

Interner Bericht

DESY F56-69/1

August 1969

DESY-Bibliothek
3 J. EP. 969

Überblick über nukleare Meßmethoden

Sommer 1969

Stuckenberg

Wahl

Krolzig

Integrierte Schaltkreise (H.J. Stuckenberg)

1. Halbleiter-Begriffe

1.1 Transistoren sind dreipolige Gebilde aus halbleitendem Material mit 2 pn-Übergängen, von denen einer zwischen Emitter und Basis normalerweise leitend ist, der andere zwischen Basis und Kollektor in Sperrichtung vorgespannt wird. Ladungsträger, und zwar bei npn-Typen Elektronen, bei pnp-Typen positive Löcher, werden vom Emitter in die Basis injiziert, dort verbreiten sie sich durch Diffusion, bis sie, vom starken Kollektorsperrfeld angezogen, dorthin wandern, wo sie gesammelt werden. Das Halbleitermaterial ist vorwiegend Silizium, seltener Germanium, beide zum Stromführen mit n- oder p-leitenden Stoffen diffundiert.

1.2 Die Herstellung geschieht nach dem Planarverfahren (Bild 1),

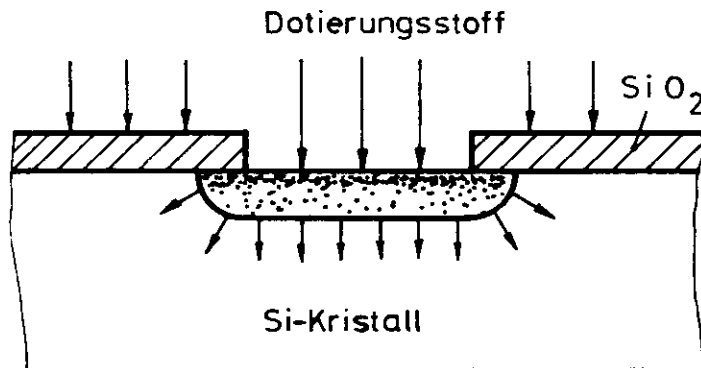
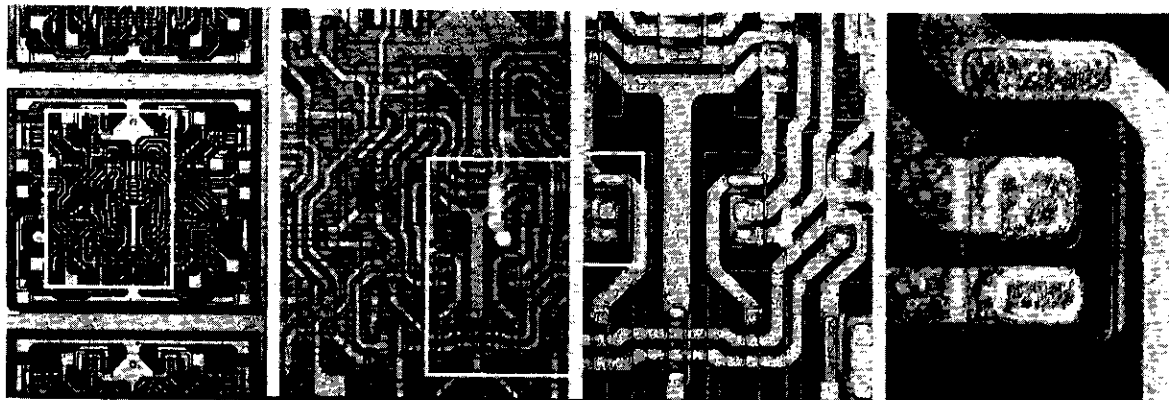


Bild 1

Prinzip des Planarverfahrens

bei dem der Halbleiterkristall mit einer SiO₂-Schicht abgedeckt wird, die als Maske für die zur Dotierung gelangenden Stoffe wirkt. Durch ein fotolithografisches Verfahren ätzt man Löcher in das Oxyd, durch die die Dotierungsstoffe eindringen können. Durch wiederholtes Abdecken mit SiO₂ und Ätzung neuer Fenster können im Si-Kristall übereinanderliegende Schichten von p- und n-Zonen mit der gewünschten

Dotierung hergestellt werden. Das fotolithografische Verfahren hat eine hohe Präzision erlangt, es gelingt heute, die Konturen eines Satzes verschiedener Masken auf weniger als $0,2 \mu\text{m}$ zur Deckung zu bringen. In 400 facher Vergrößerung kann man eine integrierte Schaltung in Bild 2 erkennen.



Die durch die Raumfahrttechnik und die Computeranforderungen der letzten Jahre bedingte Miniaturisierung bei gleichzeitiger Erhöhung der Betriebssicherheit führte zur Entwicklung eines Bauelements, das mehrere Schaltungen, die eine elektrisch logische Einheit darstellen, in einem monolithischen Si-Kristall enthält. Die integrierten Schaltkreise (IC's) haben technologisch große Vorteile, da mehrere Herstellungsschritte für eine Vielzahl von Bauelementen gleichzeitig durchgeführt werden können.

- 1.3 Da die normalen Transistorbauelemente zum Stromführen zwei Arten von Ladungsträgern, Elektronen und Löchern, benutzen, heißen sie bipolare Transistoren. Transistoren mit nur einer Sorte Ladungsträger sind die Feldeffekt- und Metalloxyd-Silizium-Transistoren (FET's und MOS-FET's). Sie sind stromrichtungsunabhängig, die Ladungen werden durch ein elektrisches Feld gesteuert. Im normalen Arbeitsbereich zeichnen sie sich durch einen hochohmigen Eingang aus, der 10^8 bis 10^{14} Ohm erreicht, während bipolare Transistoren nur einige Hundert

Ohm Eingangswiderstand haben. Besonders die MOS-FET's sind auf Grund einer sehr einfachen Technologie in wesentlich weniger Schritten bei sehr viel kleinerem Platzbedarf herzustellen. Bipolare Transistoren sind den MOS-FET's allerdings in der Schaltgeschwindigkeit noch mindestens zehnfach überlegen, außerdem sind die Triggerschwellen der MOS-Transistoren zur Zeit noch zu hoch (ca. 10 V), Labormuster arbeiten auch schon mit 1 bis 2 V Schwelle und 5 V Betriebsspannung.

2. Digitale IC's (DIC's)

Digitale IC's sind solche, die mit der zweiwertigen Booleschen Algebra, d.h. mit den Ziffern "0" = falsch und "1" = richtig oder wahr, logische Funktionen, wie UND, ODER oder die NEGATION ausführen können. Der logischen UND-Funktion entspricht die Konjunktion, der ODER-Funktion die Disjunktion. Wahrheitstabelle:

Digitale Schaltungen arbeiten also mit Standardpegeln für die An- oder Abwesenheit von Signalen.

2.1 Bipolare DIC's

Durch die Schaltungstechnik haben sich charakteristische Logikschaltkreise entwickelt, die in sogenannten Familien zusammengefaßt werden (Bild 3). In den RTL-Schaltkreisen (Resistor-Transistor-Logik) erzeugt jedes positive "1"-Signal unabhängig von den anderen Eingängen ein Ausgangssignal mit invertierter Polarität, sie ist eine NOR- (= Nicht ODER)Logik. In der DTL- (Dioden-Transistor-Logik) übernehmen Dioden die logischen Funktionen des Addierens bzw. Oderns, hier gibt es NOR- und NAND-Logik. Beide Schaltungsarten werden aber nicht sehr häufig eingesetzt, sie sind meist zu langsam (20 - 200 nsec Schaltgeschwindigkeit). Wesentlich mehr Verbreitung hat die TTL- (Transistor-Transistor-Logik) gefunden. Der Eingangstransistor hat mehrere Emitter, wird einer von ihnen auf das positive "1"-Potential gebracht, wird der Transistor noch nicht gesperrt, werden alle Emitter auf "1" gelegt, sperrt er. Es handelt sich um eine NAND-Schaltung mit relativ hohen Schaltgeschwindigkeiten von 6 - 20 nsec bei Taktfolgen bis zu 30 MHz. In dieser Schaltungsart

