

TELEFUNKEN ZEITUNG



HERAUSGEBER
PROF. DR. W. T. RUNGE

JAHRGANG 37

1964

HEFT 1

T E L E F U N K E N · A G · B E R L I N

Informationsverarbeitung mit dem Telefunken-Digitalrechner TR 10

Von H. Axmann, W. Holz und A. Spangemacher

Telefunken ist auf dem Gebiet der elektronischen Digitalrechner durch die erste Groß-Rechenanlage bekannt geworden, die in Deutschland entwickelt und gefertigt wurde [1]. Die Erfahrungen und Kenntnisse, die bei den jahrelangen Arbeiten an diesem Großrechnersystem TR 4 bei Telefunken gesammelt wurden, kommen auch bei dem neuen Digitalrechner TR 10 zur Geltung. Dieser Rechner mittlerer Größe, der auf der Deutschen Industriemesse Hannover 1964 zum erstenmal der Öffentlichkeit vorgeführt wird, ist nicht nur eine konsequente Ergänzung des schnellen und leistungsfähigen Großrechners TR 4, sondern stellt auch für sich allein betrachtet einen vielseitig einsetzbaren Digitalrechner dar, der als Mittelpunkt von Systemen zur Informationsverarbeitung in vielen Anwendungsbereichen Nutzen bringt. Dabei reicht das Spektrum seiner Einsatzmöglichkeiten von technisch-wissenschaftlichen Aufgaben bis zur Lösung von kommerziellen Datenverarbeitungsproblemen und zu den immer mehr in den Vordergrund tretenden Anwendungen bei der Steuerung industrieller Produktionsprozesse. Diese breiten Anwendungen fordern für den Digitalrechner selbst und für die dazugehörigen Peripheriegeräte große Flexibilität und Kombinationsmöglichkeit. Bei der Entwicklung des Rechners wurde angestrebt, die Anzahl der Bauelemente möglichst klein zu halten; dieses verlangt eine besondere Systemplanung und eine eigene Technik der Schaltkreise.

Ziel dieses Aufsatzes ist, einige für dieses Rechnersystem typische Eigenheiten zu beschreiben, damit ein Einblick in seine Technik, Struktur, Programmierung und Anwendungen gegeben wird. Es werden einzelne interessante Teilbereiche beleuchtet, aber es wird darauf verzichtet, eine Beschreibung des ganzen Rechnersystems zu geben; dazu wird auf [2] und [3] verwiesen.

Bild 1 gibt eine Übersicht über eine TR 10-Anlage. Jede Anlage besteht aus dem Digitalrechner TR 10 als Zentraleinheit und einer Anzahl von Peripheriegeräten, die je nach der zu lösenden Aufgabe ausgewählt werden. Die Peripheriegeräte verlangen im allgemeinen eine Anpassungsschaltung zum Ein- und Ausgabekanal des Rechners. Diese Zwischen-elektronik ist mitentwickelt worden. Ein solches Baukastensystem bringt die für den breiten Anwendungsbereich gefor-

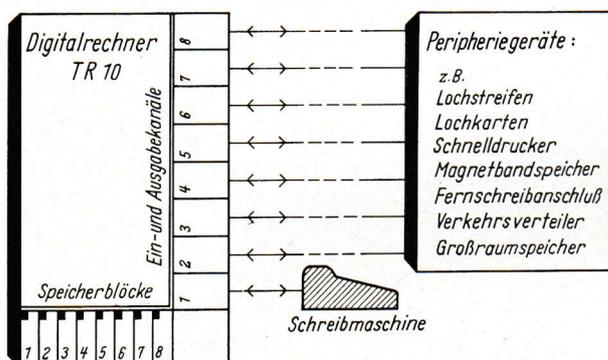


Bild 1: TR 10 — Gesamtsystem

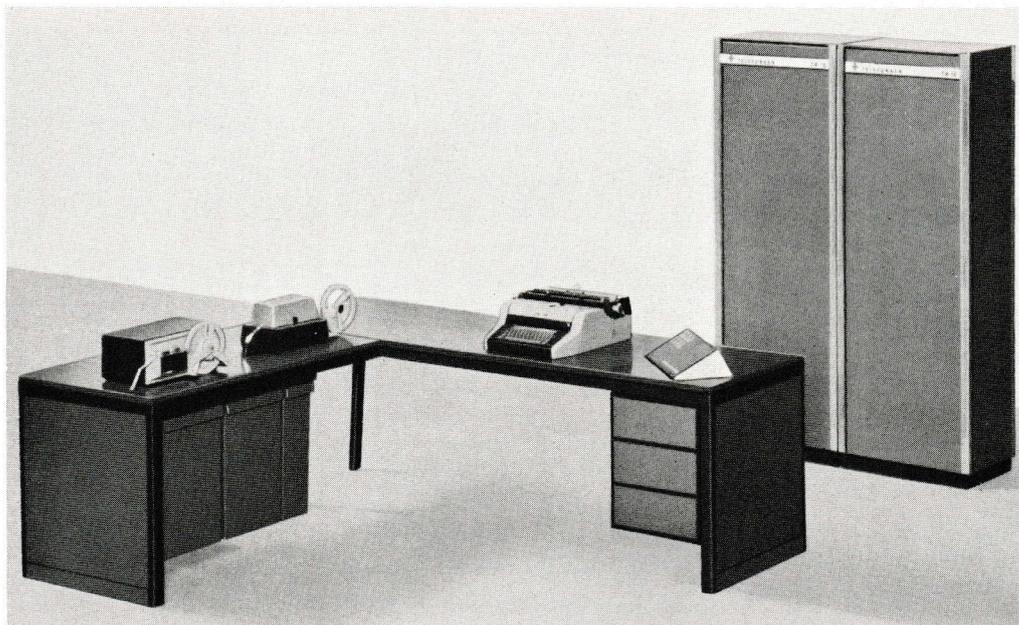


Bild 2: TR 10 — System mit Lochstreifeneinrichtung

derte Flexibilität und Kombinationsmöglichkeit. Bild 2 zeigt den zentralen Rechner mit dem Bedienungstisch und der Kontrollschreibmaschine. Der rechte Schrank enthält die Anpassungsschaltungen für den Lochstreifenleser und -stanzer. Form und Farbkombination des Rechners und des Bedienungstisches wurden so gewählt, daß sich die Anlage in Büroräume und Rechenzentren gleichermaßen gut einfügt. Bild 3 gibt einen Blick in den Rechner bei geöffneter Schranktür.

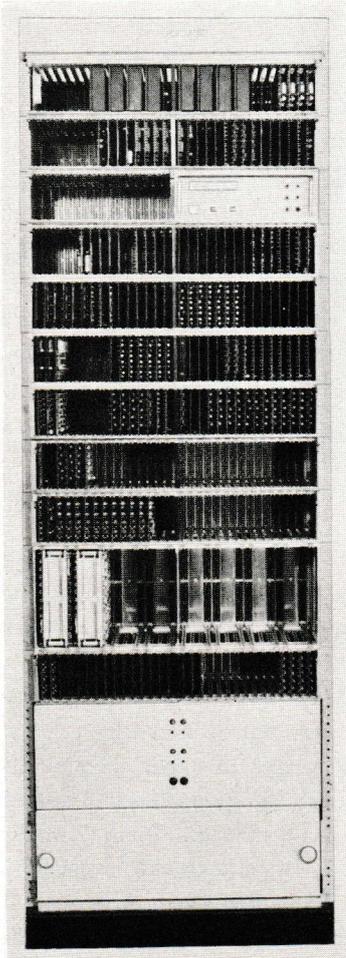


Bild 3: TR 10 — Zentraleinheit

1. Technik

Um einen Überblick zu vermitteln, werden zunächst die wichtigsten technischen Daten des TR 10 zusammengestellt:

Datenstruktur: Alphanumerische Zeichen zu je 6 Bit und 1 Paritätsbit (Kontrollbit)

Datenverarbeitung: Variable Wortlänge. Verarbeitung zeichenweise in Serie (serienparallel)

Zeichenvorrat: 64 Zeichen (10 Ziffern, 26 Buchstaben, 28 sonstige Zeichen). Der Zeichenkode stimmt mit dem des TR 4 überein.

Speicher: Ferritkernspeicher, zeichenweise dezimal adressierbar, ausbaufähig bis zu 8 Speicherblöcken zu je 10 000 Zeichen. Zykluszeit 8 μ s

Leitwerk: Einadreß- und Zweiadreßbefehle variabler Länge (Quellen-Senken-Kode). 29 Befehle, einfache und verkürzte Adressenschreibweise, beliebig oft hintereinander ausführbare Adressenmodifizierung, 10 Indexpeicher für fünfstellige Adressen, automatische Programmunterbrechung

Rechenwerk: Dezimale Addition, Subtraktion und Multiplikation für Festkommazahlen (Betrag und Vorzeichen), Division und Gleitkomma-Arithmetik durch Unterprogramme

Ein- und Ausgabe: 1 bis 8 Ein- und Ausgabekanäle für beliebig anzuschließende Peripheriegeräte. Simultanarbeit zwischen Rechner und Peripherie. Zeichenfolgefrequenz max. 125 kHz

Peripheriegeräte: Kontrollschreibmaschine, Lochstreifenleser und -stanzer, Lochkartenleser oder Lesestanzer, Schnelldrucker, Plattenspeicher, Magnetband-Digitalspeicher, Fernschreibverteiler, Verkehrsverteiler u. a.

Taktfrequenz: 750 kHz

Stromversorgung: 220 V (+10%, -15%), 50 Hz, etwa 1 kVA

Abmessungen: Höhe etwa 1800 mm, Breite etwa 600 mm, Tiefe etwa 400 mm

Gewicht: etwa 200 kg

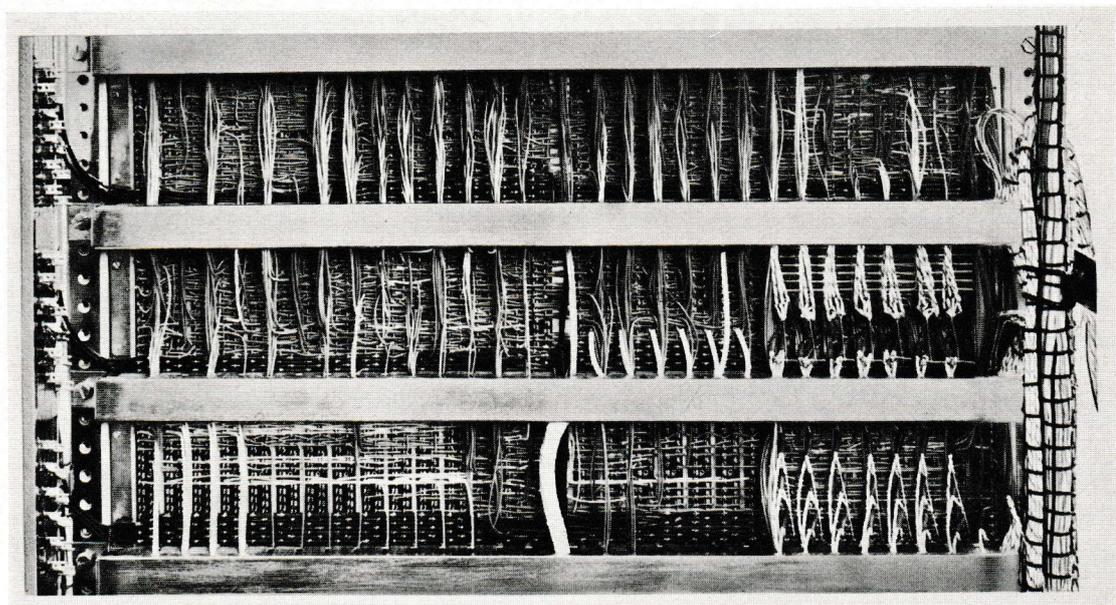


Bild 4: TR 10 — Verdrahtung des Rechners

Schon diese bloße Aufzählung zeigt, daß der TR 10 eine andere Struktur als der TR 4 besitzt. Es konnten jedoch die bewährten Prinzipien des konstruktiven Aufbaus des TR 4 übernommen werden. Die Steckeinheiten werden in gleichartigen Magazinen zusammengefaßt und in einem Gestellrahmen untergebracht. Alle Steckeinheiten können von der Rechnervorderseite her ausgewechselt werden. Die Verdrahtung zwischen den einzelnen Steckeinheiten und Magazinen liegt übersichtlich auf der Rückseite des Rechners, wo sie für Prüfwert und zur Wartung durch die hintere Schranktür leicht zugänglich ist. Ein Teil dieser Schrankverdrahtung ist in Bild 4 wiedergegeben. Aus Bild 5 ist der Aufbau eines einzelnen steckbaren Speicherblocks für 10 000 Zeichen ersichtlich. Seine kompakte Bauweise erlaubt die einfache Erweiterung auf insgesamt 8 Speicherblöcke (80 000 Zeichen). Innerhalb des Speicherblocks wird von der Technik der gedruckten Folienverdrahtung Gebrauch gemacht. Die Leseverstärker, Inhibitoren und Auswahlschalter können als Steckeinheiten bei einer erforderlichen Vergrößerung der Speicherkapazität ohne Eingriffe in die Verdrahtung hinzugefügt werden.

Die Grundausstattung des Rechners besteht aus 118 Steckeinheiten. Auch in den Steuerwerken für die Peripheriegeräte (Zwischenelektronik) werden diese Steckeinheiten eingesetzt. Die wichtigsten TR 10-Steckeinheiten sind in der Tabelle zusammengestellt.

Alle im TR 10 verwendeten Steckeinheiten haben die gleichen Abmessungen (88 × 200 mm) und verwenden beidseitige Leitungs-führungen. Die leitenden Verbindungen zwischen den beiden Seiten der Leiterplatte werden über durchplattierte Bohrungen hergestellt. Diese fertigungstechnisch anspruchsvolle Methode ergibt zuverlässige Kontaktsicherheit über lange Betriebszeiten. Für die Wartung sind wichtige Prüfpunkte auch bei eingebauter Steckeinheit von der Rechnervorderseite her erreichbar.

Die geringe Anzahl von Bauelementen ermöglicht zusammen mit der hohen Packungsdichte auf den Steckeinheiten den geringen Raumbedarf des TR 10. Weil der größte Teil der Verdrahtung für die Verknüpfungsketten auf die Steckeinheiten übernommen wurde, benötigt das gesamte Rechen- und Leitwerk zusammen mit dem Ein- und Ausgabewerk nur eine Verdrahtungsfläche von ungefähr 50 × 50 cm. Bei diesen kleinen

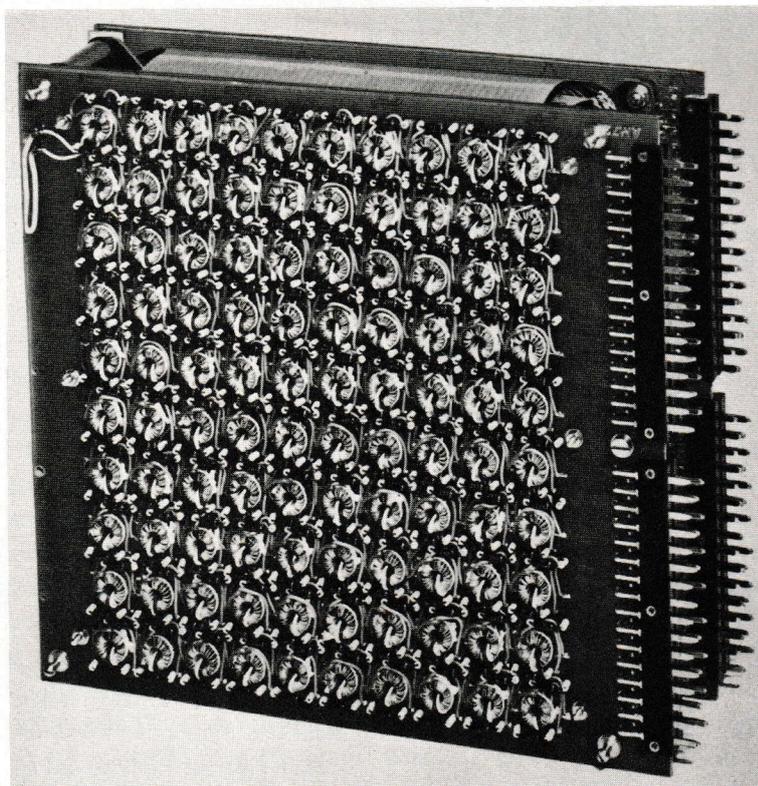
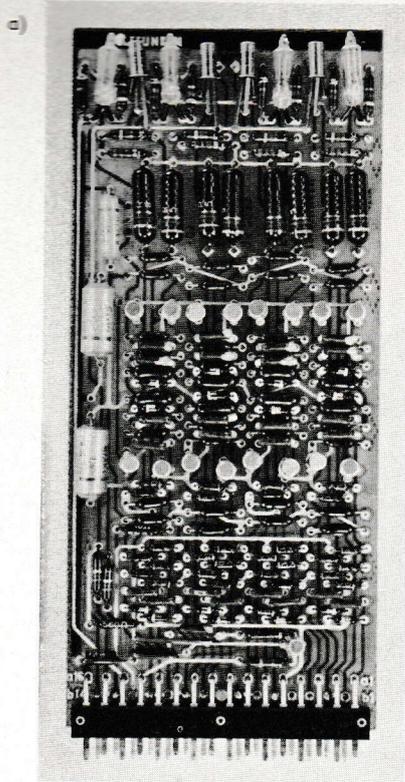


Bild 5: Speicherblock für 10 000 Zeichen (70 000 Bit)

Tabelle

Bezeichnung	Kurzbezeichnung	Anzahl der Schaltkreise	Anzahl der Transistoren	Anzahl der Dioden
Universal-Flipflop	FF 1	4	21	44
Schiebe-Flipflop	SF 1	5	15	49
Ungetaktetes Flipflop	UF 1	4	20	44
Inverter	IV 1	8	16	40
Inverter	IV 2	8	16	40
Ausgabe-Verstärker	AV 1	7	10	22
Zeitglied	ZG 1	2	10	16
Les- und Schreibverstärker	LV 1	2	14	24
Speicherschalter	SH 1	5	5	40
Speichersteuerung	ST 1	1	10	20
Speichertreiber	TR 1	1	6	17
Taktgenerator	TG 1	1	21	6



b)

T	$E_1(t)$	$E_2(t)$	$A(t+1)$
1	0	0	$A(t)$
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	$\bar{A}(t)$

$A(t)$ Ausgangszustand zur Zeit t
Für $T=0$ bleibt stets $A = A(t)$

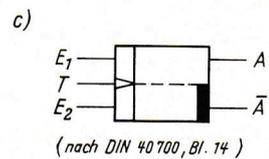


Bild 6: Universal-Flipflop

a) Ansicht, b) Funktionstabelle, c) Schaltzeichen

Entfernungen entstehen nur geringe Verdrahtungskapazitäten, die natürlicherweise kurze Schaltzeiten und kleine Steuerleistungen ergeben.

Auch für die Betriebssicherheit ist die geringe Anzahl der Bauelemente günstig. Die Zahl der Transistoren (rund 1100 im Grundausbau, rund 2100 im Vollausbau) und der Dioden (rund 5330 im Grundausbau, rund 11300 im Vollausbau) gibt ein erstes Maß für einen Vergleich. Es werden die sehr schnellen und zuverlässigen Silizium-Planartransistoren eingesetzt.

Die Schaltkreise des TR 10 sind gleichstromgekoppelt und verwenden eine positive Logik. Während der TR 4 ausschließlich von zweistufigen Verknüpfungen Gebrauch macht, treten im TR 10 häufig auch mehrstufige Verknüpfungsketten auf. Dies hat für die einzelnen Glieder mindestens ebenso kurze effektive Schaltzeiten

zur Folge wie bei der 2 MHz-Schaltkreistechnik des TR 4, obwohl der Arbeitstakt des TR 10, der die Endglieder einer mehrstufigen Verknüpfungskette synchronisiert, nur 750 kHz beträgt.

Am Anfang und Ende jeder Verknüpfungskette befindet sich ein Universal-Flipflop (Bild 6a). Die Informationseingänge dieser bistabilen Kippstufen, von denen je vier zu einer Steckeinheit FF 1 zusammengefaßt sind, enthalten einen Kondensator-Vorspeicher. Jedes Flipflop hat eine kleine Glimmlampe als Anzeigeelement, das dem Wartungspersonal Einblick in die Funktion des Rechners gestattet. Die Funktionstabelle

des Universal-Flipflops (Bild 6b) läßt erkennen, daß es vom J/K-Typ ist [4]. Bild 6c zeigt das zugehörige Schaltzeichen. Die für das Schaltwerk notwendigen passiven und aktiven Verknüpfungen sind beim TR 10 auf zwei Grundtypen von Steckeinheiten zurückgeführt, die wegen ihrer speziellen Aufgaben mit Dioden und Widerständen individuell bestückt sind. Ein Muster für die aktiven Verknüpfungen gibt Bild 7a. Das Grundelement dieses „Konjunktionsverstärkers“ hat die in Bild 7b prinzipiell dargestellte Schaltung, die durch das in Bild 7c aufgezeichnete Schaltzeichen repräsentiert werden kann.

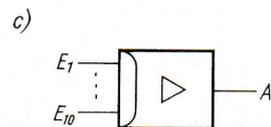
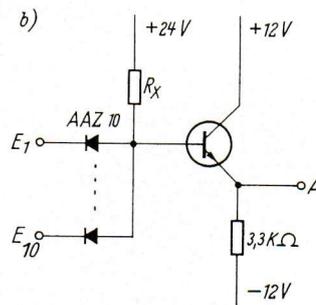
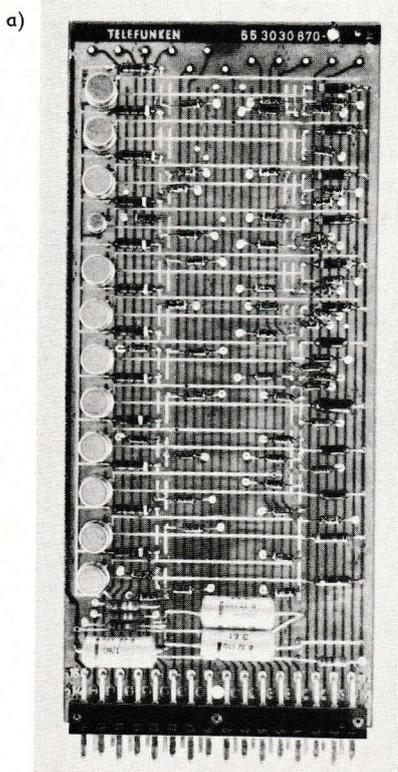


Bild 7: Konjunktionsverstärker

a) Ansicht, b) Stromlaufplan, c) Schaltzeichen

2. Struktur

Für die folgenden Beschreibungen einzelner charakteristischer Eigenheiten der TR 10-Struktur soll die Funktionsübersicht (Bild 8) benutzt werden. Weitere Angaben über die Struktur sind in [5] zu finden. Eine wichtige Eigenart des TR 10 ist seine variable „Wortlänge“: Aufeinanderfolgende Zeichen, z. B. Texte oder Zahlen, werden als Datenfelder von beliebiger Länge verarbeitet. Zur Abgrenzung solcher Datenfelder gibt es drei Möglichkeiten:

- Ein Ziffernfeld wird durch ein nichtnumerisches Zeichen abgegrenzt, z. B. durch das Vorzeichen der im anschließenden Datenfeld stehenden Zahl.
- Ein alphanumerisches Datenfeld enthält beliebige Zeichen und wird durch eine besondere Grenzmarke abgeschlossen. Dafür wird beim TR 10 aus den 64 verfügbaren Zeichen das „Ausrufezeichen“ (!) verwendet.
- Es können auch Einzelzeichen verarbeitet werden.

Alle Datenfelder, gleichgültig ob es sich um Operanden oder Ergebnisse von Operationen handelt, werden innerhalb des Rechners im Speicher aufbewahrt. Der TR 10 besitzt somit keinen Akkumulator als Rechenregister. Die 6 Bit eines Zeichens werden parallel verarbeitet; die einzelnen Zeichen folgen nacheinander (Serienparallelrechner). Der TR 4 hat dagegen eine feste Wortlänge von 48 Bit, die alle parallel verarbeitet werden (Parallelrechner).

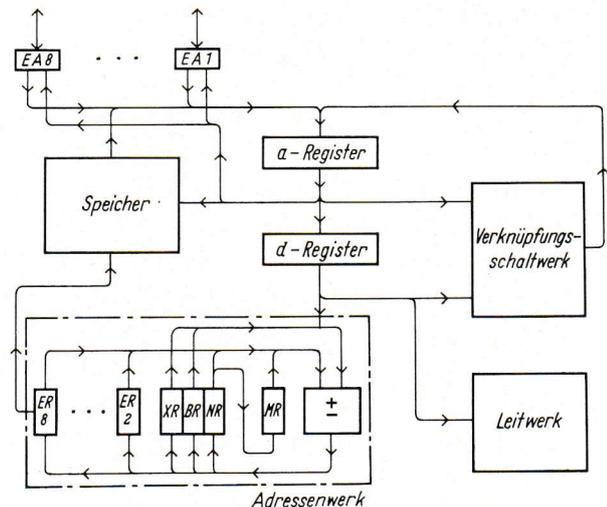
Wichtig für den vielseitigen Einsatz des TR 10 ist der Ablauf der Ein- und Ausgabe. Die Peripheriegeräte können untereinander und mit dem Rechner simultan arbeiten, wobei die zeitliche Steuerung der einzelnen Funktionen von den Peripheriegeräten her bestimmt wird.

Der Ein- und Ausgabevorgang verläuft im allgemeinen in drei Phasen. In der ersten Phase werden an das Peripheriegerät Steuerzeichen übermittelt, die die auszuführende Operation festlegen. In dem zu dem betroffenen EA-Kanal gehörenden Adressenregister ER wird die Anfangsadresse gespeichert, die zu dem EA-Vorgang gehört. Nach der Übernahme der Steuerzeichen in das Peripheriegerät wertet dieses ohne Hilfe des Rechners die Steuerzeichen aus und bereitet die geforderte Zeichenübertragung vor. Der Beginn der zweiten Phase der zeichenweisen Informationsübertragung wird vom Peripheriegerät bestimmt. Für die Übertragung jedes Zeichens wird der Rechner einen Speicherzyklus lang vom Peripheriegerät her unterbrochen, damit der Speicher für das Peripheriegerät zur Verfügung steht. Der Inhalt des betroffenen Registers ER wird im Adressenrechenwerk weitergezählt. Das Rechen- und Leitwerk wird von diesem Vorgang nicht berührt. Da der TR 10 mit bis zu acht EA-Kanälen ausgerüstet werden kann, steuert ein Vorrangsystem die Reihenfolge der Übertragungen auf den einzelnen Kanälen, wenn mehrere gleichzeitig Zeichenübertragung vorbereitet haben.

Wenn alle Zeichen eines Datenfeldes, das beliebig lang sein kann, auf diese Art übernommen worden sind, beginnt die dritte Phase des EA-Vorganges. Das Peripheriegerät unterbricht das laufende Rechenprogramm und läßt den Rechner in ein EA-Unterprogramm springen, das dem angesprochenen Kanal fest zugeordnet ist. Da in der dritten Phase das Rechen- und Leitwerk benutzt werden muß, kann der Sprung auf das EA-Unterprogramm erst nach Abschluß der zuvor begonnenen Operation ausgeführt werden. Auch hier sichert ein Vorrangsystem die Reihenfolge bei gleichzeitig anfallenden Unterbrechungsmeldungen auf den einzelnen

Bild 8: TR 10 — Funktionsübersicht

- a-Register = Speicherregister und erstes Hauptregister
- d-Register = Befehlsregister und zweites Hauptregister
- MR, NR = Operanden-Adreßregister
- BR = Befehlszähler-Register
- XR = Hilfs-Adreßregister
- ER 2 ... ER 8 = Ein- und Ausgabe-Adreßregister
- EA 1 ... EA 8 = Ein- und Ausgabe-Kanäle mit Steuerung
- \pm = Adressenrechenwerk



EA-Kanälen. Durch eine programmierbare Unterbrechungssperre kann der Rechner gegenüber unerwünschten Unterbrechungen gesperrt werden.

