befindet sich eine Platte mit einer leitenden Oberfläche, die Hochspannungsplatte. In einem bestimmten Abstand gegenüber befinden sich eine zweite Leiterplatte, die Ausleseplatte. Zwischen diesen Platten wird eine Spannung angelegt. Wenn nun ein Teilchen durch den Flüssigargon-Tank fliegt, wird es entlang seiner Flugbahn das Argon ionisieren. Die dabei gebildeten Ladungsträger werden im elektrischen Feld zwischen Auslese- und HV-Platte driften und influenzieren sowohl auf der HV-Platte als auch auf der Ausleseplatte eine Ladung. Die Ladung auf der Ausleseplatte fließt über die Elektronik ab und ist dadurch meßbar. Die Ausleseplatte kann für die Signalauslese in einzelne Segmente, die Pads, unterteilt werden.

## Kapitel 1.4.2 Das Flüssigargon-Kalorimeter

Alle im H1-Detektor eingesetzten Kalorimeter sind Sandwich-Kalorimeter und, mit Ausnahme des Vorwärts- und des Rückwärts-Kalorimeters, Flüssigargon-Kalorimeter. Das Flüssigargon-Kalorimeter des H1-Detektors ist in Abbildung 3 in einem Schnitt parallel zur Strahlachse dargestellt. Alle Kalorimeterstücke, deren Namen auf "E" enden, sind elektromagnetische Kalorimeter, alle anderen hadronische. Die einzelnen Kalorimeter bilden Ringe um die Strahlachse. Jeder Ring ist in 8 Moduln, die sog. Stacks, unterteilt.

Die elektromagnetischen Kalorimeter bestehen aus Blei als Absorber, für die hadronischen benutzt man nichtmagnetischen Edelstahl. Beide Kalorimeterteile benutzen als Nachweismedium Flüssigargon. Gemessen wird die im Flüssigargon durch Ionisation freigesetzte Ladungsmenge. Flüssigargon zeichnet sich durch eine relativ große Energiedeposition, eine große Dichte und durch die fast freie Beweglichkeit der Ladungsträger aus. Ferner unterliegt Flüssigargon keinem Alterungsprozeß, so daß für eine eingestrahelte Energie immer die gleiche Ladungsmenge erzeugt wird.

In der Tabelle 2 sind die Eigenschaften von Flüssigargon zusammengetragen [PPD] :

Tabelle 2 : Eigenschaften von Flüssigargon

Dichte	1.40	g/cm <sup>3</sup>
Dielektrizitäts= konstante	1.54	
Kritische Energie	35	MeV
Strahlungslänge	14	cm
Absorptionslänge	85.5	cm
dE/dx minimal	1.51	MeV cm <sup>2</sup> /g

In der Tabelle 3 sind die Absorptionslängen, die Strahlungslängen und die kritischen Energien für die im Kalorimeter verwendeten Materialien zusammengestellt [PPD] :

Tabelle 3 : Absorptionslängen, Strahlungslängen und kritische Energien der bei H1 verwendeten Materialien

	$\lambda$ (cm)	$X_0$ (cm)	$\epsilon_c$ (MeV)
Eisen	16.76	1.76	24.0
Blei	17.06	0.56	6.9
Argon	85.50	14.00	35.0

Die einzelnen Teile des Flüssigargon-Kalorimeters (siehe Abbildung 3) decken unterschiedliche Raumbereiche ab und haben eine verschiedene Anzahl von Strahlungs- und Absorptionslängen. In der Tabelle 4 sind die

Winkelbereiche der einzelnen Teile des Flüssigargon-Kalorimeters sowie die gemittelten Absorptions- und Strahlungslängen und die Gesamtstrahlungslänge am Außenrand des Detektors aufgeführt [Hl:87]. Es wird der Polarwinkel  $\theta$  aus Abbildung 3 für die einzelnen Teilstücke benutzt.

Tabelle 4 : Winkelbereiche, mittlere Strahlungslänge (für den elektromag. Teil), mittlere Absorptionslänge (für had. Teil) und Gesamtabsorptionslänge der Kalorimeterteile

Teilstück	Winkel $\theta$	$x_0$	$\lambda$	$\lambda$ gesamt
IFE	< 25	30	4.6	6.3
OF1			5.7	7.5
OF2			6	8
FB2	20 < < 25	30	5.2	7.2
FB1	25 < < 45	24	4.6	5.9
CB3	45 < < 75	21	4	5
CB2	75 < < 120	19	3.8	4.7
CB1	120 < < 143	22	4.1	5.2
BBE	143 < < 152	24	-	

Die Anzahl von Absorptionslängen nimmt in Vorwärtsrichtung zu, da in dieser Richtung aufgrund der hohen Protonenenergie die Energien der erzeugten Teilchen größer sind.

## Kapitel 2 : Das Kalorimeter FB2E

Die Konstruktion und der Bau der acht FB2E-Moduln ( siehe Abbildung 3 und Tabelle 4) wird von der Universität Dortmund ausgeführt. In Abbildung 4 ist ein Modul perspektivisch dargestellt [BOR] .

### Kapitel 2.1 Aufbau und Funktionsweise des FB2E-Moduls

Die FB2E-Moduln sind elektromagnetische Sandwichkalorimeter mit 2.4 mm dicken Bleiplatten als Absorbern und 2.5 mm dicken Flüssigargon-Gaps als aktive Zonen. Abbildung 4 enthält eine perspektivische Ansicht eines Moduls, in Abbildung 5 befindet sich eine Seitenansicht und in Abbildung 6 eine perspektivische Ansicht eines Teilausschnitts des Moduls. Das Blei der Platten dient als Absorber zur Schauerentwicklung. Die Hochspannungs- und Ausleseplatten (Padplatten) bilden zusammen mit dem Flüssigargon im Zwischenraum eine Ionisationskammer. Die Hochspannung im FB2E-Detektorteil beträgt 2.9 k-Volt. Die durch elektromagnetische Schauer gebildeten Teilchen ionisieren das Flüssigargon, und die so erzeugte Ladungsmenge wird gemessen. Die Platten werden durch neun Gewindestangen in der richtigen Position gehalten. Der Abstand wird durch zwischen die Boards eingebrachte Abstandshalter (Spacer) definiert (Abb. 5). Die Platten bilden Ebenen senkrecht zur Strahlröhre. Die Anordnung der HV- und Padplatten kann man der Abbildung 5 oder der Abbildung 6 entnehmen. Der genaue Aufbau der



Hochspannungsplatten wird in Abschnitt 2.2.1 und der Aufbau der Padplatten in Abschnitt 2.3.1 besprochen. In der Tabelle 5 sind die mechanischen Daten des FB2E-Moduls zusammengefaßt:

Tabelle 5 : Daten eines FB2E-Modules

Länge (in Z Richtung)	85 cm	
Breite (innen)	81 cm	Ebene senkrecht zum Strahlrohr
Breite (außen)	100 cm	
Höhe (radial)	25 cm	
Gewicht	~1000 kg	
Abstand der Unterkante vom Strahl:	100 cm	
Zahl der HV-Platten :	61	
Zahl der Pad-Platten :	60	

Die Verteilung der Pads auf den Padplatten ist in Abbildung 7 im Maßstab 1:4 für ein Padboard der zweiten Generation gezeigt. Erwähnt sei, daß es eine erste Generation gab, deren Abmessungen mit denen der zweiten Generation in Tabelle 6 gegenübergestellt sind. In der ersten Generation gab es zwei Padboard-Typen, die sich etwas in der Höhe der Pads unterschieden, deshalb ist ein zweiter Wert in Klammern aufgeführt. Unter "Reihe 1" ist die Reihe mit dem kleinsten R, die dem Strahlrohr am nächsten ist, zu verstehen. (Für das Koordinatensystem siehe auch Abbildung 2)

Tabelle 6 : Gegenüberstellung der beiden Padboard-  
Generationen

	erste Generation	zweite Generation
Länge der Boards		
unten	805 mm	810 mm
oben	950 mm	985 mm
Höhe	200 mm	250 mm
Dicke	5 mm	5 mm
Gewicht	6 kg	8 kg
Pads	80	64
Reihen	4	4
Spalten	20	16
Höhen :		
Reihe 1	20 ( 18) mm	20 mm
Reihe 2	40 ( 36) mm	40 mm
Reihe 3	40 ( 36) mm	60 mm
Reihe 4	93 (103) mm	120 mm

Die Absorberplatten haben vom Strahlrohr aus gesehen einen Öffnungswinkel von 45 Grad, der durch die Padspalten in feinere Winkelbereiche zerlegt wird (Tab.6). Für die Auslese wurden von sieben (bzw. acht ) aufeinanderfolgenden Padboards die Pads mit gleichem R und  $f$  zusammengefaßt. Sie bilden einen Tower, die entsprechenden Padboards mit den HV-Boards dazwischen bilden wiederum ein Segment. Das FB2E-Modul besteht aus insgesamt acht Segmenten. Vier davon bestehen aus sieben und die anderen vier aus acht Padplatten.

## Kapitel 2.2 Die HV-Boards

Das FB2E-Stack besteht im wesentlichen aus einer Vielzahl von Flüssigargon-Ionisationskammern, wie sie im Prinzip im Kapitel 1.4.1 beschrieben sind. Im FB2E besitzen die Hochspannungsplatten eine Hochwiderstandsbeschichtung (HRC). Diese HRC-Schicht besitzt eine Kapazität durch eine Kaptonfolie zum Kupfer und damit zur Masse hin (siehe Abschnitt 2.2.1) . An diese HRC-Schicht wird die Hochspannung angelegt. Wenn von der HRC-Schicht Hochspannungsüberschläge zu den Ausleseplatten vorkommen, so bildet diese Konfiguration einen RC-Kreis, der dafür sorgt, daß die in der Kapazität zwischen HV- und Ausleseplatte gespeicherte Ladung langsam abfließt und damit die Ausleseelektronik geschont wird. Da die Hochwiderstandsbeschichtung als Absicherungsfaktor eingesetzt wird, sind ihre Eigenschaften von großem Interesse. Insbesondere sind Effekte interessant, die den Flächenwiderstand der HRC-Schicht beeinflussen, da durch diese möglicherweise der Sicherheitsfaktor herabgesetzt wird. Ebenfalls wichtig ist es, die Hochspannungsplatten auf ihre Spannungsfestigkeit zu prüfen, da nach dem Zusammenbau und anschließendem Abkühlen des Kalorimeters keinerlei Korrekturen mehr vorgenommen werden können. Auch sollte man vor dem Zusammenbau, zumindest in Stichproben, die Temperaturfestigkeit der Platten überprüfen. Es hatten sich bei den Verklebungen der Platten wiederholt Probleme mit der Temperaturfestigkeit ergeben. Auch die HRC-bedruckte, aufgeklebte Kaptonfolie kann u.U. durch Flüssigargon-Temperaturen wieder abgelöst werden.

### Kapitel 2.2.1 Aufbau der HV-Boards

In Abbildung 8 ist der Aufbau der HV-Boards im Schnitt gezeigt. Der Kern jeder Platte besteht aus 2.4 mm dickem Blei als Absorber. Hierauf wird mit 130 µm dickem Prepreg 800 µm dickes, kupferbeschichtetes G10 und darauf ebenfalls mit Prepreg eine 75 µm dicke Kaptonfolie geklebt. Unter "G10" versteht man aus Glasfaser und Epoxydharz hergestellte Platinen. Das hier verwendete G10 besitzt eine beidseitige Kupferbeschichtung. "Prepreg" wird eine epoxydharzgetränkte Glasfaserfolie genannt, die sich bei Druck und Erwärmung verflüssigt und als Klebstoff geeignet ist, Kapton ist eine zur Isolierung benutzte Polyimidfolie, deren Eigenschaften in der Tabelle 7 zusammengefaßt sind [DUP] :Auf das Kapton wird schließlich im Siebdruckverfahren die ca. 25 µm dicke Hochwiderstandsbeschichtung ( HRC = high resistive coating ) aufgedruckt. Zur Herstellung des HRC verrührt man mikroskopisch kleine Rußpartikel mit einem Flüssigharz (als Kleber). Diese flüssige Lösung wird im Siebdruckverfahren auf die Kaptonfolie aufgebracht. Dort läßt man das Harz, in dem die Rußpartikel durch ihre hohe Anzahldichte nur mikroskopisch kleine Abstände voneinander haben, aushärten.

Tabelle 7 : Eigenschaften von Kapton

Dicke :	75	µm
Durchschlagsfestigkeit :	181	V/µm
spez. Widerstand :	$5 * 10^{15}$	Ohm/m
Dielektrizitätskonstante :	3.7	
Dichte :	1.42	g/cm <sup>3</sup>

Die Hochspannung wird an die HRC-Schicht angelegt, während die Kupferbeschichtung des G10 und das Blei auf Nullpotential liegen. Das kupferbeschichtete G10 hat zwei Funktionen: Zum einen wird durch die Erdung der Kupferschicht eine hohe Kapazität der HRC-Schicht zur Masse erreicht, und zum anderen erhalten die Hochspannungsplatten durch die Verklebung die erforderliche Stabilität. Jedes Board verfügt über zwei Hochspannungsanschlüsse. Bei den Boards der ersten Generation sind die beiden Seiten eines einzelnen Hochspannungsboards leitend miteinander verbunden. Dies ist bei den Boards der zweiten Generation anders: Hier hat jede Seite einen eigenen Kontakt zur Hochspannung. Untersuchungen von K.Borras [BOR] ergaben, daß dadurch beim Ausfall einer HV-Leitung der Einbruch in der sichtbaren Energie im Detektor besser abgefangen wird und somit bessere Ergebnisse zu erwarten sind.

#### Kapitel 2.2.2 Die HRC-Eigenschaften

Beim HRC handelt es sich um eine Schicht von winzigen Rußpartikeln, die in mikroskopischem Abstand zueinander durch einen Harzkleber auf der Kaptonfolie gehalten werden. Im allgemeinen werden die Rußpartikel nicht in direktem Kontakt zueinander liegen, so daß die Leitfähigkeit dieses Stoffes nicht so ohne weiteres zu verstehen ist. Eine mögliche Erklärung ist der Malter-Effekt [MAL]. Unter "Malter-Effekt" versteht man die Ausbildung hoher Feldstärken an Materialspitzen (hier die Unebenheiten auf der Oberfläche

der Rußkörner), die zur kalten Elektronenemission führen. Beim HRC ist damit die Möglichkeit gegeben, daß die Elektronen von Rußkorn zu Rußkorn gelangen können und dadurch "Stromfäden" ausbilden. Diese Elektronenemission kann zum Teil auch durch das Medium führen, in dem sich die HRC-Schicht befindet, so daß der Oberflächenwiderstand durchaus von dem umgebenden Medium abhängen kann. Dies muß nachgeprüft werden, indem man die Platten in eine definierte Atmosphäre bringt. Hierzu ist es nötig, ein einfaches Meßverfahren für den Oberflächenwiderstand zu entwickeln, das auch in einem abgeschlossenen Behälter angewandt werden kann. Das Standardverfahren besteht darin, zwei Leiterstücke der Länge  $L$  im gleichen Abstand  $L$  voneinander auf die HRC-Schicht zu legen und den Widerstand zwischen ihnen zu messen. Man mißt also den Widerstand zwischen zwei gegenüberliegenden Seiten eines quadratischen Oberflächenausschnitts. Dieser Widerstand ist gerade der Oberflächenwiderstand. Der Oberflächenwiderstand ist auch proportional zum Widerstand zwischen zwei Punkten auf der HRC-Schicht, der gerade über einen Proportionalitätsfaktor zzgl. eines Kontaktwiderstandes vom Oberflächenwiderstand abhängt. Dieser Zusammenhang ermöglicht es, bei den HV-Platten der ersten Generation den Widerstand zwischen zwei Punkten, z.B. den HV-Anschlüssen, in Abhängigkeit des Oberflächenwiderstand zu messen. Man muß nur beachten, daß von den HV-Anschlüssen aus die Oberflächenwiderstände wie parallel geschaltete Widerstände wirken. Um den "Gesamt"-Oberflächenwiderstand zu erhalten, werden die Oberflächenwiderstände der beiden Seiten eines HV-Boards gemessen und

wie parallel geschaltete Widerstände aufaddiert.

Dieser "Gesamt-" Oberflächenwiderstand ist in Abbildung 10 gegen den Widerstand zwischen den Anschlüssen aufgetragen.

Die Geradengleichung lautet :

$$OR = ( 0,26 \pm 0,03 ) * AR - ( 0,1 \pm 0,2 ) * 10^6 \text{ Ohm}$$

Hierbei ist OR der Gesamtoberflächen- und AR der Widerstand zwischen den Anschlüssen. Der konstante Term ist gut mit Null verträglich. Dieser Term kann von Kontaktschwierigkeiten bei dem Übergang vom HV-Anschluß auf die HRC-Schicht resultieren. Der Zusammenhang zwischen dem Gesamt-Oberflächenwiderstand und dem Widerstand zwischen zwei Punkten mit festem Abstand ist also einfach ein Proportionalitätsfaktor, wie bereits erwähnt. Somit ist eine einfache Möglichkeit gegeben, nach wenigen Eichmessungen den Gesamt-Oberflächenwiderstand zu messen. Mit dieser Anordnung kann nun der Oberflächenwiderstand in verschiedenen Medien gemessen werden.

Es wurde eine HV-Platte in einen Kryostaten gebracht, welcher ca. 24 Stunden lang mit trockenem Stickstoffgas gespült worden war. Ein Rechner maß jede halbe Stunde den Widerstand zwischen den HV-Anschlüssen, der ja proportional zum Oberflächenwiderstand ist. Die Meßpunkte sind in Abbildung 12 dargestellt. Man beobachtet nach dem Einschalten der Spülung ein deutliches Absinken des Widerstandes, der schließlich in einen konstanten Wert übergeht. Dieses Absinken kann auf das Ausspülen des Luftsauerstoffs zurückzu-

führen sein, da seine Elektronegativität die Elektronenemission durch das Gas behindert (siehe Malter-Effekt, Anfang Kapitel 2.22). Es bestanden die Befürchtungen, daß der Widerstand des HRC in anderen Gasen als Stickstoff und Luft vielleicht nicht mehr gegen einen Grenzwert strebt [DEL]. Die Platten kommen beim H1-Experiment auch noch mit Argon und Helium in Berührung, und so wurde auch mit Argon und Helium als Spülgas gearbeitet. Es ergab sich jedoch kein Unterschied zu den Werten, die durch Stickstoffspülung erhalten wurden. Kaltes Heliumgas wird in der Abkühlphase des Kalorimeters als Kühlmittel verwendet, um eine gleichmäßige, langsame Kühlung zu erreichen.

Im Anschluß an die Gastests wurde das HRC auch noch auf Flüssigstickstoff-Temperatur abgekühlt, um auch hier das Verhalten des Widerstandes zu untersuchen.

Durch die Gasspülung sinkt der Gesamtoberflächenwiderstand um ca. 14 %. Werden die Platten nachher noch auf Flüssigstickstoff-Temperatur abgekühlt, so sinkt er insgesamt um ca. 40 % des ursprünglichen Wertes in Luft.

Bei der Messung des Oberflächenwiderstandes wurde ein Alterungsprozeß festgestellt [KOL]. Abbildung 11 zeigt für ein Teststück mit dem verwendeten HRC die Abhängigkeit des Oberflächenwiderstandes von der Zeit nach dem Aufdrucken der Hochwiderstandsschicht. Man sieht einen starken zeitlichen Abfall des Oberflächenwiderstandes, der jedoch schließlich in einen konstanten Wert übergeht.



### Kapitel 2.2.3 Die Hochspannungseigenschaften der HV-Boards

Neben dem im vorherigen Kapitel beschriebenen Verhalten des Oberflächenwiderstands sind auch die Eigenschaften der HV-Platten bei hohen Spannungen von Interesse. Auch hier muß eine einwandfreie Funktion gewährleistet sein. Der wesentliche Isolator der HV-Boards ist die Kaptonfolie von 75 µm. Zunächst sollte man die Größenordnung der zu erwartenden Ströme von der HRC-Schicht durch die Kaptonfolie zur Masse abschätzen. Der Stromfluß eines HV-Boards bei 1000 V ist :

$$I = U/SR * A/d$$

Hierbei ist A die Fläche der HV-Platte (ungefähr 0,4 m<sup>2</sup>), d ist die Dicke der Kaptonfolie (d = 75 µm), und SR der spezifische Widerstand von Kapton (Tab. 7). Mit diesen Angaben ergibt sich der Strom je HV-Board und je 1000 V zu I = 1 nA. Das Prepreg wird hierbei vernachlässigt, da Tests zeigten, daß es schon bei 1000 V zu Durchschlägen kam. Bei 5000 V, der geforderten Hochspannungssicherheit, muß man also mit einem Strom von 5 nA pro Board rechnen.

Obwohl das HRC an den Rändern einen Sicherheitsabstand von ca. 5 mm zum Kupfer bzw. Blei hat, können HV-Tests nicht an Luft ausgeführt werden, da bei diesen hohen Spannungen bereits zu große Ströme fließen würden, die z.B. durch die Luftfeuchtigkeit bedingt sind. Außerdem sollten die Platten später in Flüssigstickstoff getestet werden, um die Verklebungen und Isolierungen zu überprüfen. Es war also nötig, einen Kryostaten zu bauen, in dem auch in einer definierten Atmosphäre gearbeitet werden konnte. Der Kryostat ist in An-

hang 1 beschrieben. Für die HV-Boards der ersten Generation gab es drei verschiedene Tests :

1 : In Luft bei 1 kV

2 : In Stickstoffgas bei 2.4 kV

3 : In Flüssigstickstoff bei 5 kV

Der benutzte Versuchsaufbau ist in Abbildung 13 dargestellt. Über einen Sicherheitswiderstand von 10 Mega-Ohm zur Strombegrenzung wird die Hochspannung an die HRC-Schicht angelegt. Es wird der Strom auf der Hochspannungsseite, d.h. vom Hochspannungsgerät zur Hochspannungsplatte, gemessen. Das Blei und das Kupfer sind hierbei über ein zweites Mikroamperemeter mit der Masse verbunden. Es zeigt sich, daß der Strom zur Masse hin bei hohen Spannungen kleiner ist als derjenige auf der Hochspannungsseite. Dies ist auf Verluste im Kabel vom HV-Gerät zu den Platten zurückzuführen. Diese Verluste können auftreten durch Leckströme in den Kabeln und Steckern der Hochspannungsversorgung. Es ist daher sicherer, auch den Strom zur Masse zu messen. Auf der Hochspannungsseite wurde der Strom mit einem hochspannungssicheren Zeiger-Mikroampere-meter mit einem Vollausschlag von 10  $\mu\text{A}$  und einer Auflösung von ca. 0.3  $\mu\text{A}$  gemessen. Der Strom zur Masse wurde mit einem batteriebetriebenen Handmeßgerät<sup>+</sup> mit einem Vollausschlag von 1  $\mu\text{A}$  und einer Auflösung von ca. 30 nA gemessen. Es bestand die Möglichkeit, den Strom jeder einzelnen Platte zur Masse zu messen, oder für alle fünf Platten zusammen. Das empfindlichere Handmeßgerät wurde bei einem Hochspannungstest aber erst dann hinzugenommen, wenn der Aufladestrom der HV-Platten

<sup>+</sup>Unigor 6e

unter 1  $\mu\text{A}$  gefallen war. Bis zu dieser Grenze wurde das empfindliche Mikroamperemeter überbrückt. Folgende Ergebnisse wurden bei den drei Testverfahren erzielt :

- 1 : In Luft bei 1 kV flossen pro Board Ströme von etwa 0,2  $\mu\text{A}$  . Dies ist ein schneller Test, um grobe Verletzungen der Isolierung festzustellen. Es wurden zwei Platten aufgrund eines zu hohen Stromes ausgesondert. Bei einer Platte hatte ein Bleispan Kontakt mit dem HRC.
  
- 2 : In Stickstoffgas bei 2.4 kV wurde zu Anfang nur 3 Stunden lang mit Gas gespült, und es wurden Ströme von etwa 50 nA pro Board gemessen. Wurde die Spüldauer jedoch auf 10 Stunden hochgesetzt, ging der Strom auf weniger als 30 nA pro Board zurück. Diese 30 nA bildeten die Grenze der Empfindlichkeit des Mikroampere= meters.
  
- 3 : In Flüssigstickstoff bei 5 kV lag der Strom für 5 Platten unterhalb der Auflösung des Mikro= amperemeters. Vorher wurde 10 Stunden mit Trocken= gas gespült.

Bei den späteren Serientests sollte ein Test in Gas bei 3 kV ausreichen. Die Spüldauer ist auf ca. 10 Std anzusetzen. Gemessen wird der Strom zur Masse, um Verluste in den Hochspannungskabeln auszuschließen.

#### Kapitel 2.2.4 Messung kurzer Entladungen zwischen HV- und Padboards

In den FB2E-Stacks sind die Hochspannungsplatten von den Ausleseplatten durch einen 2.5 mm breiten, mit Flüssigargon gefüllten Zwischenraum getrennt. Zwischen den Hochspannungsplatten und den Ausleseplatten soll eine Spannung von 2900 Volt anliegen. Es ist nun wichtig zu erfahren, ob die angestrebte Anordnung bei dieser Hochspannung noch betrieben werden kann, oder ob mit Entladungen oder sogar Hochspannungsdurchschlägen zu rechnen ist. Sollte es zu Entladungen oder Durchschlägen kommen, so ist die Rate dieser Ereignisse von Interesse. Diese Störrate sollte klein sein gegen die Rate, mit der die Elektron- und Proton-Strahlen im Wechselwirkungspunkt aufeinandertreffen. Der prinzipielle Versuchsaufbau ist in Abbildung 14 dargestellt: Zwischen zwei HV-Platten befindet sich eine Padplatte. Diese Anordnung ist in Flüssigstickstoff getaucht. Alle Pads der Padplatte sind auf den Anschlüssen zusammengefaßt, so daß die gesamte Platte als ein Kanal ausgelesen wird. Der Abstand zwischen der Padplatte und den HV-Platten beträgt 2,5 mm. Zwischen den HV-Platten und der Padplatte wird eine Hochspannung zwischen 3000 und 5000 Volt angelegt. An die Padplatte ist ein ladungsempfindlicher Verstärker angeschlossen, über den die auf der Padplatte gesammelte Ladung abfließt. Der Verstärker gibt eine zur Ladung proportionale Spannung ab. Diese Spannung wird auf einen Diskriminator gegeben, dessen Schwelle so eingestellt ist, daß das Rauschen des Verstärkers unterdrückt wird. Das Rauschen des Verstärkers liegt bei dieser

Anordnung bei 0,2 pC. Die Diskriminatorschwelle wurde auf 0,4 pC eingestellt (dies entspricht ca.  $2,5 \cdot 10^6$  Elektronen). Das Rauschen des Verstärkers lag deshalb so hoch, weil er nicht an die großen Eingangskapazitäten angepaßt war. Der Ausgang des Diskriminators wurde an einen Zähler angeschlossen, der die über der Diskriminatorschwelle liegenden Impulse registrierte. Eine Anpassung des Verstärkers wurde nicht mehr durchgeführt, da kurze Zeit nach diesem Versuch ein FB2E-Stack am CERN getestet wurde. Die dort gewonnenen Werte sind sicherlich aussagekräftiger, stehen im Moment aber leider noch nicht zur Verfügung.

Die Höhe der feststellbaren Entladungen lag bei  $2,5 \cdot 10^6$  Elektronen in ca. 1  $\mu$ s. Es wurden bei verschiedenen Spannungen 20 Sekunden lang die Pulse gezählt, dann folgten 10 Sekunden Pause zum Ablesen und Rücksetzen des Zählers. Die Messung wurde gestartet, wenn nach dem Hochfahren der Spannung der Ladestrom auf 1  $\mu$ -Ampere abgefallen war. Die Messung wurde gemacht für Hochspannungen von 3000, 4000 und 5000 Volt. Eine Messung ohne Hochspannung ergab, daß mit ca. einem Störpuls in 20 Sekunden zu rechnen ist. Dieser Untergrund wurde vernachlässigt. In Abbildung 15 ist die gemessene Pulszahl in Abhängigkeit der Zeit für die verschiedenen Hochspannungen aufgetragen. Die vollen Kreise entsprechen dabei einer Hochspannung von 5000 Volt, die offenen Quadrate einer Hochspannung von 4000 Volt und die gefüllten Quadrate entsprechen einer Hochspannung von 3000 Volt. Nach einer genügend langen Wartezeit bleiben schließlich folgende Raten übrig :

Bei 5000 Volt beträgt die Rate der Störpulse 2.5 Hz, bei 4000 Volt 2 Hz und bei 3000 Volt 1 Hz.

Das Abfallen der Kurve in Abbildung 15 könnte ein Effekt sein, der dem Aufladen eines durch die Versuchsanordnung gebildeten Kondensators zuzuschreiben wäre. Dieser Kondensator, der aus den Pad- und HV-Platten besteht, bildet zusammen mit dem Vorwiderstand einen RC-Kreis. Die Berechnung der Zeitkonstanten dieses RC-Kreises ist aufgrund der Hochwiderstandsbeschichtung der HV-Platten nicht einfach durchführbar. Sie kann jedoch quantitativ durch Messung gewonnen werden. Die Zeit, in der der Ladestrom von 3  $\mu$ A auf 1  $\mu$ A fällt, ist ungefähr gleich der Zeitkonstanten RC. Damit läßt sich RC zu 2 sec bestimmen, und das beobachtete Abfallen der Kurve kann kein Effekt der Aufladung mehr sein.

Ein FB2E-Modul besteht aus 60 Padplatten. Für eine Padplatte lag die Rate der Störpulse bei 1 Hz, wenn 3000 Volt Spannung angelegt wurden. Diese 3000 Volt sind ungefähr die spätere Betriebsspannung der FB2E-Stacks. Für ein Modul würde hiernach die Rate der Störpulse im Bereich von 60 Hz liegen und damit für den aus acht Modulen aufgebauten FB2E-Ring bei ca. 500 Hz.

### Kapitel 2.3 : Die Ausleseplatten

Die Ausleseplatten oder Padboards bilden mit den Hochspannungsplatten eine Flüssigargon-Ionisationskammer, die dazu dient, die im Flüssigargon durch Ionisation freigesetzte Ladung nachzuweisen. Da auch an diesen Teilen des Detektors nach dem Zusammenbau des Detektors keinerlei Reparaturen oder Korrekturen mehr vorgenommen werden können, müssen auch die Padboards vorher auf mögliche Defekte untersucht werden. So muß man z.B. überprüfen, ob alle Pads Kontakt zum Stecker haben. Wichtig ist auch die Kontrolle darüber, daß es keine Kurzschlüsse zwischen den Pads selbst als auch zwischen Pad und Blei gibt. Ein Kurzschluß zwischen einem Pad und Blei würde bewirken, daß das Pad Verbindung zur Masse hat und damit der ganze Tower kein Signal mehr liefern könnte. Ferner ist es nötig, für die Auswahl der Verstärker die ungefähre Kapazität der einzelnen Pads zu kennen. Auch sollten, wenn auf einem Pad ein Signal induziert wird, die Nachbarpads keine Streusignale liefern. Dieses "Übersprechen" würde die Ortsauflösung und die Kalibration des Detektors beeinträchtigen.

#### Kapitel 2.3.1 : Aufbau der Padboards

Der Aufbau der Padboards ist in Abbildung 9 schematisch dargestellt. Die Boards bestehen aus 2.4 mm dicken Bleiplatten als Absorber. Auf diese werden beidseitig mit zwei Lagen Prepreg ( $d=130\ \mu\text{m}$ ) die kupferkaschierten G10-Platinen ( $d=800\ \mu\text{m}$ ) geklebt. Aus dem Kupfer werden auf der

dem Blei abgewandten Seite die Pads herausgeätzt. Auf der anderen Seite befinden sich die entsprechenden Leiterbahnen. Das verbleibende Kupfer auf dieser Seite wird auf Massepotential gelegt. Mit Durchkontaktierungen wird der Kontakt zwischen den Pads und den Leiterbahnen hergestellt. Wie bereits erwähnt, enthielten die Padboards der ersten Generation 80 und die der zweiten, endgültigen Generation 64 Pads. Die Padverteilung für ein Padboard der zweiten Generation ist in Abbildung 7 gezeigt. Die dort gezeigten Abmessungen entsprechen den wirklichen Abmessungen der Pads, die noch von einem, in der Zeichnung nicht gezeigten, 3 mm breitem Gl0-Rand umgeben sind.

#### Kapitel 2.3.2 : "Übersprechen" auf den Pad-Boards

Unter "Übersprechen" (oder Crosstalk) versteht man eine Kopplung zwischen zwei Pads : Liefert ein Pad ein Signal, so wird so wird auch auf dem anderen Pad gleichzeitig ein Signal induziert. Das Übersprechen kann z.B. durch eine kapazitive Kopplung zwischen zwei benachbarten Pads oder zwei benachbarten Leiterbahnen bedingt sein. Dieser Crosstalk-Effekt kann zur Verschlechterung der Ortsauflösung beitragen, da z.B. die Schauerbreite zunimmt. Er kann dadurch vermindert werden, daß man die Pads und Leiterbahnen gegeneinander abschirmt. Zwischen den Leiterbahnen der Padboards befinden sich Erdleitungen, die zur Abschirmung beitragen sollen, während zwischen den Pads diese Erdungen fehlen. Über den Leiterbahnen befindet sich noch die ebenfalls geerdete Bleiplatte, die durch die Erdung noch zusätzlich zur Verminderung des



Übersprechens beitragen soll. Für den angestrebten Presampler werden die Boards so gefertigt, daß hinter der Padreihe 1 aus Abbildung 7 kein Blei mehr vorhanden ist. Hierdurch sollen die Energieverluste in der Kryostatwand vor dem FB2E-Ring ausgeglichen werden. Die Untersuchungen hierfür wurden von K. Borrás ausgeführt [BOR]. Durch die Abwesenheit des Bleis kann aber vielleicht das Übersprechen zunehmen.