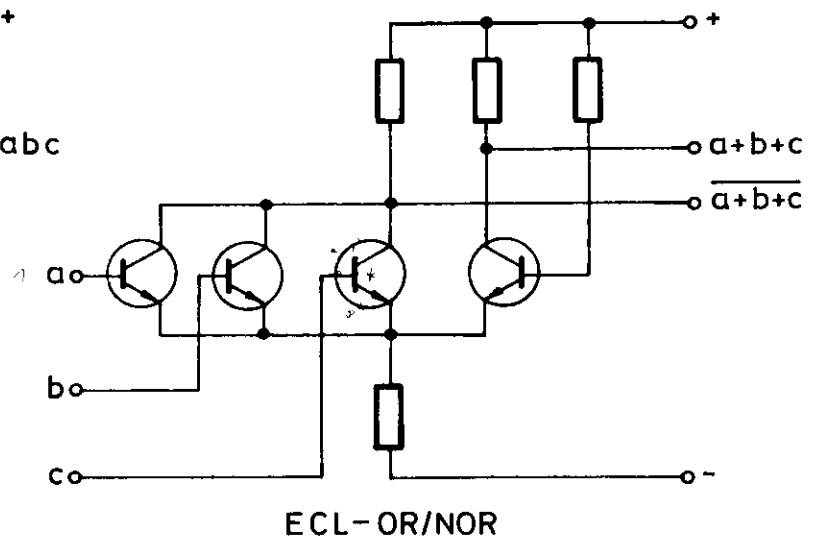
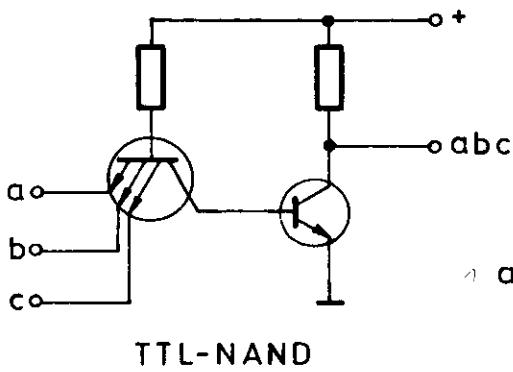
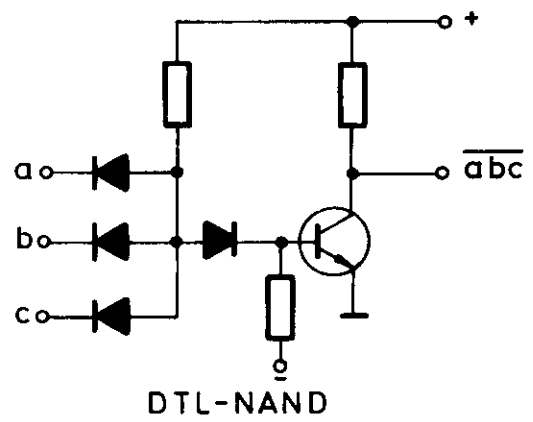
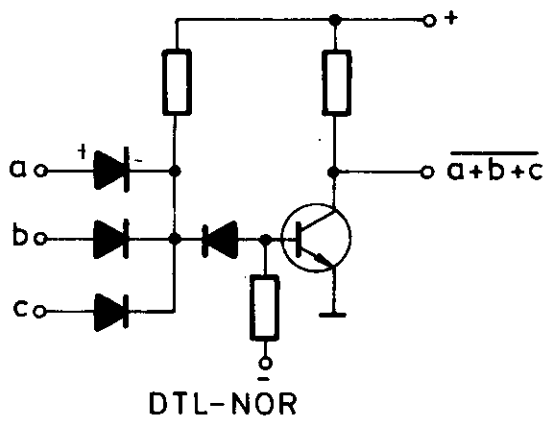
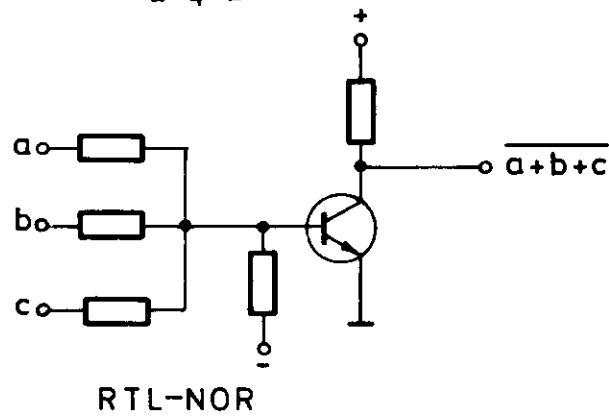


Bild 3
Typische Schaltungen integrierter Logik

sind etwa 30 logische Gatetypen entstanden, dazu etwa 10 Flip-Flop-Typen sowie einige komplexere Schaltungen, auf die gleich noch eingegangen wird. Die TTL-Serie, die zum großen Teil auch bei DESY verwendet wird, befindet sich auch bei sehr vielen Rechnern (PDP - 8/J) im Einsatz. Durch eine besondere Ausgangsstufe wird eine sehr niedrige Ausgangsimpedanz für beide Schaltzustände erreicht. Die Serie ist durch ihre weite Verbreitung sehr billig geworden, eine Gatefunktion kostet etwa 0,50 DM.

Die vierte digitale IC-Familie ist die ECL = emittergekoppelte Logik. Die Mischung der logischen Signale an den Eingängen geschieht im gemeinsamen Emitterkreis. Die ECL wird vorwiegend von der Firma Motorola hergestellt, daher der Handelsname MECL. Die ECL ist die Serie mit der höchsten Schaltgeschwindigkeit, die neuesten Typen aus der MECL III-Serie erreichen 800 psec Anstiegszeit bei Folgefrequenzen bis zu 500 MHz. Sie ist eine an die 50-Ohm-Technik angepasste NOR-Logik. Um diese Schaltungen zu entwickeln, mußten erst Gigahertz-Transistoren geschaffen werden mit Diffusionsdicken von 0,5 μm bei Emitterbreiten von 3 μm . Dies stellt besondere Anforderungen an die Maskentechnik und Präzision des fotolithografischen Verfahrens. Die MECL III-Serie besteht zur Zeit aus Gates und Flip-Flops, komplexere Schaltungen, wie Addierer für Rechenwerke, sind in Vorbereitung. Die MECL III-Technik erfüllt alle zur Zeit auftretenden Anforderungen der schnellen Nanosekunden-Logik, die in den Geräten von Edgerton, Chronetics und Le Croy enthalten sind.

In neuester Zeit versucht man auch, Germanium-IC's herzustellen, z.B. im IBM Watson Research Center. In Germanium haben die Ladungsträger höhere Beweglichkeiten, daher sind bessere Schaltzeiten zu erwarten. Schwierigkeiten macht die Herstellung einer Planartechnik, die Voraussetzung für die präzise Integration ist, da es kein stabiles GeO_2 gibt. Erste Versuche mit spezieller Legierungstechnik auf GaAs-Substraten lieferten logische Schaltkreise mit 120 psec Risetime.

2.2 Bipolare Medium- und largescale-Integration (MSI und LSI)

Neben den erwähnten einfachen Gateschaltungen und Flip-Flops sind inzwischen eine Reihe höher integrierter Schaltungen vorwiegend in TTL-Technik auf dem Markt erschienen, wie z.B. 4 Bit-Scaler, Dekadenscaler, 8 Bit-Schieberegister für Seriell-In/Seriell-Out oder Seriell-In/Parallel-Out, Decoder für BCD auf 10 Leitungen, 8 aus 3 oder 4 aus 2-Codes, 4fach Flip-Flops als 4 Bit-Speicher mit gemeinsamer Takt-Leitung, Multiplexer mit 8 Eingangskanälen, Paritycheckgeneratoren für 8 Bits, Digitalkomparatoren für 2 x 4 Bits, Addierer für 1, 2, 4 und 8 Bits, Nixietreiber für BCD auf 10 Leitungen sowie 16 Bit-Scratch-pad- (Notizblock-) Speicher. Letztere sind als Matrix angeordnet, sie enthalten die Adresseneingänge für 4 Worte je 4 Bit und den Schreib- und Leseverstärker. Diese bipolaren MSI-Schaltungen sind sehr schnell, die Zugriffszeit des Speichers liegt bei 20 nsec, die Gates und Flip-Flops arbeiten mit Taktfrequenzen bis zu 20 oder 30 MHz.

Neuerdings kommen auch einige Schaltungen auf den Markt, die an der Grenze zwischen MSI und LSI (25 - 50 Gatefunktionen pro Chip) liegen und die zum Teil nach Kundenwunsch verdrahtet werden. Motorola liefert z.B. eine 25 Gate-Schaltung (XC 177), die auf Wunsch als Low-Level-Gate, High-Level-Gate, Expander, Bus-Leitungsgate, als 4fach Flip-Flop oder als Decoder geschaltet wird. Typische Schaltzeiten sind 6 nsec. Solche allgemeinen Gateschaltungen werden von verschiedenen Firmen mit bis zu 100 Gate in TTL angekündigt.

2.3 MOS-Register

Schieberegister, die zum Durchschieben oder Speichern einer Pulsfolge geeignet sind, werden, wenn die Folgefrequenz höchstens bei etwa 1 MHz liegt, vorwiegend in MOS-Technik aufgebaut. Entsprechend ihrer Betriebsart gibt es statische Register, die beliebig lange speichern können und dynamische Register, die eine minimale Folgefrequenz von etwa 10 kHz zum Durchschieben benötigen. Die statischen Register werden

zur Zeit für 2 x 32 Bits, die dynamischen für 2 x 100 Bits pro IC angeboten. Wegen ihrer hohen Speicherkapazität auf kleinem Raum werden MOS-Register auch als Ersatz für kleine Trommel- und Ferritspeicher eingesetzt. Angekündigt sind auch 16- und 32-Bit-Register für die Konversion Seriell-Parallel und umgekehrt.

Durch neuartige Diffusionstechniken (Ionenimplantation) wurden Laborexemplare als MOS-Register auch bis zu 30 MHz Taktfrequenz erzeugt.

2.4 MOS-Speicher

Während die in 2.2 beschriebenen Bipolartransistoren-Speicher für kleine, aber sehr schnelle Anwendungen gedacht sind, wird die Entwicklung großer, mittelschneller Speicher in Halbleitertechnik durch die MOS-Technologie bestimmt. Die ersten kleineren Typen sind bereits auf dem Markt, jedoch werden die großen MOS-Speicher, die die Ferritspeicher ersetzen sollen, erst in den nächsten vier bis fünf Jahren folgen. Bild 4 zeigt einen Größenvergleich zwischen einem MOS-Speicher und Ferritringen.