Diese aktive Programmunterbrechung kann auch bei der Steuerung oder Überwachung industrieller Prozesse ausgenutzt werden. So kann z. B. ein vom Prozeß herkommendes Alarmsignal vom Rechner aufgenommen werden, ohne daß der Programmierer dafür einen Eingabe-Befehl im Programm einsetzen muß. In diesen Fällen entfällt die erste und zweite Phase.

Durch dieses Zusammenspiel der einzelnen EA-Kanäle mit dem Kernspeicher des Rechners wird die Verwendung von Pufferspeichern zwischen den Peripheriegeräten und dem Rechner überflüssig. Die für den Datentransport zwischen dem Rechner und den Peripheriegeräten notwendigen Steuerzeichen können für jedes Peripheriegerät seiner Eigenart entsprechend festgelegt werden.

3. Programmierung

3.1 Die Befehle

Nunmehr wird der Befehlsvorrat des TR 10, der dem Programmierer zur Verfügung steht, betrachtet. Die Rechnerbefehle können in fünf Gruppen eingeteilt werden:

Transport- und Setzoperationen. Das Grenzzeichen der Operation kann in einem oder in beiden Datenfeldern gesucht und je nach Befehl auch mit in das Ergebnisfeld übertragen werden.

Arithmetische und Boolesche Operationen. Es gibt Befehle für Addition, Subtraktion und Multiplikation mit Festkommazahlen. Von den Booleschen Verknüpfungen stehen Konjunktion, Disjunktion und Negation zur Verfügung.

Sprung-Operationen. Dazu gehören der absolute Sprung, der Unterprogrammprung und der Dienstprogrammprung. Beim Unterprogrammprung wird der Inhalt des Befehlszählerregisters BR vor dem ersten Befehl des Unterprogramms abgespeichert.

Skip-Operationen verwirklichen die Programmverzweigungen, die vom Ergebnis eines Vergleiches abhängen.

Ein- und Ausgabeoperationen. Der Ablauf der Ein- und Ausgabe wurde bereits beschrieben. Die dabei erwähnte Unterbrechungssperre gehört ebenfalls hierher.

Für eine genaue Beschreibung der einzelnen Operationen wird auf [2] und [5] verwiesen.

Ein Maschinenbefehl hat im allgemeinen folgende Form: $N N' t M M' O p_0 \dots p_n$. Dabei sind N und M die beiden Operandenadressen, die in Abhängigkeit von den Modifizierungszeichen N' und M' modifiziert werden können. Für das Trennzeichen t können die Symbole Punkt (.), Komma (,) und Doppelpunkt (:) auftreten. Dieses Zeichen bestimmt die für diese Operation geltende Begrenzungsart des Datenfeldes. Das Zeichen O legt die Operation fest und die bei einigen Befehlen vorkommenden Parameterzeichen $p_0 \dots p_n$ ergänzen den Befehl, z. B. als Steuerzeichen für die Peripheriegeräte. Da nicht alle Bestandteile eines Befehls stets vorhanden sein müssen (so entfallen z. B. bei den Einadreßbefehlen t, M und M') und sich die Angabe der Adressen N und M auf die signifikanten Stellen beschränkt, haben auch die Befehle eine unterschiedliche Länge.

Die Adressen werden dezimal notiert; jede Adresse besteht aus höchstens fünf Dezimalstellen. Eine besondere Rolle spielt das bei der Adresse Null beginnende Datenfeld, für das keine Adresse notiert werden muß. N', M', t und O beginnen mit nichtnumerischen Zeichen. Das Ende eines Adressenteils wird somit daran erkannt, daß nichtnumerische Zeichen auftreten, die dann vom Rechner als Modifizierungszeichen, Trennzeichen oder Operationskode gedeutet werden.

Der Ablauf eines Befehls ist zusammengesetzt aus einer Abrufphase, in der alle Zeichen eines Befehls aus dem Speicher in die Adreßregister oder in das Leitwerk geholt und entschlüsselt werden, und aus der Ausführungsphase, in der die Operation vollständig ausgeführt wird. Auch die Befehle werden in Serienparallelverfahren entschlüsselt. Die Adressen N oder M werden in der Abrufphase modifiziert, wenn im Befehl die Teile N' oder M' vorhanden sind. Dabei kann jeder Modifizierungsteil aus mehreren Zeichen bestehen, die dann mehreren Modifizierungsschritten entsprechen. Jede nachfolgende Modifizierung benutzt die zuvor ermittelte Adresse als Ausgangswert. Alle Adressenrechnungen werden im Adressenrechenwerk durchgeführt. Der TR 10 kennt drei Grundarten der Adressenmodifizierung, die hier aufgezählt seien:

Indizierung. Eine Indizierung wird ausgelöst, wenn als Modifizierungszeichen N' oder M' einer der Buchstaben g bis p verwendet wird. In jeder der zehn durch die Buchstaben g bis p aufgerufenen Indexspeicher ist eine Zahl ($<10^5$) gespeichert, die bei der Indizierung zur N- bzw. M-Adresse addiert wird.

Substitution. Eine Adressensubstitution wird durch das Modifizierungszeichen w ausgelöst. Es wird dann der Inhalt des bei der Adresse N bzw. M beginnenden Datenfeldes als neue Adresse ver-

wendet: $\langle N \rangle \rightarrow NR$. Auf die Substitution kann eine Translation folgen, d. h. die auf das Substitutionszeichen w folgende Zahl wird zu der durch die Substitution ermittelten neuen Adresse addiert. Substitutionen und Translationen ermöglichen eine wirksame Unterprogrammtechnik.

Relativierung. Eine Adressenrelativierung wird durch das Zeichen $+$ oder $-$ für N' bzw. M' ausgelöst. Dann wird zum (vom) Inhalt des Befehlszählers BR die N - bzw. M -Adresse addiert (subtrahiert), z. B. $\langle BR \rangle \pm N \rightarrow NR$.

Jede Adresse kann beliebig oft und mit beliebigen Kombinationen von Modifizierungszeichen modifiziert werden. Hiermit ist den Programmierern ein Hilfsmittel für eine effektvolle Programmierung des Rechners gegeben.

3.2 Symbolische Programmierung

Nach der Beschreibung der Adressenmodifizierungen und der Rechenoperationen soll nun die Programmierung in der Praxis betrachtet werden. Es wurde eine Programmierungssprache (symbolische Sprache) entwickelt [2], die ein leichtes Programmieren erlaubt. Das in symbolischer Sprache aufgestellte Programm wird vom TR 10 selbst mit dem „Übersetzer-Programm“ TRASS (Assemblerprogramm) in den Maschinencode übersetzt. Dieser Übersetzer nutzt alle durch die besondere Struktur des TR 10 gegebenen Vorteile aus. Die symbolische Programmierungssprache stellt den Kern der Programmierungshilfen dar und soll daher an Beispielen erläutert werden.

An Stelle der echten Adressen können symbolische Adressen verwendet werden, die von TRASS in echte Maschinenadressen übersetzt werden. Somit können Abkürzungen verwendet werden, wie z. B. B.LOHN als Adresse für einen Speicherplatz, der den Bruttolohn aufnehmen soll. Sehr wirkungsvoll sind die zu den symbolischen Adressen zählenden Tabellenadressen. L 115 bezeichnet beispielsweise den 115. Wert der L(ohnsteuer)-Tabelle.

Die Operationscodes werden mit mnemotechnischen Abkürzungen angegeben, z. B. SBS für die Operation „Subtrahiere im Speicher“. Durch diesen Subtraktionsbefehl soll dann z. B. vom Bruttolohn die Lohnsteuer subtrahiert werden. Der Programmierer braucht sich nicht zu überlegen, auf welchen Speicherplätzen die Werte „Bruttolohn“ und „Lohnsteuer“ gespeichert sind. Er kann einfach den Befehl in symbolischer Sprache schreiben: BLOHN.LHNST SBS. Während der Übersetzung wird ein Assemblerprotokoll ausgedruckt, welches das Programm dann sowohl in der symbolischen Sprache als auch im Maschinencode wiedergibt.

Zur Definition von Konstanten, Arbeitsspeicherbereichen und Tabellen werden im Assemblerprogramm Pseudobefehle verwendet, z. B. bedeutet „BLOHN 6 DFA“: definiere den Arbeitsspeicherbereich BLOHN 6stellig. Durch „L 200 5 TAB“ wird beispielsweise die Tabelle L für die Lohnsteuer mit 200 fünfstelligen Werten festgelegt. Das Übersetzen und die Adressenzuteilung, d. h. die Übersetzung der symbolischen Adressen in Maschinenadressen, können durch Pseudobefehle beeinflusst werden. Es können z. B. durch den Pseudobefehl ZUA Zuordnungen zwischen einzelnen Adressen hergestellt werden. Wenn z. B. B.LHN BLOHN ZUA notiert wird, dann werden dadurch den von zwei Programmierern unterschiedlich benutzten Abkürzungen B.LHN und BLOHN, die beide den Bruttolohn bezeichnen, die gleichen Speicherbereiche zugeordnet.

Der Programmierer gibt auch den Ein- oder Ausgabebefehl in symbolischer Sprache. Der bereits geschilderte Ablauf von Ein- und Ausgabe wird vom Assemblerprogramm TRASS ausgenutzt, ohne daß dem Programmierer eine umfangreiche Überwachung zugemutet wird. Durch TRASS werden die notwendigen EA-Unterprogramme selbsttätig in das Programm eingebaut. Darunter fallen gegebenenfalls die Auswertung des vom Peripheriegerät übergebenen Rückmeldezeichens, das Prüfen des EA-Ablaufs oder das Einleiten einer Befehlswiederholung.

Das Assemblerprogramm TRASS hat auch Zugriff zu einer allgemeinen Unterprogramm-bibliothek. Die mit symbolischen Adressen vom Programm aufgerufenen Unterprogramme werden während der Assemblierung der Bibliothek entnommen und in das Programm eingefügt.

Die mit Magnetbandeinheiten arbeitende Anlage erhält zusätzlich Sortier- und Mischprogramme sowie die erforderlichen Magnetband-Serviceprogramme.

3.3 Dienst- und Testprogramme

Außer TRASS, der erwähnten Unterprogramm-bibliothek und den Ein- und Ausgabe-Kontrollunterprogrammen gehören zum TR 10-Programmierungssystem das Schreibmaschinenverkehrsprogramm VEPRO, das Kontroll- und Korrekturprogramm TRAKO und das Fehlersuchprogramm FESUP. VEPRO stellt die Ver-

bindung zwischen der Rechenanlage und dem Benutzer her. Die im Rechner ablaufenden Programme können über das Schreibmaschinenverkehrsprogramm Informationen auf der Kontrollschreibmaschine ausschreiben und mit Eingaben versorgt werden. Andererseits kann durch Eintasten von Anrufrkodes jederzeit in ein laufendes Programm eingegriffen werden. Es können z. B. die Inhalte des Befehlszählregisters oder gewünschter Speicherzellen geändert werden. Der Programmablauf kann fortgesetzt oder an beliebiger Speicherstelle neu gestartet werden. Da manuell nur über die Schreibmaschine in den Rechner eingegriffen wird, ist jeder Eingriff automatisch protokolliert.

Bei der symbolischen Programmierung müssen formale Forderungen (Syntax) eingehalten werden, z. B. Reihenfolge: Adresse — Operationsteil. Durch das Kontroll- und Korrekturprogramm TRAKO werden die in der symbolischen Sprache geschriebenen Programme auf Syntaxfehler überprüft. Außer Kennzeichnungen für aufgetretene Fehler werden noch Hinweise auf Fehlermöglichkeiten ausgedruckt. Neben der Korrektur der dabei erkannten Fehler ist auch das Ein- und Ausblenden sowie Ändern von Informationen möglich.

Das Austesten der Programme wird mit dem Fehlersuchprogramm FESUP vorgenommen. Die im FESUP enthaltenen Teile PROKO, PROST und PROVA bieten verschiedene Testmöglichkeiten. Bei Verwendung von PROKO wird das zu testende Programm Befehl für Befehl durchlaufen. Dabei werden der Inhalt des Befehlszählers, der Befehl selbst und dessen Ergebnisse ausgedruckt. Der Ausdruck von schon getesteten Unterprogrammen und Programmabschnitten kann unterbunden werden. Hingegen erfolgt bei PROST nur die Ausgabe gewünschter Speicherstellen, wenn beim Test im Programmablauf vorgegebene Speicherstellen erreicht werden. PROST, das nur 100 Speicherstellen benötigt, kann auch unabhängig von PROKO benutzt werden. Durch PROVA lassen sich durchlaufende Programmverzweigungen ausdrucken, damit ergibt sich eine gedrängte Übersicht des Programmablaufs.

3.4 Übersetzer für problem-orientierte Programmierungssprachen

Neben dem maschinen-orientierten Programmierungssystem werden problem-orientierte Programmierungssprachen verwendet. Die vielfach angewandte Programmiersprache ALGOL ermöglicht, technische und wissenschaftliche Aufgaben in mathematischer Formulierung für den TR 10 zu programmieren. Für die Probleme der Prozeß-Steuerung ist eine spezielle Programmierungssprache in Entwicklung, um den Verfahreningenieuren direkt das Programmieren zu erleichtern. Über die zu solchen Programmierungssprachen gehörenden Übersetzer wird gesondert berichtet.

4. Anwendungen

4.1 Digitale Informationsverarbeitung in Technik und Wissenschaft

Die Lösung von technisch-wissenschaftlichen Aufgaben mit Hilfe von Digitalrechnern ist heute bereits so weit verbreitet, daß kaum eine technische Disziplin noch ohne Beispiele solcher Anwendungen ist. Der Vielfalt der Aufgaben entspricht auch die Vielfalt der Rechnerarten, da nicht jeder Rechner für jede Aufgabe gleich gut geeignet ist. Die Eignung eines Rechnersystems für technisch-wissenschaftliche Aufgaben wird durch die Wirksamkeit der vorhandenen Befehle und die Rechengeschwindigkeit bestimmt. Eine weitere wichtige Voraussetzung ist das Vorhandensein von schnellen und großen Arbeitsspeichern, da sich technisch-wissenschaftliche Aufgaben meistens durch einen größeren Anteil

von Rechenoperationen z. B. von den Aufgaben der kommerziellen Datenverarbeitung unterscheiden, und somit eine beträchtliche Menge von Ergebnissen und Zwischenergebnissen zu speichern sind. Dem TR 10 steht eine interne Speicherkapazität von maximal 80 000 Zeichen zur Verfügung.

Die Ausstattung mit Peripheriegeräten ist bei Aufgaben technisch-wissenschaftlichen Charakters meist einfach, weil Schreibmaschine und Lochstreifen-einrichtungen fast überall ausreichen (Bild 9). Durch die variable Feldlänge ist eine beliebige Genauigkeit der Zahlenwerte zu erreichen, und bei der Behandlung von Daten unterschiedlicher Stellenzahl ergibt sich eine ökonomische Ausnutzung des Kernspeichers.

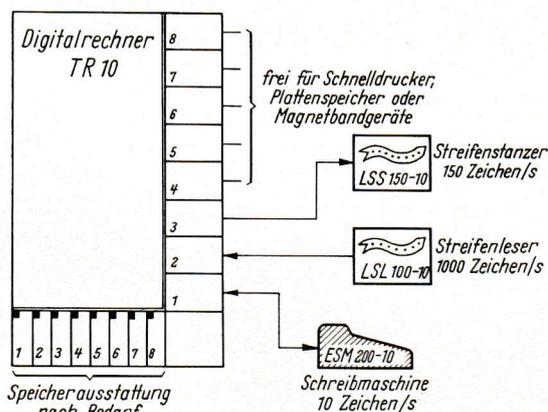


Bild 9: TR 10-Anlage für technisch-wissenschaftliche Aufgaben

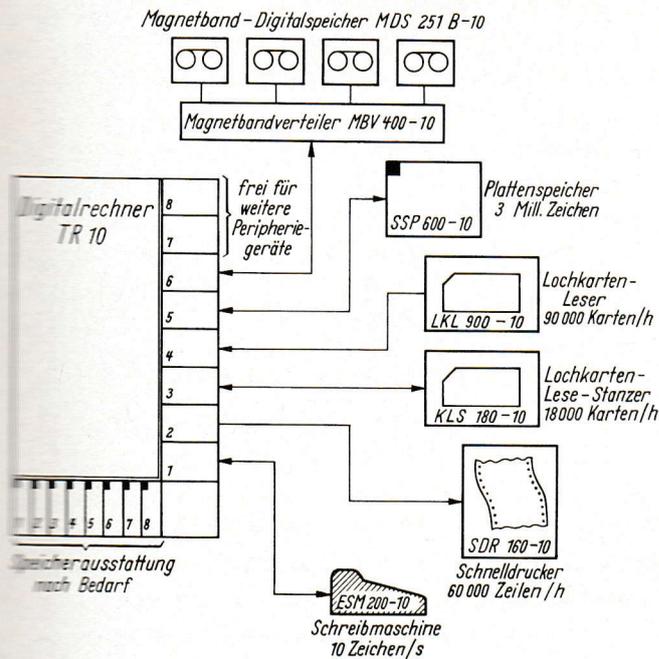


Bild 10: Beispiel einer TR 10-Anlage für Informationsverarbeitung im kommerziellen Bereich

Anwendergruppen zusammenfassen, wie z. B. Handel, Industrie, Banken und Geldinstitute, Verwaltung, Versicherung, Versorgungsbetriebe oder Verkehrswesen. Die Vielseitigkeit der bei diesen Gruppen vorliegenden Aufgaben der Informationsverarbeitung kann hier nicht in ihrer Gesamtheit dargestellt werden. Unter den vielen Aufgaben für den TR 10 können nur einige wenige erwähnt werden. Jedoch sind die einzelnen Aufgaben aus verschiedenen Anwendergruppen untereinander formal stark verwandt, wenn nicht sogar identisch. Aufgaben zur Lager- und Materialverwaltung einschließlich der Disposition liegen bei Industrie und Handel vor. Solche Dispositionsaufgaben finden sich auch beim militärischen Nachschubwesen. Bei der Automatisierung in der Buchhaltung und im Rechnungswesen (Lohn- und Gehaltsrechnung, Durchführung des Lohnsteuerjahresausgleichs, Ausstellen und Überwachen von Beitragsrechnungen usw.) erwächst dem TR 10 ein breites Anwendungsgebiet. Bei Versorgungs- oder Verkehrsbetrieben, z. B. bei der Post und der Bahn, müssen vielartige Leistungen nach unterschiedlichen Tarifen abgerechnet

4.2 Digitale Informationsverarbeitung im kommerziellen Bereich

Der TR 10 ist durch sein Ein- und Ausgabewerk für die kommerzielle Datenverarbeitung sehr gut geeignet, weil diese im wesentlichen aus dem Erfassen und Verarbeiten großer Datenmengen besteht (Ein- und Ausgabeintensive Programme). Dazu gehören auch Sortierarbeiten; die Möglichkeit des Rückwärtslesens von Magnetbändern erspart das lästige Umspulen der Bänder. Die Simultanarbeit von Rechner und Peripheriegeräten bringt bei den acht Ein- und Ausgabekanälen für die kommerziellen Datenverarbeitungsprobleme eine entscheidende Zeitersparnis. Bild 10 zeigt ein Beispiel für eine TR 10-Anlage, wie sie für die Informationsverarbeitung im kommerziellen Bereich typisch ist.

Die Einsatzmöglichkeiten für den TR 10 liegen in allen Bereichen des Wirtschaftslebens. Sie lassen sich zunächst einmal nach Anwendergruppen zusammenfassen, wie z. B. Handel, Industrie, Banken und Geldinstitute, Verwaltung, Versicherung, Versorgungsbetriebe oder Verkehrswesen. Die Vielseitigkeit der bei diesen Gruppen vorliegenden Aufgaben der Informationsverarbeitung kann hier nicht in ihrer Gesamtheit dargestellt werden. Unter den vielen Aufgaben für den TR 10 können nur einige wenige erwähnt werden. Jedoch sind die einzelnen Aufgaben aus verschiedenen Anwendergruppen untereinander formal stark verwandt, wenn nicht sogar identisch. Aufgaben zur Lager- und Materialverwaltung einschließlich der Disposition liegen bei Industrie und Handel vor. Solche Dispositionsaufgaben finden sich auch beim militärischen Nachschubwesen. Bei der Automatisierung in der Buchhaltung und im Rechnungswesen (Lohn- und Gehaltsrechnung, Durchführung des Lohnsteuerjahresausgleichs, Ausstellen und Überwachen von Beitragsrechnungen usw.) erwächst dem TR 10 ein breites Anwendungsgebiet. Bei Versorgungs- oder Verkehrsbetrieben, z. B. bei der Post und der Bahn, müssen vielartige Leistungen nach unterschiedlichen Tarifen abgerechnet werden. Bei allen solchen Arbeiten lohnt sich der Einsatz einer TR 10-Anlage auch in Betrieben mittlerer Größe, weil Kosten und Raumbedarf, bezogen auf die Vielfalt der Einsatzmöglichkeiten, gering sind.

Wenn bei der Abrechnung von Lohn und Stoff die Arbeits- und Stillstandszeiten von Verarbeitungsmaschinen nach Dauer und Grund erfaßt werden müssen, bedeutet das ein Übergreifen von der kommerziellen Informationsverarbeitung in die Fertigungsüberwachung und -steuerung.

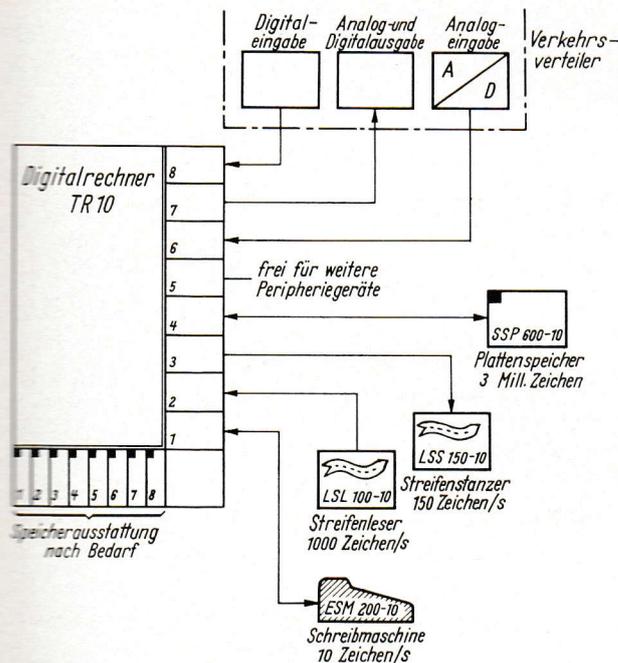


Bild 11: Beispiel einer TR 10-Anlage zur Steuerung industrieller Prozesse

4.3 Digitale Informationsverarbeitung zur Steuerung industrieller Prozesse

Starkes Anwachsen der Einsatzmöglichkeiten digitaler Rechenanlagen ist in der nächsten Zeit auf dem Gebiet der Steuerung industrieller Prozesse zu erwarten. Bereits die heute in Angriff genommenen Probleme

überdecken einen großen Bereich von Produktionsprozessen. Drei Anwendergruppen lassen sich dabei herausheben: Hütten- und Stahlwerke, Chemie- und Erdölbetriebe, Energieversorgungsunternehmen. Mit den technischen Fortschritten auf dem Gebiet der Digitalrechner und bei der zum Prozeß passenden Instrumentierung entstehen ständig neue Aufgaben und Lösungen.

Prozeßgrößen sind bei industriellen Prozessen von unterschiedlicher Art und Genauigkeit, können aber mit dem TR 10 durch die variable Wortlänge ohne Schwierigkeiten und unter ökonomischer Ausnutzung des Speichers verarbeitet werden. Bild 11 gibt ein Beispiel für eine TR 10-Rechenanlage zur Steuerung industrieller Prozesse. Dabei sind auch aus der kommerziellen Datenverarbeitung bekannte Peripheriegeräte eingesetzt. Lochstreifen und Lochkarten halten z. B. in Stahl- und Hüttenbetrieben die Kenndaten von Brammen oder Bändern fest. Auch die Magnetband-Digitalspeicher müssen hier wegen ihrer größeren Speicherkapazität und Verarbeitungsgeschwindigkeit erwähnt werden.

Die direkte Verbindung mit dem Prozeß erfolgt über einen Verkehrsverteiler, der baukastenförmig an Anzahl und Art der einzelnen Meßstellen angepaßt werden kann. Die an den Meßstellen im Verlauf eines Prozesses abgenommenen Daten können dadurch an den Rechner herangeführt werden. Abhängig vom verwendeten Meßprinzip ist vor der Verarbeitung die Umwandlung in elektrische Größen erforderlich. Die dabei entstehenden analogen oder digitalen Werte werden über den Verkehrsverteiler vom Rechner aufgenommen, die analogen Werte (z. B. Thermospannungen) werden dabei in digitale umgesetzt. Analoge und digitale Stellwerte werden ebenfalls über den Verkehrsverteiler vom Steuerungsrechner zum Prozeß übertragen.

Unter den digitalen Meß- und Stellwerten werden nicht nur binär kodierte Zahlen, wie z. B. eine überwachte Umdrehungszahl, verstanden: Um einzelne elektromechanische Stellkontakte (z. B. Endschalter) überwachen zu können, faßt der Verkehrsverteiler mehrere Schalter zu einem „Zeichen“ zusammen, das dann im Digitalrechner verarbeitet wird. Hierbei sind die Befehle für die Booleschen Verknüpfungen und die Skipbefehle des TR 10 von Nutzen.

Alarmmeldungen werden über die automatische Programmunterbrechung in den Rechner eingeführt. Der Rechner, der aus der ständigen Erfassung von Betriebsgrößen eine detaillierte Kenntnis vom genauen Stand des Prozesses hat, kann unter Ausnutzung seiner hohen Verarbeitungsgeschwindigkeit den günstigsten Ausweg suchen und einleiten, ohne daß menschliche Eingriffe notwendig sind. Mit dem Verkehrsverteiler sind Einrichtungen zur Bestimmung der Uhrzeit und zum Abzählen von Zeitdifferenzen verbunden, weil Echtzeitprobleme eine wichtige Rolle bei der Anwendung von Digitalrechnern zur Steuerung von Prozessen spielen.

Von einem Steuerungsrechner wird bisweilen gefordert, daß er auch bei erhöhten Umweltaforderungen betriebsfähig sein muß. Der TR 10 kann in einem Bereich der Umgebungstemperatur von + 10 bis + 35 C° betrieben werden. Eine besondere Ausführung des Rechners steht für stark verschmutzte Betriebsräume zur Verfügung. Der geringe Raumbedarf des TR 10 läßt seine Verwendung auch unter engen Raumverhältnissen zu.

