

# Applikationsberichte

## Eine Replik an meine ersten Jahre im Applikationslabor des VEB AEB

1. [Vorwort](#)
2. [AM-Synchrondemodulator mit A220D](#)
3. [Schaltregler für Kassettentonbandmotore](#)
4. [Analog-Applikation des CMOS-Inverters K176LP1 \(CD4007\)](#)
5. [A202D – Applikationen](#)
6. [A274D – Applikation](#)
7. [A110D als OPV](#)
8. [Nachtrag](#)

### Anhang

[A1](#)

[A2](#)

© Copyright by Peter Salomon, Berlin – Juni 2013

Die vorliegende Publikation ist urheberrechtlich geschützt. Alle Rechte, Irrtum und Änderungen vorbehalten. Eine auch auszugsweise Vervielfältigung bedarf in jedem Fall der Genehmigung des Herausgebers.

Die hier wiedergegebenen Informationen, Dokumente, Schaltungen, Verfahren und Programmmaterialien wurden sorgfältig erarbeitet, sind jedoch ohne Rücksicht auf die Patentlage zu sehen, sowie mit keinerlei Verpflichtungen, noch juristischer Verantwortung oder Garantie in irgendeiner Art verbunden. Folglich ist jegliche Haftung ausgeschlossen, die in irgendeiner Art aus der Benutzung dieses Materials oder Teilen davon entstehen könnte.

Für Mitteilung eventueller Fehler ist der Autor jederzeit dankbar.

Es wird darauf hingewiesen, dass die erwähnten Firmen- und Markennamen, sowie Produktbezeichnungen in der Regel gesetzlichem Schutz unterliegen.

## 1. Vorwort

Nach Beendigung der Industriezweighbearbeitung 1979 im VEB Applikationszentrum Berlin und Auflösung der betreffenden Abteilung - letzter Sitz war im „Haus der Elektrotechnik“ (HdE) - fand ich ein neues Beschäftigungsfeld im so genannten „Applikationslabor“ mit Sitz am Traveplatz in Berlin-Friedrichshain.



Bild 1: Die ehemaligen Räumlichkeiten des Applikationslabors des VEB AEB im Erdgeschoß - in der Nachwende-Situation befand sich dort ein Spezialitäten-Lokal.

Das war mein schon lang gehegter Wunsch, welchen ich auch bei häufigen Kontaktbesuchen im Applikationslabor und bei passenden Anlässen in Arbeitsbesprechungen der eigenen Abteilung immer wieder kundgetan hatte.

Bei meiner Einstellung als „Applikationsingenieur – aktive Applikation“ wurde ich auch nach meinen Wünschen befragt, bezüglich der Themen, die ich mir vorgenommen hatte zu bearbeiten, da ich bereits bei meiner innerbetrieblichen Bewerbung für diesen Arbeitsplatz einige Angaben gemacht hatte. Somit wurde ein erster Arbeitsplan erstellt, der einige der im Inhaltsverzeichnis aufgeführten Themen beinhaltete. Mir wurde jedoch auch klargemacht, dass beim Vorliegen aktuell-wichtiger Aufgaben, welche eventuell durch die staatliche

Leitung dem Applikationslabor übertragen werden könnten, meine eigenen Vorhaben zurückgestellt werden müssten.

Die neuen Kollegen – die Ingenieure Eugen Czirr, Horst Prochnow und Gunter Volkholz, die Labormechaniker Jürgen Hörnke und Jürgen Lindholz, sowie die Sekretärin und technische Zeichnerin Ingrid Villain und nicht zuletzt der Laborleiter Werner Kratzsch waren allesamt sehr freundlich und hilfsbereit bei meiner Eingliederung ins Kollektiv und Vorbereitung meiner neuen Aufgaben. Ich durfte dann auch gleich den voll ausgerüsteten Arbeitsplatz – Schreibtisch und Labortisch mit allerlei Laborausstattung - von Eugen Czirr übernehmen, der infolge seiner fortschreitender Krankheit mehr und mehr zu Hause arbeitete und nur noch selten ins Labor kam.

Die Platzverhältnisse waren trotz der 7 Räume und großem Flur-/Eingangsbereich wie überall in solchen Institutionen insgesamt sehr beengt:

- Raum 1: Koll. Prochnow, Koll. Volkholz (später Koll. Winfried Gröger)
- Raum 2: Materiallager (später dann Kolln. Regina Schwarz, Koll. Prochnow)
- Raum 3: Koll. Salomon, zw. Koll. Czirr, (später dann Koll. Hans-B. Schmohl)
- Raum 4: Kolln. Villain (Vorzimmer Laborleiter)
- Raum 5: Koll. Kratzsch
- Raum 6: Pausenraum, Küche im Vorraum
- Raum 7: Koll. Hörnke, Koll. Lindholz (Werkstatt)

Mit viel Elan und großen Erwartungen machte ich mich an die Arbeit. Traditionsgemäß führt jeder Entwickler sein „Entwickler-Handbuch“ ein etwa dem Tagebuch vergleichbares Aufzeichnungswerk, wo alle relevanten Ereignisse, Ergebnisse – aber auch Misserfolge aufgeschrieben wurden. Bei mir hieß das Werk entsprechend der Labor- und Stellenbezeichnung „Applikationsbuch“. Dieses ist erhalten geblieben - obwohl so im Nachhinein betrachtet - leider nur anfangs mit einiger Konsequenz daran, bzw. darin gearbeitet wurde.

## 2. AM-Synchrondemodulator mit A220D

Aus meiner bisherigen Tätigkeit als Industriezweigbearbeiter Rundfunk und Fernsehen war mir u.a. auch ein Problem bekannt geworden, mit welchem sich die Entwickler von Rundfunkgeräten schon seit geraumer Zeit konfrontiert sahen.

Die Bauelementeindustrie hatte vor die gesamte Produktion von Halbleiterbauelementen auf Germanium-Basis - so auch die von Ge-Dioden einzustellen, welche bisher zu vielen Tausenden zur AM-Demodulation – d.h. zur Trennung des NF-Signals von der HF-Trägerwelle - eingesetzt wurden. Dazu wurde den üblichen Verfahren solcher „planwirtschaftlichen Maßnahmen“ folgend eine so genannte „Germanium-Ablösekonzeption“ auf den Weg gebracht.

Technisch gesehen scheiterte ein einfacher Austausch gegen die neueren Si-Dioden, welches es im modernen Plastikgehäuse gab, an verschiedenen technischen Parametern – insbesondere an dem ungünstigeren Kennlinienverlauf und vor allem an der viel höheren Flussspannung. Ge-Dioden haben eine Flussspannung von ca. 100mV, hingegen Si-Dioden erst bei ca. 600-800mV leitend werden.

Man musste sich also etwas völlig anderes einfallen lassen – und das war die integrierte Technik. Mit anderen Worten – da die Funktionalität der FM-Demodulation (UKW und Fernsehempfangstechnik) bereits in integrierter Technik zur Verfügung stand, musste und sollte nun auch die der AM-Demodulation mit den Mitteln integrierter Schaltungstechnik – auch wenn diese dem Anschein nach zunächst aufwändiger war – realisiert werden.

Glücklicherweise stand das Problem auch im NSW an, so dass darauf gesetzt werden konnte alsbald entsprechende Schaltkreise auf dem Markt erhältlich sein werden.

Ein anderes, rein technisches Problem tritt bei der einfachen AM-Diodendemodulation auf, wenn die Trägerwellen teilweiser oder vollständiger unterdrückt ist, was infolge schlechter Empfangsverhältnisse insbesondere öfters durch Auslöschung bei Fernübertragungen auftreten kann. Als Folgeerscheinung ergibt sich ein stark verzerrtes Klangbild bei Musikübertragungen, was bis hin zur völligen Unverständlichkeit auch bei Sprache geht. Der praktische Hintergrund war z.B. das oft katastrophale Empfangserlebnis von weit entfernten Mittelwellensendern, wie z.B. der bei Jugendlichen in damaliger Zeit so beliebte Sender Radio Luxemburg, bzw. auch der Saarländische Rundfunk, welche infolge ihrer hohen Sendeleistung (mehrere 100kW) bis an die Ostsee auch mit einfachen „Kofferheulen“ häufig zu empfangen waren.

Zur Lösung des Problems ist mir damals eine Idee gekommen, als ich über die bei Amateurfunkern beliebte SSB-Modulation (Einseitenband-Modulation mit unterdrücktem Träger) las. Zur Demodulation eines solchen Signals setzen die Amateurfunker den gerade neu von der DDR-Halbleiterindustrie bereitgestellten Schaltkreis A220D ein.

Das Applikations-Thema des im Folgenden wiedergegebenen Textes incl. Bilder erhielt dann auch die Überschrift:

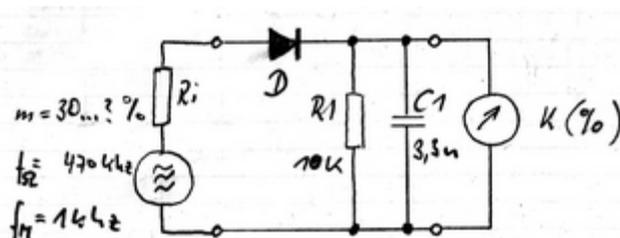
### 1.1 AM-Synchrondemodulator mit dem IS A220D

Im Mittel-, Lang- und Kurzwellenbereich wird zur Nachrichtenübertragung und im Rundfunk wegen der einfachen Technik und der geringen benötigten Bandbreite nach wie vor die Amplitudenmodulation angewandt. Man unterscheidet hier die in der kommerziellen Nachrichtentechnik häufig noch angewandten Verfahren zur teilweisen oder gänzlichen Unterdrückung des Trägers bzw. auch eines Seitenbandes und das in der Rundfunktechnik benutzte Verfahren mit der Ausstrahlung des vollen Trägers und beider Seitenbänder. Bei der normalen Rundfunkübertragung kann es nun durch Veränderung der atmosphärischen Ausbreitung, bzw. durch gegenseitige Beeinflussung von Raum- und Bodenwelle zu Verminderung, bzw. auch zur Auslöschung von Teilen des AM-Spektrums, dem so genannten selektiven Schwund kommen. Besonders unangenehm wird diese Erscheinung, wenn das den Träger betrifft. Die dann bei der Demodulation (Gleichrichtung der HF) auftretenden Verzerrungen können so stark werden, daß das Signal völlig unverständlich wird. Ausgehend von den Ergebnissen der Simulation dieser Erscheinung soll deshalb untersucht werden, inwiefern durch Anwendung der Synchron-Demodulation mittels eines modernen IS eine wesentliche Verbesserung der Empfangsergebnisse erreicht werden können.

Zunächst musste erst einmal ein meßtechnisches Verfahren gefunden werden, mit dem eine Simulation der Verhältnisse beim selektiven Trägerschwund nachempfunden werden konnte.

### 1.2 Simulation einer einfachen AM-Demodulation bei auftretenden Trägerschwund

Zum Aufbau eines einfachen AM-Demodulators wird eine Schaltungsvariante benutzt, wie sie in jedem neuzeitlichen AM-Rundfunkempfänger zu finden ist (Bild 1).



Die Messergebnisse sind in nachfolgender Tabelle enthalten:

Mod-Grad (%)	10	20	40	80	90	95	100
Klirrfaktor (%)	<0,1	<0,1	<0,1	<0,2	<0,3	<0,4	2

Zum Einsatz kam ein HF-Meßgenerator Typ 2510 und ein NF-Klirrfaktormeßgerät Typ 3013 – beide vom VEB Funkwerk Erfurt.



Da mit dieser einfachen Meßschaltung nicht die realen Verhältnisse in einem Rundfunkempfänger nachgebildet werden konnten, wurde anschließend die Schaltung nach Bild 2 verwendet.

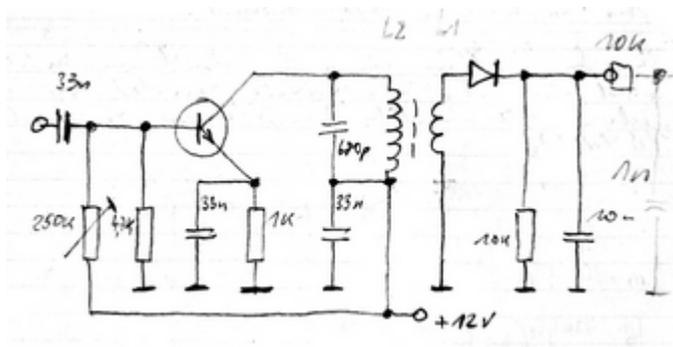
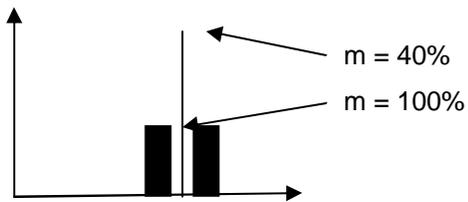


Bild 2: AM-Demodulationsschaltung eines Rundfunkempfängers

Mit dem HF-Messgenerator 2510 läßt sich leider keine Amplitudenabsenkung, bzw. vollständige Unterdrückung der Trägerfrequenz einstellen.

Die Simulation des selektiven Trägerschwunds wird durch Anwendung einer speziellen Modulationsschaltung erreicht, bei der die Trägerunterdrückung einstellbar ist (siehe 1.4).



Die dann bei der Demodulation auftretenden Verzerrungen sind hier aufgetragen:

Mod-Grad (%)	10	50	100	-25	-50	-100
	4	1	3	25	50	100

Es wurde auch noch der Klirrfaktor in Abhängigkeit zur NF-Frequenz untersucht:

m =	100%	110%	120%	150%
k = (400Hz)	4%	10%	22%	40%
(1kHz)	3,5%	8,5%	18%	36%
(3kHz)	3%	5%	12%	25%

Damit war klar ermittelt, wie hoch schon bei geringem Trägerschwund der Klirrfaktor anstieg, was dann ein völlig verzerrtes Klangbild bei Musikwiedergabe und Unverständlichkeit bei Sprachwiedergabe zur Folge hatte.

### 1.3. Der integrierte Schaltkreis A220D

Der Schaltkreis A220D ist ein monolithisch integrierter FM-ZF-Verstärker und Demodulator für den Einsatz im Ton-ZF-Teil in Fernsehgeräten und FM-ZF-Verstärkern in Rundfunkgeräten.

Die interne Schaltung setzt sich im Wesentlichen aus einem 8-stufigen Begrenzerverstärker, einem als Koinzidenzdetektor geschalteten 4-Quadranten-Multiplizierer, einer Ausgangsspannungsregelstufe und einem separaten npn-Transistor, sowie einer Z-Diode zusammen. (siehe Bild 3)

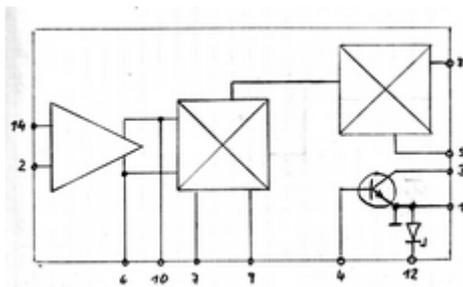


Bild 3: Innenschaltung (Prinzip) des A220D

## 1.4 DSB-Modulator mit dem A220D

Zur Simulation des selektiven Trägerschwundes wird eine Modulations-Generator benötigt, bei dem der Träger ganz, bzw. teilweise unterdrückt werden kann. Durch Anwendung eines entsprechend Bild 4 beschalteten A220D kann dies leicht erreicht werden.

