



elektronik-bauelemente

Nur für den Dienstgebrauch

APPLIKATIVE INFORMATION

APPLIKATIVE INFORMATION

– für Anwender der Mikroelektronik –

h i n w e i s e

- 1.** Alle Beiträge in den Heften der "Applikativen Information" dienen der Anregung bei Schaltungs- und Geräteentwicklungen bzw. beim Finden von Rationalisierungslösungen und vor allem dem Erfahrungsaustausch. Es können keine Verbindlichkeiten des VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin zur Bereitstellung der in den Beiträgen vorgestellten elektronischen Bauelemente abgeleitet werden.

Grundlage dafür sind die Listen für elektronische Bauelemente und Bausteine, die über die Bauelemente-Verantwortlichen der Betriebe beim VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin angefordert werden können.

- 2.** Reproduktionen in irgendeiner Form durch Druck, Kopienherstellung, Microfiche u. a. sind nur nach vorheriger schriftlicher Zustimmung des Herausgebers gestattet. Auszüge, Referate und Besprechungen müssen die volle Quellenangabe enthalten.

inhalt ai

04/87

elektronik

Seite

Ingenieurbetriebe für die Anwendung der Mikroelektronik	3
- Anschriften der Ingenieurbetriebe für die Anwendung der Mikroelektronik in den Bezirken der DDR	8
Leistungselektronische Bauelemente - Importe aus RGW-Ländern	11
Leistungselektronik (Literaturauswahl zu Bauelementen, deren Anwendung und Einsatzgebieten)	14

bauelemente · applikation

Sicherer Arbeitsbereich beim Ausschalten von Leistungsschalttransistoren	16
Aufbau, Funktionsweise und Anwendung des 3Y2-stelligen CMOS-Analog-Digital-Wandlers C 7136 D	21
Bewertungselektronik des Abgleichschleifautomaten für die Chrominanz-Verzögerungsleitung CV 20	34
Elektronischer Drehzahlmesser mit Digitalanzeige	37
Anwendung mikroelektronischer Bauelemente zur Störimpulsüberwachung in Röntgenröhren-Prüfanlagen	39

kurz berichtet

Patentinformation	42
Standards	43
Zentraler Nachweisspeicher Angewandte Mikroelektronik	45
- Übersicht über beziehbare Angebotsrecherchen	47

APPLIKATIVE INFORMATION
- für Anwender der Mikroelektronik -

herausgeber

veb applikationszentrum elektronik berlin
im veb kombinat mikroelektronik

- abt. applikative information mikroelektronik -

mainzer str. 25

berlin

1035

Dipl.-Ing. Gerd Krybus

Direktor des Ingenieurbetriebes für die Anwendung der Mikroelektronik
im VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin

Ingenieurbetriebe für die Anwendung der Mikroelektronik

1. Entwicklung der Beratungs- und Informationsstellen Mikroelektronik zu Ingenieurbetrieben für die Anwendung der Mikroelektronik

Auf Anregung des Zentralkomitees der SED leitete der Generaldirektor des VEB Kombinat Mikroelektronik (KME) im Auftrag des Ministers für Elektrotechnik und Elektronik im Jahre 1985 die erforderlichen Schritte zum Ausbau der bereits in allen Bezirken bestehenden und sich bis dahin bewährten Beratungs- und Informationsstellen Mikroelektronik (BIS) zu Ingenieurbetrieben für die Anwendung der Mikroelektronik (IfAM) ein.

Mit dem Ausbau dieser unter der Kurzbezeichnung "BIS" bekannten Beratungs- und Informationsstellen Mikroelektronik wurde eine weitere Etappe bei der planmäßigen Untersetzung der Beschlüsse des Politbüros der SED zur weiteren Beschleunigung der Entwicklung, Produktion und Anwendung der Schlüsseltechnologie Mikroelektronik und des Aufbaus von Anwenderkapazitäten für die Mikroelektronik in der Volkswirtschaft der DDR realisiert.

In Auswertung der Beschlüsse des XI. Parteitages der SED, die wiederholt auf die effektive Anwendung der neuesten wissenschaftlich-technischen Ergebnisse, insbesondere durch die beschleunigte und umfassende Anwendung der Schlüsseltechnologien Mikroelektronik und Mikrorechenstechnik, die Rationalisierung, Modernisierung und Rekonstruktion der Prozesse der materiellen Produktion, aber auch der Produktionsvorbereitung, Leitung und Verwaltung orientierten, wurde die entsprechende Entwicklungskonzeption hinsichtlich

- der weiteren Tempobeschleunigung beim Ausbau der BIS zu IfAM sowie
- der weiteren intensiven Verbesserung der Effizienz von Entwicklungsaufwand und Anwendernutzen

präzisiert.

Bei der Gründung der BIS zu Ehren des X. Parteitages der SED wurde ihnen der Auftrag erteilt, eine umfassende Information zum verfügbaren Sortiment elektronischer und mikroelektronischer Bauelemente zu geben und die Anwender bei der schaltungstechnischen Lösung ihrer Probleme zu beraten.

Mit dem Wirksamwerden der BIS, dem immer stärker werdenden Eindringen der Mikroelektronik in alle Bereiche der Volkswirtschaft, änderten sich auch die Anforderungen.

Vor allem diese sich ändernden Erfordernisse der Volkswirtschaft machten sehr schnell einen qualitativen und quantitativen Wandel der Aufgabenstellung, der Ausrüstungsbasis und der Qualifikationsstruktur der Kader in den BIS notwendig.

So verlagerte sich der Arbeitsinhalt immer stärker von der allgemeinen Information und Beratung zur konkreten schaltungstechnischen Anwenderunterstützung, zur Entwicklung und Bereitstellung von anwenderspezifischer Hard- und Software.

Als Zielgruppen für die besondere Unterstützung durch die aufzubauenden zentralisierten Kapazitäten kristallisierten sich dabei die Bereiche der territorial geleiteten Klein- und Mittelbetriebe, PGH sowie der Erstanwender der Mikroelektronik heraus - Bereiche, die über keine oder nur sehr geringe Elektronik- bzw. Mikroelektronikapazitäten verfügten bzw. verfügen.

Denn auch für diese Bereich gilt es "... die Mikroelektronik für die Erreichung effektiver Produktions- und Exportsortimente, die Erhöhung der Material- und Energieökonomie sowie die Automatisierung der Arbeitsprozesse und die Verbesserung der Arbeits- und Lebensbedingungen der Menschen einzusetzen ..." /1/.

Diese Entwicklung bereits in der Vorbereitung des XI. Parteitages analysierend und die internationalen Entwicklungstendenzen berücksichtigend, empfahl die Fachabteilung Maschinenbau und Metallurgie des ZK der SED dem Minister für Elektrotechnik und Elektronik, den Auftrag zur Weiterentwicklung der gebildeten BIS zu leistungsfähigen IfAM zu erteilen. Mit der Umsetzung dieses Auftrages wurde der Generaldirektor des VEB KME beauftragt.

Die Koordinierung der Aktivitäten zum Ausbau der IfAM in den Bezirken der DDR und der Organisation ihrer Tätigkeit wurde dem Betriebsdirektor des VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin (AEB) übertragen, der gleichzeitig für die Bildung des IfAM Berlin verantwortlich zeichnete.

2. Aufgaben der IfAM

Entsprechend den Erfordernissen ergibt sich nachfolgende grundsätzliche Aufgabenstellung für die IfAMs:

- Bearbeitung und Realisierung konkreter ingenieur-technischer Aufgaben der Anwendung der Mikroelektronik im Rahmen der territorialen Rationalisierung, insbesondere für Klein- und Mittelbetriebe¹ und aktive Unterstützung von Erstanwendern der Mikroelektronik auf der Grundlage von Wirtschaftsverträgen - d. h. gemeinsame Erarbeitung der erforderlichen Aufgabenstellungen für die konkreten Hard- und Softwareleistungen mit dem Auftraggeber, Schaffung von Mustergeräten, Überleitung in den Rationalisierungsprozeß beim Anwender einschließlich der Übergabe der erforderlichen technischen Dokumentationen, insbesondere Bedienungsanleitungen usw.,
- Schulung und Einweisung des Servicepersonals des Anwenders in die Bedienung, Wartung und Instandsetzung der Funktionshardware. Weiterhin schaffen die IfAM in enger Zusammenarbeit mit den zuständigen Bezirksvorständen der KdF durch Lehrgänge auf dem Gebiet der Mikroelektronik und ihrer Anwendung, des Einsatzes moderner Computertechnik und der Entwicklung von Software günstige Voraussetzungen zur Qualifizierung eigener personeller Kapazitäten bei den Anwendern; diesem Zweck dienen auch bei einigen IfAM eingerichtete Computerclubs, die mit ihrer Arbeit ihren Anteil zur rechtzeitigen Heranführung Jugendlicher und bei der Erwachsenenqualifizierung an die moderne Computertechnik leisten,
- Substitution von mikroelektronischen Bauelementen und Baugruppen bei der Instandhaltung von importierten Anlagen und Geräten auf der Basis des in der DDR verfügbaren Bauelemente- und Baugruppensortiments einschließlich der Dokumentation dieser Lösungen,

1 "Durch engere Zusammenarbeit zwischen zentral und örtlich geleiteten Betrieben und rationelle Nutzung des wissenschaftlich-technischen Potentials ist die systematische Anwendung der Mikroelektronik und Robotertechnik auch in Klein- und Mittelbetrieben zur Leistungssteigerung zu nutzen." /2/

- Realisierung von Informations- und Beratungsleistungen gegenüber Anwendern der Mikroelektronik
 - . zum verfügbaren Bauelementesortiment anhand des Informationsmaterials des VEB AEB
 - . zu den verfügbaren und eingesetzten Mikrorechnern und Mikroprozessorsystemen
 - . zu nachnutzungsfähigen Rationalisierungslösungen anhand des "Zentralen Nachweisspeichers Angewandte Mikroelektronik" (ZNAM)
 - . sowie zukünftig zu den in den IfAM entwickelten Softwareleistungen anhand eines zentralen Nachweises im VEB AEB,
- gemäß Auftrag des Ministers für Elektrotechnik und Elektronik werden spezialisierte Ingenieurbetriebe ihren Beitrag bei der Applikation und dem Entwurf anwenderspezifischer integrierter Schaltkreise entsprechend den volkswirtschaftlichen Erfordernissen anhand der Organisationsprojekte der Hersteller leisten.

Das gilt insbesondere hinsichtlich

- . ihrer Informations- und Beratungstätigkeit gegenüber den Anwendern
- . der Selektion konkreter Anwendungsfälle
- . der Übernahme konkreter Leistungen durch die spezialisierten IfAM für solche Anwender, die selbst nicht über die erforderlichen Möglichkeiten verfügen; letzteres selbstverständlich in enger Zusammenarbeit mit den entsprechenden Herstellerbetrieben.

3. Erste Ergebnisse der IfAM im Jahre 1986

Mit den für das Planjahr 1986 durch die IfAM eingeordneten und vertraglich unteretzten 188 immer komplexer werdenden Aufgaben der Rationalisierung bewirkten diese den Einsatz der Mikroelektronik in folgenden Bereichen der Volkswirtschaft:

- 35,1 % der Aufgaben kamen aus dem Bereich der bezirksgeleiteten Industrie
- 16 % der Aufgaben waren aus dem Bereich der Land-, Forst- und Nahrungsgüterwirtschaft und
- 13,5 % der Aufgaben stammten aus dem Bereich Elektrotechnik/Elektronik.

Die restlichen Aufgaben verteilten sich auf 17 weitere Bereiche.

Von allen diesen Aufgabenkomplexen waren wiederum

- 54 % auf die Rationalisierung der Produktion,
 - 27,6 % auf die Rationalisierung der Produktionsvorbereitung und
 - 18,4 % auf die Rationalisierung der Verwaltung
- ausgerichtet.

Konkret gehörten dazu solche ausgewählten Leistungen:

- IfAM Berlin

- . Softwareentwicklung für die mikrorechnergestützte Prozeßführung der Trinkwasserversorgung der Hauptstadt der DDR Berlin, mit solchen Nutzeffekten für den Anwender wie Kostenreduzierung für Elektroenergie um ca. 145 000 M/Jahr, Senkung des spezifischen Energiebedarfs um 5 kWh/1 000 m³ Wasser, Senkung des Bedienungsaufwandes von 10 000 h/Jahr oder
- . Prüfmittelentwicklung für die Steuerelektronik des 3-Temperaturzonen-Kühlschranks mit ca. 150 000 M eingeschätztem Nutzen pro Jahr.

- IfAM Erfurt

- . Softwareentwicklung für die Lagerorganisation einer Werkzeugmaschinenfabrik mit folgenden Nutzeffekten beim Anwender wie Steigerung der Arbeitsproduktivität auf 238 %, Einsparung von 33 Arbeitsplätzen

- IfAM Frankfurt/Oder

- . Entwicklung einer Steuerung für Be- und Entlüftung von Käfigläuferställen mit Energieeinsparungen von 32 MWh bei Rohbraunkohle und 92 MWh Elektroenergie sowie Senkung der Tierverluste um ca. 10 000 M

- IfAM Halle

- . Entwicklung einer rechnergestützten Steuerung einer Brotlinie mit einer Arbeitseinsparung von ca. 6500 h/Jahr und Selbstkostensenkung von 41 000 M/Jahr

- IfAM Neubrandenburg

- . Sicherung der Nachnutzung des selbst entwickelten Projektes "Steuerung der Butterproduktion" mit Arbeitszeiteinsparungen in Höhe von 7 500 h und Materialeinsparungen von 850 000 M in den verschiedenen Milchhöfen unseres Landes.

Das ist nur ein begrenzter Einblick in die Leistungsfähigkeit der gebildeten IfAM.

Mit den Leistungen des Jahres 1986 wurden durch die IfAM hohe volkswirtschaftliche Effekte bei den Anwendern organisiert, die

- die Freisetzung von mehr als 100 Arbeitskräften,
- eine Arbeitszeiteinsparung von mehr als 10^5 h,
- Valutaeinsparungen von mehr als 5 Millionen Valutamark
- sowie weitere direkte Selbstkostensenkungen, Material- und Energieeinsparungen in Höhe von mehr als 10 Millionen Mark, Erhöhung des Niveaus bei Finalerzeugnissen, deren Qualität u. a. m. bewirkten.

Desweiteren wurde die aktive Information und Beratung von Kunden in ca. 2000 Beratungen fortgesetzt und die Qualifizierung von Erstanwendern und Fortgeschrittenen auf dem Gebiet der Mikroelektronik mit ca. 400 Lehrgängen und Vorträgen unterstützt.

4. Entwicklung im Perspektivzeitraum

Die vom XI. Parteitag der SED geforderte beschleunigte Leistungsentwicklung wird anhand der durch die Ingenieurbetriebe konzipierten Leistungskennziffern für den Zeitraum bis 1990 verdeutlicht. So ist u. a. vorgesehen, das 1986 geplante Leistungsvolumen bis 1990 mehr als zu verdoppeln.

Die bisherige Entwicklung der Ingenieurbetriebe in den einzelnen Bezirken entspricht im wesentlichen den Erfordernissen des jeweiligen Territoriums, ist aber noch qualitativ und quantitativ differenziert.

Es ist das Ziel des Leitorgans, des VEB AEB, in enger und bewährter Zusammenarbeit mit den territorialen Partei- und Staatsorganen, Trägerbetrieben und beteiligten Kombinat, die fast ausschließlich dem Ministerium für Elektrotechnik und Elektronik zugeordnet sind, durch

- eine verstärkte inhaltliche Arbeit im Rahmen der IfAM-Beiräte,
- die weitere Verstärkung des Erfahrungsaustausches,
- die konsequente Führung eines effektiven Leistungsvergleiches zwischen den einzelnen IfAM alle IfAM an ein hohes Niveau heranzuführen.

Dabei wird den Fragen der Intensivierung die größte Aufmerksamkeit gewidmet.

5. Zusammenfassung

In enger Zusammenarbeit des VEB AEB mit allen am Prozeß beteiligten Partnern konnte die eingangs genannte Aufgabenstellung zur Bildung der IfAM in den Bezirken der Republik um fast ein Jahr vorfristig erfüllt werden.

Abschließend sei festgestellt, daß die Ingenieurbetriebe eine wirkungsvolle Initiative des Industriebereiches Elektrotechnik und Elektronik bei der Einführung der Mikroelektronik als Schlüsseltechnologie in allen Bereichen der Volkswirtschaft darstellen, desto mehr dort, wo die allergeringsten Voraussetzungen für eigene Aktivitäten dafür vorhanden sind, nämlich vorrangig in Klein- und Mittelbetrieben sowie Produktionsgenossenschaften des Handwerks.

Anschriften der IfAM vervollständigen diesen Beitrag.