Die hier besprochene Automatisierung der Steuerung industrieller Prozesse verlangt die Zusammenarbeit von Ingenieuren, Mathematikern und Verfahrensspezialisten. Diese wird ermöglicht durch das wirkungsvolle und leicht erlernbare TR 10-Programmierungssystem. Der Digitalrechner steuert den Prozeß auf Grund eines in ihm simulierten Prozeßmodells oder an Hand von empirisch oder theoretisch ermittelten Verhaltens Tabellen; die symbolische Programmiersprache erleichtert, wie bereits erwähnt, die Handhabung von Tabellen.

Literatur

- [1] Großrechenanlage TR 4. Telefunken-Kurzbeschreibung AH 5.2/KB 006 (Mai 1962).
- [2] Programmierhandbuch für den Telefunken-Digitalrechner TR 10.
- [3] Digitalrechner TR 10. Telefunken-Druckschrift AH/WB 125.
- [4] M. Phister: Logical design of digital computers. Wiley & Sons, New York, 1958.
- [5] H. Axmann und A. Spangmayer: TR 10 — ein neuer Telefunkenrechner. Erscheint demnächst in der Zeitschrift „elektronische Datenverarbeitung“.

Peiltechnik auf Schiffen

Das Peilen höherer Frequenzen an Bord eines Schiffes ist ein altes Problem. Häufig ist wegen der Sekundärstrahlung von Schiffsteilen die vom Peiler angezeigte Richtung falsch, die Ablesung durch Trübung erschwert oder die Seitenbestimmung unmöglich. Die folgenden drei Aufsätze zeigen Möglichkeiten auf, wie man auch bei Grenz- und Kurzwelle eine gute Peilung erreichen kann, was aus vielen Gründen einen Gewinn für die Schifffahrt bedeutet.

Die Lösungswege der drei Arbeiten sind verschieden. In dem Aufsatz von *G. Jäger* wird untersucht, ob es möglich ist, bestehende Peilanlagen, deren Aufbauort nicht geändert werden kann, durch Einkopplung geeigneter Kompensationsspannungen für die Peilung im Grenz- und Kurzwellenbereich brauchbar zu machen. Es zeigt sich, daß dieser Weg nur in günstig gelagerten Fällen Erfolg verspricht.

H. Beythien und *G. Gresky* vom Deutschen Hydrographischen Institut, Hamburg, denen wir für ihren Beitrag besonders danken, beschreiben Versuche mit einer Peilantenne, die an Bord eine einwandfreie Peilung von Grenzwellen ermöglicht. Sie benutzen dazu einen auf die Mastspitze gesetzten symmetrischen Luftrahmen. Durch die Montage auf einem erhöhten Punkt wird die Peilantenne aus den starken Sekundärfeldern der Schiffsaufbauten entfernt und die Peilfehler werden reduziert.

Im Aufsatz von *H. Rattei* und *H. Saur* wird gezeigt, daß die Weiterverfolgung dieses Weges es sogar ermöglicht, Peilanlagen an Bord bis zu einer Frequenz von 30 MHz zu benutzen. Der Übergang zu so hohen Frequenzen bedingt allerdings die Überwindung neuer Schwierigkeiten.

Die Aufsätze geben somit einen zusammenfassenden Überblick über die heute bestehenden Möglichkeiten, Grenz- und Kurzwellen auf Schiffen zu peilen. Je nach den betrieblichen Anforderungen wird man den einen oder anderen Weg wählen. Zu beachten ist, daß die durch die Ausbreitung über die Ionosphäre bedingten Peilfehler nicht betrachtet werden. Deshalb gelten die Ergebnisse nur für die Peilung von Bodenwellen. Dies ist keine wesentliche Einschränkung, da auf See bis zu einer Entfernung von einigen hundert Kilometern die Bodenwelle auch in den Nachtstunden meist überwiegt.

W. Hasselbeck

Kompensation der von linearen Rückstrahlern hervorgerufenen Funkfehlweisung bei Grenzwellen*)

Von G. Jäger

1. Einleitung

Der Funkpeiler als das älteste elektronische Navigationsgerät hat besonders wegen seiner Hilfe beim Auffinden in Seenot geratener Schiffe nichts von seiner Bedeutung verloren. Darüber hinaus ist er auch heute noch durch Anpeilen bekannter Sender (Funkfeuer) ein einfaches und bequemes Hilfsmittel bei der Standortbestimmung eines Schiffes.

Seit Einführung der internationalen Not- und Anruf Frequenz auf Grenzwellen (2,182 MHz) wurde der Wunsch nach Peilmöglichkeit in diesem Frequenzgebiet äußerst stark, und es wurden seitens der Industrie erhebliche Anstrengungen unternommen, um die im folgenden beschriebenen Peilschwierigkeiten zu meistern.

Befindet sich ein Schiff in Seenot, so kann es auf dieser Frequenz Rufzeichen aussenden, so daß benachbarte Schiffe mit Hilfe ihrer Peiler auf kürzestem Wege zu Hilfe kommen können. Es können auch Rettungsboote mit kleinen Sendern ausgestattet werden, so daß deren Auffindung erheblich erleichtert wird.

*) Auszug aus der von der Fakultät für Maschinenwesen und Elektrotechnik der Technischen Hochschule München genehmigten Dissertation.

Wenn man eine an Land einwandfrei funktionierende Peilanlage an Bord eines Schiffes installiert, so wird man feststellen, daß die elektrische von der optischen Peilung mehr oder weniger abweicht. Diese sogenannte Funkbeschickung hat ihre Ursache in der Tatsache, daß der Schiffskörper mit seinen Aufbauten als Rückstrahler wirkt und damit Sekundärwellen hervorruft, die sich dem einfallenden Primärfeld des zu peilenden Senders überlagern. Man hat schon Mitte der zwanziger Jahre erkannt, daß sich bei Langwelle der Schiffsrumpf ähnlich wie eine große Schleife verhält, die mit dem Peilrahmen verkoppelt ist. Die dadurch verursachten Fehler sind unschwer zu kompensieren [1] [2] [3] [4].

Bei Grenzwelle, also im Frequenzgebiet von 1,5 bis 4 MHz, sind die Verhältnisse erheblich komplizierter. Die geometrischen Abmessungen der Schiffsmaste sind hier vergleichbar mit der Wellenlänge, so daß ihre Rückstrahlfelder Werte annehmen können, die am Aufstellungsort des Peilrahmens größer sind als das Nutzfeld des fernen Senders, und eine Peilung somit unmöglich wird [5] [6]. Dabei wird schon vorausgesetzt, daß Bordantennen so beeinflußt werden können, daß ihr Resonanz-Sekundärfeld für den betrachteten Frequenzbereich vernachlässigbar wird [7] [8]. Da der Einfluß der Sekundärfelder mit wachsender Höhe des Rahmenaufstellungsortes abnimmt, erscheint es vorteilhaft, den Peilrahmen auf die Mastspitze zu stellen. Über die damit verbundenen Schwierigkeiten wird ausführlich in [9] [10] [11] berichtet; besonders wird auf den Aufsatz „Funkpeilung, insbesondere im Grenzwellenbereich, auf Schiffen in Seenotfällen“ von G. Gresky in diesem Heft hingewiesen.

Wegen des weitverbreiteten Wunsches, die Seenotfrequenz 2,182 MHz und den Grenzwellen-Sprechfunk anpeilen zu können, wurden seit einer Reihe von Jahren Schiffe mit Peilanlagen ausgerüstet, die außer dem Langwellen- auch den Grenzwellenbereich überstreichen, bei letzterem jedoch wegen der geschilderten Schwierigkeiten ungenügende Ergebnisse liefern. Es ist nun in den meisten Fällen — nicht zuletzt aus finanziellen Gründen — nicht möglich, an der Anlage mechanische Änderungen vorzunehmen und die Peilantenne z. B. auf die Mastspitze zu setzen.

In der vorliegenden Arbeit wird der Versuch unternommen, die Wirkung linearer Rückstrahler in der Umgebung ihrer Resonanz zu kompensieren, ohne die bereits installierte Peilanlage mechanisch ändern zu müssen, wobei ein Restfehler $< 5^\circ$ für diese Aufgabenstellung tragbar erscheint. Es wurde eine Kompensationsmethode abgeleitet, die es theoretisch gestattet, beliebig viele Rückstrahler vollkommen zu kompensieren. Da der Kompensierungsvorgang bei mehr als zwei Rückstrahlern außerordentlich kompliziert und aufwendig wird, beschränkte sich die praktische Aufgabenstellung auf zwei Rückstrahler. Bei Schiffen, auf denen mehr als zwei Rückstrahler Sekundärwellen liefern, die in derselben Größenordnung wie die Nutzfeldstärke des zu peilenden Senders liegen, scheidet dieses Verfahren aus. Es konnten mittels Modellversuchen an Land ein bzw. zwei Rückstrahler in beliebiger Lage einwandfrei kompensiert werden. Dieses Kompensationsverfahren wurde an Bord des VFS „Gauß“ (850 BRT) und des TMS „Jeverland“ (10 000 BRT) erprobt.

2. Peilfehler, ermittelt aus den errechneten Störfeldstärken eines bzw. zweier Rückstrahler

Ziel dieser theoretischen Betrachtung ist die Fehlerabschätzung bei vorhandenem Takelplan oder anderweitig bekannten Aufbauten eines Schiffes. Die vertikalen Schiffsaufbauten werden auf Linearantennen zurückgeführt, und im folgenden wird der Peilfehler ermittelt, den eine Linearantenne verursacht. Zunächst wird die elektrische und magnetische Störfeldstärke nach Betrag und Phase für den jeweiligen Rahmenaufstellungsort berechnet, während anschließend der durch die Überlagerung von Nutz- und Störfeld erzeugte Peilfehler bestimmt wird. In [12] sind die Rückstrahlfelder einer unbelasteten Linearantenne als Funktion des Antennenstromes ausgerechnet. In Erweiterung dazu werden im folgenden die Sekundärfelder eines kapazitiv belasteten Rückstrahlers als Funktion des primären Nutzfeldes berechnet.

Der unsymmetrische Vertikalstrahler wird wegen der als unendlich gut leitend angenommenen Erdoberfläche durch sein Spiegelbild ergänzt. Wir erhalten damit eine symmetrische Antenne, deren Eingangswiderstand dem doppelten gemessenen Wert entspricht. Ausgehend von den *Maxwell'schen* Gleichungen wird der *Hertz'sche* Vektor eingeführt, da sich dann sämtliche Feldgrößen durch reine Differentiationen ergeben.

Zur Ermittlung des Sekundärfeldes, das sich als Summe einzelner Dipolfelder ergibt, ist zunächst die Kenntnis der Stromverteilung auf der Antenne nötig.

Wir fassen nun die Antenne als verlustlose Doppelleitung auf, bei der sinusförmige Stromverteilung besteht. Diese zunächst willkürliche Annahme wurde ursprünglich durch die gute Übereinstimmung von Rechnung und Experiment, später durch die strengen Antennentheorien [12] gerechtfertigt. Die Endkapazitäten werden als kapazitiver Abschluß der Leitung und damit als Leitungsverlängerung aufgefaßt. Zur Ermittlung des

Eingangswiderstandes müssen wir allerdings die Antenne als Leitung mit gleichmäßig verteiltem Induktivitäts- und Kapazitätsbelag und aus der Strahlungsleistung berechneten Widerstandsbelag auffassen, da eine verlustlose Leitung bei bestimmten Längen den Widerstand Null bzw. ∞ hat. Wie die experimentellen Ergebnisse zeigen werden, genügt es, für den Widerstandsbelag den aus der durch sinusförmige Stromverteilung erzeugten Strahlungsleistung berechneten Wert, für den Wellenwiderstand die statischen Werte zu verwenden.

Wir erhalten damit das Rückstrahlfeld nach Betrag und Phase als Funktion des Antennenstromes. Dieser wird mittels des berechneten Eingangswiderstandes und der Effektivhöhe aus der am Ort des Rückstrahlers vorhandenen Nutzfeldstärke ermittelt. Nun wird aus der Summe mehrerer Felder die Lage der entstehenden Drehfeldellipse bestimmt. Der Winkel f , um den die Hauptachse aus der X-Achse (Achse der Nutzwelle) herausgedreht ist, ist dann der gesuchte Peilfehler; das Achsenverhältnis der Ellipse stellt die Trübung dar (Bild 3).

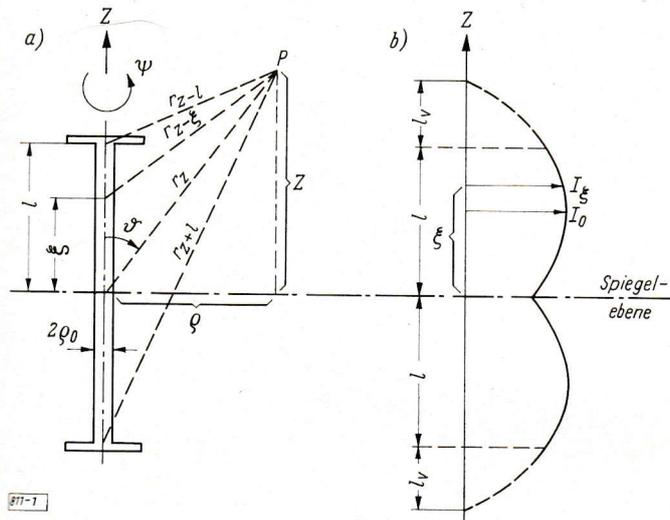


Bild 1: a) Geometrie, b) Stromverteilung einer belasteten Linearantenne zur Bestimmung des Feldes im Punkt P auf spiegelnder Ebene

2.1 Berechnung der Sekundärfelder linearer Rückstrahler

Für zeitlich harmonische Vorgänge ergibt sich aus [12] der Hertz'sche Vektor für Linearantennen ($r \gg \varrho_0$) bei gegebenem, später noch zu ermittelndem Strom I für den Punkt P (vgl. Bild 1 a) mit $k_0 = 2\pi/\lambda_0$; $\lambda_0 =$ Wellenlänge im Vakuum.

$$\underline{H} = \frac{1}{4\pi j \omega \epsilon_0} \int_{l_1}^{l_2} \underline{I}_\xi \frac{e^{-jk_0 r_{z-\xi}}}{r_{z-\xi}} d\xi; \quad (1)$$

$$r_{z-\xi} = \sqrt{\varrho^2 + (z-\xi)^2}.$$

Der Strom auf der Antenne ist gemäß Bild 1 b

$$\begin{aligned} \underline{I}_\xi &= \underline{I}_0 \sin k_0 (l + l_v - \xi) & \text{für } 0 \leq \xi \leq l \\ \underline{I}_\xi &= \underline{I}_0 \sin k_0 (l + l_v + \xi) & \text{für } -l \leq \xi \leq 0. \end{aligned} \quad (2)$$

Hierbei ist l_v die von der Dachkapazität hervorgerufene Verlängerung der Antenne.

Wird Gl. (1) unter Berücksichtigung von Gl. (2) integriert, so ergibt sich für \underline{H} mit folgenden Abkürzungen:

$$\begin{aligned} v_z &= -k_0 \left[\sqrt{\varrho^2 + z^2} + z \right]; & u_z &= -k_0 \left[\sqrt{\varrho^2 + z^2} - z \right]; \\ v_{z+l} &= -k_0 \left[\sqrt{\varrho^2 + (z+l)^2} + z+l \right]; & u_{z+l} &= -k_0 \left[\sqrt{\varrho^2 + (z+l)^2} - z-l \right]; \\ v_{z-l} &= -k_0 \left[\sqrt{\varrho^2 + (z-l)^2} + z-l \right]; & u_{z-l} &= -k_0 \left[\sqrt{\varrho^2 + (z-l)^2} - z+l \right]; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\underline{H} = \frac{\underline{I}_0}{8\pi\omega\epsilon_0} \begin{bmatrix} \exp\{jk_0(l+l_v+z)\} (Ei(jv_z) - Ei(jv_{z+l})) \\ + \exp\{-jk_0(l+l_v+z)\} (Ei(ju_z) - Ei(ju_{z+l})) \\ + \exp\{jk_0(z-(l+l_v))\} (Ei(jv_z) - Ei(jv_{z-l})) \\ + \exp\{-jk_0(z-(l+l_v))\} (Ei(ju_z) - Ei(ju_{z-l})) \end{bmatrix}.$$

In komplexer Schreibweise gilt mit $\varepsilon = \varepsilon_0$ und $k = k_0$

$$\underline{H}_\psi = -j \omega_0 \varepsilon_0 \frac{\partial \Pi}{\partial \rho} \quad \underline{E}_z = k_0^2 \Pi + \frac{\partial^2 \Pi}{\partial z^2} \quad (4) \quad (5)$$

Mit Gl. (3) erhalten wir für die magnetische Feldstärke \underline{H}_ψ und die elektrische Feldstärke \underline{E}_z folgende Ausdrücke:

$$\underline{H}_\psi = \frac{I_0}{4 \pi \rho} \sqrt{A^2 + B^2} e^{i \varphi_H}; \quad \varphi_H = \arctan \frac{B}{A} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} A &= \cos k_0 l_v \left\{ \sin k_0 r_{z+l} + \sin k_0 r_{z-l} \right\} + \\ &+ \sin k_0 l_v \left\{ \frac{z+l}{r_{z+l}} \cos k_0 r_{z+l} - \frac{z-l}{r_{z-l}} \cos k_0 r_{z-l} \right\} \\ &- 2 \sin k_0 r_z \cos k_0 (l + l_v) \end{aligned} \quad \begin{aligned} B &= \cos k_0 l_v \left\{ \cos k_0 r_{z+l} + \cos k_0 r_{z-l} \right\} - \\ &- \sin k_0 l_v \left\{ \frac{z+l}{r_{z+l}} \sin k_0 r_{z+l} - \frac{z-l}{r_{z-l}} \sin k_0 r_{z-l} \right\} \\ &- 2 \cos k_0 r_z \cos k_0 (l + l_v). \end{aligned}$$

$$\underline{E}_z = \frac{I_0 z_0}{4 \pi} \sqrt{C^2 + D^2} e^{i \varphi_E}; \quad \varphi_E = \arctan \frac{D}{C} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} C &= -\cos k_0 l_v \left\{ \frac{1}{r_{z+l}} \sin k_0 r_{z+l} + \frac{1}{r_{z-l}} \sin k_0 r_{z-l} \right\} + \sin k_0 l_v \left\{ \frac{z-l}{(r_{z-l})^2} \cos k_0 r_{z-l} - \frac{z+l}{(r_{z+l})^2} \cos k_0 r_{z+l} \right\} + \\ &+ \frac{\sin k_0 l_v}{k_0} \left\{ \frac{z+l}{(r_{z+l})^3} \sin k_0 r_{z+l} - \frac{z-l}{(r_{z-l})^3} \sin k_0 r_{z-l} \right\} + \frac{2}{r_z} \cos k_0 (l + l_v) \sin k_0 r_z; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D &= \cos k_0 l_v \left\{ \frac{1}{r_{z+l}} \cos k_0 r_{z+l} + \frac{1}{r_{z-l}} \cos k_0 r_{z-l} \right\} + \sin k_0 l_v \left\{ \frac{z-l}{(r_{z-l})^2} \sin k_0 r_{z-l} - \frac{z+l}{(r_{z+l})^2} \sin k_0 r_{z+l} \right\} + \\ &+ \frac{\sin k_0 l_v}{k_0} \left\{ \frac{z-l}{(r_{z-l})^3} \cos k_0 r_{z-l} - \frac{z+l}{(r_{z+l})^3} \cos k_0 r_{z+l} \right\} - \frac{2}{r_z} \cos k_0 (l + l_v) \cos k_0 r_z. \end{aligned}$$

Den Antennenstrom \underline{I}_0 im Strombauch der Antenne als Funktion der Nutzfeldstärke \underline{E}_N des fernen Senders erhalten wir, wenn wir die Antenne durch das Schema in Bild 2 ersetzen:

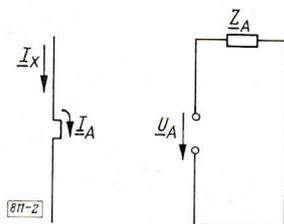


Bild 2: Ersatzbild eines vertikalen Rückstrahlers

$$\text{Fußpunktstrom } \underline{I}_A = \underline{U}_A / Z_A; \quad (8)$$

$$\underline{U}_A = \underline{E}_N \cdot l_w. \quad (9)$$

Die wirksame Länge der Antenne ist $(l + l_v < \lambda/2)$

$$l_w = \frac{\lambda}{\pi} \frac{1 - \cos k_0 (l + l_v)}{\sin k_0 (l + l_v)}. \quad (10)$$

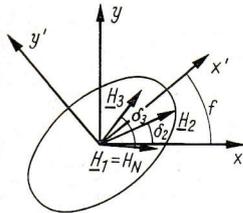
Aus den Gln. (2), (8), (9) und (10) wird

$$\underline{I}_0 = \frac{\underline{E}_N}{Z_A} \frac{\lambda}{\pi} \frac{1 - \cos k_0 (l + l_v)}{\sin^2 k_0 (l + l_v)}. \quad (11)$$

Unbekannte Größen sind jetzt noch der Eingangswiderstand \underline{Z}_A der Antenne und die Verlängerung l_v durch die Dachkapazität. \underline{Z}_A ist aus [12] bekannt. l_v erhalten wir näherungsweise aus [13].

2.2 Berechnung von Peilfehler und Trübung für ein vorgegebenes Feldbild

Zur Berechnung des Peilfehlers sei angenommen, daß sich die Nutzfeldstärke H_N in der X -Achse befindet und zwei Störfelder H_2, H_3 gemäß Bild 3 räumlich um die Winkel δ_2, δ_3 dazu verdreht sind. Diese drei Feldstärken (die horizontal polarisiert sein sollen, da vertikal polarisierte Anteile keinen Beitrag zur Rahmen-durchflutung liefern) ergeben im Raum eine Drehfeldellipse, deren Hauptachse X' um den Winkel f aus der X -Achse herausgedreht ist und die das Achsenverhältnis t hat.



BII-3

Bild 3: Drehfeldellipse, resultierend aus drei Feldstärkevektoren, zur Vereinfachung H_N (Nutzfeld) in der X -Achse

$$\begin{aligned} \underline{H}_1 &= H_{\text{Nutz}} = H_N \{1, 0\} \\ \underline{H}_2 &= H_2 e^{i\varphi_2} \quad \{\cos \delta_2, \sin \delta_2\} \\ \underline{H}_3 &= H_3 e^{i\varphi_3} \quad \{\cos \delta_3, \sin \delta_3\} \end{aligned} \quad (12)$$

Wenn wir nun im Goniometer, in dem das Feld am Ort des Peilrahmens nachgebildet wird, die Rotorspule drehen, so erhalten wir zwei Maxima entsprechend den großen Achsen X' der Ellipse und zwei Minima entsprechend den kleinen Achsen Y' . Das Verhältnis dieser beiden Spannungen ist ein Maß für die Peilbarkeit des Senders und wird Trübung t genannt. Falls beide Achsen gleich groß sind, entsprechend zirkularer Polarisation, ist der Sender nicht peilbar; bei jeder Rotorstellung erhalten wir die gleiche Peilspannung. Der

Winkel, um den die große Achse der Ellipse von der Nutzfeldstärke H_N abweicht, ist der Peilfehler f . Zur Berechnung von f und t projizieren wir \underline{H}_N und \underline{H}_S zuerst auf das Koordinatensystem XY und dann auf das Koordinatensystem $X' Y'$.

Da die Komponenten $\underline{H}_{X'}$ und $\underline{H}_{Y'}$ eine zeitliche Phasenverschiebung von 90° haben, erhalten wir mit $\text{Re}(\underline{H}_{X'}/\underline{H}_{Y'}) = 0$ Peilfehler und Trübung. Es ergibt sich:

$$\tan f = -\frac{a_1}{a_2} \pm \sqrt{1 + \frac{a_1^2}{a_2^2}} \quad (13)$$

mit

$$\begin{aligned} a_1 &= 1 + (H_2/H_N)^2 \cos 2\delta_2 + (H_3/H_N)^2 \cos 2\delta_3 + \\ &\quad + 2 H_3/H_N \cos \varphi_3 \cos \delta_3 + 2 H_2/H_N \cos \varphi_2 \cos \delta_2 + \\ &\quad + 2 H_2 H_3/H_N^2 \cos(\delta_2 + \delta_3) \cos(\varphi_2 - \varphi_3); \\ a_2 &= (H_2/H_N)^2 \sin 2\delta_2 + (H_3/H_N)^2 \sin 2\delta_3 + \\ &\quad + 2 H_3/H_N \cos \varphi_3 \sin \delta_3 + 2 H_2/H_N \cos \varphi_2 \sin \delta_2 \\ &\quad + 2 H_2 H_3/H_N^2 \sin(\delta_2 + \delta_3) \cos(\varphi_2 - \varphi_3). \end{aligned}$$

$$t^2 = \frac{b \tan^2 f - d \tan f + c}{c \tan^2 f + d \tan f + b} \quad (14)$$

mit

$$\begin{aligned} b &= 1 + \left(\frac{H_2}{H_N}\right)^2 \cos^2 \delta_2 + \left(\frac{H_3}{H_N}\right)^2 \cos^2 \delta_3 + 2 \frac{H_2 H_3}{H_N^2} \cos \delta_2 \cos \delta_3 \cos(\varphi_2 - \varphi_3) + \\ &\quad + 2 \frac{H_2}{H_N} \cos \delta_2 \cos \varphi_2 + 2 \frac{H_3}{H_N} \cos \delta_3 \cos \varphi_3; \end{aligned}$$

$$c = \left(\frac{H_2}{H_N}\right)^2 \sin^2 \delta_2 + \left(\frac{H_3}{H_N}\right)^2 \sin^2 \delta_3 + 2 \frac{H_2 H_3}{H_N^2} \cos(\varphi_2 - \varphi_3) \sin \delta_2 \sin \delta_3;$$

$$\begin{aligned} d &= \left(\frac{H_2}{H_N}\right)^2 \sin 2\delta_2 + \left(\frac{H_3}{H_N}\right)^2 \sin 2\delta_3 + 2 \frac{H_2 H_3}{H_N^2} \cos(\varphi_2 - \varphi_3) \sin(\delta_2 + \delta_3) + \\ &\quad + 2 \frac{H_2}{H_N} \cos \varphi_2 \sin \delta_2 + 2 \frac{H_3}{H_N} \cos \varphi_3 \sin \delta_3. \end{aligned}$$

Die angegebene Formel für den Peilfehler f ist vierdeutig. Von den beiden Vorzeichen trifft je eines für die beiden Maxima und eines für die beiden Minima der Ellipse zu. Wir berechnen die Trübung t aus einem berechneten Fehlerwinkel nach Gl. (13). Wird $t < 1$, war das gewählte Vorzeichen richtig, bei $t > 1$ ist das andere Vorzeichen zu nehmen. Die beiden richtigen Lösungen der Gl. (13), die sich gemäß der Tangensfunktion um 180° unterscheiden, entsprechen den beiden Peilminima. Zur eindeutigen Seitenbestimmung einer Peilung addiert man zur maximalen Rotorspannung \underline{U}_R des Goniometers die Spannung \underline{U}_A einer Hilfsantenne mit Rundcharakteristik. Durch Schaltmittel im Empfänger wird erreicht, daß bei ungestörtem Außenfeld \underline{U}_A nach Betrag und Phase gleich \underline{U}_R wird. Wenn wir nun die Ausgangsspannung als Funktion des Goniometerdrehwinkels betrachten, erhalten wir eine Kardioid, die nur noch eine Nullstelle hat; die Peilung ist also eindeutig. In der Praxis geht die Seitenkennung nun so vor sich, daß mittels des sogenannten Peil-Seitenschalters einmal die Spannung \underline{U}_A zur Spannung \underline{U}_R addiert und einmal subtrahiert wird. Diese beiden Stellungen des Schalters erhalten Farbbezeichnungen (Seite rot — Seite blau), die dem Goniometerzeiger (der ebenfalls mit rot bzw. an der um 180° versetzten Seite mit blau gekennzeichnet ist) zugeordnet sind.