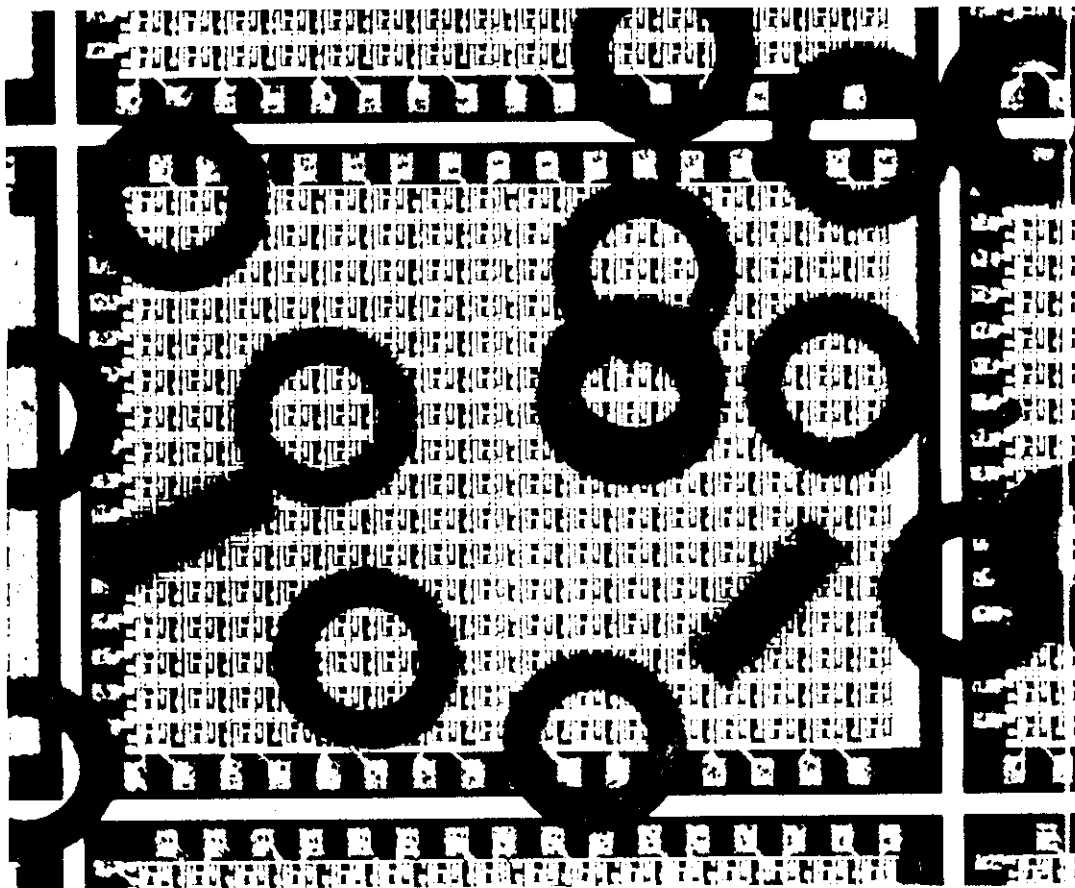


FIGURE 1 — The small size of the 256-bit storage chip is illustrated by the ferrite cores placed on top of a wafer. The cores have an outside diameter of only 30 mils. Like the cores, each cell of the integrated circuit array stores a single bit of data. The tiny cells measure only 6 x 8 mils.

Die zur Zeit von mehreren Firmen erhältlichen Read-only-Speicher mit einem Inhalt bis 4 k sind vom Hersteller (eventuell nach Kundenwunsch) festprogrammierte Lesespeicher, die für Codeübersetzungen oder zur Tabellierung von trigonometrischen und logarithmischen Funktionen geeignet sind. Auch als Formatumsetzer können sie zum Anpassen verschiedener Datenquellen an ein Standard-Interface arbeiten. Eine wesentliche Anwendung ist die Speicherung von Mikroprogrammen für spezielle Instruktionen, so können z.B. die dekadischen Ziffern programmiert werden und über entsprechende Treiberstufen einem Display angezeigt werden. Auch für Vektorgeneratoren zur Darstellung von Kurven und Histogrammen auf Bildröhren werden die Read-only-Speicher benutzt.

Die Random-access-Speicher, die die Kernspeicher ersetzen sollen, befinden sich zum größten Teil noch im Stadium der Entwicklung. Einige Firmen, General Instruments, Philco, American Microsystems) haben bereits 32 bzw. 64 Bit-Speicher in den Handel gebracht. In die Speicher können Daten eingeschrieben und zerstörungsfrei wieder ausgelesen werden. Die Größe (Kapazität) der Speicher richtet sich nach den zur Zeit möglichen Chip-Abmessungen, die man noch mit vernünftiger Ausbeute integrieren kann, im Moment etwa 4 x 4 mm. Die Chips enthalten meist neben der eigentlichen Flip-Flop-Speichermatrix auch gleich die Adressendecodierung sowie die Ausgangstreiberstufen. Der große Vorteil dieser Anordnung liegt in der direkten Kompatibilität mit den Signalpegeln der externen Steuerlogik. Ein Chip kann z.B. 256 adressierbare Bits enthalten, die als 256 Worte je 1 Bit angeordnet werden. Benötigt man 256 Worte je 16 Bit, werden 16 Chips parallel geschaltet. Dazu können mehrere Chips in einem Gehäuse gestapelt und entsprechend elektrisch verbunden werden, so daß eine größere Speichereinheit entsteht. Die Größe der Gehäuse, die mögliche Verlustleistung sowie die Anzahl der Anschlußpins bestimmen die Maximalgröße eines Speichers in einem Gehäuse. Es werden für 1972 Gehäuse vorausgesagt, die etwa 20 Watt Leistung abführen können. Da bei geeigneter Schaltungsauslegung und Verwendung von p- und n-Typ MOS-Transistoren pro Bit

nur einige Mikrowatt benötigt werden, können in einem Gehäuse leicht bis zu 100 k-Bit untergebracht werden, vorausgesetzt, es sind genügend Anschlußpins vorhanden.

Die Preisentwicklung der MOS-Speicher ist sehr günstig, zur Zeit kosten Read-only-Speicher weniger als 2 Pfennig pro Bit (vgl. Bild 5) in der Herstellung, für Read-Write-Speicher werden etwa 10 Pfennig pro Bit (vgl. Bild 6) gerechnet. Ferrit-speicherpreise liegen bei den gleichen Werten.

3. Lineare IC's (LIC's)

Lineare Schaltkreise arbeiten mit einer kontinuierlichen proportionalen Amplitudenwiedergabe, d.h. die Amplitude ist die signifikante Größe. Sie sind schwieriger als die digitalen IC's herzustellen, da die passiven Bauelemente sich nur schwer mit genauen Werten diffundieren lassen, außerdem ist die gemeinsame Diffusion von npn- und pnp-Transistoren schwierig, für die Schaltungstechnik aber wichtig.

Bei linearen Schaltungen werden die Eingangstransistoren meist als Differenzverstärker geschaltet, daher sind deren Parameter entscheidend, so die Offsetspannung oder der Offsetstrom, die angeben, wieviel Millivolt oder Milliampère auf den Eingang gegeben werden müssen, damit der Ausgang auf Null Volt liegt. Die Offsetwerte geben also die Asymmetrie der Eingangsschaltung an, zusätzlich haben diese Werte einen störenden Temperaturkoeffizienten. Erreicht werden heute bei integrierten LIC's Offsetwerte von etwa 1 mV oder 0.01 mA, der Temperaturkoeffizient ist dann etwa $10^{-7} \text{ V/}^{\circ} \text{C}$ oder $10^{-12} \text{ A/}^{\circ} \text{C}$. Als lineare Schaltkreise werden Operationsverstärker, Breitbandverstärker, Komparatoren (Spannungsvergleicher) und Spannungsregulatoren hergestellt.

Die gewünschten Hauptcharakteristika der Operationsverstärker sind sehr hohe Verstärkung, geringe Offset- und Driftwerte sowie große Bandbreite. Als Verstärkungswerte sind heute bis zu 10^5 üblich,

Typ	Bits	Zugriffszeit (μ sec)	Leistung pro Bit (mW)	Größe des Chip (mils= 10^{-3} in)	Zahl der Anschlüsse	Worte x Bits	Voraussichtlicher Preis pro Bit (Dpf)	
							1970	1971-72
Statisch	256	2-3	250	75x75	16	64x4	20-28	10-14
Statisch	1024	3-4	120	90x90	20	128x8	6-10	3-6
Statisch	2048	8-10	80	125x125	22	256x8	-	4-6
4-Phasen dynamisch	2048	0,7-1	50	90x90	24	variabel	2-4	1-2
4-Phasen dynamisch	4096	1	20	125x125	24	512x8	4-8	1-2

Bild 5

Read-only memories

Typ	Bits	Zugriffszeit (μ sec)	Zykluszeit (μ sec)	Leistung pro Bit (mW)	Leistung pro Chip (mW)	Zahl der Anschlüsse	Größe des Chip (mils= 10^{-3} ")	Voraussichtlicher Preis pro Bit (Dpf)	
								1970	1971-72
Statisch p-Kanal	32	1	1	2	64	14	65x65	80-120	40-60
Statisch p-Kanal	64	2	2	2,5	160	16	90x90	60-100	28-48
Statisch p-Kanal	128	3	3	3	470	17	125x125	-	40-60
Hybridform von MOS und Bipolar- Transistoren mit Schreib- und Leseverstärker	64	0,2-0,3	0,2-0,3	1	32	24	70x70	32-40	12-20
	128	0,2-0,4	0,2-0,4	1	64	32	90x90	32-40	12-20
	256	0,2-0,5	0,2-0,5	1	128	40	120x120	32-40	12-20
	512	0,3-0,6	0,3-0,6	1	256	56	170x170	32-40	12-20
4-Phasen dynamisch	256	1	2	0,2	50	20	95x95	16-20	12-16
4-Phasen dynamisch	512	1	2	0,15	80	22	125x125	20-28	8-12
4-Phasen dynamisch	1024	1,5	3	1	100	24	150x150	-	10-14

Bild 6

Read-write memories

erreichbar ist in den nächsten Jahren sicher $5 \cdot 10^5$ bis 10^6 . Die Bandbreite, bei der die Verstärkung nur noch 1 ist, dürfte von heute einigen MHz auf 200 MHz anwachsen, die Anstiegszeiten von einigen Volt/ μ sec auf 100 V/ μ sec. Solche Verstärkertypen werden auch für Charpak-Kammern benötigt, um die Information auf einem Draht auszulesen und anschließend zu speichern. Wegen der Kleinheit der Signale kommt es auf besonders geringe Offsetwerte an.