Literatur

- /1/ Direktive des XI. Parteitages der SED zum Fünfjahrplan für die Entwicklung der Volkswirtschaft in den Jahren 1986 - 1990.
Berichterstatter Günter Mittag.
Berlin: Dietz 1986 S. 49

- /2/ Direktive des XI. Parteitages der SED zum Fünfjahrplan für die Entwicklung der Volkswirtschaft in den Jahren 1986 - 1990.
A. a. O., S. 118

Anschriften der Ingenieurbetriebe für die Anwendung der Mikroelektronik (IfAM) in den Bezirken der DDR

Bezirk	Sitz/Telefon	Postanschrift
Berlin	Grünberger Str. 49 Berlin - Friedrichshain Tel.: 589 38 57	VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin Direktorat IfAM PF 211 Berlin 1035
Cottbus	Freienhufener Str. 58 Großräschen Tel.: 51 17	VEB Mikroelektronik "Robert Harnau" Großräschen IfAM Cottbus Karl-Liebknecht-Str. 1 Großräschen 7805
Dresden	Papstdorfer Str. 11 Dresden Tel.: 239 10 70	VEB Forschungszentrum Mikroelektronik Dresden IfAM Dresden/-VM- Grenzstr. 28/PF 34 Dresden 8080
Erfurt	Juri-Gagarin-Ring 23/25 Erfurt Tel.: 62 102	IfAM Erfurt Juri-Gagarin-Ring 23/25 Erfurt 5010
Frankfurt/Oder	Ernst-Thälmann-Str. 46 Frankfurt/Oder Tel.: 327 171	IfAM Frankfurt/Oder Ernst-Thälmann-Str. 46 Frankfurt/Oder 1200
Gera	Clara-Zetkin-Str. 9 Gera Tel.: 220 95	VEB Elektronik Gera IfAM Gera Parkstr. 3 Gera 6500

Halle	Geiststr. 2 Eisleben Tel.: 54 84	Ingenieurschule für Elektrotechnik und Maschinenbau Eisleben BIS Mikroelektronik Geiststr. 2 Eisleben 4250
Karl-Marx-Stadt	Wilhelm-Raabe-Str. 2 Karl-Marx-Stadt Tel.: 571 32 23	VEB Robotron Buchungsmaschinenwerk Karl-Marx-Stadt IfAM Karl-Marx-Stadt Karl-Marx-Stadt 9010
Leipzig	Neumarkt 8/10 Leipzig Tel.: 292 417	IfAM Leipzig Neumarkt 8/10 Leipzig 7010
Magdeburg	Löderburger Str. 94 Staßfurt Tel.: 663 561	VEB Fernsehgerätewerk "Friedrich Engels" Staßfurt IfAM Magdeburg Löderburger Str. 94 Staßfurt 3250
Neubrandenburg	Reitbahnweg 10 Neubrandenburg Tel.: 41 44	IfAM Neubrandenburg BT des VEB Elektromotorenwerk Eggesin PSF 513 Neubrandenburg 2000
Potsdam	Leipziger Str. 57 Potsdam Tel.: 221 95	IfAM Potsdam Leipziger Str. 57 Potsdam 1500

Rostock	Evershagen Süd Rostock	VEB Datenverarbeitungszentrum Rostock, EPMR IfAM Rostock Erich-Schlesinger-Str. Rostock 2500
	Tel.: 85 11	
Schwerin	Großer Moor 36 Schwerin	VEB Kabelwerk Nord IfAM Schwerin Sackthannen Schwerin 2700
	Tel.: 864 149	
Suhl	An der Krebswiese Ilmenau	VEB Mikroelektronik "Friedrich Engels" Ilmenau IfAM Suhl Straße der DSF Ilmenau 6300
	Tel.: 2246	

Stand: März 1987

Dipl.-Ing. Manfred Möller
 VEB Mikroelektronik "Karl Liebknecht"
 Stahnsdorf
 im VEB Kombinat Mikroelektronik

Leistungselektronische Bauelemente – Importe aus RGW-Ländern

Ausgehend von den Beschlüssen des XI. Parteitages der SED kommt es in den nächsten Jahren zu einem verstärkten Einsatz der Mikroelektronik in der Volkswirtschaft der DDR. Die Verfügbarkeit moderner leistungselektronischer Bauelemente ist eine wesentliche Voraussetzung, um die Möglichkeiten der Mikroelektronik in allen Bereichen, wie z. B. in der Antriebstechnik, in Industrierobotersteuerungen, in Schaltnetzteilen und in Konsumgütern umfassend nutzen zu können.

Im VEB Mikroelektronik "Karl Liebknecht" Stahnsdorf (MLS) und im VEB Mikroelektronik "Robert Harnau" Großräschen (MHG) werden bis 1990 unter Berücksichtigung der vorhandenen und neu zu schaffenden Produktionskapazitäten und Technologien aus dem Spektrum der leistungselektronischen Bauelemente Gleichrichterdioden, Transistoren und Module im Strombereich bis maximal 120 A entwickelt und gefertigt.

Der volkswirtschaftlich notwendige Bedarf der Anwenderindustrie an Bauelementen im höheren Strombereich und einigen Spezialbauelementen (z. B. Hochspannungsgleichrichter) muß durch Importe aus dem RGW gedeckt werden. Die Hauptaufkommensquellen sind die UdSSR, die ČSSR und die SRR.

Zur Sicherung der Bedarfsdeckung bei Importbauelementen im Zeitraum bis 1990 wurden folgende langfristige Abkommen über die Lieferung leistungselektronischer Bauelemente abgeschlossen:

UdSSR: Abkommen zwischen dem Ministerium für Elektrotechnik und Elektronik der DDR und dem Ministerium für Außenhandel der DDR sowie dem Ministerium für Elektrotechnische Industrie der UdSSR und dem Ministerium für Außenhandel der UdSSR über die Spezialisierung der Produktion von Halbleiterleistungsbaulementen und die Kooperation bei technologischen Spezialausrüstungen für deren Produktion

ČSSR: Abkommen zwischen der Regierung der ČSSR und der Regierung der DDR über die Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Mikroelektronik

Diese langfristigen Abkommen beinhalten u. a. Typengruppen leistungselektronischer Bauelemente, für den Import vorgesehene Stückzahlen in den einzelnen Jahren bis 1990 und Festlegungen zur Weiterentwicklung der Bauelemente im Sinne der konsequenten Anwendung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts. Die in diesen Abkommen enthaltenen Stückzahlen basieren auf den Angaben zum Perspektivbedarf der Anwenderindustrie.

Durch den VEB MLS wird jährlich eine Bedarfsermittlung zu leistungselektronischen Bauelementen in den Betrieben der Anwenderindustrie für einen Perspektivzeitraum von fünf Jahren durchgeführt. Der Grad der Korrelation zwischen dem von den Betrieben der Anwenderindustrie angegebenen Perspektivbedarf und dem später tatsächlich auftretenden Produktionsbedarf hat unmittelbare Auswirkungen auf die Möglichkeiten der Bedarfsdeckung.

Es wird sich in den nächsten Jahren als notwendig erweisen, bei der Vergabe von Bilanzanteilen für Importbauelemente an die Anwenderindustrie sehr viel strengere Maßstäbe anzulegen als bisher.

Diese Notwendigkeit ergibt sich daraus, daß der Bauelementebedarf in der DDR, insbesondere an modernsten leistungselektronischen Bauelementen aufgrund der Programme zur Energieeinsparung und zur Automatisierung der Produktionsprozesse in der Industrie schneller steigt, als bisher vorauszu-
sehen war.

Gegenwärtig ist bereits eine enorme Steigerung des Bedarfs an Triacs und Thyristoren bis 20 A, an Diacs, Hochspannungsgleichrichtern und anderen Bauelementen für den Einsatz in Konsumgütern festzustellen.

Eine ähnliche Entwicklung vollzieht sich in allen RGW-Ländern, so daß bei den Lieferländern leistungselektronischer Bauelemente gleichfalls Bilanzprobleme auftreten. Damit besteht in diesen Ländern nur eine geringe Bereitschaft, den Export modernster leistungselektronischer Bauelemente und Bauelemente für den Einsatz in Konsumgütern über die in den langfristigen Abkommen bis 1990 festgelegten Stückzahlen hinaus zu steigern.

Durch den in der DDR festzustellenden Bedarfsrückgang beim verfügbaren Sortiment und die Bedarfserhöhung bei modernsten leistungselektronischen Bauelementen entsteht die Situation, daß die vorhandenen Importmittel ausreichen, die Lieferbereitschaft der Hersteller im RGW jedoch Probleme aufwirft.

Ausgehend davon, daß sich die UdSSR zur Deckung des gesamten DDR-Bedarfs an den im o. g. Abkommen enthaltenen leistungselektronischen Bauelementen verpflichtet hat, wird der Anteil der Bauelemente aus der UdSSR an der Deckung des Bedarfes der DDR-Anwender in den Jahren 1988 - 1990 die dominierende Rolle spielen.

In diesem Zusammenhang ist die Frage der Bilanzierung von großer Bedeutung und es laufen gegenwärtig zu Gleichrichterdiolen $\gg 200$ A, zu Thyristormodulen bis 63 A und zu Triacs bis 16 A applikative Maßnahmen zur Orientierung der Anwender auf neuentwickelte Bauelemente aus der UdSSR.

Die UdSSR stellt für den Zeitraum bis 1990 folgendes Sortiment an leistungselektronischen Bauelementen zur Verfügung:

1. Netzdioden

$$I_{F(AV)} = 100 \dots 2\,000 \text{ A}, U_{RRM} = 50 \dots 4\,000 \text{ V}$$

2. Schnelle Dioden

$$I_{F(AV)} = 100 \dots 1\,000 \text{ A}, U_{RRM} = 500 \dots 1\,800 \text{ V}, t_{rr} = 1,6 \dots 5 \mu\text{s}$$

3. Lawinendioden

$$I_{F(AV)} = 10 \dots 500 \text{ A}, U_{RRM} = 400 \dots 1\,500 \text{ V}$$

4. Netzthyristoren

$$I_{T(AV)} = 10 \dots 1\,250 \text{ A}, U_{DRM} = U_{RRM} = 100 \dots 4\,000 \text{ V}$$

5. Schnelle Thyristoren

$$I_{T(AV)} = 50 \dots 1\,000 \text{ A}, U_{DRM} = U_{RRM} = 500 \dots 1\,400 \text{ V}$$

$$t_q = 16 \dots 63 \mu\text{s}$$

6. Triacs

$$I_{T(RSM)} = 10 \dots 320 \text{ A}, U_{DRM} = 100 \dots 1\,200 \text{ V}$$

7. GATT-Thyristoren

$$I_{T(AV)} = 125 \dots 160 \text{ A}, U_{DRM} = U_{RRM} = 500 \dots 1\,200 \text{ V},$$

$$t_q = 5 \dots 16 \text{ } \mu\text{s}$$

8. Thyristormodule

$$I_{T(AV)} = 10 \dots 80 \text{ A}, U_{DRM} = U_{RRM} = 600 \dots 1\,600 \text{ V}$$

Im RGW-Bereich ist bis 1990 mit der Produktionseinführung von neuartigen Bauelementen zu rechnen, die starken Einfluß auf die Anwendung der Leistungselektronik in der DDR haben werden.

Es handelt sich dabei um:

1. Frequenzthyristoren

$$I_{T(AV)} = 200 \dots 500 \text{ A}, U_{DRM} = U_{RRM} = 600 \dots 2\,000 \text{ V},$$

$$t_q = 12,5 \dots 63 \text{ } \mu\text{s}$$

2. GTO-Thyristoren als Scheibenzelle

$$I_{TQM} = 630 \text{ A}, I_{T(AV)} = 200 \text{ A}, U_{DRM} = 2\,400 \text{ V}$$

3. Module mit schnellen Dioden

$$I_{F(AV)} = 50 \text{ A}, U_{RRM} = 1\,000 \text{ V}, t_{rr} = 0,5 \text{ } \mu\text{s}$$

4. Module mit schnellen Thyristoren

$$I_{T(AV)} = 50 \dots 125 \text{ A}, U_{DRM} = U_{RRM} = 600 \dots 1\,400 \text{ V},$$

$$t_q = 20 \dots 30 \text{ } \mu\text{s}$$

5. Module mit rückwärtsleitenden Thyristoren

$$I_{T(AV)} = 63 \text{ A}, U_{DRM} = 600 \dots 1\,600 \text{ V}, t_q = 15 \text{ } \mu\text{s}$$

6. Wärmerohrkühler für Scheibenzellen und Module

Zur Verfügbarkeit dieser Bauelemente können Aussagen erst nach dem Abschluß der Entwicklung und nach entsprechenden Verhandlungen mit den RGW-Partnern getroffen werden. In diesem Zusammenhang einige Hinweise zur Verfahrensweise bei der Bestellung, insbesondere von Importbauelementen.

Der VEB MLS ist der bilanzbeauftragte Betrieb für Bauelemente der Leistungselektronik im VEB Kombinat Mikroelektronik (KME) und durch ihn werden alle notwendigen Importe an leistungselektronischen Bauelementen durchgeführt.

Das Bauelementesortiment befindet sich in den, vom VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin (AEB) im Auftrag des VEB KME herausgegebenen Sortimentslisten elektronischer Bauelemente, die u. a. das gegenwärtig zulässige bzw. perspektivisch einsetzbare Sortiment leistungselektronischer Bauelemente enthalten.

Es handelt sich dabei um die Zieltypen- und Typenliste (ZT/LT-Liste) mit dem gegenwärtig zulässigen Bauelementesortiment für Forschung/Entwicklung und Produktion und um die Richt- und Auswahltypenliste (RT/AT-Liste) mit dem perspektivisch einsetzbaren Bauelementesortiment nur für Forschungs- und Entwicklungsbedarf.

Die o. g. Sortimentslisten sind über den VEB AEB zu beziehen und sie enthalten die notwendigen Bestellhinweise.

Leistungselektronik

(Literaturauswahl zu Bauelementen, deren Anwendung und Einsatzgebieten)

Beitrag zur Ermittlung der maximalen Schaltfrequenz und Verlustleistung in Leistungstransistoren / Hildebrandt, B. ; Kunert, M. - In: Elektrische - Berlin 38(1984)5. - S. 170 - 172. 9 Abb., 2 Lit.

Mikroelektronik in der Leistungselektronik / Conrad, H. ; Güldner, H. ; Prischmann, W. - In: Elektrische - Berlin 38(1984)5. - S. 166 - 169. 7 Abb., 10 Lit.

Siliziumgleichrichterdiode SY 351 / Schwerdt, E. - In: Radio Fernsehen Elektronik - Berlin 33 (1984)6: - S. 377 - 378. 9 Abb.

Schnelle Gleichrichterdiode SY 356 / Schwerdt, E. - In: Radio Fernsehen Elektronik - Berlin 33 (1984)7. - S. 445 - 446. 10 Abb.

Diodenmodule MDD 16, MDD 25, MDD 40, TGL 42739 / Eglinski, L. ; Heider, J. - In: Radio Fernsehen Elektronik - Berlin 34(1985)3. - S. 167 - 170. 23 Abb., 2 Tab.

Digitale Berechnung von Thyristorstromrichterschaltungen unter Berücksichtigung der elektrischen Ausgleichsvorgänge in den Halbleiterventilen / Przytulski, A. ; - In: Wiss. Zs. TH Ilmenau - Ilmenau 31(1985)1. - S. 169 - 170.

Simulation von Schaltungen der Leistungselektronik mit Hilfe programmierbarer Kleinstrechner, Teil 1 (BASIC-orientierte Kleinstrechner in der Ingenieurpraxis) / Fischer, F. ; Retzlaff, W. - In: Elektrische - Berlin 39(1985)1. - S. 14 - 16. 2 Abb., 1 Tab., 60 Lit.

Simulation von Schaltungen der Leistungselektronik mit Hilfe programmierbarer Kleinstrechner, Teil 2 (BASIC-orientierte Kleinstrechner in der Ingenieurpraxis) / Fischer, F. ; Retzlaff, W. - In: Elektrische - Berlin 39(1985)2. - S. 64 - 67. 2 Abb., 6 Tab., 6 Lit.

Simulation von Schaltungen der Leistungselektronik mit Hilfe programmierbarer Kleinstrechner, Teil 3 (BASIC-orientierte Kleinstrechner in der Ingenieurpraxis) / Fischer, F. ; Retzlaff, W. - In: Elektrische - Berlin 39(1985)3. - S. 107 - 110. 2 Abb., 4 Tab., 7 Lit.

Simulation von Schaltungen der Leistungselektronik mit Hilfe programmierbarer Kleinstrechner, Teil 4 und Schluß (BASIC-orientierte Kleinstrechner in der Ingenieurpraxis) / Fischer, F. ; Retzlaff, W. - In: Elektrische - Berlin 39(1985)4. - S. 149 - 153. 3 Abb., 2 Tab.

Berechnung der Spannungsbeanspruchung von in Reihe geschalteten Leistungsdioden / Przytulski, A. ; Gens, W. - In: Wiss. Zs. TH Ilmenau - Ilmenau 31(1985)3. - S. 157 - 161. 3 Abb., 3 Lit.

Möglichkeiten der Zusammenschaltung unipolarer und bipolarer Leistungstransistoren (BIMOS). / Lehnert, K. ; Nicolai, U. ; - In: Elektrische - Berlin 39(1985)5. - S. 177 - 181, 2. Umschlagseite. 9 Abb., 1 Tab., 11 Lit.

Konstruktion und Eigenschaften hochsperrender Si-Leistungsschalttransistoren / Mittenentzwei, H.-W. - In: Radio Fernsehen Elektronik - Berlin 34(1985)9. - S. 560 - 563. 8 Abb., 6 Lit.

Neue Bauelemente der Leistungselektronik aus dem VEB Mikroelektronik "Karl Liebknecht" Stahnsdorf / Schulz, A. ; - In: Elektrische - Berlin 39(1985)12. - S. 444.

Die Schottky-Dioden SY 525 und SY 526 / Elstner, L. u. a. - In: Radio Fernsehen Elektronik, Berlin 35(1986)3. - S. 195. 3 Abb., 1 Tab., 1 Lit.

Leistungsschalttransistoren SU 189, SU 190, SU 186 - 188, SU 377 bis SU 380 und SU 111. Teil 1 (Halbleiterinformationen 224) / Ehrhardt, L.: - In: Radio Fernsehen Elektronik - Berlin 35 (1986)4. - S. 241 - 242. 12 Abb., 3 Tab.

Leistungsschalttransistoren SU 189, SU 190, SU 186 bis 188, SU 377 bis 380 und SU 111. Teil 2 und Schluß (Halbleiterinformationen 225) / Ehrhardt, L. ; - In: Radio Fernsehen Elektronik - Berlin 35(1986)5. - S. 307 - 310. 34 Abb., 6 Tab.

Leistungsschalttransistoren SU 189, SU 190, SU 186 bis 188, SU 377 bis 380 und SU 111. Fortsetzung der Halbleiterinformationen 225 aus Heft 5/1986 / Ehrhardt, L. ; - In: Radio Fernsehen Elektronik - Berlin 35(1986)7. - S. 446. 3 Abb.

Probleme der Parallelschaltung von Leistungshalbleitern / Gebhardt, L. - In: Elektrische - Berlin 40(1986)7. - S. 252 - 254. 8 Abb., 5 Lit.

W. Mattke

Dipl.-Ing. Wolfgang Riegel

VEB Mikroelektronik "Karl Liebknecht" Stahnsdorf
im VEB Kombinat Mikroelektronik

Sicherer Arbeitsbereich beim Ausschalten von Leistungsschaltransistoren

1. Einleitung

In der Leistungselektronik werden in zunehmendem Maße Leistungstransistoren im Schalterbetrieb verwendet. Man findet diese Leistungsschaltransistoren (LST) z. B. in Wechselrichtern für Motorsteuerungen und in Schaltnetzteilen in der Stromversorgungstechnik. Bei allen Anwendungen wird eine hohe Betriebszuverlässigkeit der LST gefordert. Die im Schalterbetrieb arbeitenden Bauelemente werden besonders in den Schaltphasen hohen Belastungen ausgesetzt. Die Kenntnis sowie Einhaltung der sicheren Arbeitsbereiche der LST ist daher bei der Dimensionierung der Schaltungen unbedingt erforderlich. Eine umfassende Zusammenstellung zum Thema "Sichere Arbeitsbereiche von LST" erfolgte in /1/

2. Sicherer Arbeitsbereich bei in Sperrichtung gepolter Basis-Emitter-Strecke

Dieser als RBSOA (Reverse Bias Safe Operating Area) bezeichnete Arbeitsbereich gilt für das Ausschalten der LST bei in Sperrichtung gepolter Basis-Emitter-Strecke. Die LST werden meistens durch Anlegen einer negativen Spannung an die Basis ausgeschaltet, um unter anderem die Ausschaltverluste zu reduzieren. Oft werden die LST dabei mit induktiver Last betrieben. Eine übliche Schaltung ist die Tiefstellerschaltung. Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung, die idealisierten Verläufe des Kollektorstroms und der Kollektor-Emitter-Spannung beim Ausschalten sowie die daraus resultierende Lastkennlinie.