#### 1: Direkte Messung des Übersprechens

Zunächst wird untersucht werden, wie das Übersprechen von der gemeinsamen Kantenlänge der Pads zueinander abhängt, ob die Leiterbahnlängen eine Rolle spielen und welchen Einfluß das Kabel hat. In Abbildung 18 ist der Versuchsaufbau schematisch für vier Pads dargestellt. Ein Signalgenerator lieferte Pulse, die über einen Kondensator ausgekoppelt werden. Der Pulsgenerator wird mit 50 Ohm abgeschlossen. Die Pulse haben eine Anstiegszeit von ca. 1  $\mu$ s, also der typischen Anstiegszeit der Signale im Flüssigargon. Die ausgekoppelten Pulse werden auf ein Pad gegeben, wobei alle Pads wie der Pulsgenerator über 50 Ohm abgeschlossen sind. Zwischen dem Pad und dem Widerstand befindet sich der Meßpunkt M. Dieser liegt, vom Pad aus gesehen, hinter einem Goretex-Kabel. Hierbei handelt es sich um ein Flachbandkabel, dessen Isolierungen der einzelnen Leiterbahnen aus Teflon bestehen. Die Eigenschaften des Goretex-Kabels sind in der Tabelle 8 zusammengefaßt:

Tabelle 8 : Eigenschaften des Goretex-Kabels

Wellenwiderstand	117 Ohm
Signallaufzeit	4.1 ns/m
Kapazität zwischen	
2 benachbarten Adern	28.6 pF/m
Induktivitätsbelag	0.3 $\mu$ H/m

Es wurden verschiedene Kabellängen benutzt, um die Einflüsse des Kabels mitzuerfassen. Im Versuch lag eine Fehlanpassung vor, da der Abschlußwiderstand des Kabels nicht dem Wellenwiderstand entsprach. Dies war jedoch beabsichtigt, da die gleiche Fehlanpassung im H1-Experiment vorliegt. Für die Padboards gibt es keine anderen, zu den Anschlüssen passenden Kabel als die Flachbandkabel. Die Flachbandkabel gehen jedoch schließlich in die 50 Ohm-Kabel über. An dieser Stelle könnte man im Prinzip einen 50 Ohm-Widerstand zur Anpassung einbauen, jedoch würde man damit die Zeitkonstanten um einen Faktor 2 erhöhen und das Signal- / Rauschverhältnis verschlechtern. Eine Erhöhung der Zeitkonstanten führt dazu, daß die Ladung auf dem Pad langsamer abfließt und die Totzeit des Detektors sich erhöht.

Alle nicht benutzten Pads und alle Abschirmadern im Kabel wurden auf Masse gelegt. Die Messung fand an einer noch nicht verklebten Padplatte des neuen Typs statt. Am Meßpunkt M wurde mit einem Tastkopf eines Oszilloskops die Crosstalk-Spannung abgegriffen und ausgemessen. Als Maß für das Übersprechen wurde die maximale Höhe des durch Über-

sprechen erzeugten Signals relativ zu dem Signal des gepulsten Pads benutzt. Es ist dabei sinnvoll, sich auf eine Prozentangabe zu beziehen, da verschiedene Pulshöhen ausprobiert wurden. Es wurde das Übersprechen zwischen Pads mit einer gemeinsamen Kantenlänge zwischen 2 und 13 cm gemessen. Auf dem gepulsten Pad wurden Pulshöhen von 220 mV und 610 mV benutzt. Die zwischen dem Pad und dem Meßpunkt befindlichen Kabellängen betragen 2,2 m, 1,2 m und 27 cm.

In Abbildung 19 ist im Photo 1 das Signal des Pulsgenerators und die Antwort des gepulsten Pads gezeigt. Im Photo 2 ist die Anstiegsflanke noch einmal vergrößert abgebildet. Auf Photo 3 ist schließlich die Antwort des gepulsten Pads (610 mV) und das Übersprechen eines Nachbarpads dargestellt. Um die Pulshöhen vergleichen zu können, beachte man die unterschiedlichen Maßstäbe der Signale in den Photos. Alle drei Photos wurden bei einer Kabellänge von 2,2 m aufgenommen.

In Abbildung 20 ist der Crosstalk für verschiedene Kantenlängen bei den beiden benutzten Pulshöhen und einer Kabellänge von 2,2 m dargestellt. Die gefüllten Kreise entsprechen dabei der großen Pulshöhe von 610 mV. Aufgrund dieser Messung vermutet man eigentlich einen linearen Zusammenhang zwischen der Kantenlänge und dem Übersprechen, nämlich daß das Übersprechen zwischen zwei Pads umso größer wird, je länger die Kantenfläche ist, die die Pads gemeinsam haben. Führt man diese Messung mit einem Kabel von 1,2 m Länge durch, erhält man die Meßpunkte in Abbildung 21. Deutlich ist eine Veränderung der Kurve zu erkennen. Geht man nun zu einer Kabel-

länge von 27 cm über, so erhält man die Meßwerte in  
Abbildung 22. Hier sieht es nun so aus, als ob das Über=  
sprechen nicht mehr von der Kantenlänge der Pads zueinander  
abhänge. Alle drei Messungen sind noch einmal in Abbildung 23  
komplett zusammengefaßt. In Abbildung 19 ist im Photo 4  
bei ansonsten gleichen Bedingungen wie im Photo 3 ein  
27 cm langes Kabel benutzt worden. Deutlich sieht man die  
Abnahme des Übersprechens. Eigentlich wäre zu erwarten, daß  
das Übersprechen zwischen zwei Pads umso größer wird, je  
länger die Kantenfläche ist, die die Pads gemeinsam haben.  
Dies scheint jedoch nicht so einfach zu sein, und um diesen  
Effekt zu verstehen, muß man die Einflüsse des Kabels unter=  
suchen. Dies erwies sich als schwierig, da bei den Unter=  
suchungen am Kabel die Erdung eine große Bedeutung hatte.  
Es empfiehlt sich daher aufgrund der großen Schwierigkeiten bei  
diesen Messungen, die Information über das Übersprechen aus  
einem Test eines FB2E-Stacks zu entnehmen. Bei dem Test eines  
Stacks kann man dann auch die Gegebenheiten des H1-Experimen=  
tes genau nachvollziehen. Es wurde bei der Messung des Über=  
sprechens kein Hinweis gefunden, daß das Übersprechen von der  
Länge der Padleiterbahn abhängt.

## 2: Einfluß einer geerdeten Platte auf den Crosstalk

Ein weiterer wichtiger Punkt ist die Frage, ob durch die  
Anwesenheit einer geerdeten Platte über den Leiterbahnen  
der Crosstalk verringert werden kann. Auch war es wichtig zu  
erfahren, ob durch die Abwesenheit des geerdeten Bleikerns

im Presampler der Crosstalk zunimmt oder nicht. In keinem der oben beschriebenen Versuche konnte durch das Anbringen einer geerdeten Platte über den Leiterbahnen ein sichtbarer Effekt beobachtet werden. Dies bedeutet aber auch, daß durch die Abwesenheit des geerdeten Bleis im Presampler keine Zunahme des Crosstalks befürchtet werden muß.

### Kapitel 2.3.3 Kapazität der Pads

Ein Padboard gilt als gebrauchsfähig, wenn alle Pads Kontakt zum Stecker haben und keine Kurzschlüsse zwischen den Pads oder zwischen Pads und Blei auftreten. Alle oben angeführten Mängel können durch eine Kapazitätsmessung vom Anschluß aus erkannt werden. Durch eine Kapazitätsmessung kann vielleicht auch der Abstand zwischen Pad- und Hochspannungsboards ermittelt werden. Ein anderer Punkt ist, daß man durch Kapazitätsmessungen die Möglichkeit hat, auch noch nach dem Zusammenbau und nach dem Abkühlen des Stacks zu überprüfen, ob alle Pads innerhalb eines Towers angeschlossen sind. In einem Tower sind die Pads mit gleichem R und  $\mathcal{P}$  von sieben (bzw. acht) aufeinanderfolgenden Padboards zusammengefaßt. Um all diese Punkte behandeln zu können, muß man zuerst wissen, wie sich die Kapazität eines Pads zusammensetzt. Die Kapazität eines Pads besteht aus drei Teilen :

- 1 : Kapazität der Padfläche zur Kupferfläche auf der anderen Seite der G10-Platine.
- 2 : Kapazität zwischen der Leiterbahn des Pads, dem Blei und der geerdeten Kupferschicht

auf derselben Seite wie die Leiterbahn.

3 : Kapazität des Pads über das Gap hinweg zur nächsten Hochspannungsplatte.

Die Größenordnung der drei Effekte soll zunächst einmal abgeschätzt werden. Ein Padboard besteht u.a. aus zwei G10-Platten. Die Pads mit gleichem R und  $\mathcal{J}$  sind auf einer Padplatte miteinander leitend verbunden. Als effektive Fläche ist dabei die Fläche der beiden miteinander verbundenen Pads zu verstehen. Auch die effektive Leiterbahnlänge setzt sich aus der Summe der Längen der zu den beiden Pads gehörenden Leiterbahnen zusammen. Hier werden zunächst nur die Padboards der ersten Generation betrachtet, da es noch keine fertigen Padboards der zweiten Generation gibt. Diese Unterteilung ist hier nötig, da bei den Boards der ersten Generation das G10 eine Dicke von 850  $\mu\text{m}$  hat. Die Dielektrizitätskonstante des hier verwendeten, aus der CSSR gelieferten, G10 ist nicht genau bekannt. Sie sollte aber zwischen 5 und 6 liegen. Es wird im folgenden daher mit 5.5 gerechnet. Für ein Pad mit der Fläche von  $F=8648\text{mm}^2$  und der Leiterbahnlänge von  $L=50\text{ cm}$  ergeben sich die drei Anteile zur Kapazität in der Näherung eines Plattenkondensators zu:

1: Die Kapazität der Padflächen zum Kupfer auf der anderen Seite des G10 ergibt sich zu:

$$C=500\text{ pF.}$$

2: Das Pad hat eine Leiterbahnlänge von  $L=50\text{ cm}$ . Diese ist 0.5 mm breit und 260  $\mu\text{m}$  vom Blei entfernt. Damit ergibt

sich ihre Kapazität zu :

$$C = 47 \text{ pF} ,$$

wenn man für das Prepreg das gleiche  $\epsilon$  wie für G10 annimmt. Hierbei ist die Näherung, die Leiterbahn bilde mit dem Blei einen Plattenkondensator, nicht mehr gültig und liefert nur eine grobe Abschätzung.

3: Bei einer Gapweite von 2.5 mm ergibt sich die Kapazität über das Gap hinweg zu :

$$C = 30 \text{ pF} .$$

Die Dielektizitätskonstante von Flüssigargon liegt bei 1.5, so daß sich diese Kapazität von 30 pF auf ca. 45 pF in Flüssigargon erhöht.

In diesem Beispiel hat die Kapazität der Leiterbahnen (in der oben benutzten Näherung) keinen großen Beitrag zur Gesamtkapazität geliefert. Bei einem anderen Pad mit einer Fläche von  $F=1512\text{mm}^2$  und einer Leiterbahnlänge von  $L=82.4 \text{ cm}$  liefert die Leiterbahn ca. 50% der Gesamtkapazität. Es ist also wichtig, festzustellen, wie die Gesamtkapazität von der Leiterbahnlänge abhängt. In Abbildung 16 ist die gemessene Gesamtkapazität gegen die Leiterbahnlänge aufgetragen. Gemessen wurde die Kapazität eines Padboards der ersten Generation. Die Kapazität der Padzeile mit dem größten R, d.h. die oberste Padzeile, die radial am weitesten vom Strahlrohr entfernt ist, ist in offenen Vierecken, die der beiden mittleren Zeilen als ausgefüllte Vierecke bzw. offene Kreise und die der untersten als ausgefüllte Kreise dargestellt. Deutlich erkennt man einen linearen Zusammenhang

zwischen der Kapazität und der Leiterbahnlänge.

In Abbildung 17 ist die mittlere Kapazität der vier Padzeilen gegen die mittleren Flächen der Zeilen aufgetragen.

Dies ist für die beiden unterschiedlichen Padboardtypen der ersten Generation eingezeichnet. Hier ergibt sich, wie erwartet, ein linearer Zusammenhang zwischen der Fläche und der Kapazität. Es sollte ein Weg gefunden werden, aus den Kapazitäten der Padboards der ersten Generation die Kapazitäten der zweiten Generation von Padboards vorherzusagen. Dies ist für die Auslegung der Verstärker nötig, die an die Eingangskapazität angepaßt sein müssen. Mit dem Ansatz

$$C = a * L + b * F$$

( F ist die Fläche des Pads und L die Leiterbahnlänge )

erhält man :

$$a = ( 2.2 \pm 0.3 ) \text{ pF/cm}$$

$$b = ( 0.06 \pm 0.007 ) \text{ pF/mm}^2$$

Für die Anpassung wurden Meßwerte von 160 Pads mit unterschiedlichen Flächen und Leiterbahnlängen benutzt. Mit dieser Anpassung können die Kapazitäten für die Padboards der zweiten Generation vorhergesagt werden.

Aus dem Faktor b für die Fläche läßt sich das  $\epsilon$  des G10 bestimmen. Dabei muß man berücksichtigen, daß dieser Faktor auch die Kapazität über das Gap hinweg einschließt. Das  $\epsilon$  von G10 ergibt sich zu :

$$\epsilon = 5.5 \pm 0.3$$

Es wurde mit einer Dicke des G10 von 850  $\mu\text{m}$  gerechnet.

Da jedoch Abweichungen in der Dicke des G10 festgestellt



wurden, ist diese Zahl nicht unbedingt genau.

Bei vier Padboards wurden die Kapazitäten für jedes Pad einzeln durchgemessen. Es ergab sich zwischen diesen Werten eine gute Übereinstimmung der Kapazität eines Pads auf verschiedenen Platten. Nachdem jedoch das Testsegment zusammenmontiert und jeweils sieben Padboards zu einem Tower zusammengefaßt wurden, ergaben sich zum Teil große Differenzen zwischen den gemessenen und den berechneten Werten ( z.B. gemessener Wert: 2.7 nF und gerechneter Wert: 1.5 nF). Dem berechneten Wert lagen die Einzelmessungen zugrunde. Der gemessene Wert eines Towers sollte sich als die siebenfache Einzelkapazität ergeben. Woher diese Differenz stammt, konnte nicht geklärt werden. Da das Stack so schnell wie möglich zusammengebaut werden mußte, konnten aus Zeitgründen nicht alle Padboards vor dem Einbau vermessen werden, so daß Schwankungen in der Kapazität der Pads nicht völlig ausgeschlossen werden können. Sie können z.B. durch starke Schwankungen in der Dicke des G10 oder des Prepreg hervorgerufen werden.

Nachdem nun die Zusammensetzung der Kapazität untersucht wurde, soll in einem nächsten Schritt darüber nachgedacht werden, ob durch eine Kapazitätsmessung die Entfernung zwischen Pad und HV-Boards bestimmt werden kann, wie es bereits angedeutet worden ist. Die geforderte Genauigkeit in der Breite der Gaps ist  $\pm 50 \mu\text{m}$ . Hat sich zum Beispiel eine Padplatte um diese  $50 \mu\text{m}$  einer HV-Platte angenähert, so entfernt sie sich dann von der anderen HV-Platte um die

gleichen 50  $\mu\text{m}$ , so daß sich der Effekt fast aufhebt. Die Kapazitätsänderung würde hier ungefähr 0.01 pF betragen. Sollte die HV-Platte auch noch verbogen sein, so daß auf der einen Seite der Abstand um 50  $\mu\text{m}$  größer ist, während auf der anderen Seite der normale Abstand vorliegt, so ändert sich die Kapazität um ca. 0.3 pF. Diese Auflösung ist jedoch mit angemessenem Aufwand nicht zu erreichen.

Zusammenfassend kann man sagen, daß durch eine Kapazitätsmessung der Kontakt der beiden zusammengehörigen Pads zum Stecker überprüft werden kann. Sollte eines dieser Pads keinen Kontakt haben, so würde sich die am Stecker gemessene Kapazität um ca. 50% ändern. Diese Änderung ist groß genug, um sie bequem nachweisen zu können. Ebenso kann man die Anschlüsse der Pads innerhalb eines Towers durch eine Messung der Kapazität des Towers überprüfen. Sollte hierbei ein Pad keinen Kontakt haben, so ändert sich die Kapazität des Towers um ca. 7%. Auch dieser Effekt sollte noch gut nachzuweisen sein. Den Abstand zwischen Pad- und HV-Boards kann man dagegen nicht mit einer Kapazitätsmessung überprüfen.

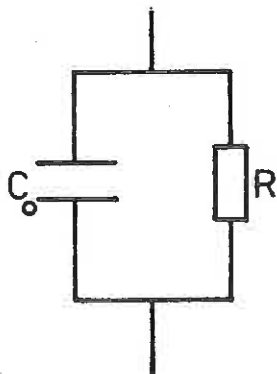
#### Kapitel 2.3.4 : Frequenzabhängigkeit der Kapazität

Mit einem Kapazitätsmeßgerät<sup>4</sup>, das bei verschiedenen Frequenzen arbeitet, wurde eine starke Abhängigkeit der gemessenen ( bzw. effektiven ) Kapazität von der Meßfrequenz festgestellt. Es standen die Meßfrequenzen 10, 20, 40, 100, 200, 400 kHz und 1, 2, 4, 10 MHz zur Verfügung. Da eine Testprozedur

<sup>4</sup>Hewlett-Packard 4275 A

auf der Basis der Kapazitätsmessung aufgebaut werden sollte, ist es wesentlich, diesen Effekt zu verstehen. Die Messung erfolgt in Vierpoltechnik, d.h. es wird der Strom durch das Testobjekt und die Spannung direkt am Testobjekt gemessen. Dadurch können parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten (z.B. durch die Zuleitungskabel) die Messung nicht beeinflussen. Der Nachteil dieser Meßmethode ist allerdings, daß man vier Kabel bis zum Testobjekt führen muß.

Das Meßgerät mißt zwei voneinander unabhängige Größen der komplexen Ebene, die durch den komplexen Widerstand aufgespannt wird. Der komplexe Widerstand wird durch seinen Real- und Imaginärteil bzw. durch seinen Phasenwinkel und seinen Betrag gekennzeichnet. Im folgenden wird mit dem Phasenwinkel  $\theta$  und dem Betrag des komplexen Widerstandes gearbeitet. Aus diesen Meßgrößen berechnet das Gerät die Kapazität, indem es folgendes Ersatzschaltbild zwischen den Anschlüssen annimmt:



$$C_0 = \frac{-Q^2}{(1+Q^2) \cdot \omega \cdot \text{Im}(Z)}$$

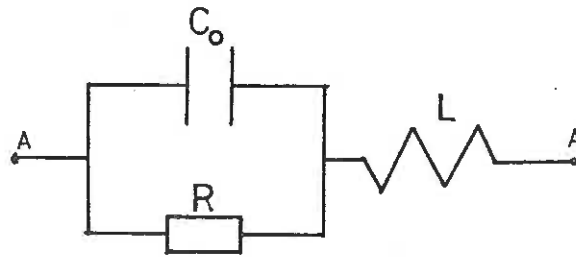
oder:

$$C_0 = \frac{-\sin(\theta)}{\omega \cdot |Z|}$$

Schaltung 1

Hierbei ist  $\omega$  die Kreisfrequenz,  $Q$  die Güte und  $Z$  der komplexe Widerstand. Die Rechnung befindet sich im Anhang 3. Das Meßgerät berechnet aus  $\theta$  und  $Z$  nach den obigen Formeln die Kapazität. Bei Messungen gibt es jedoch in den Zuleitungen zum Kondensator Kabel mit einer Induktivität  $L$ . Durch diese Induktivität ändern sich  $\theta$  und  $Z$ . Das Meßgerät kann

das obige Ersatzschaltbild ohne Induktivität nicht von folgender Schaltung unterscheiden:



Schaltung 2

An den in Schaltung 2 eingezeichneten Punkten A endet die Vierplentechnik und geht in die normalen zwei Leiter über. Die Schaltung 2 könnte folgendermaßen aussehen: Bei der Kapazität  $C_0$  kann es sich um ein Pad und beim Widerstand R um den dazugehörigen Parallelwiderstand handeln. Die Induktivität L kann z.B. aus der Verkabelung des Stacks kommen.

Das Meßgerät kann die Schaltung 2 nicht von der Schaltung 1 unterscheiden, da es vom Hersteller darauf programmiert wurde, als Ersatzschaltbild das Schaltbild 1 anzunehmen. Um die Schaltung 2 zu erkennen, müßte es bei mehreren Frequenzen messen und aus der Frequenzabhängigkeit die richtige Schaltung bestimmen. Es war jedoch kein Meßgerät mit dieser Möglichkeit bekannt. Das benutzte Meßgerät wird die für Schaltung 2 gemessenen  $\theta$  und Z der Schaltung 1 zuordnen und damit eine effektive Kapazität berechnen, die sich wie folgt ergibt:

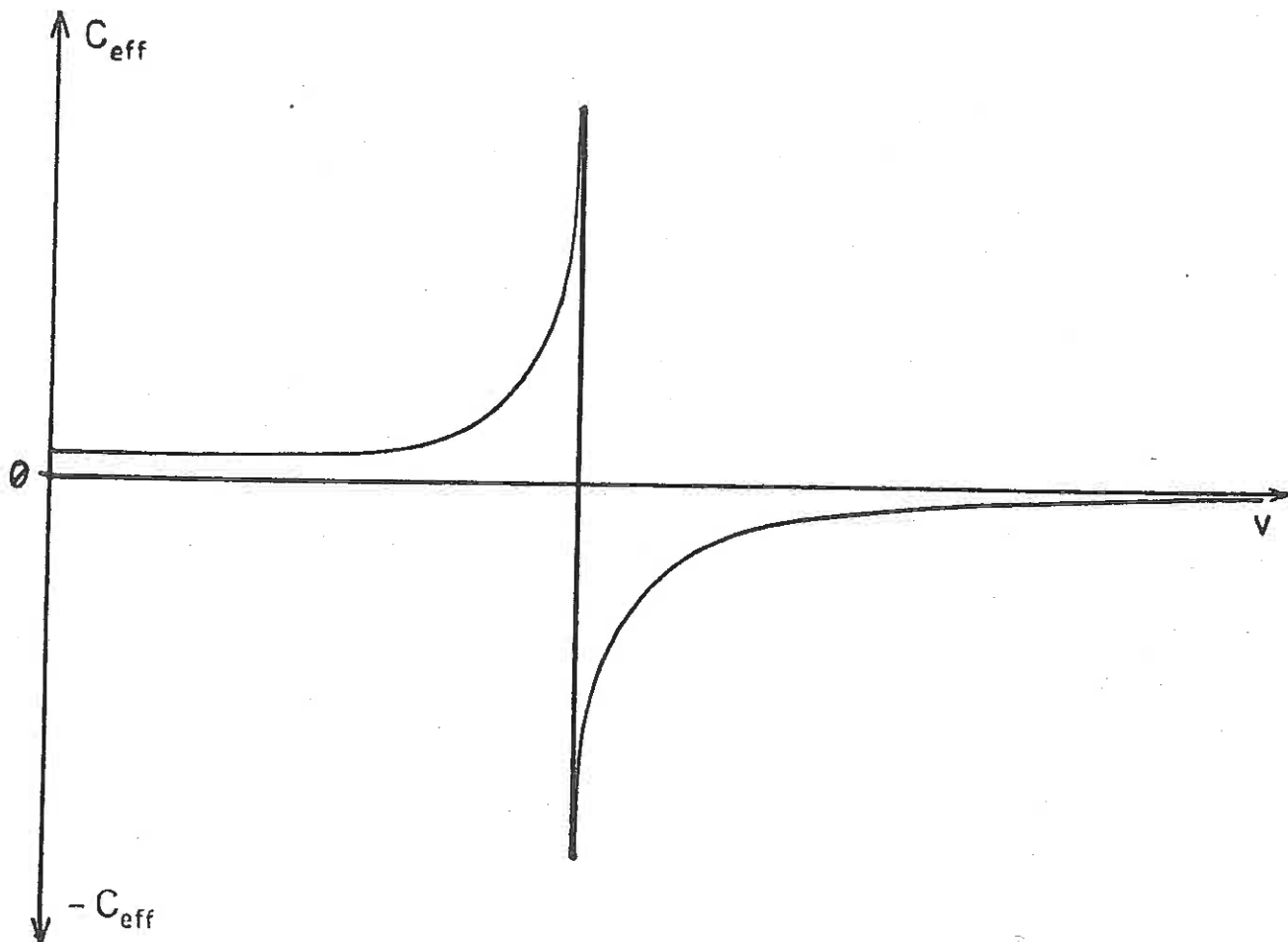
$$C_{\text{eff}} = \frac{(1 + w^2 \cdot D)(A - w^2 \cdot B)}{R \cdot [1 + w^2(A - w^2 \cdot B)^2]} \quad (\text{G. 2.3.4})$$

mit

$$A = R \cdot C_0 - L/R; \quad B = L \cdot R \cdot C_0^2; \quad D = R^2 \cdot C_0^2$$

Die Herleitung befindet sich in Anhang 3.

Der prinzipielle Verlauf der effektiven Kapazität in Abhängigkeit von der Frequenz  $\nu$  ist in der folgenden Skizze dargestellt :



Wenn der Kondensator ein Dielektrikum besitzt, kann durch die Dielektrizitätszahl  $\epsilon$  eine weitere Frequenzabhängigkeit hinzukommen. Bei einem Pad ist dies der Fall, da das Pad einen mit  $G_{10}$  "gefüllten" Kondensator darstellt. Da es sich herausstellt, daß bei niedrigen Frequenzen

das Dielektrikum und bei hohen Frequenzen die Induktivität der Zuleitungen die Frequenzabhängigkeit bestimmen, soll der Vergleich zwischen den obigen Rechnungen und der Messung an einem Pad in zwei Schritten durchgeführt werden :

- 1: Vergleich im Frequenzbereich von 1 kHz - 1 MHz
- 2: Vergleich im Frequenzbereich von 1 MHz - 10 MHz

Für beide Fälle wurde ein Widerstand von  $R=10000$  Ohm, eine Kapazität von  $C=315$  pF und eine Induktivität von  $L = 1.5$   $\mu$ H vorgegeben.

1: In Abbildung 24 sind die Meßwerte als Kreuze im Frequenzbereich von 1 kHz - 1 MHz eingezeichnet. Ferner ist noch die berechnete effektive Kapazität unter zwei verschiedenen Bedingungen in den Kurven 1 und 2 eingezeichnet. Beide Kurven wurden mit der Formel (G 2.3.4) und den obigen Parametern bestimmt. Die Kurve 1 entspricht der effektiven gemessenen Kapazität unter der Annahme, daß sich die Dielektrizitätszahl  $\epsilon$  mit der Frequenz nicht ändert. Die Kurve 2 zeigt dann, daß sich die effektive Kapazität im hier betrachteten Frequenzbereich nicht ändern sollte. Dies widerspricht jedoch der Messung. Daraus kann geschlossen werden, daß die Frequenzänderung in diesem Bereich nur durch die Frequenzabhängigkeit des  $\epsilon$  verursacht wird. Eine Anpassung für  $\epsilon(v)$ , aus diesen Meßpunkten ergibt :

$$\epsilon(v) = \epsilon(1) * ( 1 - 0.0113 * \ln(v) )$$

Hierbei ist  $v$  die Frequenz. Berechnet man hiermit das  $C_{\text{eff}}(\omega)$  und setzt es in (G.2.3.4) ein, so erhält man die Kurve 2 in Abbildung 24. Die Kurve 2 stimmt mit den Meßwerten überein. Eine ähnliche Frequenzabhängigkeit von verwandtem Kunststoff (Prepreg, aber nicht das hier verwendete) ist von der Firma Norplex bekannt [NOR]. Hierbei beträgt die Frequenzabhängigkeit :

$$\epsilon(v) = \epsilon(1) * ( 1 - 0.003 * \ln(v) ) \text{ mit } \epsilon(1) = 4.24$$

2. Der Verlauf der effektiven Kapazität oberhalb von 1 MHz ist in Abbildung 25 dargestellt. Die Kreuze stellen die gemessenen Werte dar. Die durchgezogene Linie ist die nach (G.2.3.4) berechnete Kurve. Bei der Berechnung wurde die Frequenzabhängigkeit des  $\epsilon$  berücksichtigt. Wird dieser Effekt außer acht gelassen, treten deutliche Abweichungen auf. Wie man sieht, stellt die Formel (G 2.3.4) auch in diesem Bereich die gemessene Kapazität zufriedenstellend dar.

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß mit den hier benutzten Werten von  $R=10000 \text{ OHM}$  ,  $L=1,5 \text{ } \mu\text{H}$  und  $C=315 \text{ pF}$  bis ca. 1 MHz die Frequenzabhängigkeit des  $\epsilon$  überwiegt und ab 1 MHz allmählich die Leiterinduktivität die entscheidene Rolle spielt.

Bei der Herleitung der Gleichung ( G 2.3.4 ) in Anhang 3 erhält man auch für die Schaltung 2 die folgenden

Gleichungen :

$$|Z| = \frac{R}{1+w^2 \cdot D} \cdot \sqrt{1+w^2(A-w^2 \cdot B)^2} \quad ( G 2.3.5 )$$

$$\theta = \text{Arctan} (w \cdot (A - w^2 B)) \quad ( G 2.3.6 )$$

Hierin sind nun die beiden direkt meßbaren Größen  $\theta$  und  $Z$  mit den interessierenden Parametern  $C$  ,  $R$  und  $L$  verknüpft. Durch eine Messung von  $\theta$  und  $Z$  bei allen möglichen Frequenzen können dann durch eine Anpassung alle Größen des Testobjekts bestimmt werden.



### Kapitel 3 : Test eines FB2E-Segmentes am CERN

Ein Prototyp eines FB2E-Moduls, bestückt mit Boards der ersten Generation, wurde im Nov. und Dez. 1987 am CERN getestet. Leider stand während dieser Periode kein Strahl zur Verfügung. Als einzige Nachweisteilchen kamen so kosmische Müonen in Frage. Es ging in der Hauptsache darum, ein Modul unter den späteren Bedingungen des H1-Experimentes zu testen. Ein Testmodul des FB2E-Stacks wurde mit einem Modul des FB2H-Stacks verbunden und in einen Flüssigargon-Kryostaten eingefahren. Die Stellung des Stacks mit den aktiven Segmenten 1 bis 4 sowie die Stellung von vier Szintillatoren außerhalb des Kryostaten und die Ansprechwinkel der Szintillatoren sind in Abbildung 26 dargestellt. Zur Orientierung ist links oben die Richtung des Schwerfeldes eingezeichnet. Für die benutzte Ausleseelektronik ist der prinzipielle Versuchsaufbau in Abbildung 27 dargestellt.

Für jeden Kanal ( = Tower ) gibt es einen Verstärker und einen ADC. Über den Verstärker fließt die auf den Pads gesammelte Ladung ab. Der Verstärker erzeugt eine der Ladungsmenge proportionale Spannung, deren prinzipielles zeitliches Verhalten in der Abbildung 27 angedeutet ist. Dieser Puls tritt nun in den ADC. Der ADC integriert über ein gewisses Zeitintervall  $\Delta t$ , welches im Maximum des Pulses liegen sollte. Der so ermittelte digitale Wert wird an einen Rechner weitergegeben, der ihn auf Band aufzeichnet. Die ADC's benötigen zur Integration einen äußeren Trigger, da im Normalfall der Eingang der ADC's gesperrt ist und nur, wenn ein Triggerpuls kommt, öffnet der ADC den Eingang und beginnt

zu integrieren. Als Trigger dienen vier Szintillatoren, die oberhalb und unterhalb des Stacks angebracht wurden ( siehe Abbildung 26 ).

Hinter den Szintillatoren sind noch Verzögerungsglieder angebracht, mit denen man die Mittlungsdauer  $dt$  in das Pulsmaximum legen kann. Gleichzeitig zu den ADC's erhält der Rechner ein Signal, das ihn veranlaßt, die ADC's auszulesen. Um die Verstärker und die ADC's zu kalibrieren, d.h um den ADC-Werten eine bestimmte gesammelte Ladung und damit eine Energie zuordnen zu können, wurden von einem rechnergesteuerten Pulsgenerator, der sogenannten Kalibration, Impulse bekannter Höhe über einen Koppelkondensator in die Verstärker eingespeist und die ADC-Inhalte ausgelesen.

Der ADC Inhalt gehorcht folgender Funktion:

$$\text{ADC} = \text{Slope} * \text{Pulshöhe} + \text{Pedestal}$$

Der Slope hat die Einheit ADC/Elementarladung. Das Pedestal ist der Ruhezustand des ADC's ohne angelegte Impulse. Das Pedestal wurde mehrmals gemessen und sein Mittelwert und dessen Sigma bestimmt. Dieses Sigma gibt das Rauschen des jeweiligen Kanals bei der zu dieser Zeit angelegten Hochspannung wieder. In Abbildung 28 ist das Pedestal für das elektromagnetische Stack in ADC-Werten aufgetragen. In Abbildung 29 ist das Sigma dieser Messung, ebenfalls in ADC-Werten, dargestellt, und Abbildung 30 zeigt den Slope der ADC's. Hat ein Kanal Kurzschluß zur Masse, zeigt es sich darin, daß dieser Kanal einen Slope von Null hat. Die Kurzschlüsse waren schon alle vorher durch Kapazitätsmessungen bekannt.

Folgende Arbeiten und Tests wurden am Probestack ausgeführt :

- 1 : Mechanische Tests in Flüssigargon
- 2 : Test des Detektors bei verschiedenen Hochspannungen
- 3 : Rauschen des Detektors bei verschiedenen Hochspannungen
- 4 : Aufzeichnung von Meßdaten

### Kapitel 3.1 Mechanische Tests in Flüssigargon

Getestet werden sollten die Verklebungen und die HRC - Schicht der Boards. Weiterhin sollte sowohl die Aufhängung der Stacks aneinander als auch der Rahmen des FB2E getestet werden. Der Detektor wurde zweimal von Zimmertemperatur auf Flüssigargon-Temperatur herabgekühlt und anschließend wieder aufgewärmt. Er wurde jedesmal ungefähr 1 1/2 Wochen lang auf Tieftemperatur gehalten. Es ergaben sich weder mit den Boards noch mit dem Rahmen oder der Aufhängung irgendwelche Probleme. Es gibt jedoch keine konkreten Meßergebnisse, da das Stack weiterhin zusammenmontiert blieb, aber es konnten auch keine augenscheinlichen Veränderungen festgestellt werden.

## Kapitel 3.2 Test des Detektors bei verschiedenen

### Hochspannungen

Der Test des Detektors bei verschiedenen Hochspannungen verlief nicht zufriedenstellend. Sowohl im elektromagnetischen als auch im hadronischen Teil des Detektors kam es wiederholt zu Hochspannungsdurchschlägen in Flüssigargon, welche bei Hochspannungen zwischen 2,5 - 3 kV auftraten.

Zurückzuführen ist dies wohl auf die ungenügende Reinheit der Experimentierhalle am CERN, die es ermöglichte, daß sich Staub und Haare in die Gaps setzten konnten, wo sie bei hohen Spannungen zu Durchschlägen führen können. Für den Zusammenbau des H1-Detektors muß dringend auf mehr Sauberkeit geachtet werden. Zwei dieser Durchschläge blieben auch nach dem Abschalten der Hochspannung als Kurzschlüsse bestehen. Es handelte sich in beiden Fällen um Kurzschlüsse zwischen Pad- und HV-Boards, es konnte jedoch genau lokalisiert werden, welches Pad auf welchem Pad-Board Kontakt zu einem Hochspannungsboard hatte. Diese genaue Lokalisation ist, da die Padboards in Segmenten zusammengefaßt sind, nur durch eine besondere Schachtelung der HV-Versorgung innerhalb eines Segments zu erreichen. Direkt vor dem Durchgang der HV-Versorgung in den Kryostaten spaltete sich dieser Anschluß in acht Teilversorgungen auf, so daß innerhalb eines Segments jede Hochspannungsplatte einen eigenen Kanal der Hochspannungsversorgung besaß. Hierdurch konnte man feststellen, in welchem der acht Hochspannungskanäle ein Strom floß. Danach mußte nur noch durch eine normale Widerstandsmessung das Pad gefunden werden, das zu diesem Kanal Kontakt hatte.