Der Einsatz linearer IC's für Spannungsregulatoren hat verschiedene Typen hervorgebracht, besonders bekannt sind die von Transistron (LM 100 - 300) und Motorola (MC 1560 - 61). Typische Werte, die die Regler erreichen, sind: Lastströme 0,5 A, Ausgangsimpedanzen von 20 mOhm von DC bis 1 MHz. Eingangsregulation $2 \cdot 10^5/V$, Temperatur Drift $\pm 30 \cdot 10^{-6}/^\circ C$. Diese Werte erreichen viele Regelgeräte mit diskreten Bauelementen nicht, die IC-Ausführung kostet aber weniger als die diskreten Einzelteile.

Die zukünftigen linearen IC's werden praktisch bessere Eigenschaften als alle diskreten Schaltungen erreichen zu Preisen, die für komplexe Verstärkertypen noch 1972 unter 1 Dollar liegen.

4. Entwicklungstendenzen der Technologie

Die schwierigste Entscheidung ist, welche Technologie bei der Entwicklung neuer IC's benutzt werden soll. Die Frage ist nicht deswegen schwierig, weil es zu wenig, sondern zu viele Technologien gibt. Die Entscheidung beeinflusst stark die IC-Kosten.

4.1 Monolithisch oder Hybridtechnik

Noch vor wenigen Jahren war die Frage von großem Interesse, ob die Schaltungen in monolithischer Technik, d.h. alle Bauelemente gemeinsam in einem Si-Kristall diffundiert, oder in Hybrid-Technik, d.h. die gesamte Schaltung in kleine Baueinheiten, wie Flip-Flops, Gates usw. aufgelöst, dann jede in einem Si-Monolithen diffundiert und alle Monolithen in ein gemeinsames Gehäuse montiert, angefertigt werden. Damals konnte man nur wenige Bauelemente gemeinsam diffundieren,

heute fast 10^4 auf einen Si-Chip. Trotzdem werden weiterhin Schaltungen in Hybrid-Technik entwickelt, da es günstiger und flexibler sein kann, aus kleinen bis mittelgroßen Schaltungen eine große Einheit in variabler Zusammensetzung zu fertigen. Als typisches Beispiel seien Analog-Digital-Konverter und Digital-Analog-Konverter genannt.

4.2 Bipolar- oder MOS-Transistoren

Ohne Frage sind MOS-Schaltungen leichter und billiger herzustellen als bipolare, sie benötigen außerdem weniger Platz. Auf der anderen Seite ist die Technologie noch nicht ganz vollendet, die Frage der Verwendung anderer Isolatoren anstelle der SiO_2 zur Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit und Verringerung der Sperrströme wird noch in vielen Labors untersucht. Zur Zeit werden MOS-Transistoren mit ca. 10 nsec Schaltzeit gefertigt. Mitte der siebziger Jahre hofft man weniger als 1 nsec zu erreichen.

4.3 LSI-Tendenzen, Gehäuse

Die weitere Entwicklung zu LSI-Schaltungen stößt auf zweierlei Schwierigkeiten. Die erste ist die Frage, kann man hochkomplexe Schaltungen so herstellen, daß gerade diese Schaltungstechnik viele Kunden befriedigt? Für Computerschaltungen läßt sich dies sicher realisieren, so werden heute bereits ganze Speicherblöcke, Rechenwerke, Steuereinheiten und auch Input-Output-Kanäle integriert; für andere Anwendungen sind die Kundenwünsche zu verschieden, der Weg wird zu großen Gateanordnungen gehen, die nach Kundenwunsch verdrahtet werden.

Die zweite Schwierigkeit ist, eine hohe Ausbeute (> 80 %) für LSI zu erhalten, dies wird zurzeit nur von wenigen Firmen erreicht. Komplexe Schaltungen benötigen meist auch viele Anschlüsse, daher müssen neue Gehäuse entwickelt werden, die außerdem höhere Leistungen als bisher verarbeiten müssen. Zur Zeit sind typische Gehäuse mit bis zu 24 Beinen und 1 - 2 Watt Verlustleistung auf dem Markt. In Entwicklung bzw. Produktion befinden sich solche mit 36, 40, 50, 72 und 156 Beinen und Verlustleistungen bis zu 18 Watt. Bild 7 zeigt einige der bisherigen Gehäuseformen, Bild 8 einige der neuen.

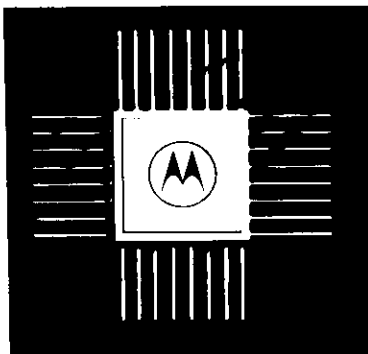
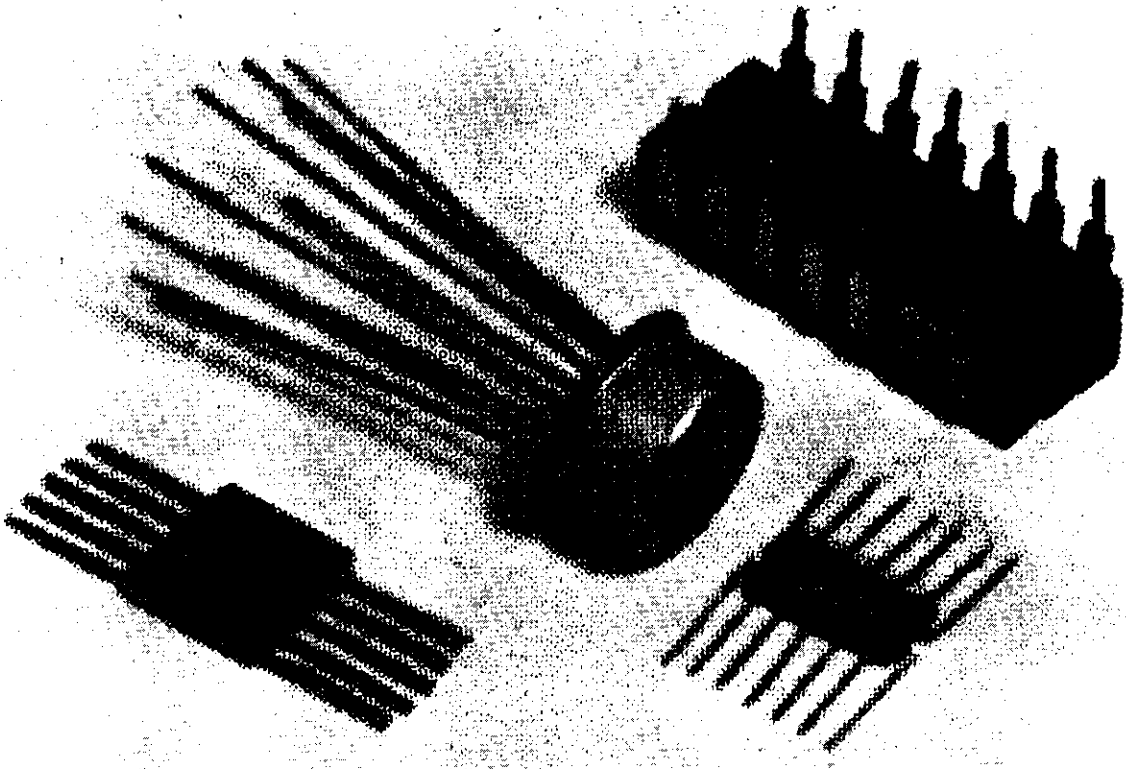


FIGURE 14 - Standard package for many custom and customizable arrays such as the XC177 25 gate transistor transistor logic product, is the 32-pin ceramic flat pack.

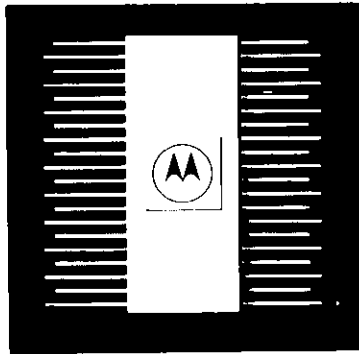


FIGURE 15 - This new Motorola package provides 40 pins combined with a large die capacity and excellent heat transfer.

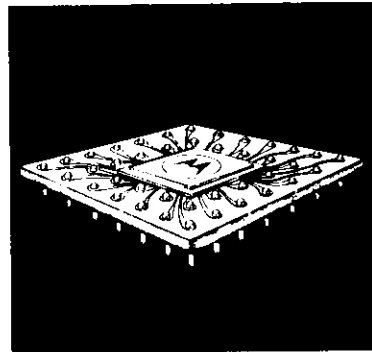


FIGURE 16 - Another soon to be standard MSI LSI package is this 40-pin pluggable configuration.

Erst wenn diese Fragen eindeutig geklärt sind, kann LSI ein wirtschaftlicher Faktor werden. Für die Anwendungen in der nuklearen Elektronik wird LSI nur in Form von Speichern eine Bedeutung erhalten, die übrigen Schaltkreise werden MSI im Bereich der nuklearen Datenverarbeitung und Einzel-IC's, wie Gates, Flip-Flops usw., in der schnellen Elektronik bleiben.

Szintillatoren und Photomultiplier

(H. Wahl)

Die zur Standardausrüstung von Hochenergieexperimenten gehörenden Szintillationszähler haben in den letzten Jahren nur eine langsame Entwicklung durchlaufen. Nach wie vor erfreuen sich organische Plastik-Szintillatoren größter Beliebtheit, noch immer ist der 56 AVP der meistverwendete Photomultiplier - und lediglich bei der optischen Kopplung von Szintillator und Multiplier wurde vor einigen Jahren durch die Einführung von Streifenlichtleitern anstelle der früher üblichen adiabatischen Lichtleiter ein spürbarer Fortschritt beim Bau von großflächigen Szintillationszählern erzielt. Hervorzuheben ist immerhin die stetig verbesserte Transparenz einiger kommerzieller Szintillatoren, die dem zunehmenden Bedarf an großen Triggerzählern mit Flächen von mehreren Quadratmetern bei einer Dicke von wenigen Millimetern entgegenkommt. Abgesehen von der Transparenz sind andere Eigenschaften wie die Lichtausbeute mit 60 - 70 % von Anthrazen und die Abklingdauer von 2 - 3 ns weitgehend unverändert geblieben.