Je nachdem, ob bei rot oder blau die geringere Empfängerspannung auftritt, liest man an der roten bzw. der blauen Zeigerhälfte ab. Das Verhältnis der Empfängerspannungen in den beiden Schalterstellungen nennt man Seitenverhältnis. Ohne Störung ist

$$\underline{U}_R = \underline{U}_A \sim \underline{E}_N \cdot h_{\text{eff}} = \underline{H}_N \cdot Z_0 \cdot h_{\text{eff}} \quad (15)$$

\underline{E}_N = elektrische Nutzfeldstärke, \underline{H}_N = magnetische Nutzfeldstärke, $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120 \pi [\Omega]$,

h_{eff} = elektrische Höhe der Hilfsantenne.

Das Seitenverhältnis V_S wird für diesen Fall unendlich.

$$V_S = \left| \frac{\underline{U}_A + \underline{U}_R}{\underline{U}_A - \underline{U}_R} \right| \quad (16)$$

Bei Anwesenheit eines Rückstrahlers werden in dessen Nahfeld die normalen Phasen- und Amplitudenbeziehungen zwischen \underline{E} und \underline{H} und demnach auch zwischen \underline{U}_A und \underline{U}_R gestört. Ist φ_{AR} die Phasendifferenz zwischen \underline{U}_A und \underline{U}_R , dann ist das Seitenverhältnis

$$\begin{aligned} V_S &= \sqrt{\frac{|\underline{U}_A|^2 + |\underline{U}_R|^2 + 2|\underline{U}_A \underline{U}_R| \cos \varphi_{AR}}{|\underline{U}_A|^2 + |\underline{U}_R|^2 - 2|\underline{U}_A \underline{U}_R| \cos \varphi_{AR}}} \\ &= \sqrt{\frac{1 + |q|^2 + 2|q| \cos \varphi_{AR}}{1 + |q|^2 - 2|q| \cos \varphi_{AR}}} \\ q &= |q| = \left| \frac{\underline{U}_A}{\underline{U}_R} \right|. \end{aligned} \quad (17)$$

Obige Gleichung läßt erkennen: V_S wird größer 1, wenn φ_{AR} im 1. oder 4. Quadranten liegt; V_S wird kleiner 1, wenn φ_{AR} im 2. oder 3. Quadranten liegt.

Eine falsche Seitenbestimmung haben wir, wenn V_S kleiner 1 wird. Bei $V_S = 1$ ist eine Seitenbestimmung unmöglich. Eine falsche Seitenanzeige hat ihre unmittelbare Ursache nur in einer Phasenverdrehung durch den Rückstrahler. Eine Störung des Amplitudenverhältnisses q durch ihn geht nur indirekt ein, da in Gl. (17) q durch $1/q$ ersetzt werden kann. Wird q sehr groß oder sehr klein, dann nähert sich $V_S \rightarrow 1$, d. h. in der Praxis ist eine Seitenbestimmung nicht mehr möglich. q berechnet sich aus der Tatsache, daß die Rahmenspannung \underline{U}_R auf die magnetische Feldstärke, die Hilfsantennenspannung \underline{U}_A jedoch auf die vertikale Komponente der elektrischen Feldstärke anspricht ($\underline{H}_N, \underline{H}_S; \underline{E}_N, \underline{E}_S$ jeweilige Nutz- bzw. Störkomponente).

$$\underline{q} = q e^{i\varphi_{AR}} = \frac{\underline{E}_{\text{ges}}}{\underline{H}_{\text{ges}} Z_0} = \frac{\underline{E}_N + \underline{E}_S}{(\underline{H}_N + \underline{H}_S) Z_0} = \frac{1 + \underline{E}_S/\underline{E}_N}{1 + \underline{H}_S/\underline{H}_N} \quad (18)$$

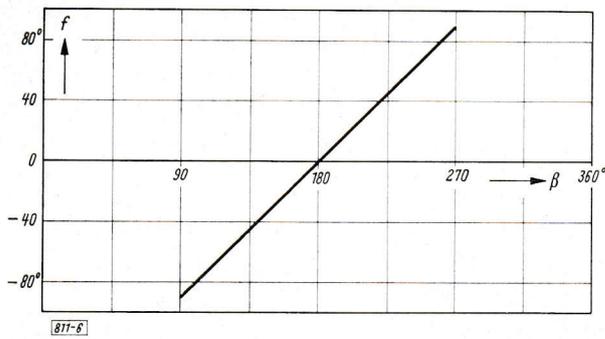


Bild 6: Peilfehler als Funktion der Funkpeilung für $H_S/H_N = 1$; $\varphi_S = 180^\circ$

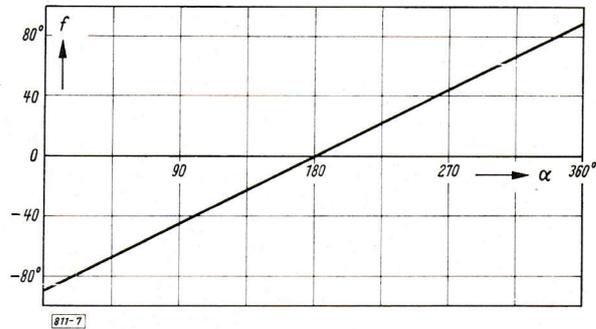


Bild 7: Peilfehler als Funktion des optischen Azimuts für $H_S/H_N = 1$; $\varphi_S = 180^\circ$

Gl. (13) statt Gl. (21) angewendet werden. Für ein Störverhältnis $H_S/H_N = 0,5$ wurde der Fall $q/\lambda = 1/4$ (Bild 10), $q/\lambda = 3/8$ (Bild 11) und $q/\lambda = 1/2$ (Bild 12) ausgewertet.

Die bisher berechneten Kurven sollen noch kurz diskutiert werden. Bei Bild 5 war ein Störverhältnis $H_S/H_N < 1$ angenommen worden, die Phasenlaufzeit der elektromagnetischen Welle zwischen Rückstrahler und Peilrahmen wurde vernachlässigt. Damit mußte der Fehler rein halbkreisig, d. h. $f \sim \sin \beta$, werden. Diese Verhältnisse sind bei Langwelle anzutreffen. Bei Grenzwelle wird diese Kurve deshalb nie gemessen, weil bei dem üblichen Abstand Störer-Rahmen > 10 m die Phasenlaufzeit nicht mehr vernachlässigbar ist. Bei einer Verkleinerung des Abstandes unter 10 m ist das Störverhältnis stets > 1 (vgl. Bild 15).

sich in Abhängigkeit von β der bekannte Sinusverlauf (Bild 5). Der Maximalfehler $f_{\max} = \arcsin(H_S/H_N)$ tritt bei $(\beta - \gamma) = 90^\circ, 270^\circ$ auf. Diese Kurve geht mit größer werdendem H_S/H_N in die Kurve für $H_S/H_N = 1$ über (Bild 6). Als Funktion des optischen Azimuts α wird der Peilfehler eine Gerade (Bild 7).

Wird das Störverhältnis > 1 , d. h. das Störfeld wird größer als das Nutzfeld, dann wächst der Peilfehler von 0° bis 180° und nähert sich mit größer werdendem H_S/H_N der Geraden $f = \alpha$ (Bild 8). Der Grenzfall $H_S/H_N = \infty$ bedeutet, daß im Gegensatz z. B. zu Bild 5, wo zu jedem β ein bestimmtes α gehört, $\beta = 180^\circ = \text{const}$ für jedes α wird.

Für den Praktiker ist der Fehlerverlauf in Abhängigkeit von β interessant, da das optische Azimut α unbekannt ist; es ergibt sich die abstruse Kurve 9. Die Anzeige ist nicht eindeutig und nicht korrigierbar, die Peilung „klebt“.

Die Wirkung des Faktors $2\pi q/\lambda$ kann für $q/\lambda < 0,1$ vernachlässigt werden. Für größere Abstände Rahmen-Rückstrahler muß sein Einfluß auf den Peilfehler berücksichtigt und die exakte

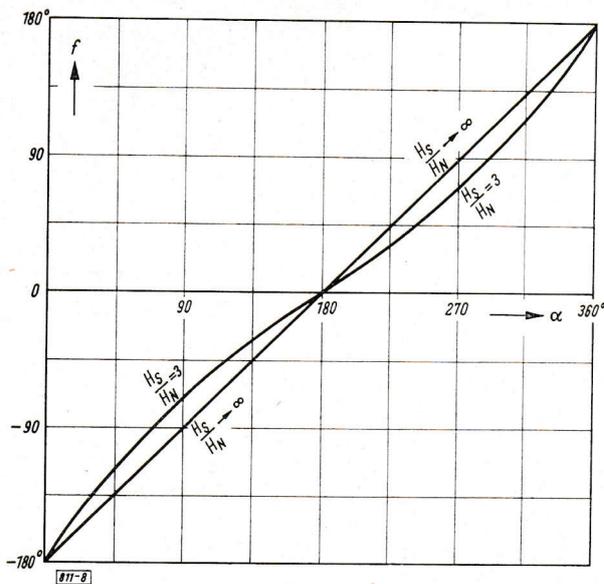


Bild 8: Peilfehler als Funktion des optischen Azimuts für $H_S/H_N = 3$ bzw. ∞ ; $\varphi_S = 180^\circ$

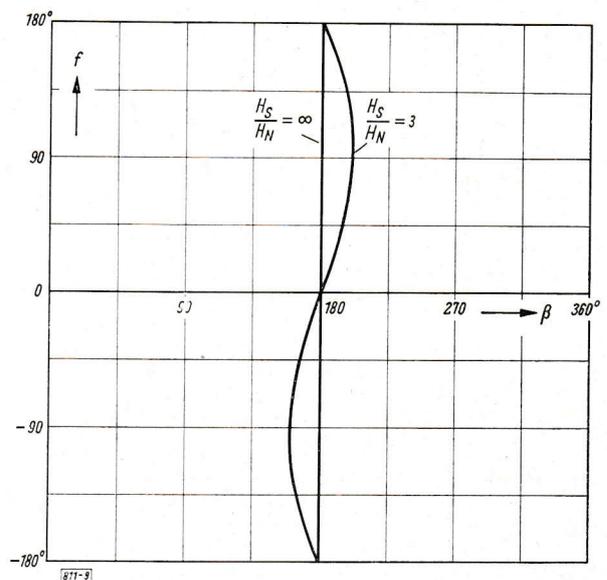


Bild 9: Peilfehler als Funktion der Funkpeilung für $H_S/H_N = 3$ bzw. ∞ ; $\varphi_S = 180^\circ$

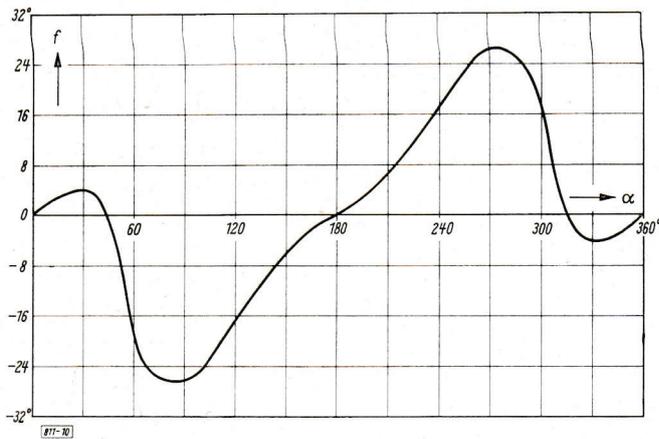


Bild 10: Peilfehler für $H_S/H_N = 0,5$ als Funktion des optischen Azimuts wie in Bild 5 aber für $q/\lambda = 1/4$; (q = Abstand: Rückstrahler zum Peilrahmen)

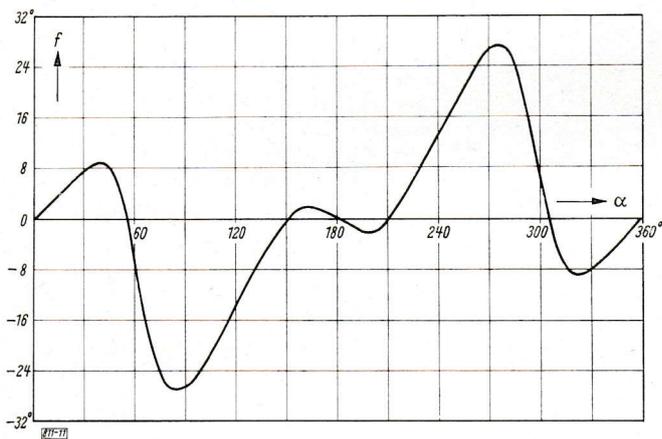


Bild 11: Peilfehler wie in Bild 10 für $q/\lambda = 3/8$

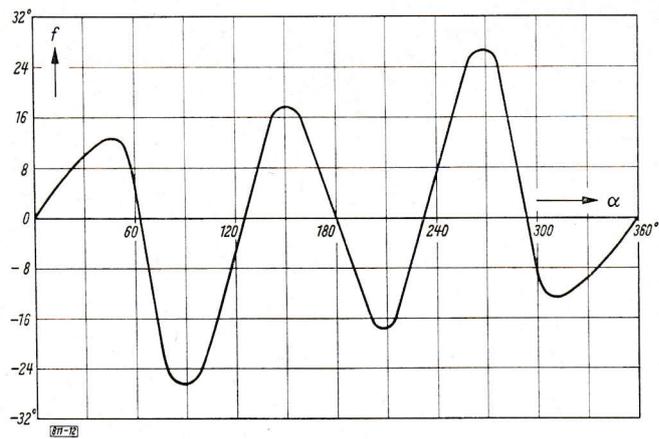


Bild 12: Peilfehler wie in Bild 10 für $q/\lambda = 1/2$

Die Bilder 6 und 7 stellen einen interessanten Sonderfall dar. Bei der gewählten Anordnung, Rückstrahler auf der Verbindungslinie Sender-Rahmen für $\alpha = 0^\circ$, sollte man annehmen, daß der Peilfehler für dieses Azimut 0° bzw. 180° beträgt, da der Querrahmen nicht vom Rückstrahler beeinflusst wird. Im hier vorliegenden Falle haben wir jedoch eine Sprungstelle des Peilfehlers für $\alpha = 0^\circ$, in der unmittelbaren Umgebung ist er praktisch 90° . Der physikalische Grund für diese Besonderheit ist der, daß bei $\alpha = 0^\circ$ die im Längsrahmen induzierte Nutz- und Störspannung gleiche Amplitude und Gegenphase haben, die Gesamtspannung also zu Null wird. Damit ist der gesamte Peilrahmen spannungslos, und die Definition eines Peilfehlers wird sinnlos. In unmittelbarer Umgebung von $\alpha = 0^\circ$ hat die Nutzspannung im Längsrahmen nach einer Cosinus-Funktion ab-, im Querrahmen nach einer Sinus-Funktion zugenommen. Da nun $d(\cos x)/dx \ll d(\sin x)/dx$ für kleine x , ist die Spannung des Längsrahmens klein gegen die Spannung des Querrahmens und somit der Peilfehler nahezu 90° .

Die Bilder 8 und 9 zeigen den Peilfehler für Störverhältnisse $H_S/H_N > 1$. Daß dieser für $\alpha = 0^\circ$ einen Wert von -180° hat, erklärt sich aus der Tatsache, daß die Phasenverschiebung des Störstrahlers zum Nutzfeld 180° beträgt und er damit wie hinter dem Rahmen stehend wirkt. Da wir wegen $H_S/H_N > 1$ nur den Rückstrahler peilen, ist der Peilfehler also 180° . Für größer werdenden Abstand Rückstrahler-Peilrahmen kann die azimutabhängige Phasenlaufzeit nicht mehr vernachlässigt werden, und wir erhalten die in der Praxis häufig gemessenen viertel-, sechstel- und achteckigen Fehleranteile (Bilder 10 bis 12).

4. Kompensation eines oder zweier linearer Rückstrahler für die Frequenz 2,182 MHz

Bei der Seenoerfrequenz im Grenzwellenbereich, also einer Wellenlänge von 137 m, sind die Schiffsmaste, deren Stagen, Pardunen usw. stark verlängernd wirken, häufig in der Nähe ihrer $\lambda/4$ -Resonanz, so daß ihr Sekundärfeld am Rahmenaufstellungsort erheblich größer als das Nutzfeld des fernen Senders sein kann. In den beiden Hälften des Kreuzrahmens werden also, sowohl vom Nutzfeld des zu peilenden Senders wie auch von den verschiedenen Rückstrahlfeldern, Ströme induziert, so daß die erhaltenen Peilwerte mehr oder weniger fehlerbehaftet sind. Eine exakte Peilung können wir nur dann erhalten, wenn in den Rahmenkanälen die von den Rückstrahlern verursachten Ströme (im folgenden kurz Störströme genannt) zu Null gemacht werden,

ohne daß hierbei an den direkt vom Sender induzierten Strömen — Nutzströmen — etwas geändert wird. Wenn es gelingt, einem vorhandenen Störstrahler die Spannung zu entnehmen, die nach Einstellung von Betrag und Phase eine genau entgegengesetzte Einströmung in die Rahmenkanäle liefert wie der Störer durch seine Strahlungskopplung mit dem Peilrahmen, und wenn ferner — wie im folgenden bewiesen wird — die Kompensation der Störströme durch diese zusätzliche Einströmung azimutunabhängig wird, hat der Rückstrahler keinen Einfluß mehr auf das Peilergebnis. Bei Vorhandensein mehrerer Störstrahler muß jedem einzelnen exakt die Spannung entnommen werden, die zu seiner Kompensation als einziger Rückstrahler erforderlich ist. Damit versteht sich von selbst, daß aus Aufwandsgründen die Aufgabenstellung auf maximal zwei Rückstrahler beschränkt blieb.

Das am Rahmenort auftretende Störfeld H_S bzw. die zu H_S proportionale Spannung \underline{U}_S soll exakt nach Betrag und Phase kompensiert werden. Dies kann man z. B. erreichen, indem man vom Rückstrahler selbst eine Kompensationsspannung \underline{U}_K abzapft und diese über zwei Phasen- und Amplitudenregler getrennt an die beiden Rahmeneingänge des Empfängers legt [14] [15]. Diese Einstellung ist unabhängig vom Einfallazimut der Senderwelle, wie gezeigt werden wird. Wir rechnen statt mit Feldstärken mit den dazu proportionalen Spannungen. In System 1 (Kreuzrahmenhälfte AB, vgl. Bild 13) wirkt die Spannung $\underline{U}_S = U_S e^{i\varphi_S}$. Der Phasenwinkel φ_S ist nach Gl. (19)

$$\varphi_S = \varphi_{S0} + 180^\circ + (2\pi \varrho/\lambda) \cos(\alpha - \gamma).$$

Zur Kompensation benötigen wir die Kompensationsspannung $\underline{U}_K = U_K e^{i\varphi_K}$. Das liefert die Kompensationsbedingung $U_K = U_S$; $\varphi_K = \varphi_S + 180^\circ$. Die abgegriffene Kompensationsspannung ist proportional zum Strom, der im Rückstrahler fließt. Ihre Phase, wieder bezogen auf die Primärwelle am Rahmenort, wird also einen von α unabhängigen Anteil φ_{K0} haben, der vom Resonanzzustand des Mastes und dem Auskoppelnetzwerk verursacht wird, ferner einen durch die Laufzeit der Welle hervorgerufenen, azimutabhängigen Teil sowie schließlich den im Kompensationsvierpol einstellbaren Anteil φ_{Ph}

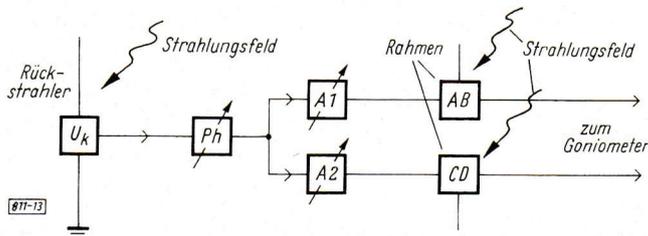


Bild 13: Kompensation des gestörten Rahmenfeldes AB, CD durch Kompensationsspannung U_K mit Amplituden- und Phaseneinstellung

$$\varphi_K = \varphi_{K0} + (2\pi \varrho/\lambda) \cos(\alpha - \gamma) + \varphi_{Ph}.$$

Der azimutabhängige Teil ist gleich wie für φ_S . Dieser ist durch die Phase des Erregerfeldes des Rückstrahlers bedingt und für \underline{U}_S und \underline{U}_K gleich. Aus obigen Gleichungen ergibt sich die feste Einstellung des Phasenschiebers:

$$\varphi_{Ph} = \varphi_{S0} - \varphi_{K0} = \text{konstant.}$$

Wirkt der Störstrahler auf beide Rahmenhälften, so sind theoretisch zwei Kom-

pensationsspannungen gleicher Phase notwendig, entsprechend

$$U_{K1} = U_{S1} = U_S \cdot \cos \gamma; \quad U_{K2} = U_{S2} = U_S \cdot \sin \gamma.$$

Für die Kompensation eines Rückstrahlers in beliebiger Lage ergibt sich demnach ein Blockbild gemäß Bild 13. Wirken gleichzeitig mehrere lineare Rückstrahler auf den Peilrahmen, dann muß für eine exakte, azimutunabhängige Kompensation jeder Störer für sich kompensiert werden. Das heißt, wir müssen von jedem Rückstrahler eine Spannung abgreifen und diese amplituden- und phasenrichtig an den Goniometerzugang parallel legen.

5. Experimenteller Nachweis mittels Modellversuchen an Land

Es wurden zwei etwa 16 m lange Rohre als Nachbildung von Schiffsmasten aufgestellt, deren Resonanzfrequenz durch Dachkapazitäten auf 3 MHz gebracht wurde. Da bei dieser Frequenz das Rückstrahlungsfeld einen Maximalwert hat und damit den ungünstigsten Fall für die Kompensation darstellt, wurde bei den im folgenden beschriebenen Arbeiten stets diese Frequenz gewählt (Bild 14).

Das Sekundärfeld eines derartigen Rückstrahlers wurde für die Frequenz $f = 3$ MHz als Funktion des Abstandes ϱ theoretisch und experimentell ermittelt (Bild 15). Selbst für Abstände $\varrho > 10$ m sind die Rückstrahlwerte hoch, so daß — wie später berechnet wird — große Peilfehler verursacht werden. Bei Versuchen mit

nur einem Rückstrahler liegt der andere offen. Er ist zwar dann nicht vollkommen wirkungslos, doch kann seine Wirkung gegenüber der eines in Resonanz befindlichen Rückstrahlers vernachlässigt werden. Für die nachfolgend beschriebenen Versuche wurde durchweg eine Telefunken-Goniometer-Peilanlage mit Telegon II und Kreuzrahmen verwendet. Bei der Messung wird ein kleiner, tragbarer Sender angepeilt und das Peilergebnis mit dem optischen Azimut verglichen. Als „Kompensationsquelle“ wurden vier Ferritspulen symmetrisch zum Rückstrahler angeordnet, hintereinandergeschaltet und mittels eines Übertragers an den Eingang des Phasen- und Amplituden-Regelvierpols angepaßt. Durch die symmetrische Anordnung der Ferritspulen kann nur das Magnetfeld des Rückstrahlers eine Spannung induzieren. Die Spannungen, die vom Magnetfeld des zu peilenden Senders induziert werden, heben sich gegenseitig auf (Bild 16a, b).

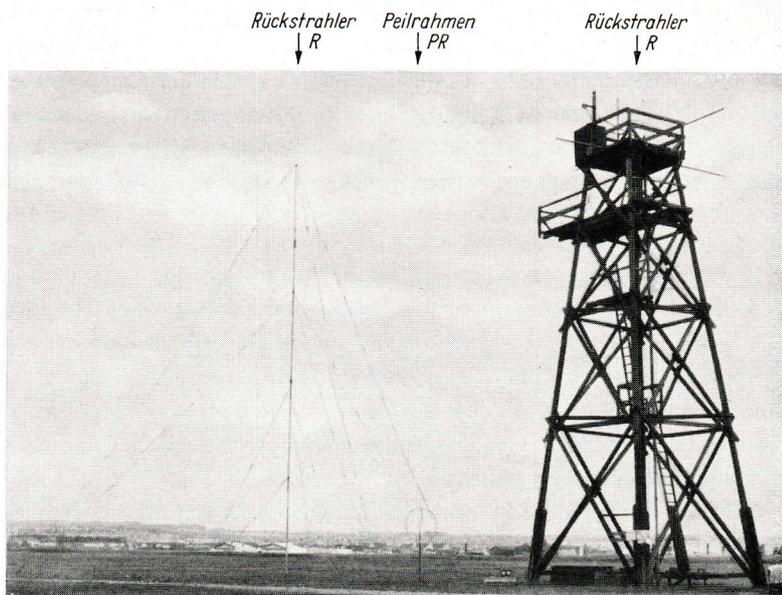


Bild 14: Nachbildung zweier rückstrahlender Schiffsmaste mit Telegon-II-Peilrahmen

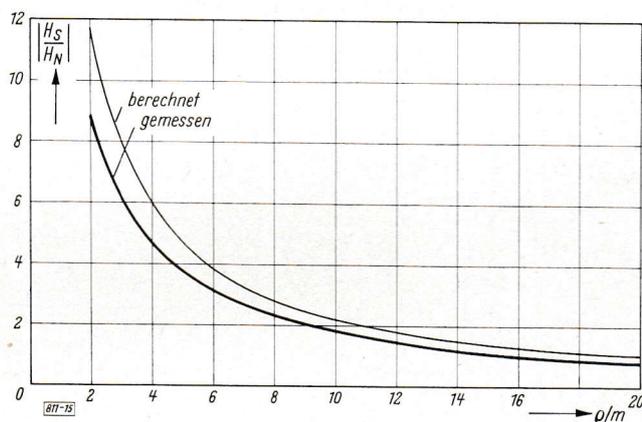


Bild 15: Feldstärkenverhältnis H_s/H_N als Funktion des Abstandes q für einen Rückstrahler der Länge $l = 16$ m mit der Verlängerung $l_v = 9$ m (vgl. Bild 1)

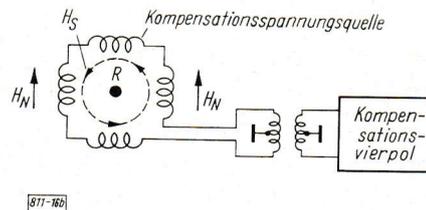
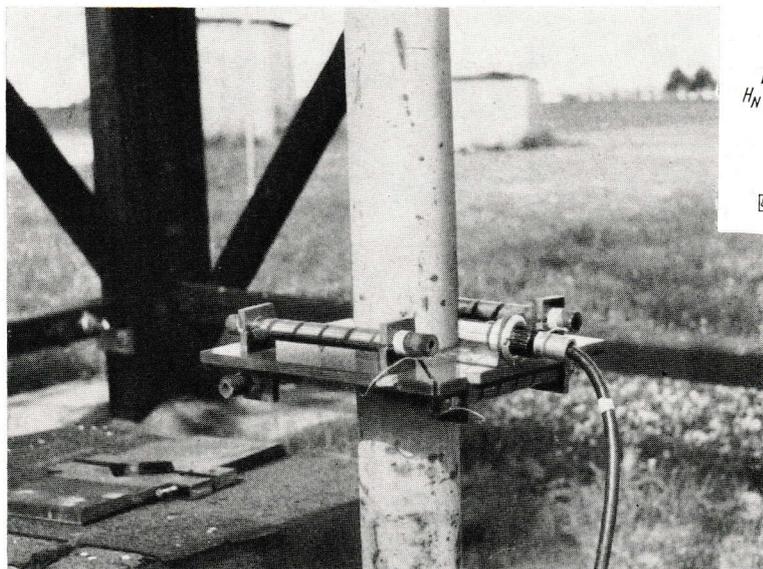


Bild 16: Kompensationsspannungsquelle,

- a) Ansicht,
 - b) Prinzipschaltung,
- $H_N = \text{Nutzfeld} \uparrow$,
- $H_S = \text{Störfeld} \updownarrow$

Für die Einstellung der Kompensationsspannung wurde ein Vierpol entwickelt, mit dem voneinander unabhängig deren Amplitude und Phase geändert werden kann. Zur Kompensation zweier Rückstrahler benötigen wir zwei getrennte Kanäle. Aus diesem Grunde wurde der Kompensationsvierpol so gebaut, daß die Amplituden A_1 , A_2 und Phasen φ_{Ph1} , φ_{Ph2} von zwei Kompensationsspannungen entsprechend zwei Rückstrahlern eingestellt werden können. Die Kompensationsspannung hinter dem Vierpol wird hochohmig direkt auf die beiden Empfängereingänge (also parallel zu den Rahmenkanälen) gegeben.