### Kapitel 3.3 Rauschen des Detektors

Der benutzte Versuchsaufbau ist bereits in Kap. 3 beschrieben worden. Als Rauschen des Detektors kann das Sigma des Pedestals genommen werden. Das Rauschen soll linear abhängig sein von der Kapazität, die am Eingang des Verstärkers angeschlossen ist. Diese Kapazitäten wurden für jeden Kanal mehrmals gemessen. Ebenso wurden die Pedestals für jeden Run neu bestimmt und gespeichert. Die Abhängigkeit wurde vorherberechnet zu [Hl:87] :

$$\text{Sigma} = 5000 \text{ e} / \text{nF} + 5500 \text{ e}$$

In Abbildung 31 ist das Sigma des elektromagnetischen Stacks gegen die gemessene Kapazität der jeweiligen Kanäle aufgetragen. Die Vierecke entsprechen einem Dezemberrun mit 3 kV und die Dreiecke einem Novemberrun mit 2 kV. Es gibt offensichtlich keine systematischen Verschiebungen durch die unterschiedlichen Hochspannungen. Damit ergibt sich die Gerade

$$\text{Sigma} = 0,3 \text{ ADC} / \text{nF} + 0.5 \text{ ADC}$$

bzw. mit 1 ADC = 16450 e :

$$\text{Sigma} = 4900 \text{ e} / \text{nF} + 8400 \text{ e}$$

Die erwartete und die gemessene Steigung stimmen gut miteinander überein. Bei dem konstanten Term zeigt sich jedoch eine Differenz zwischen gemessenem und berechnetem Wert. Dies ist vielleicht ein Hinweis auf eine Korrelation im Rauschen.

### Kapitel 3.4 Meßdaten

Während der Meßperioden wurde durch ein Oxygenmeter eine Verunreinigung des Flüssigargon mit 15 ppm Sauerstoff gemessen. Dies führt dazu, daß wesentlich weniger Ladung auf den Pads gesammelt wird als im Normalfall von ca. 1 ppm. Dieser Effekt trat plötzlich auf und ist daher vermutlich nicht auf Ausgasung eines Werkstoffes zurückzuführen.

Die auf den Pads gesammelte Ladung ist für gleichmäßige Ionisation zwischen den Pads proportional zu [HOF] :

$$Q \sim L/D ( 1 - L/D ( 1 - \exp ( -(D/L) ) ) )$$

Hierbei ist D die Gapweite in cm und L die freie Weglänge der Elektronen in cm. Diese berechnet sich nach [RAU] :

$$L = 0.12 \text{ cm ppm} / \text{KV} ( U/D ) ( 1/P )$$

U ist die Hochspannung in kV und P die Verunreinigung des Flüssigargon mit Sauerstoff in ppm. Die Hochspannung in diesem Test betrug zwischen 2 und 3 kV . Bei einem Sauerstoffgehalt von 15 ppm sieht man bei einer Hochspannung von 3 kV nur noch ca. 50 % und bei einer Hochspannung von 2 kV nur noch ca. 40 % des Signals, welches man bei 1 ppm erhalten würde. Es konnten zu dieser Zeit nur kosmische Müonen nachgewiesen werden. Diese sind im Detektor als minimal ionisierende Teilchen anzusehen. Unter der Annahme, daß sie sich in einem Segment senkrecht zu den Padboardoberflächen bewegen, also innerhalb eines Kanals bleiben, kann man das von ihnen erzeugte Signal abschätzen. Innerhalb eines Kanals, der aus 14 Gaps von je 2.5 mm Breite besteht, deponieren die Teilchen, bei einer Dichte des Flüssigargons von  $1.4 \text{ g/cm}^3$  und einem Energieverlust von  $1,51 \text{ MeV}/(\text{g/cm}^2)$  eine Energie

$dE = 7,4 \text{ MeV}$  . Da maximal 50 % dieses Signals gesehen werden, wird das Müonsignal in der Gegend von 3,7 MeV (4-5 ADC-Werte) bei 3 kV angelegter Spannung und bei 3 MeV (3-4 ADC-Werte) für 2 kV Hochspannung erwartet.

Ein Trigger wurde dann genommen, wenn aus den Szintillatorkanälen 1 und 2 bzw. 3 und 4 jeweils nur ein Szintillator angesprochen hatte und zwischen diesen beiden Pulsen eine Koinzidenz bestand. Diese Ansprechweise wäre typisch für ein durch den Detektor fliegendes Teilchen. Wenn zwischen den Pulsen der Szintillatoren 1 und 2 oder denjenigen der Szintillatoren 3 und 4 eine Koinzidenz stattfand, so entspricht dies keinem Teilchenereignis und wurde als Zufallstrigger registriert. Auch nach einem Zufallstrigger wurden die ADC's ausgelesen, um das Rauschspektrum des Detektors aufzunehmen.

Auf die ADC-Werte nach einem Trigger wurde ein 3-Sigma-Schnitt angewandt, der alle ADC-Werte, die weniger als drei Sigma (des entsprechenden Kanals) vom Pedestal entfernt waren, auf Null setzte. Ein ADC-Wert entspricht 0.8 MeV. Dies bedeutet aber auch, daß kein Wert unterhalb von 2.4 MeV registriert werden kann, je nach Kanal (Abbildung 29).

Diese Schnittenergie liegt in der gleichen Größenordnung wie das zu erwartende Signal. Es ist also gut möglich, daß in das Müonenspektrum hineingeschnitten wird und daß das verbleibende Spektrum von einem starken Rauschanteil überlagert ist. Um zu erfahren, wie stark das Rauschen des Detektors ist, wurde durch den Zufallstrigger das Rauschspektrum mit dem 3-Sigma-Schnitt aufgenommen. Der echte Trigger kam ungefähr zehnmal häufiger vor als der Zufallstrigger. Die hier gezeigten Daten sind im Run 778 bei einer

Hochspannung von 2.5 kV und 16647 echten und 1268 Zufalls-  
triggern aufgenommen worden. In den nun folgenden Spektren  
ist jeweils nach einem Trigger auf die ADC-Werte ein 3-Sigma-  
Schnitt angewandt worden und die ADC-Werte, die danach  
größer als Null waren, wurden für jedes Segment getrennt  
aufsummiert und dabei in Energie umgerechnet. In Abbildung 32  
bis Abbildung 35 ist das Spektrum für die echten Trigger in  
jedem der vier Stacksegmente aufgetragen.

In Abbildung 36 bis Abbildung 39 ist das Spektrum für  
Zufallstrigger gezeigt. Berücksichtigt man nun die unter-  
schiedliche Häufigkeit von zufälligen und echten Triggern,  
so kann man die Spektren durchaus als vergleichbar ansehen.  
Um nun Müonen unter dem mitaufgenommenen Rauschen zu finden,  
braucht man ein Spurrekonstruktionsprogramm, welches aus  
den Datensätzen bei einem Trigger eine Spur durch den  
Detektor rekonstruiert. Eine Analyse zeigte, daß nur zwischen  
3-6 % der Daten wirklich eine sinnvolle Spur liefern [HUB].



## Kapitel 4 : Testprozeduren

Folgende Tests wurden als Überwachung der Serienproduktion der Pad- und HV-Boards ausgewählt:

### 1 : Tests für die Hochspannungsboards

Für Hochspannungsboards muß gesichert sein, daß die Isolatorfolie nicht defekt ist und hohen Spannungen ohne Stromfluß widerstehen kann.

Als Serientest wird an Boards, die sich in einer Trok= kenatmosphäre befinden, eine Hochspannung von ca. 2.5 kV angelegt und der Stromfluß vom Blei und Kupfer zur Masse hin bei dieser Hochspannung gemessen. Einige Boards können als Stichproben in Flüssigstickstoff bei einer Hochspannung von ca. 5 kV getestet werden. Aus Zeitgründen sollte aber darauf verzichtet werden, alle produzierten Boards in Flüssigstickstoff zu testen. Grund : Ein Test von fünfzehn Boards in Stickstoffgas dauert ca. 12 Stunden und kann bei der vorgesehenen Automatisierung (siehe Abschnitt 4.1) bequem ohne menschliche Arbeitskraft über Nacht ausgeführt werden. Ein Test von fünfzehn Boards in Flüssigstickstoff würde dagegen selbst mit Automatisierung ungefähr drei Tage dauern.

## 2 : Tests für die Padboards

Bei den Padboards ist darauf zu achten, daß jedes Pad Kontakt zum Stecker hat, keine Leiterbahnbrüche vorliegen und keine Kurzschlüsse zu den Nachbarpads oder zum Blei auftreten.

Ob ein Pad Kontakt zum Stecker hat bzw. ob eine Leiterbahn keine Mängel aufweist, kann durch eine Kapazitätsmessung vom Stecker aus überprüft werden. Die Frequenzabhängigkeit der Kapazität wird durch das  $G_{10}$  bestimmt, und so kann vielleicht aus dieser Abhängigkeit eine Verschmutzung des  $G_{10}$  erkannt werden, da sich die Frequenzabhängigkeit ändert. Kurzschlüsse zu den Nachbarpads und zum Blei können durch eine direkte Widerstandsmessung besser entdeckt werden.

Die Testprozeduren müssen folgende Anforderungen erfüllen :

- sie sollen einen hohen Automatisierungsgrad haben, damit möglichst wenig menschliche ( und damit teure ) Arbeitszeit benötigt wird
- die Schnelligkeit der Testprozeduren muß hinreichend groß sein, damit eine Überwachung der angestrebten Tagesproduktion ( 18 Pad- oder 18 HV-Boards) gewährleistet ist
- eine einfache und schnelle Handhabung ist nötig, um Fehlerquellen bei der Bedienung durch den Benutzer zu vermeiden.
- besonders bei den Tests der Padboards muß eine Fehleranalyse dem Benutzer mögliche Mängel und deren Ursache zuverlässig

und exakt mitteilen, um zeitaufwendige Fehlersuchen zu vermeiden

- es sollten standardisierte, im Handel erhältliche Geräte eingesetzt werden, die bei einem Defekt schnell ersetzt werden können
- die Geräte für die Tests der Padboards sollten transportabel sein, um nach dem Zusammenbau des FB2E-Rings bei DESY auch dort einsetzbar zu sein. Eine andere Möglichkeit ist, daß innerhalb der H1-Kollaboration dasselbe Meßsystem benutzt wird.

Bei den Testprozeduren ist der standardisierte IEEE-Bus eingesetzt worden. Dieser IEEE-Bus stellt eine Möglichkeit dar, einen Rechner ( hier ein IBM-PC ) mit bis zu fünfzehn externen Geräten zu verbinden, so daß die Geräte von dem Rechner über diesen Bus ferngesteuert werden und Meßwerte von den Geräten über den Bus an den Rechner gesendet werden können.

Folgende Gründe sprechen für dieses System :

Es gibt eine große Auswahl an Meßgeräten für dieses System, welches bereits häufig in der H1-Kollaboration eingesetzt wird und auch sonst weit verbreitet ist. Durch die Rechnersteuerung ist es möglich, mit diesem System automatische Testprozeduren aufzubauen, die Geräte sind aber auch ohne Fernsteuerung einsetzbar.

Für die Tests wurden ein Kapazitätsmeßgerät<sup>1</sup>, ein nA-Meter<sup>2</sup> und ein R-Meter<sup>2</sup> benutzt<sup>2</sup>. In der Elektronikentwicklung der Universität Dortmund wurde ein Scanner (Abschnitt 4.2 und Anhang 5), eine Relaiskarte (Abschnitt 4.1 und Anhang 5) und ein Digital-Analog-Konverter mit IEEE-Bus-Steuerung gebaut. Sämtliche Steuerprogramme wurden in der Programmiersprache FORTRAN geschrieben. Für das benutzte FORTRAN wurde eigens ein Assemblerprogramm für den Zugriff auf den IEEE-Bus entwickelt, da FORTRAN diesen Zugriff nicht unterstützt.

#### Kapitel 4.1 Testprozeduren für die HV-Boards

Wie im Abschnitt 2.2.3 beschrieben, ist es wichtig, bei Hochspannungstests in einer trockenen Atmosphäre zu arbeiten. Für die Tests der HV-Boards wurde ein gasdichter Kasten konstruiert, der fünfzehn Hochspannungsplatten aufnehmen konnte. Der benutzte Meßaufbau ist in Abbildung 40 dargestellt. Ein IBM-PC kontrolliert und steuert über den IEEE-Bus das System. Diese besteht auf der Hochspannungsseite aus einem Digital-Analog-Konverter und dem Hochspannungsgerät<sup>3</sup>, welches alle fünfzehn Boards gleichzeitig mit der Hochspannung versorgt. Es stand ein HV-Gerät zur Verfügung, welches für eine Steuerspannung zwischen 0 und 10 Volt am Eingang eine Spannung zwischen 0 und 6500 Volt am Ausgang lieferte. Um die Steuerspannung zu erzeugen und damit das

<sup>1</sup> Hewlett-Packard 4275 A

<sup>2</sup> Philips PM 2528

<sup>3</sup> Fug HCN 14-6500

HV-Gerät vom IEEE-Bus aus zu steuern, wurde ein Digital-Analog-Konverter mit IEEE-Bus-Steuerung entworfen. Dieser lieferte für einen vom IEEE-Bus übergebenen Wert von 0 bis 255 in einem linearen Zusammenhang eine Ausgangsspannung zwischen 0 und 10 Volt: Dies bedeutet, daß das HV-Gerät in Spannungsschritten von ca. 25 Volt herauf- oder heruntergefahren werden kann. Gleichzeitig wird von einem Potentiometer die Strombegrenzung des HV-Gerätes auf  $5 \mu\text{A}$  gestellt. Auf der Masseseite besteht die Anordnung aus einer selbstkonstruierten Relaiskarte (siehe Anhang 5) und einem nA-Meter. Beide Geräte sind vom IEEE-Bus aus steuerbar. Die Masseanschlüsse (d.h. die Anschlüsse des Bleis und des Kupfers) der fünfzehn Hochspannungsboards sind auf die fünfzehn Eingänge der Relaiskarte gelegt. Die Relaiskarte kann alle Eingänge gleichzeitig, oder jeden einzeln, auf das nA-Meter schalten. Alle nicht geschalteten Eingänge sind mit Masse verbunden. Das nA-Meter mißt den Strom vom Blei und Kupfer der jeweils durchgeschalteten HV-Platte zur Masse bzw. den Strom von allen fünfzehn Platten zur Masse. Der so ermittelte Stromwert wird über den IEEE-Bus an den Rechner zur Auswertung gesandt.

Die Testapparatur ist so aufgebaut, daß der Rechner nach einer vorher festzulegenden Zeit ( ca. 10 - 12 Std. ) nach Spülbeginn selbständig die fünfzehn Boards bei einer programmierbaren Hochspannung testet und bei Kurzschlüssen die Hochspannung wieder ausschaltet. Eine zusätzliche Strombegrenzung sorgt dafür, daß der Strom vom Hochspannungsgerät aus nicht über  $5 \mu\text{A}$  steigen kann. Auch diese Strombegrenzung wird nochmals vom Rechner kontrolliert.

Wie bereits im Abschnitt 2.2.3 erwähnt, kann der Strom von jedem HV-Board für je 1000 Volt um 1 nA liegen. Bei einer Hochspannung von 2.5 kV ergibt sich der Strom je Board zu 3 nA. Getestet wird normalerweise in Stickstoffatmosphäre bei 2.5 kV. Gemessen wird der Strom jeder Platte zur Massenseite hin, da damit Stromverluste (z.B. Leckströme in den Kabeln oder Steckern) in den Hochspannungs-Zuleitungskabeln ausgeschlossen sind. Das Flußdiagramm des Programms HV-TEST ist in Abb. 41 dargestellt. Das Programm wird nur nach Herunterfahren der Hochspannung beendet oder abgebrochen. Zuerst erfragt das Programm den Benutzernamen, das Datum, die Spüldauer ( und damit die Wartezeit ), die maximale Hochspannung, die Boardnamen und das Spülgas. Nach Ablauf der Wartezeit wird die Hochspannung um 100 Volt erhöht. Gleichzeitig dazu wird eine Messung des Gesamtstroms der fünfzehn Boards durchgeführt und das Ergebnis mit der eingestellten Strombegrenzung verglichen. Sollte die Strombegrenzung durch einen Defekt aufgehoben sein, bricht das Programm mit einer entsprechenden Meldung ab. Ist die Strombegrenzung nicht verletzt, so wird nach fünf Minuten der Gesamtstrom gemessen. Ist dieser nicht unter einen zusätzlichen Referenzwert ( 1  $\mu$ A ) gefallen, wird der Strom jedes einzelnen Kanals gemessen und gespeichert und das Programm beendet. Ist der Gesamtstrom jedoch unter den Referenzwert gefallen, so wird abgefragt, ob die maximale Hochspannung schon erreicht sei. Ist dies nicht der Fall, so springt das Programm an die Stelle, an der die Hochspannung erhöht wurde. Ist jedoch die maximale Hochspannung schon erreicht, so wird 1 Stunde gewartet, in der in jeder Minute der Gesamtstrom gemessen

wird. Diese Kontrollmessungen dienen allesamt dazu, den zeitlichen Verlauf des Stromes der HV-Platten aufzuzeichnen und eventuell auftauchende Kurzschlüsse festzustellen. Tritt nun ein Kurzschluß auf, so wird das Programm unter Speicherung aller Parameter beendet. Tritt kein Kurzschluß auf, so werden alle Kanäle durchgemessen, gespeichert und das Programm beendet.

In Abbildung 42 ist der zeitliche Verlauf des Stromes einer Testplatte bei 2500 Volt unter verschiedenen Umgebungsbedingungen dargestellt. Aufgezeichnet ist der Quotient des Stroms der Platte zum Zeitpunkt  $t$  und des Stroms zum Zeitpunkt  $t=0$  gegen die Zeit. Man erkennt in allen Teilen der Abbildung einen Abfall des Stromes, der schließlich in einen konstanten Stromfluß übergeht. In Abbildung 42, Teil a) ist die HV-Platte an Luft getestet worden. In Teil b) wurde die Platte in den Kasten eingebracht und drei Stunden lang mit Stickstoffgas gespült. Die Menge des verbrauchten Stickstoffs entspricht dabei dem dreifachendem Volumen des Kastens. In Teil c) wurde zehn Stunden mit Stickstoffgas gespült und das Kastenvolumen sechsmal gewechselt. In der folgenden Tabelle 9 sind die Ergebnisse zusammengefaßt :

Tabelle 9 : Stromfluß einer HV-Platte unter verschiedenen Umgebungsbedingungen.

Medium	Spülzeit Std.	I (t=0) nA	I (t=60 min) nA
Luft	-	145	100
Stickstoffgas	3	89	52
Stickstoffgas	10	59	38

Die Ergebnisse zeigen, daß man um einen Faktor 10 von dem angestrebten Wert von 3 nA entfernt ist. Wie in Abschnitt 2.2.3 ist auch hier der Einfluß der Spüldauer erkennbar. Tests zeigen, daß ein längeres Spülen als 10 Stunden aber keine wesentliche Veränderung mehr brachte. Dieser Reststrom könnte auch noch von verbliebenen Schmutzresten (z.B. Fingerabdrücke), die einen hochohmigen Übergang von der HRC-Schicht zum Blei oder Kupfer hin bilden, stammen. Es ist auch möglich, daß bei diesen Spannungen das Stickstoffgas nicht mehr vollständig isoliert. Ein Einfluß der Relais auf die Strommessung scheidet in dieser Größenordnung aus, da Tests zeigten, daß der Einfluß der Relais bei 0.2 nA liegt und quantitativ nicht ins Gewicht fällt. Trotzdem kann man sagen, daß der festgestellte Reststrom von 38 nA in Stickstoffgas ausreichen sollte, defekte Platten zu identifizieren, da deren Stromfluß sicher weit oberhalb dieses Wertes liegt.



## Kapitel 4.2 Testprozeduren für die Padboards

Für ein Padboard muß sichergestellt sein,

- daß jedes Pad Kontakt zum Stecker hat und die Leiterbahn sowie die Durchkontaktierung mängelfrei ist
- daß jedes Pad im Rahmen der Toleranzen die gleiche Kapazität besitzt
- daß zwischen zwei Pads und zwischen Pad und Blei kein Kurzschluß existiert.

Die ersten beiden Punkte können durch eine Kapazitätsmessung überprüft werden. Mißt man nicht die Kapazität, sondern den komplexen Widerstand  $Z$  und den Phasenwinkel  $\theta$  bei den verschiedenen möglichen Frequenzen, so kann man durch eine Anpassung dieser Werte an die Gleichungen (G 2.3.5) und (G 2.3.6) folgende Parameter bestimmen : die Pad-Kapazität, die Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätszahl des Dielektrikums, den Parallelwiderstand der Kapazität und die Induktivität des Anschlußkabels der Kapazität. Diese Meßmethode erfüllt dabei den gleichen Zweck wie eine Messung der Kapazität und liefert darüberhinaus noch weitere, oben aufgezählte Eigenschaften des Aufbaus. Diese Informationen wären auch über eine Kapazitätsmessung zugänglich, wobei noch eine zweite Größe der komplexen Ebene mitgemessen werden müßte, aber die Anpassung an diese Größen ist komplizierter, außerdem mißt das Meßgerät  $Z$  und  $\theta$  direkt und berechnet daraus alle anderen Größen.

Zur Überprüfung des letzten aufgeführten Punktes eignet sich am besten eine Widerstandsmessung. Diese ist in der Lage, nicht nur Kurzschlüsse, sondern auch hochohmige Übergänge (Mega-Ohm) zu entdecken, die die obige Methode nicht sicher findet, wie Tests zeigten.

Beide Meßmethoden müssen die folgenden Anforderungen erfüllen:

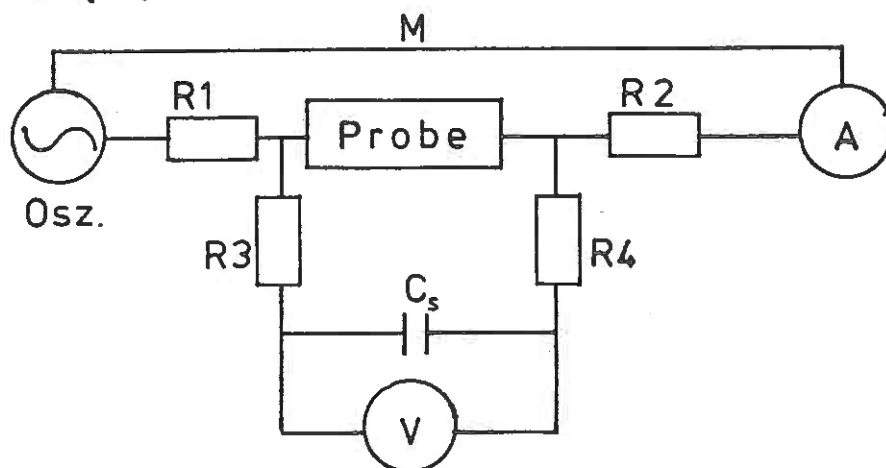
- Es muß die Möglichkeit geben, die Kapazität (den Widerstand) eines Pads in Bezug auf sein Umfeld (alle übrigen Pads, Kupfer und Blei) zu messen. Durch diese Messung kann man eventuelle Kurzschlüsse oder Leiterbahnbrüche entdecken.
- Es sollte zudem möglich sein, die Kapazität (den Widerstand) zwischen zwei Pads zu messen, wobei alle anderen Pads mit Masse verbunden sind. Dieser zweite Punkt dient dazu, herauszufinden, zwischen welchen Pads der mittels des ersten Punktes gefundene Kurzschluß zu suchen ist.

Ein Scanner, der die obigen Meßmethoden zuläßt, ist bereits am LAL d' Orsay von B. Delcourt [DEL] angewendet worden. Die Schaltpläne dieses Scanners wurden von Herrn Delcourt freundlicherweise zur Verfügung gestellt. Das Prinzip des Scanners ist in Anhang 5 dargestellt und erklärt. Er besteht in der Hauptsache aus Multiplexern, die als elektrische Schalter fungieren. Ein Multiplexer besitzt einen Eingang und mehrere Ausgänge und kann diese in einer

beliebigen Kombination Eingang-Ausgang schalten. Dieser Scanner wurde leicht verbessert und auf 64 Kanäle erweitert. Die Verbesserung bestand darin, daß die zu messenden Pads besser von der Masse getrennt sind und gleichzeitig die Erdung der übrigen Pads verbessert worden ist.

Es wurde zunächst ein Prototyp des Scanners gebaut und mit einem Kapazitätsmeßgerät ausgetestet, dabei waren beide Geräte ohne IEEE-Bus Anschluß. Da das Kapazitätsmeßgerät nur bei einer festen Frequenz (1 kHz) arbeitete, konnten keine Rückschlüsse auf das Frequenzverhalten des Scanners gemacht werden. Bei der festen Frequenz arbeitete der Scanner zuverlässig und man konnte keine Verfälschungen einer Testkapazität durch den Scanner feststellen.

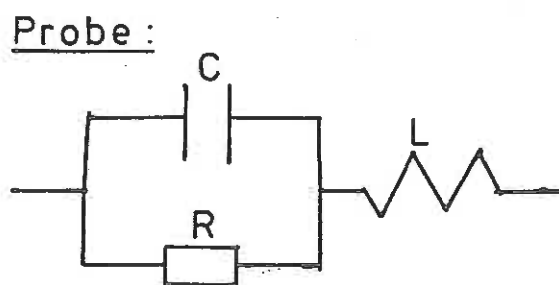
Sodann wurde ein 16-Kanal Scanner mit IEEE-Bus- Anschluß gebaut, der mit einem neuen Kapazitätsmeßgerät mit verschiedenen Meßfrequenzen ausgetestet wurde. Bei diesen Tests wurden an Testkondensatoren Phasenwinkel zwischen  $-90$  und  $-180$  Grad gemessen, was als ein negativer reeler Widerstand zu deuten wäre. Um diesen Effekt, der auf allen Kanälen des Scanners derselbe ist, zu verstehen, muß man das Meßprinzip des Geräts kennen. Es ist in der folgenden Skizze angedeutet [HP].



Die Widerstände  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  und  $R_4$  sowie der Kondensator  $C_s$  gehören nicht zum Kapazitätsmeßgerät und haben mit seiner Funktionsweise hier nichts zu tun. Das Meßgerät mißt in Vierpoltechnik, die im folgenden erklärt wird :

Im Meßgerät befindet sich ein Oszillator, der eine Wechselspannung der augenblicklichen Meßfrequenz an die Probe abgibt. Direkt an der Probe fällt eine Spannung  $U$  ab, die vom Voltmeter  $V$  gemessen wird. Das Amperemeter mißt den Strom durch die Probe. In der Skizze besteht die Verbindung  $M$  zwischen dem Amperemeter  $A$  und dem Oszillator darin, daß beide Geräte über Masse miteinander verbunden sind. Dies geschieht in Wirklichkeit dadurch, daß man die Abschirmungen der vier Meßkabel miteinander verbindet. Das Meßgerät mißt den Absolutwert der Spannung und des Stromes und die Phasenverschiebung zwischen diesen Größen. Aus diesen Werten kann es dann direkt  $Z$  und  $\theta$  bestimmen.

Die Multiplexer im Scanner haben Durchschaltwiderstände von etwa 120 Ohm. Wird das Meßgerät mit dem Scanner betrieben, so sieht der Aufbau wie in der obigen Skizze aus : Die Durchschaltwiderstände sind in der Skizze als Widerstände  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  und  $R_4$  eingezeichnet. Die Kapazität  $C_s$  ist die Eingangskapazität des Meßgeräts. Wie man sieht, bildet sich durch die Kapazität und die Widerstände  $R_3$  und  $R_4$  ein Tiefpaß aus. Für die folgende Schaltung als Probe



ergeben sich folgende Zusammenhänge für  $Z$  und  $\theta$  :

$$|Z| = \frac{1}{B^2 + D^2} \sqrt{(EB + FD)^2 + (FB - DE)^2} \quad (\text{K 4.2.1})$$

$$\theta = \text{Atan} \left( \frac{(FB - DE)}{(EB + FD)} \right) \quad (\text{K 4.2.2})$$

mit

$$A = \frac{1}{1 + w^2 R^2 C^2} \quad D = w C_S (R/A + R_S) \quad E = R/A$$

$$B = 1 + \frac{w^2 R^2 C C_S}{A} - w^2 C_S L \quad F = wL - \frac{w R^2 C}{A}$$

Die Rechnung hierzu befindet sich in Anhang 4.

Mit der obigen Probe wurden die Formeln zunächst ohne Scanner ausgetestet, indem in einem Versuchsdurchlauf nur die Widerstände  $R_3$  und  $R_4$  aus der obigen Skizze miteingebracht wurden. Mit den vorgegebenen Größen von  $C=3.8 \text{ nF}$ ,  $R=3260 \text{ Ohm}$  und  $R_S = R_3+R_4 = 371 \text{ Ohm}$  sollte nun versucht werden, aus den Meßwerten ( $Z$ ,  $\theta$ ) durch eine Anpassung die Parameter  $C_S$  und  $L$  zu bestimmen. Sie ergaben sich dann zu :

$$C_S=35 \text{ pF} \quad \text{und} \quad L=0.35 \text{ } \mu\text{H}$$

In Abbildung 44 sind die Meßpunkte (gefüllte Kreise) und die Vorhersage nach G 4.1 (Kurve 1) mit den obigen Werten für  $Z$  und in Abbildung 45 für  $\theta$  dargestellt.

Man erkennt eine gute Übereinstimmung zwischen Theorie und Experiment. Insbesondere erkennt man in der Abbildung 45 (Phasenwinkel) einen Bereich zwischen  $-90$  und  $-180$  Grad, der auch von der Beziehung K 4.2.2 vorausgesagt wird.

Führt man in den Versuchsaufbau auch noch die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  ein und macht dieselben Messungen und Anpassungen,

so erhält man veränderte Werte :  $C_s = 180 \text{ pF}$ ,  $L = 0.75 \text{ } \mu\text{H}$   
Hierbei wurde auch  $R_s$  als Parameter behandelt. Er wurde  
aus dem Anpassungstest zu  $R_s = 331 \text{ Ohm}$  bestimmt.  
Diese Meßwerte und die Vorhersage sind ebenfalls in  
Abbildung 44 für  $Z$  und in Abbildung 45 für  $\theta$  dargestellt.  
Die Kreuze entsprechen dabei den Meßwerten und die Kurve 2  
gibt die Vorhersage mit den obigen Parametern wieder. Die  
Werte werden immer noch von den Gleichungen ( K 4.2.1 ) und  
( K 4.2.2 ) beschrieben, aber man erkennt bei höheren Fre=  
quenzen eine Verschiebung der Daten und der Kurve gegenüber  
der ersten Messung. Der Grund für diese Verschiebung ist  
unklar, da an dem sonstigen Versuchsaufbau nichts geändert  
wurde und die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  bei der Berechnung der  
Gleichungen ( K 4.2.1 ) und ( K 4.2.2 ) keine Rolle spielen  
(für die Berechnung siehe Anhang 4).

Mißt man dagegen die Probe über den Scanner, so erhält man die  
offenen Kreise in den Abbildungen 44 und 45. Die Anpassung  
konnte mit den Gleichungen diese Punkte nicht beschreiben.  
Man kann jetzt natürlich noch weitere Parameter einführen,  
um diese Abweichung zu beschreiben. Es ist jedoch die Frage,  
ob dies sinnvoll ist, da bei zu vielen Parametern eine  
Messung nicht mehr genau genug ist. Eine Alternative wäre es,  
anstatt der Multiplexer einfache Relais zu verwenden. Der  
Aufwand beim Zusammenbau der Relaisschaltungen ist sicherlich  
wesentlich größer, dafür aber haben Tests gezeigt, daß Relais  
die Messungen nicht negativ beeinflussen.

Der angestrebte Meßaufbau für Padboards ist in Abbildung 43 dargestellt. Ein IBM-PC steuert über den IEEE-Bus die Geräte. Daten und Befehle der angeschlossenen Geräte werden über diesen Bus gesandt. Es sind das Kapazitätsmeßgerät, das Widerstandsmeßgerät und ein 64-poliger Scanner angeschlossen. Abhängig davon, welches Meßverfahren ausgewählt wird, steuert der IBM-Rechner die dazu benötigten Geräte. Das Kapazitätsmeßgerät oder das Widerstandsmeßgerät werden von dem Rechner über den Scanner an das bzw. die zu testenden Pads angeschlossen.

## Kapitel 5 : Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden automatische Tests für die Bauteile der FB2E-Moduln des elektromagnetischen Flüssigargon-Kalorimeters im H1-Detektor entwickelt.

Für die Hochspannungsplatten wurde das Verhalten der Hochwiderstandsbeschichtung und die Hochspannungsfestigkeit untersucht und eine automatische Testapparatur entworfen und aufgebaut.

Für die Ausleseplatten wurde der Aufbau der Pad-Kapazitäten und ihr Frequenzverhalten untersucht. Der Aufbau einer kompletten automatischen Testapparatur wurde hier einzig dadurch verhindert, daß das Frequenzverhalten des Scanners nur teilweise verstanden worden war.



## Kapitel 6 : Literaturverzeichnis

- [BOR] K. Borrás, Diplomarbeit, Dortmund 1987
- [B.S.I] Bergmann-Schäfer, Exp Physik Band 1
- [DEL] B. Delcourt, private Mitteilung, 1987
- [DUP] du Pond, Produktinformation  
Kaptonfolie
- [G.K] Gerthsen-Kneser, Physik, 13. Auflage
- [H1:86] Technical Progress Report,  
H1-Collaboration, March 25, 1986
- [H1:87] Technical Progress Report  
H1-Collaboration, Oct. 4, 1987
- [HOF] W. Hofmann et al. , Nuclear Instruments and  
Methods 135 ( 1976), North-Holland Publishing
- [HP] Hewlett-Packard, Service- und Operating-  
Manual for 4275 A, HP Feb. 1985
- [HUB] S. Huber, private Mitteilung, Dez. 1987

- [KOL] M. Kolander, private Mitteilung, Feb. 1988
- [LOR] Lohrmann, Hochenergiephysik,  
Teubner Verlag, 1981
- [MAL] L. Malter, Phys. Rev. 50 (1936) 48
- [Nor] Norplex Produktinformation  
Prepreg
- [PPD] Review of Particle Properties, Rev. Mod. Phys.  
Phys. 56 , No 2, Part 2 (April 1984)
- [Rau] K. Rauschnabel, Messung elektro-  
magnetischer und hadronischer  
Schauer mit Flüssigargon -  
Kalorimetern, Institut für  
Physik, Kernforschungszentrum  
Karlsruhe, Mai 1978
- [ROS] B. Rossi  
High Energy Particles  
Prentice Hall, New York 1964

## Kapitel 7 : Danksagung

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. H. Kolanoski für die interessante Themenstellung und die stets hilfreiche und zuvorkommende Unterstützung sowie für die ausgezeichnete Betreuung.

Ferner möchte ich mich herzlich bei Herrn Dr. K. Rauschnabel bedanken für die hilfreiche Unterstützung und die nützlichen Hinweise sowie für die Striche im Kalender.

Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr. D. Wegener für seine Unterstützung.

Ferner möchte ich mich bedanken bei den Herren Kolander, Metze und Stratmann für ihre Zusammenarbeit.