Durch Kenntnis des sicheren Arbeitsbereiches - im RBSOA-Diagramm dargestellt - ist es möglich, die Lastkennlinie des LST in der jeweiligen Schaltung mit dem Diagramm zu vergleichen und bei Überschreitung die schaltungstechnischen Maßnahmen zu ergreifen, um eine Überlastung zu verhindern. Bild 2 zeigt die prinzipielle Darstellung eines RBSOA-Diagramms.

Die Kollektor-Emitter-Spannung ist maximal bei U_{CEXmax} begrenzt. Der Bereich, in dem hohe Kollektor-Emitter-Spannung und hoher Kollektorstrom gleichzeitig auftreten, wird begrenzt durch die Fähigkeit des LST, die sich in der Ausschaltphase ergebenden hohen Leistungskonzentrationen ohne Beschädigung auszuhalten. Wird der sichere Arbeitsbereich überschritten, so kann es im LST zu einer Heißfleckbildung und damit zum zweiten Durchbruch kommen, was eine Zerstörung des Bauelementes bedeutet.

Um eine möglichst hohe Betriebszuverlässigkeit zu erreichen, ist es zweckmäßig, die Grenzwerte des RBSOA-Diagramms im Dauerbetrieb nicht voll auszunutzen. Bei einigen Schaltungsanordnungen ist zu berücksichtigen, daß die ersten bzw. letzten Zyklen im Betrieb erheblich von den üblichen Strom-/Spannungsverläufen abweichen. Dies ist z. B. beim Einsatz in Schaltnetzteilen der Fall. Eine einmalige Überschreitung der RBSOA-Grenzwerte kann zur Zerstörung des LST führen.

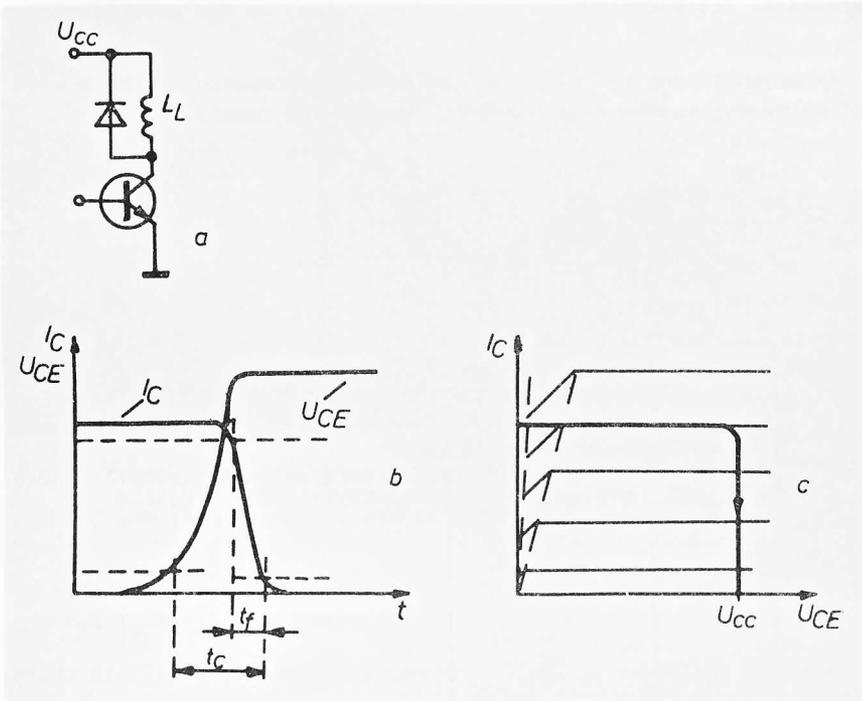


Bild 1: Tiefsteller
 a) Prinzipschaltung, b) idealisierte Verläufe beim Ausschalten, c) resultierende Lastkennlinie

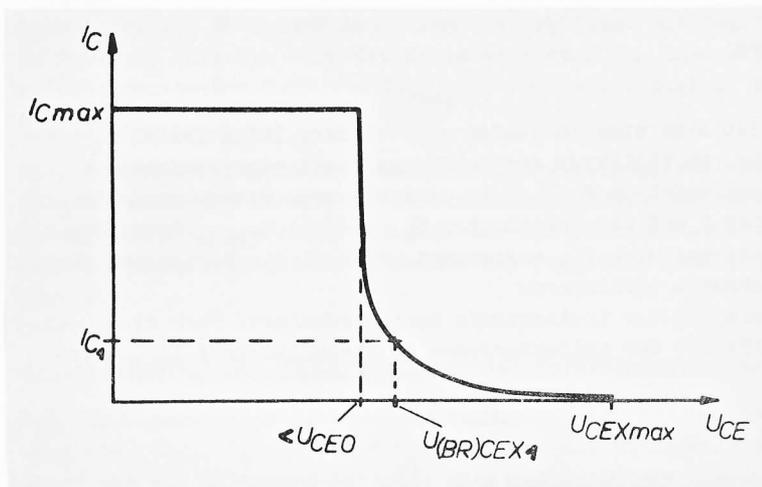


Bild 2: Prinzipielle Darstellung eines RBSOA-Diagramms

3. RBSOA-Prüfung

Die Erarbeitung von RBSOA-Diagrammen ist problematischer als die Messung anderer Kenndaten, da die Prüflinge bis an die Grenze der Zerstörung belastet werden müssen. Besondere Bedeutung kommt daher dem Schutz der Prüflinge bei der Messung zu.

Um die Prüfung der LST möglichst mit den Einsatzbedingungen in den Anwenderschaltungen durchzuführen, wird der Prüfling V_{TP} in der Prüfschaltung mit induktiver Last betrieben. Im Gegensatz zur Anwenderschaltung wird die Schaltung jedoch mit $U_{CC} = 30 \text{ V}$ und wesentlich kleinerer Lastinduktivität betrieben. Für die Begrenzung der am Kollektor des Prüflings induzierten Spannung wird eine

weitere Spannungsquelle U_{Clamp} verwendet. Diese Änderungen sind erforderlich, um den nachfolgend beschriebenen Schutz des Prüflings zu realisieren.

Bild 3 zeigt die prinzipielle Schaltungsanordnung für einen RBSOA-Tester. Ein Impulsgenerator erzeugt periodisch (10 Hz) Rechteckimpulse zur Ansteuerung der Treiberstufe des Prüflings.

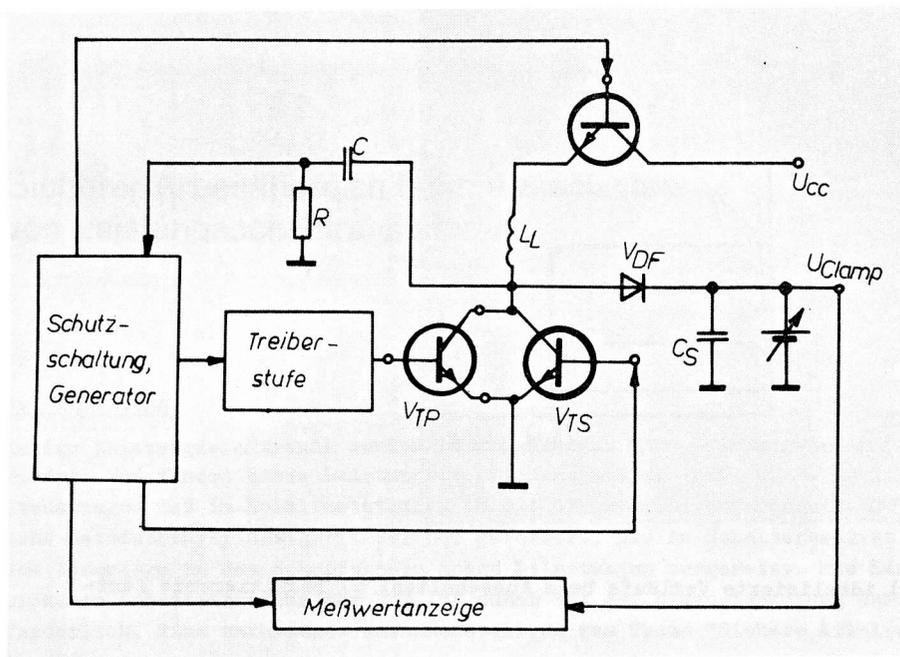


Bild 3: Prinzipschaltbild des RBSOA-Testers

Im Kollektorkreis des Prüflings V_{TP} befindet sich eine in Stufen einstellbare Induktivität L_L als Last sowie eine elektronische Sicherung. Am Kollektor des Prüflings liegt eine Spannungsbegrenzungsschaltung, bestehend aus der Freilaufdiode V_{DF} , einer einstellbaren Spannungsquelle U_{Clamp} mit einer maximalen Spannung von 1000 V und dem Kondensator C_S , und die U_{Clamp} -Messwertanzeige. Parallel zum Prüfling ist ein Schutztransistor V_{TS} angeordnet. Er soll die Zerstörung des Prüflings beim Auftreten des zweiten Durchbruchs verhindern.

Der Prüfling wird vom positiven Basisstromimpuls der Treiberstufe durchgeschaltet. Über die Impulsbreite t_P und die Größe der Lastinduktivität ist der Kollektorstrom im Abschaltmoment I_{CEND} einstellbar:

$$I_{CEND} = t_P \cdot \frac{U_{CC}}{L_L} \quad (1)$$

für den Fall, daß die Güte der Lastinduktivität die Beziehung $t_P \ll \frac{L_L}{R_L}$ erfüllt.

Durch Anlegen einer negativen Spannung $-U_{BE}$ oder einer Stromquelle mit $-I_B$ wird der Prüfling durch die Treiberstufe ausgeschaltet.

Als Treiberstufe kann eine diskrete Variante oder der zunehmend bei den Anwendern zum Einsatz kommende Schnittstellenschaltkreis B 4002 D verwendet werden. Bei Einsatz einer diskreten Treiberstufe werden $+I_B$ und $-I_B$ oszillografisch eingestellt.

Die beim Abschalten entstehende positive Induktionsspannung am Kollektor des Prüflings wird über die Diode V_{DF} , den Kondensator C_S und die Spannungsquelle U_{Clamp} begrenzt. Bild 4 zeigt den entsprechenden Verlauf des Kollektorstromes und der Kollektor-Emitter-Spannung.

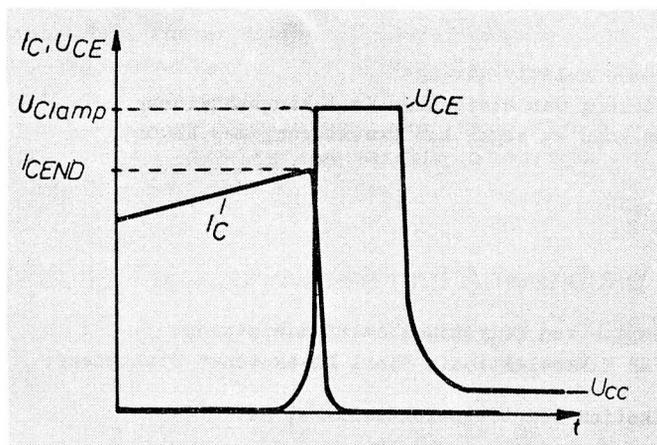


Bild 4: Verlauf des Kollektorstromes und der Kollektor-Emitter-Spannung beim Ausschalten des Prüflings im RBSOA-Tester

Durchlaßstrom der Freilaufdiode V_{DF} gemessen und mit Hilfe eines Komparators die Schutzschaltung nur bei $I_F \geq 0,5$ A aktiviert.

Damit die Induktionsspannung den Wert $U_{(BR)CEX}$ erreicht, muß die Lastinduktivität folgende Beziehung erfüllen:

$$L_L > U_{(BR)CEX} \cdot \frac{1}{\frac{di_C}{dt}} \quad (2)$$

In der Schutzschaltung werden nach Auftreten der den zweiten Durchbruch signalisierenden $-dU_{CE}/dt$ folgende Mechanismen zum Schutz des Prüflings wirksam. Der Generator wird gesperrt, ein Schutztransistor V_{TS} übernimmt den Strom des Prüflings und damit die in der Lastinduktivität gespeicherte Energie. Außerdem wird die Stromversorgung U_{CC} unterbrochen. Eine Meßwertanzeige speichert den zuletzt gemessenen Wert von U_{Clamp} . Dieser Wert, digital angezeigt, entspricht in diesem Fall $U_{(BR)CEX}$.

Wichtig für den Schutz der Prüflinge ist eine möglichst schnelle Übernahme des Stromes durch den Schutztransistor. Da die zur Zerstörung des Prüflings führenden Vorgänge in Bruchteilen von μs ablaufen und andererseits die Zeit zur Ansteuerung des Schutztransistors ebenfalls in dieser Größenordnung liegt, ist ein Schutz des Prüflings sehr problematisch und noch nicht in jedem Fall möglich.

4. Abhängigkeit des RBSOA-Diagramms von verschiedenen Größen

Bei der Dimensionierung von Schaltungen mit LST ist es für den Anwender wichtig, den Einfluß von $-U_{BE}$ bzw. $-I_B$, $+I_B$ und der Temperatur auf den sicheren Arbeitsbereich zu kennen. Die folgenden Aussagen aus der Literatur beziehen sich auf Hochspannungs-Leistungsschalttransistoren.

Einfluß von $+I_B$:

- nach /2/ kein meßbarer Einfluß auf RBSOA
- befindet sich der Transistor jedoch vor dem Ausschalten in der Quasisättigung, so erweitert dies den RBSOA /1/.

Einfluß von $-U_{BE}$ bzw. $-I_B$:

- eine Erhöhung von $-U_{BE}$ bzw. $-I_B$ führt zu einer Senkung der Ausschaltverluste. Außerdem kommt es aber dabei zu einer unerwünschten erhöhten Stromkonzentration. Je nachdem, welches Moment überwiegt, ist eine Erweiterung oder auch Einengung der RBSOA-Grenzen die Folge /1/, /2/.

Die Begrenzungsspannung kann mit U_{Clamp} eingestellt werden. U_{Clamp} wird zugleich von der Meßwertanzeige digital angezeigt. Erreicht der eingestellte Wert von U_{Clamp} die Durchbruchspannung $U_{(BR)CEX}$, dann bricht die Kollektor-Emitter-Spannung am Prüfling zusammen, d. h. es tritt am Kollektor des Prüflings eine negative Flanke von U_{CE} auf, die über das Differenzierglied der Schutzschaltung zugeführt wird.

Die negative Flanke von U_{CE} tritt aber nicht nur beim zweiten Durchbruch auf, sondern auch beim Einschalten des Prüflings und beim Abfall der positiven Induktionsspannung am Prüfling. Damit nur ein $-dU_{CE}/dt$ beim Auftreten des zweiten Durchbruchs die Schutzschaltung ansprechen läßt, wird mit einem Stromwandler der

Temperatureinfluß:

- nach /2/ Einfluß bei hohen Kollektorströmen relativ gering
- Auf Grund der teilweise dominierenden Wirkung des steigenden Kollektorbahnwiderstandes vor anderen thermischen Effekten kann es sogar zur Erweiterung des RBSOA bei Temperaturerhöhung kommen /2/.

Literatur:

- /1/ Kunert, M.: Die sicheren Arbeitsbereiche von Leistungsschalttransistoren
VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O.; VEB Mikroelektronik "Karl Liebknecht" Stahnsdorf;
KDT Vorstand d. BV Frankfurt/O.
(Mikroelektronik Information Applikation Leistungselektronik 4, Heft 17)
- /2/ Motorola Power Transistor and MOSFET Application
Application Notes
AN-785 Reverse Bias Safe Operating Area
AN-828 The Effects of Base Drive Conditions on RBSOA
AN-875 Power Transistor Safe Operating Area - Special Considerations for
Switching Power Supplies

Dipl.-Phys. Günter Gittner
 Dr.-Ing. Bernd Kahl

VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder
 im VEB Kombinat Mikroelektronik

Aufbau, Funktionsweise und Anwendung des 3½-stelligen CMOS-Analog-Digital-Wandlers C 7136 D

1. Allgemeines

Den wachsenden Anforderungen der Geräte- und Meßtechnik nach Analog-Digital-Wandlern für die verschiedensten Einsatzfälle wurde in der DDR durch die Entwicklung einer Reihe von monolithischen A/D-Wandlern Rechnung getragen.

Zuerst entstand der C 520 D als integrierender A/D-Wandler mit 3-Digit-Auflösung, der speziell in Anzeigesystemen und in der MSR-Technik unter prozeßnahen Bedingungen eingesetzt werden kann /1/, /2/, /3/. Als nachteilig kann die auf 1 000 Stufen begrenzte Auflösung und der unsymmetrische Eingangsspannungsbereich von -99 mV ... +999 mV angesehen werden.

Als Weiterentwicklung zu hochauflösenden Wandlern hin wurde das C 500er-System bereitgestellt /4/, /5/, /6/, /7/. Bei dem System handelt es sich um vier Schaltkreise (zwei Analog- und zwei Digitalschaltkreise), die je nach Genauigkeitsforderung und gewünschter Meßwertausgabe zusammengestellt werden können und eine Meßwerterfassung mit $\pm 3\frac{1}{2}$ - oder $\pm 4\frac{1}{2}$ -stelliger Genauigkeit realisieren. Die Ausgabe erfolgt gemultiplext im 7-Segment-Kode oder im BCD-Kode, so daß damit Anzeige- oder Meßwerterfassungssysteme aufgebaut werden können. Als Umsetzverfahren wird die Zweiflanken-Integration mit automatischer Nullpunktkorrektur eingesetzt. Beide o. g. Wandler bzw. Systeme fallen also in den Bereich der langsamen A/D-Wandler mit bis zu 100 Messungen/s. In der Meßtechnik ist häufig eine schnelle Meßwerterfassung mit einer rechnergerechten Datenbereitstellung erforderlich. Für diese höheren Umsetzgeschwindigkeiten wird in der Regel das Verfahren der sukzessiven Approximation eingesetzt. Bauelemente, die nach diesem Verfahren arbeiten, sind der C 570 D als 8-Bit- und der C 571 D als 10-Bit-A/D-Wandler. Sie erreichen Umsetzraten von 25 ... 66 kHz bzw. Umsetzzeiten von 15 ... 40 μ s /8/, /9/. Die Datenausgänge des Wandlers sind Tristate-Stufen, so daß er direkt an einen Datenbus angeschlossen werden kann. Mehrere ausgangsseitig parallelgeschaltete C 570 D / C 571 D können ein "Unterbussystem" bilden, wobei die Wandlerauswahl durch ein Steuersignal, das in etwa dem "Chip-Select" entspricht, erfolgt.