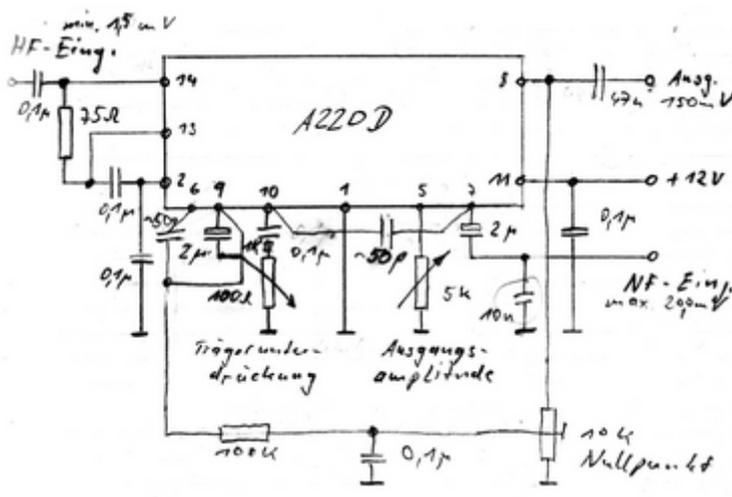


Bild 4: DSB-Modulator mit A220D

Zunächst wurde die Frequenzabhängigkeit des Begrenzerverstärkers untersucht:

f	50 kHz	500k Hz	2 MHz	5 MHz	10 MHz
U <sub>e</sub>	1 mV	1 mV		3 mV	5 mV
U <sub>a<sub>ss</sub></sub>	575 mV	625 mV	450 mV	200 mV	75 mV

Dann sind noch Messergebnisse für das Modulationsverhalten bei U<sub>a</sub> = 500mV angegeben:

U <sub>NF</sub> (mV)	100	75	50	25
mod (%)	100	75	50	25

## 1.5 AM-Synchrondemodulator – 1. Variante

Der erste Versuch einer AM-Synchrondemodulation wurde mit der Schaltungsvariante nach Bild 5 unternommen.

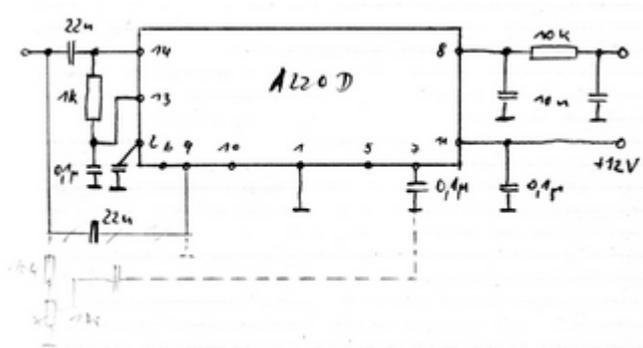


Bild 5: AM-Synchrondemodulator – 1. Variante

Zur Demodulation wird die Eingangsspannung  $U_e$  dem 4-Quadrantenmultiplizierer sowohl an den X-Eingang (14) über den Begrenzerverstärker, als auch direkt an den Y-Eingang (9) zugeführt.

Wie schon vermutet wurde, funktioniert die AM-Synchrondemodulation bei einem Modulationsgrad von bis etwa 80 – 90% mit kleinem Klirrfaktor. Darüber hinaus erhöht sich der Klirrfaktor merklich und damit steigen die Verzerrungen stark an.

Grund ist möglicherweise das Missverhältnis von Begrenzer- und Nutzsignal. Leider sind keine weiteren Hinweise mehr vorhanden. Jedenfalls wurde offensichtlich die Zielstellung – AM-Synchrondemodulation bei unterdrücktem Träger - damit nicht erreicht und eine 2. Schaltungsvariante wurde erprobt.

### 1.6 AM-Synchrondemodulator – 2.Variante

In der 2. Schaltungsvariante wird der durch Begrenzung restaurierte Träger auf einen ZF-Schwingkreis (z.B. 455 kHz) gegeben und entsprechend angepasst dem Eingangssignal hinzugemischt.

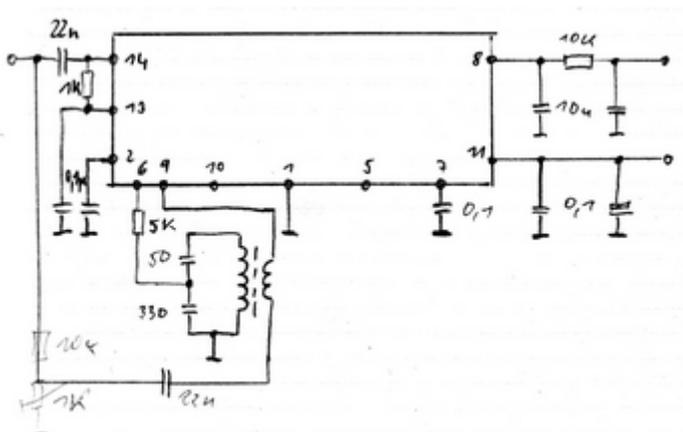


Bild 6: AM-Synchrondemodulator – 2. Variante

Leider sind keine Messergebnisse aufgeführt, so dass auch nicht die Wirkungsweise des nachträglich eingeführten Spannungsteilers 10k/1k nachvollzogen werden kann.

Offensichtlich wurden aber nicht die gewünschten Ergebnisse erzielt, so dass es notwendig war noch eine 3. Variante zu erproben.

### 1.7 AM-Synchrodemodulator – 3. Variante

In den Eingangskreis vor dem Begrenzerverstärker wurde noch eine weitere Schwingkreis-Schaltung eingefügt und die Dimensionierung der 1. etwas verändert (Kondensator-Spannungsteiler). Es ist anzunehmen, dass die Induktivitäten die gleichen sind, wie in der 2. Variante.

Welche Auswirkungen das hatte und mit welchem Endergebnis die Untersuchungen beendet wurden, ist leider den Aufzeichnungen nicht zu entnehmen.

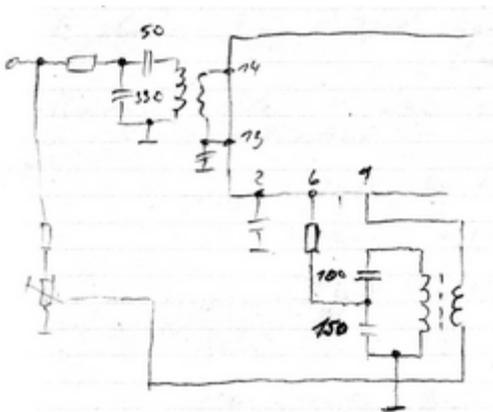


Bild 7: AM-Synchrodemodulator – 3. Variante

Bereits ein Jahr später, Anfang der 80er, ging im VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O. (HFO) der Schaltkreis A283D in die Produktion - ein kompletter AM/FM-Empfänger, einschließlich eines kleinen NF-Verstärkers mit 300mW Leistung und das alles auf einem Chip. Dort wurde nun die AM-/FM-Demodulation in integrierter Technik realisiert, ohne Ge-Dioden benutzen zu müssen.

In den späten 80er Jahren wurde der A283D dann mit dem A4100D – eine Nachentwicklung des TDA4100 von SIEMENS – abgelöst. Diese hochintegrierte Kombinationsschaltung für AM- und FM-Empfänger, diesmal allerdings ohne integrierten NF-Verstärker, ließ kaum noch Wünsche offen.

### 3. Schaltregler für Kassettentonbandmotore

Ende der 70er Jahre standen in der DDR zunehmende Stückzahlen Kassettentonbandgeräte für den Bevölkerungsbedarf zur Verfügung – insbesondere zur Freude der Jugendlichen, die sich häufig dieses Konsumgut als Jugendweihegeschenk wünschten und auch bekamen.

So erfreulich die Befriedigung des Bevölkerungsbedarfs auf diesem Gebiet auch war, bereitete es doch aber eine für die Volkswirtschaft immer schwieriger zu lösende Aufgabe: Alle diese Geräte der so genannten „Henkelware“ wurden für den mobilen Einsatz mit Batterien betrieben und da entwickelte sich schnell ein Bereitstellungsproblem. Die DDR-Batteriehersteller, z.B. der VEB Berliner Akkumulatoren- und Elementefabrik (BAE) in Oberschöneweide kamen alsbald an ihre Kapazitätsgrenzen. Überalterte Herstellungstechnologie und Qualitätsprobleme waren nur das Eine – wesentlich wurde aber der absolute Engpass zu wichtigen Rohstoffe, wie Zink und Braunstein.

Im Gegensatz zu Blei-Akkumulatoren für Autos gab es zu damaliger Zeit auch noch keine Recyclingmöglichkeiten für Trockenbatterien, so dass die verbrauchten regelmäßig im Hausmüll landeten. Der dadurch jährlich entstehende volkswirtschaftliche Schaden nahm Größenordnungen an, die nicht mehr tolerierbar waren.

Es musste dringend an Verfahren gearbeitet werden wenigstens die Batterie-Lebensdauer wesentlich zu verlängern.

Als Verlustleistungs-bestimmende Baugruppe war bei Kassettenspielerinsbesondere der Antrieb unter die Lupe zu nehmen. Die Permanentmagnet-erregten Gleichspannungsmotore damaliger Zeit wurden mit einfachen Mitteln der Regelungstechnik dazu gebracht, die an der Antriebswelle generierte Geschwindigkeit unabhängig vom Belastungsfall und der Batteriespannung in einem bestimmten Bereich konstant auf 4,75cm/s zu halten. Bild 8 zeigt ein typisches Beispiel damaliger Schaltungstechnik (Schaltungsauszug vom R160).

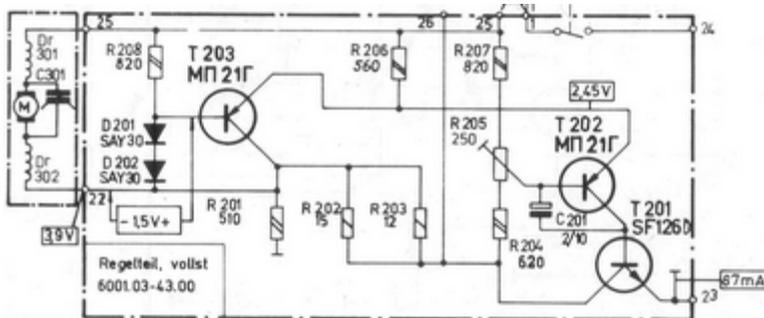


Bild 8: Standard-Regelteil für Kassettentonbandmotore

Der Motorstrom in M wird mit dem Stellglied T201 in Abhängigkeit der Gegen-EMK des Motors über die zwei pnp-Transistoren T203 und T202 geregelt. Bei einer Batteriespannung von 9V (= 4 Monozellen), dem angegebenen Betriebsstrom von fast 90mA fallen an dem Stellglied T201 ca. 5V ab. Das ist auch notwendig, um auch beim Abfall der Batteriespannung durch Entladung bis auf ca. 6V auch noch die notwendige Regelwirkung zu gewährleisten. Andererseits hat das aber auch zur Folge, dass gerade bei vollen Batterien eine Verlustleistung von

$$P_v = (U_B - U_M) * I_M = (9,0V - 3,9V) * 87mA \sim 444mW$$

auftritt, die am Kühlkörper des Regeltransistors T201 sinnloser Weise in Wärme umgesetzt werden musste.

Die Aufgabe bestand nun darin diese Verlustleistung so weit als möglich zu vermeiden. Anstelle eines Linear-Reglers bot sich an die Möglichkeiten einer geschalteten Regelung zu untersuchen. Schaltregler haben vom Prinzip her eine wesentlich geringere Verlustleistung gegenüber einem Linear-Regler.

Zur Durchführung der Untersuchungen stellte der VEB Sternradio Berlin zwei Stück Laufwerke LW400 zur Verfügung siehe Bild 9.

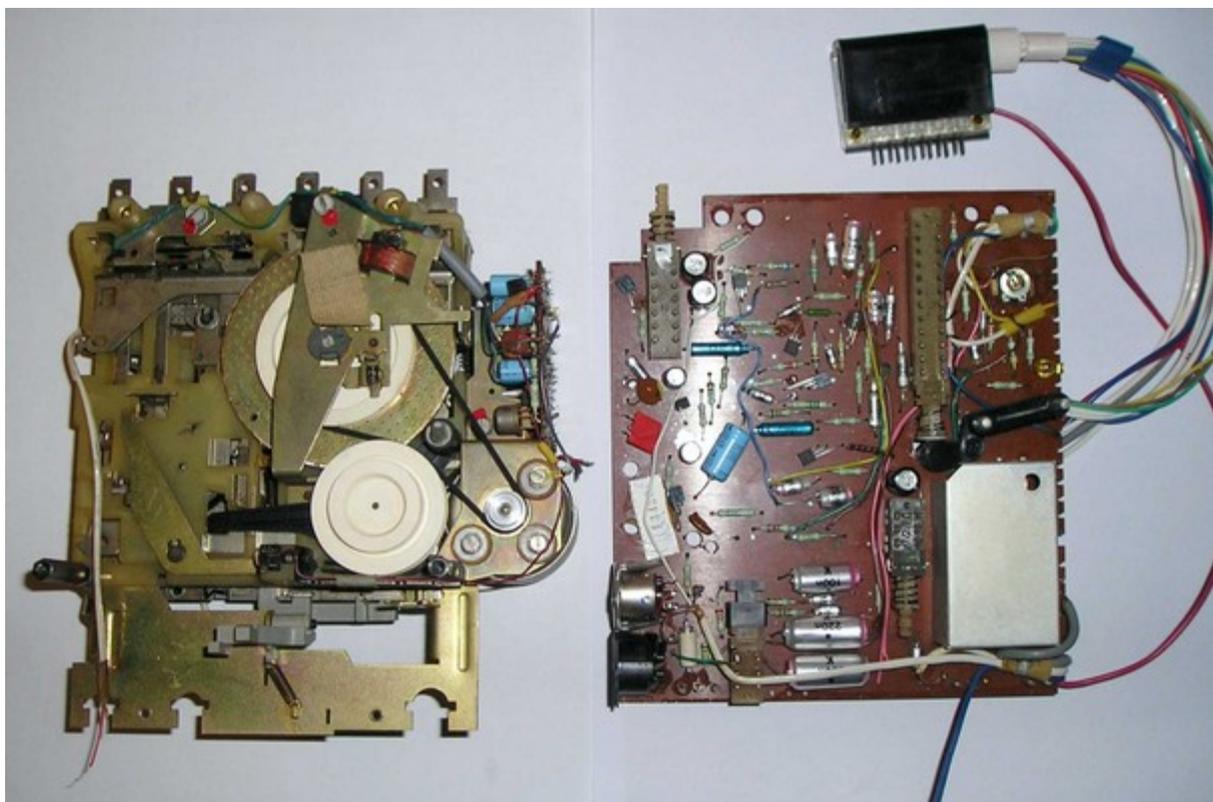


Bild 9: Laufwerksmechanik LW400 und zugehörige NF-Elektronik

Eines sollte mit der Versuchsschaltung „Schaltregler“ umgerüstet werden und das andere zum Vergleich im Originalzustand verbleiben.

Leider ist weder das Schaltbild des „Schaltreglers“ noch vorhanden, wie auch keinerlei Dokumentation der Untersuchungsergebnisse mehr in meinem Besitz sind. Der diesbezügliche Laborbericht wurde damals an die staatliche Leitung geschickt und sicherlich mit der Liquidierung des AEB im Jahre 1990 vernichtet. In meinem Applikationsbuch sind lediglich noch ein paar Angaben zum Laufwerk/Motor zu finden:

<u>LW400</u>		<u>Motor</u>	
Geschw.:	4,75cm/s	R <sub>A</sub> :	10 Ohm
Tonwelle:	Ø 2,0mm ÷ 7,563U/s	L <sub>A</sub> :	1,8mH

Bei einem 3-poligen Motor und einem Übersetzungsverhältnis des Treibriemenantriebes der Tonwelle – Motor von 4:1 wäre dann mit einer Motorfrequenz von

$$4 * 7,563 = 30,32\text{Hz}$$

zu rechnen.