Außerdem gilt mein Dank der mechanischen und elektrischen Werkstatt, namentlich den Herren Koch und Vaupel aus der Elektronik-Entwicklung, für ihre zuverlässige Arbeit.

Weiterhin möchte ich mich beim Lehrstuhl El des Herrn Prof. Dr. Bonse und bei Herrn Delcourt vom LAL d' Orsay für die Überlassung technischer Unterlagen bedanken.

Ferner danke ich dem Bundesministerium für Forschung und Technik für die Bereitstellung der Mittel die für diese Arbeit nötig waren.

Außerdem gilt mein Dank dem Lehrstuhl E5 für seine ausgezeichnete Atmosphäre und das gute Klima, das durch zahlreiche soziale Handlungen gefestigt wurde.

Mein besonderer Dank gilt der verständnisvollen Unterstützung von seiten meiner Eltern, ohne die dieses Studium nicht möglich gewesen wäre.

Ferner bedanke ich mich bei Birgit für alles und insbesondere für ein Abendessen am Donnerstag.

Außerdem bedanke ich mich bei der Firma Ciba-Geigy für ihr Produkt Araldit. Die damit gemachten Erfahrungen werde ich nicht vergessen.

## Anhang 1

Um Probeboards auf ihre Temperaturfestigkeit zu untersuchen und um die Möglichkeit zu haben in einer definierten Atmosphäre zu arbeiten war es nötig einen Kryostaten zu bauen, der den Dortmunder Gegebenheiten gerecht wurde. Zum einen sollte er groß genug sein um mehrere Boards gleichzeitig zu testen, und zum anderen sollte auf die beschränkte Kapazität der Flüssig-Stickstoff-Anlage Rücksicht genommen werden. Es wurde schliesslich ein Stahlbehälter konstruiert der innen mit 10 cm Styropor ausgekleidet wurde. Die Innenmaße, innerhalb der Styroporverkleidung, betragen:

Kastenlänge	=	110 cm
Kastenbreite	=	10 cm
Füllhöhe	=	30 cm

Das Styropor mußte innen noch mit einer Folie ausgekleidet werden da es sich flüssig Stickstoff gegenüber als durchlässig erwies.

Da die Flüssig-Stickstoff-Anlage nur eine Kapazität von 6 Litern pro Stunde hatte ist eine Abschätzung des verbrauchten Stickstoffs unerlässlich. Der Wärmeverlust durch eine 10 cm dicke Styroporschicht der oben gegebenen Innenmaße ergibt sich nach: [B.S.1]

$$Q = \frac{W * S * (T_1 - T_2) * t}{L}$$

Hierbei ist :

$W = 0.00008$	cal/(cm sec K)	: Wärmeleitfähigkeit des Styropors
$S = 9400$	cm <sup>2</sup>	: Innenfläche des Kryostat
$T_1 - T_2 = 200$	K	: Temperaturunterschied zwischen innen und außen
$t = 3600$	sec	: betrachtete Zeit
$L = 10$	cm	: Dicke des Styropors

Daraus ergibt sich:  $Q/t = 54100$  cal pro Stunde.

Die Verdampfungswärme von flüssig Stickstoff beträgt

$J = 48$  cal/g und die Dichte ist  $D = 808$  g/Liter. [G.K]

$$\Rightarrow V = \frac{Q}{J * D} = 1.4 \text{ Liter/Std}$$

Dies ist ein durchaus zu vertretender Wert der jedoch erst als Dauerwert im abgekühlten Zustand erreicht werden kann.

Der beobachtete Wert liegt um 2 Liter pro Stunde.

Da der Kryostat kein Sichtfenster besaß mußte eine elektronische Schaltung entworfen werden die den Füllstand des flüssig Stickstoffs regelte und anzeigte. Der Schaltplan ist in Anhang 4 Abschnitt 1 dargestellt und erklärt.

## Anhang 2: Der Füllstandsanzeiger und die Füllstandssteuerung

Da der benutzte Kryostat keinerlei Sichtfenster besaß, mußte eine Schaltung entwickelt werden, die die Füllhöhe des Flüssigstickstoff im Kryostaten anzeigte und möglichst auch noch automatisch auf einer bestimmten Höhe hielt. Die Füllhöhe ist z.B. bei Hochspannungstests zwischen Pad- und HV-Boards wichtig, da hierbei zwischen den Platten (Abstand = 2.5 mm ) bis zu 5000 Volt angelegt werden. Dies sollte nicht in einem Gas geschehen, da dort bei diesen Spannungen Durchschläge befürchtet werden müssen. Man kann den Kryostaten nicht bei offenem Deckel füllen, da vor diesen Tests in dem Kryostaten eine trockene Atmosphäre aufgebaut werden muß, weil sich ansonsten beim Abkühlen die Luftfeuchtigkeit an und besonders zwischen den Platten niederschlägt und anschließend gefriert, was bei hohen Spannungen zu Durchschlägen führen kann.

Der Diodenfüllstandsanzeiger wird benutzt, um die Füllhöhe des Flüssigstickstoff im Kryostaten anzuzeigen. Im Kryostaten sind in verschiedenen Höhen acht Dioden als Sensoren angebracht. Wenn der Flüssigstickstoff einen dieser Sensoren überspült, wird mit der Schaltung aus Abbildung 46 die zu dem Sensor gehörende Leuchtdiode eingeschaltet. Die Schaltung in Abbildung 46 ist nur für einen Sensor dargestellt. Man erkennt zwei Spannungsteiler : Einer besteht aus dem Widerstand R1 und der Diode (dem Sensor) D1, der andere aus dem Widerstand R2 und dem Trimmer T1. Die an der Diode und an dem Trimmer abgegriffene Spannung wird auf einen

Komparator gegeben. Dieser bildet die Differenz der beiden Spannungen, d.h. er subtrahiert die Sensorspannung von der Referenzspannung, die am Trimmer abgegriffen wird. Der Komparator gibt an seinem Ausgang die positive Betriebsspannung aus, wenn die Differenz positiv ist, und die negative Betriebsspannung, wenn die Differenz negativ ist. Wird die negative Betriebsspannung an den Ausgang gelegt, so beginnt die Diode D2 zu leuchten. Der Widerstand R3 ist ein Vor-schaltwiderstand und dient nur der Strombegrenzung.

Wird nun die Diode D1, die als Sensor innerhalb des Kryostaten angebracht ist, vom Flüssigstickstoff überflutet, so erhöht sich der Widerstand der Diode und damit die an ihr abgegriffene Spannung. Der Trimmer muß so eingestellt sein, daß die an ihm abfallende Spannung größer ist als die Spannung an der Diode, wenn sich diese im (kalten) Gas befindet, aber kleiner als die Spannung an der Diode, wenn sich diese im Flüssigstickstoff befindet. Tests zeigten ein schnelles Ansprechen der Sensoren beim Übergang vom Gas in Flüssigstickstoff, jedoch ein langsames Ansprechen beim Übergang vom Flüssigstickstoff in das Gas. Deshalb ist die Schaltung, wie sie hier verwendet wird, als Füllstandssteuerung nicht gut geeignet, da man ein schnelles Ansprechen, d.h. eine möglichst konstante Höhe des Flüssigstickstoffs erreichen will.

Die benutzte Schaltung für die Füllstandssteuerung ist in Abbildung 47 dargestellt. Das Prinzip ist dasselbe wie bei dem Füllstandsanzeiger. Auch hier vergleicht ein Komparator zwei Eingangsspannungen, die von zwei Spannungsteilern

stammen. Als Sensor dient diesmal ein leicht überlasteter 0.5 Watt-Widerstand, der mit 0.7 Watt betrieben wird. Die Überlastung führt zu seiner Erhitzung. Der erhitzte Widerstand kann durch das kalte Gas nur geringfügig abgekühlt werden, Flüssigstickstoff dagegen führt zu einer sehr starken Abkühlung. Da der Widerstand durch die ständige leichte Überlastung anhaltend beheizt wird und beim Auftauchen aus dem Flüssigstickstoff in die gasförmige Phase mit sofortigem Aufheizen beginnt, kann er schneller auf diesen Wechsel reagieren als die Dioden, die sich beim Absinken des Flüssigstickstoffspiegels erst langsam durch das Gas erwärmen müssen. Durch Abkühlen erhöht sich der Betrag des Widerstands und damit die an dem Widerstand abfallende Spannung. Über den Trimmer T1 kann man an den Komparator eine Referenzspannung anlegen, die größer ist als die Spannung am Widerstand, wenn sich dieser im Gas befindet, aber kleiner als die Spannung am Widerstand, wenn sich dieser im Flüssigstickstoff befindet. Der Komparator bildet wieder die Differenz der Eingangsspannungen, diesmal Sensorspannung minus der Referenzspannung. Wenn diese Differenz positiv ist (Widerstand im Flüssigstickstoff), dann schließt der Komparator über einen Transistor ein Relais, welches durch Anlegen der Netzspannung an ein Magnetventil dieses öffnet. Bei geöffnetem Magnetventil fließt dann der Flüssigstickstoff in den Kryostaten. Das Relais wird geschlossen, solange der Flüssigstickstoff nicht den Sensor überflutet hat und geöffnet, wenn der Flüssigstickstoff den Sensor schließlich erreicht. Bei Versagen des Füllstandshalters wird durch das Ausfallen der Betriebsspannung des Relais sichergestellt,



daß durch das Öffnen des Relais das Magnetventil geschlossen wird und dadurch der Kryostat nicht überläuft.

Die Höhen, in denen die Dioden und der Widerstand im Kryostaten angebracht sind, sind in der folgenden Tabelle 10 zusammengefaßt :

Tabelle 10 : Höhen der Sensoren des Füllstandsanzeigers und des Sensors der Füllstandssteuerung

Füllstandsanzeiger	Höhe :
Sensor 1 :	0.2 cm
Sensor 2 :	5 cm
Sensor 3 :	9 cm
Sensor 4 :	17 cm
Sensor 5 :	20.5 cm
Sensor 6 :	25 cm
Sensor 7 :	27.5 cm
Sensor 8 :	31.5 cm
Füllstandssteuerung	
Sensor :	29 cm

Der Sensor 8 des Füllstandsanzeigers dient als Überlaufwarnung. Der Sensor 1 des Füllstandsanzeigers dient dazu, den Kryostaten sehr langsam abzukühlen. Damit können große Temperaturunterschiede zwischen dem unteren und dem oberen Rand der Platten vermieden werden. Der Sensor der Füllstandssteuerung ist mit seiner Höhe von 29 cm sowohl für die Platten der ersten Generation (Höhe 20 cm) als auch für die Platten der zweiten Generation (Höhe 25 cm) geeignet. Gerade in diesen Höhen wird auch mittels der Sensoren 5,6,7 der Füllstandsanzeige die Füllhöhe genau wiedergegeben.

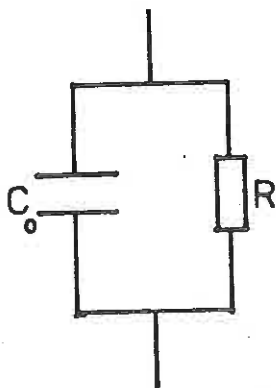
Anhang 3 : Berechnung der Frequenzabhängigkeit von  $C_{eff}$

In diesem Anhang soll die Frequenzabhängigkeit der effektiven oder gemessenen Kapazität berechnet werden; dies sind die Rechnungen für den Abschnitt 2.3 . Es ist  $Z$  der komplexe Widerstand der Schaltung,  $\theta$  der Phasenwinkel und  $Q$  die Güte. Es gelten folgende Beziehungen:

$$|Z| = \sqrt{\text{Re}(Z)^2 + \text{Im}(Z)^2} \quad Q = -\tan(\theta)$$

$$\text{Re}(Z) = |Z| \cdot \cos(\theta) \quad \text{Im}(Z) = |Z| \cdot \sin(\theta)$$

1: Berechnung der Kapazität für das Ersatzschaltbild ohne Induktivität:



$$Z = \frac{1}{1/R + i \cdot \omega \cdot C_0} = \frac{R}{1 + i \omega \cdot R \cdot C_0} = \frac{R(1 - i \omega \cdot R \cdot C_0)}{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_0^2}$$

$$\text{Re}(Z) = \frac{R}{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_0^2}$$

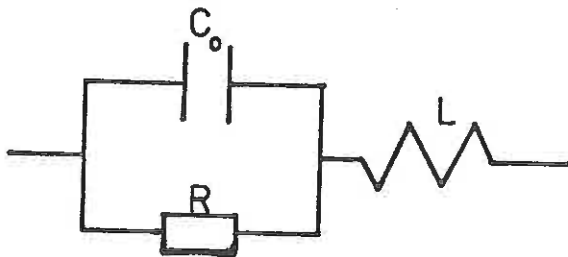
$$\text{Im}(Z) = \frac{-\omega \cdot R^2 \cdot C_0}{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_0^2}$$

$$Q = - \frac{\text{Im}(Z)}{\text{Re}(Z)} = \omega \cdot R \cdot C_0$$

$$C_0 = \frac{-Q^2}{(1+Q^2) \cdot \omega \cdot \text{Im}(Z)} = \frac{-\sin(\theta)}{\omega \cdot |Z|} \quad (\text{G A3.1})$$

2: Berechnung der Kapazität für das Ersatzschaltbild mit Induktivität:

Wie in Abschnitt 2.3.4 erwähnt, ist das Meßgerät aufgrund seiner Bauweise nicht in der Lage, die Schaltung 1 von der hier behandelten zu unterscheiden. Der Unterschied liegt in der Induktivität der Zuleitung zum Kondensator. Diese Induktivität wird gebildet durch die Anschlußkabel des Kondensators. Das Meßgerät wird also  $Z$  und  $\theta$  für die folgende Schaltung messen und diese Werte der unter 1 aufgeführten zuordnen.



$$Z = \frac{1}{1/R + i \cdot \omega \cdot C_0} + i \omega \cdot L$$

$$\operatorname{Re}(Z) = \frac{R}{1 + \omega^2 \cdot D}$$

$$\operatorname{Im}(Z) = \frac{-\omega \cdot R \cdot (A - \omega^2 B)}{1 + \omega^2 \cdot D}$$

Mit

$$A = R \cdot C_0 - L/R; B = L \cdot R \cdot C_0^2; D = R^2 \cdot C_0^2$$

ergibt sich :

$$|Z| = \frac{R}{1+w^2 \cdot D} \cdot \sqrt{1+w^2(A-w^2 \cdot B)^2}$$

(G A3.2 )

$$Q = w \cdot (A - w^2 \cdot B) ; \theta = \text{Arctan} (w \cdot (A - w^2 \cdot B))$$

Einsetzen von Q und Im (Z) in Formel (G A3.1) liefert:

$$C_{\text{eff}} = \frac{(A-w^2B) \cdot (1+w^2D)}{R \cdot [1+w^2 \cdot (A-w^2B)^2]}$$

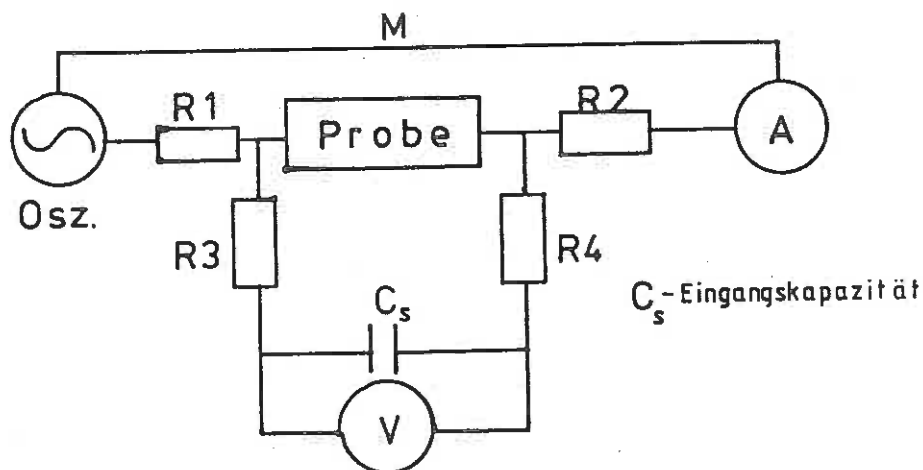
(G A3.3)

Diese Formel beschreibt das Verhalten der gemessenen oder effektiven Kapazität, wenn in der Zuleitung noch eine Induktivität vorhanden ist. Diese führt zu einer starken Abhängigkeit der effektiven Kapazität von der Meßfrequenz.

Anhang 4 : Berechnung der Frequenzabhängigkeit des komplexen Widerstands in der Scanner-Simulation

Das Kapazitätsmeßgerät<sup>\*</sup> hat folgenden Aufbau (siehe Skizze) :  
 Ein interner Oszillator legt an die Probe eine Wechselspannung an, deren Betrag und Phase von einem Vektorvoltmeter V gemessen wird. Ein Vektoramperemeter I mißt den Betrag und die Phase des Stroms durch die Probe. Aus diesen Messungen berechnet das Gerät Z und  $\theta$  .

Der Meßaufbau des Kapazitätsmeters mit dem vorgeschalteten Scanner wurde entsprechend der folgenden Skizze simuliert :



Das Meßgerät greift die Spannung  $U_c$  am Kondensator  $C_s$  ab, der zusammen mit den Widerständen R3 und R4 einen RC-Kreis bildet, dessen komplexer Widerstand  $Z_2$  ist. Der komplexe Widerstand der Probe sei  $Z_1$  , an ihm liegt die Spannung U an. Die Spannung  $U_c$  hängt mit der Spannung an der Probe zusammen über :

$$U_c = \frac{1}{i\omega C_s Z_2} U \qquad U = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}} I$$

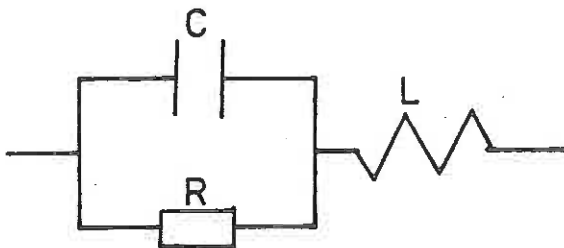
<sup>\*</sup> Hewlett-Packard 4275 A

Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  haben bei dieser Betrachtung keinen Einfluß. Damit ergibt sich die Spannung am Kondensator in Abhängigkeit des Stroms zu:

$$U_C = \frac{1}{i\omega C_S} \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} I$$

Als Probe wird folgende Schaltung mit dem komplexen Widerstand  $Z_1$  angenommen:

Probe:



$$Z_1 = \frac{1}{1/R + i\omega C} + i\omega L$$

$$= R/A + iF$$

Mit

$$A = \frac{1}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \quad B = 1 + \frac{\omega^2 R^2 C C_S}{A} - \omega^2 C_S L \quad E = R/A$$

$$D = \omega C_S (R/A + R_S) \quad F = \omega L - \frac{\omega R^2 C}{A} \quad R_S = R_3 + R_4$$

ergibt sich :

$$U_C = \frac{(EB + FD) + i(FB - DE)}{B^2 + D^2} I$$

Hieraus folgt die gesuchte Abhängigkeit des komplexen Widerstandes und der Phase :

$$|Z| = \frac{1}{B^2 + D^2} \sqrt{(EB + FD)^2 + (FB - DE)^2}$$

$$\theta = \text{Atan} \left( \frac{(FB - DE)}{(EB + FD)} \right) \quad (\text{G A 4.2})$$

## Anhang 5 : Der Scanner und die Relaiskarte

### 1 : Der Scanner

Der Scanner wurde für folgende Meßmöglichkeiten entwickelt:

- Messung der Kapazität / Widerstand zwischen zwei Pads, wobei alle anderen Pads mit Masse verbunden sind
- Messung der Kapazität / Widerstand zwischen einem Pad und seinem Umfeld (Kupfer, Blei und alle anderen Pads).

Der Scanner soll vom IEEE-Bus aus zu steuern sein und sowohl Messungen in Vierpoltechnik als auch in normaler Zweipoltechnik erlauben. Er besteht im wesentlichen aus Multiplexern des Typs 4067 und aus Schaltern des Typs 4066. Beides sind FET-Bausteine, die im durchgeschalteten Zustand einen Durchgangswiderstand von etwa 100 Ohm und im gesperrten Zustand einen Sperrwiderstand im Gigaohm Bereich haben. Beide Bausteine lassen sich im Prinzip durch Relais ersetzen, wie in der Abbildung 48 geschehen: Die mit "A" bezeichneten Relais ersetzen hier die Multiplexer, die mit "B" bezeichneten ersetzen die Schalter und das Relais "C" ist der Ersatz für eine Kombination aus Multiplexern und Schaltern.

Die Schaltung ist für eine Messung in Vierpoltechnik ausgelegt: jeweils zwei der ankommenden Kabel werden zusammengelegt, und zwischen diesen zusammengefaßten Kabeln wird, wie angedeutet, die Kapazität /der Widerstand gemessen. Dabei gilt, daß sowohl für die linke aus den Relais "A" gebildete Längszeile als auch für die ebenso aufgebaute rechte Längszeile ( unter Einschluß des Relais "C" ) immer nur jeweils ein Relais gleichzeitig geschaltet werden kann, wobei aber von jeder Längszeile ein Relais schalten muß.

Ansonsten sind diese beiden Reihen vollkommen unabhängig voneinander, es besteht nur die Einschränkung, daß das gleiche Relais nicht auf beiden Seiten gleichzeitig geschaltet werden darf. Ist nun von beiden Reihen ein Relais "A" geschaltet und soll also zwischen zwei Kanäle etwas ausgemessen werden, so müssen die entsprechenden Schalter "B" geöffnet werden, da ansonsten diese Kanäle Verbindung zur Masse haben. Eine andere Möglichkeit ist es, daß ein Relais "A" der linken Spalte geschlossen und der dazugehörige Schalter "B" geöffnet wird, so daß alle anderen Kanäle über die übrigen geschlossenen Schalter "B" und über das ebenfalls geschaltete Relais "C" auf dem anderen Meßeingang zusammengefaßt werden.

Damit hat man folgende Möglichkeiten :

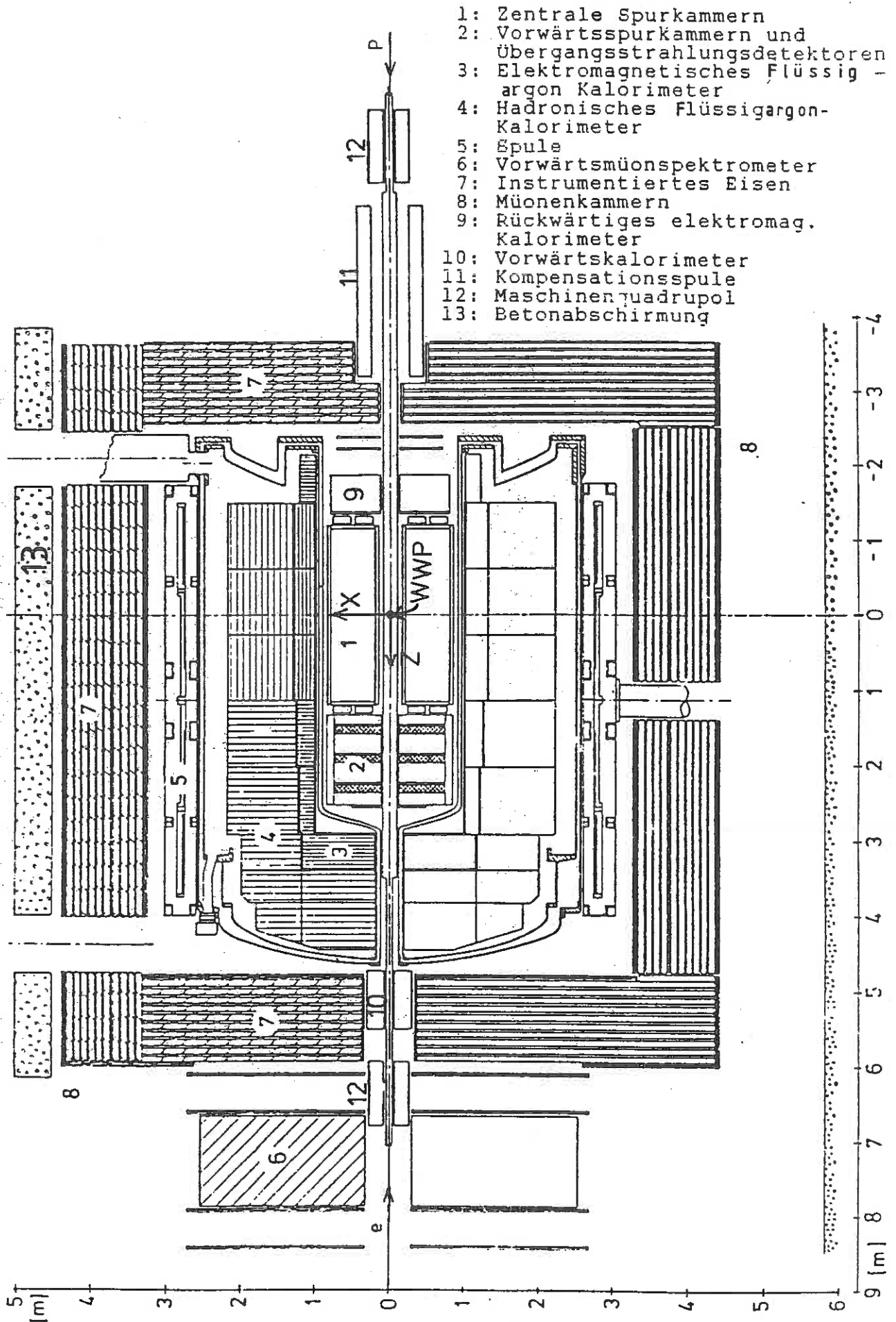
- a) Messung zwischen einem Kanal und allen anderen Kanälen
- b) Messung zwischen zwei Kanälen, wobei jeweils alle anderen Kanäle mit Masse verbunden sind.

## 2 : Die Relaiskarte

Die Relaiskarte wurde entwickelt, um den Strom von fünfzehn Hochspannungsplatten zur Masse hin zu messen. Der prinzipielle Aufbau der Relais ist in Abbildung 49 gezeigt: Jedes dieser Relais ist einzeln vom IEEE-Bus aus ansprechbar. Es kann nur ein Relais auf einmal geschaltet werden. An die Eingänge 1 bis 15 wird das Kupfer und das Blei ( also die Masseseiten der Hochspannungsplatten) angeschlossen. Wird eines der Relais 1 bis 15 geschaltet, so fließt am Ausgang durch das Amperemeter der Strom zur Masse der gewählten Hochspannungsplatte. Wird dagegen das Relais 16 geschaltet, fließen die Ströme aller fünfzehn Platten durch das Amperemeter.



Abb. 1 : Der H1-Detektor (Schnitt entlang der Strahlachse)



- 1: Zentrale Spurkammern
- 2: Vorwärtsspurkammern und Übergangsstrahlungsdetektoren
- 3: Elektromagnetisches Flüssig - argon Kalorimeter
- 4: Hadronisches Flüssigargon - Kalorimeter
- 5: Spule
- 6: Vorwärtsmüonspektrometer
- 7: Instrumentiertes Eisen
- 8: Müonenkammern
- 9: Rückwärtiges elektromag. Kalorimeter
- 10: Vorwärtskalorimeter
- 11: Kompensationsspule
- 12: Maschinenquadrupol
- 13: Betonabschirmung

Abb. 2 : Der H1-Detektor (Schnitt senkrecht zum Strahl)

- 1: Zentrale Spurkammern
- 3: Elektromagnetisches Flüssigargon-Kalorimeter
- 4: Hadronisches Flüssigargon-Kalorimeter
- 5: Spule
- 7: Instrumentiertes Eisen
- 8: Müonkammern
- 13: Betonmantel

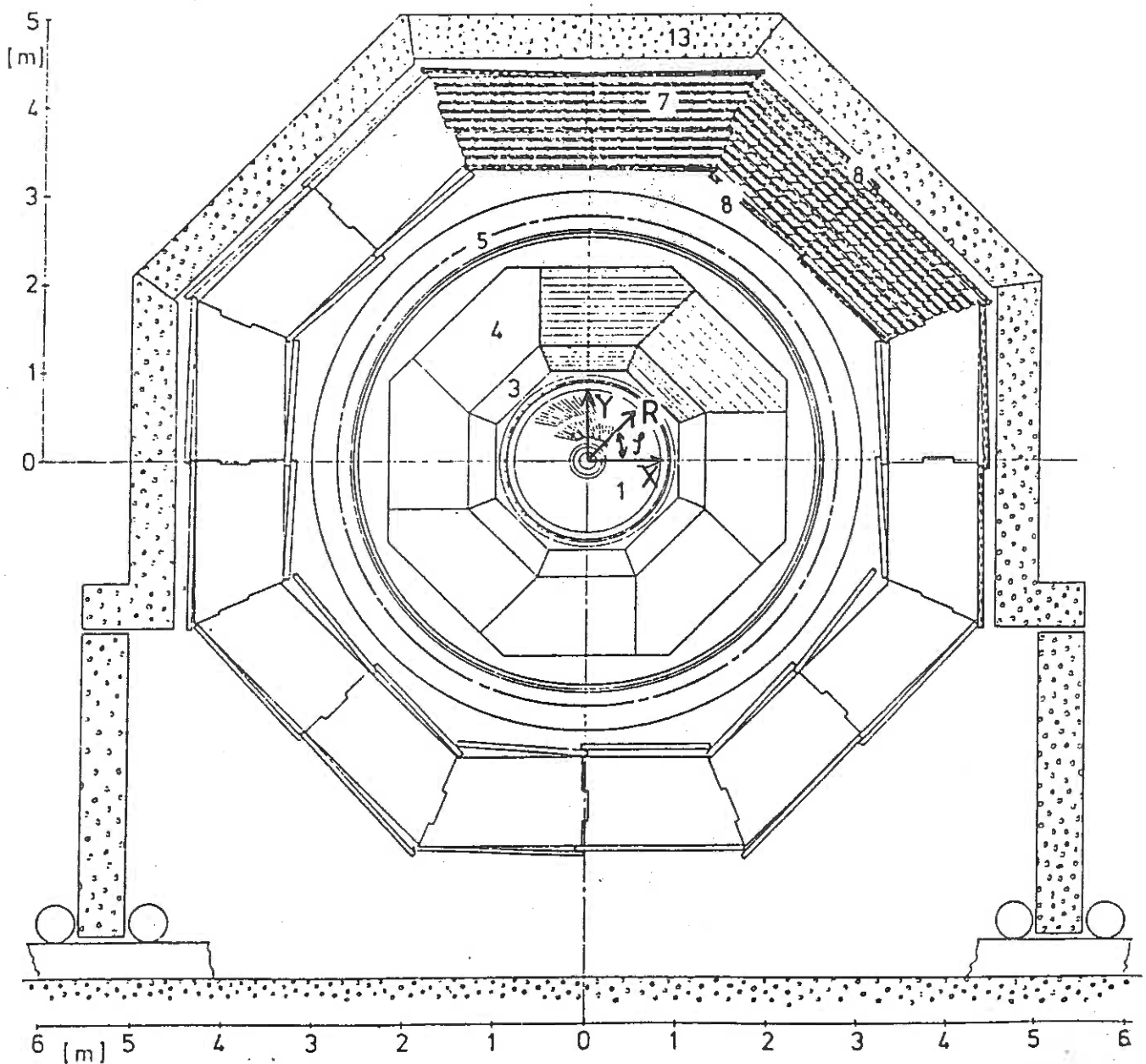


Abb. 3 : Das Flüssigargon-Kalorimeter des H1-Detektors

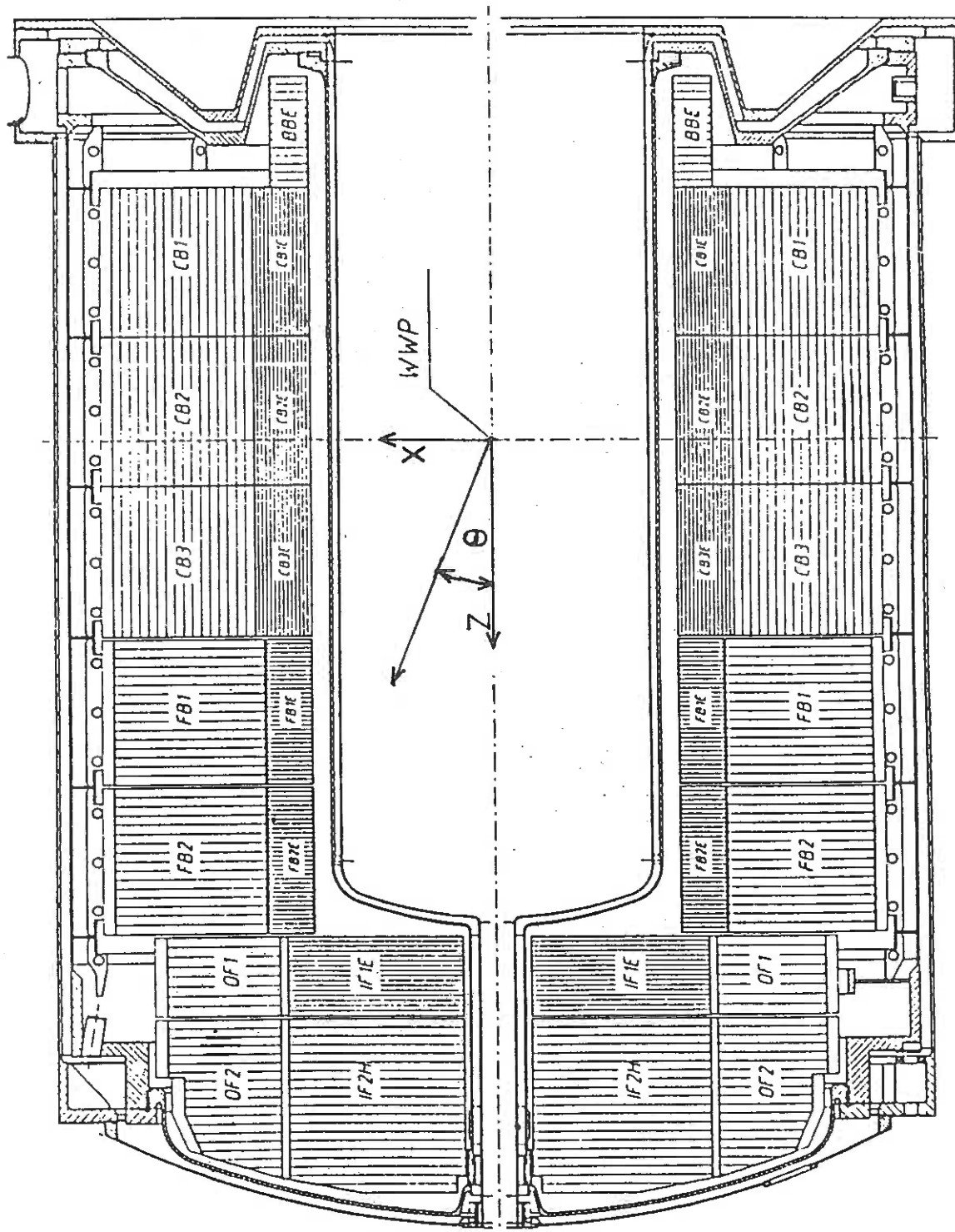


Abb. 4 : Perspektivischer Aufbau des FB2E-Stacks

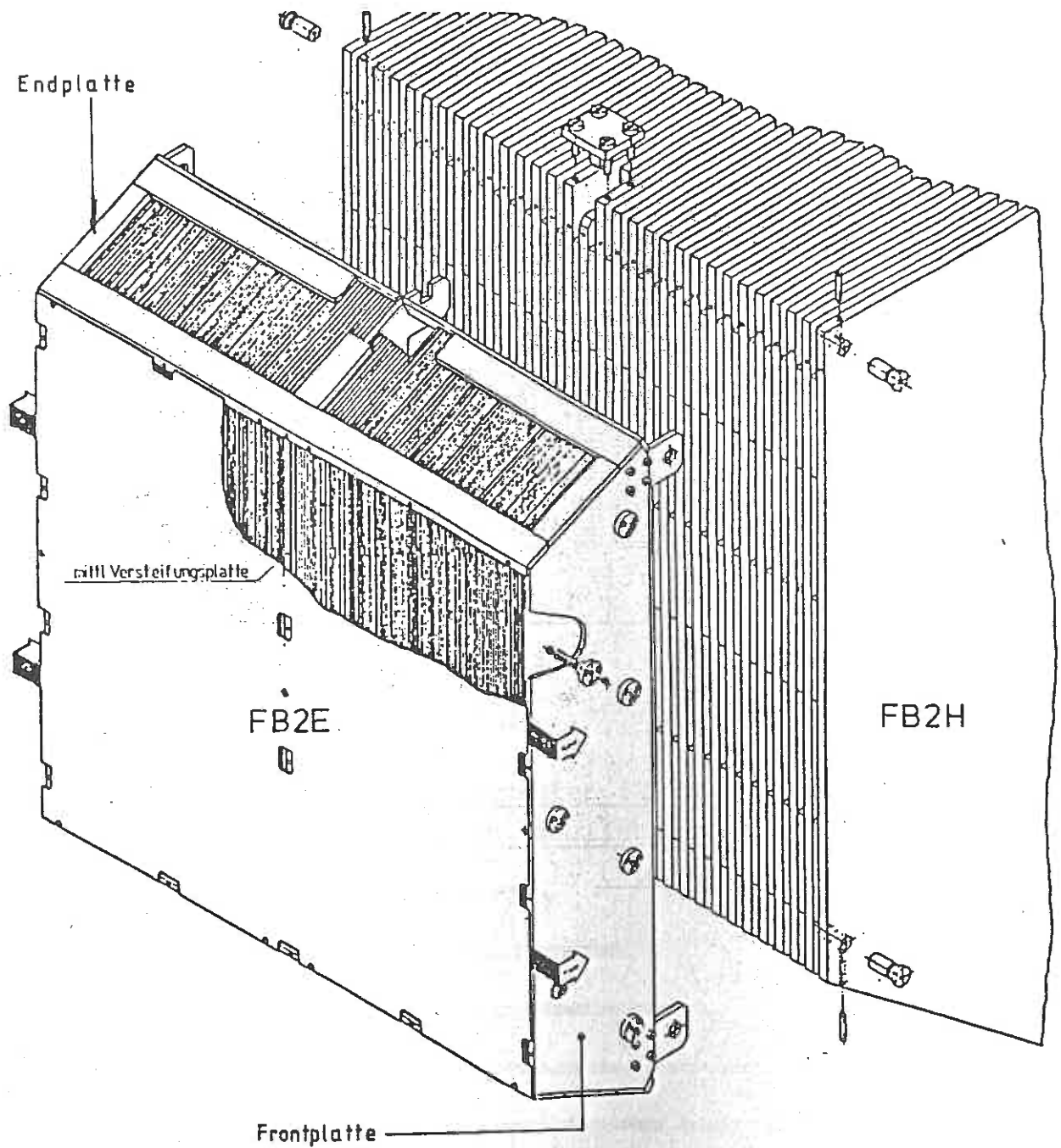


Abb. 5: Aufbau eines Flüssigargon-Kalorimeters (Seitenansicht)