Die genannten A/D-Wandler haben alle den Nachteil, daß ihr Einsatz in batteriebetriebenen Meßsystemen für den mobilen Einsatz aufgrund des relativ hohen Leistungsverbrauchs nur bedingt geeignet ist. Tragbare Meßgeräte und Systeme werden in Zukunft sicher an Bedeutung gewinnen, so daß die Bereitstellung entsprechend leistungsarmer A/D-Wandler erforderlich ist.

Mit dem C 7136 D wurde im VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder ein $3\frac{1}{2}$ -Digit-A/D-Wandler entwickelt, der in CMOS-Technik hergestellt wird. Er arbeitet nach dem Verfahren der Zweiflanken-Integration mit einem zusätzlichen Zyklus zur automatischen Nullpunktkorrektur. Sein Leistungsverbrauch liegt typisch unter 1 mW und die Versorgung kann aus einer 9-V-Batterie erfolgen. Er benötigt für den Betrieb ein Minimum an externen Bauelementen und kann eine Flüssigkristallanzeige vom Typ FAR 09 A vom VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin direkt betreiben. Das heißt, der Wandler ist für meßwertanzeigende Systeme mit minimalem Leistungsverbrauch und relativ kleiner Umsetzrate konzipiert.

2. Erweitertes Zweiflanken-Integrationsverfahren des A/D-Wandlers C 7136 D

Dieses Verfahren bietet den Vorteil hoher Störunterdrückung und kommt ohne hochgenaue Bauelemente aus, da das Ergebnis aus dem Verhältnis der Auf- und Abintegrationsgeschwindigkeit gebildet wird.

Der Nachteil des Verfahrens ist die relativ große Zeit für eine Umsetzung. Typische Umsetzraten liegen deshalb zwischen 1 ... 50/s.

Obwohl das Verfahren bekannt ist, soll das Prinzip und seine Modifikation beim C 7136 D noch einmal erläutert werden, da das für Verständnis und Anwendung des Bauelementes notwendig ist.

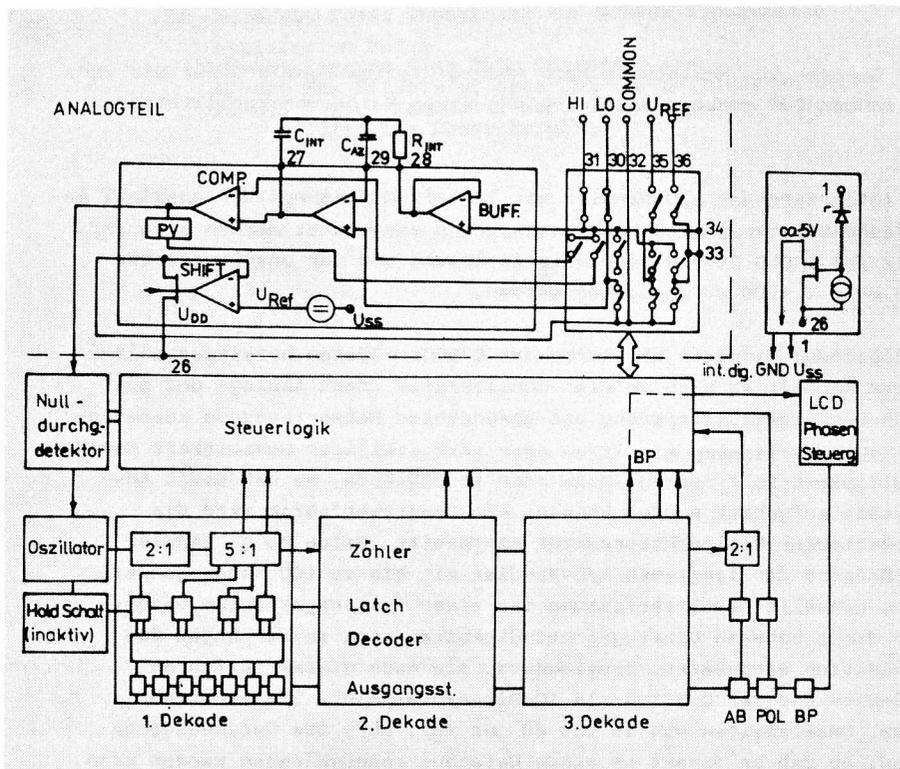


Bild 1: Blockschaltbild des A/D-Wandlers C 7136 D

Während der ersten Umsetzphase, der zeitlich festen Eingangsspannungs-Integrationsphase wird ein der Eingangsspannung proportionaler Strom mit einem als Integrator beschalteten OV integriert. Am Ende der Integrationsphase befindet sich auf dem Integrationskondensator eine der Eingangsspannung proportionale Ladung oder bei festem Integrationskondensator auch proportionale Spannung. In der sich daran anschließenden Abintegration oder Referenzintegration wird eine Referenzspannung zur Erzeugung des Stromes angeschaltet, dessen Integration die Ladung auf dem Kondensator abbaut. Die Referenzspannung muß dazu die entgegengesetzte Polarität zur Eingangsspannung besitzen. Die Steilheit der Abintegration ist infolge der konstanten Referenzspannung ebenfalls konstant.

Die Zeit, bis die aufintegrierte Ladung abgebaut ist, ist damit dieser Ladung bzw. Spannung und damit der Eingangsspannung proportional. Üblicherweise wird die Anzahl der Taktimpulse in dieser Abintegrationszeit gezählt, die dann der Eingangsspannung proportional ist $/3/$.

Der Integrator-0V ist ein invertierender Verstärker. Infolge einer hohen Verstärkung bleibt der Integratoreingang auf konstantem Potential und der Ausgang wird entgegen der Eingangsspannung aus-gesteuert. Das muß beachtet werden, wenn das Meßsystem mit einer Gleichtakt-Eingangsspannung beauf-schlagt wird, um die Sättigung des Integratorausgangs (Begrenzung an Betriebsspannung) zu vermeiden. Ein Komparator überwacht den Nulldurchgang der Integratorausgangsspannung. Beim Nulldurchgang wird die Abintegration beendet und das Zählergebnis in einen Zwischenspeicher übernommen.

Die größte Störung dieses Verfahrens stellen die internen Offsetspannungen der 0V und des Kompara-tors dar. Neben dem digitalen Offsetabgleich, bei dem nur die Taktimpulse zwischen den Integrator-Nulldurchgängen bewertet werden (wie zum Beispiel beim U 126 D) ist auch ein analoger Abgleich in Form der Offsetkompensation des Analogteils möglich. Der automatische Nullpunktgleich wird auch als "Auto-Zero" bezeichnet. Ein derartiger Abgleich wird wie beim C 500-System in analoger Form auch beim C 7136 D ausgeführt /5/, /6/.

Vor jeder Integration wird eine Rückkopplungsschleife vom Komparatorausgang auf den Integratorein-gang geschlossen. Durch die Offsetgrößen wird der Auto-Zero-Kondensator aufgeladen, der dann die Kompensationsspannung enthält. Dieser Offsetabgleich wird praktisch nur durch das Rauschen des Systems begrenzt und ergibt Restoffsetwerte im μV -Bereich. Die Größe des Auto-Zero-Kondensators be-stimmt das Rauschen des Systems mit. Für geringes Rauschen sind deshalb größere Kapazitätswerte günstig. Allerdings werden auf diesem Kondensator auch Fehlloadungen gespeichert, wenn das System durch zu große Eingangsspannungen oder nach Anlegen der Betriebsspannungen übersteuert wird. Diese Fehlloadungen werden durch die hochohmige Schaltung nur relativ langsam abgebaut. Das Umsetz-verfahren des C 7136 D ist deshalb gegenüber dem C 500-System um eine weitere Umsetzphase, die Null-integration, erweitert worden. In dieser zusätzlichen Phase werden Fehlloadungen schneller abgebaut, so daß innerhalb kurzer Zeit wieder echte Meßergebnisse zur Verfügung stehen.

Der automatische Nullabgleich im Analogteil hat den Vorteil, daß zusätzliche Gleichtaktspannungen vermieden werden. Die relativ großen Offsetdriften der MOS-0Vs sind hier unkritisch, da sie durch den zyklischen Abgleich ständig kompensiert werden.

Als Bezugsspannung für den Offsetabgleich dient dabei stets die Analog-Common-Spannung, auch wenn diese durch externe Beschaltung (z. B. Betrieb mit ± 5 V) überschrieben wird. Kleine negative Be-triebsspannungen sollten beim Überschreiben der Common-Spannung jedoch vermieden werden, da die Eingangssteuerbarkeit vom Puffer- und Integrator-0V an die negative Betriebsspannung (infolge der n-Kanal-Eingangsstufe) ungünstiger ist als an die positive Betriebsspannung.

3. Aufbau und Eigenschaften des Schaltkreises C 7136 D

Der C 7136 D vereinigt als monolithischer Schaltkreis alle Teile eines A/D-Wandlers. Er enthält im Analogteil Puffer- und Integrator-0V, den Komparator sowie einen Shifter-0V und einen Regeltransi-stor zur chipinternen Erzeugung der Analogmasse (Analog-Common). Die Analogmasse hat einen TK von etwa 150 ppm/K (typ.) und kann damit nur bedingt als Referenzspannung bei größeren Umgebungstempla-turbereichen verwendet werden. Weiterhin ist das komplette Analog-Schaltnetzwerk zur An- und Umschal-tung von Eingangs- und Referenzspannung sowie zum automatischen Offsetabgleich, der Taktgenerator und ein Digitalteil mit Steuerwerk, Zähler, Zwischenspeicher, Dekoder und Ausgangsstufen für eine Flüssigkristallanzeige einschließlich Rückelektrodenausgang (Backplane) integriert.

Das Steuerwerk legt die Aufeinanderfolge der einzelnen Wandlungsphasen fest. Der Ablauf beginnt mit der Nullintegration, ihr folgt der Offsetabgleich (Auto-Zero), an den sich die Eingangsspannungs-Integrationsphase anschließt. Beendet wird die Umsetzung mit der Referenzintegration. Die durch vier geteilte Oszillatorfrequenz ist die Zählfrequenz. Die Integrationsphase ist 1000 Zähl-takte lang, die Referenzintegration 0 ... 2000 Takte und die Nullintegration und Auto-Zero-Phase teilen sich den Rest der Referenzintegration (0 ... 2000 Takte) plus 1000 Takte. Dabei ist die Länge der Nullintegrationsphase abhängig vom Wandlungsergebnis und kann von 10 ... 600 Takte (bei Ergebnis-überlauf) dauern. Die Auto-Zero-Phase ist mindestens 260 Takte lang.

In welcher Umsetzphase sich der Wandler befindet ist von außen nicht direkt steuerbar. Während der Nullintegration und der Auto-Zero-Phase sind die Eingänge der Referenzspannung (Anschluß 35, 36)

mit den Anschlüssen des Referenzkondensators (Anschluß 33, 34) verbunden. In dieser Zeit wird der Referenzspannungskondensator aufgeladen. Während der eigentlichen Umsetzung wird der Referenzkondensator von den Referenzspannungseingängen abgetrennt. Während der Integrationsphase bleibt er unbeschaltet und wird zur Referenzintegrationsphase polaritätsrichtig an den Puffer-OV geschaltet. Die Referenzspannungseingänge sind deshalb echte Differenzeingänge und können auch als Meßspannungseingänge z. B. zur Kehrwertbildung und Verhältnismessung benutzt werden. Die Eingangsspannung muß dabei stets im Betriebsspannungsbereich bleiben. Sollte nur eine unipolare Eingangsspannung an IN HI, IN LO (Anschluß 31, 30) verwendet werden, so kann eine gleichtaktfreie Referenzspannung unter Verzicht eines Referenzkondensators polaritätsrichtig direkt an die Anschlüsse des Referenzkondensators geschaltet werden.

Die Eingänge IN HI und IN LO sind ebenfalls echte Differenzeingänge. Es wird ein Eingangsspannungsbereich von 1,5 V oberhalb U_{DD} bis 1 V unterhalb U_{SS} garantiert, wobei die Gleichtaktunterdrückung typisch 86 dB beträgt.

Bei Batteriebetrieb sollte die Gleichtaktspannung durch eine Verbindung von IN LO (30) mit der Analogmasse (32) festgelegt werden. Die Verbindung von IN HI mit Analogmasse zur Vorzeichenumkehr ist ebenso möglich.

Das Meßergebnis wird als $1000 \cdot U_{IN}/U_{REF}$ angezeigt. Zur sicheren Erreichung der Auflösung sollte die Integratoraussteuerung etwa 2 V betragen (Gleichtaktspannung beachten). Der Integrationskondensator läßt sich nach der Größengleichung

$$C_{INT} = \frac{250}{U_{INT} \cdot f_c} \quad (1)$$

(C_{INT} in nF, U_{INT} in V, f_c in s^{-1})

berechnen. Dabei ist f_c die Meßrate, die sich aus der Oszillatorfrequenz dividiert durch 16 000 ergibt.

Der Puffer-OV hat eine A-Endstufe mit etwa 6 μA Querstrom. Um die Linearität zu gewährleisten, ist eine Belastung mit maximal 1 μA zulässig. Der Integrationswiderstand zur Erzeugung des Integrationsstromes läßt sich damit nach der Größengleichung

$$R_{INT} \sim \frac{U_{INmax}}{I_{INT}} \quad (2)$$

(R_{INT} in MOhm, U_{INmax} in V)

festlegen.

4. Technologische Besonderheiten

Der C 7136 D wird in CMOS-Metall-Gate-Technologie mit p-Wanne in einem n-Substrat hergestellt. Die natürliche Masse ist damit die positivste Spannung (Substratanschluß); dementsprechend wird der positive Betriebsspannungsanschluß mit U_{SS} bezeichnet. Auf dieses Potential ist die Betriebsspannung, die Common-Spannung, die Ansteuerspannung der Flüssigkristallanzeige (Segment- und Backplane-Spannung) sowie die intern erzeugte Versorgungsspannung des Digitalteils bezogen. Die intern erzeugte Referenzspannung wird aus einer Z-Diode mit etwa 6,8-V-Z-Spannung und einem Spannungsteiler mit Temperaturkompensation durch eine in Flußrichtung betriebene Diode abgeleitet. Der erreichte TK liegt bei etwa 150 ppm/K.

Alle Eingänge des Schaltkreises sind durch Eingangsschutzschaltungen geschützt. Im Interesse kleiner Restströme sind das im Digitalteil diffundierte Widerstände, die gleichzeitig eine Klemmdiode gegen U_{SS} darstellen. Die zulässigen Eingangsspannungen liegen deshalb im Betriebsspannungsbereich.

An IN HI und IN LO ist eine Überschreitung des Betriebsspannungsbereichs zulässig, wenn der Strom auf $\leq 100 \mu A$ begrenzt wird. An OSZ 1 ist zusätzlich eine Klemmdiode gegen die interne Digitalmasse vorhanden. Die Eingangsspannung zur Fremdtaktung darf deshalb nur im Bereich von U_{TEST} bis U_{SS} liegen.

Der Eingangsstrom des Wändlers wird durch Restströme von pn-Übergängen bestimmt. Die Eingangsleckströme sind ≤ 10 pA. Die Ausgänge für die Flüssigkristallanzeige (Segmentausgänge, Backplane) sind symmetrische Gegentaktausgangsstufen von $R_{DS(ON)} \hat{=} 5$ kOhm. Eine Spannungsbelastung dieser Ausgänge außerhalb des Bereiches U_{TEST} bis U_{SS} ist unzulässig, da sie zum "Latch-up" der Bauelemente führen kann. Die Nullkippspannung für den Latch-up-Effekt über die Betriebsspannung liegt bei über 30 V. Typisch sind etwa 50 V. Dieser Vorgang ist bei Strombegrenzung zwar reversibel, aber generell unzulässig.

Die intern erzeugte und auf etwa 5 V stabilisierte Betriebsspannung des Digitalteils ist am TEST-Anschluß 37, über einen als "Pull-down" geschalteten n-Kanal-Transistor mit etwa $R_{DS} \hat{=} 500$ Ohm, zugänglich. Damit ist es möglich, eine externe CMOS-Logik mit einem Speisestrom bis ca 200 μ A aus der internen Spannungsversorgung des Schaltkreises C 7136 D zu versorgen. In diesem Fall ist der Masseanschluß der Logikschaltkreise mit der internen Digitalmasse (TEST) und U_{CC} mit U_{SS} des Schaltkreises zu verbinden. Die Ausgänge des C 7136 D können keine Eingänge von LS-TTL-Schaltkreisen treiben.

Da in Anschluß 32 (Analogmasse) ein Strom eingeleitet werden kann, der gegen Anschluß 26 (U_{DD}) abgeleitet wird (Spannungsteiler, externe Referenzspannungserzeugung), erfolgt die Messung der Stromaufnahme des Schaltkreises in der U_{SS} -Zuleitung.