Wird ein Verbraucher mit induktiver Komponente eingeschaltet, so wird der dabei fließende Strom nicht sofort nur durch den ohmschen Widerstand bestimmt, sondern steigt in einer e-Funktion kontinuierlich an bis zu dem vom ohmschen Widerstand bestimmten Maximalwert. Der wäre in diesem Fall:

$$I_{\text{max}} = U_B / R_A = 9\text{V} / 10 \text{ Ohm} = 0,9\text{A}$$

Die Überlegung ging nun in die Richtung, dass über das Tastverhältnis  $t_{\text{on}}/t_{\text{off}}$  sich der mittlere Motorstrom beeinflussen lässt, was bei einem Permanentmagnetmotor wiederum unmittelbar auf die Drehzahl wirkt. Schwieriger war dann schon, die Taktfrequenz exakt mit der drehzahlabhängigen Motorfrequenz zu synchronisieren. Glücklicherweise hängt die EMK des Motors ebenfalls von der Drehzahl ab, so dass diese in der Taktpause als Spitzenwert gemessen und somit als Stellgröße verwendet werden konnte.

Alles in Allem wurde der Schaltungsaufwand doch erheblich zu groß - leider liegt die Schaltung nicht mehr vor, so dass von einer detaillierten Erläuterung abgesehen werden muss. Wenn von einer in diskreter Technik zu realisierenden Schaltung ausgegangen werden sollte, stand das in keinem wirtschaftlichen Verhältnis zu der anfangs erwähnten analogen

Regelschaltung.

Ein weiterer, damals nicht betrachteter Schwachpunkt war das Problem der EMV, was bei schaltenden Elementen ein nicht zu unterschätzendes Problem ist, was insbesondere in den empfindlichen NF-Verstärkerstufen des Kassettentonbandgerätes extrem negative Auswirkungen hatte. Der Störspannungsabstand verkleinerte sich so erheblich, dass seitens der Geräteindustrie der Einsatz dieses Verfahrens abgelehnt wurde.

Die Regelschaltung für Kassettentonbandmotore wurde weiterhin als analoge Regler ausgeführt. Auch die später zum Einsatz gekommene IS UL1901K polnischer Produktion war ein analoger Regler.

Diese Situation änderte sich erst, als 1983 mit dem B390D, bzw. 1987 mit dem B391D so genannte „Motor-Prozessoren“ vom HFO zur Verfügung standen. Das waren digital mit PLL-Unterstützung wirkende, hochintegrierte Regler-Schaltkreise.

#### 4. Analog-Applikation des CMOS-Inverters K176LP1 (CD4007)

Anfang der 80er standen der DDR-Industrie die ersten CMOS-Logikschaltkreise aus der UdSSR zur Verfügung. Es handelte sich dabei um den Nachbau der bekannten CD4000er Serie der US-amerikanischen Firma RCA.

Für mich persönlich interessant erschien mir die IS K176LP1 – Vorbildtyp CD4007. Es handelt sich dabei um eine 3-fach-Inverterschaltung, die allerdings noch einige Besonderheiten in der Beschaltung zuließ. Bild 10 zeigt die Innenschaltung und Pinbelegung.

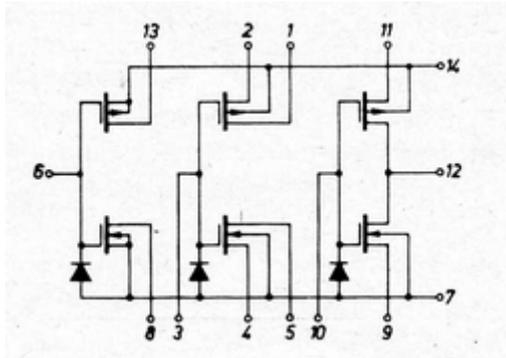


Bild 10: Innenschaltung und Pinbelegung des K176LP1 (CD4007)

Allen drei CMOS-Transistorpaaren ist leider gemeinsam, dass die jeweiligen Gate-Anschlüsse intern verbunden an Pins geführt sind. Somit ist der Verwendung eines einzelnen Transistors – egal ob nun PMOS oder NMOS – der Einschränkung unterlegen, dass der jeweils andere Transistor nicht mehr frei verwendet werden kann.

Die jeweiligen Drain- und Source-Anschlüsse sind hingegen unterschiedlich konfiguriert. Entweder sind (links) beide Source-, oder (rechts) beide Drain-, oder wie im mittleren Paar alle Anschlüsse an Pins geführt.

Das eröffnet mannigfaltige Schaltungsmöglichkeiten. In den damaligen „Application Notes“ der Herstellerfirmen (außer von RCA wurde die CD4000er Serie auch noch von vielen anderen Halbleiterherstellern produziert) sind zahlreiche Schaltungsbeispiele zu finden – allerdings mit dem Schwergewicht auf digitale Schaltungstechnik. Ob und was man mit diesem Schaltkreis in der analogen Welt machen kann, wird nur am Rande betrachtet.

Für genau solche Untersuchungen standen mir mehrere Exemplare des K176LP1 zur Verfügung.

Da der Betriebsspannungsbereich abweichend von den geläufigen TTL-Schaltkreisen bis 15V definiert war, galt es als eine der *ersten* Messungen diese Angabe zu verifizieren.

Pin7 lag auf Masse und an Pin14 wurde eine variable  $U_B$  angelegt, wobei alle anderen Anschlüsse unbeschaltet blieben. Als Ergebnis konnte bei allen Exemplaren  $U_B$  bis auf 30V hochgedreht werden, ohne dass es zu dem bei CMOS-ICs möglichen Lawinendurchbruch gekommen ist – d.h.  $I_{DD}$  blieb immer unter  $1\mu A$ .

Anders verhielten sich einige IS hingegen in einer *zweiten* Messung, wenn die 3 Inverter parallel geschaltet wurden, d.h. alle Gates zusammen und alle Drain/Source zusammen, aber sonst offen. Dann war bei einigen Exemplaren schon bei  $U_B = 15V$  ein merklicher Anstieg ( $<10\mu A$ ) des  $I_{DD}$  zu beobachten. Eine Begründung konnte dazu nicht gefunden werden.

In der *dritten* Messung sollte dann die Abhängigkeit des Drainstromes  $I_D$  von der Gatespannung gegen Source  $U_{|GS|}$  untersucht werden – und das sowohl für die PMOS-, wie auch für die NMOS-Transistoren. An Pin14 wurde wie üblich die Betriebsspannung  $U_B$  von 6V, 9V bzw. 15V angelegt. Pin13 (bzw. Pin1, oder Pin12) wurde über ein Strommessgerät mit Masse verbunden, Pin11 bzw. Pin2 mit  $U_B$ . Die variable Gate-Spannung – negativ mit Bezug auf  $U_B$  – wurde über einen Schutzwiderstand von 100kOhm an die Gate-Anschlüsse Pin6, bzw. Pin3, oder Pin 10 angeschlossen. Aus Sicherheitsgründen erfolgte auch noch eine Verbindung von Pin8 mit Masse, bzw. Pin9 mit dem Ausgang Pin12.

Folgende Ergebnisse sind für den *ersten* PMOS-Transistor Exemplar 4 aufgezeichnet worden:

$I_D$ :	<u><math>1\mu A</math></u>	<u><math>10\mu A</math></u>	<u><math>100\mu A</math></u>	<u><math>1mA</math></u>	<u><math>10mA</math></u>	$U_B$
$-U_{GS}$	1,80V	2,00V	2,30V	3,35V	6,0V (5,5mA)	<u>6V</u>
	1,82V	1,98V	2,28V	3,26V	7,75V	<u>9V</u>
	1,80V	1,95V	2,40V	3,15V	7,30V	<u>15V</u>

#### Exemplar 3

	1,85V	2,0V	2,32V	3,35V	6,0V (5,8mA)	<u>6V</u>
	1,82V	2,00V	2,30V	3,25V	7,50V	<u>9V</u>
	1,80V	1,92V	2,21V	3,10V	7,10V	<u>15V</u>

#### Exemplar 6

	2,00V	2,18V	2,50V	3,55V	6,0V (5,2mA)	<u>6V</u>
	2,00V	2,18V	2,48V	3,53V	7,55V	<u>9V</u>
	1,98V	2,14V	2,43V	3,35V	7,50V	<u>15V</u>

Für den *zweiten* PMOS-Transistor Exemplar 6 wurde nur noch bei  $U_B = 9V$  gemessen:

2,10V	2,26V	2,60V	3,66V	8,10V	<u>9V</u>
-------	-------	-------	-------	-------	-----------

Exemplar 3

1,93V	2,07V	2,38V	3,38V	7,74V	<u>9V</u>
-------	-------	-------	-------	-------	-----------

Exemplar 4

1,92V	2,07V	2,40V	3,42V	7,81V	<u>9V</u>
-------	-------	-------	-------	-------	-----------

Wurde  $P_{x2}$  invers betrieben, d.h. die Anschlüsse 1 und 2 vertauscht, ergaben sich gleiche Messwerte.

Für den *dritten* PMOS-Transistor liegen nur für Exemplar 4 und 6 Messwerte vor:

1,90V	2,06V	2,38V	3,38V	7,75V	<u>9V</u>
-------	-------	-------	-------	-------	-----------

Exemplar 6

2,09V	2,25V	2,58V	3,58V	8,01V	<u>9V</u>
-------	-------	-------	-------	-------	-----------

Zur Messung der NMOS-Transistoren wurde Pin 7 an  $-U_B$  (9V) gelegt.

Das Strommessgerät kam zwischen Pin8, bzw. Pin5 oder Pin12 und  $+U_B$ , die Gate-Anschlüsse Pin 6, bzw. Pin3 oder Pin10 an die variable Gate-Spannung – positiv in Bezug auf Masse. Aus Sicherheitsgründen wurde wieder Pin11 mit Pin12, bzw. Pin13 mit Pin14 verbunden.

Für den *dritten* NMOS-Transistor, Exemplar 6 liegen folgende Messergebnisse vor:

$I_D$ :	<u>1<math>\mu</math>A</u>	<u>10<math>\mu</math>A</u>	<u>100<math>\mu</math>A</u>	<u>1mA</u>	<u>10mA</u>	$U_B$
$+U_{GS}$	1,46V	1,77V	2,42V	4,32V	11,11V	<u>6V</u>
	1,52V	1,81V	2,47V	4,32V	10,97V	<u>9V</u>
	1,42V	1,71V	2,40V	4,20V	10,88V	<u>15V</u>

Exemplar 4:

1,73V	2,02V	2,68V	4,56V	11,14V	<u>6V</u>
1,73V	2,04V	2,69V	4,56V	11,16V	<u>9V</u>
(3,5 $\mu$ A)	1,90V	2,58V	4,39V	11,00V	<u>15V</u>

Exemplar 3:

1,78V	2,09V	2,79V	4,76V	11,67V	<u>6V</u>
1,79V	2,09V	2,78V	4,73V	11,53V	<u>9V</u>
1,78V	2,07V	2,73V	4,60V	11,50V	<u>15V</u>

Die nachfolgenden Messungen am *zweiten* NMOS-Transistor wurden nur noch bei  $U_B = 9V$  vorgenommen:

Exemplar 3:

1,80V	2,11V	2,81V	4,79V	11,64V	<u>9V</u>
-------	-------	-------	-------	--------	-----------

Exemplar 6:

1,50V	1,78V	2,43V	4,30V	10,97V	<u>9V</u>
-------	-------	-------	-------	--------	-----------

Exemplar 4:

1,70V	2,00V	2,66V	4,52V	11,08V	<u>9V</u>
-------	-------	-------	-------	--------	-----------

Beim Inversbetrieb, d.h. Vertauschen von Drain und Source wurden etwa gleiche Ergebnisse erzielt.

Für den *ersten* NMOS-Transistor, Exemplar 4 sind folgende Ergebnisse aufgezeichnet:

1,70V	1,98V	2,64V	4,55V	11,19V	<u>9V</u>
-------	-------	-------	-------	--------	-----------

Exemplar 6:

1,52V	1,80V	2,46V	4,36V	11,01V	<u>9V</u>
-------	-------	-------	-------	--------	-----------

Exemplar 3:

1,77V	2,10V	2,81V	4,80V	11,70V	<u>9V</u>
-------	-------	-------	-------	--------	-----------

Die Gate-Sourcespannungen wurden mit einem Digitalvoltmeter der Fa. Solartron gemessen, Betriebsspannung und Drainstrom mit damals handelsüblichem Vielfachmessinstrument.

Die Messwerte wurden in dem betreffenden Applikationsbericht noch in Kurvenscharen dargestellt, welcher die Technische Zeichnerin in hervorragender Qualität in Tusche auf Transparentpapier aus den numerischen Werten extrapoliert hat. Leider sind die Originale nicht in meinem Besitz und somit wahrscheinlich genau so wie der gesamte Applikationsbericht vernichtet.

Die *vierte* Messung betraf die Abhängigkeit des Drainstromes  $I_D$  von der Drain-Sourcespannung  $U_{DS}$  für kleine Drain-Sourcespannungen. Als Parameter diente die Gate-Sourcespannung  $U_{GS}$ .

Es wurden nur die Transistoren P2 und N2 gemessen, da durch die freie Zugänglichkeit deren Drain-/Sourceanschlüsse sich hier Anwendungen als  $U_{GS}$ -gesteuerter  $R_{DS}$  anbieten.

Die Anschlüsse der Pins wie bei der *dritten* Messung.

Die Drain-/Sourcespannung wurde mit einem ohmschen Spannungsteiler 136 Ohm / 10 Ohm wegen der besseren Einstellbarkeit am Gleichspannungs-Netzteil vorgenommen.