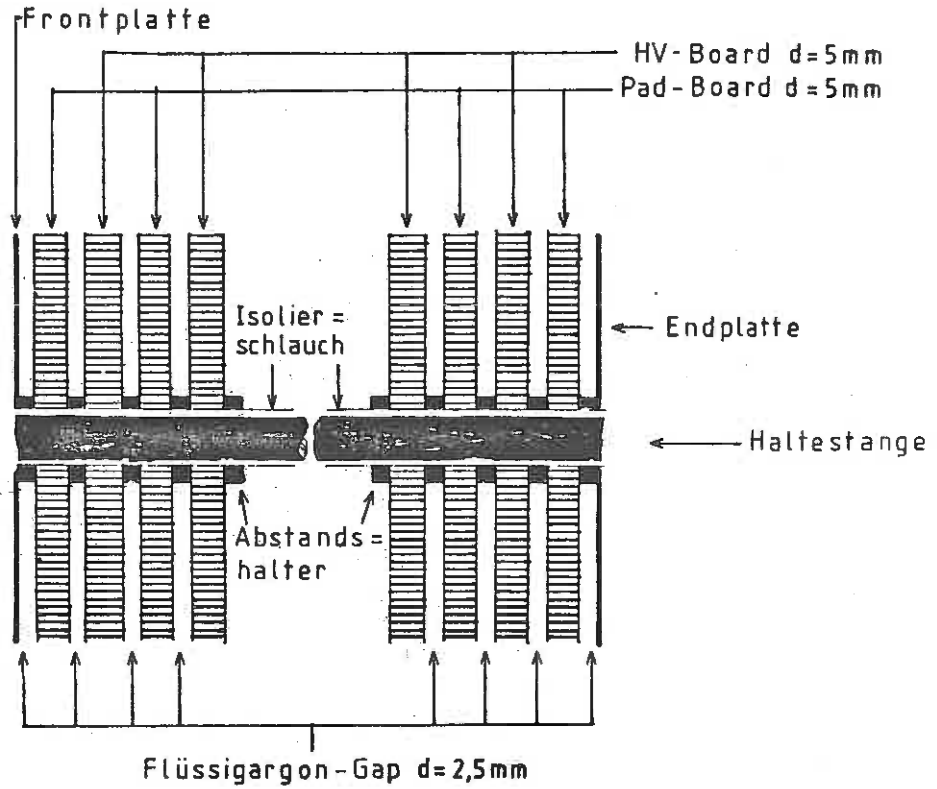
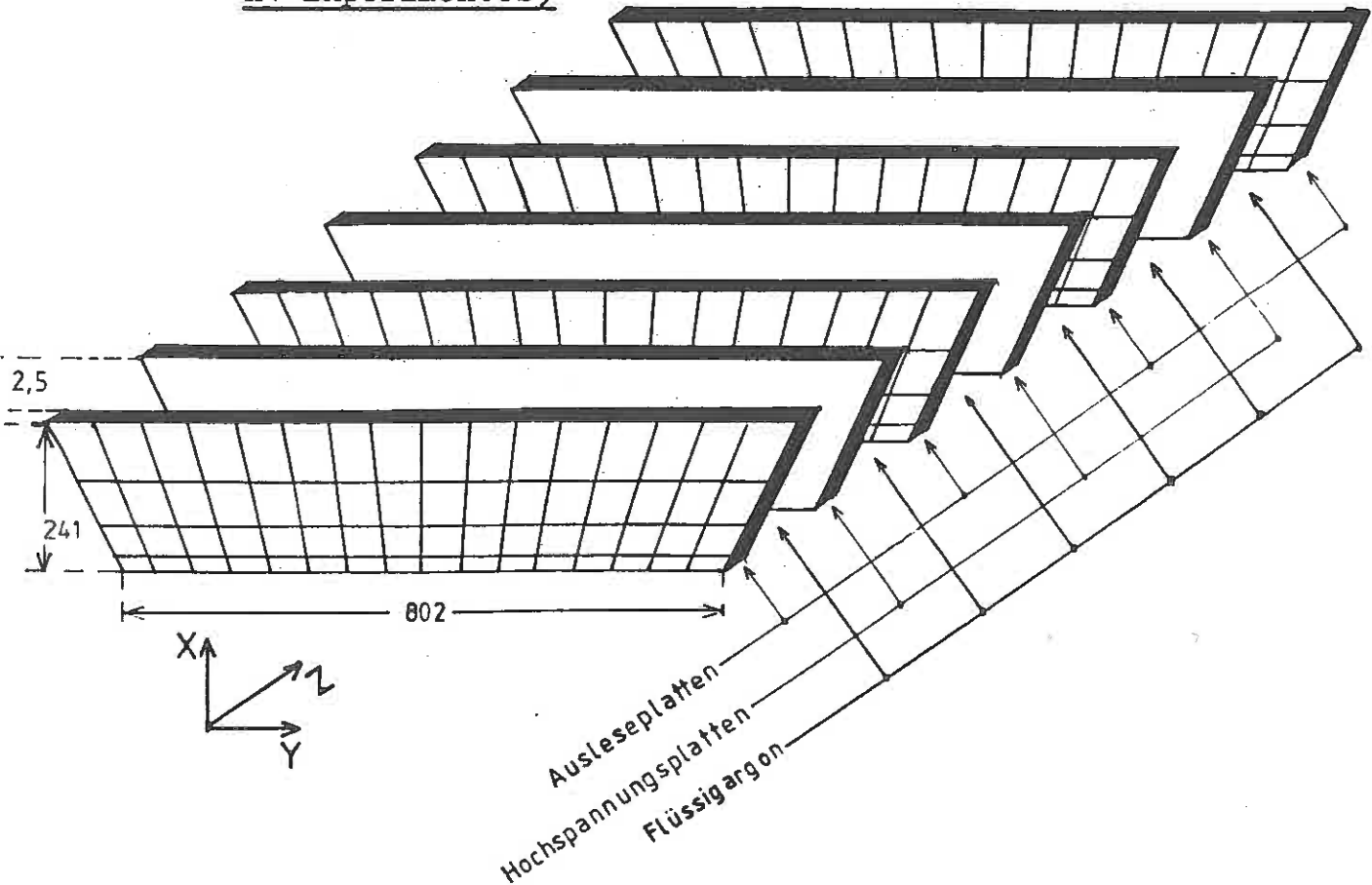


Abb. 6: Aufbau eines Flüssigargon-Kalorimeters (Perspektivische Darstellung mit den Ausleseplatten des H1-Experimentes)



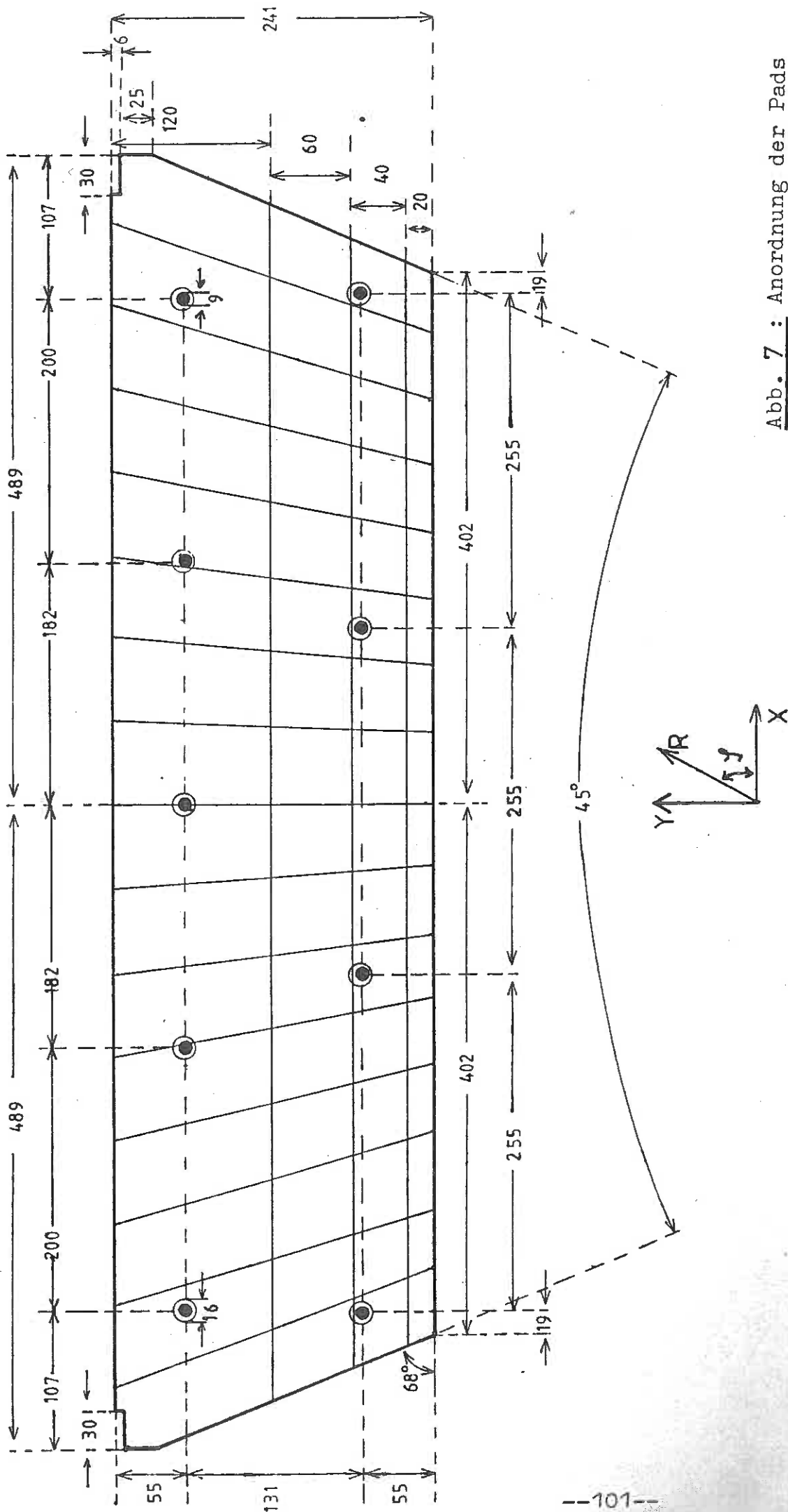


Abb. 7 : Anordnung der Pads  
 auf einem Padboard der zweiten  
 Generation. (Maßstab 1:4)

Abb. 8 : Schematischer Aufbau der Hochspannungsplatten  
im Schnitt

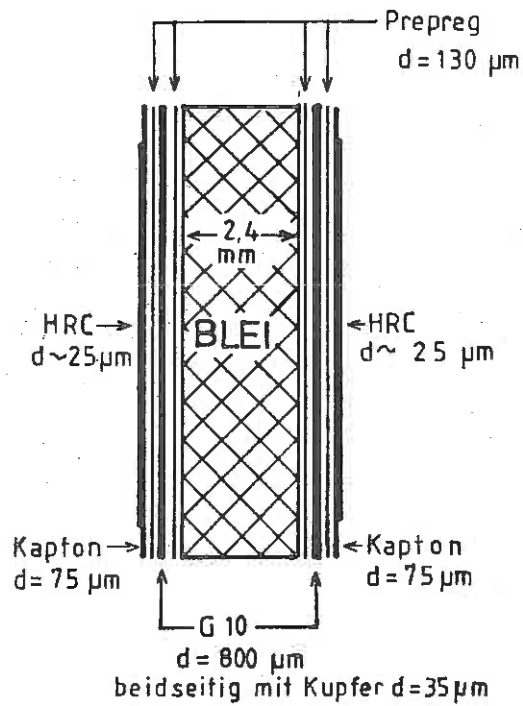


Abb. 9 : Schematischer Aufbau der Ausleseplatten  
im Schnitt

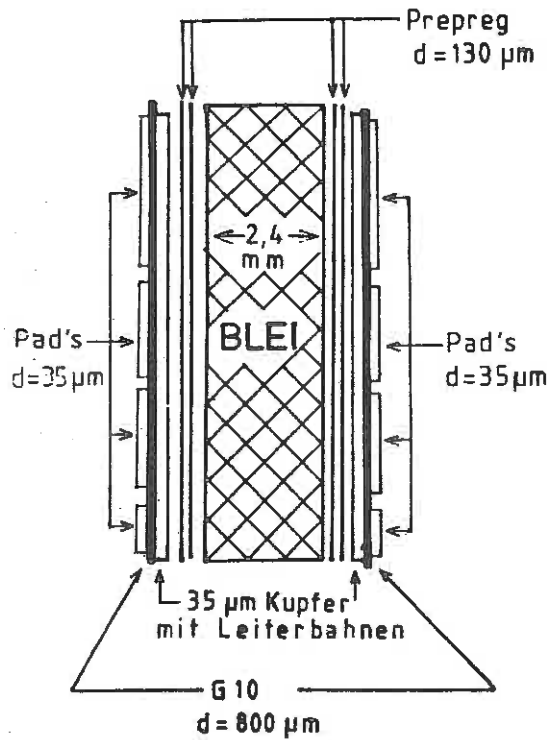


Abb. 10 : Oberflächenwiderstand gegen Anschlußwiderstand

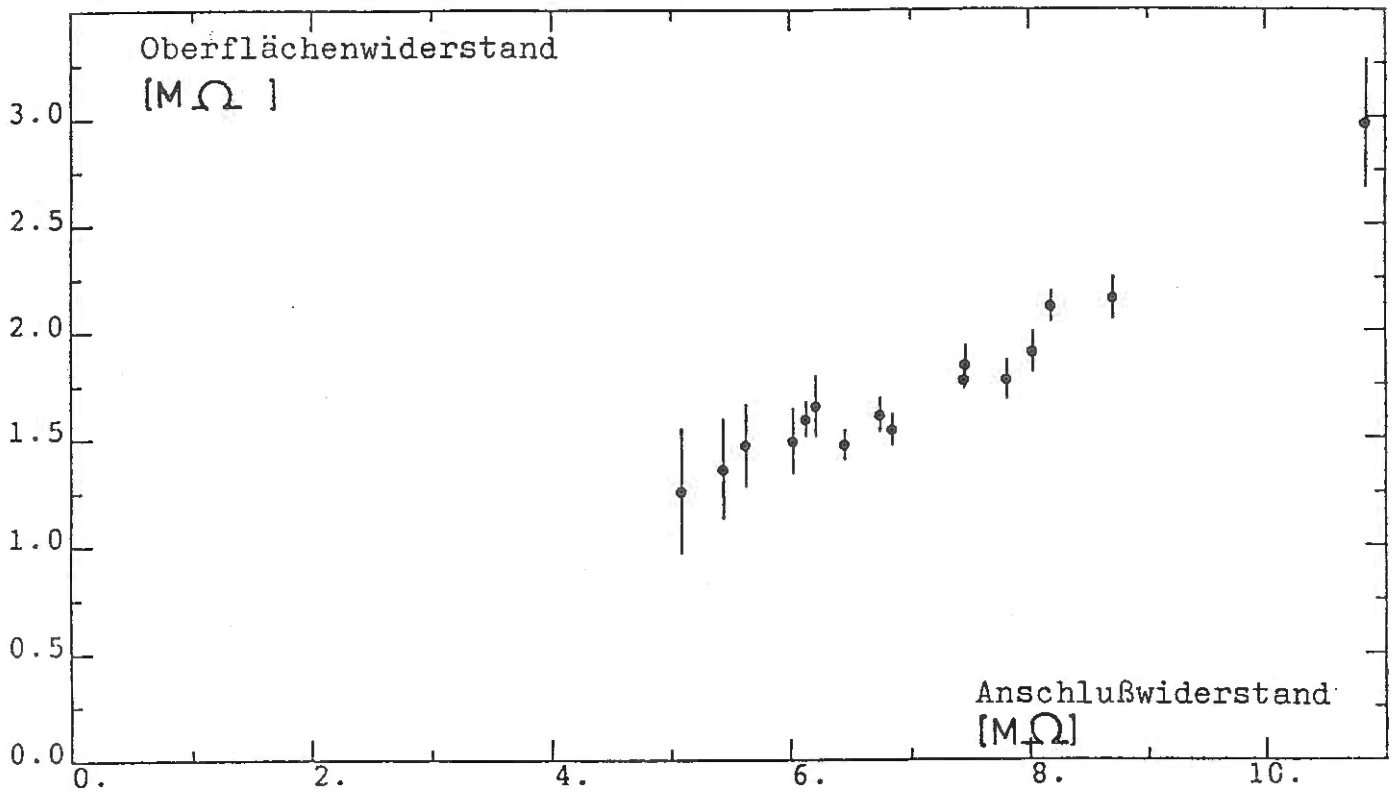
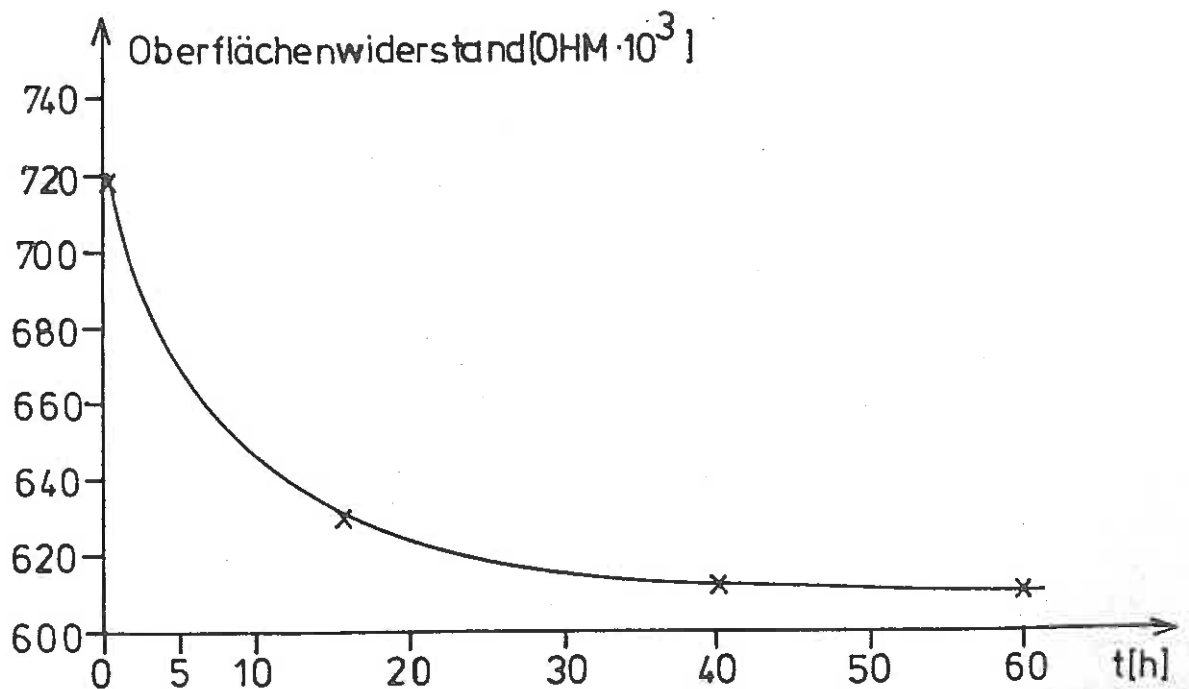


Abb. 11 : Oberflächenwiderstand gegen Zeit nach dem Bedrucken





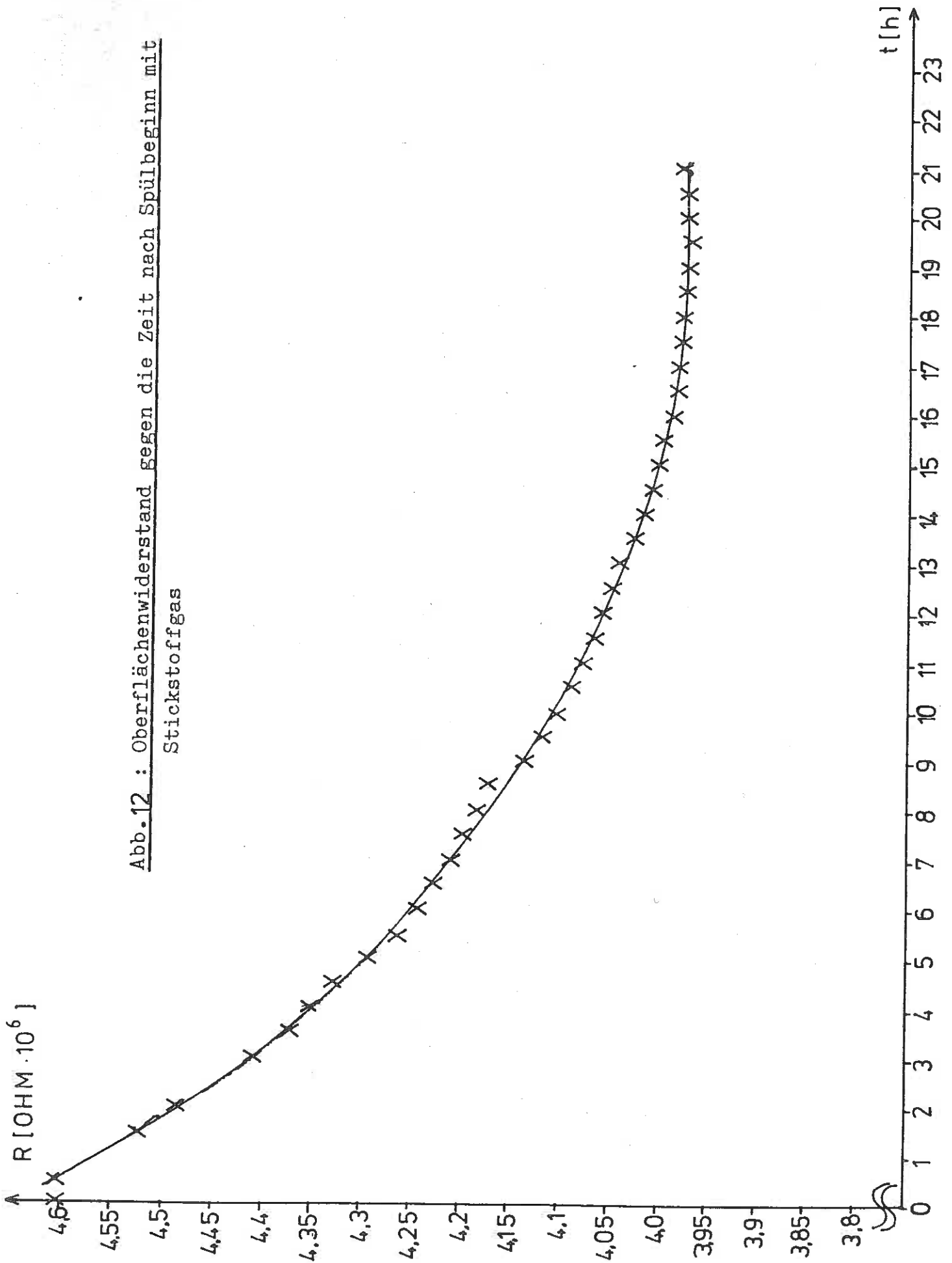


Abb.12 : Oberflächenwiderstand gegen die Zeit nach Spülbeginn mit Stickstoffgas

Abb. 13 : Versuchsaufbau für den Hochspannungstest der HV-Platten

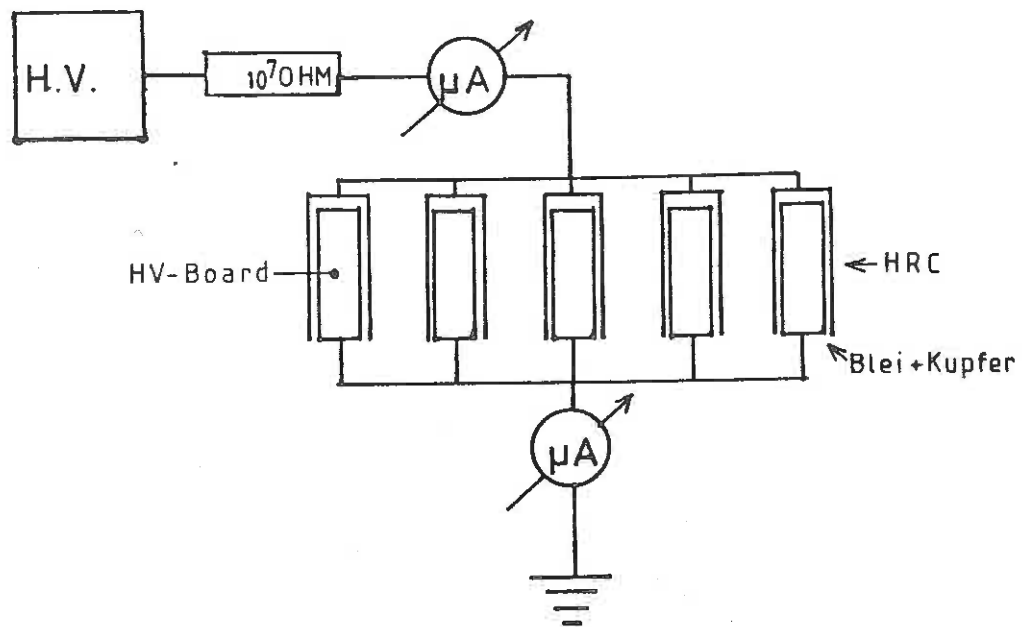


Abb.14 : Versuchsaufbau für die Messung kurzer Entladungen zwischen Pad- und HV-Platten in Flüssigstickstoff

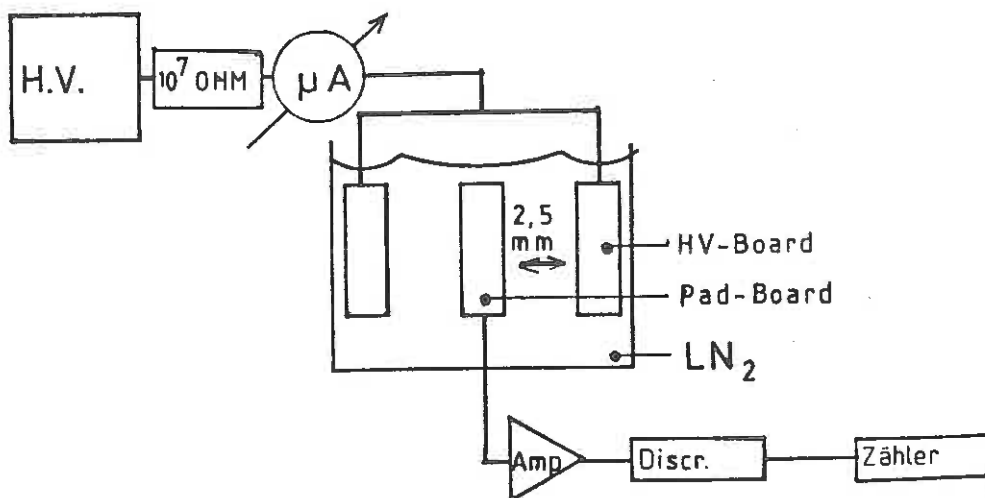


Abb. 15 : Pulszahl gegen Zeit

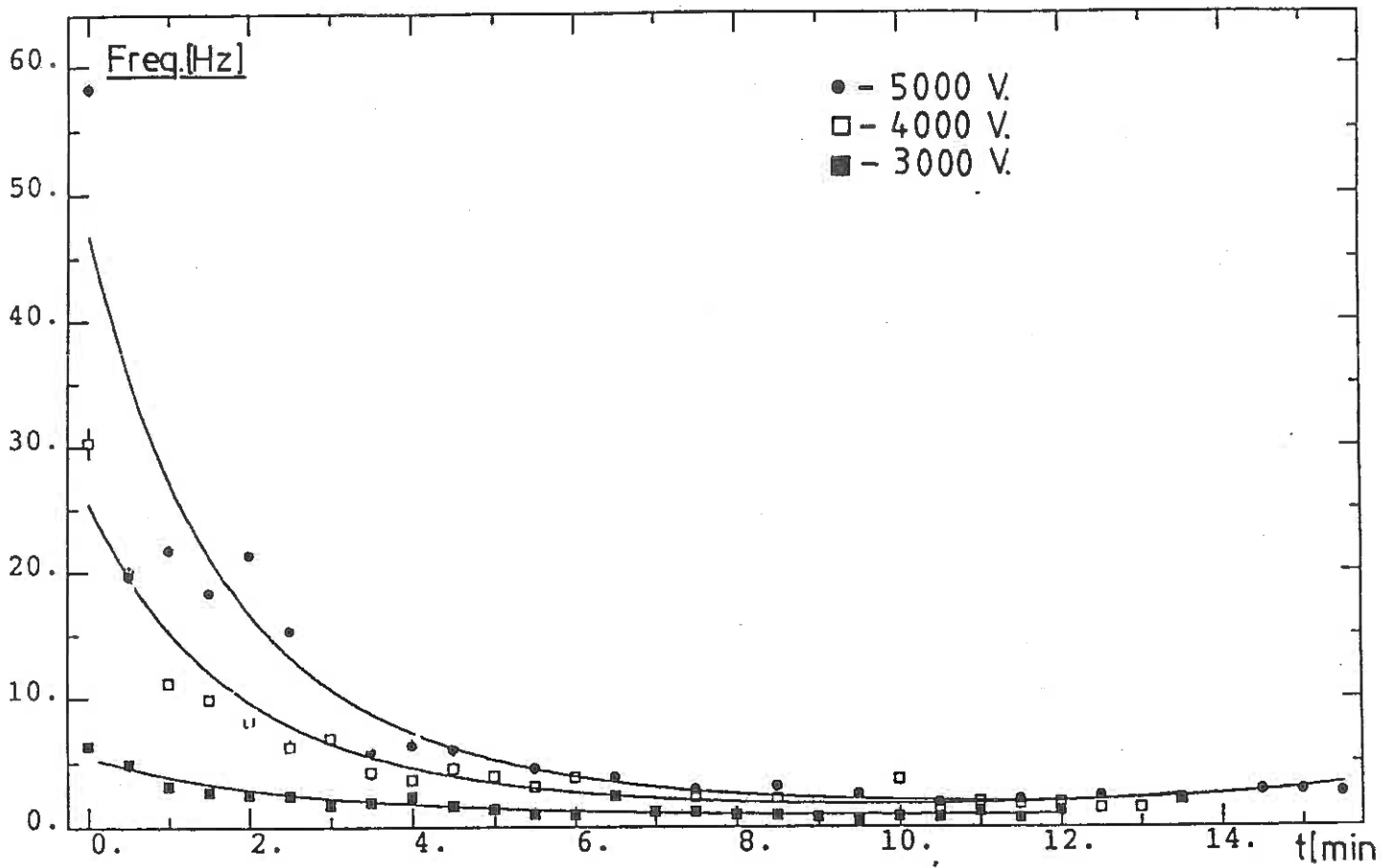
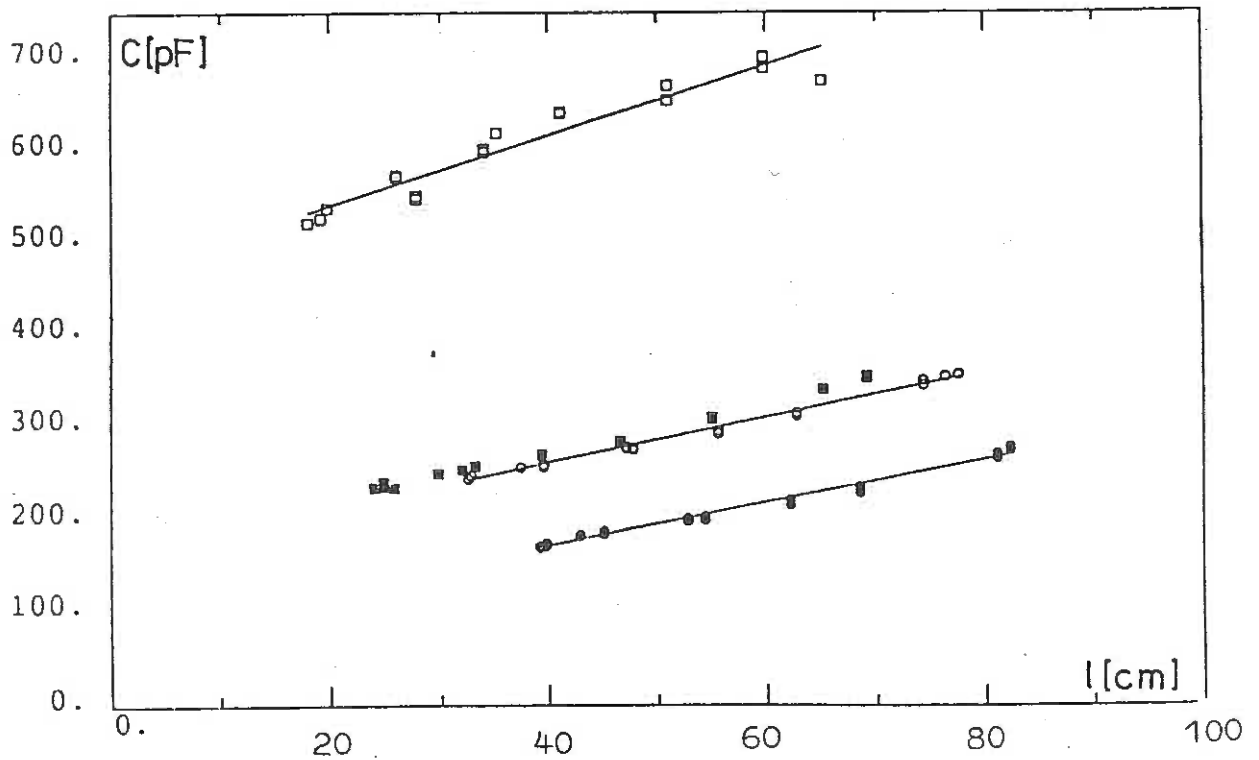