5.1 Kompensation eines Rückstrahlers

Ist der Rückstrahler mit einer Rahmenhälfte verkoppelt ($\gamma = 0$), dann brauchen wir nur in einen Kanal AB oder CD Kompensationsspannung zu geben. Der Kompensationsvorgang geht nun folgendermaßen vor sich: Die Spannung der Kompensationsspannungsquelle gelangt über symmetrische Kabel zum Kompensationsvierpol, mit dem wir Amplitude A_1 und Phase φ_{Ph1} regeln. Bei einem Senderazimut von 90° ($\gamma = 0$) ist also eine Rahmenhälfte nur mit dem Rückstrahler, die andere nur mit dem Sender verkoppelt. Der Ausgang des Kompensationsvierpols wird der Rahmenhälfte parallel geschaltet, die nur Störspannung hat, und A_1 und φ_1 so eingestellt, daß diese verschwindet.

Steht der Rückstrahler in beliebiger Lage zum Kreuzrahmen, dann koppelt er auf beide Rahmenhälften, und wir müssen in beiden Kanälen die Störspannung zu Null machen.

Zum experimentellen Nachweis dieser Behauptungen wurde nun in einem Abstand $\varrho = 7,75$ m vom Rückstrahler und unter dem Winkel $\gamma = 250^\circ$ ein Peilrahmen aufgestellt. Für diesen Aufstellungsort wurde ein Peilfehlerverlauf (nach Gl. (13); $H_3 = 0$) berechnet, wie er in Bild 17 dargestellt ist. Der anschließend gemessene Peilfehler ist ebenfalls in Bild 17 dargestellt und zeigt eine recht gute Übereinstimmung mit den theoretischen Werten. Nach erfolgter Kompensation verbleibt ein Restfehler, der in derselben Größenordnung ist wie der reine Geländefehler. Damit hat der Störer also praktisch keinen Einfluß mehr auf das Peilergebnis.

5.2 Kompensation zweier Rückstrahler

Wie im vorhergehenden schon aufgeführt, ist im Prinzip die Kompensation beliebig vieler linearer Rückstrahler möglich, wenn von jedem einzelnen gerade die Spannung abgegriffen wird, die zu seiner Kompensation notwendig ist. Dies ist jedoch in der Praxis nicht durchführbar, da uns nicht die Störspannung der einzelnen Rückstrahler für sich, sondern immer nur deren Summe zur Verfügung steht.

Die ersten Versuche mit zwei Rückstrahlern richteten sich deshalb auf das Ziel, eine Kompensation zu erreichen, bei der nur ein Mast angezapft wird. Man würde dabei einen Restfehler in annehmbaren Grenzen in Kauf nehmen. Da auf Schiffen mit zwei Masten diese im allgemeinen längsschiffs stehen, wurde die Verbindungslinie der beiden Masten als Nulllinie definiert. Bei den ersten Versuchen stand der Kreuzrahmen mit seinem Rahmen AB in der Nulllinie achteraus zu den beiden Masten. Das liefert den auf Bild 18 dargestellten Peilfehler.

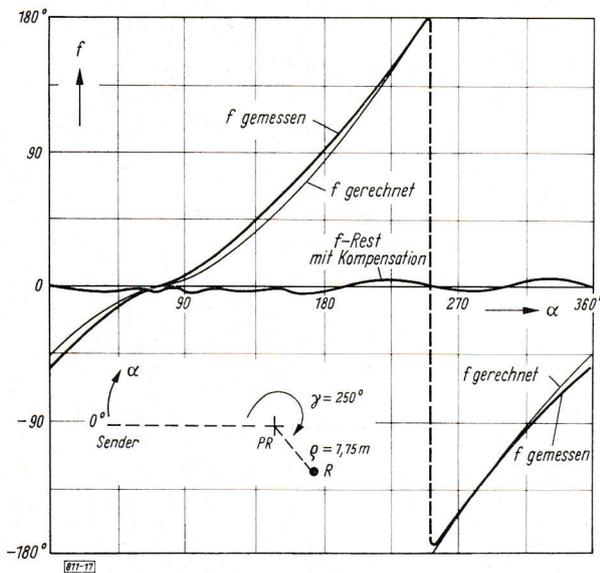


Bild 17: Peilfehler f als Funktion des optischen Azimuts α bei einem 7,75 m entfernten Rückstrahler ($l = 16$ m, $l_v = 9$ m) bzw. Restfehlerkurve nach Kompensation

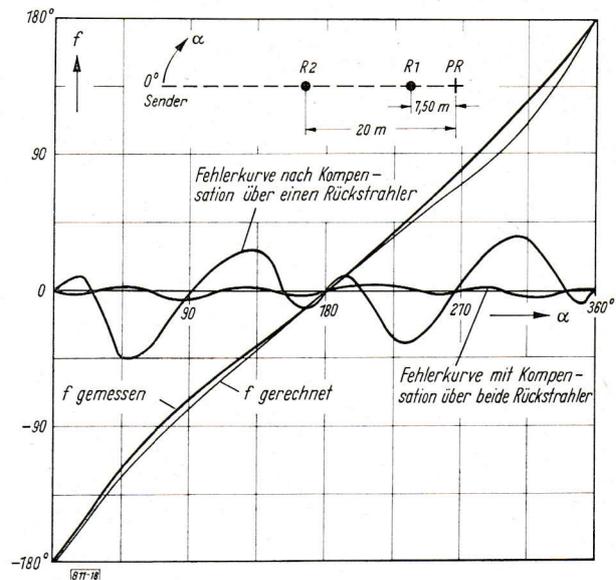


Bild 18: Fehlerkurve bei zwei Rückstrahlern R_1 und R_2 (jeweils $l = 16$ m, $l_v = 9$ m in einer Entfernung ϱ von 7,75 m bzw. 20 m vom Peilrahmen PR) mit Kompensation über einen bzw. zwei Rückstrahler

Die Kompensationsspannung wurde vom Rückstrahler R_1 abgegriffen. Kompensiert wurde bei einer Senderstellung $\alpha = 90^\circ$, d. h. die Störspannung, die von den Rückstrahlern R_1 und R_2 herrührt, wird für dieses Azimut nur durch die Kompensationsspannung von R_1 zu Null gemacht. Damit werden vier Nullstellen (0° , 90° , 180° , 270°) des Peilfehlers erzwungen, um einen viertelkreisigen Peilfehler zu erreichen. Einen viertelkreisigen Restfehler könnte man durch Shunten eines Kanals kompensieren. Dies führte jedoch nicht zu einem befriedigenden Ergebnis. Die Restfehlerkurve (Bild 18) enthielt außer dem viertelkreisigen Fehler auch achteckige Anteile und konnte nicht weiter kompensiert werden. Die auftretenden Trübungen waren sehr groß, so daß die Peilung recht ungenau werden mußte. Für eine exakte Kompensation, d. h. wenn — wie nachfolgend unter b) beschrieben — jeder Störer für sich kompensiert wird, erhält man die in Bild 18 dargestellte Restfehlerkurve.

An Land war nun eine Kompensation zweier Rückstrahler dadurch möglich, daß ein Rückstrahler während der Kompensation des anderen offen blieb. Dadurch konnte jeder Rückstrahler für sich kompensiert werden. Dies ist natürlich an Bord nicht möglich, da die Masten fest mit der Schiffsmasse verbunden sind.

Es verbleibt also die Notwendigkeit, das Rückstrahlfeld eines Mastes für die Dauer des Kompensationsvorganges hinreichend klein zu machen. (Man kann dann das Rückstrahlfeld des anderen Mastes so kompensieren, als wäre dieses allein vorhanden). Hierfür bieten sich zwei Wege an:

- Man kompensiert den von einem Funkbeschickungssender im Rückstrahler induzierten Strom durch einen von außen eingprägten Strom. Von diesem Sender wird eine Spannung über einen Vierpol mit Phasen- und Amplitudenregelung abgezapft und über einen Stromwandler dem Mast zugeführt. Es soll im Mast eine genau entgegengesetzte Einströmung wie die des Senderfeldes erzeugt werden. Die hierzu durchgeführten Versuche waren nicht erfolgreich. Es gelang nicht, mit vernünftigem Aufwand die verschiedenen Störströme klein gegen die Nutzströme zu halten. Verschiedene Versuche, wie z. B. die Kabelmantelströme gegen Erde zu führen und Gleichtaktströme durch Symmetriedrosseln unschädlich zu machen, führten nicht zum Ziel, zumal der Empfänger selbst nicht dicht genug war.
- Es wurde nun versucht, für den Kompensationsvorgang einen Mast elektrisch so zu verstimmen, daß sein Rückstrahlfeld am Rahmenort für diese Frequenz vernachlässigbar wird. An der Mastspitze wurde ein starkes Kabel angebracht, in etwa 2 m Entfernung vom Mast heruntergeführt und am Mastfuß über einen Drehkondensator an Erde gelegt. Mit dem Drehkondensator gelang es, das Rückstrahlfeld auf ein Minimum einzustellen. Zur Anzeige wurde der Telefonken-Taschenpeiler PE484 benutzt. Das verbleibende Restfeld war so gering, daß es die Kompensation des anderen Mastes nicht mehr störte (Bilder 18 und 19).

Die Ähnlichkeit des Bildes 19 mit der Fehlerkurve für nur einen Störer (Bild 17) hat ihren physikalischen Grund in der Tatsache, daß für die hier gewählten kleinen Abstände Rahmen-Rückstrahler die Phasenlaufzeit praktisch vernachlässigt werden kann und beide Störer damit wie ein einziger mit der Differenz der Sekundär-

felder wirken. (Es ist damit prinzipiell möglich, für $q \ll \lambda$ einen Rückstrahler dadurch zu kompensieren, daß man im selben Abstand, um 180° versetzt, exakt den gleichen Rückstrahler aufstellt. Doch soll dieser Gedanke nicht weiter verfolgt werden [16].)

Die bis jetzt dargestellten Werte von Rückstrahlverhältnis und Peilfehler haben eine recht gute Übereinstimmung von Theorie und Praxis gezeigt und damit die Möglichkeit dargelegt, entweder aus gemessenen Fehlerwerten auf das Vorhandensein von Rückstrahlern, oder — was noch wichtiger erscheint — bei Kenntnis der Deckaufbauten und des Rahmenaufstellungsortes auf Peilfehler und die eventuelle Notwendigkeit einer Kompensation zu schließen.

In der Nähe des Peildecks, auf dem sich normalerweise der Peilrahmen befindet, ist häufig eine Vielzahl von Antennen angebracht, die je nach Erregungszustand erhebliche Sekundärfelder her-

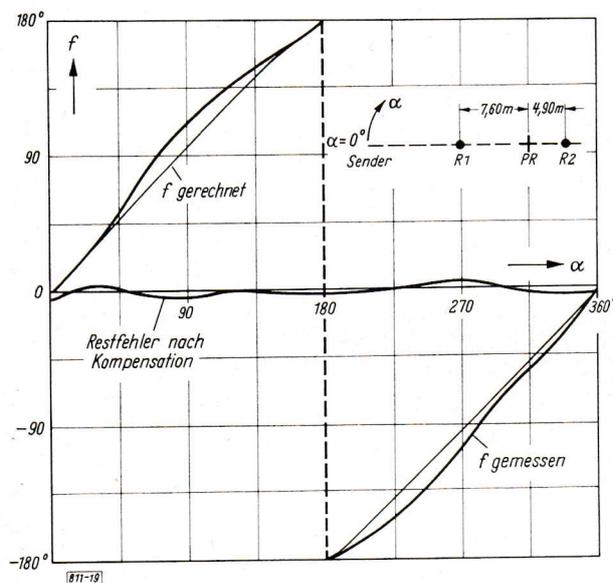


Bild 19: Peilfehler bei zwei Rückstrahlern (jeweils $l = 16$ m, $l_v = 9$ m in einer Entfernung q von 7,60 m bzw. 4,90 m vom PR)

vorrufen können, so daß obige Fehlerabschätzung, bei der wir Antennen als beeinflussbare Rückstrahler nicht berücksichtigt haben, sinnlos werden kann. Eine einfache Methode, beliebige vertikale Leiter in ihrem Rückstrahlverhältnis zu erkennen, ist nun die Abtastung mittels eines Kleinpeilgerätes (Bild 20). Der Ausschlag eines Instrumentes ist proportional dem Strom auf diesem Leiter, so daß verschiedene Leiter miteinander verglichen werden können. Außerdem kann das Störverhältnis durch Vergleich mit dem Nutzfeld des fernen Senders erhalten werden. Die als störend erkannten Antennen werden sodann in bekannter Weise unschädlich gemacht.



Bild 20: Abtastung von Rückstrahlern mittels eines Kleinpeilgerätes

6. Verbesserung der Seitenkennung bei einer kompensierten Peilanlage

Durch Einkoppeln kompensierender Ströme in die Rahmenkanäle ist es gelungen, den Einfluß von Störstrahlern auf das Peilergebnis vernachlässigbar zu machen. Da nun die Spannung der Hilfsantenne ebenso

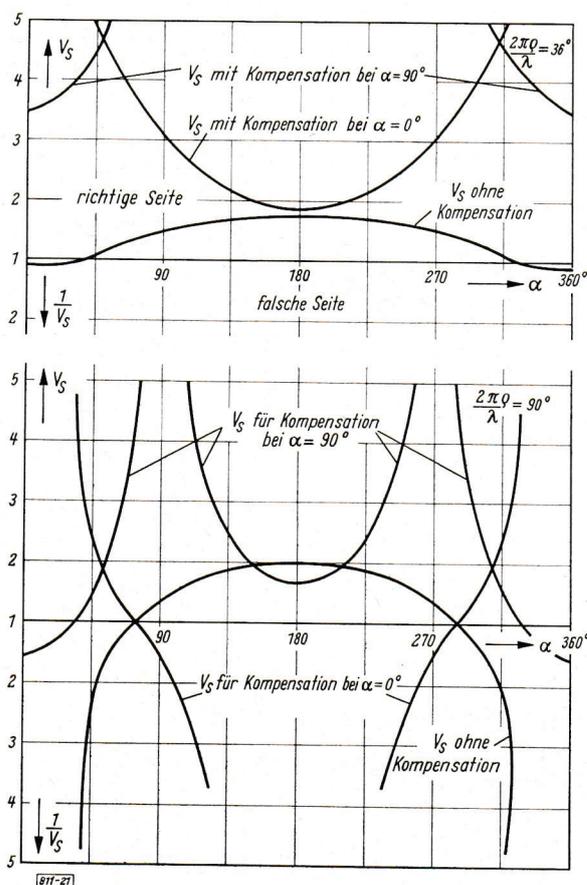


Bild 21: Seitenverhältnis V_S als Funktion des optischen Azimuts für $E_{\text{Stör}}/E_{\text{Nutz}} = 2$; oben $2\pi Q/\lambda = 36^\circ$, Hilfsantennenkompensation ergibt richtige Seitenkennung; unten $2\pi Q/\lambda = 90^\circ$, Hilfsantennenkompensation erfolglos

eine Funktion des elektrischen Störfeldes der Rückstrahler wie des Nutzfeldes des zu peilenden Senders ist, kann der Fall eintreten, daß die Seitenkennung in einzelnen Azimutbereichen schlecht oder sogar falsch arbeitet. Eine notwendige Bedingung für das Versagen ist $E_{\text{Stör}}/E_{\text{Nutz}} > 1$, damit die Gesamtspannung der Hilfsantenne zur Rahmenspannung eine Phasenverschiebung $> 90^\circ$ erhalten kann. Um die Wirksamkeit verschiedener Gegenmaßnahmen kennenzulernen, wurde in Bild 21 der Fall konstruiert, daß in einzelnen Azimutbereichen die Seitenanzeige falsch wird ($V_S < 1$, $\alpha = 320^\circ \dots 40^\circ$). Am einfachsten ist es nun bei einem Azimut α (dargestelltes Seitenverhältnis für Kompensation bei $\alpha = 0^\circ$ bzw. 90°) die Amplitude und Phase der Hilfsantenne so zu beeinflussen, daß das Seitenverhältnis ∞ wird. Man hat damit die Hilfsantennenspannung gleichphasig und gleich groß wie die Rotorspannung des Goniometers gemacht. Damit wird (Bild 21) die Seitenkennung eindeutig und verbessert. (Völlig exakt ist die Kompensation deshalb nicht, weil mit der Störspannung auch die Nutzspannung der Hilfsantenne geändert wurde.) Diese Maßnahme ist nur so lange erfolgversprechend, wie $2\pi Q/\lambda < 45^\circ$ bleibt. Für $2\pi Q/\lambda > 45^\circ$, d. h. für einen Fall, bei dem die Hilfsantennenspannung nur wegen der Laufzeitdifferenzen innerhalb $\alpha = 0 \dots 360^\circ$ falschphasig wird, müßte man auch die Hilfsantennenspannung kompensieren. Man würde also dem Störer eine Spannung entnehmen und in den

Hilfsantennenkanal so einkoppeln, daß für ein Azimut $V_s = \infty$ wird. Damit ist auch der Strörstrom auf der Hilfsantenne durch gegenphasige Einströmung vom selben Rückstrahler zu Null geworden. Dieser Fall tritt bei Grenzwelle deshalb nicht auf, weil $E_{\text{Stör}}/E_{\text{Nutz}} < 1$ für das geforderte q wird.

7. Schiffsversuche

7.1 Versuche auf dem VFS „Gauß“

Nachdem die Möglichkeit, lineare Rückstrahler an Land zu kompensieren, nachgewiesen worden war, sollte auch an Bord von Schiffen eine Kompensation versucht werden. Hierfür wurde vom Deutschen Hydrographischen Institut das VFS „Gauß“ (850 BRT) (Bild 22) in der Zeit vom 14. 7. bis zum 28. 7. 1961 zur Verfügung gestellt. Für die Versuche wurde ein Kreuzrahmen auf dem Peildeck mittschiffs zwischen dem Vorder- und Achtermast aufgestellt. Der Kreuzrahmen war vom Vordermast 3,80 m, vom Achtermast 18,50 m entfernt. Das Schiff wurde mit Hilfe des Telefunken-Taschenpeilers auf das Vorhandensein rückstrahlender Tawe, Antennen usw. untersucht. Verschiedene im Frequenzbereich 2 bis 4 MHz störende Antennen wurden entfernt, so daß als vertikale Rückstrahler nur noch die beiden Masten übrigblieben. Die Resonanzfrequenzen wurden für den Vordermast bei 3,2 MHz und für den Achtermast bei 3,0 MHz festgestellt. Zur Bestimmung der Resonanzlage wurde das Störfeld bei 2 m Mastabstand in Abhängigkeit von der Frequenz mit dem Taschenpeiler gemessen. Hierzu wurde ein Sender am Bug des Schiffes aufgestellt.

Der in 3,8 m Entfernung vom Vordermast aufgestellte Kreuzrahmen ergab, wie erwartet, bei 3 MHz „klebende Peilung“, d. h. die Peilung lag bei Drehen des Schiffes von 0° bis 360° stets zwischen etwa 165° und 195° . Für diesen Fall ist selbst Zielfahrt unmöglich, da der Fehler zwar verschwindet, falls der Sender vorauskommt, der Peilende jedoch niemals sicher feststellen kann, auf welchem Kurs sich das Schiff befindet.

Die Kompensation wurde — wie bei den Versuchen an Land — bei einem Senderazimut $\alpha = 90^\circ$ durchgeführt. Hier ist der Sender von der Rahmenhälfte entkoppelt, die mit dem Rückstrahler maximal gekoppelt ist. Es verblieb nun ein viertelkreisiger Fehler, verursacht durch den Schiffsrumpf. Einen viertelkreisigen Fehler kann man bekanntlich durch Shunten beseitigen. Es verblieb danach ein Restfehler von $\pm 5^\circ$, so daß der Beweis erbracht war, daß auch an Bord eines Schiffes aus einer völlig unbrauchbaren Peilung ohne mechanische Änderungen an der Peilanlage eine Anzeige mit vernachlässigbarem Restfehler wird.

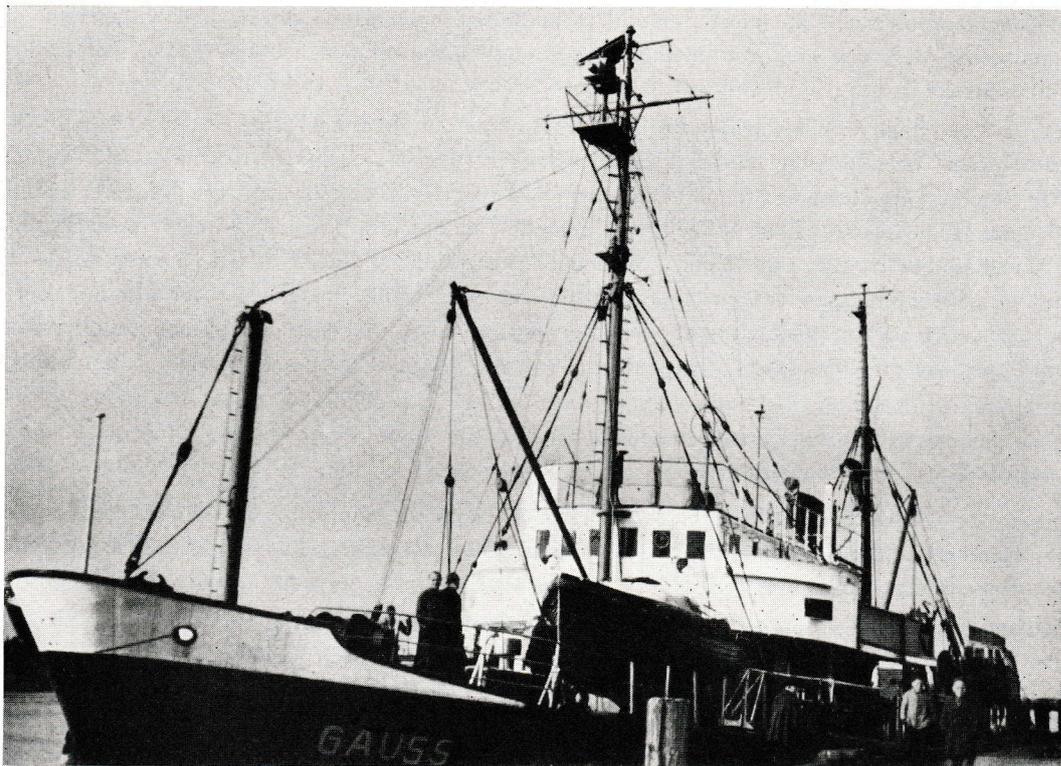


Bild 22: VFS „Gauß“

Große Schwierigkeiten bereitete es, das Schiff für die Dauer des Kompensationsvorganges auf einem Kurs zu halten, daß das Senderazimut 90° beträgt. Geringe Kursschwankungen und damit ungenaue Einstellung der Kompensation sind nicht zu vermeiden. Jedoch ist eine restliche Funkbeschickung von $\pm 5^\circ$ in der Praxis durchaus ausreichend.

Das Verfahren würde wesentlich vereinfacht, wenn es gelänge, in den Mast einen Strom einzuprägen und die dadurch verursachte Rahmenspannung auf dem üblichen Wege wieder zu Null zu machen. Diese Maßnahme hatte nicht den gewünschten Erfolg, da es — wie bei der unter 5.2 vorgeschlagenen Stromeinprägung — nicht gelang, die verschiedenen Störströme klein gegen den Rahmennutzstrom zu halten. Auch hier führten Erdungs- und Symmetrierungsmaßnahmen nicht zum Ziel.

Zur Seitenkennung und Enttrübung wurde in etwa 3 m Abstand vom Rahmen eine Peitschenantenne aufgestellt. Das Seitenverhältnis war über den ganzen Azimutbereich $> 3 : 1$, die Enttrübung zufriedenstellend.

7.2 Versuche auf der TMS „Jeverland“

Es wurde als nächstes an Land versucht, den 90° -Kurs während des Kompensationsvorganges überflüssig zu machen. Die Kompensationseinstellung soll unter Zuhilfenahme eines an Bord aufgestellten Hilfssenders vorgenommen werden. Die Versuche führten zu dem Ergebnis, daß bereits bei einem Abstand von 10 m zwischen Sender und Peilrahmen Kompensation möglich ist. Ein geringerer Abstand führt wegen der nicht mehr beherrschbaren Kabelmantel- und Gleichtaktströme und der daraus resultierenden Undichtigkeit des Empfängers nicht zum Erfolg. Doch dürfte es in vielen Fällen möglich sein, den Hilfssender 10 m querab zum Peilrahmen an Bord aufzustellen. Das Kompensationsverfahren wurde nun auf einem größeren Schiff, der TMS „Jeverland“ (etwa 10 000 BRT), in der Zeit vom 17. 10. bis zum 21. 10. 1961 erprobt.

Auf dem Peildeck wurde zwischen den beiden Masten ein Kreuzrahmen aufgestellt. Bei 3 MHz ergab sich „klebende Peilung“. Dann wurden die einzelnen Störstrahler (Antennen waren abgenommen) mit Hilfe des Telefunken-Taschenpeilers PE 484 ermittelt. Das Ergebnis dieser Untersuchungen war denkbar ungünstig. Die den Mast abstützenden Stagen und einige Stahlrossen, die zwischen Rah und Deck befestigt waren, führten Ströme, die weit über dem auf dem Mast fließenden Strom lagen. Diese Abspannungen sind außerdem elektrisch unvollkommen mit dem Schiffsdeck verbunden. Rost und Farbe bilden eine Isolation, die sich im Laufe der Zeit ändern kann, so daß schon aus diesem Grunde eine zeitlich stabile Kompensation ausscheidet. Trotzdem wurde versucht, mittels des Vorder- oder Achtermastes sowie einer Trosse mit maximalem Strom als Quelle für die Kompensationsspannungen den Peilfehler zu verringern, was jedoch nicht gelang. Für eine echte Kompensation müßte bei jedem der zahlreichen Rückstrahler genau der Strom nach Betrag und Phase entnommen werden, den er durch Strahlungskopplung im Peilrahmen erzeugt, was in der Praxis nicht durchführbar ist.