5. Grenz- und Kennwerte

Tabelle 1: Grenzwerte

	min	max.	Einheit
Betriebsspannung U_{DD} (gegen U_{SS})	-15	0	V
Analogeingangsspannungen	U_{DD}	U_{SS}	
Eingangsspannung bei externer Taktung an OSZ 1	U_{TEST}	U_{SS}	

Tabelle 2: Kennwerte

(wenn nicht anders angegeben bei $\sqrt{f}_a = 25$ °C, $U_{REF} = 1$ V, $U_{DD} = -9$ V, $f_{OSZ} = 50$ kHz;

		min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	I_{SS}	-	100	200	μ A
Linearitätsfehler	E_L	-1	-	+1	Digit
Segment- und Rückelektroden-Ausgangsspannung	U_{OSG}, U_{OBP}	4	-	6	V
Umpolfehler ($U_{REF} = 100$ mV, $U_{IN} \approx 190$ mV)	E_{RO}	-1	-	+1	Digit
Ratiomessung	R_R	999	1000	1001	(Display)
Common-Spannung ($I_{COM} = 10$ μ A)	$-U_{COM}$	2,6	-	3,4	V
TK der Common-Spannung	α_{COM}	-	150 ppm	-	K ⁻¹
Nullmessung	R_Z	-000	-	+000	(Display)
Eingangsleckstrom (Inf.-parameter)	I_{IL}	-	1	-	pA

6. Applikative Hinweise zum Einsatz des Schaltkreises C 7136 D

- 6.1. Die A/D-Wandler C 7136 D sind CMOS-Bauelemente, so daß die entsprechenden Behandlungs- und Einbauvorschriften anzuwenden sind.
- 6.2. Die Betriebsspannungsabblockung sollte mittels Kondensatoren mit 100 nF nahe am Schaltkreis erfolgen.
- 6.3. Bei der Spannungsversorgung des Schaltkreises aus einer Betriebsspannungsquelle wird die Lage der Analogmasse (Anschluß 32) im Schaltkreis festgelegt. Die unsymmetrische Lage zu U_{DD} und U_{SS} ist bei der Dimensionierung des Integrators zu berücksichtigen.
 $U_{com} \approx U_{SS} - 3 \text{ V}$.
- 6.4. Bei einer Versorgung des A/D-Wandlers mit $\pm 5 \text{ V}$ wird der Anschluß 32 mit der Netzteilmasse verbunden. Dabei wird die interne Analogmasse-Stabilisierung durch die externe Netzteilmasse überschrieben.
- 6.5. Werden beim Betrieb des C 7136 D aus einer Versorgungsspannung externe analoge Schaltkreise mit angeschlossen, kann der Anschluß 32 Ströme bis etwa $200 \mu\text{A}$ von U_{SS} aufnehmen, ohne daß der Pegel der Analogmasse wesentlich angehoben wird. Wird aus dem Anschluß 32 gegen U_{DD} ein Strom größer $1 \mu\text{A}$ gezogen, wird die Analogmasse abgesenkt, d. h. die interne Analogmasse-Stabilisierung wird durch die externe Masse ohne Erhöhung der Stromaufnahme überschrieben, wie z. B. beim Betrieb mit $\pm 5 \text{ V}$.
- 6.6. Die interne Referenzspannungserzeugung mit einer Z-Diode wird bei Betriebsspannungen $> 7 \text{ V}$ aktiviert. Bei kleineren Betriebsspannungen und dem Einsatz bei großen Umgebungstemperaturschwankungen muß eine externe Referenzspannungsquelle, z. B. der Schaltkreis B 589 N, verwendet werden.
- 6.7. Der angezeigte Meßwert ergibt sich zu

$$\text{Anzeige} = \frac{U_I}{U_{IREF}} \cdot 1000$$

$$\text{mit } |U_{I_{max}}| = 2 U_{IREF}$$

Bei entsprechender Dimensionierung der anderen analogen Komponenten kann die Referenzspannung im Bereich von

$$50 \text{ mV} \leq U_{IREF} \leq 2 \text{ V}$$

variiert werden. Damit können Systemempfindlichkeiten von

$$50 \mu\text{V/LSB} \dots 2 \text{ mV/LSB}$$

realisiert werden.

- 6.8. Um eine maximale 50-Hz-Brummspannungsunterdrückung zu erzielen, ist die Integrationszeit auf

$$t_{INT} = n \cdot 20 \text{ ms}$$

festzulegen

$$\text{wobei } t_{INT} = 4000/f_{OSZ}$$

- 6.9. Die Dauer der anderen Umsetzphasen beträgt
- Referenzintegrationsphase: 0 ... 8000 Eingangstakte
 - Auto-Zero-Phase: abhängig von der Dauer der Referenzintegrationsphase
- 6.10. Die Taktversorgung des Systems kann auf drei verschiedene Arten erfolgen:
- mit externem Taktgenerator, der das Signal am Anschluß 40 einspeist und gegen Anschluß 37 (TEST) arbeitet. Dieser Anschluß entspricht der Digitalmasse

- durch Erzeugung einer quarzstabilen Taktfrequenz mit einem 32-kHz-Uhrenquarz zwischen den Anschlüssen 38 und 40 und einem Widerstand von etwa 300 kOhm zwischen 39 und 40
- mittels RC-Beschaltung; die Taktfrequenz ergibt sich zu

$$f_{OSZ} \approx \frac{0,35}{R \cdot C} \quad (3)$$

(f_{OSZ} in kHz)

Mit $R \approx 150$ kOhm und $C \approx 47$ pF wird $f_{OSZ} \approx 50$ kHz.

Mit einer RC-Beschaltung ist das Bauelement voll funktionsfähig.

Die Umsetzrate des Systems berechnet sich nach

$$f_c = \frac{f_{OSZ}}{16000} \approx \frac{0,35}{16000 \cdot R \cdot C} \quad (4)$$

(f_c in s^{-1} , f_{OSZ} in Hz)

- 6.11. Bei Messungen ohne Gleichtaktspannungen sind die Anschlüsse 30 und 32 zu verbinden.
- 6.12. Die Referenzspannungseingänge REF HI und REF LO sind wie die Meßeingänge echte Differenzeingänge. Wird eine Referenzspannung ohne Gleichtaktaussteuerung verwendet, sind die Anschlüsse 32 und 35 zu verbinden.
- 6.13. Die Aussteuerung des Integrators (U_{INT}) einschließlich der Gleichtaktspannung sollte so ausgelegt werden, daß sie maximal bis $U_{SS} - 0,5$ V bzw. $U_{DD} + 0,5$ V erfolgt. Als Dimensionierungsrichtlinien gelten:

$$R_{INT} \sim U_{Imax} \quad \text{bei } U_{CM} = 0 \text{ V}$$

(R_{INT} in MOhm, U_{Imax} in V)

$$C_{INT} \approx \frac{5 \cdot 10^{-3}}{U_{INT} \cdot f_{OSZ}} \quad (5)$$

(C_{INT} in nF, U_{INT} in V, f_{OSZ} in Hz)

wobei I_0 (Puffer-0V) ≤ 1 μ A bleiben muß.

- 6.14. Für den Referenzkondensator und speziell für den Integrationskondensator sind verlustarme Folienkondensatoren (KP, MKT, Polystyrol) zu verwenden.
- 6.15. Die Analog- und Digitalmasse werden intern getrennt aus Z-Dioden-Referenzen abgeleitet und liegen nicht auf einem gemeinsamen Potential. Ein Zugriff auf die Digitalmasse besteht am Anschluß 37 mit einem Reihenwiderstand von etwa 500 Ohm.
- 6.16. Die Anzeigetreiber (Segment- und Rückelektroden-Ausgänge) sind Gegentaktausgänge. Die Ausgangspegel werden zwischen U_{SS} und Digitalmasse (TEST) geschaltet.
- 6.17. Die Taktfrequenz für die Ansteuerung der Segment- und Rückelektroden-Ausgänge beträgt $f_{OSZ}/800$.
- 6.18. Für die Ansteuerung der Sonderzeichen und Dezimalpunkte der Flüssigkristallanzeige kann eine externe CMOS-Logik verwendet werden, deren Masseanschluß mit dem TEST-Anschluß (37) zu verbinden ist. Die Betriebsspannungsversorgung erfolgt von U_{SS} . Die Stromaufnahme der externen CMOS-Logik sollte maximal 200 μ A betragen.
- 6.19. Die Lampentestfunktion kann durch die Verbindung von U_{SS} und dem TEST-Ausgang erfolgen. Dann werden alle Segmente der Anzeige angesteuert. Dieser Zustand sollte nur sehr kurz erzwungen werden, da die Ansteuerung der FAR 09 A mit Gleichspannungspegeln erfolgt, was laut Standard (maximaler Gleichspannungsanteil $\leq 0,5$ V) nicht gestattet ist und auf Dauer zur Zerstörung der Anzeige führt. In diesem Zustand erhöht sich die Stromaufnahme des C 7136 D auf 6 ... 10 mA.

7. Anwendungsbeispiele und Schaltungen

Im folgenden sollen einige Applikationsbeispiele den Einsatz des C 7136 D mit den verschiedenen Beschaltungsvarianten des A/D-Wandlers verdeutlichen. Beim C 7136 D besteht die Möglichkeit, auf Grund der vielen Eingriffsmöglichkeiten in den Analogteil und die Wahl der Taktfrequenz die Einsatzschaltung optimal an das Meßproblem anzupassen und so eine hohe Umsetzgenauigkeit und Meßwertstabilität zu erzielen.

7.1. Batteriebetrieb des C 7136 D

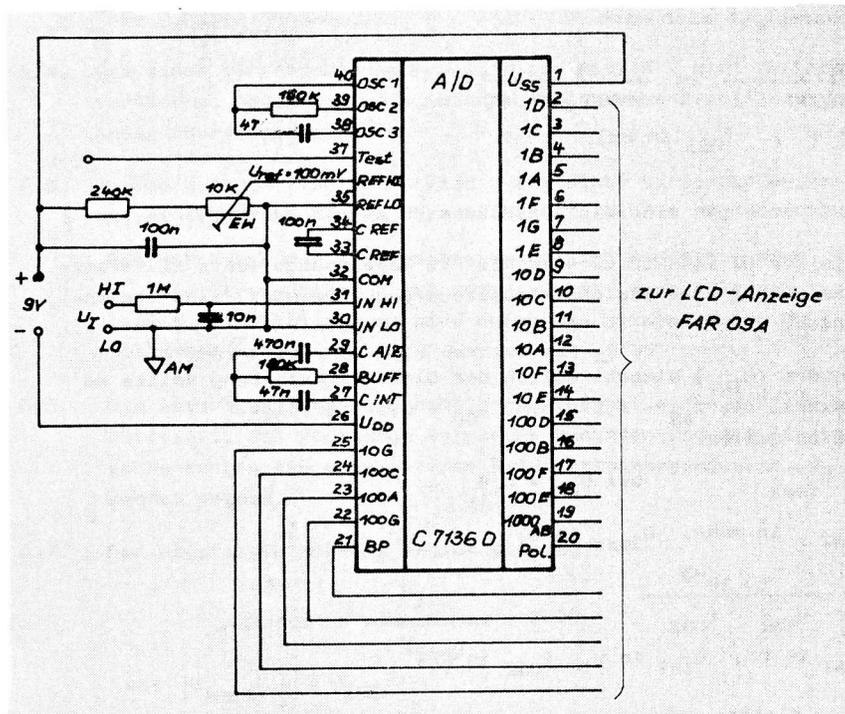


Bild 2: Versorgung des C 7136 D aus einer Batterie (9 V) und Nutzung der internen Referenzspannung ($U_{I\max} = \pm 0,2 \text{ V}$)

Wird der Wandler mit einer Betriebsspannung $> 7 \text{ V}$ versorgt, setzt die interne Stabilisierung der Analogmasse ein. Die interne Analogmasse-Stabilisierung wird aus einer temperaturkompensierten Z-Dioden-Referenz abgeleitet. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß die Analogmasse etwa 3 V unter der positiven Betriebsspannung liegt; d. h., die Analogmasse liegt unsymmetrisch zu U_{SS} und U_{DD} , was bei der Dimensionierung des Integrators berücksichtigt werden muß. Die Beschaltung des Oszillators erfolgt an den Anschlüssen 38 ... 40.

Der Oszillator kann statt mit einer RC-Kombination auch mit einem 32-kHz-Uhrenquarz entsprechend den Applikationshinweisen beschaltet werden. Dann beträgt die Integrationszeit für die Eingangsspannung $t_{INT} = 122 \text{ ms}$ und realisiert damit noch eine hohe Brummspannungsunterdrückung. Die Taktfrequenz von typ. 50 kHz kann hochohmig und kapazitätsarm am Anschluß 38 oder unter Berücksichtigung des Teilerfaktors von 800 am Rückelektrodenausgang gemessen werden.

Im Bild 2 wird die interne Analogmasse-Stabilisierung gleichzeitig als Referenzspannung verwendet. Wie bei dem C 500-System ergibt sich auch hier der Eingangsspannungsbereich zu

$$|U_{I\max}| = 2 \cdot U_{IREF}$$

Mit dem 10-kOhm-Endwertregler kann der Abgleich des Wandlers am Bereichsende vorgenommen werden. Der TK der internen Referenzspannung beträgt typ. 150 ppm/K. Daraus ergibt sich, daß für Anwendungen bei größeren Umgebungstemperaturschwankungen eine externe Referenzspannungserzeugung mit kleinerem TK, z. B. auf der Basis der B 589 N erforderlich ist.

Die Zwischenspeicherung der Referenzspannung erfolgt auf dem 100-nF-Kondensator an den Anschlüssen 33 und 34. Über eine interne Schalterkonfiguration steht damit für die Referenzintegrationsphase eine massefreie Referenzspannung zur Verfügung. Hier sollte ein guter Folienkondensator (MKT) eingesetzt werden, da er das Temperaturverhalten der Schaltung beeinflusst.

In dieser Schaltung sind die L-Eingänge der Referenz (35) und des Meßeingangs (30) mit der Analogmasse (32) verbunden, d. h., es wird ohne Gleichtakteingangsspannung gearbeitet. Diese Betriebsart ist aber nicht erforderlich, da es sich bei beiden Eingängen um echte Differenzeingänge handelt. Bei der Aussteuerung der Eingänge ist zu beachten, daß sie nicht näher als 1 V an U_{SS} und 1,5 V an U_{DD} gelegt werden.

Auf Grund der sehr kleinen Eingangströme (typ. 1 pA) der Meßeingänge kann zur Störspannungsunterdrückung ein relativ hochohmiges RC-Glied (1 MOhm, 10 nF) in den HI-Eingang geschaltet werden. Die Integratorbeschaltung mit 180 kOhm oder 200 kOhm und 47 nF ist für einen Eingangsspannungsbereich von ± 200 mV ausgelegt. Der Integrator kann bis auf etwa 0,5 V an die Betriebsspannungen ausgesteuert werden. Es empfiehlt sich, die Aussteuerung nicht kleiner als ± 2 V auszulegen, da damit die Stabilität der Meßwertanzeige steigt. Für den Integrationskondensator sollte ebenfalls ein verlustarmer Typ (MKT, MKPI, KP o. ä.) gewählt werden, da durch ihn der Umpolfehler und die Nichtlinearität der Kennlinie bestimmt wird. Die angegebene Dimensionierung gilt für eine Taktfrequenz von 50 kHz, das entspricht 3,125 Messungen. Durch eine Änderung der Taktfrequenz läßt sich die Umsetzrate deutlich verringern, so daß die Brummspannungsunterdrückung wächst. In diesem Fall ist die Integratorbeschaltung zu verändern, damit der OV am Bereichsendwert nicht in die Begrenzung gesteuert wird.

7.2. Versorgung aus zwei Betriebsspannungen

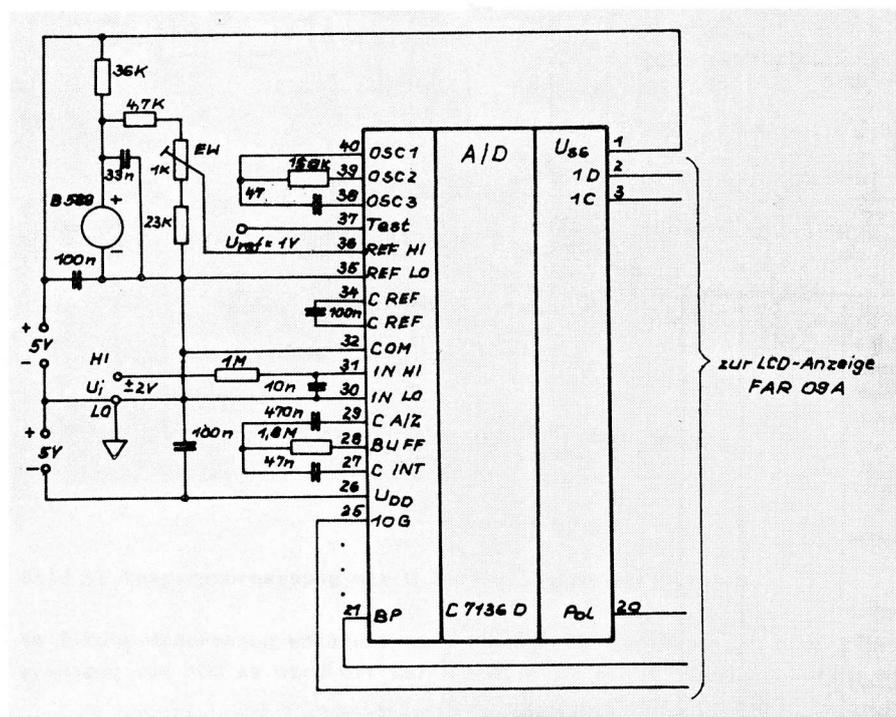


Bild 3: Versorgung des A/D-Wandlers C 7136 D mit ± 5 V und externe Referenzspannungserzeugung ($U_{I\max} = \pm 2$ V)

Im Bild 3 wird die interne Analogmasse-Stabilisierung durch die Verbindung des Masseanschlusses 32 mit der Netzteilmasse überschrieben (Betrieb mit ± 5 V).

Die Oszillatorbeschaltung erfolgt wieder mit 150 kOhm und 47 pF.

In diesem Beispiel wird die Referenzspannung von +1,000 V extern mit der B 589 N und über den Spannungsteiler erzeugt, mit dessen Spindelregler der Endwertabgleich erfolgt. Die Referenzspannungserzeugung benötigt etwa 100 μ A bei +5 V, wobei 60 μ A auf die B 589 N entfallen.

Durch den größeren Eingangsspannungsbereich von ± 2 V ist der Integrator mit $1,8$ MOhm und 47 nF zu beschalten. Verringert man die 47 nF auf 33 nF wird der Integrator weiter angesteuert, wodurch sich die Stabilität der Meßwertanzeige erhöht.

Der Anschluß der Flüssigkristall-Anzeige erfolgt entsprechend der Anschlußbelegung, wobei die FAR 09 A auf die Folge der Anschlüsse des C 7136 D angepaßt ist. Die Ausgänge 2 ... 25 des Wandlers sind Gegentaktausgänge, so daß die Ansteuerung der Anzeige praktisch zwischen U_{SS} und Digitalmasse 37 erfolgt.

In einigen Entwicklungserien des C 7136 D wurde anfangs eine Pegelversatzstufe in die Ausgangsstufen integriert, die den Ansteuerpegel für die Anzeige heruntersetzt hat. Dieser Pegelversatz von etwa $1,5$ V hatte Nachteile und ist in den nachfolgenden Serien nicht mehr enthalten. Dadurch vereinfacht sich der Anschluß einer externen CMOS-Logik zur Sonderzeichenansteuerung.