Abb. 16 : Kapazität gegen Leiterbahnlänge



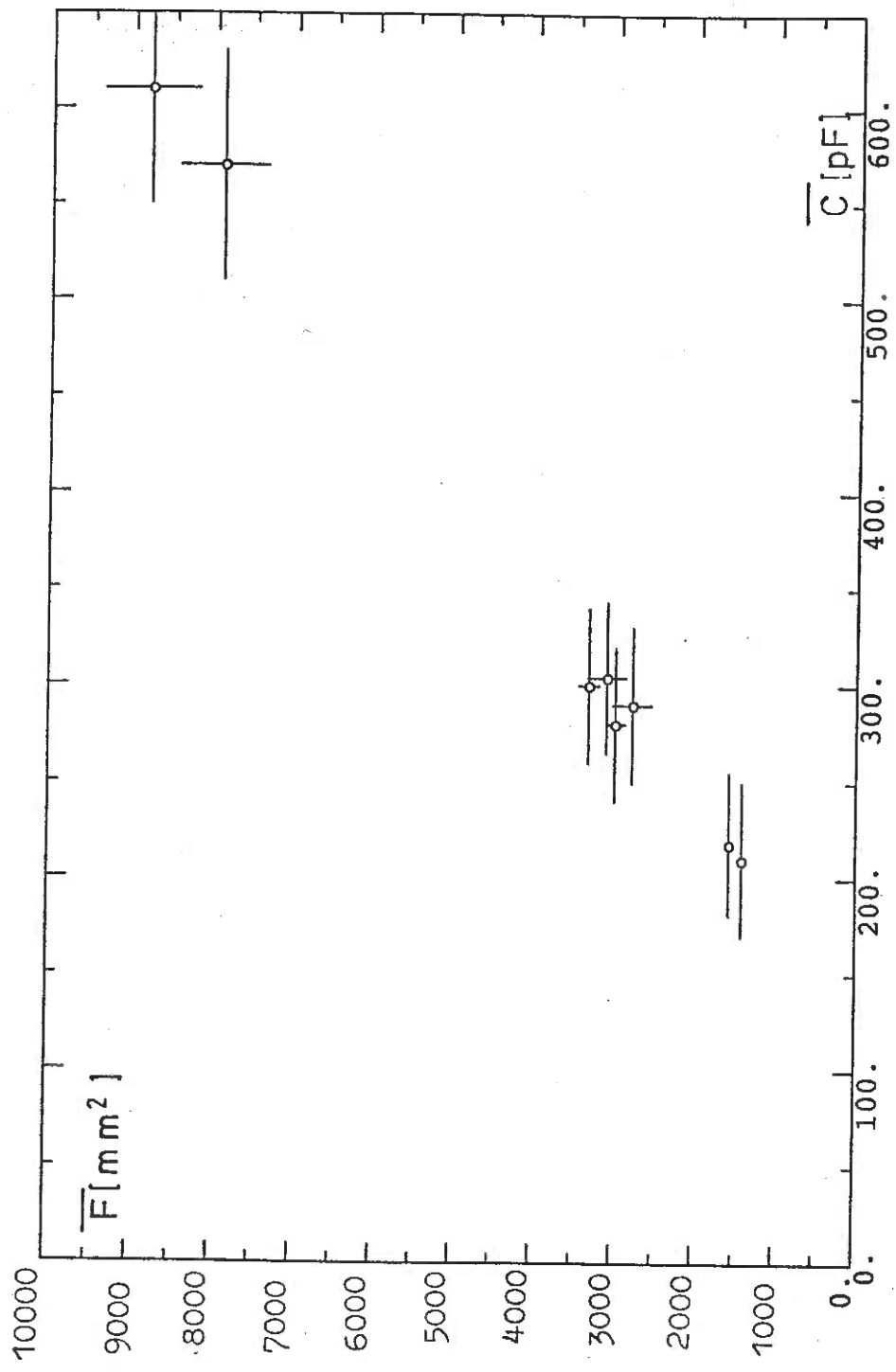


Abb. 17 : Mittlere Kapazität gegen mittlere Fläche der Pads in den vier Padzeilen.

Abb. 18 : Schematischer Aufbau zur Messung des Übersprechens

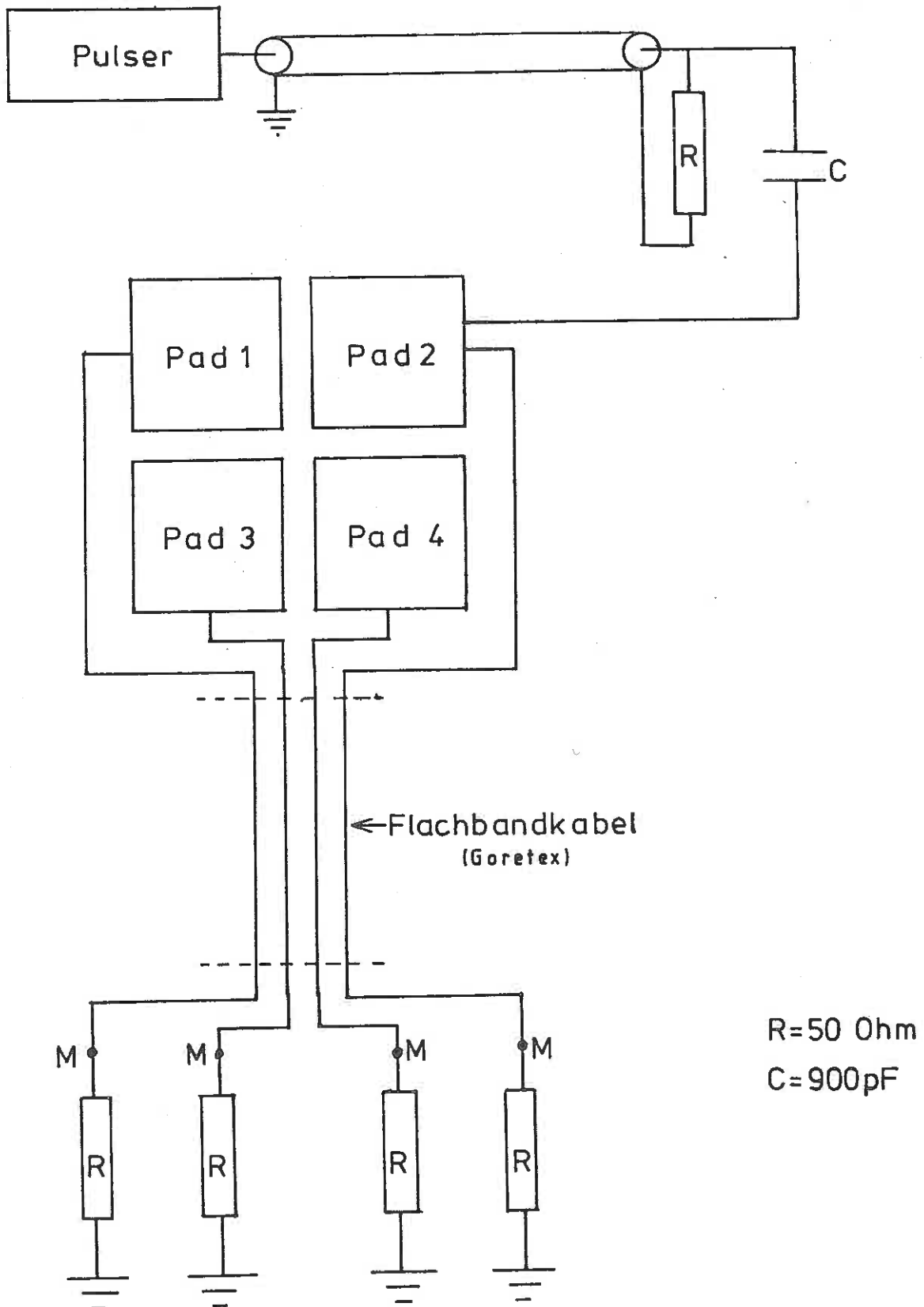


Abb.19 : Zusammenstellung der Photos für die Messung des Übersprechens.

Photo 1: Signal des Pulsers und Antwort des gepulsten Pads.

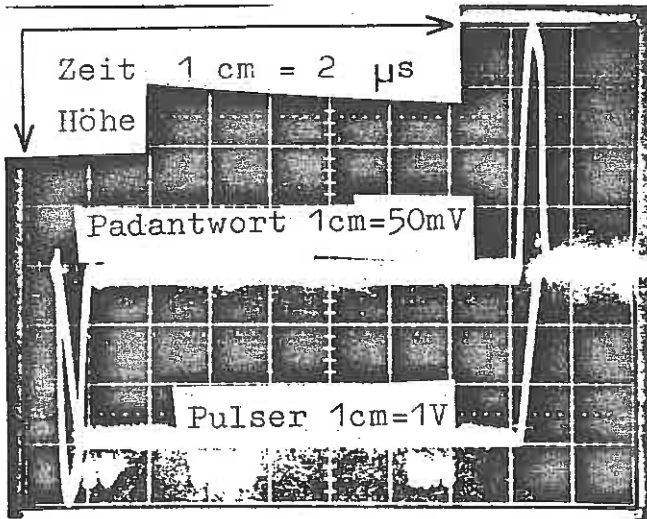


Photo 2 : Signal des Pulsers und Antwort des gepulsten Pads. (Zeitausschnitt)

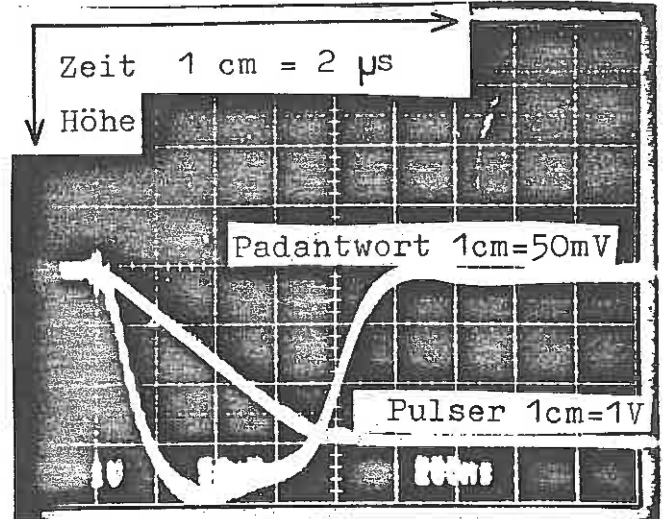


Photo 3: Signal des gepulsten Pads und Übersprechsignal des Nachbarpads. (Kantenlänge 12.7 cm, Kabellänge 220 cm )

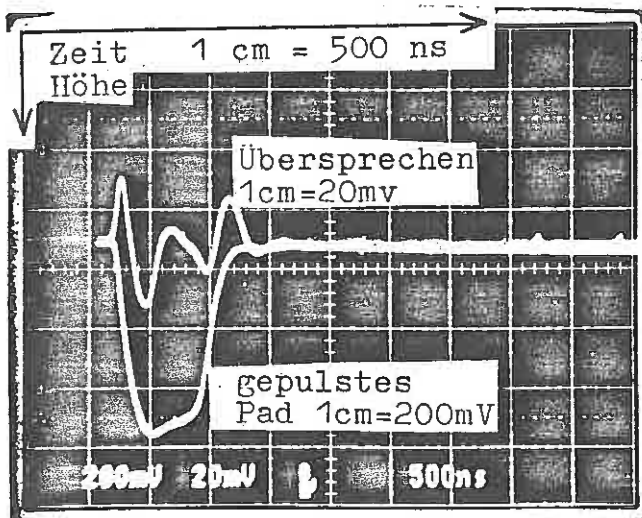


Photo 4 : Signal des gepulsten Pads und Übersprechsignal des Nachbarpads. (Kantenlänge 12.7 cm, Kabellänge 27 cm )

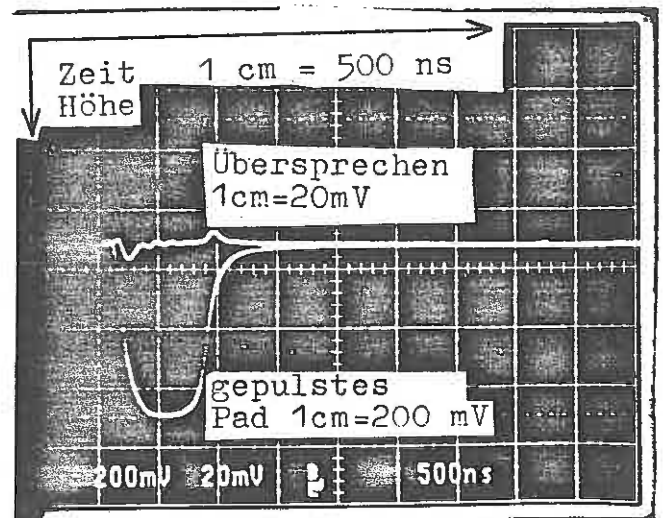


Abb. 20 : Übersprechen in % gegen Kantenlänge in cm.  
(Kabellänge = 2.2 m)

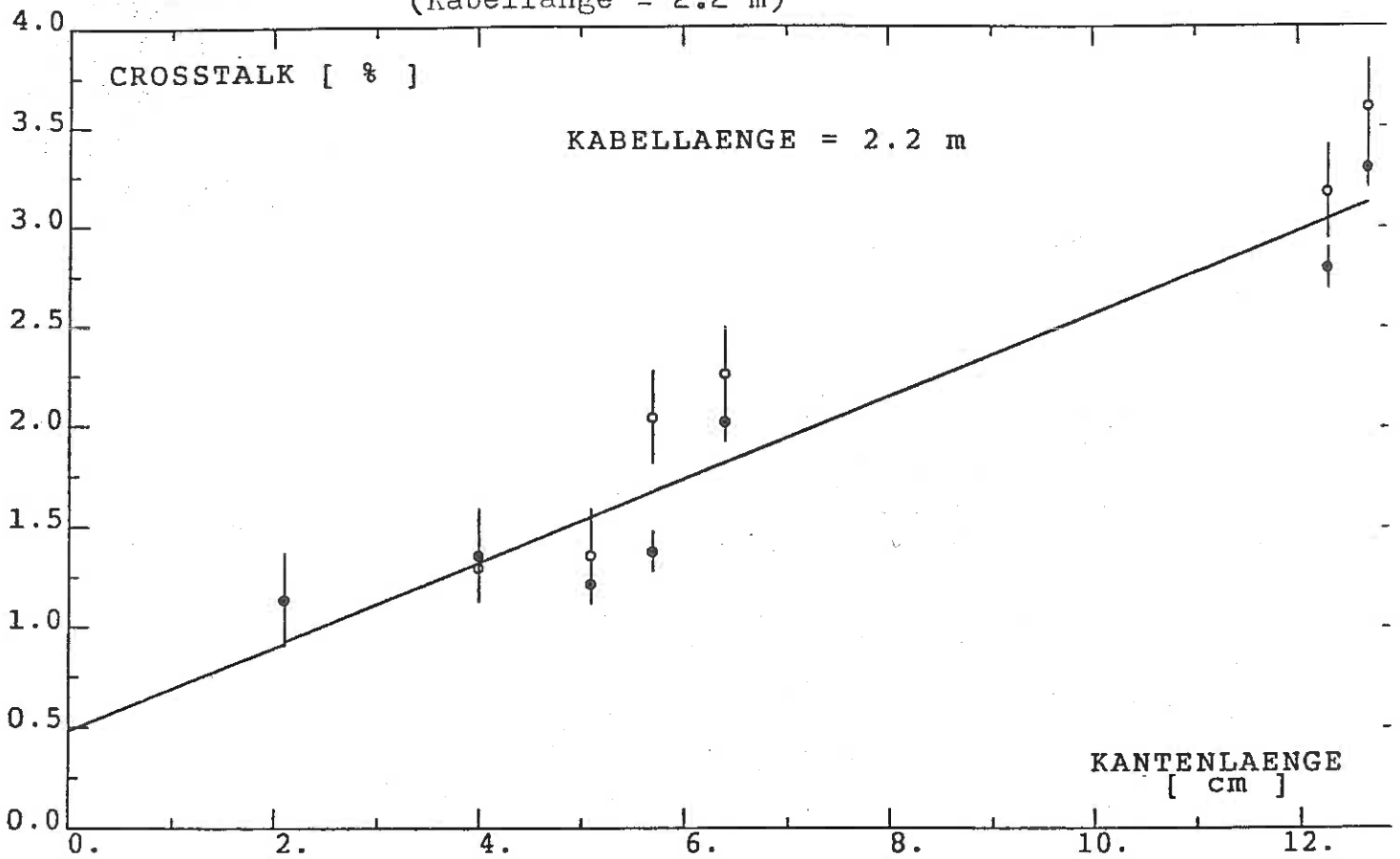


Abb. 21 : Übersprechen in % gegen Kantenlänge in cm.  
(Kabellänge = 1.2 m)

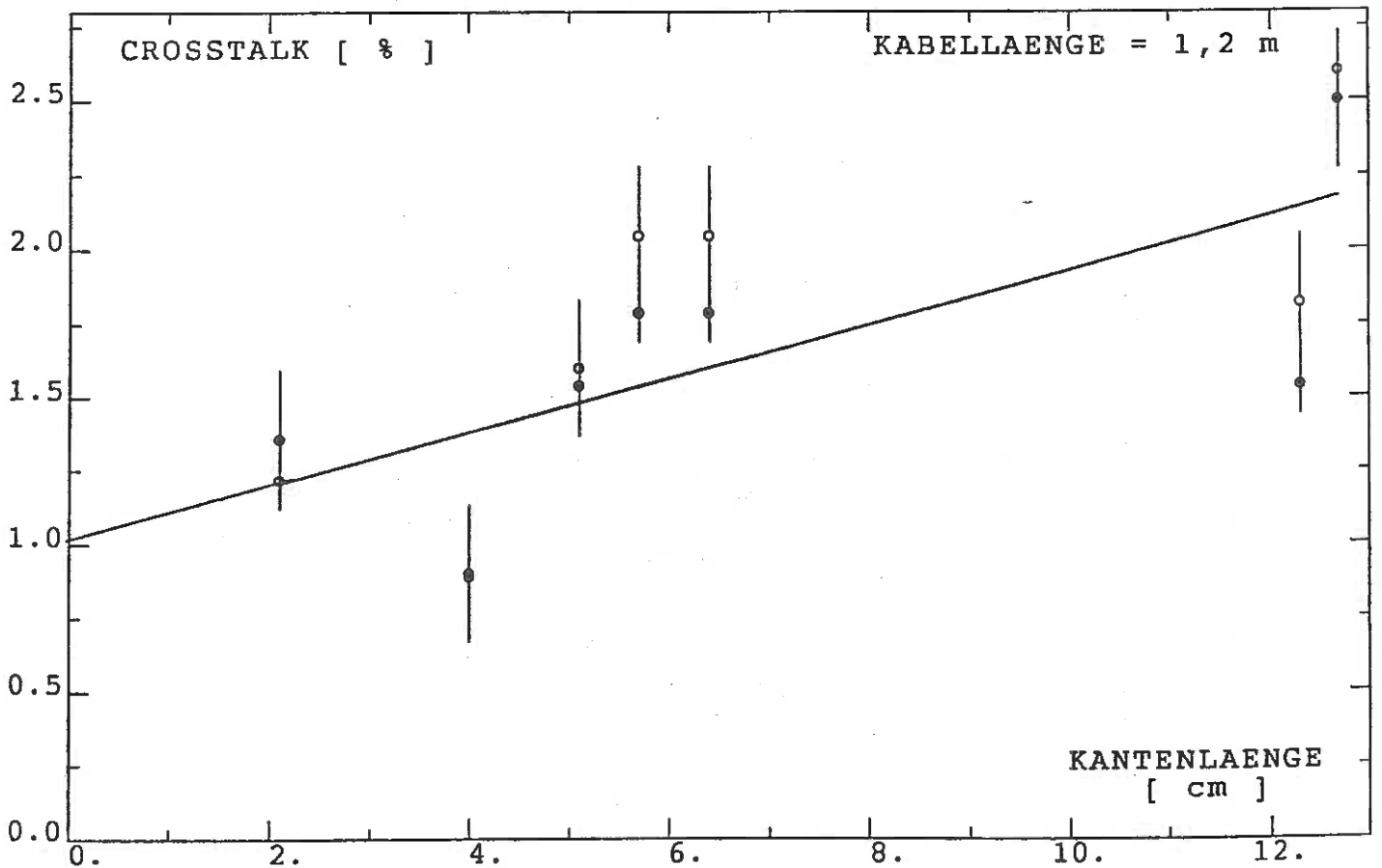


Abb. 22 : Übersprechen in % gegen Kantenlänge in cm.  
(Kabellänge = 27 cm)

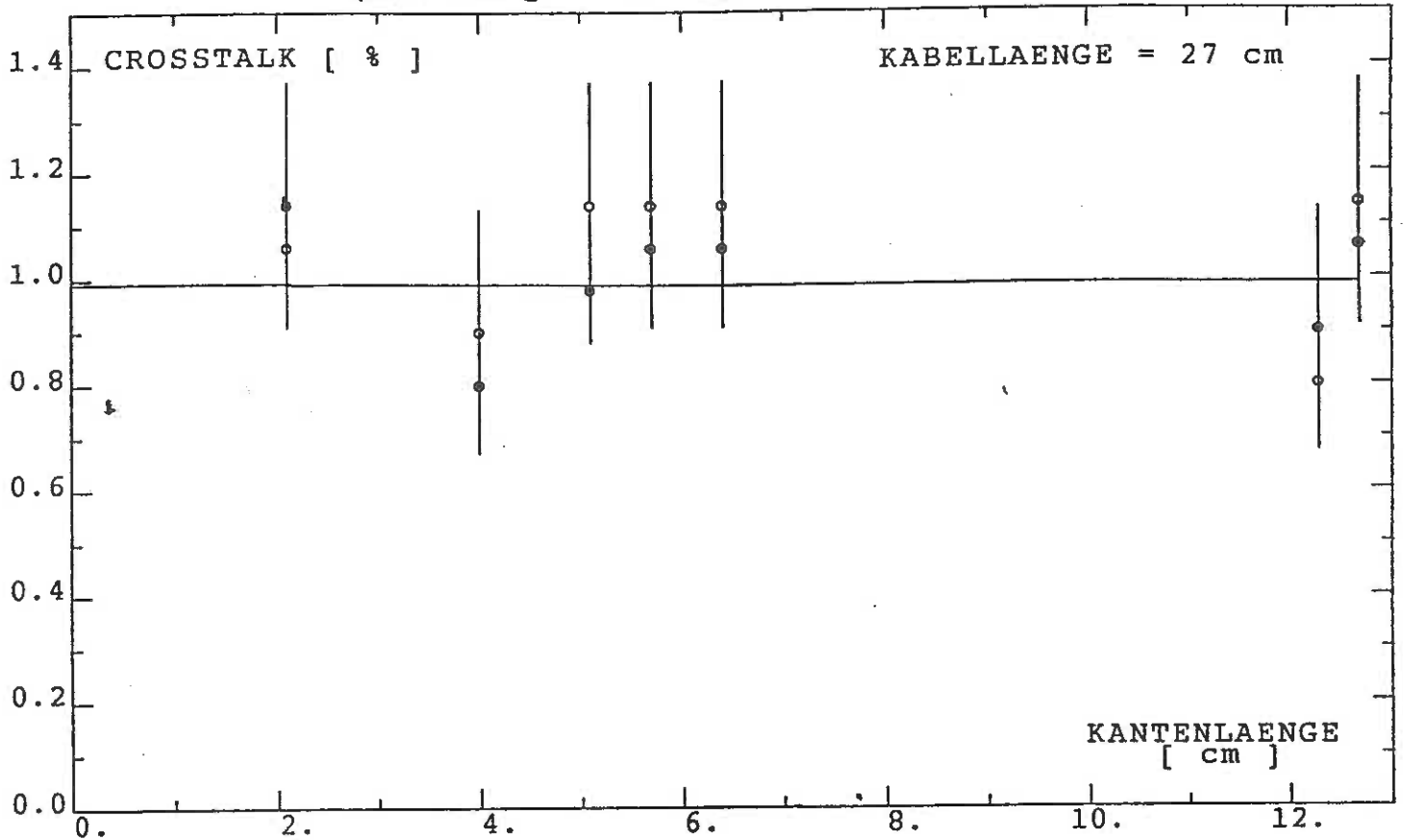


Abb. 23 : Zusammenfassung des Übersprechens in %  
gegen die Kantenlänge in cm.

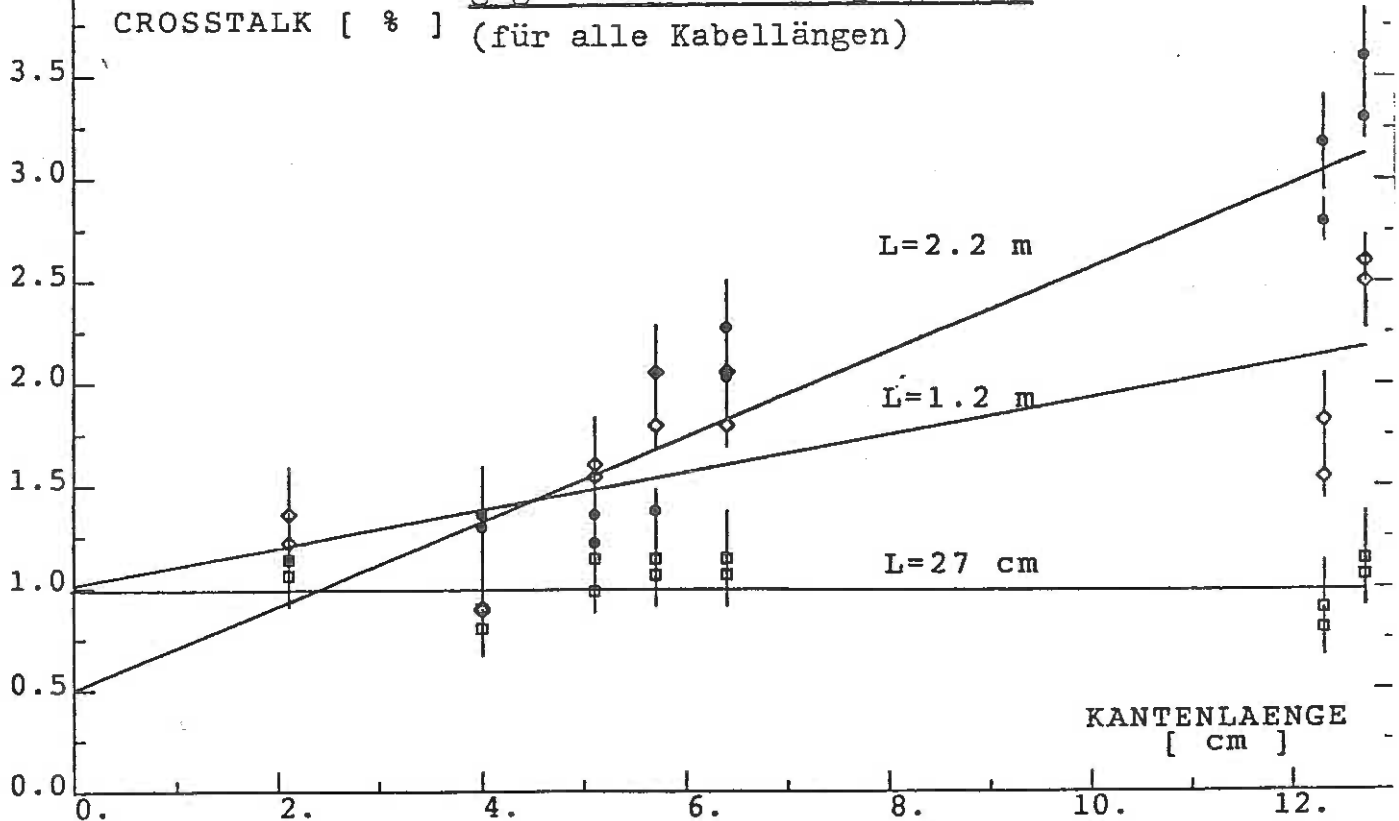
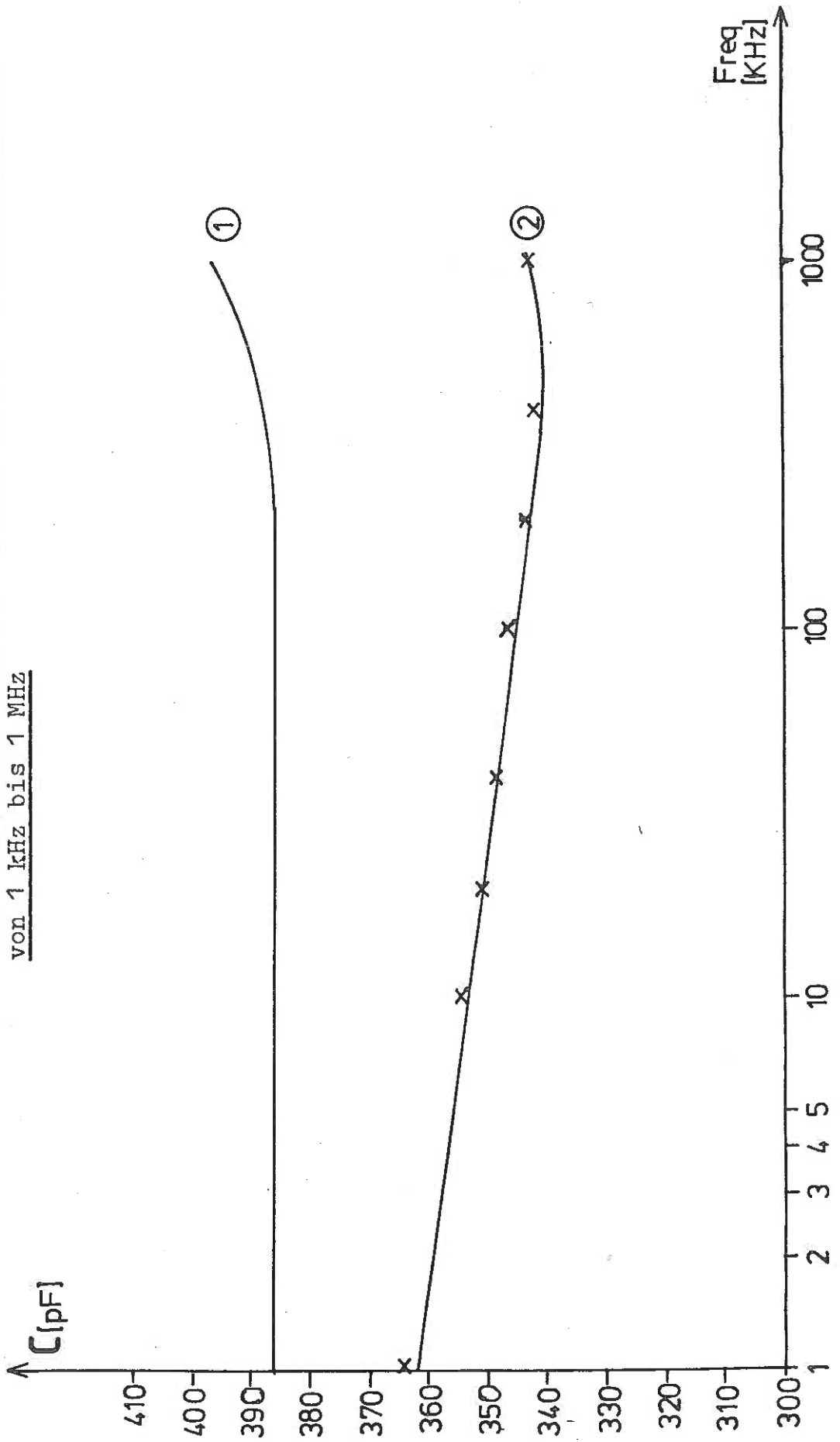




Abb. 24: Abhängigkeit der gemessenen Kapazität von der Meßfrequenz.  
Meßwerte und zwei verschiedene Anpassungen im Frequenzbereich  
von 1 kHz bis 1 MHz