Hier die Messwerte für den NMOS-Transistor, Exemplar 3:

$U_{DS}$	10mV	50mV	100mV	500mV	1,0V	$U_{GS}$
$I_D$	0,75 $\mu$ A	2,7 $\mu$ A	3,5 $\mu$ A	4,0 $\mu$ A	4,2 $\mu$ A	<u>2,0V</u>
	3,5 $\mu$ A	14 $\mu$ A	26 $\mu$ A	41 $\mu$ A	41,5 $\mu$ A	<u>2,5V</u>
	8,0 $\mu$ A	31 $\mu$ A	46 $\mu$ A	135 $\mu$ A	140 $\mu$ A	<u>3,0V</u>
	13 $\mu$ A	48 $\mu$ A	85 $\mu$ A	260 $\mu$ A	290 $\mu$ A	<u>3,5V</u>
	15 $\mu$ A	57 $\mu$ A	110 $\mu$ A	400 $\mu$ A	500 $\mu$ A	<u>4,0V</u>
	17 $\mu$ A	85 $\mu$ A	150 $\mu$ A	670 $\mu$ A	1,0mA	<u>5,0V</u>
	25 $\mu$ A	110 $\mu$ A	210 $\mu$ A	920 $\mu$ A	1,5mA	<u>6,0V</u>
	28 $\mu$ A	130 $\mu$ A	260 $\mu$ A	1,15mA	2,0mA	<u>7,0V</u>
	35 $\mu$ A	160 $\mu$ A	310 $\mu$ A	1,4mA	2,4mA	<u>8,0V</u>

Exemplar 4:

4,0 $\mu$ A	7,5 $\mu$ A	9,5 $\mu$ A	11 $\mu$ A	14,5 $\mu$ A	<u>2,0V</u>
10 $\mu$ A	35 $\mu$ A	70 $\mu$ A	170 $\mu$ A	180 $\mu$ A	<u>3,0V</u>
22 $\mu$ A	95 $\mu$ A	180 $\mu$ A	750 $\mu$ A	1,15mA	<u>5,0V</u>
37 $\mu$ A	160 $\mu$ A	330 $\mu$ A	1,5mA	2,6mA	<u>8,0V</u>

Exemplar 6:

5,0 $\mu$ A	12 $\mu$ A	22 $\mu$ A	26 $\mu$ A	30 $\mu$ A	<u>2,0V</u>
11,5 $\mu$ A	40 $\mu$ A	80 $\mu$ A	220 $\mu$ A	250 $\mu$ A	<u>3,0V</u>
22 $\mu$ A	95 $\mu$ A	180 $\mu$ A	750 $\mu$ A	1,2mA	<u>5,0V</u>
36 $\mu$ A	160 $\mu$ A	320 $\mu$ A	1,5mA	2,6mA	<u>8,0V</u>

und nun noch die Messwerte für den PMOS-Transistor, Exemplar 6:

(k.M.)	2,5 $\mu$ A	13,5 $\mu$ A	42 $\mu$ A	57 $\mu$ A	<u>2,5V</u>
7,0 $\mu$ A	35 $\mu$ A	67 $\mu$ A	200 $\mu$ A	260 $\mu$ A	<u>3,0V</u>
10 $\mu$ A	53 $\mu$ A	100 $\mu$ A	390 $\mu$ A	580 $\mu$ A	<u>3,5V</u>
14 $\mu$ A	70 $\mu$ A	135 $\mu$ A	550 $\mu$ A	900 $\mu$ A	<u>4,0V</u>
20 $\mu$ A	100 $\mu$ A	190 $\mu$ A	850 $\mu$ A	1,55mA	<u>5,0V</u>
25 $\mu$ A	120 $\mu$ A	240 $\mu$ A	1,1mA	2,0mA	<u>6,0V</u>
34 $\mu$ A	160 $\mu$ A	330 $\mu$ A	1,5mA	3,0mA	<u>8,0V</u>

Exemplar 3:

4,0 $\mu$ A	20 $\mu$ A	38 $\mu$ A	85 $\mu$ A	115 $\mu$ A	<u>2,5V</u>
11 $\mu$ A	56 $\mu$ A	112 $\mu$ A	440 $\mu$ A	720 $\mu$ A	<u>3,5V</u>
20 $\mu$ A	100 $\mu$ A	190 $\mu$ A	880 $\mu$ A	1,55mA	<u>5,0V</u>
33 $\mu$ A	160 $\mu$ A	330 $\mu$ A	1,5mA	3,0mA	<u>8,0V</u>

Exemplar 4:

4,5 $\mu$ A	22 $\mu$ A	40 $\mu$ A	95 $\mu$ A	115 $\mu$ A	<u>2,5V</u>
12 $\mu$ A	60 $\mu$ A	120 $\mu$ A	470 $\mu$ A	750 $\mu$ A	<u>3,5V</u>
20 $\mu$ A	105 $\mu$ A	200 $\mu$ A	920 $\mu$ A	1,6mA	<u>5,0V</u>
32 $\mu$ A	170 $\mu$ A	340 $\mu$ A	1,6mA	3,0mA	<u>8,0V</u>

Als *letzte* Untersuchung sollte die Verstärkereigenschaften gemessen werden.

Es liegen jedoch nur die Ergebnisse vom Exemplar 3 vor:

$U_B$	5,0V	9,0V	15V
$V_{[P1/N1]}$	50	20	10
$V_{[P2/N2]}$	40	20	12
$V_{[P3/N3]}$	40	20	10
$f_{o_e}$	6kHz	50kHz	150kHz

Alle drei Transistorpaare als 3-stufiger Verstärker hintereinander geschaltet ergab eine starke Schwingneigung, wobei eine Kompensation offensichtlich nicht untersucht wurde.

## 5. A202D – Applikationen

Kurz vor meiner Ära im Applikationslabor des AEB brachte 1978 das HFO einen kombinierten Aufnahme-/Wiedergabeverstärker als Analog-Schaltkreis A202D für Kassettentonbandgeräte heraus. Eine diesbezügliche Applikationsschrift im Rahmen der KdT-Reihe „Information Applikation Mikroelektronik“ stellte dann 1980 mit Heft 4 [1] eine recht umfassende Wissensbasis über diesen Schaltkreis dar.

In Unkenntnis dessen und unabhängig davon wurden von mir etwa zur gleichen Zeit eigene Untersuchungen angestellt, diesen Schaltkreis außerhalb des o.g. Hauptanwendungsgebietes auch noch für andere Zwecke einzusetzen – so z.B. als normaler NF-Vorverstärker mit Klangregelung, Pegelbeeinflussung und Aussteuerungskontrolle. In diesem Fall existiert eine zusammenfassende Ausarbeitung in Form eines Beitrages für die Fachzeitschrift „radio fernsehen elektronik“ [2], welcher im Anhang als „rescript“ wiedergegeben ist.

Hier sollen deshalb nur die Informationen wiedergegeben werden, die in dem Fachartikel nicht vorhanden sind.

Die *ersten* Messungen am Vorverstärker (1.Teilschaltung der IS) sollten folgende

Abhängigkeiten untersuchen:

$$K = f(R_E) \text{ bei } U_A = 1V$$

$$U_A = f(R_E) \text{ bei } K = 1\%$$

$$U_E = f(R_E)$$

<u>U<sub>B</sub> = 12V</u>	<u>R<sub>E</sub></u>	56 Ohm	100 Ohm	470 Ohm	1k	4.7k	10k
0,3%	K	0,4%	0,3%	0,2%	0,15%	0,12%	0,2%
2,0V	U <sub>Amax</sub>	1,6V	1,9V	2,1V	2,2V	2,35V	2,25V
18mV	U <sub>Emax</sub>	15mV	30mV	150mV	0,3V	1,2V	1,75V
	U <sub>RE</sub>	-/-	6mV	30mV	66mV	0,26V	0,45V
	I <sub>T2</sub>	-/-	60μA	60μA	66μA	55μA	45μA

Die Meßschaltung (siehe rfe-Beitrag im Anhang) arbeitet normalerweise mit U<sub>B</sub> = 10V.

Abweichend davon wurde für R<sub>E</sub> = 56 Ohm noch mal Messwerte für U<sub>B</sub> = 12V ermittelt, um die U<sub>B</sub>-Abhängigkeit einschätzen zu können. Zu beachten ist der Dämpfungsfaktor von 0,7 in der Eingangsbeschaltung der Meßschaltung.

Die *zweite* Messreihe sollte Informationen bringen, wie sich die Abhängigkeiten  $V_{\max}$ ,  $U_{A\max}$ ,  $U_{E\max}$ , sowie  $K = f(V)$  bei unterschiedlicher Gegenkopplung ergeben.

Folgende Messwerte sind aufgezeichnet:

$$U_{E\min} = 5\text{mV}, U_A = 0.775\text{V} (\div 0\text{dB}), K = 0,9\%$$

$$U_{E\max} = 0,5\text{V}, U_{A\max} = 1,5\text{V}$$

Zwischenwerte:

$U_E = 10\text{mV}$	$K = 0,55\%$	$(U_A = 0.775\text{V})$
20mV	0,35%	
100mV	0,25%	
200mV	0,25%	
500mV	0,8%	

Ausgehend von der ausgeführten Vorverstärkerschaltung nach Bild 3 (siehe rfe-Beitrag im Anhang) wurden noch Abhängigkeiten des Klirrfaktors vom Lastwiderstand untersucht:

$$K = f(R_L)$$

Eingestellte Parameter waren:

$$V = 100 \quad (R_4 = 2,2\text{k}\Omega, R_5 = 220\text{k}\Omega)$$

ohne  $R_6, R_7$  und  $R_8$

$R_L = 8$	$K = 0,5\%$
10k $\Omega$	1,0%
4,7k $\Omega$	1,5%
1k $\Omega$	15% (!)

Die Grundprinzipien der als kombinierte Höhen- und Tiefenreglerschaltung konzipierten 2. Teilschaltung der IS wurden bereits in dem rfe-Beitrag (im Anhang) ausführlich erläutert.

Zusätzlich stehen als Messwerte lediglich noch folgende zur Verfügung:

Höhenregelbereich: +18dB ... -23dB (bei  $f = 20\text{kHz}$ )

Tiefenregelbereich: +23dB ... -23dB (bei  $f = 20\text{Hz}$ )

Zum Schluss wurden noch einige Messungen am kompletten Vorverstärker vorgenommen:

$U_{E_{max}} = f(V)$	$K = 1\%$ ;	$f = 1\text{kHz}$					
$V =$	200	100	50	10	5	1	
$U_{E_{max}} =$	6mV	17mV	35mV	150mV	350mV	1,5V	

$$K = f(U_E) \quad U_A = 1V$$

Dazu liegen leider keine Messwerte mehr vor.

Für die Klangregler wurde folgendes gemessen:

$U_A = f(f_0) ; (f_u)$	$U_A = 0,775V$ (0dB),	$f_{Bez.} = 1\text{kHz}$ ,	$V = 50$
<i>Höhenregler</i>	voll „+“	+7dB (10kHz)	
	voll „-“	-6dB	
<i>Tiefenregler</i>	voll „+“	+9dB (100Hz)	
	voll „-“	-6dB	

Als Frequenzabhängigkeit des Gesamtverstärkers konnte ermittelt werden:

$$U_A = f(f)$$

$$f_u = 30\text{Hz} \quad (1\text{dB})$$

$$f_o = 18\text{kHz} \quad (1\text{dB})$$

Zum Schluss wurde noch der Eingangswiderstand bei  $V = 50$  mit  $R_E = 15\text{k}\Omega$  ermittelt. Weiteres kann der ausführlichen Beschreibung des rfe-Beitrages im Anhang entnommen werden.

Als direktes Anwendungsgebiet für diesen NF-Vorverstärker war an Mischpulte, bzw. mehrkanalige NF-Leistungsverstärker aus der Musikelektronik gedacht.

Diese Ideen wurden dann jedoch nicht mehr in die Praxis umgesetzt, weil sich meine Interessenslage zunehmend in Richtung Mikroelektronik/Computertechnik verlagerte.

## Literatur

[1] Dipl.-Ing. Hans-Jürgen Wägner, Detlef Dahms: „Aufbau, Eigenschaften und Anwendung des integrierten Aufnahme- und Wiedergabeverstärker-Schaltkreises A202D, Information/Applikation Mikroelektronik (KdT-Reihe) H4, 1980

[2] Ing. Peter Salomon: „NF-Vorverstärker mit A202D“, rfe 1984, H1, S51-52

## 6. A274D – Applikation

Gleichzeitig mit den A202D wurden auch die NF-Schaltkreise A273D und A274D zur elektronischen Lautstärkeregelung und Klangbeeinflussung durch das HFO bereitgestellt. Infolge eines Fachartikels in der Funkschau 1979, H13, S774 u.775 erregte insbesondere letzterer meine Aufmerksamkeit. Damit sollten sich vielleicht auch noch andere Anwendungen realisieren lassen, als der vom Hersteller vorgesehene Zweck (lt. Datenblatt): „Integrierter Schaltkreis zur Höhen- und Tiefeneinstellung von Stereo-NF-Verstärkern“. Bisherige Praxis war, dass die Klangbeeinflussung direkt im Signalweg durch veränderbare RC-Netzwerke vorgenommen wurde, wobei die Variabilität Potentiometer realisierte. Dann kam es leider vor, dass diese nach einiger Zeit kratzende Geräusche verursachten, welche auch nicht immer mit dem berühmten „Wellenschalteröl D“ dauerhaft beseitigt werden konnten.

Bisher hatte ich zwar auch schon einige Erfahrungen mit elektronischer Klangbeeinflussung (siehe „Wah-Wah“ in <http://www.ps-blndk.de/Beatelektronik.htm>) gemacht, aber mir war zum damaligen Zeitpunkt noch völlig unklar, wie man elektronische Potentiometer – und um solche Funktion handelt es sich beim A273D/A274D – nur mit herkömmlichen Halbleiterbauelementen, bzw. in integrierter Technik realisieren könnte. Das KdT-Heft zum A273D/A274D [ \_ ] mit den ausführlichen Erklärungen kam erst 1982 heraus.

### Vorbemerkungen

In diesem Zusammenhang muß noch erwähnt werden, dass mir seit meiner Zeit im HdE (siehe <http://www.ps-blndk.de/HdE.pdf>) ein besonders Projekt im Kopf rumgeisterte. Das letzte Jahr als fast „arbeitsloser“ Industriezweigbearbeiter für das Kombinat Rundfunk und Fernsehen (RuF) und die Musikelektronikindustrie (MuK) hatte ich viel Zeit theoretische Überlegungen anzustellen, wie man NF-Signale digitalisieren könnte, um sie als erste Anwendung in einem RAM kurzfristig abzuspeichern und dann wieder auszulesen. Zu erinnern wäre in diesem Zusammenhang an mein „Echo-Hall-Gerät“ – ebenfalls bereits erwähnt in <http://www.ps-blndk.de/Beatelektronik.htm>, wo doch eine rein elektronische Lösung der Fortschritt gewesen wäre.

In analoger Technik ging das zwar auch, dazu wurden im Westen spezielle Schaltkreise eingesetzt, die so genannten „Eimerketten-Schaltkreise“, oder analoge Verzögerungsleitungen, wie z.B. SAD1024 oder SAM64 von der US-amerikanischen Fa. RETICON. Die waren für der US-Militärtechnik zur Radarsignalverarbeitung entwickelt worden und als ich – entsprechenden Literatur- Hinweisen folgend - nähere Informationen

(Datenblätter, Beschaffungsmöglichkeiten, Preis usw.) über unsere Informationsstelle anfragen ließ, bekam ich richtigen Ärger. Da hatte ich doch sofort den US-Geheimdienst auf den Plan gebracht, der dann wissen wollte, wofür ich (wir) diese Informationen bräuchten. Natürlich hat sich bei mir nicht die CIA direkt gemeldet, dafür bekam ich Besuch von unseren „Überwachungsdiensten“, die das ebenso genau wissen wollten. Glücklicherweise hatte die MuK zum etwa gleichen Zeitpunkt an das FWE eine Anfrage zur Entwicklung eben eines solchen Eimerkettenschaltkreises für ein Effektgerät zu laufen, was sie entwickeln und produzieren wollten, so dass ich mich darauf berufen konnte.

Die Entwicklung des Eimerkettenschaltkreises wurde im FWE angefangen, dann aber aus ökonomischen Gründen (zu geringe Stückzahl für eine rentable Fertigung) abgebrochen. Auch europäische HL-Hersteller versuchten sich auf diesem Gebiet. So stellte die ITT Deutschland den TCA350 her und auch die renommierte VALVO brachte in den 70ern den TCA1022 heraus, die jedoch beide nur kurz auf dem Markt waren.

Resümierend aus dieser Erkenntnis schien mir zum damaligen Zeitpunkt der Weg über die Digitaltechnik doch zukunftssträchtiger.

### Erste praktische Erfahrungen mit dem A274D

1980 hatte ich vom HFO ein paar Muster vom A273D, sowie auch einige vom A274D bekommen und konnte somit eigene Untersuchungen anstellen.

Wie schon einleitend erwähnt, galt mein besonders Interesse dem A274D, weil in dieser IS gleich vier elektronisch regelbare Schaltungen untergebracht sind. Das Schaltungsprinzip zeigt Bild 11.