Der Vollständigkeit halber wurde noch der Versuch unternommen, nachzuweisen, daß sich mit einem an Bord aufgestellten Hilfssender (Abstand Rahmen-Sender 10 m, Vordermast als Kompensationsspannungsquelle) dieselbe Einstellung des Amplituden- und Phasenregel-Vierpols, der zwischen Kompensationsquelle und Empfänger geschaltet ist, ergibt, wie wenn sich die Peilanlage im Fernfeld befindet. Hierbei zeigte sich, daß in unmittelbarer Nähe des Rahmens befindliche kurze Leiter, die im Fernfeld keinen nennenswerten Fehler verursachen, wegen des geringeren Abstandes zum Sender als der Vordermast mit seinen Abspannungen, erheblich größere Störspannungen erzeugen. Damit wird auch eine Kompensation mittels eines an Bord aufgestellten Hilfssenders unmöglich.

8. Abschließende Betrachtungen

Eine exakte Kompensation linearer Rückstrahler bei Grenzwelle ist möglich und in der Praxis anwendbar. Dieses Verfahren erlaubt, den Einfluß von Sekundärstrahlern vollständig zu beseitigen. Durch sie verursachte Peilfehler werden zu Null.

In Fällen, in denen die für eine Kompensation nötigen, zeitlich stabilen Verhältnisse nicht herrschen bzw. die Anzahl der Störer größer als zwei ist, muß von der eingangs erhobenen Grundforderung abgegangen werden, den Aufstellungsort nicht zu verändern und der Peilrahmen auf die Mastspitze verlegt werden.

Den Herren Dr. Groll, Troost, Dr. Baur, Dr. Ziehm und Rattei danke ich herzlich für ihre Unterstützung. Besonderen Dank den Herren Mohr und Hoheisel für ihre Hilfe bei der Aufnahme und Auswertung der Kurven.

Literatur

- [1] H. Maurer und F. Fischer: Die vom Schiff hervorgerufene Funkfehlweisung und ihre Kompensation. Annalen der Hydrographie Bd. 54 (1926) S. 13...19.
- [2] F. Fischer und A. Leib: Die Ursache und Beseitigung der Funkfehlweisung, die vom Schiff- und seiner Takelung hervorgerufen wird. Telefunken-Zeitung Jg. 8 (1926) H. 42, S. 76...82.
- [3] H. Maurer und F. Fischer: Die Abhängigkeit der Funkbeschickung eines Schiffes von der Wellenlänge. Annalen der Hydrographie Bd. 54 (1926) S. 401...405.
- [4] A. Troost: Aufgaben und Probleme beim Schiffspeiler. Radio-Mentor Jg. 23 (1957) H. 3, S. 143...146.
- [5] G. Ziehm: Klärung der Peilerschwerung bei Kurz- und Grenzwellen an Bord von Schiffen. Frequenz Bd. 9 (1955) Nr. 9, S. 310...318.
- [6] H. Gabler und G. Gresky: Untersuchungen örtlicher Rückstrahler auf Schiffen, vorzugsweise im Grenzwellenbereich, mit dem Sichtfunkpeiler. Forschungsbericht des Landes Nordrhein-Westfalen Nr. 825 (1960).
- [7] A. Troost: Probleme der Grenzwellenpeilung auf Schiffen. Telefunken-Zeitung Jg. 27 (1954) Nr. 105, S. 149...155.
- [8] J. H. Moon: Re-radiation from resonant ship's aerials. Marconi Rev. Vol. 17 (1954, 2nd. Qu.) Nr. 113, S. 61...63.
- [9] G. Ziehm: Moderne Kurzwellenpeiltechnik auf Schiffen. Nachrichtentechnische Fachberichte (1958) H. 12, S. 91...98.
- [10] G. Ziehm: Die Stromverteilung auf vertikalen zylindrischen Rückstrahlern. Frequenz Jg. 11 (1957) Nr. 8, S. 233...243.
- [11] H. Rattei: Über Peilergebnisse im Grenzwellenbereich mit einem neuartigen Peilrahmen. Bücherei der Funkortung Bd. 8, Teil I (1959).
- [12] H. Zuhrt: Elektromagnetische Strahlungsfelder. Springer-Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg (1953) Kapitel 12 und 14.
- [13] F. Vilbig: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. Akadem. Verlagsgesellschaft Becker & Erler KG., Leipzig (1944), 4. Aufl., S. 453...454.
- [14] U. Mohr: Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik der TH München, 1961.
- [15] J. Hoheisel: Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik der TH München, 1961.
- [16] A. Leib: Kompensationseinrichtung für Funkpeiler (W 864). DBP Nr. 907 427 v. 9. 7. 53.

Funkpeilung, insbesondere im Grenzwellenbereich, auf Schiffen in Seenotfällen

Von H. Beythien und G. Gresky*)

In Seenotfällen ist auch heute noch der Funkpeiler das wichtigste Ortungsfunkgerät zum Feststellen der Richtung zum havarierten Schiff bzw. zur Zielfahrt auf dieses Schiff. Das findet auch seinen Niederschlag im Schiffssicherheitsvertrag, wonach der Funkpeiler als einziges Ortungsfunkgerät für alle Schiffe über 1600 BRT in der Auslandsfahrt als ausrüstungspflichtiges Gerät vorgeschrieben ist. Als Seenotfrequenz ist eine Frequenz im Mittelwellenbereich, nämlich 500 kHz, international festgelegt worden. Die in diesem Frequenzbereich durch Rückstrahlung vom Schiffskörper und seinen metallischen Aufbauten verursachten Fehler sind, ursächlich erkannt, gesetzmäßig zu beherrschen und lassen sich durch entsprechende Kompensationsmaßnahmen im allgemeinen bis auf kleine Restbeträge beseitigen.

Nach dem Stand vom 31. 12. 1963 gab es in der Bundesrepublik Deutschland 735 mit Peilfunkanlagen ausrüstungspflichtige Passagier- und Frachtschiffe. Darüber hinaus waren von den nicht ausrüstungspflichtigen Schiffen 1129 Personen- und Frachtschiffe und 511 Spezialschiffe, darunter 376 Fischereifahrzeuge, mit Peilfunkanlagen ausgerüstet. Die freiwillige Berüstung so vieler kleiner Fahrzeuge ist darin begründet, daß der Funkpeiler bei seinem gegenüber anderen Funkortungsanlagen niedrigen Preis vielseitige Verwendungsmöglichkeit bietet und so bei dieser Schiffsklasse oft das einzige Navigationsfunkgerät an Bord ist.

Die Schiffe von 500 bis 1600 BRT (nach Inkrafttreten des neuen Schiffssicherheitsvertrages London 1960 von 300 bis 1600 BRT) müssen mit einer Sprechfunkanlage im Grenzwellenbereich (mindestens von 1605 bis 2850 kHz) ausgerüstet sein, so daß sie meist keinen Funksender im Mittelwellenbereich besitzen und damit für den Seenotverkehr auf 500 kHz ausfallen. Da aber der Funkpeiler zunächst nur Sender im Mittelwellenbereich zu empfangen und zu peilen gestattete, trat bald der Wunsch auf, die Funkpeiler auch mit dem Grenzwellenbereich auszustatten, und das besonders unter zwei Gesichtspunkten. Einmal strebte man an, Sender auf der Seenotfrequenz des Grenzwellenbereichs 2182 kHz im Seenotfall von Bord aus peilen zu können, was bisher

*) Deutsches Hydrographisches Institut, Hamburg.

nur den Küstenfunkstellen möglich war, um gegebenenfalls in Zielfahrt das Seenotgebiet zu erreichen. Zum anderen wünschte man, besonders in der Fischerei, den Funksprechverkehr auf Grenzwelle für taktische Zwecke anpeilen zu können. Aus diesen Erwägungen ging die Funkindustrie dazu über, ihre Peilfunkgeräte zusätzlich mit einem Grenzwellenbereich von 1500 bis etwa 3200 bzw. 3800 kHz auszustatten. So sind — wieder mit dem Stichtag 31. 12. 1963 — von den insgesamt auf deutschen Schiffen eingebauten 2382 Peilfunkanlagen bereits 1875 Anlagen zusätzlich mit dem Grenzwellenbereich ausgerüstet.

Beim Einsatz auf Schiffen treten jedoch im Grenzwellenbereich Peilerschwerungen dadurch auf, daß die an Bord vorhandenen Rückstrahler, wie z. B. Masten oder Stage usw., in Resonanz oder in die Nähe der Resonanz mit der zu peilenden Funkwelle kommen, wodurch die Peilung in gewissen Winkelbereichen erschwert oder auch völlig unmöglich werden kann. Im allgemeinen lassen sich auf kleineren Schiffen bis etwa 70 m Länge die Rückstrahlverhältnisse im Bereich der Grenzwellen-Seenotfrequenz noch einigermaßen beherrschen, während mit zunehmender Größe der Schiffe die Schwierigkeiten immer größer werden, je mehr sich die Schiffsaufbauten der Resonanz zur einfallenden Welle nähern. Trotzdem wurden behördlicherseits schon vor acht Jahren die bundesdeutschen Funkbeschickungsstellen in der Nord- und Ostsee zum größten Teil auch mit Funkbeschickungssendern im Grenzwellenbereich — nämlich auf der Frequenz 2159 kHz — ausgerüstet. Es sollte damit den kleineren Schiffen, insbesondere auch den Fischereifahrzeugen, die Möglichkeit gegeben werden, für taktische Aufgaben Peilungen im Grenzwellenbereich durchzuführen oder die Anlagen zumindest für die Zielfahrt klarzumachen. Damit konnten aber die Peilfunkanlagen im Grenzwellenbereich noch nicht für navigatorischen Einsatz zugelassen werden, da die Peilschwierigkeiten noch nicht generell behoben werden konnten.

Da aber die Zulassung der Peilfunkanlagen im Grenzwellenbereich auch im Hinblick auf den geplanten Einsatz von automatischen Funksendebaken auf 2182 kHz im Seenotfall immer dringender erforderlich wurde, wurde von bundesdeutscher Seite das Studium der Peilerschwerung im Grenzwellenbereich und deren Beseitigung beim CCIR vorgeschlagen und von diesem als Studienfrage Nr. 206 angenommen. Inzwischen ist durch Bearbeitung dieser Frage im Rahmen eines Forschungsauftrages, an dem zwei Industrie-Gruppen beteiligt waren, eine fast endgültige Lösung erreicht worden, wobei in schwerwiegenden Fällen die Anlagen zum mindesten für Zielfahrt nach Funkpeilung einsatzfähig gemacht werden können.

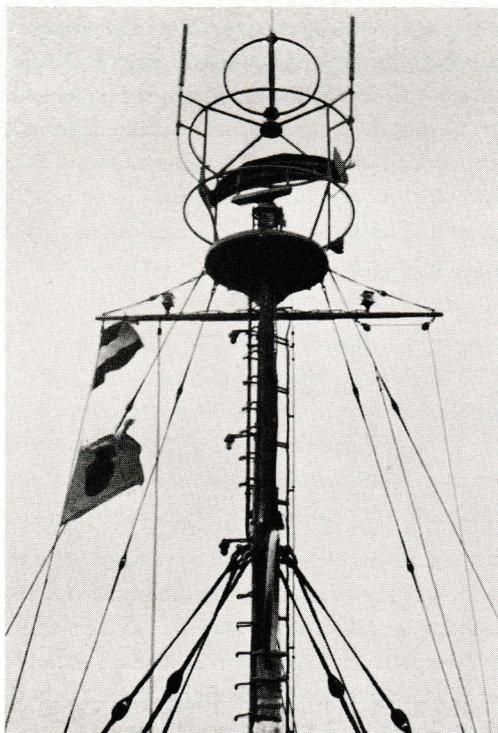


Bild 1: Einbau des Peilrahmens auf dem vorderen Mast des VFS „Gauß“



Bild 2: Gesamtansicht des VFS „Gauß“ mit neuem Mastaufbau

Das Deutsche Hydrographische Institut hatte dabei Gelegenheit, auf drei Schiffen eine besondere Möglichkeit zur Beseitigung der Peilerschwerungen zu erproben. Die Auswertung einer großen Anzahl von Funkbeschickungsunterlagen der unterschiedlichsten Schiffsgrößen zeigt, daß die unmittelbare Rahmenumgebung für die Ankopplung des Peilrahmens auf das Schiff von großem Einfluß ist. Es galt daher, den Peilrahmen aus dem Rückstrahlungsfeld des Schiffes weitgehend zu entkoppeln [1] [2] [3]. Für Schiffe, die bereits mit einem Grenzwellenpeiler ausgerüstet sind, bedeutet das einen Umbau des Kreuzrahmens. Andere Möglichkeiten, ohne Umbau den Peilfehler für die Seenoffrequenz zu verkleinern, bieten sich entweder durch selektive Kompensation mittels eines Saugkreises [4] oder durch Kompensieren der Rückstrahlungsfelder der Schiffsmaste, wie es G. Jäger in diesem Heft behandelt. Man muß aber dabei beachten, daß diese Maßnahmen gegen geringste Änderungen der Rückstrahlverhältnisse an Bord empfindlich sind.

Im Frequenzbereich 240 bis 535 kHz sind außer dem Schiffsrumpf nur größere Aufbauten, wie z. B. die durch das Peildeck abgeschlossene Brücke, als Rückstrahler zu berücksichtigen. Wenn man von der Möglichkeit einer direkten Kompensation absieht, so ist eine Entkopplung des Peilrahmens aus dem Rückstrahlungsfeld des Schiffes hier relativ einfach, indem man den Peilrahmen möglichst hoch über allen Aufbauten anbringt. Im allgemeinen kann mit dieser Maßnahme die Funkbeschickung bis auf kleine Restbeträge von 1 bis 3 Grad reduziert werden. Diese Restfunkbeschickung zeigt nur noch geringe Frequenz- und Tiefgangabhängigkeit und läßt sich mit den üblichen Kompensationsmitteln gut beseitigen.

Im Grenzwellenbereich scheint die Verlegung des Peilrahmens auf die Mastspitze vor der anderen Methode, nämlich die Wirkung der Rückstrahler durch Gegenmaßnahmen zu kompensieren, besonders deshalb erfolgversprechender zu sein, weil bei der in diesem Bereich vorhandenen Vielzahl von Rückstrahlern eine Erfassung der einzelnen häufig kaum möglich sein dürfte. Es ergibt sich dabei die Notwendigkeit, den Peilrahmen zu seiner Umgebung so weitgehend wie nur möglich zu symmetrieren.

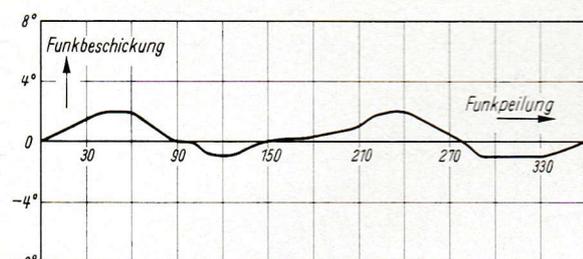
Für eine möglichst hohe Anbringung des Peilrahmens ist die Mastspitze geeignet. Zur Symmetrierung gegenüber dem Mast mit seinen Verspannungen usw. erschien es zweckmäßig, diesen durch eine Anordnung abzuschließen, deren Durchmesser größer als der größte Rahmendurchmesser ist.

Vermessungs- und Forschungsschiff „Gauß“

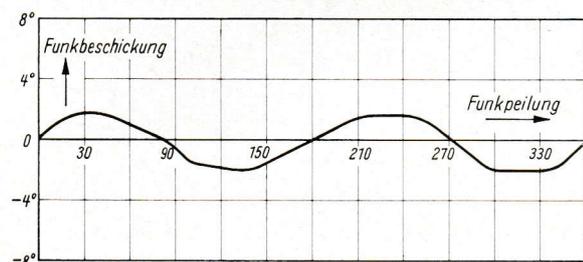
Die erste Gelegenheit für einen solchen Einbau bot sich bei dem Vermessungs- und Forschungsschiff „Gauß“, auf dem im Zuge einer allgemeinen Bereinigung der Antennen der Kreuzrahmen auf dem vorderen Mast eingebaut wurde. Da außerdem die vor dem Mast eingebaute Radarantenne in die Symmetrierung mit einbezogen werden mußte, ergab sich der in den Bildern 1 und 2 gezeigte Rahmenaufbau.

Die Hauptabmessungen der gewählten Rohrkonstruktion sind: Durchmesser 2,1 m, Höhe 2,1 m, die vier Vertikalstreben sind symmetrisch unter 45° zur Schiffsängsachse angeordnet. Diese Anordnung konnte im

Inneren die Drehantenne der Radaranlage aufnehmen, wodurch für diese eine von Schattensektoren freie Rundumsicht geschaffen wurde.



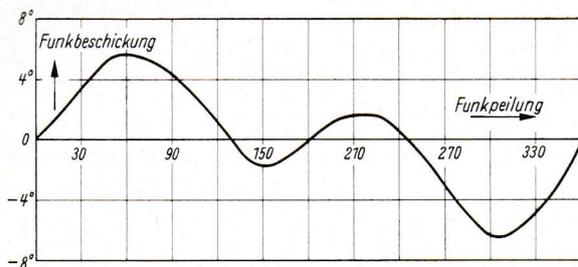
a) 245 kHz



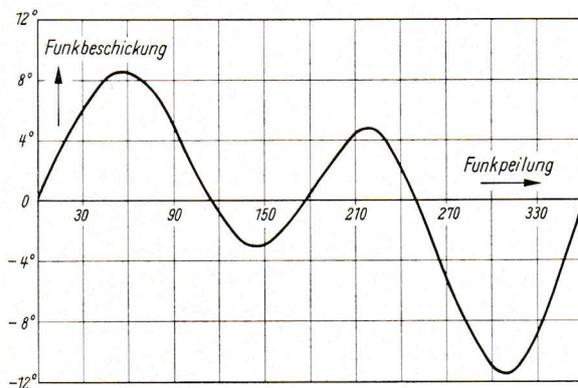
b) 516 kHz

Bild 3: Mittelwellen-Funkbeschickungskurven VFS „Gauß“

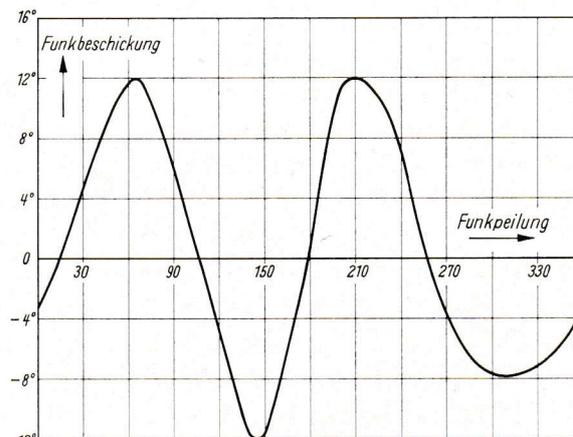
Die mit diesem Kreuzrahmenaufbau erzielten Ergebnisse sind in den Bildern 3 und 4 zusammengestellt. Derartige Funkbeschickungskurven (Peilfehler) analysiert man üblicherweise so, daß man den Gesamtfehler sich aus halb-, viertel- und achteckigen Anteilen zusammengesetzt denkt. Halbkreisige Fehleranteile haben als Funktion der Funkpeilung q zwei Nullstellen im Bereich von 0 bis 360° ($B \sin q$ bzw. $C \cos q$), viertelkreisige haben vier Nullstellen ($D \sin 2q$ bzw. $E \cos 2q$). B , C , D und E sind also die Amplituden der halb- bzw. viertelkreisigen Fehleranteile. Letztere sind durch Shunten einer Rahmenhälfte leicht zu kompensieren. Bild 3a und b zeigt den Verlauf der Funkbeschickung im Mittelwellenbereich, und zwar ergibt sich für die Frequenz 245 kHz ein Funk-



a) 2159 kHz



b) 2630 kHz



c) 3130 kHz

Bild 4:
Grenzwellen-Funkbeschickungskurven VFS „Gauß“

beschickungsbeiwert von $D = +1,1^\circ$ und für 516 kHz von $D = +1,5^\circ$. Da nur eine geringe Frequenzabhängigkeit der Funkbeschickung vorhanden ist, lassen sich die kleinen Restbeträge praktisch vollkommen kompensieren. Da nur geringe Rückstrahlspannungen auftreten, ist die Funkpeilung absolut trübungsfrei, d. h. beim Doppelkanal-Sichtfunkpeiler sind für alle Frequenzen und Einfallswinkel nur Strichanzeigen vorhanden. Diese Tatsachen erleichtern die Peilung und beschleunigen die Auswertung. Bild 4 zeigt das Verhalten im Grenzwellenbereich. Es ergibt sich ein mit wachsender Frequenz von $+3^\circ$ bis $+10^\circ$

steigender D -Wert und ein ebenfalls frequenzabhängiger B -Wert von $+2,5^\circ$ bis $+6^\circ$. Wird der D -Wert z. B. für die Seenoftfrequenz 2182 kHz mit den üblichen Kompensationsmitteln beseitigt, so bleibt für diese Frequenz ein B -Wert von $+3^\circ$ bis $+4^\circ$ bei der Auswertung der Funkpeilung zu berücksichtigen.

Besonders erwähnenswert ist, daß die Peilungen weitgehend frei sind von den sonst zu beobachtenden Rückwirkungen aus der Takelage, von Ladebäumen, Funksende- und Empfangsantennen. Die Trübungsstörungen bleiben sehr klein (unter 10%). Während bei diesem Schiff bei Anordnung des Peilrahmens auf dem Peildeck von 2800 kHz nach höheren Frequenzen keine Peilungen mehr ausgeführt werden konnten, sind nach Entkopplung des Rahmens aus dem Rückstrahlungsfeld des Schiffes durch den Masteinbau im ganzen Frequenzbereich Peilungen über den ganzen Winkelbereich von 360° möglich (vgl. Bild 4 a bis c).

Fischerei-Forschungsschiff „Anton Dohrn“

Bei diesem Schiff wurde die gleiche Anordnung wie bei der „Gauß“ gewählt. Der Aufbau erfolgte jedoch auf dem achteren Mast, ohne daß zunächst eine Radarantenne in dem dafür vorgesehenen Korb untergebracht wurde (Bilder 5 und 6). Dieses Schiff hat ungewöhnlich viele Funkempfangsantennen und machte peiltechnisch

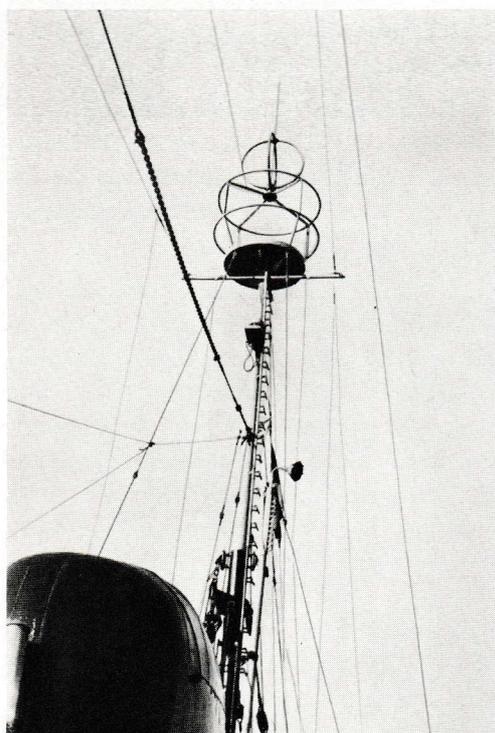


Bild 5: Einbau des Peilrahmens auf dem achteren Mast des FFS „Anton Dohrn“

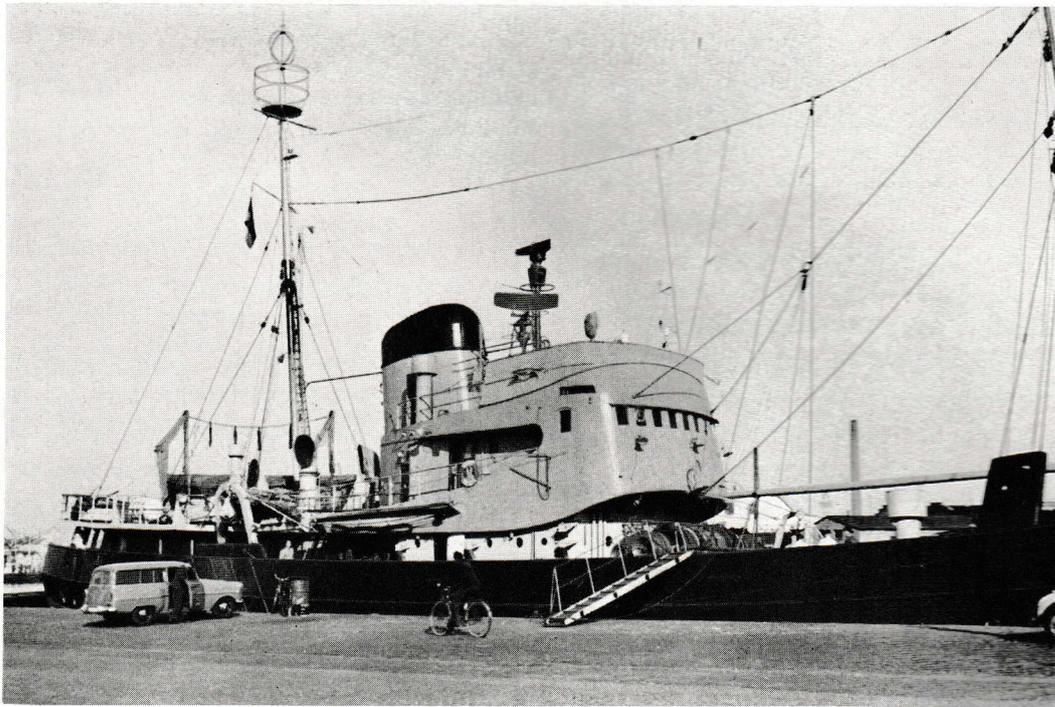


Bild 6: Gesamtansicht des FFS „Anton Dohrn“ mit neuem Mastaufbau

bisher schon im Mittelwellenbereich, insbesondere bezüglich der zeitlichen Konstanz, Schwierigkeiten. Die nach dem Umbau des Peilrahmens erzielten Ergebnisse bestätigten die Brauchbarkeit des neuen Masteinbaus.

Im Mittelwellenbereich ist praktisch keine Funkbeschickung mehr zu berücksichtigen, wie Bild 7 für die Frequenzen 245 kHz und 397 kHz zeigt.

Im Grenzwellenbereich treten Funkbeschickungswerte in der gleichen Größenordnung wie auf der „Gauß“ auf, jedoch ist hier der B -Wert negativ (Bild 8). Da der B -Wert im allgemeinen nur von einem linearen Rückstrahler herrühren kann und auf beiden Schiffen verschiedene Vorzeichen hat, ist anzunehmen, daß der jeweils freie Mast als Rückstrahler wirkt. Steht der Rückstrahler vor dem Peilrahmen wie bei „Anton Dohrn“, so erhält man einen negativen B -Wert, und wenn der rückstrahlende Mast hinter dem Peilrahmen steht, einen positiven wie bei der „Gauß“. Auch auf diesem Schiff ist nach dem Umbau des Peilrahmens eine auffallend geringe Rückwirkung der Antennen und der Takelage auf die Funkpeilung vorhanden.

Seenot-Rettungskreuzer „Georg Breusing“

Für die Seenot-Rettungskreuzer ist es in ganz besonderem Maße wichtig, für Peilung und Zielfahrt auf den Seenoffrequenzen des Mittel- und Grenzwellenbereichs ausgerüstet zu sein. Deswegen wurde beim Neubau der „Georg Breusing“ ein Einbau der Radarantenne und des Peilrahmens gewählt, wie er sich bereits auf der „Gauß“ bewährt hatte (Bild 9). Die im Mittelwellenbereich bei $f = 314,5$ kHz aufgenommene Funkbeschickungskurve zeigt einen rein viertelkreisigen D -Wert von $+1,9^\circ$, der durch Shunten des Längsrahmens noch kompensiert werden kann (Bild 10). Im Grenzwellenbereich sind bis zu einer Frequenz von 3000 kHz außer dem D -Wert die übrigen Beiwerte vernachlässigbar klein (Bild 11).