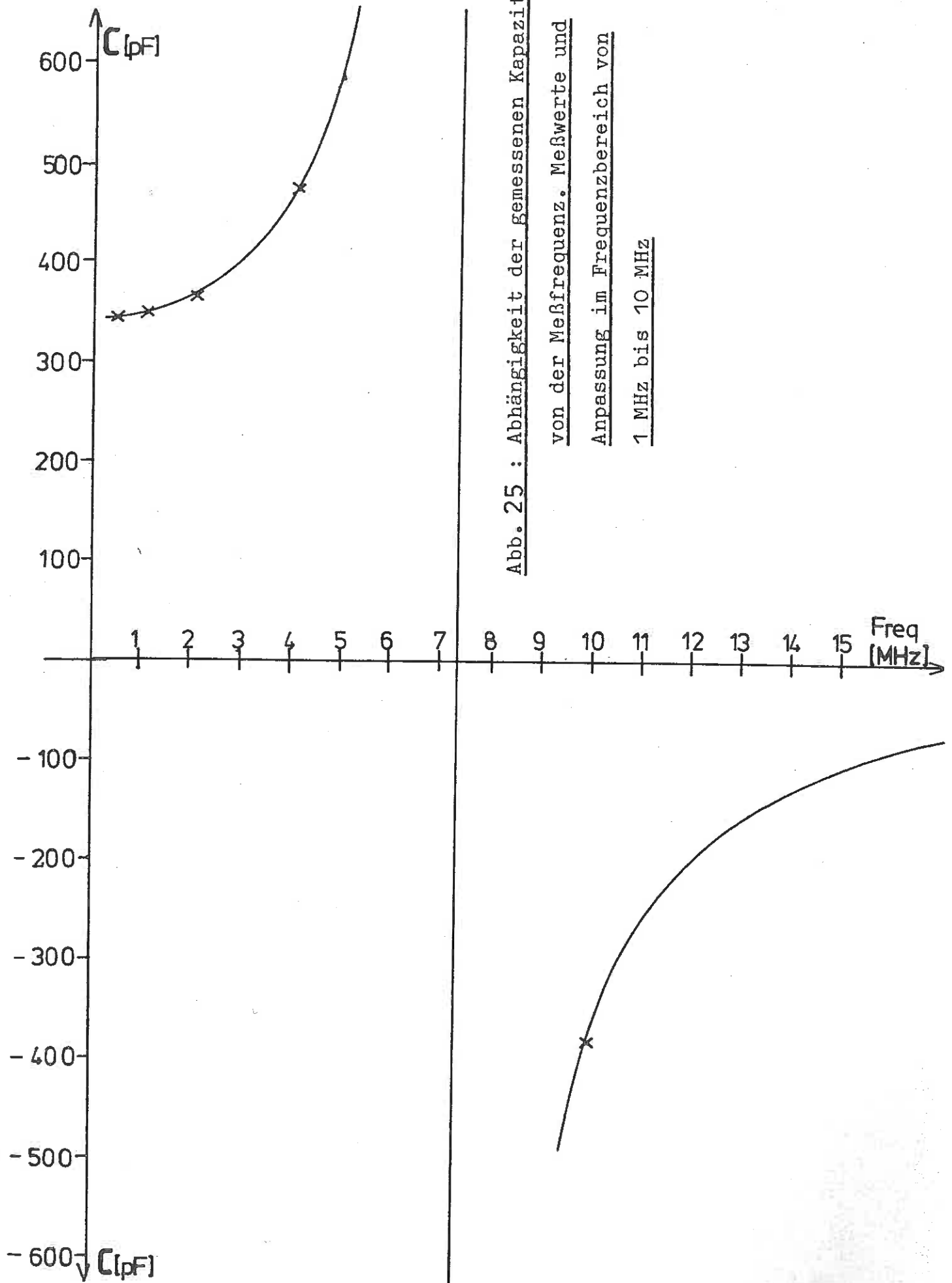


Abb. 25 : Abhängigkeit der gemessenen Kapazität  
von der Meßfrequenz. Meßwerte und  
Anpassung im Frequenzbereich von  
1 MHz bis 10 MHz

Abb. 26: Mechanischer Aufbau des Testsegmentes am CERN (Prinzip)

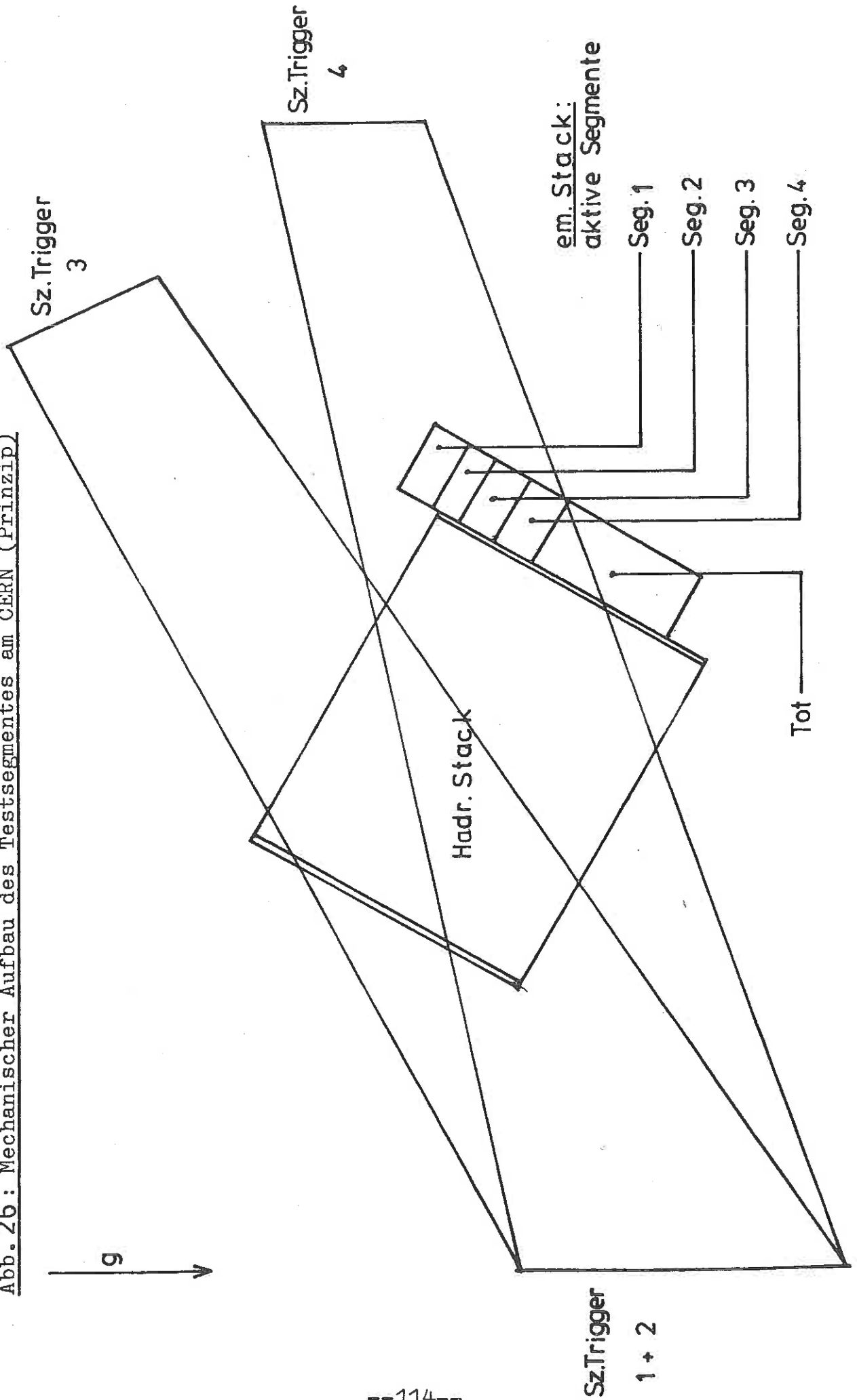
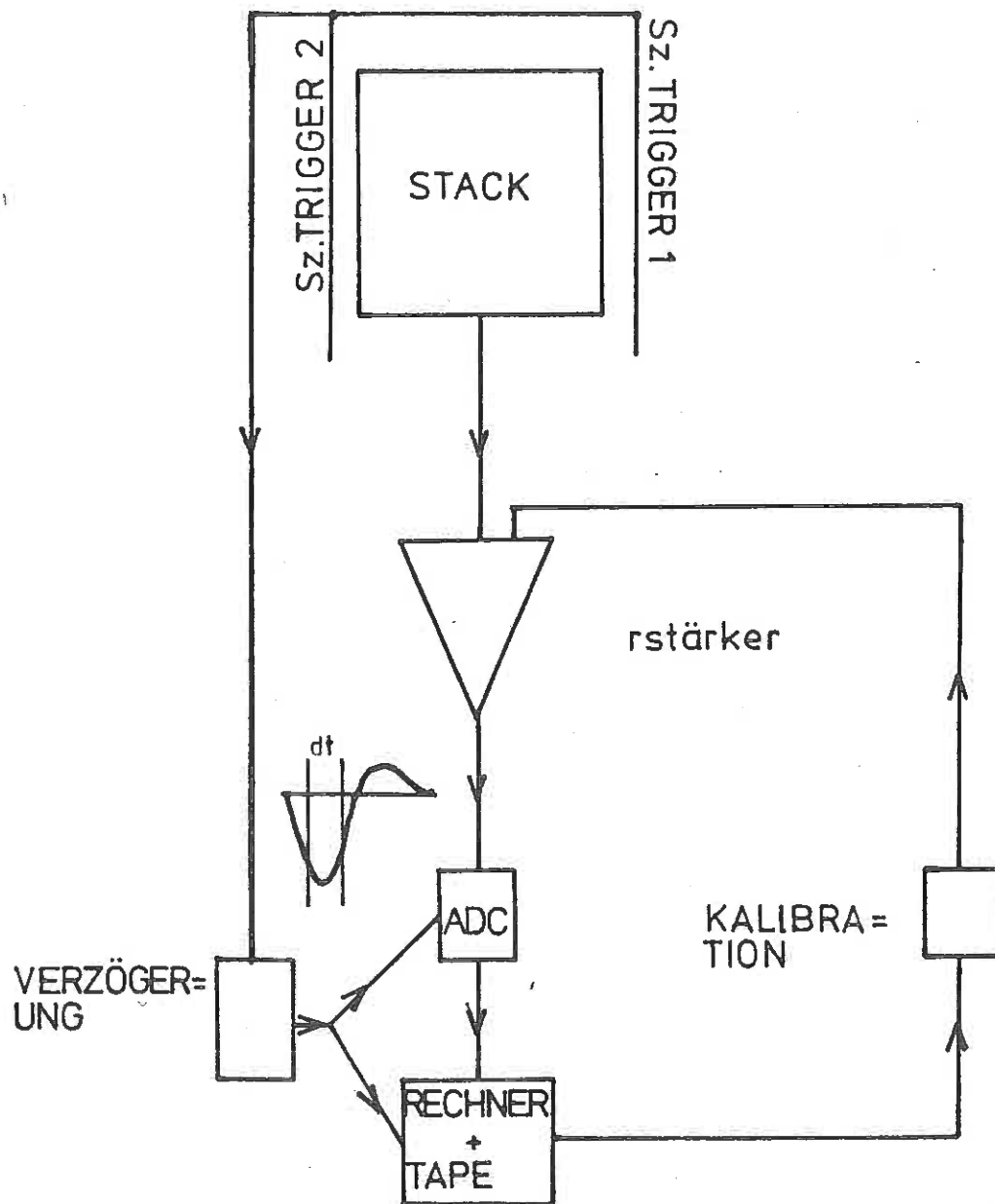


Abb.27: Aufbau der Elektronik am Testsegment am CERN



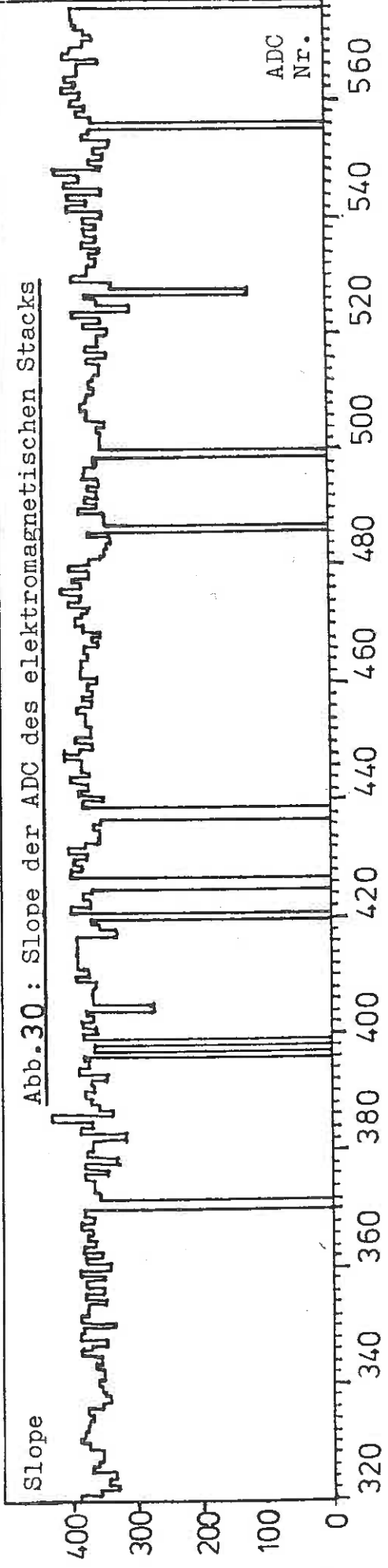
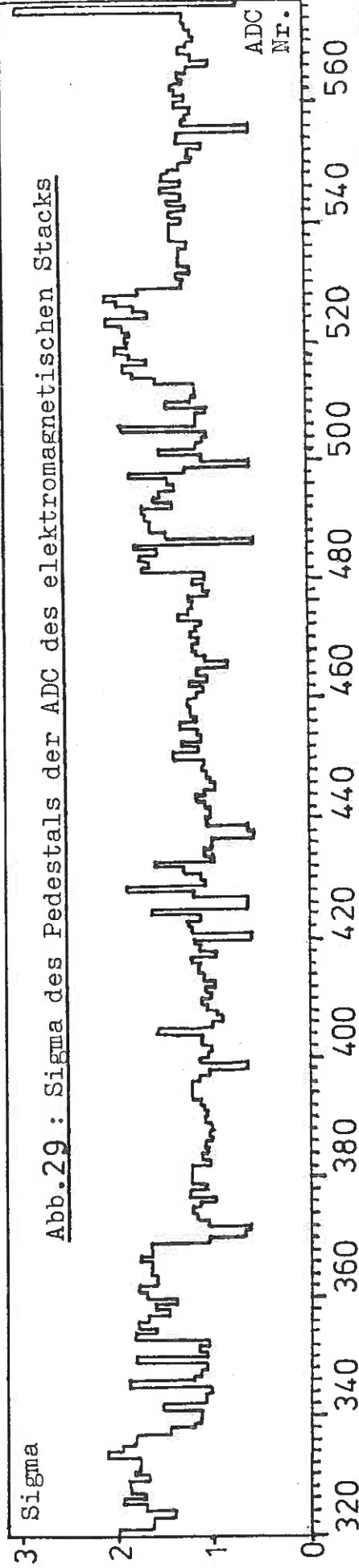
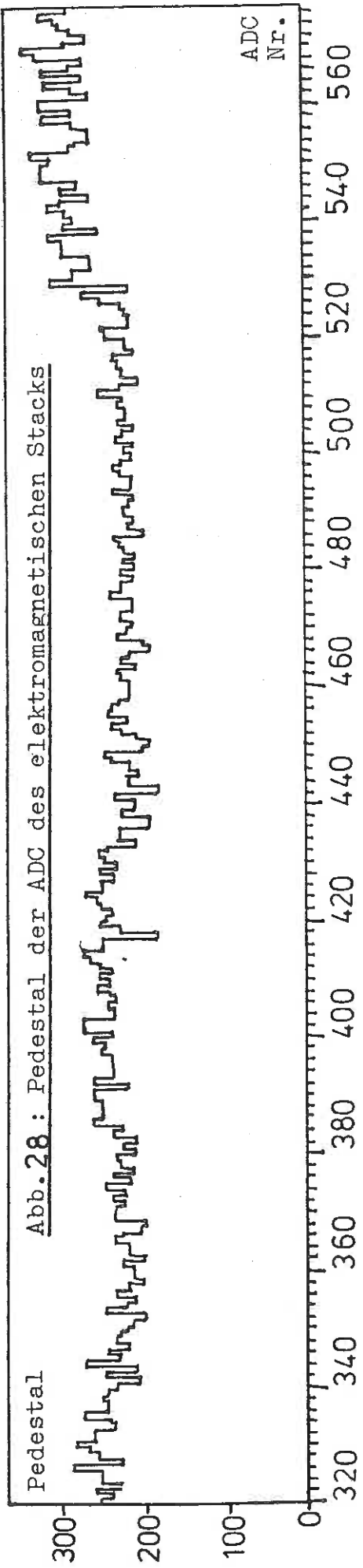
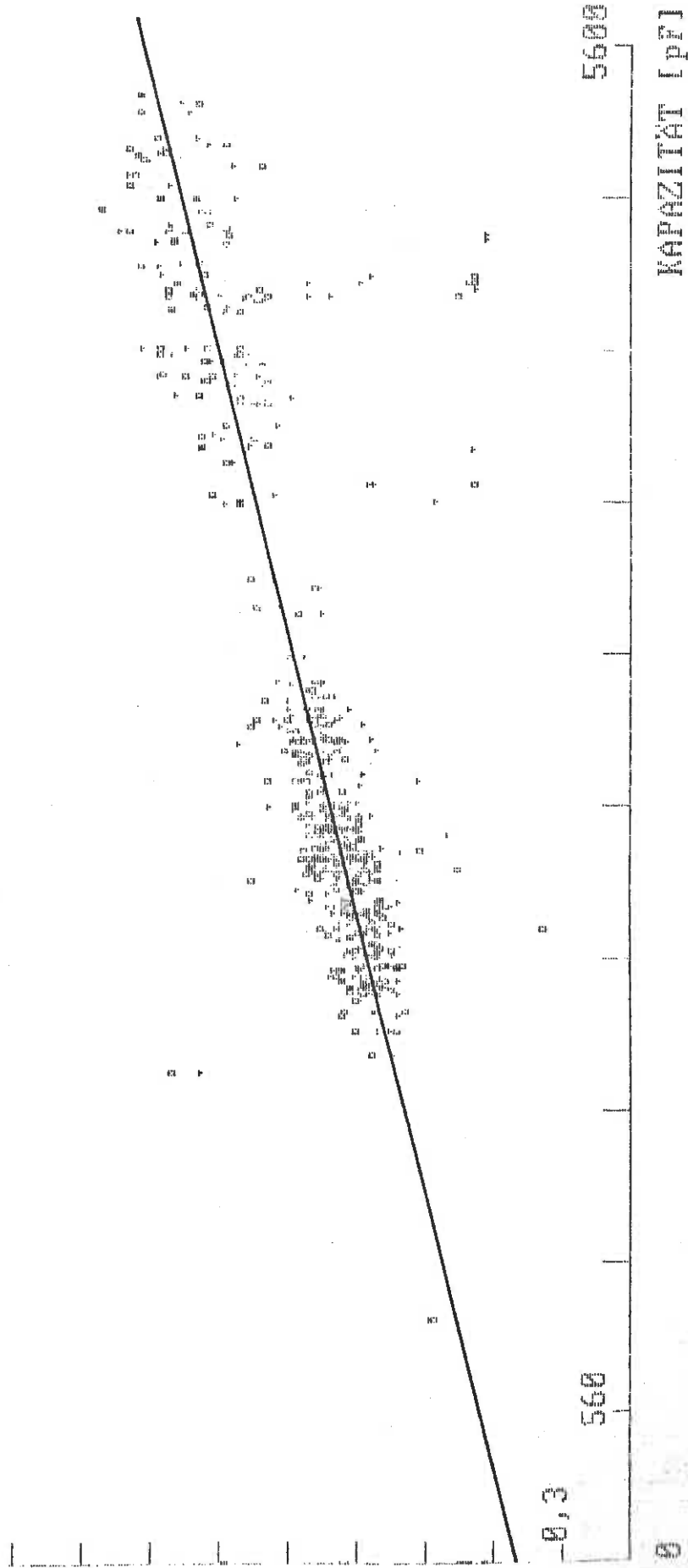


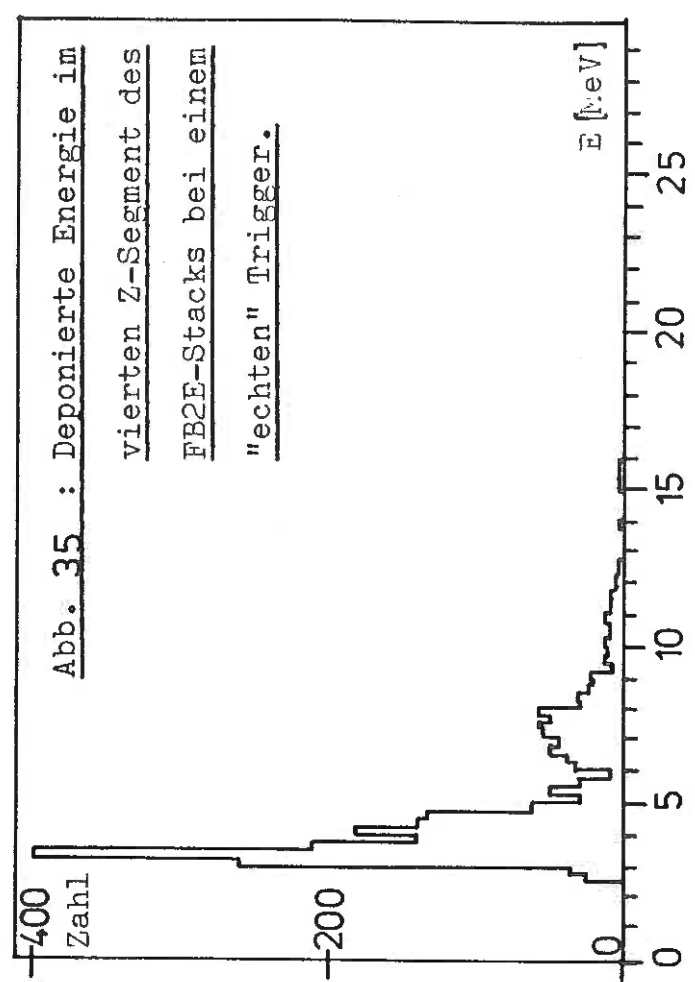
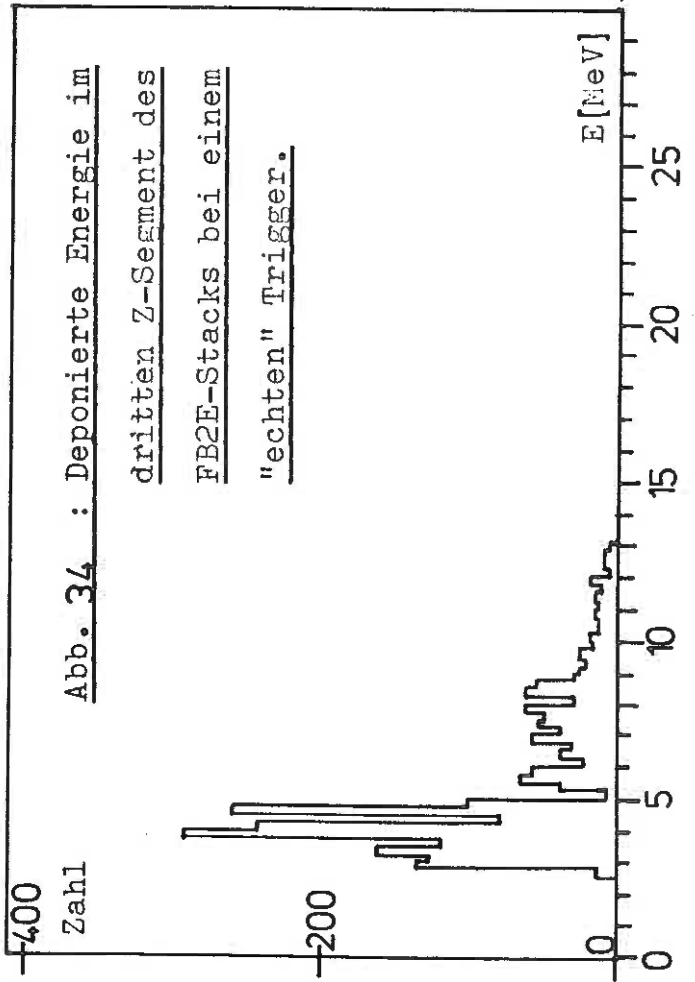
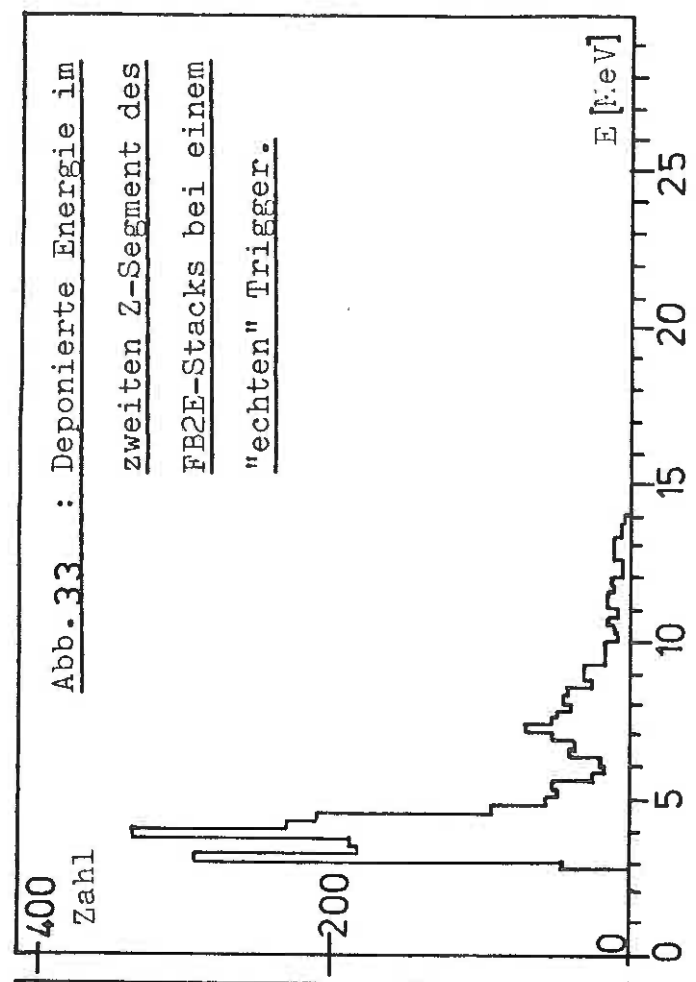
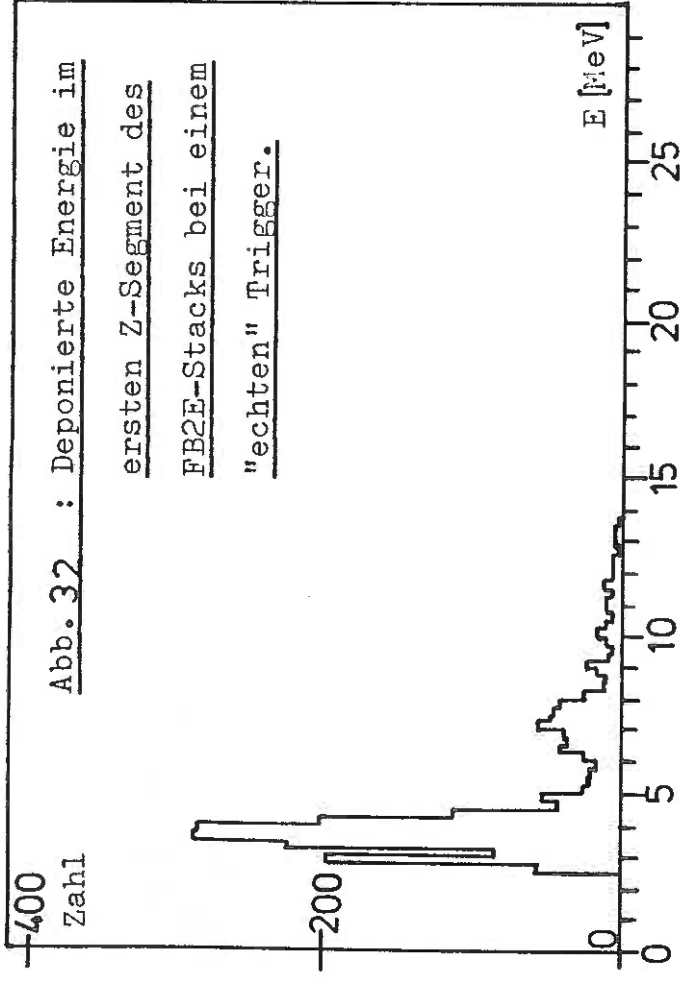
Abb. 31: Sigma der ADC des elektromagnetischen Stacks gegen die Kapazität der entsprechenden Kanäle bei verschiedenen Hochspannungen

3 kV = □      2 kV = ▼

SIGMA

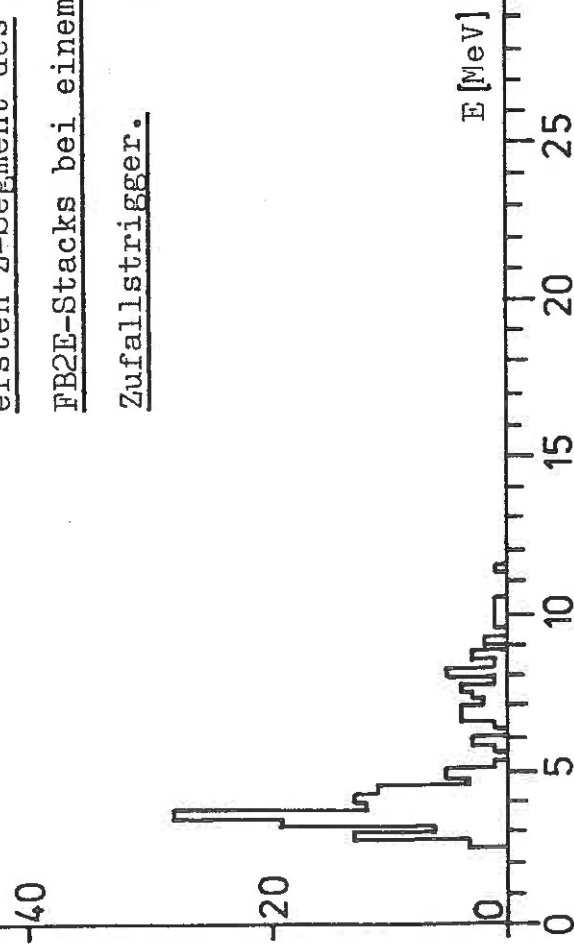
-3





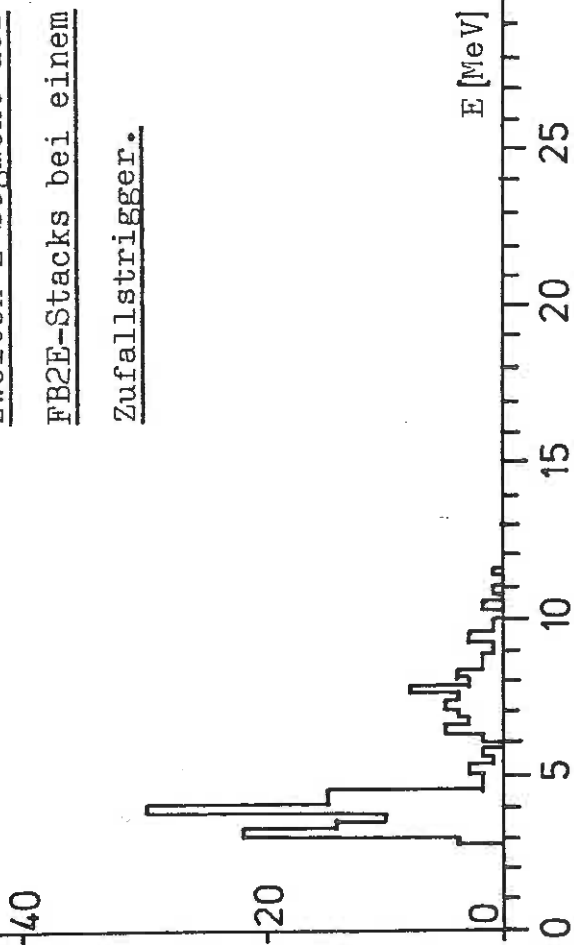
Zahl

Abb. 36 : Deponierte Energie im  
ersten Z-Segment des  
FB2E-Stacks bei einem  
Zufallstrigger.



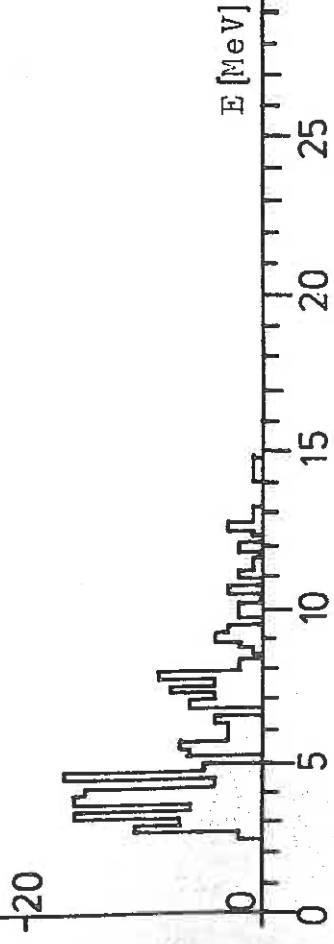
Zahl

Abb. 37 : Deponierte Energie im  
zweiten Z-Segment des  
FB2E-Stacks bei einem  
Zufallstrigger.



Zahl

Abb. 38 : Deponierte Energie im  
dritten Z-Segment des  
FB2E-Stacks bei einem  
Zufallstrigger.



Zahl

Abb. 39 : Deponierte Energie im  
vierten Z-Segment des  
FB2E-Stacks bei einem  
Zufallstrigger.

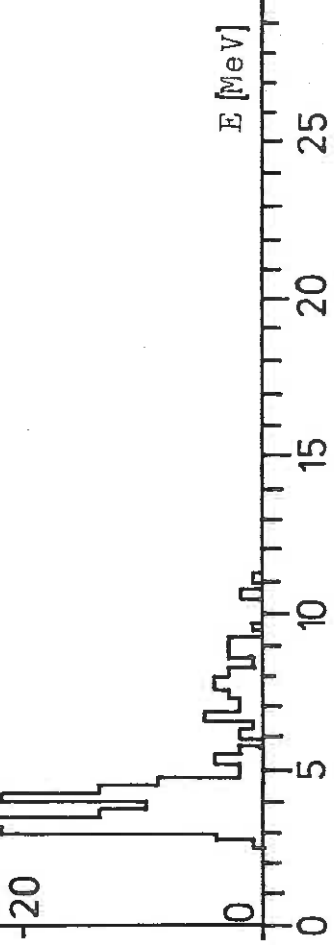




Abb. 40 : Aufbau des automatischen Teststandes für Hochspannungstests.