7.3. Ratiometrische Widerstandsmessung

Der A/D-Wandler C 7136 D bringt stets das Verhältnis von U_I/U_{IREF} zur Anzeige

$$\text{Anzeige} = \frac{U_I}{U_{IREF}} \cdot 1000$$

Realisiert man einen Spannungsteiler in der im Bild 4 dargestellten Art, wird die Anzeige

$$\text{Anzeige} = \frac{R_x}{R_{REF}} \cdot 1000$$

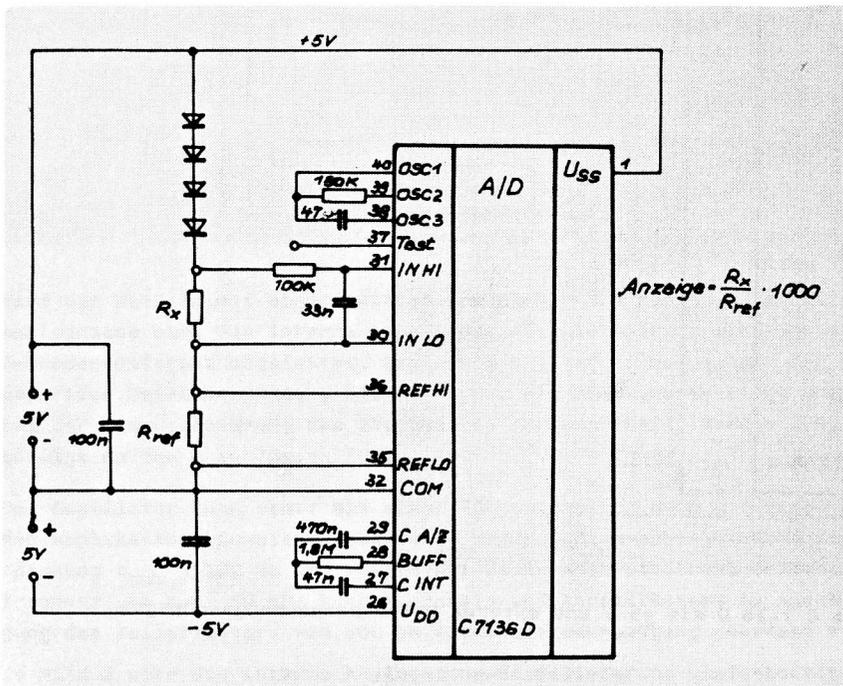


Bild 4: Prinzip der ratiometrischen Widerstandsmessung

Tabelle 3: Widerstandsbereiche und Auflösungen

R_{REF}		R_X	
0,1	kOhm	0,1 ... 199,9	Ohm
1	kOhm	1 ... 1999	Ohm
10	kOhm	0,01 ... 19,99	kOhm
100	kOhm	0,1 ... 199,9	kOhm
1	MOhm	1 ... 1999	kOhm
(10	MOhm	0,01 ... 19,99	MOhm)

Da R_X und R_{REF} von der gleichen Spannung versorgt werden, entfällt die Notwendigkeit, eine Referenzspannung zu verwenden. Die vier Dioden reduzieren die Führungsspannung und setzen damit den Strom durch die Widerstände herab. Der 20-MOhm-Bereich ist nur bedingt verwendbar, da ein sehr langsames Einlaufen in den echten Meßwert auftritt.

7.4. Temperaturmessung

Zur stromarmen Temperaturmessung im Bereich von $-55 \dots +125 \text{ }^\circ\text{C}$ kann der Temperatur-Strom-Wandler B 511 N eingesetzt werden.

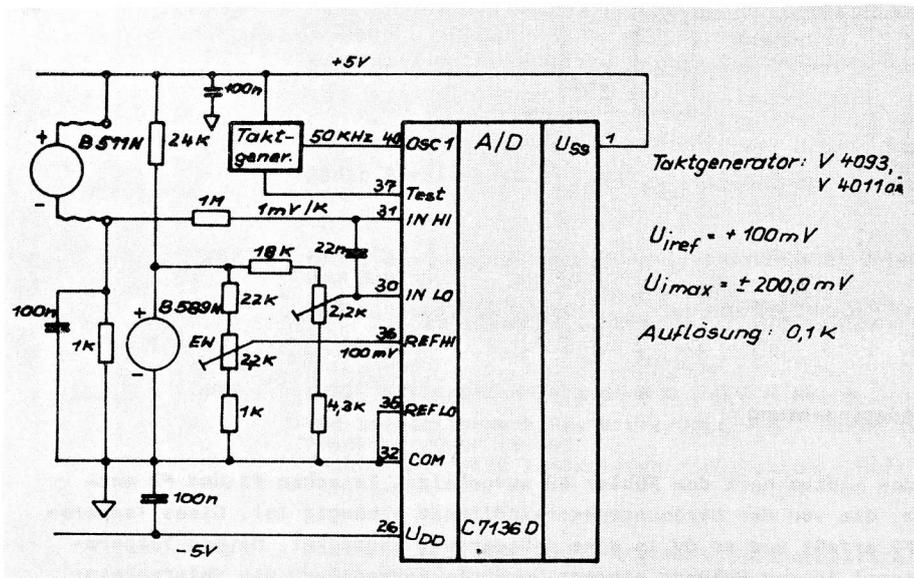


Bild 5: Temperaturmessung mit 0,1-K-Auflösung und B 511 N

Am 1-kOhm-Widerstand entsteht eine Kennliniensteilheit von etwa 1 mV/K . Die erforderliche Referenzspannung von 100 mV wird mit der B 589 N und einem Spannungsteiler erzeugt.

Mit dem 2,2-kOhm-Regler erfolgt der Endwertabgleich bei z. B. $100 \text{ }^\circ\text{C}$ (Fühler im kochenden Wasser). Der Offsetwert des Temperaturfühlers von etwa $260 \dots 290 \text{ mV}$ bei $0 \text{ }^\circ\text{C}$ wird durch den zweiten 2,2-kOhm-Regler durch Anheben des LO-Eingangs gegenüber der Analogmasse realisiert. Der Abgleich erfolgt bei $0 \text{ }^\circ\text{C}$ in Eiswasser.

Sollte die Verwendung eines externen Taktgenerators erforderlich sein, erfolgt dessen Masseanschluß am TEST-Eingang und die Einspeisung erfolgt am Anschluß 40.

Der Betrieb mit einer Versorgungsspannung (9 V) und interner Massestabilisierung kann ebenfalls angewendet werden, wenn man den Strom durch das Referenzelement mit etwa $60 \text{ } \mu\text{A}$ ansetzt. Die Analogmasse hat dann zusätzlich noch den Strom des Sensors aufzunehmen und ist damit an der praktischen Grenze.

7.5. Durchflußmengenmessung

Das Prinzip der Durchflußmengenmessung besteht darin, die Temperaturdifferenz eines zusätzlich aufgeheizten Mediums vor und nach der Heizstelle auszuwerten.

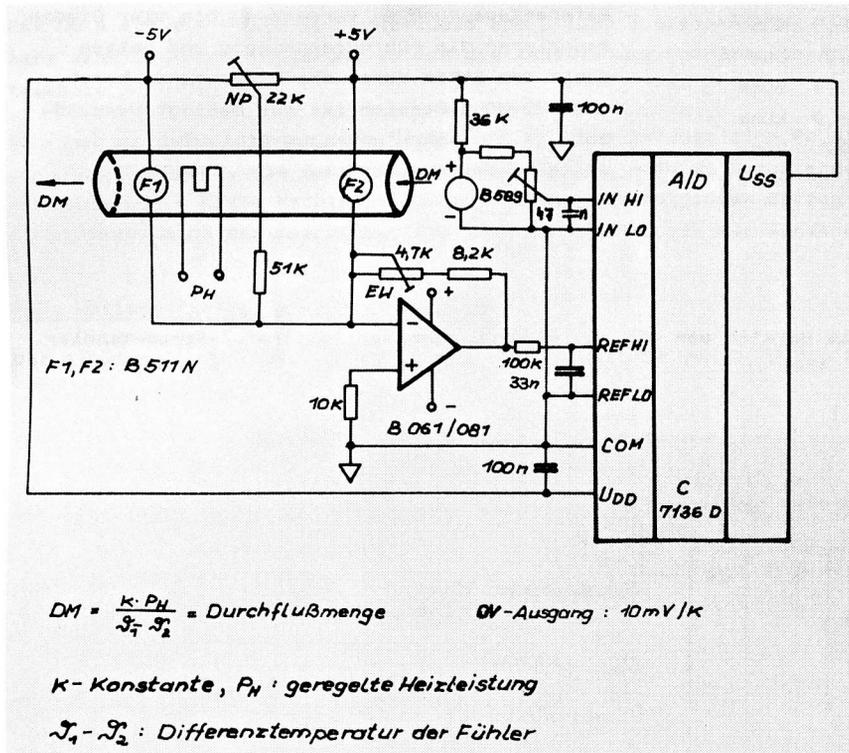


Bild 6: Prinzip der Durchflußmengenmessung

Mit der Heizleistung P_H wird das Medium nach dem Fühler F2 aufgeheizt. Zwischen F1 und F2 entsteht eine Temperaturdifferenz, die von der Strömungsgeschwindigkeit abhängig ist. Diese Temperaturdifferenz wird von F1 und F2 erfaßt und am OV in eine Meßspannung umgesetzt. Da die Temperaturdifferenz indirekt proportional in den Meßwert eingeht, muß die Meßspannung den Referenzeingängen REF HI und REF LO zugeführt werden. Die Vorgabe der Kennliniensteilheit erfolgt mit dem Endwertregler am OV, bzw. mit dem Teilerabgriff an der B 589 N.

Das System arbeitet natürlich nur unter verschiedenen Randbedingungen linear, da z. B. die Spannung zwischen REF HI und REF LO nicht Null werden darf.

Der Abgleich erfolgt:

1. bei konstanter Heizung und minimalem Durchsatz mit dem Nullpunktregler und dem Regler am Referenzelement und
2. bei maximaler Durchflußmenge mit dem Endwertregler am OV.

Der Abgleich muß wechselseitig mehrmals wiederholt werden, da die Steilheit den Minimalwert, der ungleich Null ist, beeinflußt.

(Bilder dem Manuskript entnommen.)

Literatur

- /1/ Kahl, B.: C 520 D - ein monolithischer Analog-Digital-Wandler
Applikative Information, Berlin 2(1981)3/4, S. 44 - 58
- /2/ Kahl, B.: Der Analog-Digital-Wandler C 520 D
Radio Fernsehen Elektronik, Berlin 31(1982)6, S. 377 - 382
- /3/ Kahl, B.: C 520 D 3-Digit-Analog/Digital-Wandler
VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder - KDT Vorstand der BV
Frankfurt/Oder (1982)
(Mikroelektronik Information Applikation - Heft 14)
- /4/ Kahl, B.: A/D-Wandlersystem C 500 D, C 501 D, C 502 D,
C 504 D
Applikative Information, Berlin 7(1986)2, S. 32 - 55
- /5/ Kahl, B.: Analog-Digitalwandlersystem C 500, Teil 1
Radio Fernsehen Elektronik, Berlin 35(1986)3, S. 182 - 186
- /6/ Kahl, B.: Analog-Digitalwandlersystem C 500, Teil 2
und Schluß
Radio Fernsehen Elektronik, Berlin 35(1986)4, S. 243 - 247
- /7/ Kahl, B.: A/D-Wandlersystem C 500 D - Reihe
VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder - KDT Bezirksvorstand
Frankfurt/Oder (1986)
(Mikroelektronik Information Applikation - Heft 32)
- /8/ Dietrich, J.: 10- und 8-Bit AD-Wandlerschaltkreise
C 571 D und C 570 D
11. Mikroelektronik-Bauelemente-Symposium 1985 in
Frankfurt/Oder, Referate, Teil 2, S. 341 - 348
- /9/ Kahl, B.; Christen, K.: 8- und 10-Bit-Analog-Digital-Wandler
C 570 D/C 571 D - Funktion und Einsatzmöglichkeiten
Applikative Information, Berlin 8(1987)2, S. 15 - 29
- /10/ Gittner, G.; Gärtner, U.: Analoge CMOS-Schaltungen und ihre
Anwendung in einem monolithischen 3/2-Digit-ADU
19. Fachkolloquium Informationstechnik der TU Dresden 1986
- /11/ Datenblattsammlung "Elektronische Bauelemente"
Ausgabe 2/86: "Neue und weiterentwickelte Bauelemente sowie
ausgewählte Importbauelemente"
Berlin: VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin (1986)

Dipl.-Ing. Wolfgang Treichel

VEB Mikroelektronik Secura-Werke Berlin
im VEB Kombinat Mikroelektronik

Bewertungselektronik des Abgleichschleifautomaten für die Chrominanz-Verzögerungsleitung CV 20

1. Einleitung

Die Chrominanz-Verzögerungsleitung CV 20 wird für die Verzögerung des farbträgerfrequenten Signales in Farbfernsehempfängern der Systeme PAL und SECAM eingesetzt. Sie besteht aus einem Glaskörper, der in seiner Geometrie so gestaltet ist, daß eine fünffache Reflexion ausgenutzt werden kann. Der technologische Fertigungsablauf für die CV 20 erfordert Abgleichschleifautomaten.

Da die derzeitigen Abgleichschleifautomaten Mängel aufweisen, machte sich eine entsprechende Überarbeitung bei gleichzeitiger Modernisierung erforderlich. Diese bestand darin, an den vorhandenen Abgleichschleifautomaten eine automatische Teilbeschickungseinrichtung anzuordnen, die durch einen Mikrorechner mit der überarbeiteten elektronischen Meßtechnik gekoppelt ist.

Die Auswertung des Meßergebnisses, die Steuerung des Schleifvorgangs und der Beschickung erfolgt durch einen Mikrorechner. Er überwacht gleichzeitig die Einhaltung der äußeren Bedingungen wie Luftdruck und Lufttemperatur für das Trockenblasen sowie die Temperatur des Schleifwassers, um damit einen optimalen Schleifvorgang zu erreichen.

2. Bewertungselektronik

Es wurde ein neues Prinzip der Frequenzaufbereitung eingesetzt, das es ermöglicht die Langzeitstabilität der zur Messung benötigten Frequenzen $< 0,01\%$ zu halten, wodurch sich die Genauigkeit der Messung erhöht.

Erreicht wurde dies durch den Einsatz von Quarzgeneratoren und Mischstufen bei teilweiser Anwendung des Prinzips der Frequenzsynthese (Bild 1).

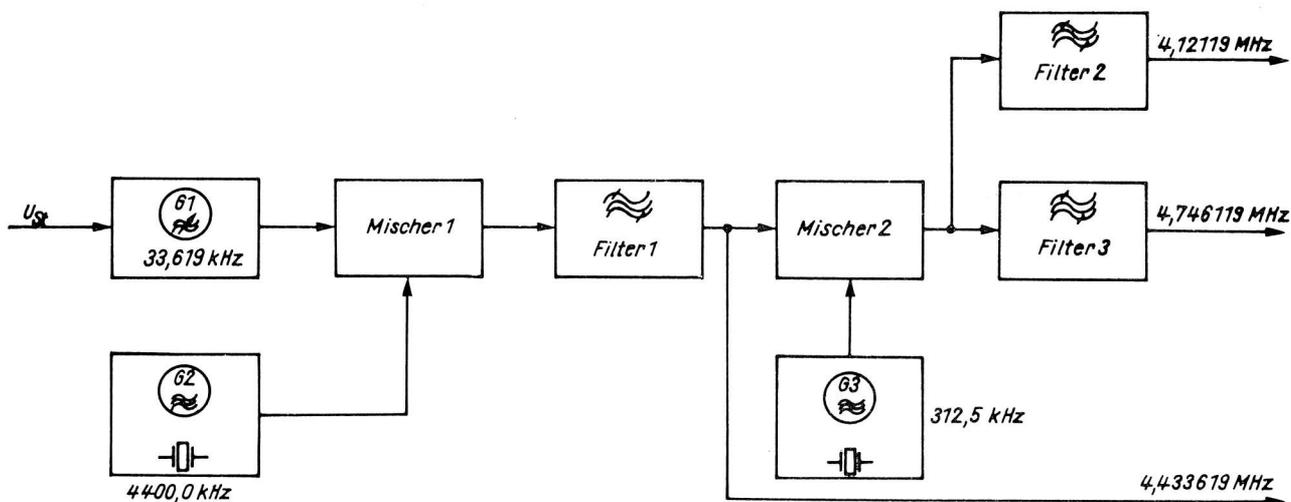


Bild 1: Blockschaltbild der Frequenzaufbereitung

Der Quarzgenerator G2 stellt den hochfrequenten Anteil mit einer Toleranz von $\pm 0,0002\%$ bereit und der Oszillator G1 den niederfrequenten Anteil mit einer Toleranz von $\pm 1\%$.
 Durch Mischung beider Frequenzen und Herausfilterung des additiven Mischproduktes entsteht die Frequenz $f_0 = 4,433619 \text{ MHz} \pm 0,0077\%$ für die meßtechnische Bewertung der Phasenlaufzeit der Verzögerungsleitung CV 20.

Durch das weitere Mischen mit einer quarzstabilen Frequenz von $312,5 \text{ kHz} \pm 0,0002\%$ und Herausfilterung des additiven und subtraktiven Mischproduktes entstehen die Eckfrequenz $f_1 = 4,121119 \text{ MHz} \pm 0,01\%$ und die Eckfrequenz $f_2 = 4,746119 \text{ MHz} \pm 0,01\%$ für die Gruppenlaufzeitbewertung.