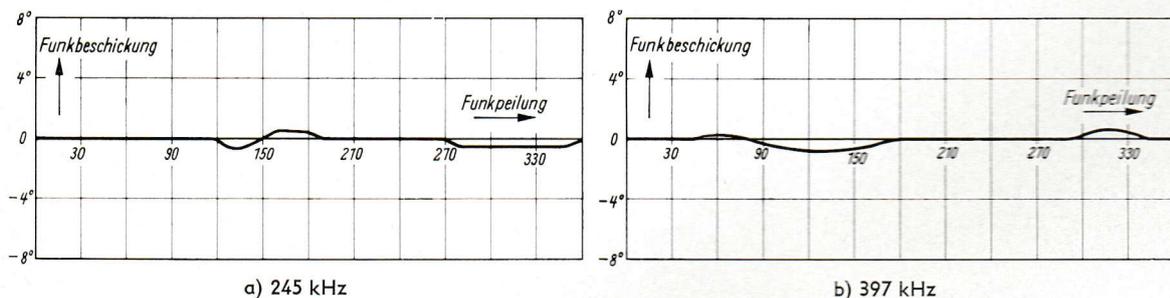
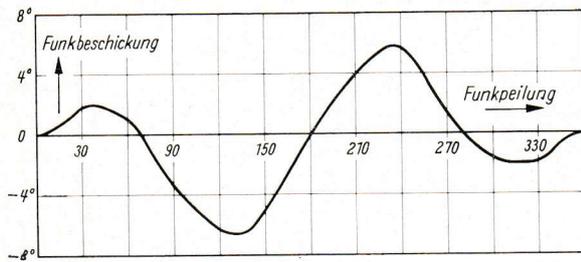
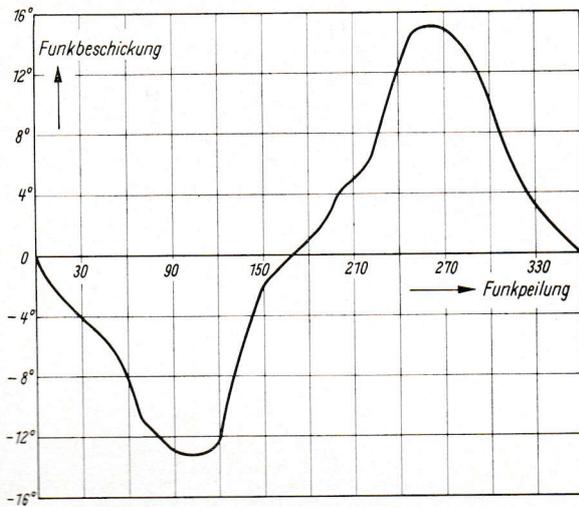


Bild 7: Mittelwellen-Funkbeschickungskurven FFS „Anton Dohrn“

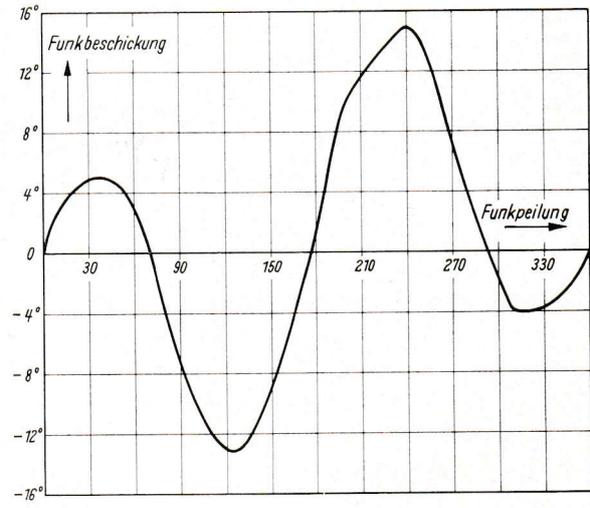


a) 1562 kHz



b) 1861 kHz

Bild 8:
Grenzwellen-Funkbeschiebungskurven
FFS „Anton Dohrn“



c) 2614 kHz

Der D-Wert steigt zunächst mit wachsender Frequenz von $+2^\circ$ bei $f = 1650$ kHz auf $+3,75^\circ$ bei $f = 2395$ kHz, um dann auf $+1,2^\circ$ bei $f = 3000$ kHz wieder zu fallen.

Oberhalb dieser Frequenz treten neben dem D-Wert, der bei 3185 kHz auf $+6,8^\circ$ steigt, auch die anderen viertel- und halbkreisigen Werte auf, aber nur in der Größenordnung von 1° . Die Trübung (beim Sichtfunkpeiler die Aufspaltung des Peilstriches zur Ellipse) lag im allgemeinen unter 5% und hatte maximale Werte von 10% nur bei der Frequenz $f = 3000$ kHz.

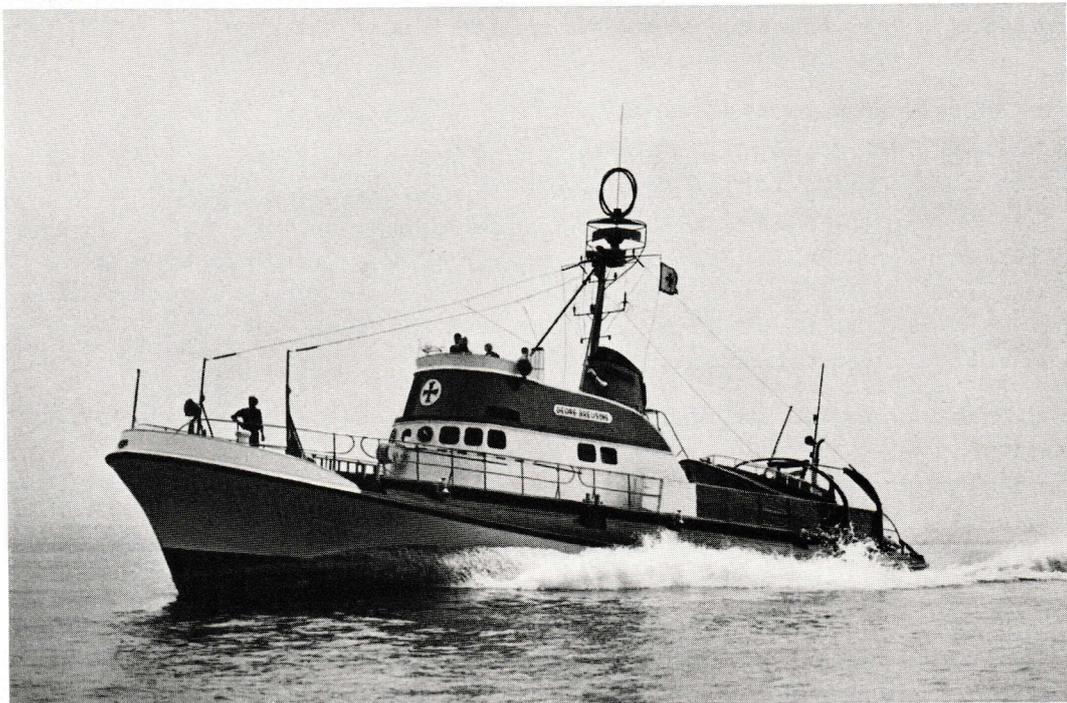


Bild 9: Seenot-Rettungskreuzer „Georg Breusing“ mit neuem Mastaufbau

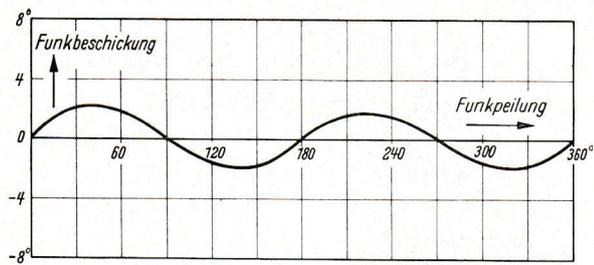
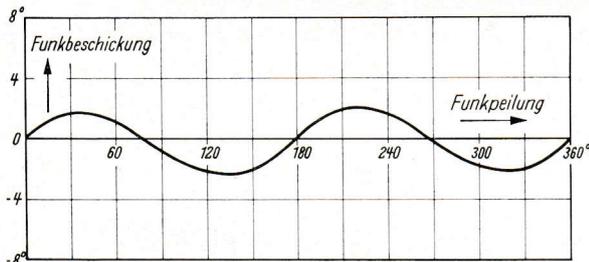


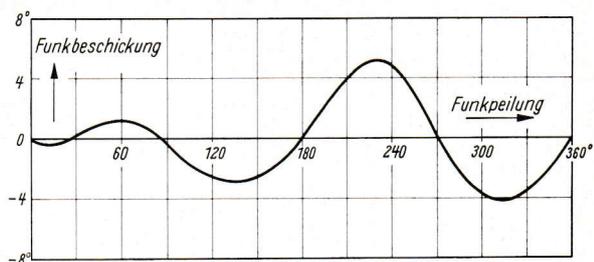
Bild 10: Funkbeschickungskurve für 314,5 kHz „Georg Breusing“

so daß man den viertelkreisigen Wert für die gewünschte Frequenz noch kompensieren kann, woraus bei den anderen Frequenzen geringere Funkbeschickungswerte resultieren. (Die auf den Bildern gezeigten Funkbeschickungskurven sind alle ohne Kompensation aufgenommen worden.)

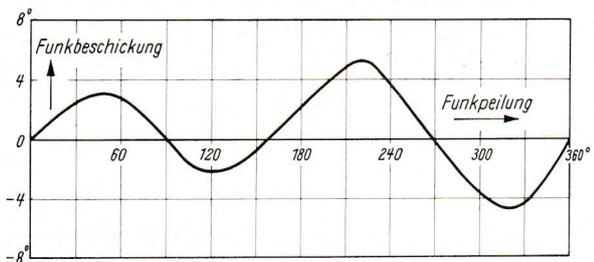
- c) Für alle Frequenzen im Mittel- und Grenzwellenbereich lassen sich über den ganzen Winkelbereich von 360° einwandfreie Peilungen ohne wesentliche Trübung durchführen. Der neue Mastaufbau hat sich durch die symmetrische Anordnung des Kreuzrahmens schon sehr gut bewährt. Über die Ursache der noch vorhandenen Funkfehlweisung sollen noch weitere Untersuchungen mit dem Ziel, diese zu beseitigen, durchgeführt werden.



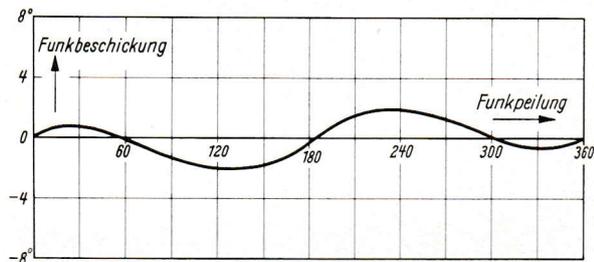
a) 1650 kHz



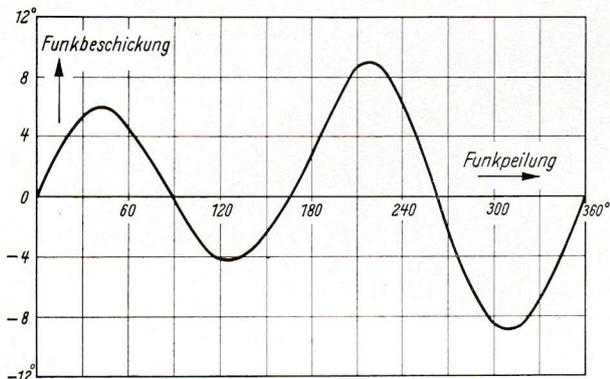
b) 2168 kHz



c) 2395 kHz



d) 3000 kHz



e) 3185 kHz

Zusammenfassend läßt sich über die Funkpeilung auf den drei genannten Schiffen folgendes aussagen:

- a) Im Mittelwellenbereich sind nur noch geringe Funkbeschickungswerte in der Größenordnung von $\pm 1^\circ$ vorhanden, die sich bei sinusförmigem Verlauf auch noch durch Kompensation beseitigen lassen.
- b) Im Grenzwellenbereich treten zwar größere Funkbeschickungswerte auf, die aber einen viertel- und/oder halbkreisigen Verlauf haben,

Bild 11: Grenzwellen-Funkbeschickungskurven „Georg Breusing“

Literatur

[1] A. Troost: Probleme der Grenzwellenpeilung auf Schiffen.-Telefunken-Zeitung 27 (1954) H. 105, S. 149...155.
 [2] A. Troost: Über neuzeitliche Schiffspeiltechnik. Telefunken-Zeitung 33 (1960) H. 130, S. 38...42.
 [3] H. Rattei: Über Peilergebnisse im Grenzwellenbereich mit einem neuartigen Peilrahmen. Bücherei der Funkortung, Bd. 8, Teil I (1959).
 [4] H. Gabler und G. Gresky: Untersuchungen örtlicher Rückstrahler auf Schiffen, vorzugsweise im Grenzwellenbereich, mit dem Sichtfunkpeiler. Forschungsberichte des Landes Nordrhein-Westfalen Nr. 825 (1960).

Eine neue Peilantenne für den Lang-, Grenz- und Kurzwellenbereich

Von H. Rattei und H. Saur

1. Allgemeines, Verwendungszweck

Die hier beschriebene Kreuzrahmen-Peilantenne (Bild 1) ermöglicht in Zusammenschaltung mit einem Hör- oder Sicht-Funkpeiler zuverlässige Peilung und Seitenbestimmung der Bodenwelle von Sendern im Lang-, Grenz- und Kurzwellenbereich. Ihr Frequenzbereich erstreckt sich von 0,25 bis 30,0 MHz. Sie wird hauptsächlich für Schiffe, aber auch für Bodenstationen und Peilfahrzeuge verwendet, vor allem überall dort, wo es aus elektrischen oder räumlichen Gründen erforderlich ist, die Peilantenne in einer größeren Entfernung vom Peilempfangsgerät aufzubauen.

Die bisher üblichen Schiffspeilantennen wurden normalerweise auf dem Peildeck des Schiffes montiert und lieferten nach Einbau von Kompensationsspulen auf Langwelle brauchbare Peilergebnisse. Auf der Grenz-



Bild 1: Peilantenne PR 821

und Kurzwelle machten die Sekundärfelder der in der Nähe der Peilantenne befindlichen Rückstrahler (Deckaufbauten, Masten, Stags, Abspannungen) eine eindeutige, fehlerfreie Peilung fast unmöglich [1] [2].

Den stärksten Störeinfluß haben sehr schlanke Strahler, wie Schiffsmaste, deren $\lambda/4$ -Resonanz erfahrungsgemäß im Frequenzbereich um 2 MHz liegt. Ihr Magnetfeld verläuft als Rotationsfeld um die Strahlerlängsachse. In der Regel ist eine Peilantenne an Deck eines Schiffes wenigstens einem dieser Störfelder ausgesetzt. Montiert man dagegen die Peilantenne, die im allgemeinen als Rahmenantenne ausgebildet wird, auf die Spitze eines solchen Störstrahlers, also in das Zentrum, den Symmetrierpunkt des Störfeldes, so wird eine Störspannungsinduktion durch diesen Strahler weitgehend unterbunden und gleichzeitig durch die größere Entfernung vom Deck der Einfluß der übrigen Störquellen verringert [3] [4].

Um durch die Laufzeitunterschiede verursachte, azimutabhängige Phasenverschiebungen zwischen der zur Seitenkennung benötigten Hilfsantennenspannung und den Peilspannungen zu vermeiden, darf im Grenz- und Kurzwellenbereich die Hilfsantenne nicht mehr — wie im Langwellenbereich — räumlich beliebig angeordnet werden. Die Hilfsantenne sollte mit der Peilantenne eine konstruktive Einheit bilden. Bei Anordnung über einem Störstrahler wird aber eine Hilfsantenne, die prinzipiell eine elektrische Antenne ist, im Gegensatz zu einer magnetischen Antenne sehr erheblich von diesem Strahler beeinflusst [5]. Man muß also, um eine brauchbare Hilfsspannung zur Seitenkennung zu erhalten, entsprechende Gegenmaßnahmen treffen.

Außer diesen elektrischen Forderungen sind für eine solche Konstruktion die klimatischen Bedingungen und mechanischen Beanspruchungen besonders zu beachten. Der Betriebstemperaturbereich soll von -40°C bis $+60^{\circ}\text{C}$ reichen. Die Antenne ist außen und innen gegen den hohen Feuchtegehalt der Luft und gegen Salznebel zu schützen. Die mechanische Dauerbeanspruchung durch Vibration — hervorgerufen durch Schiffsmaschinen o. ä. — beträgt an Schiffsmasten maximal 3,5 g bei 50 Hz. Aus diesem Grunde, und auch um die Antenne gegen Winddruck und Vereisung unempfindlicher zu machen, soll sie kompakt gestaltet und in ihren äußeren Abmessungen klein gehalten werden. Reparaturen sind auf hoher See nahezu unmöglich. Um also die Ausfallwahrscheinlichkeit der Antenne möglichst niedrig zu halten, soll sie einfach und nur aus wenigen elektrischen Bauteilen aufgebaut sein.

Im folgenden wird die Dimensionierung des Peilrahmens und der Hilfsantenne sowie der konstruktive Aufbau der Antenne PR 821 beschrieben.

2. Der Peilrahmen

Man entschied sich, den Peilrahmen aus Ferritstäben aufzubauen, da man damit räumlich geringere Abmessungen erhält und Abschirmungen leichter auszuführen sind.

Ein zunächst unbewickelter Ferritstab hat eine um so stärkere Bündelung, je höher die Ringpermeabilität des verwendeten Materials ist. Die effektive Permeabilität in der Stabmitte nähert sich mit zunehmender Stablänge asymptotisch dem Wert der Ringpermeabilität. Bei einem Verhältnis (Stablänge : Stabdurchmesser) von $2\sqrt{\mu_{\text{Ring}}}$ ist dieser Grenzwert nahezu erreicht (μ_{Ring} = relative Ringpermeabilität). Man kann aber andererseits die Permeabilität des verwendeten Materials nicht beliebig hoch wählen, da hochpermeable Materialien mit steigender Frequenz eine fallende Permeabilität und große Verluste zeigen. Die Bündelung bei diesen Materialien ist also bei höheren Frequenzen geringer als bei solchen niedriger Permeabilität. Die über den ganzen Frequenzbereich optimale Bündelung wurde mit einem Material der relativen Ringpermeabilität 300 erreicht. Es wurde eine Stablänge von 720 mm gewählt. Eine weitere Vergrößerung der Stablänge hätte nur am unteren Ende des Frequenzbereichs eine geringere Verbesserung gebracht. Dagegen wurde durch Parallelschaltung mehrerer Ferritstäbe eine Verbesserung der Gesamtbündelung über dem gesamten Frequenzbereich erreicht. So wurden je Peilebene 2×2 Ferritstäbe parallel und symmetrisch zur Antennenachse angeordnet.

Da von der Aufgabenstellung her die Peilantenne vom Peilempfänger meistens sehr weit entfernt ist, wird auf eine Abstimmung der Antenne, die in diesem Fall mit sehr großem Aufwand verbunden wäre, verzichtet. Als Ersatzschaltbild des Peilrahmens kann also eine Spannungsquelle angenommen werden mit einer der Feldstärke proportionalen Ursprungsspannung U_0 und einer Induktivität L als Innenwiderstand. Bei höheren Frequenzen überwiegen allerdings die Einflüsse der Wicklungskapazität und der ohmschen Verluste im Ferrit, es gelten aber sinngemäß die gleichen Überlegungen. Die maximale Leistungsabgabe dieser Quelle an den Verbraucher, den Peilempfänger mit dem Widerstand R , bei vorgegebener Spannung U_0 ist erreicht, wenn $R = \omega L$ ist. Diese Bedingung wird nur bei einer Frequenz genau erfüllt. Sie kann jedoch durch entsprechende Maßnahmen angenähert werden. Bei der Peilantenne PR 821 geschieht dies durch umschaltbare Übertrager.

Die maximale Leistung, die einer nicht abgestimmten Ferritantenne entnommen werden kann, ist $U_0^2 / 2 \omega L$. Im folgenden betrachten wir nur den Quotienten U_0 / \sqrt{L} , den es gilt, bei konstanter Nutzfeldstärke möglichst groß zu machen. Eine bloße Änderung der Windungszahl w hat keinen merklichen Einfluß auf diesen Ausdruck, da U_0 proportional mit w und L näherungsweise proportional mit w^2 steigt. Ändert man dagegen bei Ferritstäben die Breite der Bewicklung, ohne die Windungszahl zu verändern, so nimmt mit zunehmender Wickelbreite die Leerlaufspannung U_0 ab, da das Nutzfeld durch die abschirmende Wirkung der Bewicklung in steigendem Maße am Eintreten in das Ferrit gehindert wird (siehe Bild 2). Diese Abnahme von U_0 ist gering, solange nur der mittlere Teil des Ferritstabes von der Wicklung bedeckt wird. Sie wird erst stärker, wenn die Wicklung mit zunehmender Breite die äußeren Stabenden erreicht, da die Feldliniendichte des eintretenden Nutzfeldes dort am größten ist. Etwas anders verhält sich die Induktivität der Stabwicklung in Abhängigkeit von ihrer Breite. Da mit zunehmender Breite der Bewicklung auch das durch die Gegeninduktion erzeugte Sekundärfeld in seiner Länge gedehnt wird, nimmt im gleichen Maße auch die Induktivität ab. Diese Abnahme ist wesentlich stärker als

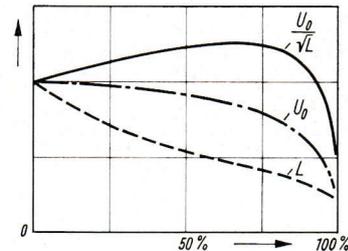


Bild 2: Verlauf der Leerlaufspannung U_0 , der Induktivität L sowie des Quotienten U_0/\sqrt{L} in Abhängigkeit von der Wickelbreite (Windungszahl w und Feldstärke konstant)

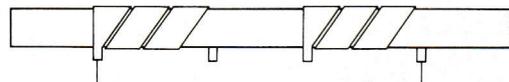
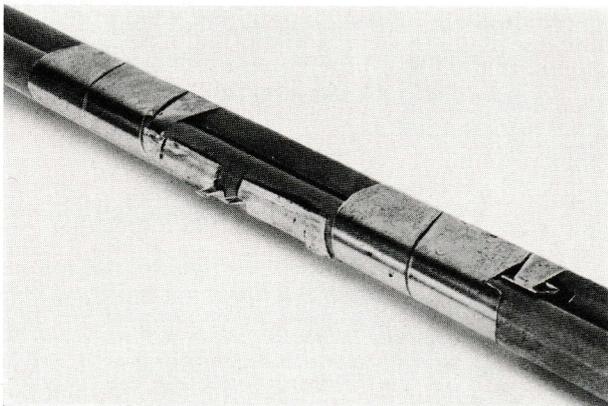


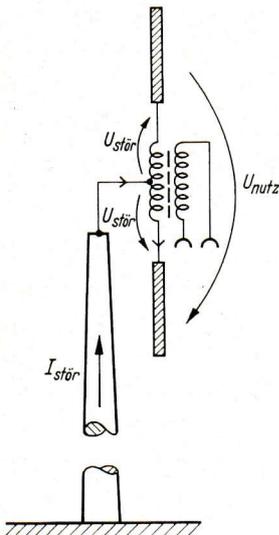
Bild 3: Wickelanordnung des Doppelstabes, Schema und Ansicht

die Abnahme der Leerlaufspannung U_0 (vgl. Bild 2), so daß für eine bestimmte Wicklungsbreite der Quotient U_0/\sqrt{L} ein Maximum wird. Man erreicht bei Ferritstäben eine entsprechende Wickelbreite, wenn man an Stelle des üblichen Runddrahtes breite Metallfolienstreifen verwendet. Bei den gewünscht breitbandigen Ferritantennen muß die mit steigender Frequenz geringer werdende Bündelung des Ferritstabes und somit dessen kürzer werdende „Effektlänge“ berücksichtigt werden. Die metallische Abdeckung des Stabes durch die Wicklung kann also nur so weit ausgeführt werden, wie es die oberste Betriebsfrequenz erlaubt.

Bild 3 zeigt die für den Peilrahmen PR 821 gewählte Wickelanordnung eines Doppelstabes. Um günstige Impedanzwerte zu bekommen, wurde sie in zwei in Reihe geschaltete Teilwicklungen unterteilt. Würde man die Wicklung — wie vorher beschrieben — durchgehend ausführen, so erhielte man eine sehr große Wicklungskapazität. Diese würde den Frequenzbereich der Antenne erheblich einschränken. Eine Bewicklung nur der Mitte des Ferritstabes ergab kein optimales Verhältnis von U_0 zu \sqrt{L} . Daher wurden die beiden Teilwicklungen aus der Mitte heraus gegen die Enden des Stabes verschoben [6]. Mit dieser Anordnung gelang es, die Empfindlichkeit der Antenne über den breiten Frequenzbereich hochzuhalten.

3. Die Hilfsantenne

Mit der Spannung der Hilfsantenne wird die richtige Seitenlage einer aus den Peilrahmen gewonnenen, zunächst doppeldeutigen Peilung bestimmt, indem die Phasenlage der Hilfsspannung mit der der Peilspannungen verglichen wird. Wichtig für diese Seitenbestimmung ist also die Phasenlage der Hilfsantennenspannung, während ihr Betrag nur eine untergeordnete Rolle spielt.



Die Hilfsantenne, die — wie erwähnt — auf der Spitze des Mastes steht, wird durch den Mast als Sekundärstrahler stark beeinflusst. Bei normaler einpoliger Ausführung der Hilfsantenne, bei der sich die gewonnene Spannung elektrisch auf das Potential der Mastspitze bezieht, überlagert sich der aus dem Fernfeld gewonnenen Nutzs Spannung eine Störspannung mit meist ungleicher Phasenlage, die aus dem Verschiebungsstrom der Antenne entsteht (vgl. Bild 4). Ihr Betrag kann unter Umständen ein Mehrfaches der Nutzs Spannung erreichen. Diese Störspannung kann man wirkungslos machen, wenn man die Hilfsantenne als Dipol ausbildet und die beiden Dipolhälften so dimensioniert, daß, wie aus Bild 4 zu erkennen, die Störspannung — ähnlich wie in einer Brückenschaltung — in zwei gegeneinandergeschaltete Komponenten aufgespalten wird [7]. Diese Kompensation wird von der Frequenz und den Abmessungen des Sekundärstrahlers im gleichen Maße unabhängiger, je weiter man den Dipol von der Mastspitze entfernt.