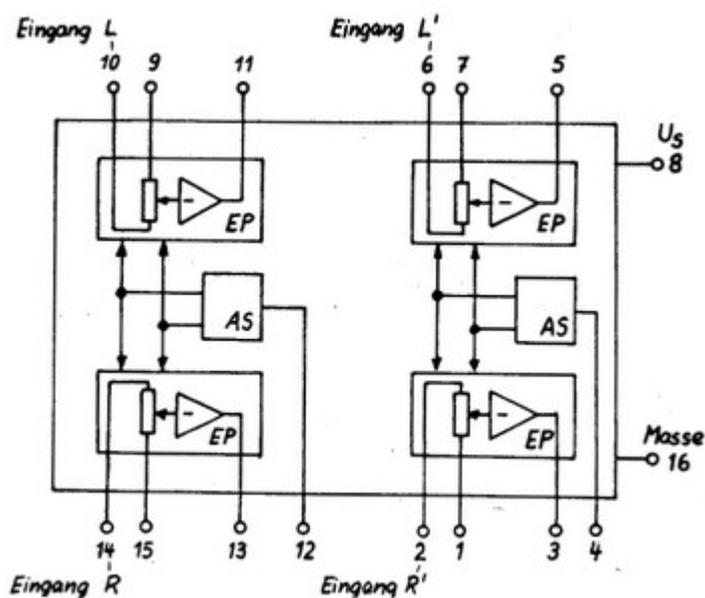


Bild 11: Inneres Schaltungsprinzip und Pin-Belegung des A274D

Im Prinzip handelt es sich um eine OPV-Schaltung, die am Eingang ein elektronisches Potentiometer hat, mit welchem bei einer entsprechenden Außenbeschaltung die Verstärkung einstellbar ist. Da immer zwei dieser Schaltungsanordnungen steuerungsseitig parallel geschaltet sind, schränkt das die Anwendungsflexibilität etwas ein.

Mit einer einfachen Meßschaltung (Bild 12) sollten nun erste Erkenntnisse über Eigenschaften dieses BE gewonnen werden.

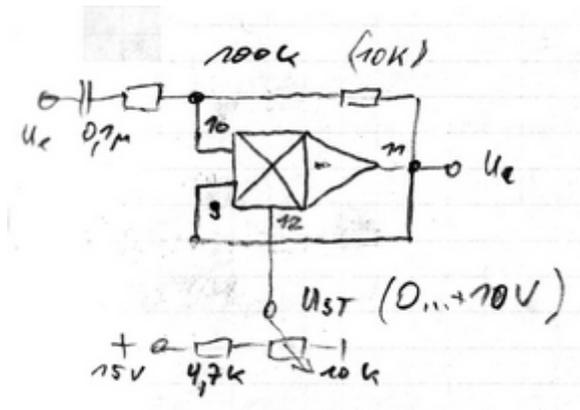


Bild 12: Einfache Meßschaltung für den A274D (¼)

Mit einer Außenbeschaltung eines invertierenden OPV mit  $V = 1$  wurde zunächst der Einstellbereich bei Normbedingungen untersucht:

$$U_B = 15V, U_{Stmax} = 12V, U_E = 1V, F_{mess} = 1kHz, K = 0,5\%$$

$$U_{St} = 9,4V \quad \rightarrow \quad U_A = 900mV (890mV)$$

$$U_{St} = 2,35V \quad \rightarrow \quad U_A = 40mV (39mV)$$

Die Klammerwerte gelten für die Varianten mit  $2 \times 10k\Omega$ .

Weiterhin hat sich eine merkliche Temperaturabhängigkeit herausgestellt, d.h. mit zunehmender Erwärmung des Chips stieg die minimale Ausgangsspannung von 40mV auf 50mV.

Die nächste Untersuchung bezog sich auf die Abhängigkeit der maximalen Ausgangsspannung  $U_A$  von der Betriebsspannung  $U_B$ :

$U_B$	10V	12V	14V	16V	18V
$U_A$	25mV	1,15V	2,0V	2,0V	2,0V

Daraus kann geschlussfolgert werden, dass ein Betrieb des IS unter 12V nicht mehr sinnvoll ist. Eine weitere Messung betraf die Abhängigkeit des Verhältnisses  $d$  von der Betriebsspannung  $d = f(U_B)$  mit  $d = U_A / U_E$  (dB):

$U_B$	10V	12V	14V	16V	18V
$d$		2dB	1,5dB	1,5dB	1dB

Als wichtigste Untersuchung galt  $U_A = f(U_{St})$ , d.h. der Abhängigkeit der Ausgangsspannung  $U_A$  von der Steuerspannung  $U_{St}$  mit den Parametern  $U_E = 1V$ ,  $U_B = 15V$ :

$U_{St}$ (V)	9	8	7	6	5	4	3	2,33
$U_A$ (V)	0,88	0,82	0,69	0,50	0,28	0,14	0,063	0,04

Dazu wurde wieder die Abhängigkeit von der Betriebsspannung untersucht – und zwar für  $U_{Amin} = f(U_B)$ .

$U_B$	12	14	16	18	(20) <- nach Datenblatt unzulässig!
$U_{Amin}$ (mV)	75	50	33	26	21

Interessant und für weitere Zusammenschaltungen auch nicht zu vernachlässigen ist, dass es eine Abhängigkeit des Gleichspannungspegels  $U_{A0}$  von der Steuerspannung  $U_{St}$  gibt:

$U_{St}$ (V)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$U_{A0}$ (V)	1,92	1,92	1,96	2,06	2,34	2,87	3,64	4,33	4,70	4,84

Das wiederum hat zur Folge, dass bei Kondensatorankopplung mit hohen Kapazitäten (um auch niedrige Frequenzen verlustarm übertragen zu können) sich unschöne Pumpeffekte beim Steuern ergeben können, bzw. die nachfolgenden Stufen kurze Zeit aus dem Arbeitspunkt geschoben werden. Kleinere Koppelkondensatoren erfordern eine hochohmigere Auslegung, was wiederum die Gefahr des Einstreuens unerwünschter Störspannung befördert. Hier muss deshalb nach einem günstigen Kompromiss gesucht werden.

Ein Durchgriff der Steuerspannung auf den anderen Zweig ist faktisch nicht vorhanden, jedoch konnte wiederum eine merkliche Temperaturabhängigkeit von  $U_{A0}$  beobachtet werden – im „eingelaufenen“ Zustand ist  $U_{A0} = 4,40V$ .

Als *erste* Anwendung ist mir dann sofort ein elektronischer Umschalter für NF-Signale eingefallen – siehe Bild 13:

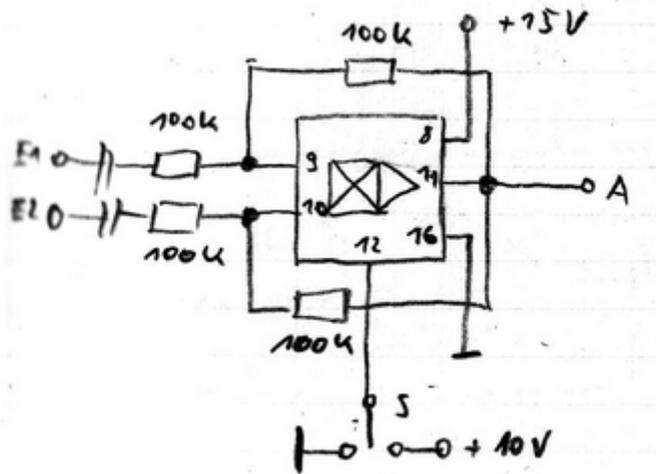


Bild 13: Elektronischer Signalquellen-Umschalter mit 1/4 A274D

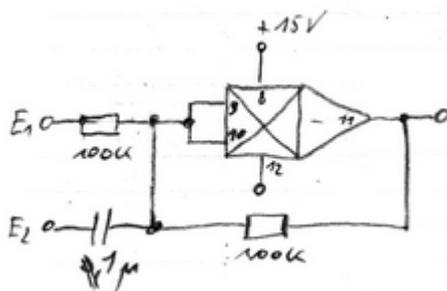
Die Messergebnisse waren allerdings alles andere als berauschend:

	E1 -> A	E2 -> A
S.	-28dB	-1,5dB
S <sub>+</sub>	-1,2dB	-31,5dB

Wenn man allerdings ein  $V = 0,1$  einstellt und Spannungsteilung der Gegenkopplung mit 100k/10k am Ausgang vornimmt, so werden immerhin:

E1 -> A (S.)  $\sim 45$ dB erreicht.

In einer *weiteren* Schaltungsvariante wird in Bild 14 ein einfacher invertierender Verstärker mit unterschiedlichen Verstärkungsfaktoren gezeigt:



$V_1 = 1$  ( $U_A \sim 1,5V$ )  
 $V_2 = 100$  (frequenzabhängig)

Pin12 hat keinen Einfluss auf V

Bild 14: Einfacher invertierender Verstärker mit 1/4 A274D

Da immer zwei dieser Schaltungseinheiten einen gemeinsamen Steuereingang haben, kann durch Kombination, d.h. Hintereinanderschaltung ein steuerbarer nichtinvertierender Verstärker gebildet werden – siehe dazu Bild 15:

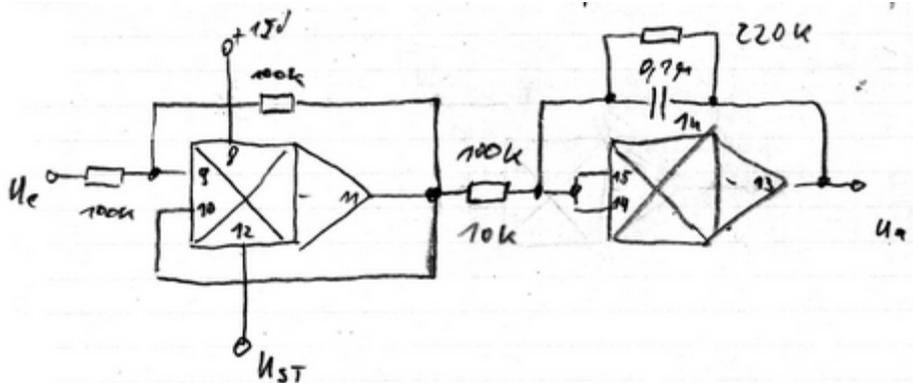


Bild 15: Steuerbarer nichtinvertierender Verstärker mit  $\frac{1}{2}$  A274D

Die Schaltung ist wegen des  $0,1\mu\text{F}$ -Kondensators im Gegenkopplungszweig nicht ganz frequenzunabhängig. Der  $220\text{k}\Omega$ -Widerstand parallel dazu dient zur Offset-Kompensation, sonst würden sich wegen der o.g. Arbeitspunktverschiebung schnell einseitige Übersteuerungseffekte ergeben.

Mit der  $10\text{k}\Omega$ -Dimensionierung als Koppelwiderstand wurde eine  $f_0 > 30\text{kHz}$  erreicht, wobei die Gesamtschaltung bis  $>100\text{kHz}$  brauchbar ist.

Eine *letzte* Anwendung zeigt nachfolgender Schaltungsauszug (Bild 16) für den Analogteil eines  $\Delta$ -Umsetzers (A/D-Wandler nach dem  $\Delta$ -Sigma-Prinzip). Mit dem A274D und dem A110D als Komparator wurde versucht einen solchen für den NF-Frequenzbereich aufzubauen. Leider liegen die vollständigen Schaltungsunterlagen dazu nicht mehr vor und auch Bilder von dem etwas „wilden“ Laboraufbau existieren nicht mehr.

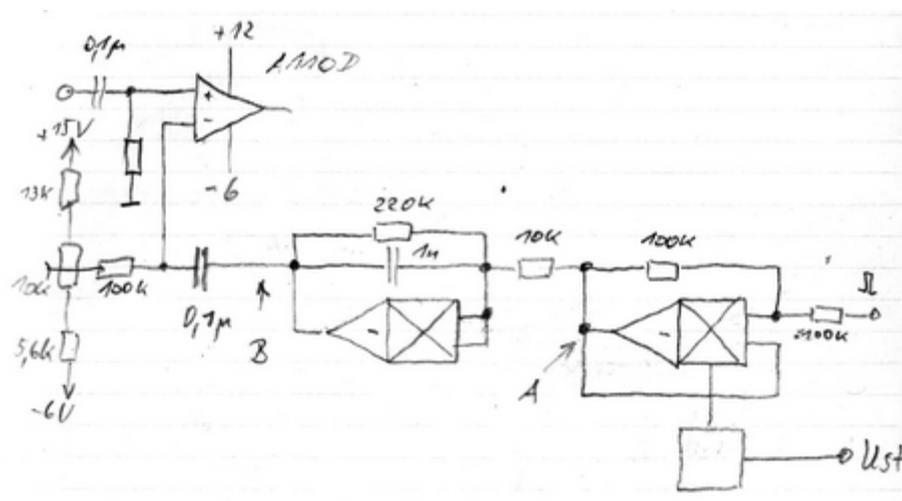


Bild 16: Anwendung des A274D ( $\frac{1}{2}$ ) im Analogteil des  $\Delta$ -Umsetzers

Am Messpunkt A sind noch folgende Angaben überliefert:

$$U_{St} \rightarrow \perp \quad : \quad A = 5V_{ss\_II\_}$$

$$U_{St} \rightarrow +5V \quad : \quad A = 0,1V_{ss\_II\_}$$

In diesem Zusammenhang ist wohl auch noch die ‘‘Bipolare Konstantstromquelle’’ von Bedeutung gewesen. Jedenfalls existiert davon noch das Schaltbild (Bild 17), allerdings ohne weitere Erklärungen und Messwerte.

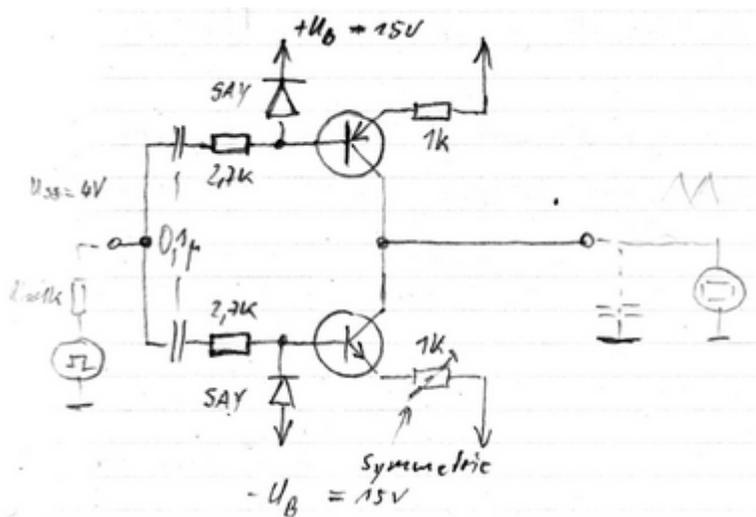


Bild 17: Bipolare Konstantstromquelle

Aus einer anliegenden Rechteckspannung von  $4V_{ss}$  von einem Generator mit einem  $R_i \approx 1k\Omega$  wird – beim Vorhandensein der Lastkapazität (gestrichelt gezeichnet) eine exakte Dreiecks-Spannung geformt. Diese kann in dem angedeuteten Oszi beobachtet werden. Mit der Dreiecksspannung kann nun wiederum mittels des Komparators in Bild 15 die anliegende NF-Spannung verglichen werden und das Ergebnis ‘‘0‘‘ oder ‘‘1‘‘ in rein digitaler Form weiterverarbeitet werden.

## 7. A110D als schneller OPV

Im Zusammenhang mit den Arbeiten zum  $\Delta$ -Umsetzer sind auch Untersuchungen an dem eigentlich als Analog-Komparator vorgesehen Schaltkreis A110D ( $\mu$ A710) für den Einsatz als schneller OPV vorgenommen worden. Der eigentlich als OPV konzipierte A109D ( $\mu$ A709) ist hinsichtlich seiner Parameter eigentlich nur bedingt für den gesamten NF-Bereich bis 15 ... 20kHz geeignet. Deshalb wurde im Rahmen des damals verfügbaren Bauelementesortiments der DDR auch noch nach anderen Möglichkeiten gesucht. So kam auch der A110D als Untersuchungsobjekt in die engere Wahl.