1. Szintillatoren

Eine allgemeine Beurteilung von Szintillatormaterial wird durch die den verschiedenen Anwendungen entsprechenden, weitgehend unterschiedlichen Gesichtspunkte erschwert. Die Forderungen hinsichtlich Lichtausbeute, Abklingdauer, Transparenz, Reflexionsvermögen der Oberfläche, mechanischer, thermischer und chemischer Widerstandsfähigkeit, Größe und schließlich Preis lassen sich nur schwer auf einen Nenner bringen. Deshalb ist die Frage nach dem "besten" Szintillator nach wie vor offen.

In der folgenden Tabelle sind die wichtigsten optischen Eigenschaften einiger Szintillatoren, die im letzten Jahr auf den Markt gekommen sind, zum Vergleich mit älteren, teilweise verbesserten Materialien zusammengestellt.

Tabelle: Optische Eigenschaften von organischen Szintillatoren
(nach Angaben der jeweiligen Hersteller)

	Lichtausbeute Anthrazen=100 %	Abkling- dauer	Transmissions- länge
Naton 136 ¹	60 %	1.9 ns	
NE 102 A ²	65 %	2.5 ns	170 cm
NE 104 ²	68 %	1.8 ns	100 cm
NE 110 ²	60 %	3.3 ns	250 cm
NE 111 ²	55 %	1.7 ns	8 cm
Nuplex 3 u. 4 ³	wie NE 102 A		
Pilot B ⁴	68 %	1.7 ns	220 cm
Pilot Y ⁴	64 %	3.0 ns	250 cm
Pilot F ⁴	65 %	2.0 ns	190 cm
Pilot M ⁴	68 %	2.0 ns	> 260 cm
flüss. Sz. ⁵	85-100 %	1.0-1.3 ns	

Der bei DESY meistverwendete Szintillator NE 102 A ist offensichtlich nach wie vor ein guter Standard. Das neue NE 110 ist mit dem ebenfalls häufig verwendeten Pilot Y vergleichbar. Pilot F wird vom Hersteller als "billig" bezeichnet. Pilot M schließlich scheint alle Eigenschaften zu besitzen, die man gegenwärtig von einem universellen Szintillator erwarten möchte.

Nuplex 3 und Nuplex 4 sind auf Plexiglasbasis aufgebaut - dies hat den Vorteil, daß sich Szintillator und Lichtleiter einfach und haltbar miteinander verkleben lassen. Außerdem entfallen weitgehend die Probleme, die mit dem mechanischen und chemischen Schutz der Oberfläche anderer Szintillatoren verbunden sind.

Die Eigenschaften von NE 111 können in der Hochenergiephysik wegen der geringen Transmission wohl nur bei speziellen Problemen ausgenutzt werden. Die Halbwertsbreite des Szintillationsimpulses liegt bei nur 1.5 ns, weshalb man trotz der relativ geringen Lichtausbeute mit einer sehr guten Zeitauflösung rechnen

kann. Außerdem kann man unter Ausnutzung der geringen Transmission den Ort eines nachgewiesenen Teilchens durch Vergleich der Lichtausbeute an den beiden Enden eines längeren Streifens auf einige Millimeter genau festlegen.⁶

Verschiedene flüssige Szintillatoren haben teilweise hervorragende optische Eigenschaften⁵, die bisher noch wenig genutzt worden sind. Als Beispiel sei angeführt, daß sich eine Zeitauflösung von 0.2 ns Halbwertsbreite erreichen läßt (Photomultiplier 2 x RCA 8575, Impulshöhe entsprechend 300 ± 30 keV Energieverlust)⁵.

2. Photomultiplier

Die derzeitige Tendenz bei der Entwicklung von neuen Photomultipliern geht in verschiedene Richtungen. Einerseits ist man bestrebt, die Empfindlichkeit konventioneller Multiplier durch Verbesserung der Quantenausbeute der Photokathode und des Sekundäremissionsfaktors zu erhöhen, andererseits versucht man, die Schwankungen der Elektronenlaufzeiten im Dynodensystem zu reduzieren, und schließlich gibt es verschiedene vielversprechende Ansätze zu vollkommen neuen Konstruktionsprinzipien.

Die Bemühungen der Hersteller um eine höhere Empfindlichkeit der Photokathode haben inzwischen ihren Niederschlag in den Katalogen gefunden. Nachdem der Typ 8575 von RCA schon seit längerer Zeit mit Bialkalikathode lieferbar war, gibt es nun ein ganzes Sortiment der Typen 4516 - 4522 mit einem Durchmesser der Kathode von 3/4" bis 5". Valvo bietet die Typen 56 DVP und XP 1041 als Bialkali-Version der Typen 56 AVP und XP 1040 an.

Die Quantenausbeute der Bialkalikathode ist im blauen und ultravioletten Bereich etwa doppelt so groß wie die der 8 - 11 Kathode. Sie beträgt 25 - 30 % unterhalb von 4000 Å. Dies bedeutet eine wesentliche Verbesserung bei der Verwendung der üblichen organischen Szintillatoren, bei denen das Maximum der Spektralverteilung zwischen 4000 und 4200 Å liegt. Man erhält

etwa 10 Photoelektronen pro keV Energieverlust in NaJ(Tl).

Die Trialkalikkathode des 56 TVP ist auch im roten Bereich des Spektrums empfindlicher als die S-11 Kathode. Natürlich wird die gesteigerte Empfindlichkeit durch eine starke Zunahme des Rauschens erkauft.

Ebenfalls ein Schritt zur Steigerung der Empfindlichkeit und der Auflösung ist die Verbesserung der Sekundäremission der Dynoden. Die erste Dynode des Typs C 31000 D von RCA (12 Stufen, Bialkalikkathode) ist aus GaPh. Bei 900 V Beschleunigungsspannung liegt der Sekundäremissionsfaktor bei 45. Mit diesem Photomultiplier ist es möglich, die Zahl der Photoelektronen verschiedener Lichtimpulse auszulösen.

Zur Klasse der superschnellen Photomultiplier gehören die Typen C 10045 A von RCA und XP 1210 von Philips, die mit einer Anstiegszeit von etwa 1 ns und Impulsbreiten um 2 ns den 56 AVP (2 ns bzw. 4 ns) deutlich übertreffen. Man muß jedoch annehmen, daß hiermit die Grenzen der üblichen, vielstufigen Bauweise weitgehend erreicht sind. Außerdem stehen die hohen Preise in der Größenordnung von 10 kDM einer weiten Verbreitung dieser Typen vorläufig im Wege.

Besonders günstige Verhältnisse zur Reduzierung der Laufzeitdifferenzen kann man erreichen, wenn man die Elektronen in gekreuzten magnetischen und elektrischen Feldern führt und beschleunigt. Mit einem sechsstufigen Labormuster dieser Art konnte eine Anstiegszeit von 0.3 ns und eine Impulsbreite von 0.5 ns bei einer Verstärkung von 10^7 erreicht werden.⁷

Eine ebenfalls vielversprechende Neuentwicklung sind Hybrid-Multiplier, die sich außerdem durch besonders einfachen Aufbau auszeichnen. Die Photoelektronen werden zwischen der Kathode und einer Siliziumdiode auf etwa 10 keV beschleunigt. Man betreibt die Diode als Festkörperzähler und kann eine Anstiegszeit von 1 ns bei einer Verstärkung von 3×10^3 erreichen.⁸ Verwendet man einen Transistor anstelle der Diode, dann kann man eine Verstärkung um 10^7 erhalten. Außerdem sind derartige Hybrid-

Multipliiert im Prinzip besonders zum Nachweis und zur Trennung einzelner Photoelektronen geeignet, da statistische Schwankungen bei der Vervielfachung der Ladungsträger im Halbleiterzähler vernachlässigbar klein sind.

3. Spezielle Anwendungen

Die Leistungsfähigkeit heutiger Szintillationszähler, die sich nicht nur auf den bloßen Nachweis eines Teilchens erstreckt, sei an zwei Beispielen demonstriert.

Ein einfacher Szintillationszähler mit guter Energieauflösung beim Nachweis von Protonen wird von B. Gottschalk⁹ beschrieben. Ein 7" tiefer Szintillator aus Pilot Y wird von der Schmalseite von mehreren Photomultipliern betrachtet. Dann ist bei einem Querschnitt von 2" x 24" wegen der unterschiedlichen Lichtabsorption von maximal 12 % die Impulshöhe ortsabhängig. Nach einer Korrektur der Impulshöhe wurde eine Energieauflösung von 1,6 % Halbwertsbreite über den ganzen Querschnitt des Szintillators bei einer Protonenenergie von 160 MeV erreicht.

R. Hofstadter et.al.¹⁰ berichten über Versuche mit einem total absorbierenden Schauerzähler aus NaJ(Tl), der bei SLAC bei Energien bis zu 16 GeV getestet wurde. Dieser Detektor bestand aus 6 zylindrischen Scheiben von etwa 35 cm Durchmesser mit einer Gesamtlänge von 70 cm. Jede dieser Scheiben wurde seitlich von 4 Photomultipliern betrachtet. Wegen der hohen Lichtausbeute von NaJ(Tl) kann man bei Energien oberhalb 1 GeV mit einer Energieauflösung von weniger als 0.1 % durch die Photoelektronenstatistik rechnen. Die gemessene Auflösung ist vor allem wegen der Inhomogenitäten in großen NaJ-Kristallen nicht ganz so gut, jedoch immerhin 2 % Halbwertsbreite bei 4 GeV und 1,2 % bei 14 GeV.