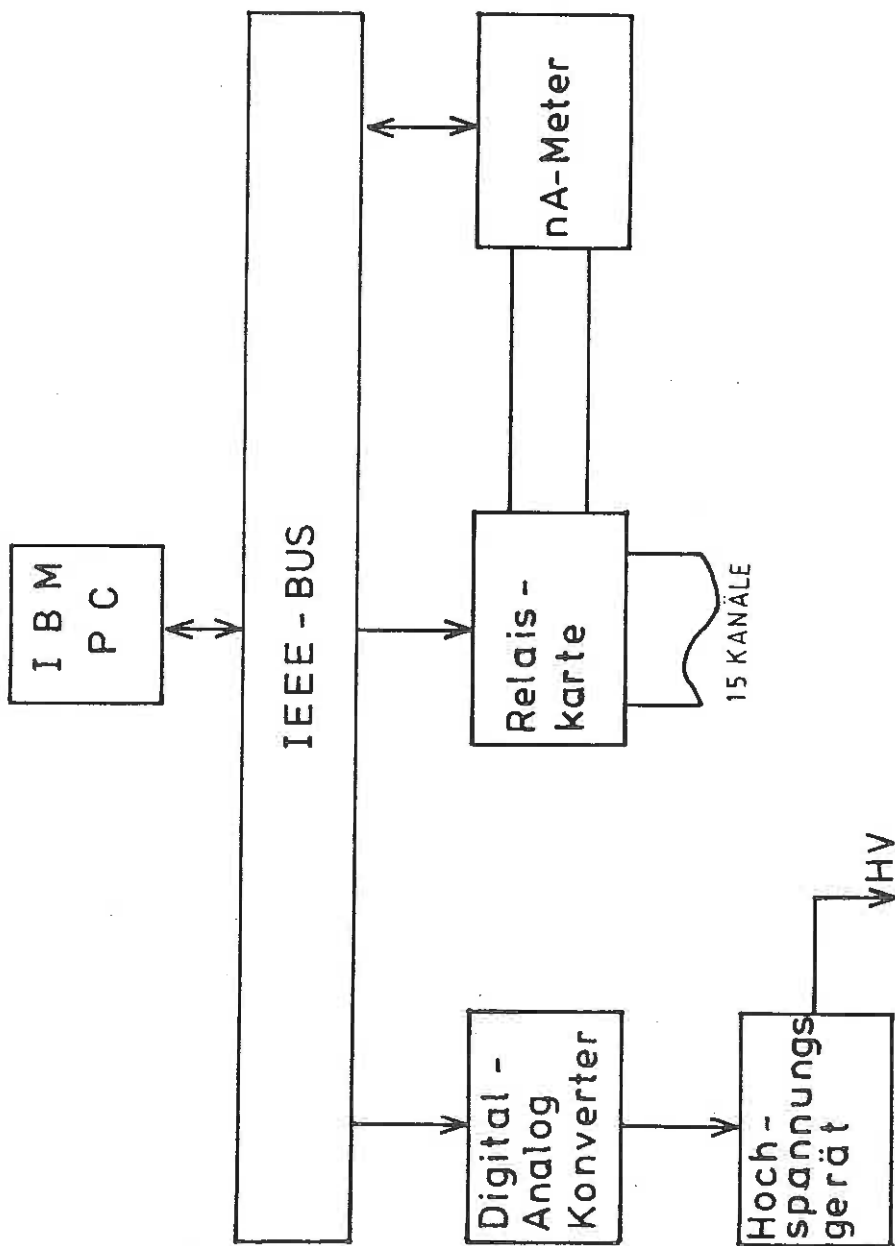


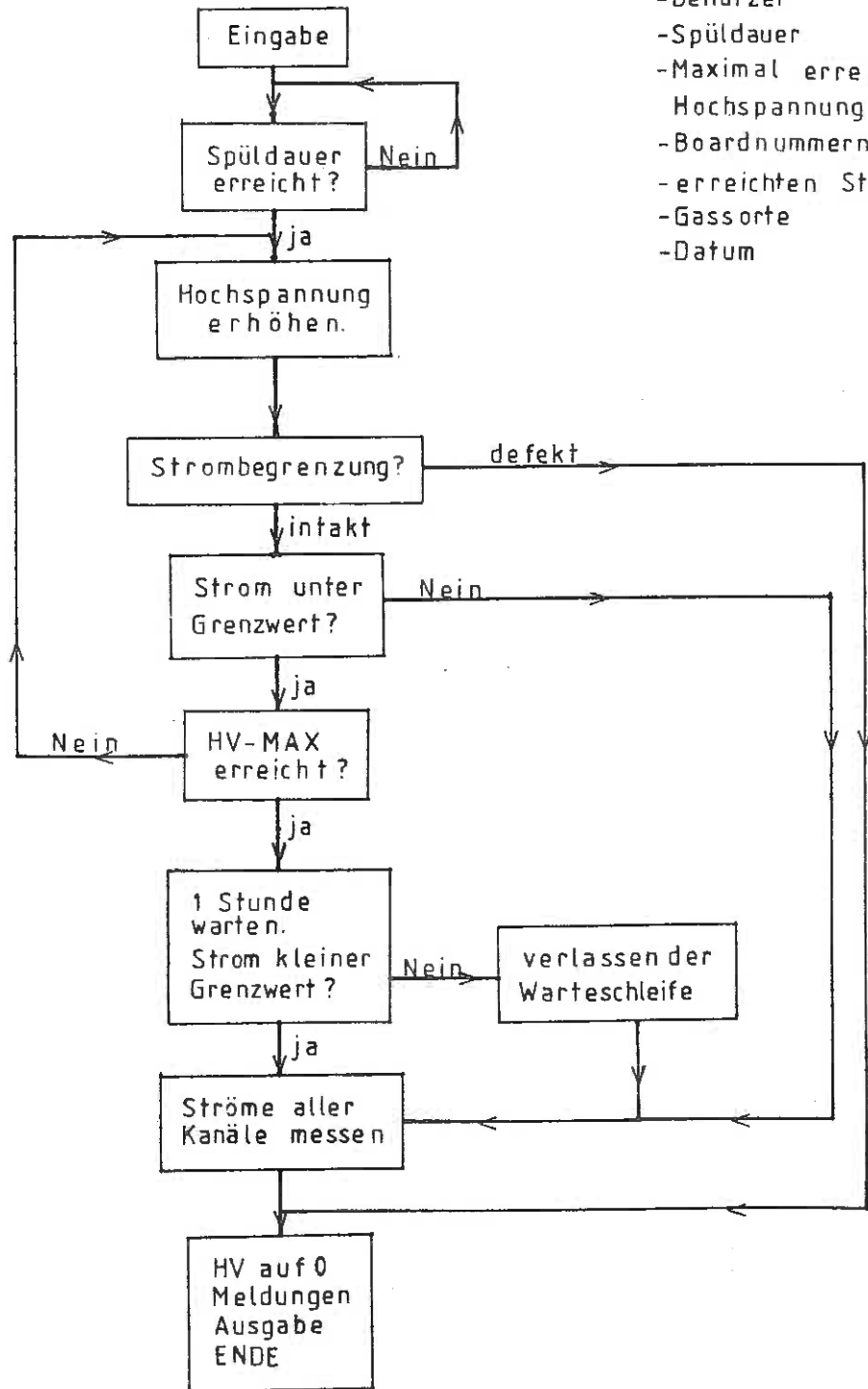
Abb.41 : Ablaufplan des Programms HVTEST

Eingabe:

- Benutzer
- Spüldauer
- Maximale Hochspannung
- Boardnummern
- Gassorte

Ausgabe:

- Benutzer
- Spüldauer
- Maximal erreichte Hochspannung
- Boardnummern
- erreichten Ströme
- Gassorte
- Datum



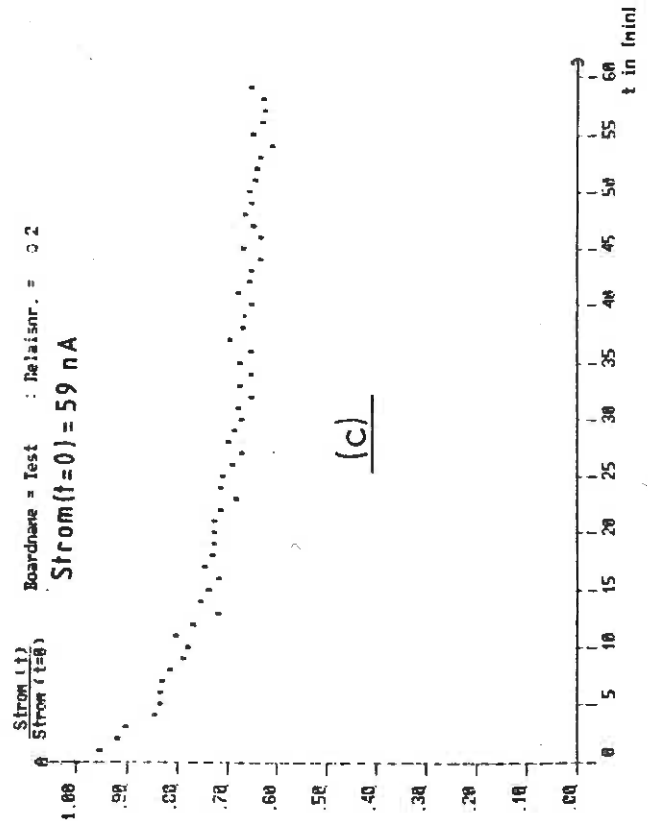
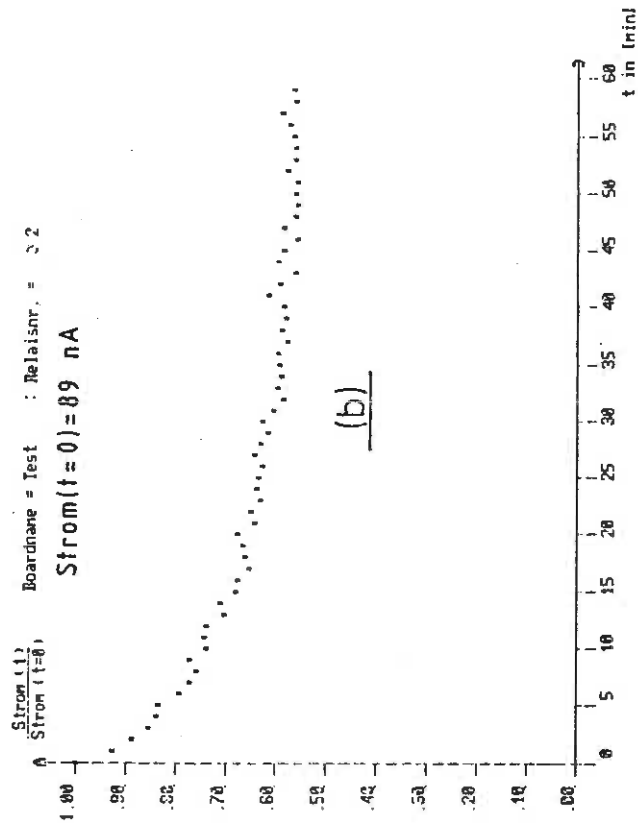
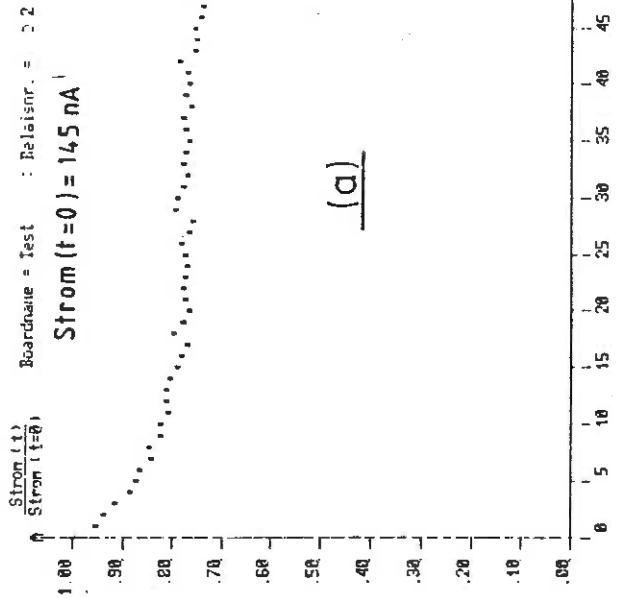


Abbildung : 42

Strom eines HV-Boards bei 2500 Volt in :

- a) Luft
- b) Stickstoffatmosphäre (Spülzeit 3 Std.  
Kastenvolumen dreimal gewechselt)
- c) Stickstoffatmosphäre (Spülzeit 10 Std.  
Kastenvolumen zehnmal gewechselt)

Abb. 43 : Aufbau für den automatischen Teststand für die Kontrolle der Serienproduktion der Padboards.

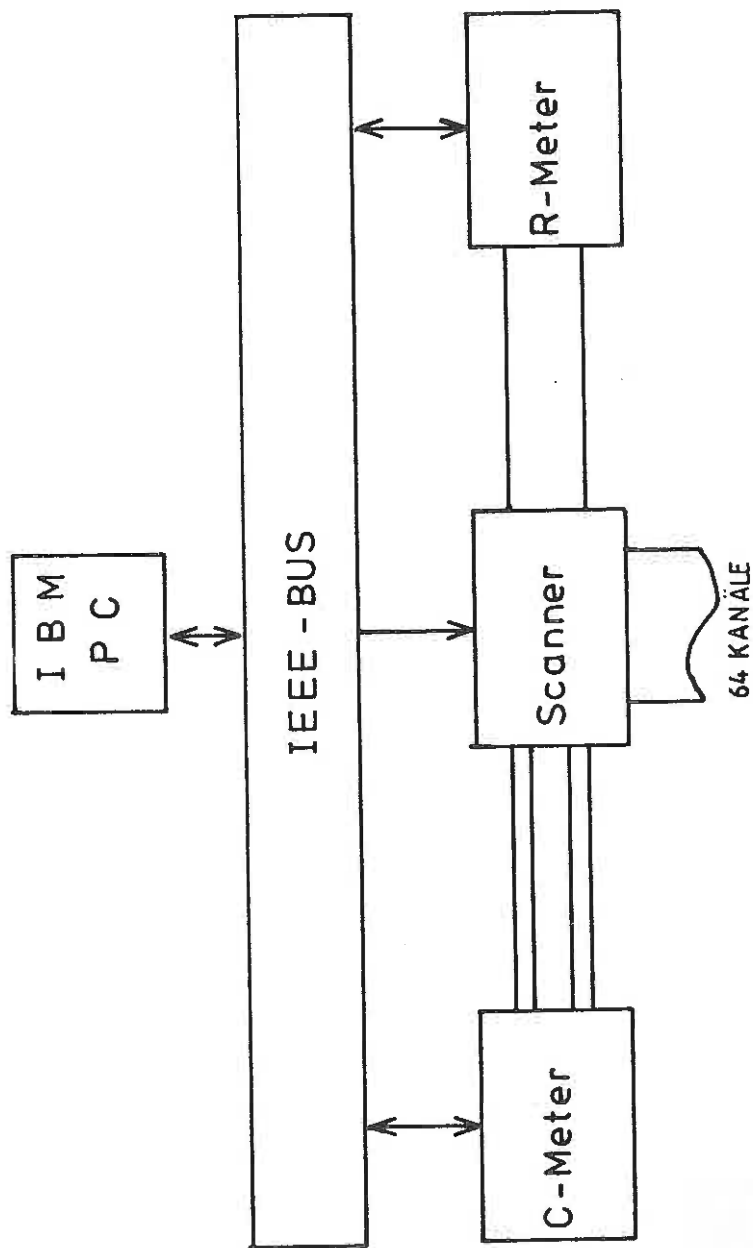
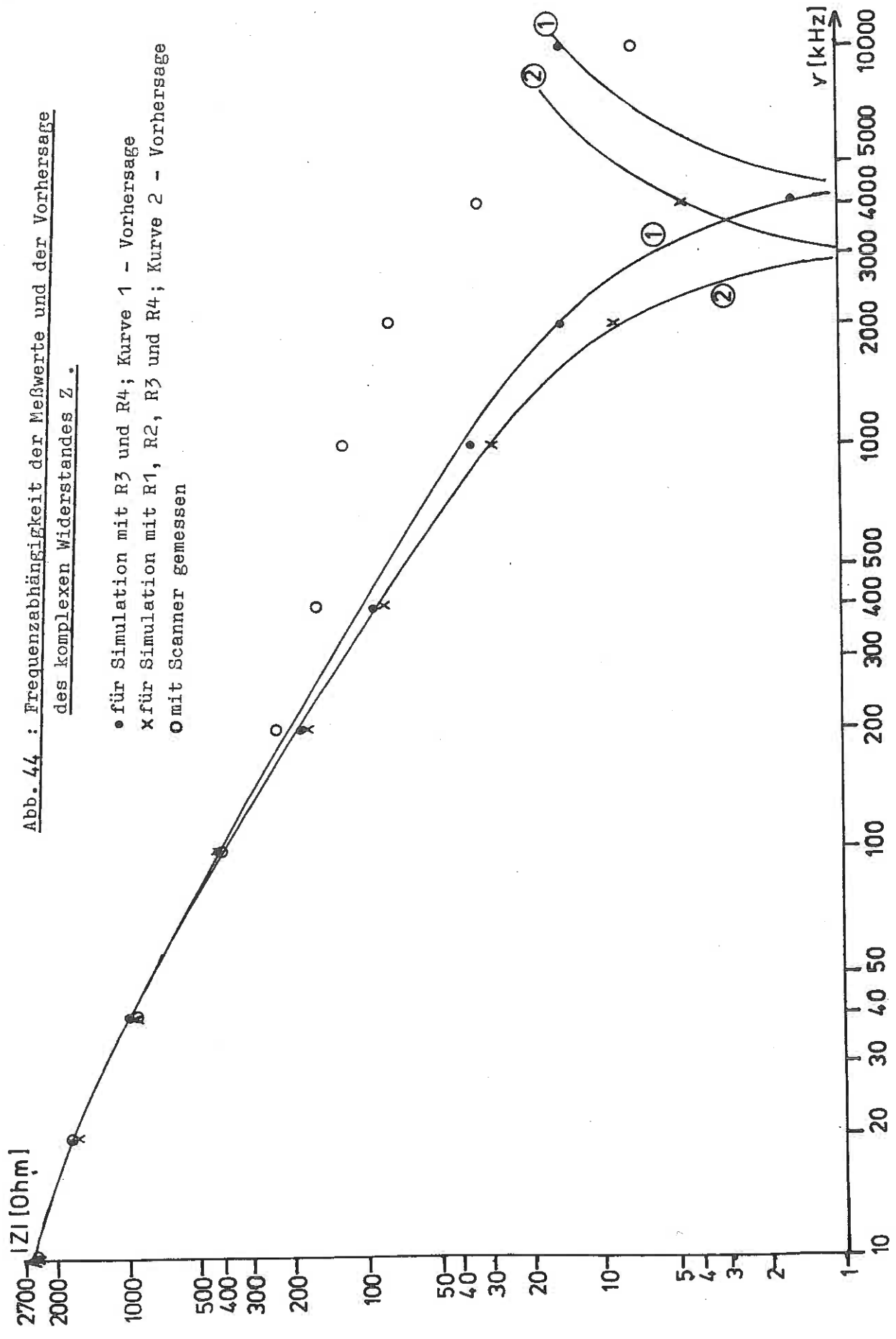


Abb. 44 : Frequenzabhängigkeit der Meßwerte und der Vorhersage  
des komplexen Widerstandes Z .

- für Simulation mit R3 und R4; Kurve 1 - Vorhersage
- x für Simulation mit R1, R2, R3 und R4; Kurve 2 - Vorhersage
- o mit Scanner gemessen



Theta [°] Abb. 45 : Frequenzabhängigkeit der Meßwerte und der Vorhersage des Phasenwinkels  $\theta$ .

- für Simulation mit R3 und R4; Kurve 1 - Vorhersage
- x für Simulation mit R1, R2, R3 und R4; Kurve 2 - Vorhersage
- o mit Scanner gemessen.

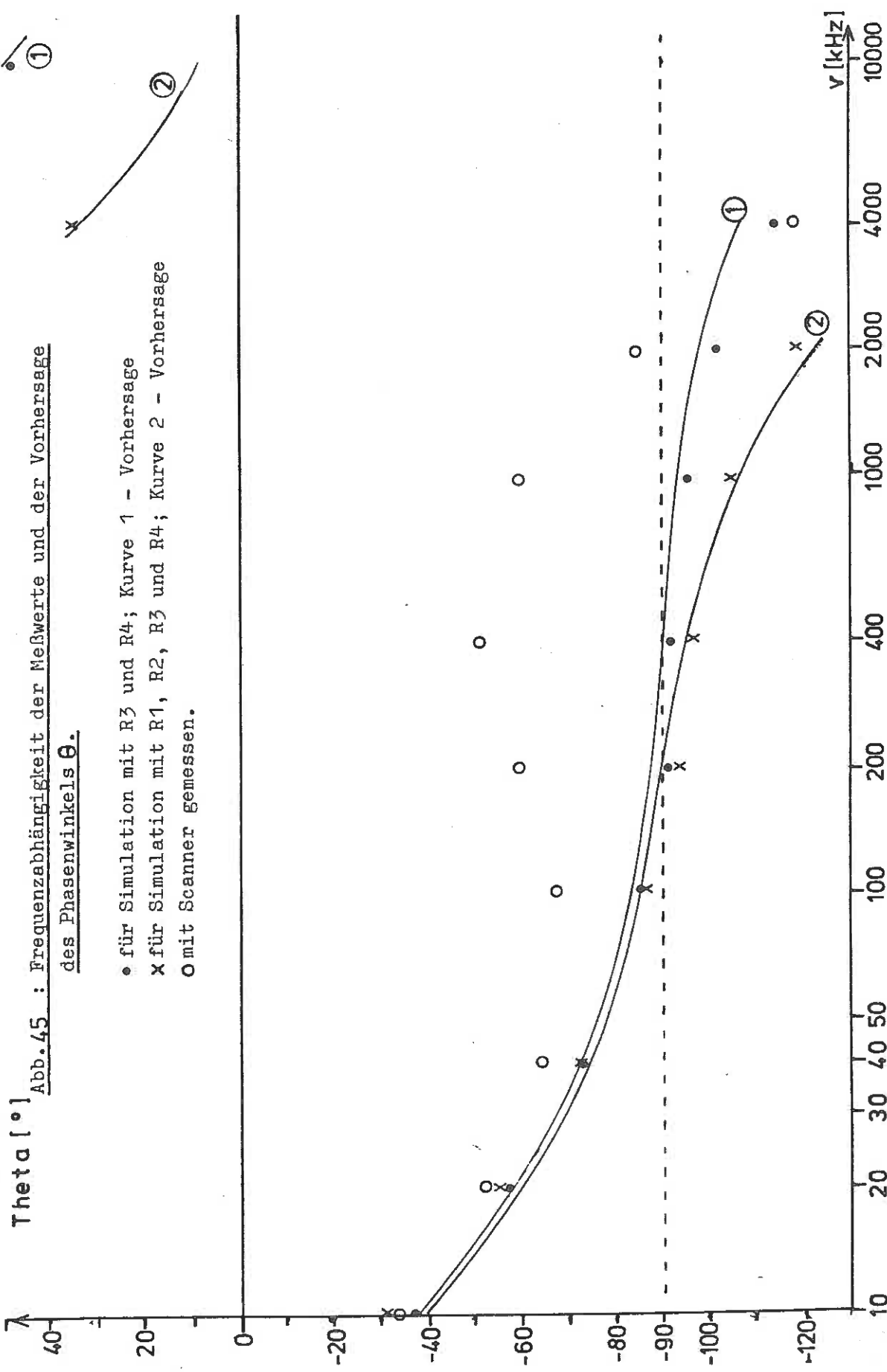


Abb.46 : Diodenfüllstandsanzeiger für Flüssigstickstoff

Benutzte Bauteile :

R1	Widerstand	150	k $\Omega$
R2	Widerstand	20	k $\Omega$
R3	Widerstand	450	$\Omega$
T1	Trimmer	21	k $\Omega$
D1	Diode im Kryostaten		
D2	Leuchtdiode		
K	Komparator (LM339)		

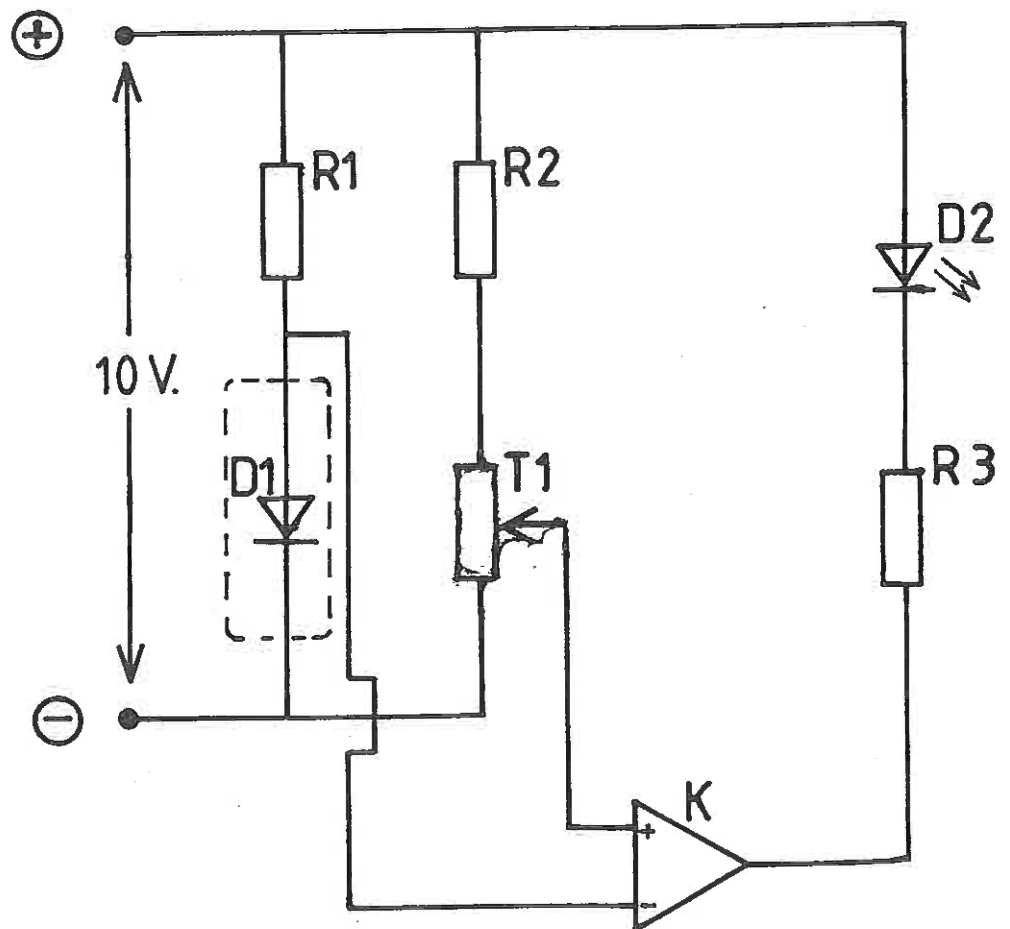


Abb.47 : Füllstandssteuerung für Flüssigstickstoff

Benutzte Bauteile :

- R1 Widerstand 22  $\Omega$
- R2 Heizwiderstand 100  $\Omega$  im Kryostaten
- R3 Widerstand 3  $k\Omega$
- T1 Trimmer 2.2  $k\Omega$
- Tr Transistor
- Re Relais 2 x Schließer
- D Schutzdiode
- M Magnetventil Öffner
- K Komparator (LM339)

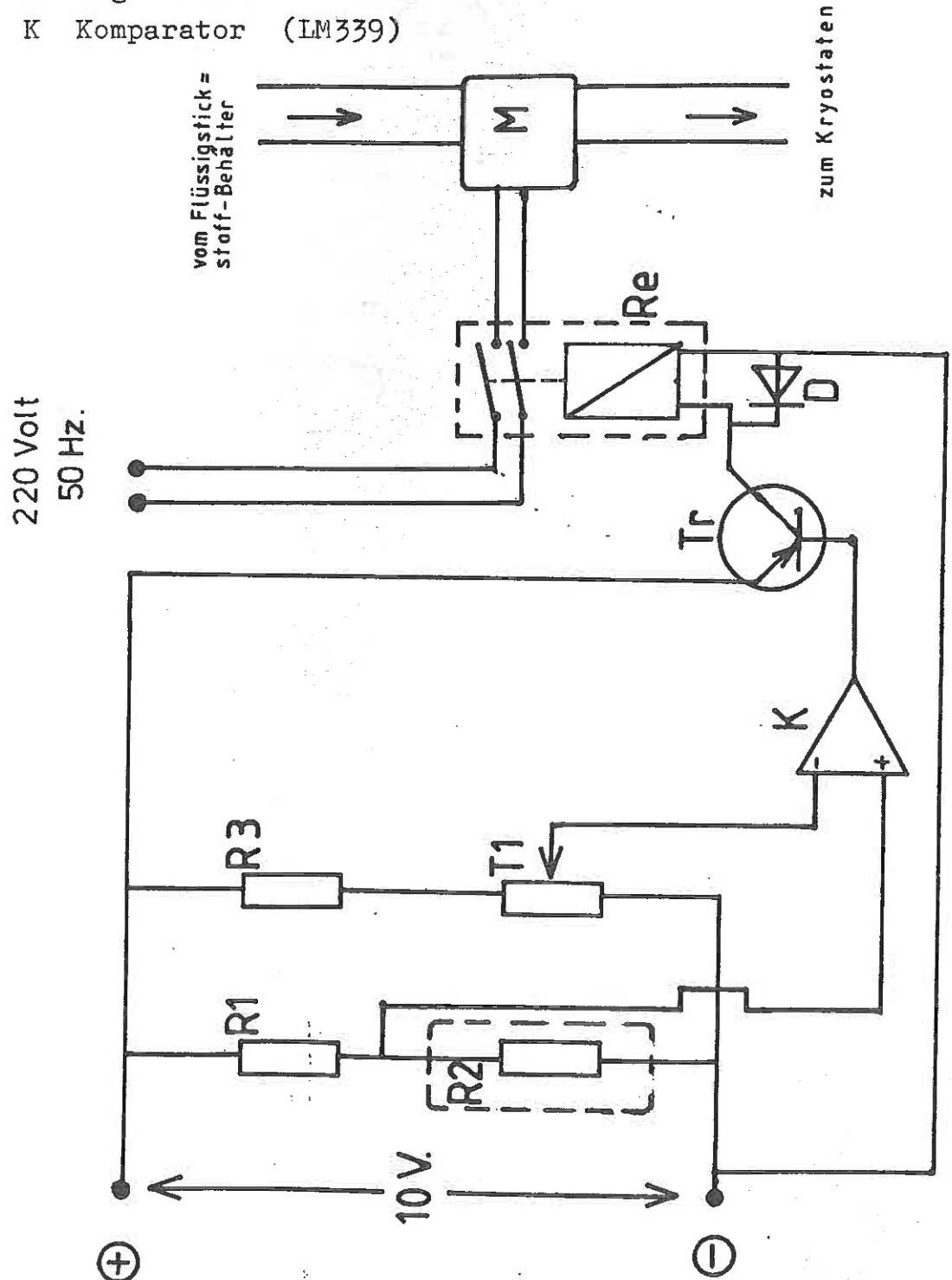




Abb.48 : Ersatzschaltbild des Scanners (Prinzip für vier Kanäle)

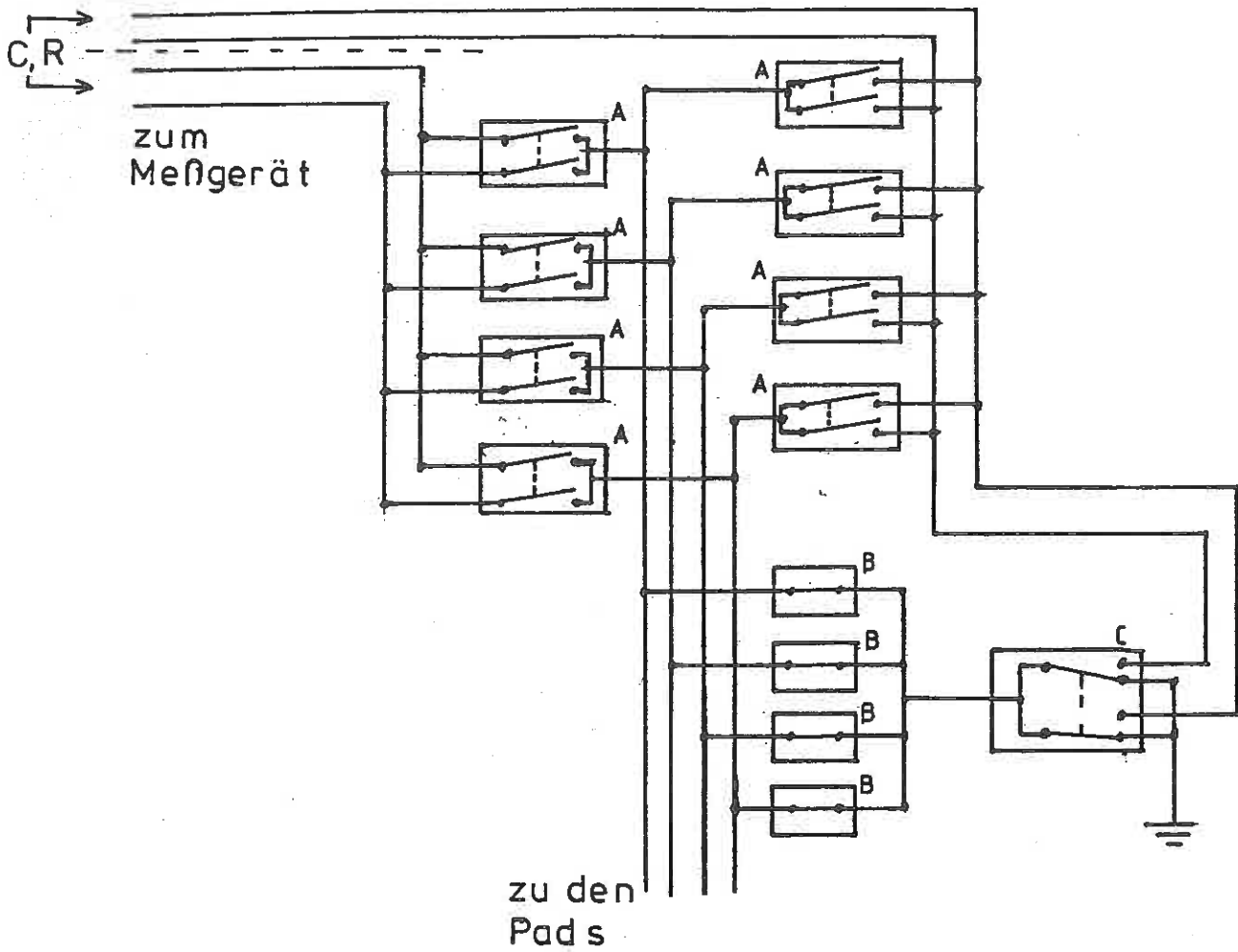


Abb.49 : Schaltbild der Relaiskarte (Prinzip)