Dazu ist die in Bild 18 gezeigte Meßschaltung verwendet worden:

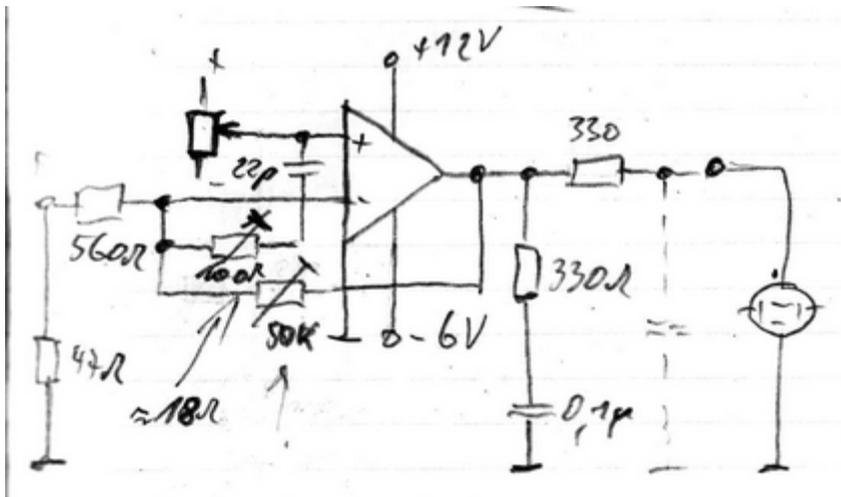


Bild 18: Meßschaltung für A110D als schneller OPV

Mit dem Einstellregler am nichtinvertierenden Eingang wurde der Gleichspannungspegel für den mittigen Arbeitspunkt einer zu beiden Seiten symmetrischen Aussteuerung festgelegt. Besonders kritisch erwies sich die Beherrschung einer ausreichenden Frequenzkompensation über den gesamten Arbeitsbereich. Das Last-Netzwerk mit 2x 330 Ohm und 0,1 $\mu$ F stammt aus der Original-Meßschaltung, ebenso das eingangsseitige Anpass-Netzwerk 47 Ohm / 560 Ohm.

Im Gegensatz zu normalen OPV-Schaltungen ist es hier nicht möglich gewesen mit der Gegenkopplung (50kOhm-Regler) die Verstärkung gegen 1 zu „drehen“. Trotz eingangsseitiger Frequenzkompensation 22pF / 100 Ohm-Regler – eingestellt auf etwa 18 Ohm – gelang das infolge parasitärer Schwingneigung offensichtlich nicht.

Da wohl die Transistoren der Ausgangsstufe des A110D eine nur geringe Stromergiebigkeit haben, konnte eine Aussteuerbarkeit bis in die Nähe der Stromversorgungspegel nicht erreicht werden.

Folgende Messwerte sind überliefert:

$U_{Amax} = 0,5V$	$U_B$	$= -6V / 12V;$
$U_E = 10mV$	$f$	$= 100kHz$
	$f_{GI}$	$= 2MHz$
	$f_o (3dB)$	$= 5 MHz$
	$V_{min}$	$= 20dB$
$U_{Amax} = 200mV$	$f$	$= 5 MHz$

Wenn man entgegen der Datenblatt-Grenzwerte die Betriebsspannung auf  $\pm 15V$

„hochschraubt“ lässt sich eine Aussteuerbarkeit  $U_{Amax} = 1V$  erreichen.

$f_{GI}$  verschiebt sich dann auf 2,5MHz, allerdings bei einem  $V_{min} = 30dB$ . Erreicht wird das nur bei einer Änderung der Kompensationskapazität am Eingang auf 32pF.

In einem *dritten* Versuch sollte der A110D ohne den Masse-Anschluss an Pin2 betrieben werden. Das scheiterte jedoch vollkommen, da sich außer der extrem erhöhten Schwingneigung keine klaren Potentialverhältnisse ergaben.

Als *letzte* Variante wurde noch versucht, die Eingangsparameter durch Vorschaltung mit einer FET-Vorstufe zu verbessern – siehe dazu Bild 19.

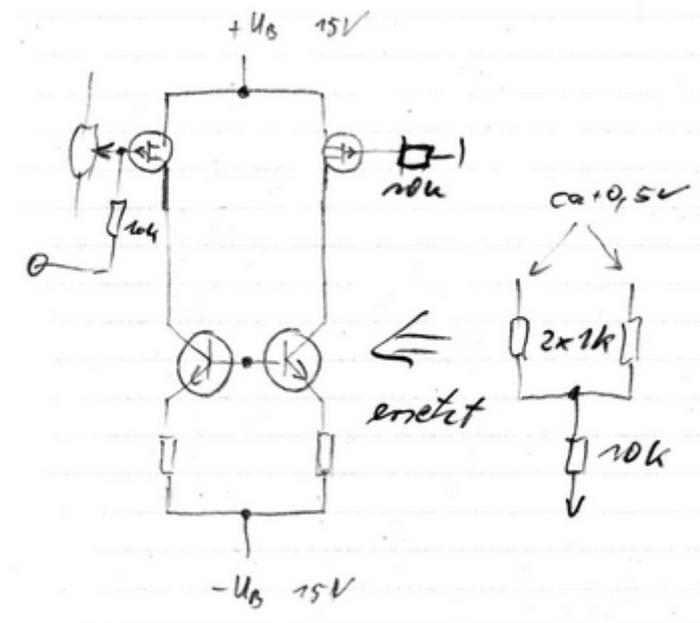


Bild 19: FET-Vorstufe für A110D

Die FETs waren auf möglichst gleiche Daten ausgesuchte Sperrschicht-Feldeffekttransistoren KP303W aus sowjetischer Produktion mit folgenden Grenzdaten:

$$U_{GS} = 30V$$

$$U_{GD} = 30V$$

$$U_{DS} = 25V$$

$$I_D = 20mA$$

$$I_G = 5mA$$

$$P_{tot} = 200mW$$

Die Anschlussbelegung (von unten gesehen) ab Gehäusemarkierung:

S – D – G – C (Gehäuse)

Wie im linken Teil des Bildes 19 zu sehen ist, war ursprünglich der Einsatz einer gesteuerten Konstantstromquelle vorgesehen. Da das dazu benötigte Transistorarray B340D offensichtlich zu diesem Zeitpunkt gerade mal nicht verfügbar war, wurde zunächst mit der einfacheren Variante eines Widerstandnetzwerkes gearbeitet. Die Signalauskopplung zur Verbindung mit den Eingängen des A110D – im Bild leider nicht dargestellt - erfolgte an den beiden Source-Anschlüssen der FETs.

Leider liegen dazu keine Messergebnisse oder sonstige Erklärungen mehr vor.

## 8. Nachtrag

Die Beschäftigung mit analoger Schaltungstechnik aus industrieller Sicht – Operationsverstärkertechnik – kam dann Anfang/Mitte der 1980er Jahre noch mal in den Fokus, als ausgehend von einer Patentanmeldung zur Verbesserung des Großsignalverhaltens bei OPVs die Aufbereitung von Videosignalen zur Vorbereitung der Digitalisierung ein Thema wurde. Analoge Videosignal, wie sie z.B. von der industriellen Videokamera TFK500 vom VEB Studioteknik Berlin ausgegeben wurden, lagen im Pegel bei etwa 1V und hatten einen zu übertragenden Frequenzbereich von mindestens 5MHz. Daher mussten sie im Zuge der Digitalisierung mit bestimmten Aufbereitungsmethoden versehen werden.

Schnelle, d.h. Video-taugliche OPVs waren dabei die Schlüssel-Bauelemente – mal abgesehen von ebenso schnellen Sample&Hold-Schaltungen und natürlich den eigentlichen funktionsbestimmenden und Video-tauglichen Analog-Digital-Umsetzern (ADUs).

Die danach folgende digitale Signalbearbeitung wäre mit den zur Verfügung stehenden TTL-Schaltkreisen – z.B. die ALU-Einheit 74181 aus sowjetischer Produktion - zwar recht aufwändig, aber technisch realisierbar gewesen. TTL-Schaltkreise haben in der Basisausführung eine Flankensteilheit von 10ns, so dass man damit Schaltwerke mit Taktfrequenzen von 10 ... ca. 50MHz aufbauen kann, wenn parasitäre Einflüsse, wie z.B. Leitungs-Laufzeiten berücksichtigt werden.

Schwieriger war es einen geeigneten veränderbaren Programmspeicher für den noch zu entwickelnden Verarbeitungsalgorithmus zu finden. Dazu sollte dann zunächst der im Anhang A2 beschriebene „Kreuzschienenverteiler“ mit nahezu 0ns Laufzeit zum Einsatz kommen, welcher erstmals als „Programmspeicher“ für die optoelektronische Auswerteelektronik der Flaschensortieranlage für das Kombinat SERO angewendet wurde – siehe PS-Patent „Verfahren und Vorrichtung zur elektronischen Erkennung von Behältern - B 07 C / 2361234“, sowie auch als Kodiermatrix im Meßwertbildspeichergerät <http://www.ps-blnd.de/Messwertbildspeichergeraet.pdf>.

Schnelle Programmspeicher-Schaltkreise für den Anwendungszweck „Digitale Videoverarbeitung“ standen in der DDR erst ab ca. Mitte der 1980er Jahre zur Verfügung – siehe [http://www.ps-blnd.de/Eigenschaften&Anwendung\\_bipolarer\\_Speicherschaltkreise.pdf](http://www.ps-blnd.de/Eigenschaften&Anwendung_bipolarer_Speicherschaltkreise.pdf)

Video-OPVs in integrierter Technik standen in der DDR zum damaligen Zeitpunkt noch nicht zur Verfügung. Ich hielt es daher für sinnvoll einen diesbezüglichen Baustein zu entwickeln, der steckbar ähnlich einem integrierten Schaltkreis überall, also auch in den von uns

konzipierten CCD-Zeilenkameras eingesetzt werden kann. Bild 20 zeigt verschiedene Entwicklungsstadien des OPV-Moduls.

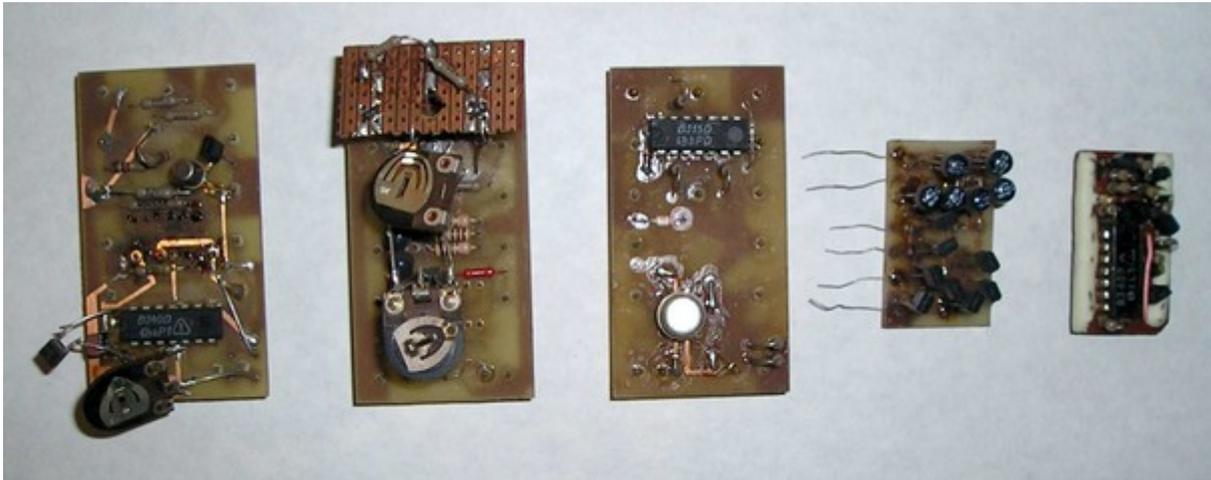


Bild 20: Video-OPV-Modul in verschiedenen Entwicklungsvarianten

Die drei linken Varianten sind noch auf einer 35mm x 65mm großen Leiterplatte aufgebaut, die steckbar als Modul in die Gesamtschaltung eingesetzt werden sollte. Um für eine gegebenenfalls notwendige Kleinserienproduktion gerüstet zu sein, wurde auch schon ein speziell dazu geeigneter Messadapter gebaut – siehe Bild 21.

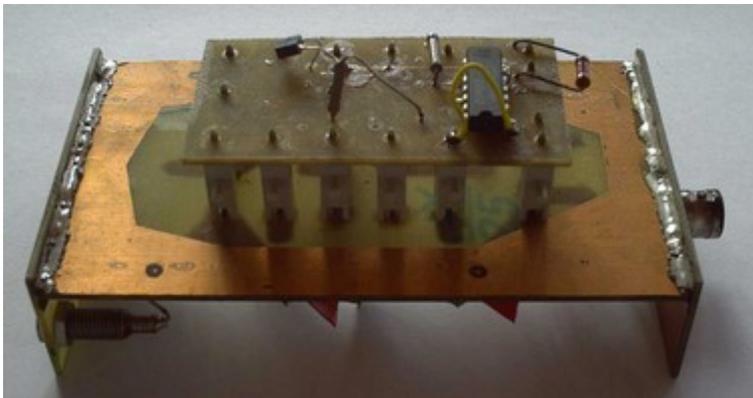


Bild 21: Messadapter für Video-OPV

Auf der zweiten Variante von links (Bild 20) wurde der Versuch unternommen mit SMD-Bauelementen eine Komplementärendstufe mit pnp/npn-Transistoren einzusetzen. Mit der mittleren Variante – eine IS MA3006 (CSSR) im Eingangskreis und das leistungsstärkere Transistorarray B315D als Ausgangstreiber – wurden die besten Ergebnisse erzielt:

$+U_B / -U_B$ : 15V  
 $U_{Amax}$ : 10V  
 $f_o$ : 5MHz

Die Verstärkung ließ sich über die Gegenkopplung im Bereich von

$V_{\max}$  ca. 300

$V_{\min}$  ca. 1

einstellen – vorausgesetzt einer optimierten Frequenzgang-Kompensation.

Die Geräte-Entwickler der CCD-Kamera im AEB ließen jedoch verlauten, dass die Bauform für den Einsatz bei ihnen viel zu groß wäre und sie deshalb eine kleinere Variante entwickelt hätten -> die zweite von rechts. Letztendlich wurde sich auf die Variante ganz rechts geeinigt (Bild 20):

Ein recht kleines Steckmodul in der Bauform eines 28pol. DIL-Schaltkreises. Nur der Eingangskreis war mit dem Transistorarray B340D bestückt – alles Weitere wurde in diskreter Technik in kompakter, teilweise stehender Bauweise gelöst.

Die Geräte-Entwickler waren begeistert!

Der Messadapter sollte noch auf die neue Bauform umgebaut werden, aber dazu ist es dann nicht mehr gekommen, weil ich den AEB verließ.

Zum **Schluss** noch ein Beispiel für einen schnellen ADU.