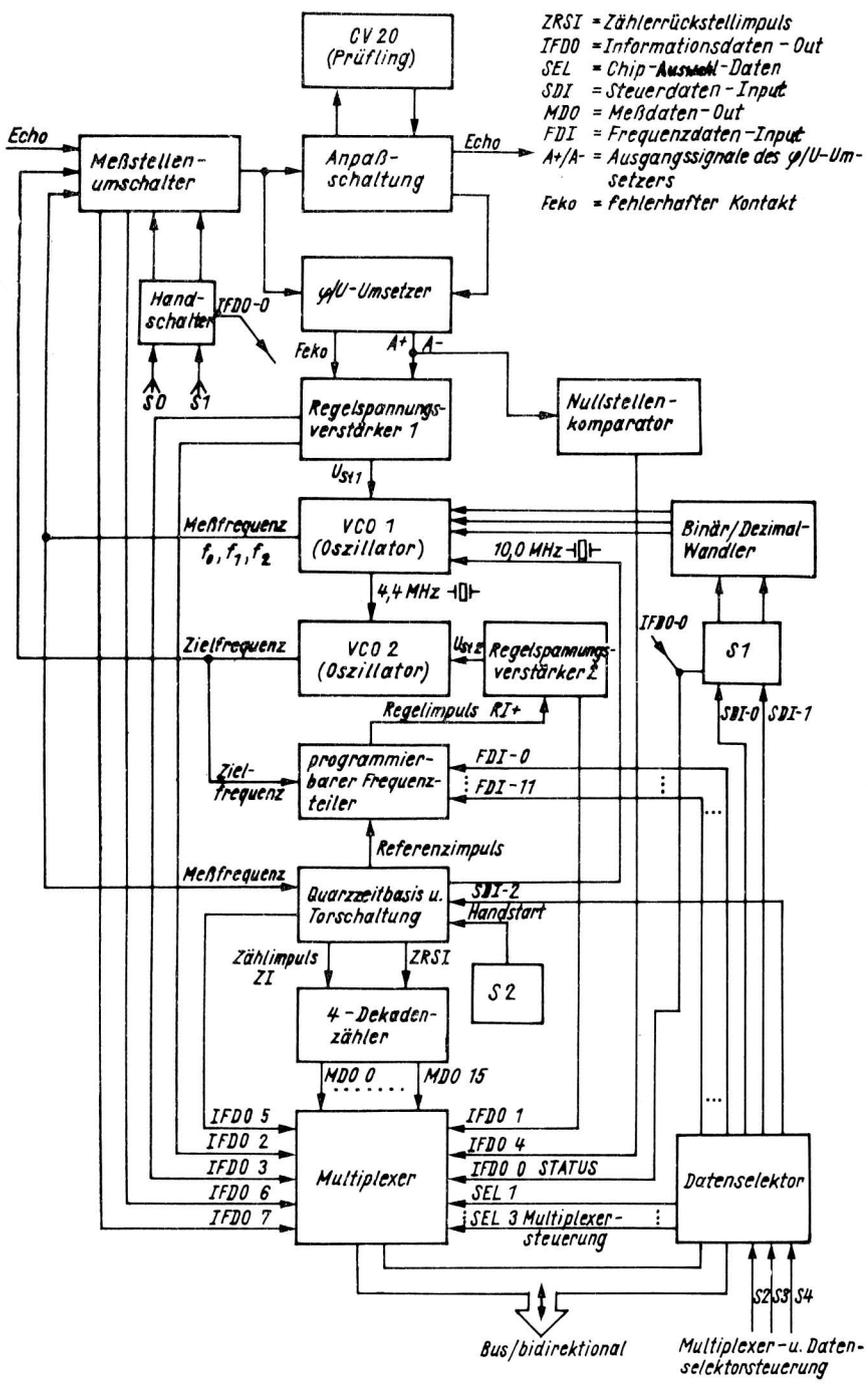


Bild 2: Blockschaltbild Meß- und Steuereinschub

Ausgehend von dem dargestellten Prinzip und unter Berücksichtigung des Einsatzes eines Mikrorechners erfolgte der Aufbau eines neuen Meß- und Steuereinschubs für den überarbeiteten Abgleichschleifautomaten. Er beinhaltet die Meßwerterfassung der Phasen- und Gruppenlaufzeiten der Verzögerungsleitungen, die Digitalisierung und mikrorechnergerechte Weiterleitung der Meß- und Steuergrößen. Der Einschub wurde für die direkte Kopplung mit dem Prozeß-Steuergerät MC 80 entwickelt, so daß auf eine interne Steuerung des Meß- und Schleifzyklus verzichtet werden konnte. Das Blockschaltbild des Meß- und Steuereinschubs ist im Bild 2 dargestellt.

Die Kopplung mit dem MC 80 erfolgt durch einen 8 Bit breiten bidirektionalen Datenbus und einen 8 Bit breiten Steuerbus. Der Steuerbus übernimmt die Ein- und Ausgabesteuerung des Datenflusses sowie die Steuerung des Meßstellenumschalters, der Multiplexer steuert die Daten zum MC 80 und der Datenselektor selektiert die Daten vom MC 80.

Aufgabe des Meß- und Steuereinschubs ist die Bereitstellung von Meßfrequenzen durch einen Phasenregelkreis, abgestimmt für die Bereitstellung einer "Schleiffrequenz" (Zielfrequenz) zur Steuerung des Schleifvorgangs und zur Ermittlung der Phasen- und Gruppenlaufzeit nach Beendigung des Schleifvorgangs.

Die Zielfrequenz ist in den niedrigsten drei Dekaden durch den programmierbaren Frequenzteiler steuerbar. Ein Nullstellenkomparator signalisiert dem MC 80 während des Schleifens den Zustand, bei dem entsprechend der vorprogrammierten Zielfrequenz eine Phasendrehung von 180° zwischen Ein- und Ausgang am Prüfling auftritt. Nach einer vorher festgelegten Zahl von Nullstellendurchläufen erfolgt - durch den MC 80 gesteuert - der Abbruch des Schleifvorgangs bei Erreichen der letzten Nullstelle.

Nach Beendigung des Schleifvorgangs erfolgt die Einleitung des Meßzyklus durch Umschaltung auf Meßfrequenz. Der Oszillator VCO 1 stellt die Frequenzen f_0 , f_1 , f_2 zur Ermittlung der Phasen- und Gruppenlaufzeit bereit. Aus dem Meßergebnis, im 4-Dekadenzähler registriert, wird im MC 80 eine Korrektur der Zielfrequenz festgelegt. Die Differenz zwischen Meß- und Zielfrequenz beinhaltet den durch mechanische Größen veränderten Wert der Phasenlaufzeit während des Schleifvorganges.

Die Meßfrequenz ist der Wert, bei dem eine Phasendrehung von 180° zwischen Prüflingein- und Prüflingausgang auftritt. Der Oszillator VCO 1 bildet mit dem Ψ/U -Umsetzer, dem Regelspannungsverstärker 1 und dem Prüfling einen Phasenregelkreis.

Ein zweiter Phasenregelkreis - bestehend aus dem Oszillator VCO 2, dem Regelspannungsverstärker 2 und dem programmierbaren Frequenzteiler - erzeugt die Zielfrequenz. Die Quarzzeitbasis liefert den Torigimpuls für den Frequenzzähler, eine 10-MHz-Mischfrequenz für den Oszillator VCO 1 und die Referenzimpulse für die Phasenvergleicheschaltung.

Neben der Steuerung durch den MC 80 und dem Einsatz der verbesserten Bewertungselektronik ist für die richtige Bewertung der Verzögerungsleitung die Gestaltung einer Anpaßschaltung maßgebend. Sie ist notwendig, um die Ein- und Ausgänge der Verzögerungsleitung kapazitiv, induktiv und widerstandsmäßig zu belasten.

Dipl.-Ing. Dieter Falsch

Ingenieurbetrieb für die Anwendung
der Mikroelektronik Frankfurt/Oder

Elektronischer Drehzahlmesser mit Digitalanzeige

1. Einleitung

Bekannte Lösungen bei elektronischen Drehzahlmessern mit digitaler Anzeige beruhen vor allem auf dem zur Zeit noch mit hohem Aufwand verbundenen Prinzip des rein digitalen Zählens der Impulse in einer definierten Zeit oder auf dem Prinzip der D/A-Wandlung (Frequenz-/Spannungs-Umsetzung) und digitaler Messung des Analogwertes. Ein nach dem letztgenannten Prinzip arbeitender elektronischer Drehzahlmesser wurde aufgebaut und so dimensioniert, daß er als Kfz-Drehzahlmesser für Zwei- und Viertakt-Ottomotoren, zur kontakt- und berührungslosen Drehzahlmessung mit Hilfe entsprechender Sensoren (z. B. A 301-Initiatoren, Reflex- und Wechsellichtschranken usw.) und als Frequenzmesser für beliebig geformte Impulsfolgen (Sinus, Dreieck, Rechteck usw.) benutzt werden kann.

2. Schaltungsbeschreibung

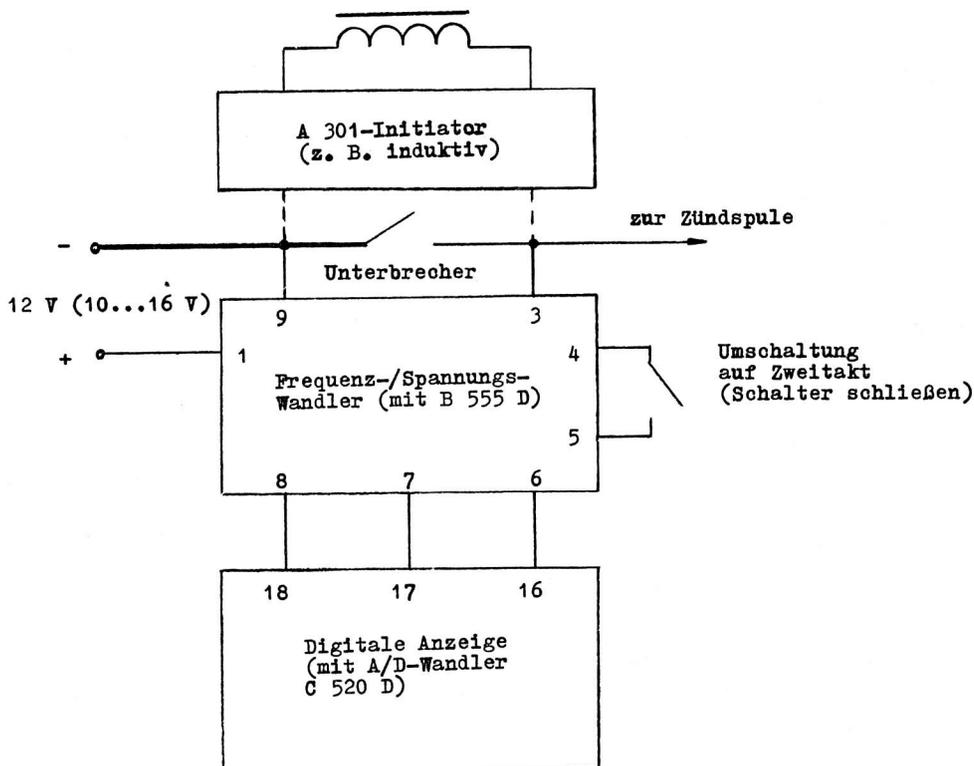


Bild 1: Blockschaltbild für elektronischen Drehzahlmesser

Der elektronische Drehzahlmesser besteht aus den beiden Baugruppen Frequenz-/Spannungs-Wandler (D/A-Wandler) mit Spannungsversorgung (+5 V) und A/D-Wandler mit Digitalanzeige (Bild 1). Der D/A-Wandler wurde mit dem Zeitgeber-Schaltkreis B 555 D aufgebaut, dem zur Spannungsverstärkung und Impulsformung ein Transistor vorgeschaltet wurde. Eine Z-Diode schützt den Transistor vor zu hohen Eingangsspannungen.

Wird an den Eingang des D/A-Wandlers eine Wechselspannung (Impulsfolge) gelegt, dann gibt der Transistor nadelförmige Impulse mit der gleichen Frequenz an den B 555 D weiter. Der als Monoflop arbeitende B 555 D lädt einen Kondensator in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz (Drehzahl) auf. Die am Kondensator anliegende Gleichspannung wird dem Anzeigeteil zugeführt.

Dem Frequenz-/Spannungs-Wandler ist die 5-V-Spannungsstabilisierung für den gesamten Drehzahlmesser zugeordnet. Zum Schutz vor Falschpolung ist der Eingang der Spannungsversorgung mit einer Verpolungsschutzdiode versehen. Der D/A-Wandler ist für einen Drehzahlbereich bis 9990 U/min ausgelegt. Es kann von Vierzylinder-Viertaktmotoren auf Zweitaktmotoren bzw. universelle Drehzahlmessung umgeschaltet werden.

Die A/D-Wandlerschaltung mit C 520 D sowie Dekodierung und Anzeige entsprechen weitestgehend der Standardbeschaltung des C 520 D. Als BCD-zu-Sieben-Segment-Dekoder wurde der Schaltkreis D 348 D eingesetzt. Er hat eine wesentlich geringere Stromaufnahme gegenüber TTL-Dekodern; bei ihm entfallen die Widerstände zur Ausgangsstrombegrenzung (Konstantstrom-Ausgangsstufen) und er besitzt einen Eingang zur Helligkeitssteuerung der Anzeigen.

3. Technische Daten

Betriebsgleichspannung:	8 ... 16 V
Stromaufnahme:	40 ... 140 mA (je nach Helligkeit)
Anzeigebereich:	0 ... 9990 U/min
Auflösung:	10 U/min
Genauigkeit:	ca. 1 ... 2 % (500 ... 10000 U/min)
Eingangsimpulsspannung:	2 ... 50 V
Arbeitstemperatur:	0 ... 50 °C

Dipl.-Ing. Lothar Liebmann

VEB Röhrenwerk Rudolstadt
im VEB Kombinat Mikroelektronik

Anwendung mikroelektronischer Bauelemente zur Störimpulsüberwachung in Röntgenröhren-Prüfanlagen

Röntgenröhren sind Strahlungsbauelemente, die - abhängig von ihren physikalischen Bestimmungsgrößen - in der Lage sind, elektromagnetische Wellen mit Wellenlängen zwischen etwa $0,05 \cdot 10^{-10}$... $5 \cdot 10^{-10}$ m auszusenden.

Die Röntgenstrahlung entsteht beim Aufprall energiereicher Elektronen auf ein Targetmaterial, die Anode der Röntgenröhre. Die notwendige kinetische Energie zur Erzeugung der Strahlung erhalten die Elektronen durch ein sehr hohes elektrisches Feld, das zwischen Glühkatode und Anode durch Anlegen von Hochspannung erzeugt wird. Beide Elektroden befinden sich in einem hochevakuierten Gefäß, dessen Umhüllung überwiegend aus Glas besteht.

Aus elektrischer Sicht stellt eine Röntgenröhre also nichts anderes dar, als eine Gleichrichter-röhre mit hohem Innenwiderstand, dessen Größe und damit der erforderliche Anodenstrom durch Variation der Emission der Glühkatode einflußbar ist. Abhängig von der Schaltungsart der Versorgungseinrichtung stellt sich in der Röntgenröhre im ungestörten Betrieb ein quasikontinuierlicher Anodenstrom ein. Elektronenröhren, die mit hohen Spannungen betrieben werden, neigen auf Grund unterschiedlicher Ursachen (z. B. Ionisation von Restgasen, Feldemission) zur Bildung störender Impulsströme. Deren Zeitparameter bzw. Energieinhalt kann bei Röntgenröhren Größenordnungen erreichen, die deren Lebensdauer und Funktionssicherheit negativ beeinflussen.

Die Röhren sind vor allem in den ersten Betriebsstunden durch derartige Störimpulse gefährdet und werden bei der Herstellung deshalb vor der eigentlichen Qualitätsprüfung einer Art Hochspannungstraining ausgesetzt. Dabei wird die Betriebsspannung typspezifisch nach einem vorgeschriebenen Zeitregime von einem niedrigen Anfangswert bis zur Prüfspannung gesteigert. Dabei werden u. a. Restgase durch die Einbaumaterialien gebunden sowie feldemittierende Spitzen erosiv abgetragen.

Während dieser Zeit ist der Anodenstrom der Röhre so zu überwachen, daß die Intensität und die zeitliche Dichte von Störimpulsen gemessen und registriert sowie Maßnahmen zum Schutz der Röntgenröhre ergriffen werden (Absenken der Betriebsspannung, Abschalten). Auch für die Qualitätsprüfung ist es wichtig, das Betriebsverhalten bezüglich der Störimpulse zu überwachen, um anhand der geforderten abklingenden Häufigkeit und Intensität eine exakte Gütebeurteilung zu sichern. Form und Parameter der zu überwachenden Impulsströme, bei denen es sich ja um einmalige, transiente Vorgänge handelt, sind stets völlig indifferent und lassen keine mathematische Beschreibung zu. Als Lösungsweg der Messung bot sich deshalb nur die Methode der Integration der von einem Störimpuls oder einer Folge von Störimpulsen umschriebenen Fläche als Maß der Intensität an.

Anhand der Überwachung spezieller Grobstruktur-Röntgenröhren soll eine angewandte Lösung näher erläutert werden. Im Bild 1 ist das Blockschaltbild dargestellt. Das Ankopplungsglied (1) dient der Gewinnung eines röhrenstromproportionalen Spannungssignals. Dabei befindet sich ein ohmscher Widerstand in der Diagonale einer Diodenbrücke, die vom Röhrenstrom durchflossen wird, wobei die Schaltung am "kalten" Ende des Hochspannungstransformators angeordnet ist. Die eingesetzten Dioden SY 345/ ... genügen den zu erwartenden Anstiegszeiten im μ s-Bereich bei Störimpulsen selbst mit extremer Intensität.

Mit den Gliedern (2), (3) und (4) wird das Kriterium "Störimpuls" festgelegt sowie die interessierende Meßgröße gewonnen. Durch (2) wird der Spitzenwert des ungestörten Röhrenstromes so ermittelt, daß Störimpulse keinen Einfluß auf die Ausgangsgröße haben, diese jedoch beabsichtigten Stromänderungen schnell genug folgt.

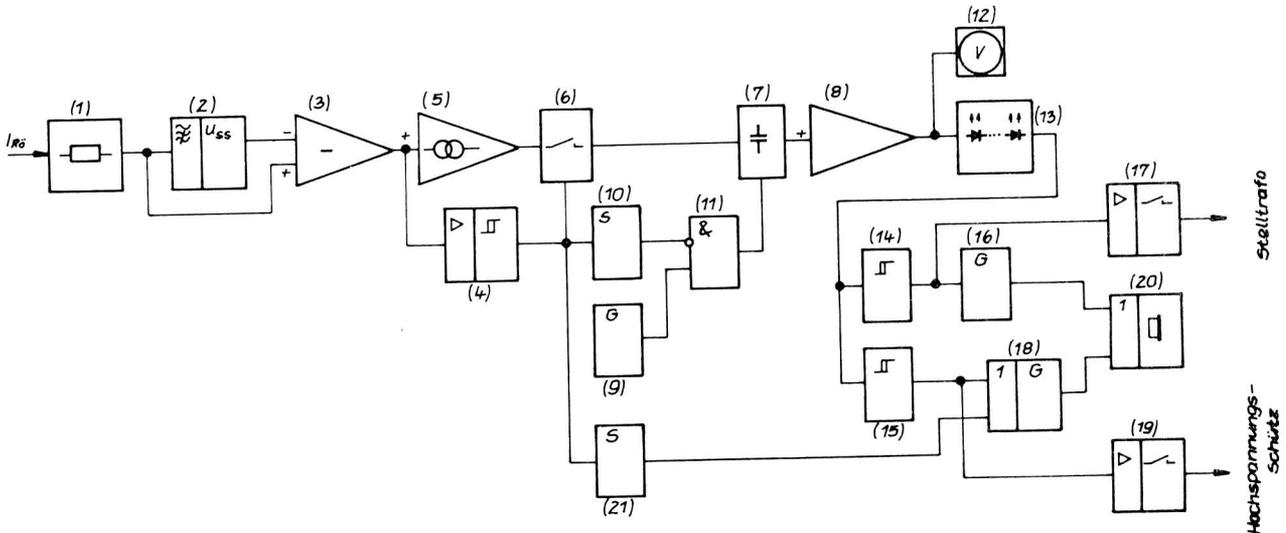


Bild 1: Blockschaltbild

Die so gewonnene Größe wird in (3) ständig vom Augenblickswert des Eingangssignale subtrahiert, so daß als auswertbare, positive Eingangsgröße an (4) und (5) stets nur die auf Grund von Störimpulsen vom Spitzenwert des ungestörten Röhrenstromes nach oben abweichenden Beträge anliegen. Durch den in (4) enthaltenen Verstärker wird die Ansprechempfindlichkeit der Anordnung festgelegt, d. h. die Messung des Störimpulses wird erst dann eingeleitet, wenn dieser um einen Mindestbetrag den ungestörten Spitzenwert überschreitet (Bild 2), die unterhalb dieser Schwelle liegenden Anteile des Störimpulses werden ignoriert.