Als Vorteile des NaJ-Schauerzählers werden neben der guten Energieauflösung die gute Linearität angeführt sowie die Ansprechwahrscheinlichkeit von 100 % und die Tatsache, daß es

keine obere Grenze in der Energie gibt, da die notwendige Länge eines total absorbierenden Zählers nur mit dem Logarithmus der Energie ansteigt. Der Preis von NaJ(Tl)-Einkristallen, der derzeit bei einigen kDM pro Liter liegt, übersteigt allerdings die bei Szintillationszählern üblichen Dimensionen.

- 1 Nash & Thompson
- 2 Nuclear Enterprise Ltd.
- 3 Pilot Chemicals Corp.
- 4 Röhm & Haas
- 5 F.J. Lynch, IEEE Transact. NS-15, 3, 102 (1968)
- 6 G. Cortelessa, Preprint Rom ISS 68-18 (1968)
- 7 J.A. Lodge, IEEE Transact. NS-15, 1, 491 (1968)
- 8 J. Fertin et.al. IEEE Transact. NS-15, 3, 179 (1968)
- 9 B. Gottschalk, Preprint Northeastern University,
Boston (1968)
- 10 R. Hofstadter, E.B. Hughes, W.L. Lakin, I. Sick
Nature 221, 228 (1969)

Funken- und Charpakammern

(A. Krolzig)

A) Funkenkammern

Um sich einen Überblick über den Stand der Technik bei Funkenkammern zu verschaffen, kann man die bei DESY in Betrieb befindlichen Kammern als Ausgangspunkt nehmen, verschiedene interessante Entwurfsparameter herausgreifen und die an anderen Stellen erzielten Lösungen diskutieren.

Die bei DESY in den Gruppen F 33 und F 23 verwendeten Kammer-typen weisen in mancher Hinsicht große Ähnlichkeit auf: Beide haben kleine Elektrodenabstände (≤ 10 mm), die Drahtführungen sind gekreuzt, erlauben also Auslesen der X- und der Y-Koordinaten pro Kammer, die Größe ist mit weniger als 1 m Kantenlänge vergleichsweise gering, bei beiden Typen werden zum Auslesen Ferritkernringe verwendet, usw. Unterschiedlich sind die eigentlichen "Drähte" ausgeführt: Während F 23 Ebenen aus wirklichen Drähten gewickelt hat, benutzt F 33 geätzte Leiterbahnen auf Trägerfolien. Dieser und andere Unterschiede sind mehr technologischer Art, die Meßeigenschaften sind praktisch als gleichwertig anzusehen.

In die Betriebsweise stark eingehende Abweichungen sind dagegen folgende:

1. Vergrößerung des Elektrodenabstands auf z.B. 50 mm.

Diese Variante ist von Chikovani und Mitarbeitern beim CERN ausgeführt worden. Ihr Hauptvorteil liegt in dem geringeren Anteil von "spurious sparks". Während nämlich bei den kleinen Abständen oft nur ein durch irgendeine störende Ionisation außerhalb der nachzuweisenden Spur entstandenes Elektron genügt, um einen Funken zu erzeugen, ist bei der "wide-gap-chamber" eine ganze Reihe von freien Elektronen nötig, ebenso wie es bei der Spurbildung geschieht. Diese Kammer-typ ist praktisch mit sehr guten Resultaten erprobt worden. Sie ist natürlich teurer als die normalen; insbesondere die gepulste Spannung von 40 bis 50 kV bringt eine Reihe von Schwierigkeiten mit sich, die in Kauf zu nehmen sich wohl nur lohnt, wenn es auf extrem wenig Material in Strahlrichtung ankommt.

2. Vergrößerung der X- und Y-Dimensionen

Hier sind zu nennen die $4 \times 4 \text{ m}^2$ großen Drahtfunkenkammern der Gruppe Fidecaro beim CERN und projektierte Kammern bei Lindenbaum in Brookhaven, die fast $8 \times 8 \text{ m}^2$ sein können. Technisch interessant sind außer der imponierenden Größe und der Reihe der damit verbundenen konstruktiven Probleme die Frage der Auslese und der Homogenität der Empfindlichkeit über die gesamte Kammerfläche: Die Auslese wird sinnvoll nur mehr mit magnetostriktiven Drähten vorgenommen. Kernborde werden bei Kammern mit etwa 1 m Kantenlänge (= 1000 Kernen bei 1 mm Raster) unwirtschaftlich. Zur Erzielung gleichmäßiger Empfindlichkeit auch bei großen Abmessungen muß versucht werden, die Feldstärke an allen Stellen der Kammer möglichst gleichmäßig ansteigen zu lassen. Das kann man entweder wie Lindenbaum oder Rubbia (CERN) durch Ausbildung der Kammern als Wellenleiter mit z.B. 8Ω Impedanz oder durch Verwendung von metallisierten Hilfsebenen (Perez-Mendez, UCRL). Während im ersten Fall die Drähte der sich gegenüberstehenden Ebenen parallel verlaufen, können mit Hilfeelektroden auch gekreuzte Ebenen verwendet werden.

Das Wellenleiter-Konzept hat eine günstige Nebenwirkung für den Nachweis von Mehrfachfunken. Man hat in Schauerexperimenten bis zu 100 Elektronen mit über 90 % Wirkungsgrad nachgewiesen. Qualitativ läßt sich dies auch leicht einsehen, da an dem die Spannungsquelle darstellenden sehr niederohmigen Wellenleiter sehr viel mehr Funken-"Nebenschlüsse" angebracht werden können, ohne die Spannungen wesentlich zu verändern, als das in der Normalausführung der Fall ist. Der Nachteil der niederohmigen Ausführung ist natürlich der um ein Vielfaches erhöhte Energieumsatz.

3. Vergrößerung der Drahtzahl / mm

Dieser Parameter ist maßgebend für die erzielbare räumliche Auflösung. Während man bei Kammern im 1 mm-Raster unter günstigen Bedingungen den mittleren Fehler der Einzelmessung mit $\pm 0,25 \text{ mm}$ angeben kann, lassen sich mit 4 Drähten pro mm Fehler von 80 bis 100μ erreichen. Eine weitere Erhöhung der Drahtzahl pro mm (z. B. Fisher, Brookhaven mit 40 Dr/mm im Draht-Nylon-Gewebe) bringt keine Verbesserung des Ortsfehlers.

4. Verbesserung der Zeitauflösung

Bei einer Reihe von Experimenten ist es wichtig, neben der guten Ortsauflösung der Funkenkammern eine gute zeitliche Auflösung zu haben. Für die normalen Funkenkammern sind je nach Versuchsbedingungen 200 ... 1000 ns Gedächtniszeit anzusetzen. Durch eine Kombination (SEN: "Symbiose") von 1 mm Funkenkammern mit Szintillatorhodoskopen mit 20 .. 50 mm Raster, jedoch mit 5 .. 10 ns zeitlicher Auflösung hat man beim CERN fast alle Anforderungen erfüllen können. Wesentlich ist dabei die Verwendung von sog. "Pattern-Units". In sie werden die sehr schnell eintreffenden Signale der Hodoskope gespeichert. Die darin enthaltenen Flip-Flops werden sodann in der Betriebsart Schieberegister mit einer solchen Geschwindigkeit geschiftet, daß die an ihrem Ausgang erscheinenden Signale synchron mit den vom Nickeldraht der Funkenkammern an den Eingängen von Koinzidenzen erscheinen. Damit läßt sich in der Tat ein großer Teil von Untergrundereignissen herausfiltern. Der Hauptnachteil dieser Methode ist der hohe Preis und die in vielen Fällen nicht zu vernachlässigende Masse der Szintillatoren im Strahlweg.

5. Geometrie-Änderungen

In Fällen, in denen Annäherungen an den vollen 4π -Raumwinkel nötig sind, ist eine Variante der Funkenkammer, wie sie in Heidelberg realisiert wurde, von großem Interesse. Es wurden dort zylindrische Kammern gebaut mit Drahtführungen, wie sie Links- bzw. Rechtsschrauben entsprechen. Eine solche Kammer kann nur noch mit geätzten Folien ausgeführt werden. Die die Leiterbahnen tragenden Epoxyd-Folien dienen dabei in konzentrisch angeordneter Zylinderform als konstruktive Elemente. Die Auslese erfolgt mit kreisförmig aufgebrachtten Ni-Drähten. Die Ausbildung einzeln gespannter Drähte in Schraubenform ist naturgemäß nicht möglich, sie ist auf das Anbringen von achsenparallelen Drähten begrenzt.

Mehrere konzentrische Zylinder aus achsenparallelen Drähten wurden bei einer anderen Lösung (Fisher, Brookhaven) verwendet, um eine Reihe von Drahtebenen im Innern eines supraleitenden Magneten (100 kGauss) mit den auslesenden Ni-Drähten außerhalb des Magneten zu verbinden. Auch hier ist die nicht triviale Aufgabe des kreisförmig geführten Ni-Drahtes gelöst worden.

6. Magnetfeldempfindlichkeit

Der eigentliche Entladungsraum der Funkenkammer ist praktisch unempfindlich gegen Magnetfelder. Für die Ausleseeinrichtungen trifft dies jedoch nicht zu. Die Magnetkerne sind innerhalb oder nahe an Magneten völlig unbrauchbar, während magnetostruktive Drähte nur unter gewissen, sehr einschränkenden Bedingungen verwendet werden können. Eine einfache Abhilfe ist die räumliche Trennung von Entladungsraum und Ausleseeinrichtung. Ein Beispiel hierfür wurde bereits unter 5. erwähnt. Auch bei DESY wurde mit einem ca. 1 m langen Vielfachverbinder gezeigt, daß ein Herausschaffen z.B. des empfindlichen Kernbordes aus dem Streufeld eines starken Magneten möglich ist.