ADUs können nach vielfältigen Prinzipien aufgebaut werden. In Pkt.6 wurde schon der  $\Delta$ -Sigma-Umsetzer angesprochen, welcher jedoch für den Video-Bereich nicht geeignet ist. Hier kommen Umsetzer mit successiver Approximation, oder besser noch die recht aufwändigen Parallel-Umsetzer in Frage. Während es im NSW so etwas schon einige Jahre in monolithisch-integrierter Technik gegeben hatte – die US-amerikanische Firma *TRW Semiconductor Inc.* bot solches vorrangig für militärische Anwendungen an - war man in der DDR noch auf den Selbstbau in diskreter Technik angewiesen. Zwar baute die UdSSR in den späten 1980er Jahren dann eben diese Schaltkreise nach – den K1107IIB2, aber da war ich dann schon nicht mehr im AEB und mit anderen Aufgaben betruet.

Ein bereits in der Zeit im HdE (siehe <http://www.ps-blnd.de/HdE.pdf>) entworfener ADU nach einem Prinzip eines Kaskaden-Umsetzers, was zeitlich Umsetzungen zwischen dem der successiven Approximation und dem Parallel-Wandler erwarten ließ, zeigt Bild 22.

Leider wurde diese Schaltung nie mehr praktisch aufgebaut und erprobt.

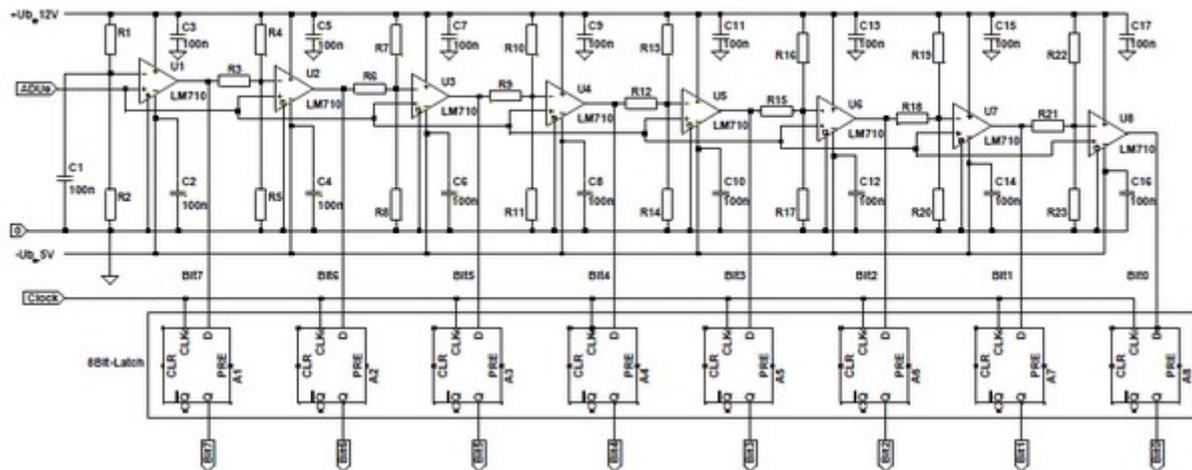


Bild 23: ADU-Spezial

Mit den vorgesehenen schnellen Komparatoren LM710 = A110D würde sich theoretisch eine Umsetzzeit bei dieser 8Bit Auflösung von  $8 \times 50\text{ns} = 400\text{ns}$  erreichen lassen, d.h. über 2MHz Abtastfrequenz wären möglich. Das ist zwar für anspruchsvolle Video-Anwendungen immer noch zu wenig, aber bei einer Reduzierung der Auflösung würde dann auch die Schnelligkeit größer werden. Die Ausgänge der Komparatoren sind direkt TTL-kompatibel, was allerdings auch einen recht kleinen Eingangsspannungsbereich (ca. 1V) zur Folge hat. Die Widerstands-Teilernetzwerke in Verbindung mit den Toleranzen der Komparator-Ausgangsspannungen bestimmen die Genauigkeit der Umsetzung.

Das 8Bit-Latch sollte aus 4x D174D realisiert werden. Später standen dafür dann DS8282D, bzw. DL374D zur Verfügung.

Bild 23 zeigt den Mustersaufbau eines Einschub-Moduls mit einem schnellen 8Bit-ADU nach dem Prinzip der successiven Approximation.

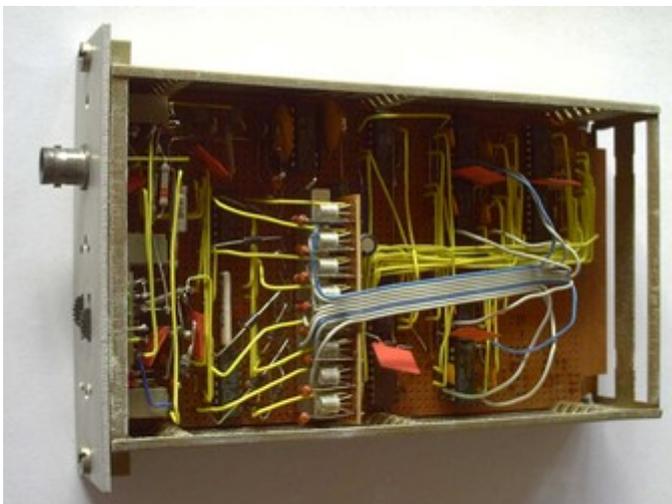


Bild 23: ADU-Baugruppe

Deutlich ist die senkrecht stehende Hilfsleiterplatte mit den 8 Konstantstromquellen für das in Hybrid-Technik realisierte Widerstandsnetzwerk für die successive Approximation zu sehen. Weitere Details, wie etwa Messwerte – oder auch zu den noch offenen Fragen, wie schnelle S&H-Schaltungen usw. liegen leider nicht mehr vor.

Zu den Laborversuchen bezüglich der Realisierung einer schnellen S&H-Schaltung ist allenfalls noch erinnerlich, dass damals Versuche mit der üblichen FET-Schaltung (KP303) und Ansteuerung über einen sehr schnellen pnp-Schalter mit dem SU-Transistor KT363 nicht den gewünschten Erfolg brachten. Aufbauend auf den Erkenntnissen der o.g. Patentanmeldung zur Frequenzgangkompensation bei OPVs wurde zuletzt Versuche mit einer Si-Schottky-Dioden-Brücke mit 4x KD514 sowjetischer Herkunft unternommen. Ergebnisse und weiterführende Informationen liegen dazu leider nicht mehr vor.

# Anhang

## A1: NF-Vorverstärker mit A202D

(rescript aus rfe 1984, H1, S51-52)

Ing. PETER SALOMON

**Der VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) produziert seit einiger Zeit eine Reihe von analogen Schaltkreisen, die vorzugsweise für den Einsatz in NF-Schaltungen vorgesehen sind. Die Anwendungsbreite ist jedoch mit den propagierten Schaltungen bei weitem nicht erschöpft. Im folgenden Beitrag soll gezeigt werden, welche Ergebnisse erreicht werden können, wenn mit dem Aufnahme- und Wiedergabeverstärkerschaltkreis für Kassettentonbandgeräte A202D ein NF-Vorverstärker mit aktiver Klangregelung und Pegelkontrolle aufgebaut wird.**

Die IS A202D beinhaltet drei verschiedene Funktionsgruppen [1], den Vorverstärker, den Aufnahmeverstärker und die automatische Aussteuerregelung. Bei der Konzipierung des NF-Vorverstärkers mit Klangregelung und Pegelkontrolle sollten möglichst alle Funktionsgruppen des A202D zum Einsatz kommen, damit die Außenbeschaltung so gering wie möglich gehalten werden kann.

### **Vorverstärker**

Der Vorverstärker ist dreistufig galvanisch gekoppelt. Durch eine interne Spannungstabilisierung wurde der Arbeitspunkt im Betriebsspannungsbereich optimiert. Vom Hersteller wurde der Eingangstransistor besonders rauscharm ausgelegt. Durch eine integrierte Diodenkapazität wird der Verstärker intern frequenzkompensiert, so daß ohne besondere Maßnahmen Gegenkopplungsschaltungen realisiert werden können, die bei einer Leerlaufverstärkung von etwa 73 dB sehr geringe nichtlineare Verzerrungen erwarten lassen. Leider ist die Eingangssignalverträglichkeit in der vom Hersteller angegebenen Dimensionierung von  $R_{E1}$  nur sehr gering ( $< 100$  mV), so daß mit der Meßschaltung im Bild 1 typische Abhängigkeiten des Aussteuerverhaltens von  $R_E$  und dem Klirrfaktor ermittelt werden mußten (Bild 2).

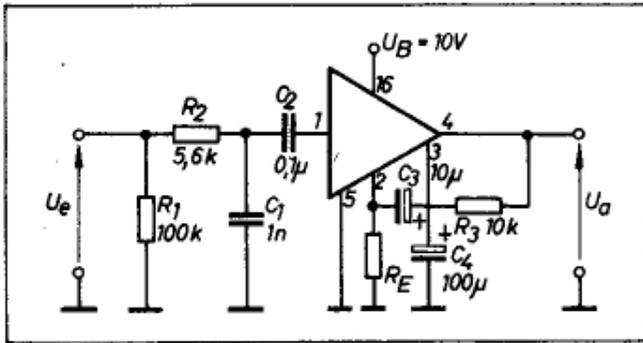


Bild 1 : Meßschaltung des Vorverstärkers vom A 202 D

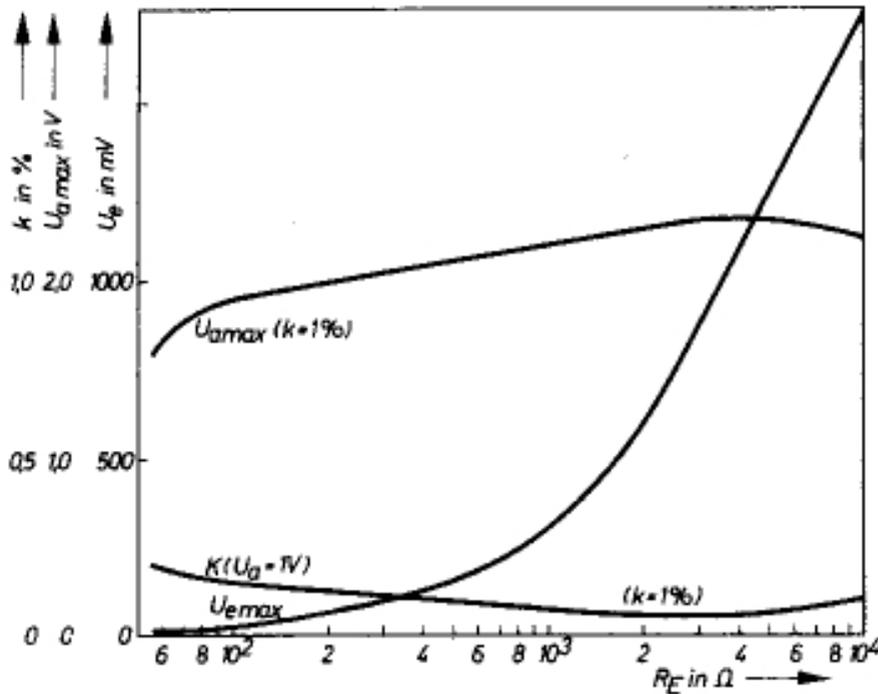


Bild 2: Abhängigkeit der Ausgangsspannung, der maximalen Eingangsspannung und des Klirrfaktors vom Emitterwiderstand  $R_E$ ,

Der Gegenkopplungswiderstand  $R_K$  kann nicht wesentlich kleiner als 10 kOhm gewählt werden, da dann wegen des relativ hohen Ausgangswiderstandes des Vorverstärkers (etwa 3 kOhm) die Aussteuerbarkeit vermindert wird. Da die Messung nur an drei Exemplaren durchgeführt wurde, können die ermittelten Werte nicht verallgemeinert werden.

Es zeigte sich, daß größere Eingangsspannungen erst erreicht werden, wenn  $R_{E1} = 1$  kOhm ist. Außerdem ergab sich dann auch ein minimaler Klirrfaktor bei maximaler Ausgangsspannung.

Bei der hohen Leerlaufverstärkung kann die Verstärkung wie folgt bestimmt werden:

$$v = U_a / U_e = (R_{E1} + R_K) / R_{E1} \quad (1)$$

Bei der aufgebauten Schaltung wurde auf Grund der Spannungsteilung am Eingang eine geringere Verstärkung erreicht. Wird  $R_{E1}$  durch ein 5-kOhm-Potentiometer ersetzt, läßt sich die Verstärkung leicht einstellen. Bei Verstärkungen  $> 500$  steigt jedoch der Klirrfaktor wegen des geringen Gegenkopplungsgrades stark an, so daß Anwendungen für lineare NF-Vorverstärker nicht mehr sinnvoll sind.

Allerdings läßt sich mit der Schaltung im Bild 1 die Verstärkung nicht auf  $V = 0$  einstellen. Wird aber ein regelbarer Ausgangsspannungsteiler mit dem Gegenkopplungsregler kombiniert, kann auch die Verstärkung von Null an geregelt werden (Bild 3).

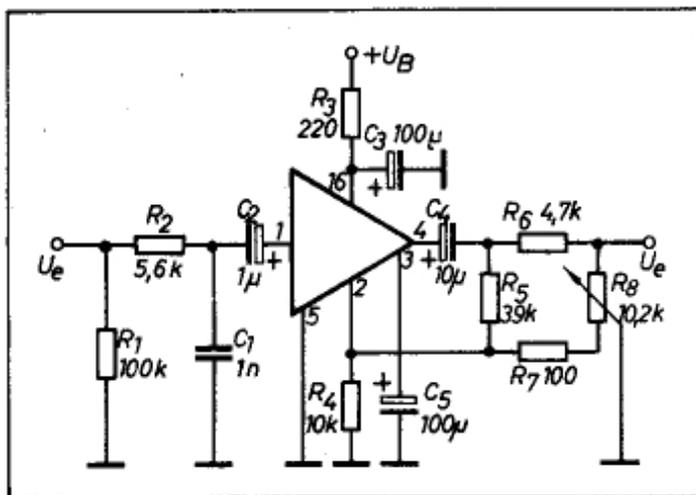


Bild 3: Vorverstärker mit Verstärkungsregelung im Gegenkopplungsweig

Leider vermindert der Ausgangsspannungsteiler auch bei voll eingestellter Verstärkung diese etwa um den halben Wert. Bei der Dimensionierung muß ein günstiger Kompromiß zwischen maximaler Ausgangsspannung, maximaler Verstärkung und maximaler Eingangsspannung bei Beachtung des zulässigen Klirrfaktors gefunden werden.

Mit der angegebenen Dimensionierung wurden folgende Werte erreicht:

$V_{\max}$	= 200
$U_{e\max}$	= 0,5 V
$U_{a\max}$	= 1 V
$K$	= 10%

## Aktiver Höhen- und Tiefenregler

Die zweite Baugruppe des A 202D, der Aufnahmeverstärker, wird so beschaltet, daß ein aktiver Höhen- und Tiefenregler entsteht. Der Aufnahmeverstärker ist ein einfacher modifizierter Operationsverstärker mit invertierendem und nichtinvertierendem Eingang. Die Ausgangsstufe ist eine einfache Emitter-Basisschaltung mit einem  $R_A = 1,8 \text{ k}\Omega$ . Da keine Maßnahmen zur Frequenzkompensation vorgesehen sind, bereitet die Realisierung der üblichen Schaltungen zur Höhen- und Tiefenregelung [2] erhebliche Schwierigkeiten. Soll  $V = 1$  erreicht werden, ist ohne zusätzliche Maßnahmen die Schwingneigung des Operationsverstärkers nicht zu beherrschen.