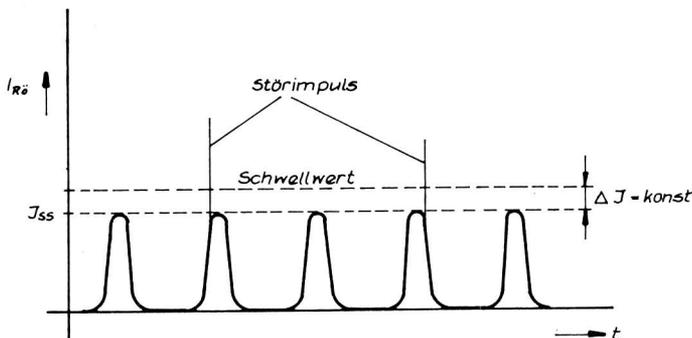


Bild 2: Ansprechempfindlichkeit bei Störimpulsen

Kauf genommen werden, da die gesamte Impulsfläche groß ist gegenüber dem hierdurch bedingten Fehler. Der in (7) gespeicherte Wert wird durch (9) periodisch in 10-s-Abständen gelöscht, falls nicht zwischen zwei Löschimpulsen erneut ein Störimpuls auftritt und das retriggerbare Monoflop (10) die Löschung durch Sperren von (11) für eine Periode verhindert. Mit dieser Maßnahme wird der Anordnung ein gewisses "Gefühl" für Störimpulse in rascher Folge verliehen, die die Röntgenröhre gefährden könnten.

Die Meßeinrichtung der Impulsintensität besteht aus der spannungsgesteuerten Stromquelle (5), dem Analogschalter (6), Speicherkondensator (7) und Verstärker (8). Im Meßintervall, das mit dem Ein- und Ausschalten von (6) durch (4) festgelegt ist, erfolgt die Aufladung von (7) in der bekannten integrierenden Form. Die von (8) abgegebene Spannung ist also der Störimpulsintensität direkt proportional. Die Meßeinrichtung (3) ... (8) wurde unter Verwendung von Schaltkreisen der Serie B 08 aufgebaut. Bei etwa 30 % der auftretenden Störimpulse führt die endliche Anstiegsgeschwindigkeit der Schaltkreis-Ausgänge zu Verzerrungen der Impulsflanken. Diese kann jedoch in

Die in (8) entnommene Ausgangsgröße wird einer Registriereinrichtung (12) sowie einer Bandanzeige mit Lichtemitterdioden (13) mit A 277 D zugeführt. Die Aussteuerung für die Lichtemitterdioden wird gleichzeitig für Anzeige und Schwellwertsignalisierung (14) bzw. (15) genutzt. Bei Erreichen der Mitte des Meßbereiches wird eine durch (16) bestimmte akustische Signalfolge sowie über einen Schaltverstärker (17) der Befehl zum Absenken der Hochspannung ausgegeben.

Genügt diese Maßnahme nicht, weitere Störimpulse zu verhindern, und es wird das Ende des Meßbereiches erreicht, wird durch (19) die Hochspannung abgeschaltet und eine weitere, durch (18) bestimmte Signalfolge ausgelöst. Jeder einzelne auftretende Störimpuls wird außerdem durch (21) als kurzer Ton signalisiert.

Zur Realisierung aller logischen Glieder, Taktgeneratoren, Monoflops wurde der störteste Treiberschaltkreis E 412 D eingesetzt, der durch seine anwenderfreundliche Gestaltung, im vorliegenden Fall besonders durch die Zeitsteuereingänge, vorteilhaft einzusetzen ist.

Im allgemeinen wurden bei der Realisierung der Störimpulsüberwachung nur Standardschaltungen kombiniert. In Anbetracht des Einsatzfalls, d. h. Anschluß an eine stark verseuchte Betriebserde, impulsive magnetische, elektrische und elektromagnetische Felder in der Geräteumgebung, mußte durch einfache, kompakte Gestaltung der Geräteanordnung sowie die Auswahl störresistenter Bauelemente dafür gesorgt werden, daß die Meßergebnisse einmaliger, transients Vorgänge, wie sie Störimpulse in Röntgenröhren darstellen, zwar nicht in hoher Genauigkeit vorliegen, jedoch auch keine Fehlinterpretation zulassen.

Patentinformation

Überstromsicherung in Schaltnetzteilen

Schaltungsanordnung mit der eine zuverlässige Überstromsicherung in Schaltnetzteilen mit integriertem Ansteuerschaltkreis, (z. B. mit dem B 260 D oder ähnlichen Typen) mit einem minimalen Bauelementeaufwand erreicht wird /1/.

Bei den bisher angewendeten Schaltungen wird bei größeren Speicherzeiten des Schalttransistors die erste Stufe der Überstromsicherung nicht wirksam, da der Magnetisierungsstromanteil für den Transformator während der Speicherzeit des Schalttransistors eine weitere Erhöhung des Emitterstromes bewirkt und somit die zweite Stufe aktiviert. Ab Ausschaltkommando für den Schalttransistor bis zum tatsächlichen Sperren erreicht die stromproportionale Spannung den Wert für die zweite Stufe. Wenn also die Ansprechgrenze der Überstromsicherung sehr nahe am maximal zulässigen Strom des Schaltnetzteiles eingestellt ist, dann führt das Erreichen der zweiten Stufe der Überstromsicherung zu einem ständigen Neuanlauf des Schaltnetzteiles, auch dann noch, wenn der Überstrom zurückgegangen ist und sich der maximal zulässige Strom eingestellt hat. Ein normaler Betrieb des Schaltnetzteiles ist nicht möglich. Dieser Effekt tritt häufig bei hohen Umgebungstemperaturen auf.

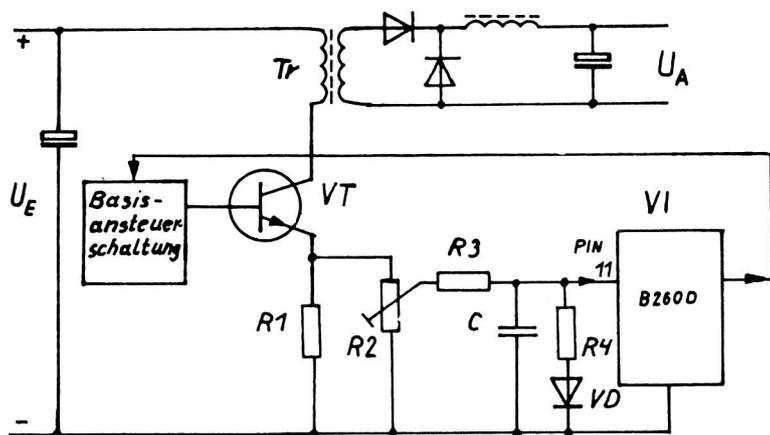


Bild 1: Überstromsicherung für Schaltnetzteile mit integriertem Ansteuerschaltkreis

Aus Bild 1 ist ersichtlich, daß sich zwischen dem Überstromeingang Anschluß 11 des Ansteuerschaltkreises VI und dem negativen Pol der Eingangsspannung U_E eine Reihenschaltung aus einem Widerstand R_4 und einer in Durchlaßrichtung gepolten Diode VD befindet. Diese Schaltung bewirkt, daß die zweite Stufe der Überstromsicherung im integrierten Ansteuerschaltkreis VI erst bei höheren stromproportionalen Spannungen erreicht wird.

Der Schalttransistor VT des Durchflußwandlernetzteiles wird über eine Basisansteuerung periodisch ein- und ausgeschaltet. Im eingeschalteten Zustand fließt im Kollektorkreis des Schalttransistors VT und somit in der Primärwicklung des Transformators Tr ein Strom.

Der im Emitterkreis des Schalttransistors VT durch die Parallelschaltung des Widerstandes R_1 und des Widerstandes R_2 fließende Strom entspricht näherungsweise diesem Kollektorstrom und kann zur Stromüberwachung herangezogen werden. Die stromproportionale Spannung ist mit dem Widerstand R_2

einstellbar und über den RC-Tiefpaß R3 und C an den Überstromeingang 11 des Ansteuerschaltkreises VI angeschlossen. Mit der zusätzlichen Reihenschaltung der Diode VD und des Widerstandes R4 wird es möglich, selbst bei langen Speicherzeiten des Schalttransistors VT im gesamten geforderten Temperaturbereich eine sichere Überstromabschaltung und automatische Wiedereinschaltung nach Abklingen des Überstromes zu realisieren.

Literatur

- /1/ WP 238125 DD. Überstromsicherung in Schaltnetzteilen mit integriertem Ansteuerschaltkreis.
Anm.: Komb. VEB Elektro-Apparate-Werke Berlin-Treptow

Wicht: 20.07
20.07

Standards

Wir möchten unsere Leser auf folgende Standards für elektronische Bauelemente aufmerksam machen:

TGL/Ausgabe	Titel	Verbindlichkeit	Ersatz für TGL/Ausgabe
31 485 (ST RGW 1624-79) 10.86	Integrierte Halbleiterschaltkreise; Betriebsspannungsreihe bis 200 V	1. 10. 87	31 485 7.75
43 613 10.86	- ; Leitungstreiber-Schaltkreise, DL 540 D und DL 541 D; Technische Bedingungen	1. 8. 87	
42 234 3.86	- ; Dynamischer Schreib-Lese-Speicherschaltkreis U 2164 C20, U 2164 C20/1 und U 2164 C25; Technische Bedingungen	1. 7. 87	
43 086 6.86	Halbleiterbauelemente; Fototransistoren; Allgemeine technische Bedingungen	1. 1. 88	
42 943 6.86	- ; Fotodiode SP 106; Technische Bedingungen	1. 7. 87	
43 763 6.86	- ; Fototransistor SP 212; Technische Bedingungen	1. 1. 88	42 048 6.83
43 764 6.86	- ; Fototransistor SP 213; Technische Bedingungen	1. 1. 88	42 230 1.84
42 231 6.86	- ; Fototransistor SP 215; Technische Bedingungen	1. 1. 88	
38 530 10.86	Festkondensatoren; Polystyrolkondensatoren KS radial; Technische Bedingungen	1. 8. 87	

Zentraler Nachweisspeicher Angewandte Mikroelektronik

● Der Zentrale Nachweisspeicher Angewandte Mikroelektronik (ZNAM) ist ein EDV-gestützter Speicher über Anwendungsfälle der Elektronik/Mikroelektronik aus allen Bereichen der Volkswirtschaft der DDR und ergänzt damit andere bestehende Speicher wie die Zentrale Informationsbank Software im VE Kombinat Datenverarbeitung und die Datenbank Industrieroboter.

Im ZNAM werden reichhaltige Informationen über Anwendungsfälle der Elektronik/Mikroelektronik aus den Ursprungsbetrieben zusammengetragen und den Anwendern zur Forcierung der Anwendung der Mikroelektronik bereitgestellt.

Die in den ZNAM aufzunehmenden Lösungen umfassen Funktionseinheiten, Geräte, Anlagen und Ausrüstungen, die mittels des in der DDR verfügbaren Sortiments an

- diskreten und integrierten elektronischen Bauelementen und Baugruppen der Halbleitertechnik einschließlich der Optoelektronik, der Leistungselektronik und der Hybridtechnik
- passiven elektronischen Bauelementen
- peripheren Komponenten (insbesondere Sensoren)

vorrangig für die Rationalisierung von Produktionsprozessen realisiert sind und nicht kommerziell zur Verfügung stehen.

● Aus dem ZNAM werden - nach Abstimmung mit den Ingenieurbetrieben für die Anwendung der Mikroelektronik (IfAM) in den Bezirken der DDR bereitgestellt

- einzelne Anwendungsfälle als Anwenderbericht auf Mikroplanfilm
- vollständiger Mikroplanfilmspeicher aller Anwenderberichte mit Ergänzungsdienst - auch mit Übersichtstabellen
- ZNAM-Kataloge (2 Ausgaben/Jahr)
- Recherchen auf EDV-Basis

● Wir möchten darauf hinweisen, daß die Berichtspflicht der Ursprungsbetriebe zum ZNAM über realisierte Anwendungsfälle auf der Anordnung über den Informationsdienst Entwicklung und Anwendung der Mikroelektronik vom 8. Juli 1983 (GBl. I Nr. 22 S. 227) basiert.

● Berichtspflichtig für den ZNAM sind u. a. abgeschlossene

1. Rationalisierungslösungen
2. wissenschaftlich-technische Leistungen aus der Neuerer- und MMM-Bewegung
3. Ergebnisse aus Forschung und Entwicklung
4. Beleg- und Abschlußarbeiten, insbesondere an Hoch- und Fachschulen u. ä.

die den oben genannten Kriterien entsprechen.

● Die Berichtspflicht wird durch die Ursprungsbetriebe erfüllt, indem sie

- eigenverantwortlich unter Nennung des zu erfassenden technischen Ergebnisses den Vordruck "Anwenderbericht" beim VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin (AEB) abfordern.
- die vollständige, der Ausfüllvorschrift entsprechende Ausfüllung des Vordruckes vornehmen und
- den Anwenderbericht schnellstmöglich dem VEB AEB zur Einspeicherung zusenden.

(In Einzelfällen wird seitens des VEB AEB durch gezielte Anforderung von Anwenderberichten auf die Einhaltung der Berichtspflicht aufmerksam gemacht.)

● Darüber hinaus wird auf die Recherchepflicht gemäß vorgenannter Anordnung § 6 (1) hingewiesen.

VEB
Applikationszentrum Elektronik Berlin
im VEB Kombinat Mikroelektronik
Abt. DZ - Tel.: 43 00 811

PF 211

Berlin

1 0 3 5

ANGEBOT

Obersicht über beziehbare Angebotsrecherchen aus dem Zentralen Nachweisspeicher angewandte Mikroelektronik (ZNAM)

(Stand Februar 1987)

Noch verfügbare Angebotsrecherchen:

Nr.	Thema	Anzahl der Nachweise	Vereinbarungspreis in M
AR 1/85	Mikroelektronik für die Textilindustrie	22	11,--
AR 2/85	Test- und Prüfgeräte für Service und Labor	175	95,--
AR 3/85	Anwendungsfälle auf dem Gebiet der Längenmessung	53	70,--
AR 4/85	Anwendungsfälle auf dem Gebiet der Volumensmessung	26	50,--
AR 5/85	Anwendungsfälle auf dem Gebiet der Frequenz- und Drehzahlmessung	64	95,--
AR 6/85	Anwendungsfälle auf dem Gebiet der Zeitmessung	39	75,--
AR 010/86	Zusatzbaugruppen für Mikrorechnersysteme Diese Recherche stellt zum "Nachnutzungskatalog 1985 Zusatzbaugruppen Mikrorechner" eine erste ergänzende Themenübersicht dar.	76	95,--
AR 020/86	Einsatz von Mikroprozessoren/Mikrorechnern in der Volkswirtschaft Infolge der starken Nachfrage sind die bisherigen Recherchen zu dem Thema vergriffen. Die Rechercheergebnisse sind nunmehr zusammengefaßt und umfangreich ergänzt.	246	230,--

Sollte eine der Recherchen nicht mehr zur Bereitstellung zur Verfügung stehen, sind wir bestrebt, Ihnen durch eine Überarbeitung der Recherche (z. B. Ergänzung auf den neuesten Stand oder durch Neuausschrift) zu helfen. Da sich in einem solchen Fall die Vereinbarungspreise zwangsweise ändern, bitten wir Sie, zur Vermeidung von Rückfragen, gleich in der Bestellung dazu Ihr Einverständnis zu geben (d. h. wir bitten um den Zusatz in der Bestellung: "mit überarbeiteter Recherche zum veränderten Preis einverstanden/nicht einverstanden").

Neue Angebotsrecherchen:

Nr.	Thema	Anzahl der Nachweise	Vereinbarungspreis in M
AR 030/87	ME-Einsatz zur rationellen Energieanwendung Infolge der starken Nachfrage ist die Recherche zum Ursprungsthema vergriffen. Sie wurde mit umfangreicher Ergänzung der Nachweisanzahl bei gleichzeitiger Themenpräzisierung zusammengefaßt.	95	125,--
AR 040/87	Mikroelektronik für Temperaturmessung und -regelung Infolge der starken Nachfrage machte sich eine Vervollständigung der Recherche notwendig, zumal die bisherigen Exemplare nahezu vergriffen sind.	108	130,--

Angebotsrecherchen in Vorbereitung

Nr.	Thema/Erläuterungen	Anzahl der Nachweise	Vereinbarungspreis in M
AR 050/87	ME für Land-, Forst- und Nahrungsgüterwirtschaft	um 200	um 190,--
AR 011/87	Zusatzbaugruppen für Mikrorechner-systeme (Erste Ergänzung zur Recherche AR 010/86)	um 60	um 80,--

Bestellungen bzw. Vorbestellungen richten Sie bitte schriftlich an

VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin
im VEB Kombinat Mikroelektronik
Abt. DA
PF 211
Berlin
1 0 3 5

Sachauskünfte zu den Recherchen erhalten Sie telefonisch unter 43 00 811 App. 22.



veb applikationszentrum elektronik berlin
im veb kombinat mikroelektronik

DDR-1035 Berlin, Mainzer Straße 25
Telefon: 5 80 05 21, Telex: 011 2981; 011 3055