Eine elegantere Lösung hierfür stellt die Kondensatorspeicherung dar. Beim CERN wird im Zusammenhang mit dem Omega-Projekt von in Arbeit befindlichen Kondensator-Systemen berichtet. Ferner ist an der Universität Chicago mit Kondensatorspeichern gearbeitet worden, allerdings in Verbindung mit den recht teuren Feldeffekttransistoren. Bei DESY wurde bereits Mitte 1968 an einer kleinen Kammer (100 Drähte) nachgewiesen, daß Kondensatorauslese prinzipiell möglich ist. Zur Zeit befindet sich eine Musterkammer mit 416 und 256 Zellen im Versuchsbetrieb. Die Meßergebnisse in einem Höhenstrahllaufbau zeigen, daß die mittels Kondensatorborden erhaltenen Informationen praktisch identisch sind mit denen der Kernborde. Gearbeitet wird an Verbesserungen, die zu einer Erhöhung der Auslesegeschwindigkeit und einer Herabsetzung der Baukosten führen werden.

B) Drahtkammern, die im Proportionalbereich arbeiten ("Charpak-Kammern")

1. Vergleich der Entladungsmechanismen

Während bei Funkenkammern jedes freie Elektron, das von einem spurerzeugenden Teilchen hinterlassen wurde, um mindestens den Faktor 10^8 vervielfacht wird, wobei dann anschließend über streamer- und Kanalausbildung die Proportionalität verloren geht

(die Gesamtzahl der Elektronen pro Funken liegt im Kernbordbetrieb bei einigen 10^{12} e^-), werden bei Proportionalkammerbetrieb Verstärkungszahlen zwischen 10^3 und 10^4 gewählt. Das bedeutet, jeweils nach dem ionisierenden Durchtritt von Teilchen fließen für etwa 100 ns Ströme in der Größenordnung von Mikroampere. Diese können ohne weiteres von einer hochohmigen Spannungsversorgung an der Kammer geliefert werden, so daß ständig die Hochspannung angelegt bleiben kann. Im Gegensatz hierzu stellt der Plasmakanal der Funkenentladung einen Kurzschluß dar, der nur durch Wegnehmen der Spannung wieder aufgehoben werden kann. Daraus ergibt sich bei Funkenkammern die Notwendigkeit zum Pulsen der Hochspannung. Um jedoch nach Erkennen der Tatsache, daß ein interessantes Ereignis vorliegt, z.B. von Koinzidenzsignalen aus mehreren Szintillatoren die Feldstärke in den Entladungsräumen auf den notwendigen Wert zu bringen, benötigt man etwa 200 bis 300 ns. Zusammen mit dem durch das Klärfeld beeinflussbaren Gedächtnis des Gases ergeben sich Werte bis zu 1 μ s für die Zeitspanne, deren Geschehen bei der Funkenkammer zur Darstellung gelangt. Das ist für Experimente mit hohem Untergrund zu lang. Ein weiterer Nachteil des Pulsens der Hochspannung ist die Erholzeit. Unter günstigsten Bedingungen lassen sich minimal 200 ... 300 μ s erreichen. Bei der Proportionalkammer ist die Erholzeit identisch mit der Ablaufzeit des Signals. Somit lassen sich prinzipiell Ereignisse erfassen, die mit nur 100 ns aufeinanderfolgen. Die Begrenzung ist dann nur noch durch die Geschwindigkeit der Informationsverarbeitung gegeben. Dafür ist nicht nur die Kapazität und Verarbeitungsgeschwindigkeit der angeschlossenen Rechenmaschine, sondern auch der an der Kammer angebrachte Zwischenpuffer maßgebend. Um diese extrem hohen momentanen Ereignisraten an einer gepulsten Strahlungsquelle zu verarbeiten, hat man beispielsweise am Linac in Darmstadt Proportionalkammern in Arbeit, die pro Draht ein viellstelliges, schnelles Schieberegister aufweisen.

2. Die Wirkung verschiedener Teilchen-Energien

Eine weitere sehr wichtige Eigenschaft der Proportionalkammern leitet sich unmittelbar aus der Tatsache ab, daß jedes primäre Elektron um einen konstanten Faktor vermehrt wird: Die Signale

sind direkt proportional dem Energieverlust, den ein Teilchen beim Durchgang durch das Detektorgas erleidet. Ein bekanntes Impulshöhendiagramm ist das vom Fe^{55} in Gas-Proportionalitätskammern oder -röhren, siehe Fig. 1. Es wird auch bei DESY an den Versuchskammern aufgenommen, quasi zu Eich- oder Kontrollzwecken. Wenn das gewohnte Impulshöhenspektrum richtig wiedergegeben wird, kann man sicher sein, daß die Apparatur in Ordnung ist. Für die Hochenergiephysik ist jedoch das Spektrum, das minimal ionisierende Teilchen hervorruft, interessanter. Fig. 2 ist in einem Positronenstrahl von 2 GeV/c aufgenommen worden. Die Kurve zeigt deutlich, daß praktisch jedes eintreffende Teilchen eine Amplitude erzeugt, die sicher über dem Störpegel liegt und somit von der Elektronik gut verarbeitet werden kann. Übrigens ergibt ein Vergleich mit einer Sr^{90} -Quelle einen fast gleichen Kurvenverlauf. Das ist für Kammerbauer eine wichtige Tatsache, da viele Messungen an der Kammer bequem im Labor ausgeführt werden können. Fig. 3 ist einer Arbeit von Herrn Charpak (Ref. 1) entnommen. Sie zeigt, daß unter gewissen Umständen sehr deutlich zwischen 2 Teilchenarten unterschieden werden kann, indem einfach durch Einstellen einer geeigneten Triggerschwelle innerhalb des Verstärkerzuges nur Teilchen registriert werden, die diese Schwelle überschreiten.

3. Gasverhalten

Fig. 4 (Ref. 3) zeigt einige Meßergebnisse bei Verwendung verschiedener Gasmischungen. Über der linear aufgetragenen Kammerhochspannung ist logarithmisch die erzielte Amplitude dargestellt. Aus der Neigung der Kurven läßt sich unmittelbar der im Exponenten der Formel

$$A = A_0 e^{b U} \text{ stehende Faktor } b \text{ ablesen.}$$

In differenzierter Form geschrieben

$$\frac{dA}{A} = b \cdot \frac{dU}{U} \text{ ist bei dem gleichen Zusammenhang}$$

zu erkennen, daß ein größeres b eine größere relative Amplitudenänderung bewirkt, wenn sich die Hochspannung um einen bestimmten relativen Wert ändert. Wenn man z.B. wünscht, daß die Amplitudenänderung kleiner als 10 % bleiben soll, dann muß die Spannung

mit $b = 30$ (z.B. bei Ar + Cr H₅OH) auf 3 ‰ stabil bleiben. Entsprechend genau müssen auch die Abstände zwischen der Drahtebene und den Gegenelektroden gehalten werden. Fig. 4 läßt erkennen, daß Beimischungen von schweren Gasen aus der homologen Reihe der Kohlenwasserstoffe kleine Werte für b ergeben. Nachteilig ist allerdings die damit verbundene absolute Vergrößerung der Hochspannung. Die Gefahr der Zerstörung von Drähten oder auch Verstärkern steigt entsprechend an.

4. Zeitliche Auflösung

Um sich eine Vorstellung von den die Zeitauflösung bestimmenden Vorgängen zu verschaffen, bedenke man, daß die Teilchenspur in der einen Schnitt durch die Kammer darstellenden Fig. 5 alle möglichen Winkel und Abstände in Bezug auf einen Draht annehmen kann. Folglich werden auch die Driftzeiten der einzelnen Anteile je nach Spurlage verschieden sein. Fig. 6 zeigt schematisch die an einem Draht auftretenden Spannungen. Um möglichst alle Teilchen erfassen zu können, muß die Schwelle relativ zu den maximalen Amplituden niedrig gelegt werden, d.h. bei dem überwiegenden Teil der Signale wird die digitale Schwelle bereits getriggert, wenn erst wenige Prozente der Gesamtladung auf dem Draht eingetroffen sind. Die Schwankungen des Auslösezeitpunktes sind nun in Bezug auf das ein interessantes event meldendes Triggersignal typisch 20 bis 30 ns. Fig. 7 zeigt eine bei DESY gemessene Kurve (Ref. 3). Fig. 8 ist einer Arbeit von Fisher, Brookhaven (Ref. 2), entnommen. Wendet man also beispielsweise einen 30 ns breiten Torimpuls an, dann lassen sich praktisch alle wichtigen Ereignisse registrieren, alle übrigen werden unterdrückt. Eine besondere Schwierigkeit stellt die zeitliche Lage der Kurven in Bezug auf den Zeitpunkt des Auftretens des Triggerkoinzidenzsignals dar: Man muß mit 150 bis 200 ns rechnen, um welche die Signale auf den einzelnen Eingangstoren früher eintreffen als das sie in die Speicherflipflops strobende Koinzidenzsignal. Fig. 9 zeigt schematisch den gegenwärtig verwendeten Aufbau pro Draht.

5. Stand der Entwicklung und Meßergebnisse

Bis März 1969 waren von F 39 (Ref. 4) eine Reihe von Testkammern im Format 20 x 20 cm² fertiggestellt. Messungen mit einem gegenüber Fig. 9 vereinfachten Verstärkeraufbau ergaben in einem

2 GeV/c Positronenstrahl Wirkungsgradkurven von dem in Fig. 10 dargestellten Typus. Fertiggestellt ist ferner von F 51 ein sog. "Suchlaufgerät", das es gestattet, bis zu 4096 Speicherflipflops mit einem 10 MHz Schiebetakt auszulesen und die Daten an eine Rechenmaschine zu übergeben.