Kompensationsmöglichkeiten ergeben sich nur am Verstärkereingang und -ausgang. Die Ausgangskompensation hat den Nachteil, daß das Aussteuerverhalten des Operationsverstärkers bei hohen Frequenzen stark eingeschränkt wird. Eine Eingangskompensation vergrößert jedoch das Rauschen der Verstärkerstufe. Durch geschickte Kombination beider Kompensationsmöglichkeiten und einer Arbeitspunktverschiebung konnte ein günstiger Kompromiß gefunden werden. Es zeigte sich, daß bei dem vom Hersteller vorgeschlagenen Arbeitspunkt (Pin 9:  $U_B/2$ ) der Verstärker mit der kapazitiven Last bei hohen Frequenzen nicht über 1 V aussteuerbar war. Erst bei einer Arbeitspunktverschiebung auf etwa  $1/3 U_B$  konnte der Verstärker so angesteuert werden, daß eine beidseitige Begrenzung eintrat ( $U_a \sim 2,5 \text{ V}$ ).

Die Höhen- und Tiefenregelung wird durch Verändern des Gegenkopplungsnetzwerkes durchgeführt. Die Wirkungsweise zeigt Bild 4.

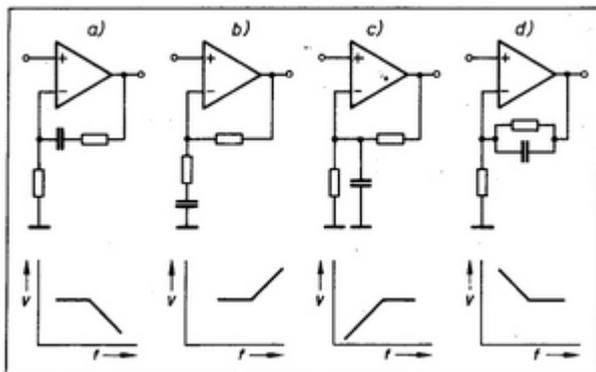


Bild 4: Wirkungsweise der Höhen-/Tiefen-Regler im Gegenkopplungsweig des Operationsverstärkers und deren Frequenzcharakteristik

Im Bild 5 wird der komplett dimensionierte aktive Höhen- und Tiefenregler dargestellt.

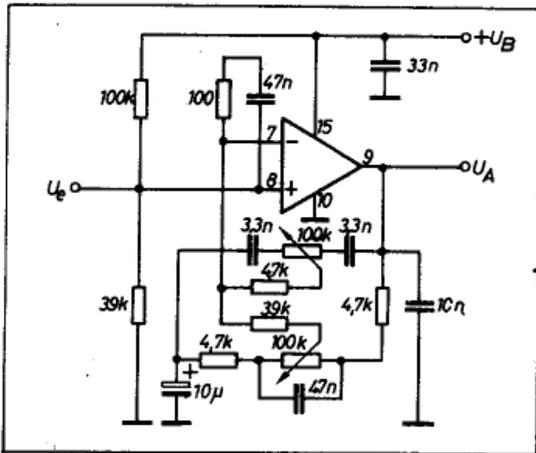


Bild 5: Dimensionierter Höhen-Tiefen-Regler

### Pegelkontrolle

Die in der IS A 202 D weiterhin vorhandene automatische Aussteuerungskontrolle soll zur Realisierung einer einfachen Pegelkontrolle herangezogen werden. Diese soll folgende Aussteuerungszustände anzeigen:

- zu geringer Pegel oder kein Signal (keine Anzeige)
- optimaler Pegel (grüne Anzeige)
- zu großer Pegel, d. h. Übersteuerungsgefahr (rote Anzeige)

Die automatische Aussteuerungsregelung besteht im wesentlichen aus dem Pegeldetektor und dem Regeltransistor (Darlingtontransistor). Der Pegeldetektor wird zur Auswertung der Signalamplitude eingesetzt.. Problematisch ist jedoch der vom Hersteller vorgesehene Schwellwert [2], so daß Signalamplituden unter 0,5 V nicht verarbeitet werden.

Wird der Darlingtontransistor als Stromsenke benutzt (Pin 6 über einen  $R_f$  an  $U_R$ ), so wird dieser in der empfohlenen Anwenderschaltung nach Erreichen des Schwellwertes schnell gesättigt, d. h. der Anzeigebereich wäre sehr klein. Durch das Nichtbeschalten des Integrations- und Speicherkondensators schaltet der Darlingtontransistor im Takt der anliegenden Signalamplitude. Erst bei großen Pegeln an Pin 13 wird der Arbeitspunkt so verschoben, daß der Darlingtontransistor ständig gesättigt bleibt. Leider erhöht sich dadurch auch der relative Schwellwert, d. h. ein merklicher Stromfluß im Darlingtontransistor kommt erst bei Signalamplituden  $> 0,5$  V zustande. Durch eine kapazitive Mitkopplung von Pin 11 auf Pin 14 läßt sich jedoch die Empfindlichkeit steigern, ohne daß sich das oben beschriebene Schaltverhalten wesentlich verändert.

Das Prinzip der Pegelkontrolle wird im Bild 6 dargestellt.

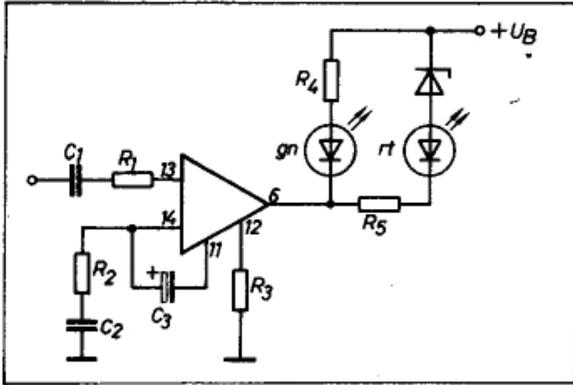


Bild 6: Prinzip der Pegelkontrolle

Da die Strombelastbarkeit des Darlingtontransistors nicht angegeben ist, integrierte Transistorkonfigurationen aber erfahrungsgemäß nur wenige mA vertragen, wird mit einem diskreten pnp-Transistor ein I/U-Wandler nachgeschaltet. Die an  $R_L$  abfallende Spannung liegt unmittelbar am Emitter des pnp-Transistors an. Ist  $U_B - U_{E\text{pnp}} > 2,5 \text{ V}$ , beginnt die grüne LED im Takt der Signalspannung zu leuchten. Der Vorwiderstand dient wie üblich zur Strombegrenzung. Durch die Reihenschaltung der roten LED mit einer 9V-Z-Diode wird erreicht, daß erstere trotz geringerer Flußspannung (etwa 1,5 V) erst dann leuchtet, wenn der Darlingtontransistor voll in der Sättigung ist und somit der Emitter des pnp-Transistors Massepotential hat. Der Reihenwiderstand wirkt auch hier wieder als Strombegrenzung.

## Zusammenfassung

Die vollständige Schaltung zeigt Bild 7.

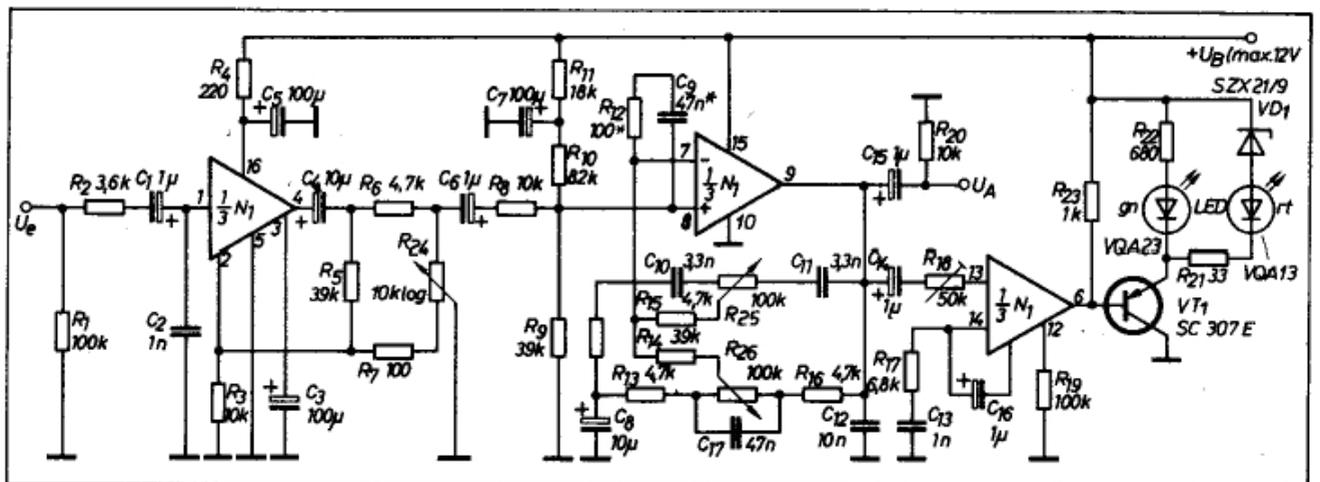


Bild 7: Vollständiges Schaltbild des NF-Vorverstärkers mit Höhen-Tiefen-Regler und Pegelkontrolle

Mit  $R_{18}$  läßt sich die Ansprechschwelle der Pegelkontrolle einstellen (etwa 1 V für die rote LED). Der Eingangstiefpaß ist so dimensioniert, daß alle Frequenzen  $> 20$  kHz gesperrt werden. Das ist zum Abschirmen des Verstärkereingangs vor unerwünschten HF-Einstreuungen notwendig. Der Verstärkungsregler sollte eine logarithmische Kennlinie besitzen, damit eine gleichmäßigere Einstellung möglich ist. An der kompletten Schaltung wurden die in der Tafel dargestellten Parameter ( $U_B = 12$  V,  $I_{B0} = 18$  mA) gemessen.

### **Parameter des NF-Vorverstärkers**

Verstärkung	V	= 0...200	
maximale Eingangsspannung	$U_{\max}$	= 500 mV ( $v = 2$ )	
Signal/Rausch-Abstand	S/N	> 60 dB ( $v = 200$ )	
Klirrfaktor	K	< 1 % ( $U_a = 1$ V, $v = 1...200$ )	
untere Grenzfrequenz	$f_u$	= 30 Hz (1 dB)	bei linearer Höhen-
obere Grenzfrequenz	$f_o$	= 18 kHz (1 dB)	Tiefen-Regelung
Eingangswiderstand	$R_e$	= 15 kOhm ( $V = 50$ )	

### **Literatur**

- [1] Halbleiterinformation 162: Analoger Festkörperschaltkreis A 202 D. radio fernsehen elektronik, Berlin 29 (1980) 3, S. 167-170  
 [2] Information/Applikation Mikroelektronik Nr. 4: Integrierter Aufnahme- und Wiedergabeverstärker für Tonbandgeräte A 202 D. Druckschrift des VEB HFO 1980

## A2: Einfaches Programmierfeld

(rescript rfe 1984, H8, S523)

PETER SALOMON

In der Automatisierungs- und BMSR-Technik, vor allem aber im Laborbetrieb haben in letzter Zeit mechanische Bauelemente wie der Kreuzschienenverteiler immer größere Bedeutung gewonnen [1]. Dieser ist prinzipiell so aufgebaut, daß sich rechtwinklig zwei oder mehrere übereinander liegende Ebenen von Kontaktschienen isoliert kreuzen. Die Verbindung der sich kreuzenden Kontaktschienen wird dann am gewünschten Punkt über einen Kurzschluß, oder - wenn Rückströme vermieden werden sollen, über Diodenstecker hergestellt. Folgende typische Eigenschaften zeichnen den Kreuzschienenverteiler als Programmspeicher aus:

- Programmierung erfolgt durch Stecker.
- Es werden keine Programmiergeräte oder andere Hilfsmittel benötigt.
- Kenntnisse über Programmiersprachen oder dergleichen sind nicht erforderlich.
- Das Programm ist übersichtlich dargestellt.
- Der Programmspeicher braucht keine Energiezufuhr.
- Durch wieder verwendbare Stecker tritt kein ständiger Materialverbrauch auf.

Mit der Programmierung des Kreuzschienenvertelers kann der Anwender dann selbst bestimmen, was bei jedem Schritt geschehen soll. Auf einer Programmtabelle werden die Informationen von Ein- und Ausgang gemäß Funktionsablauf eingetragen und die notwendigen Verbindungen angekreuzt. Durch Einsetzen der Stecker ist die Logik betriebsfertig. Somit ist dieses Verfahren auch für Nichtelektroniker leicht verständlich. Notwendige Änderungen können sofort durch Umstecken der Stifte vorgenommen werden. Somit wird die Steuerung nicht mehr durch die Verdrahtung, sondern- durch die Programmierung bestimmt.

Wie ein einfacher Kreuzschienenverteiler für den Laborbedarf aufgebaut werden kann, soll nachfolgende Anregung zeigen. Es werden dazu je nach geforderter Größe (z. B. 5 x 5 oder 9 x 9) zwei Universalleiterplatten des Typs EXP 11 bzw. EXP 5 benötigt.

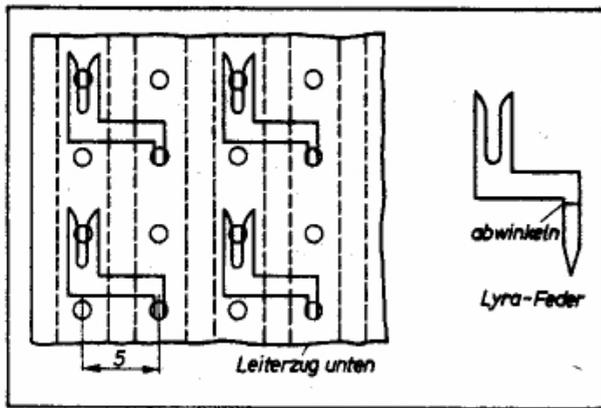


Bild 1: Modifizierung und Montage der Kontaktfedern auf der Streifenleiterplatte

Die Kontakte sind geringfügig modifizierte Lyra-Federn aus Miniaturröhrenfassungen für Leiterplattenmontage. Sie werden entsprechend dem Bild abgewinkelt und im Raster von 10 mm x 10 mm auf die Streifenleiterplatte gelötet. Beim Einlöten werden die Kontaktfedern am besten mit einem eigens dafür vorgesehenen Stift fixiert. Nachdem alle Kontaktfedern auf beiden Ebenen eingelötet sind, werden die Leiterplatten gründlich gewaschen, so daß auch letzte Reste von Flußmittel entfernt sind. Die Montage erfolgt so, daß sich die beiden kreuzenden Leiterzugseiten außen befinden und die beiden 10-mm-Ränder zum direkten Anstecken von zwei Buchsenleisten überstehen. Es werden dazu zwei 16polige Buchsenleisten vom Typ 5-00-20.08 benutzt. Zur Isolation der beiden Kontaktfederebenen wird eine weitere Leiterplatte des genannten Typs mit entfernten Leiterbahnen verwendet. Die gesamte Einheit wird mit einer der Größe des Kreuzschienenverteilers entsprechenden Anzahl M2-Schrauben und 1-mm-Distanzscheiben zusammengehalten.

Die Steckstifte bestehen aus normalen Bananensteckern, die so modifiziert werden, daß sich das eigentliche Steckerteil in der Isolierhülse befindet. Die Klemmvorrichtung, mit der normalerweise die Anschlußlitze befestigt wird, nimmt dagegen ein angespitztes Stück hart gezogenen Cu-Drahtes von 1 mm Durchmesser oder besser vernickelten Stahldraht (z. B. Nähnadel) auf.

Eine entsprechend beschriftete und mit den Steckbohrungen (wegen des zu realisierenden 10-mm-Steckrasters wird jedes 2. Loch der Universalleiterplatte benutzt) versehene Abdeckplatte komplettiert die „Laborausführung“ des Kreuzschienenverteilers.

#### Literatur

[1] Pieper, F.: In der Hardware programmieren. Funkschau, München 54 (1982) 1, S.67 und 68