Referenzen

- 1) Charpak et al. Nucl.Instr. and Meth. 62, 262 (1968)
- 2) J. Fisher, Intern. Symposium on nuclear Electronics
Versailles, Sept. 1968
- 3) Höhne, private Mitteilung
- 4) Waloschek, private Mitteilung

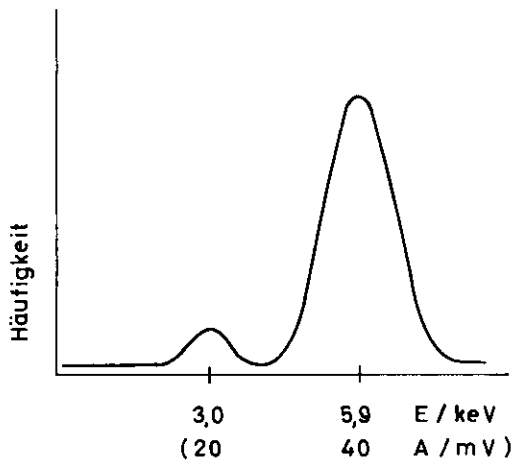


Fig. 1

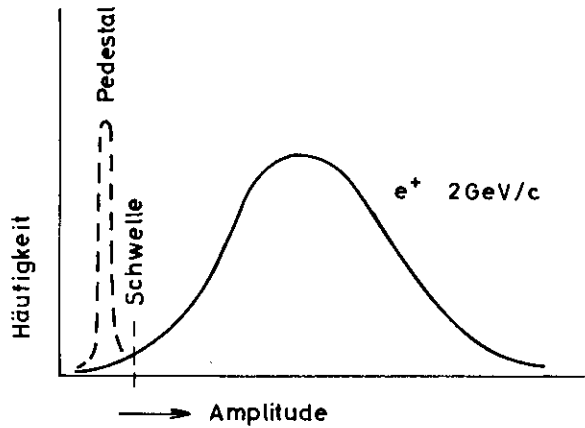


Fig. 2

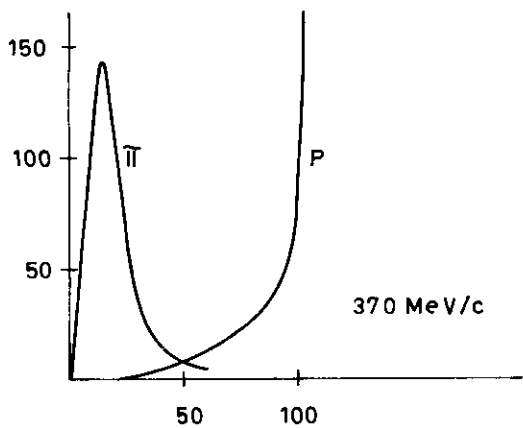


Fig. 3

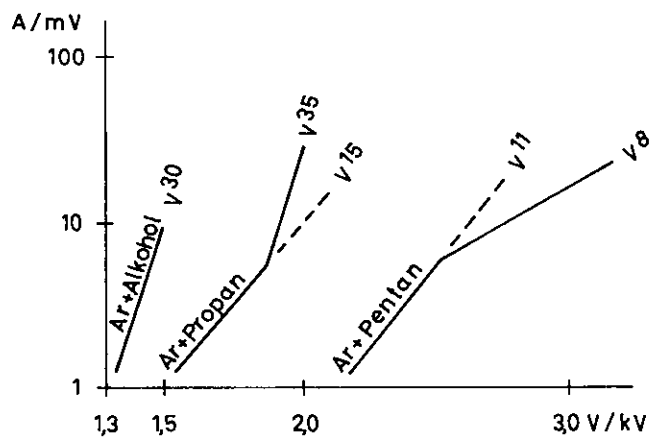


Fig. 4

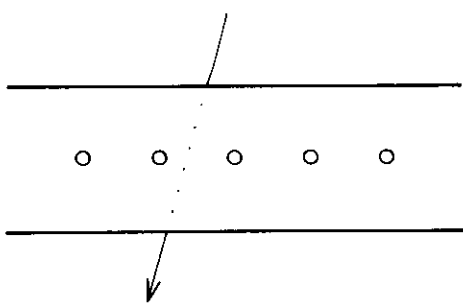


Fig. 5

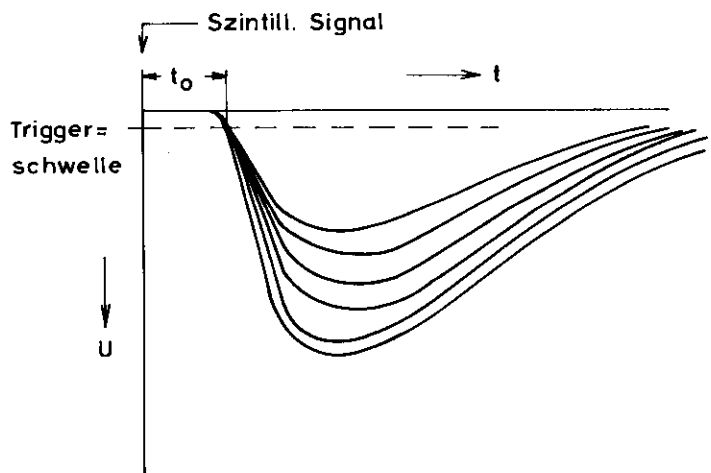


Fig. 6

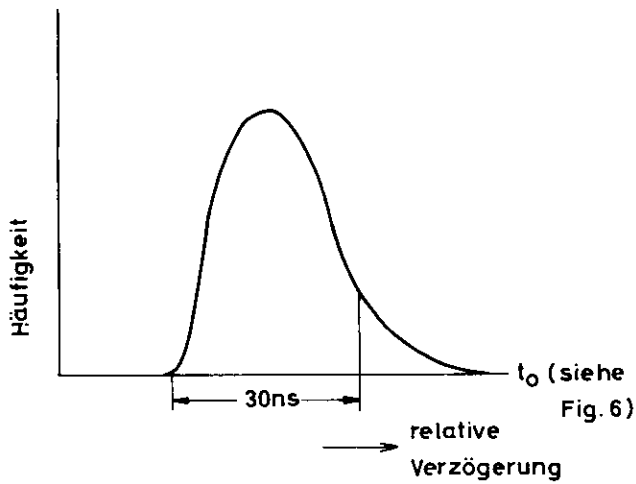


Fig. 7

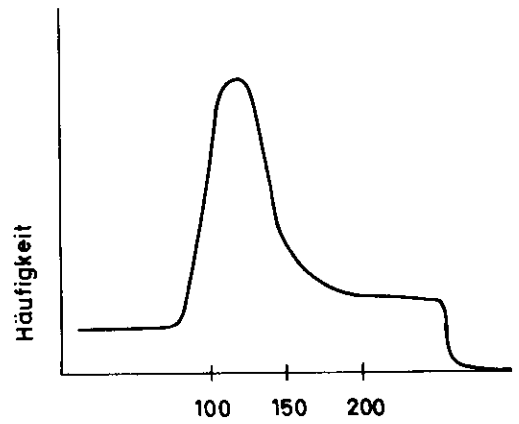


Fig. 8

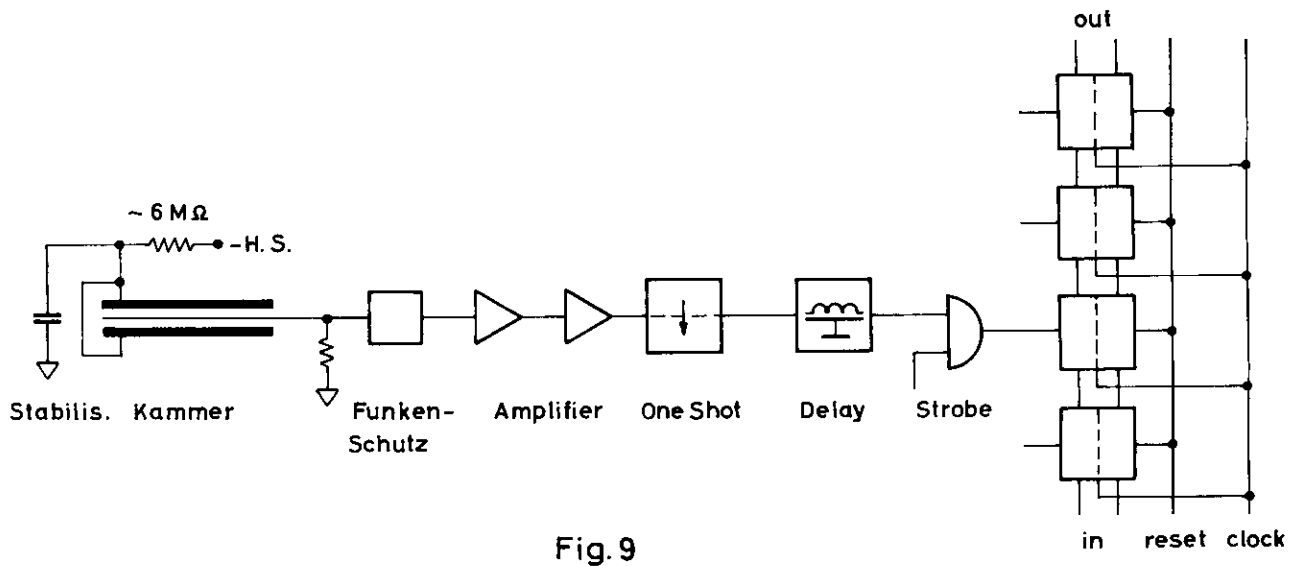


Fig. 9

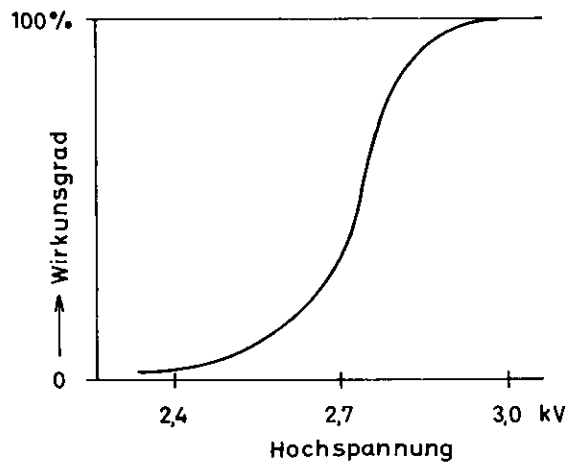


Fig. 10