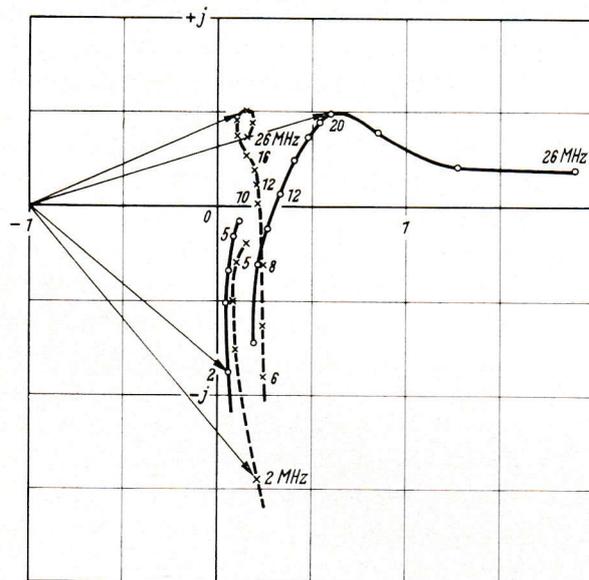
Bild 4: Prinzip der Hilfsantenne

Bezüglich der Phasenrelation zwischen Hilfsantenne und Peilantenne ging man

von folgender Überlegung aus: Man kann sich die Peilantenne als Stromquelle mit der Einströmung I_0 und dem Querleitwert \underline{G} vorstellen, die Hilfsantenne als eine Spannungsquelle mit der Ursprungspannung U_0 und dem inneren Widerstand \underline{R} . U_0 und I_0 entstehen aus den elektrischen Komponenten \underline{E} und \underline{H} des Fernfeldes, sind also phasengleich und im Betrag einander proportional. Am Hilfsantenneneingang mit dem Innenwiderstand Z des Peilgerätes entsteht also die zur Seitenkennung benötigte Spannung

$$U_H = U_0 \cdot \frac{1}{1 + R/Z}$$

Bild 5: Ortskurven der Peilrahmenadmittanz und der Hilfsantennenimpedanz in den beiden verschiebten angepaßten Frequenzbereichen. — G/Z (relative Admittanz der Peilrahmen), - - R/Z (relative Impedanz der Hilfsantenne), $Z = 120 \Omega$ (Wellenwiderstand des Kabels und Eingangswiderstand des Peilempfängers)



874-5

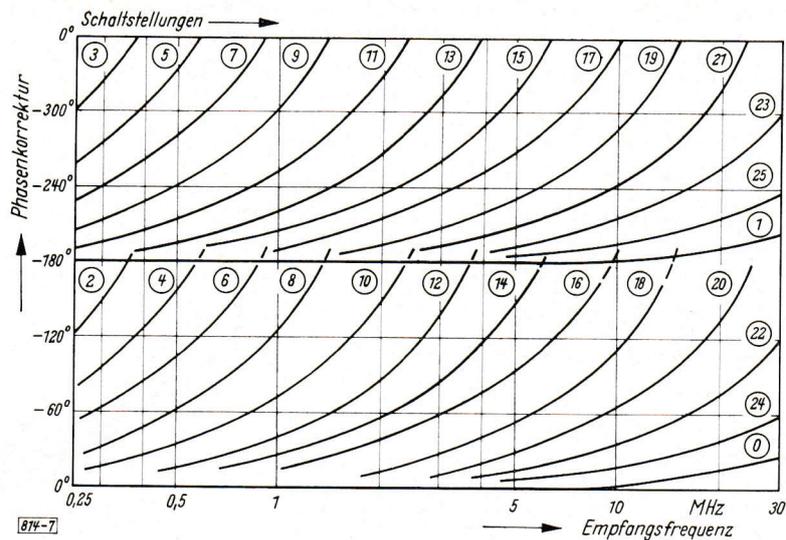


Bild 7: Phasenmaß der Tiefpässe bei den verschiedenen Schaltstellungen

Diesen Zweck erfüllt das Anpaßgerät AP 821. Das Gerät muß also, um sämtliche möglichen Phasenabweichungen zu erfassen, in dem breiten Frequenzbereich von 0,25 bis 30 MHz die Hilfsantennenspannung in ihrer Phase ohne große Dämpfung und Fehlanpassung von 0° bis 360° verschieben können.

Bei einer trübungsfreien Peilung läßt sich eine Seitenkennung bei einer Phasenverschiebung von 60° zwischen Peil- und Hilfsspannung gerade noch durchführen. Für den normalen Betriebsfall läßt eine Phasenverschiebung von maximal $\pm 30^\circ$ eine einwandfreie Seitenkennung zu. Diese Tatsache gestattet es, die Korrektur in Stufen durchzuführen. Im Anpaßgerät AP 821 sind dazu zwölf wahlweise einschaltbare Tiefpässe angeordnet, deren Z -Wert dem Wellenwiderstand des Kabels entspricht. Das Phasenmaß dieser Tiefpässe ist über dem ganzen Frequenzbereich so gestaffelt, daß von Tiefpaß zu Tiefpaß zwischen den Einstellungen 0° und 180° maximale Phasensprünge von 60° entstehen (siehe Bild 7). Die Einstellung kann im ungünstigsten Fall also um $\pm 30^\circ$ vom Soll abweichen. Für Phasenkorrekturen über 180° werden dieselben

Tiefpässe eingeschaltet, jedoch um 180° umgepolt. Man verfügt über 26 mögliche Korrektoreinstellungen. In einem Fenster wird die jeweils gewählte Einstellung der Tiefpässe angezeigt.

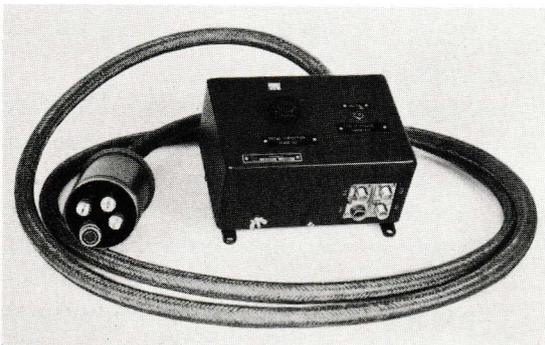


Bild 8: Anpaßgerät AP 821 mit kurzem Verbundkabel und antennenseitigem Kabelendverschluß

Nach der Montage einer Peilanlage auf einem Schiff werden die durch die Schiffsaufbauten erzeugten Peilfehler (Funkbeschickung) gemessen. Dabei wird auch die Korrektoreinstellung am Anpaßgerät festgelegt. Diese Stellung ist abhängig von der gewählten Frequenz. Eine Tabelle, die Frequenz- und Korrekturstellung angibt, wird der Anlage gut sichtbar beigelegt.

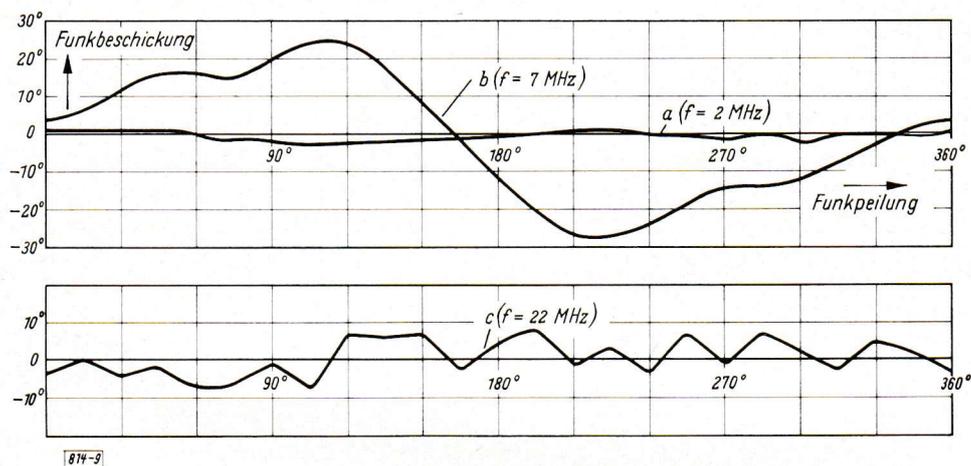
Das Gehäuse des Anpaßgerätes (Bild 8) bildet den Kabelendverschluß des armierten Antennenkabels und nimmt gleichzeitig die mechanischen Längenunterschiede der auf gleiche elektrische Länge abgeglichenen einzelnen Peilkabel auf [8]. Dieser Längenunterschied liegt bei der normalen Kabellänge von etwa 50 m erfahrungsgemäß in der Größenordnung von 15 cm. Der antennenseitige Kabelendverschluß des Antennenkabels besitzt eine Überwurfhülle, die die inneren Steckverbindungen mechanisch zugentlastet und nach außen wasserdicht abschließt.

6. Praktische Ergebnisse

Die Antenne ist an Bord mehrerer Schiffe verschiedener Größe und Bauart erprobt worden. In jedem Fall waren im ganzen Frequenzbereich von 250 kHz bis 30 MHz eindeutige Peilungen und Seitenbestimmungen möglich.

Die größten Fehleramplituden wurden am Anfang des Kurzwellenbereichs gemessen. Sie nahmen mit steigender Frequenz auf Grund der zunehmenden Strahlungsdämpfung wieder ab; jedoch zeigen die Fehlerkurven bei höheren Frequenzen häufigere Nulldurchgänge. Dies ist darauf zurückzuführen, daß bei höheren Frequenzen, abhängig von der azimuthalen Einfallsrichtung, zwischen Nutz- und Störfeld merkliche Laufzeitunterschiede entstehen.

Ein störender Einfluß der $\lambda/4$ -Resonanz des die Antenne tragenden Mastes konnte nicht festgestellt werden. Die Resonanz eines dicht daneben stehenden zweiten Mastes macht sich zwar noch in der Funkbeschickung bemerkbar, jedoch ohne — wie bei an Deck aufgestellten Peilrahmen — eine sogenannte „klebende Peilung“ zu verursachen. Bild 9 zeigt einige typische Fehlerkurven, wie sie auf verschiedenen Schiffen gemessen wurden. Kurve a) zeigt eine Funkbeschickung bei 2 MHz der $\lambda/4$ -Resonanzfrequenz des Mastes, auf dem die Antenne montiert war. In Kurve b) (7 MHz) ist der typische Störeinfluß eines zweiten starken Störstrahlers bemerkbar, der bei normaler Montage auf Deck meist zu einer sogenannten „klebenden Peilung“ führt. Kurve c) zeigt einen unregelmäßig verlaufenden, aber amplitudenmäßig verhältnismäßig kleinen Funkbeschickungsfehler, im unteren Kurzwellenbereich, wie er aus der Zusammenwirkung mehrerer kleiner Störstrahler entsteht.



874-9

Bild 9: Verschiedene Funkbeschickungskurven:

- a) Meßfrequenz gleich der $\lambda/4$ -Resonanzfrequenz des Trägermastes (2 MHz)
- b) Meßfrequenz gleich der $\lambda/4$ -Resonanzfrequenz eines benachbarten Mastes (7 MHz)
- c) bei einer Meßfrequenz im Kurzwellenbereich (22 MHz)

Literatur

- [1] A. Troost: Probleme der Grenzwellenpeilung auf Schiffen. Telefunken-Zeitung 27 (Sept. 1954) H. 105, S. 149...155.
- [2] G. Ziehm: Klärung der Peilerschwerung bei Kurz- und Grenzwellen an Bord von Schiffen. Frequenz Bd. 9 (1955) H. 9, S. 1...9.
- [3] H. Beythien und G. Gresky: Funkpeilung, insbesondere im Grenzwellenbereich, auf Schiffen in Seenotfällen. Telefunken-Zeitung 37 (1964) H. 1, S. 49...55.
- [4] H. Rattei: Über Peilerggebnisse im Grenzwellenbereich mit einem neuartigen Peilrahmen. Bücherei der Funkortung, Bd. 8, Teil I (1961) S. 61...71.
- [5] G. Ziehm: Die Stromverteilung auf vertikalen, zylindrischen Rückstrahlern. Frequenz Bd. 11 (1957) H. 8, S. 1...11.
- [6] G. Ziehm: Ferritantennen für Goniometer-Peilanlagen. Telefunken-Zeitung 28 (Dez. 1955) H. 110, S. 227...234.
- [7] G. Ziehm: Moderne Kurzwellen-Peiltechnik auf Schiffen. Nachrichtentechn. Fachberichte 12 (1958) S. 91...98.
- [8] G. Ziehm: Symmetrieforderungen an Kabel bei Zweikanal-Peilanlagen. Frequenz Bd. 11 (1957) H. 9, S. 1...7.

Demodulationsschaltungen für PAL-Farbfemseh-Empfänger¹⁾

Von W. Bruch

Beim PAL-Farbfemsehsystem [2] [3] wird im Sender das eine der beiden Modulationssignale, aus denen die Quadraturmodulation zusammengesetzt wird, von Zeile zu Zeile sequentiell umgeschaltet. Beim Empfang können entweder im sogenannten Laufzeitdemodulator PAL_{DL}²⁾ durch phasenrichtige Addition des verzögerten und unverzögerten Signals das trägerfrequente $F_{Q'}$ -Signal und durch Subtraktion das entsprechende $F_{I'}$ -Signal unverzerrt zurückgewonnen werden, oder es kann nach dem sogenannten Simple-PAL-Verfahren (PAL_S) durch geeignete Umschaltung der NTSC-Synchrodemodulatoren ein Mittelwert der aufeinanderfolgenden Farbsignale über den Bildschirm durch das Auge gebildet werden. Für beide Prinzipien sind eine Reihe von Schaltungen entwickelt worden, die das PAL-System erst zu seiner heutigen Vollkommenheit gebracht haben. Davon sollen einige wichtige ausführlich beschrieben werden.

1. Demodulation nach I' und Q'

Eine Demodulation des Farbsignals derart, daß I' und Q' wiedergewonnen werden, mit denen am Sender moduliert wurde, liegt nicht nur nahe, sondern gibt auch die optimal möglichen Signal/Rauschverhältnisse. Das Grundprinzip ihrer Wiedergewinnung im Laufzeitdemodulator (Bild 1a) kann mit vielen Schaltungen realisiert werden. Am besten bewährt haben sich solche, die keinerlei aktive Elemente, wie Röhren oder Transistoren, für die Summierung und Subtraktion gemäß dem in Bild 1a angegebenen Blockschema enthalten. So ist eine absolute Stabilität der Schaltung über lange Zeiten und Unabhängigkeit von Temperatureinflüssen gegeben. Mit der in Bild 1b dargestellten Grundschialtung läßt sich dies erreichen.

Das Summensignal ($2 F_{Q'}$) und das Differenzsignal ($2 F_{I'} - 2 F_{I'}, 2 F_{I'}, \dots$) wird nach Bild 1b an je einer Widerstandsmatrix gebildet. Laufzeitleitung und Matrix werden von einer Röhre in Kathodenfolgerschaltung, oder in Transistorgeräten noch vorteilhafter von einem Emitterfolger, gesteuert. Der Ausgangswiderstand der zur Zeit verwendeten Ultraschall-Verzögerungsleitung DL_1 liegt ebenso wie ihr Eingangswiderstand in der Größenordnung von 50Ω . Daher ist es möglich, durch Aufwärtstransformation mit einem als Bandfilter ausgebildeten Transformator Tr_1 am Ausgang der Leitung ihren Spannungsverlust (etwa 16 dB) auszugleichen, der in den beiden Wandlern und infolge der Dämpfung der Ultraschallwelle im Glas entsteht. An einem Ende der streng symmetrischen, bifilaren Sekundärwicklung von Tr_1 wird die eine, für den Summenkanal (Q') benötigte, Spannung abgenommen und am anderen Ende, genau um 180° phasenverschoben, die entsprechende Spannung für den Differenzkanal (I'). In der Schaltung wird der Eingang nicht vom Ausgang her beeinflußt, da eine Rückwirkung von einem Sekundärende des Transformators Tr_1 durch eine gleichgroße entgegengesetzter Polarität vom anderen Wicklungsende aufgehoben wird. Das gilt auch für den umgekehrten Weg: eine Störspannung, die über die eine Widerstandsmatrix das eine Ende der Transformatorsekundärwicklung erreicht, wird von einer gleichgroßen über die zweite Widerstandsmatrix im Gegentakttransformator kompensiert. An den beiden Widerstandsmatrizen werden die trägerfrequenten Signale $F_{Q'}$ und $F_{I'}$ gewonnen, sie werden auf hochohmige Synchrodemodulatoren geführt, die I' und Q' gleichgerichtet als Video-Signal liefern. Dem I' -Demodulator wird der Referenzträger zur Kommutierung von $-I'$ auf $+I'$ von Zeile zu Zeile um 180° in der Phase geschaltet zugeführt. Die Umschaltung erfolgt von einem bistabilen Generator, der von den Zeilenrücklaufimpulsen gesteuert wird. Damit dieser phasenrichtig mit dem des Senders schaltet, wird ein Kennimpuls übertragen [1] [2] [3]³⁾. Neben symmetrischer Diodendemodulation, sogenannten „Clamping“-Demodulatoren, sind ebenso multiplikative Synchron-Demodulatoren, z. B. mit den Röhren 6 GY 6 oder 6 BN 6, dafür gut geeignet. Alle in dieser Arbeit beschriebenen Schaltungen enthalten Diodendemodulatoren.

Zur Einstellung der genauen Laufzeit ist in die Grundschialtung nach Bild 1b noch eine kleine einstellbare Zusatzverzögerungsleitung DL_2 einzufügen (Bild 1c). Für den kleinen Wellenwiderstand der Ultraschall-

¹⁾ Die in dieser Arbeit gebrachten Grundschialtungen wurden 1963 in einem Dokument der Studiengruppe 2 der EBU-Farbfemsehgruppe zur Verfügung gestellt; s. auch [1].

²⁾ PAL_{DL} oder Standard-PAL, die Schaltung mit „Delay-Line“, während die einfache Version ohne Verzögerungsleitung mit „Simple-PAL“ bezeichnet wird, hier als PAL_S geschrieben [1]. Der nach NTSC modulierte Farbräger ist mit \bar{F} und seine konjugiert komplexe Form mit \bar{F} bezeichnet. $F_{Q'}$, $F_{I'}$ oder z. B. $F_{(B'-Y')}$ charakterisieren nur die mit Q' , I' oder $(B' - Y')$ modulierten Farbräger, vgl. [2] und [3].

³⁾ In dieser Arbeit werden die Schaltmittel für diese Synchronisierung nicht berücksichtigt. In einem Beitrag [10] wird demnächst auf diese Schaltungen der Empfänger eingegangen werden.

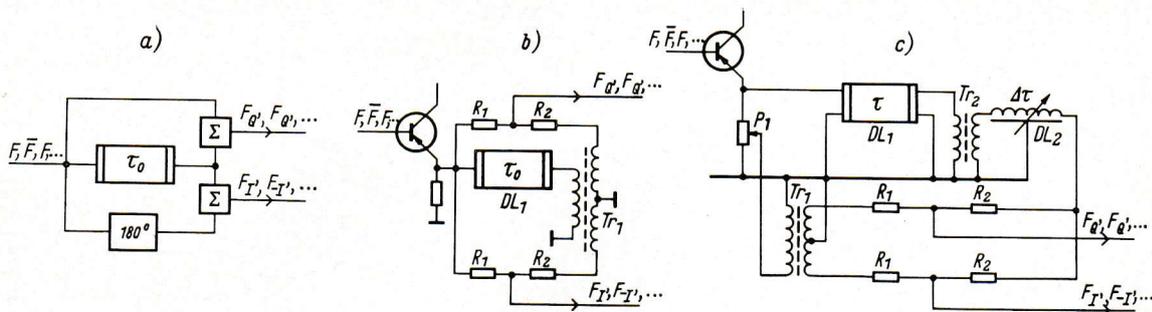


Bild 1: Signalaufspaltung beim PAL-System. a) Blockschaltbild des Laufzeitdemodulators ohne die Synchrondemodulatoren, b) Prinzip der Grundschiung, c) erweiterte Grundschiung mit Zusatzverzögerungsleitung

Verzögerungsleitung DL_1 läßt sich DL_2 nicht wirtschaftlich herstellen, während es für einen Wellenwiderstand ab etwa 2000Ω und höher billige und stabile Ausführungen gibt. Daher ist ein weiterer Transformator Tr_2 erforderlich, der den Ausgangswiderstand der Ultraschall-Verzögerungsleitung DL_1 auf den Wellenwiderstand der Leitung DL_2 übersetzt. Bild 1c zeigt das Prinzip der so weiter ausgebauten Schaltung.

Die Leitung DL_2 ist durch eine Verzögerungsspule zu realisieren (Bild 2), deren drehbarer Kern aus Isoliermaterial mit einem Streifen Metallfolie beklebt ist, die geerdet wird. Durch Änderung des Kapazitätsbelages der Leitung wird der Wellenwiderstand und damit die Laufzeit in genügenden Grenzen verändert. Am Aus-

gang wird die Leitung mit dem mittleren Wellenwiderstand ($2,2 \text{ k}\Omega$) abgeschlossen. Bild 3 zeigt den möglichen Einstellbereich der Laufzeit, als Phasenwinkel bei der Frequenz des Farbhilfsträgers gemessen. Wegen der bei Änderungen der Laufzeiteinstellung auftretenden Änderungen des Wellenwiderstandes von DL_2 kann der nutzbare Laufzeitbereich nicht beliebig groß gemacht werden, ohne daß eine Korrektur an den Abschlußwiderständen notwendig würde.

Bei größeren Laufzeittoleranzen der Ultraschall-Verzögerungsleitung werden solche einstellbaren Verzögerungsspulen in zwei bis drei Längen vorrätig gehalten, so daß der Hauptleitung DL_1 eine passende Spule zugeordnet werden kann. Der Temperaturkoeffizient der Verzögerungsspule wurde mit etwa $2 \cdot 10^{-4} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ gemessen, ist also vernachlässigbar gering [4]. Die einzustellende Laufzeit τ_0 muß von der echten Dauer einer Zeile (283,75 Perioden bei Viertelzeilen-Offset) um $\pm 0,25$ Perioden abweichen [5]. Die Einstellung mit der Zusatzleitung wird vereinfacht, da die Laufzeit τ_0 sowohl auf 283,5 als auch auf 284 Perioden des Farbträgers eingestellt werden kann. Mit der Polung des Transformators Tr_1 läßt sich eine halbe Periode variieren.

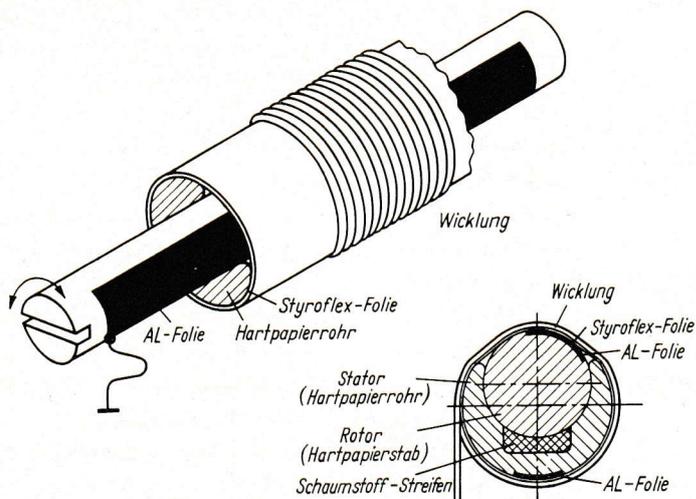


Bild 2: Einstellbare Verzögerungsleitung DL_2

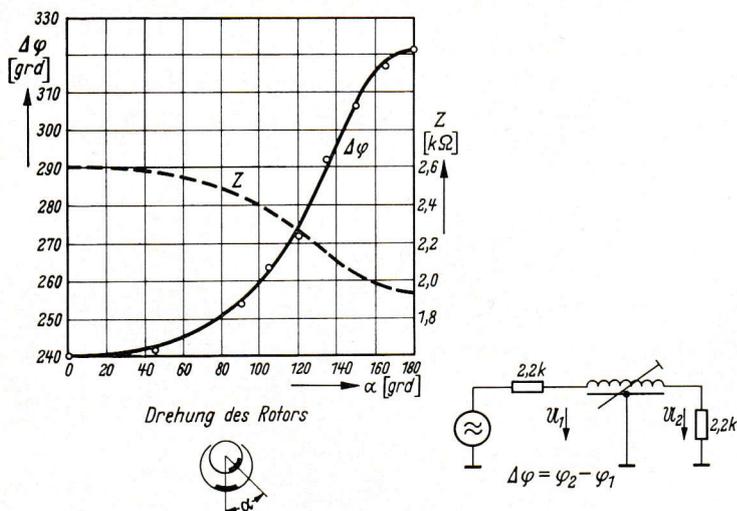


Bild 3: Laufzeiteinstellbereich der Verzögerungsleitung DL_2 nach Bild 2. Laufzeit gemessen als Phasenwinkel $\Delta\varphi$ bei $4,43 \text{ MHz}$ als Funktion des Drehwinkels α vom Kern

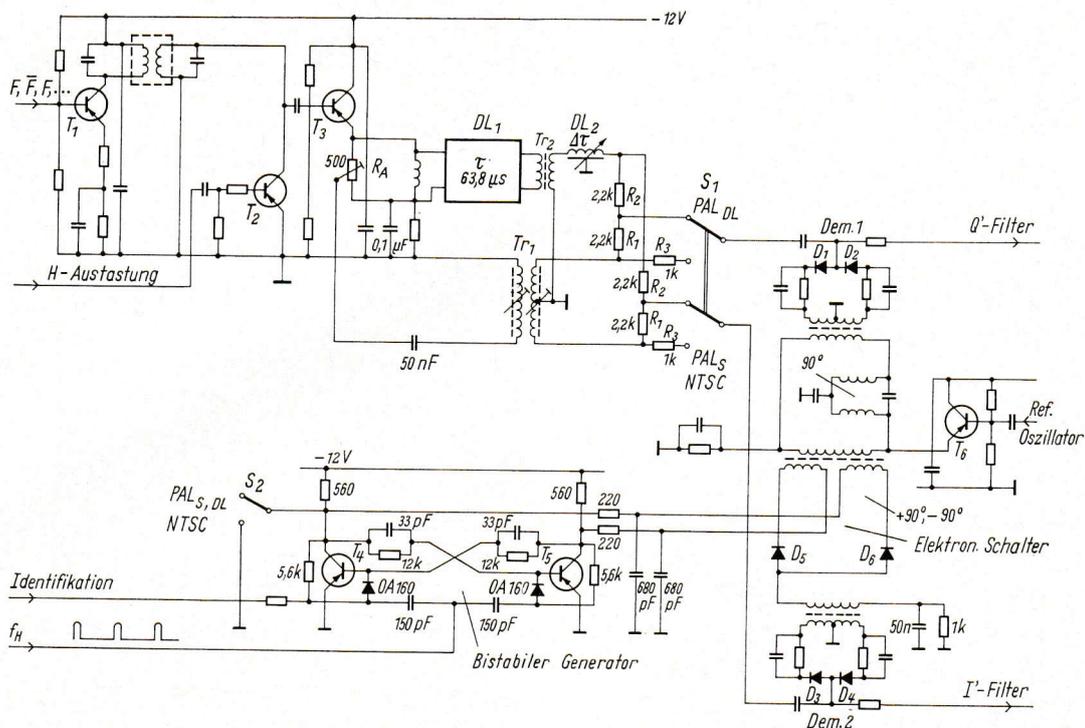


Bild 4: Kompletter Demodulator nach Bild 1 c für PAL_{DL}, wahlweise umschaltbar auf PAL_S und NTSC für Demonstrationszwecke

Die Schaltung der Transistorausführung eines bei PAL und NTSC verwendeten Demodulators für Demonstrationszwecke zeigt Bild 4⁴⁾. In Verbindung mit geeigneten I' - und Q' -Filtern wird ein gutes Signal/Rauschverhältnis im Farbkanal und niedriges "cross-colour" erreicht. Durch Verzicht auf den Transformator Tr_2 und die Laufzeitleitungen entsteht aus dem PAL_{DL}-Demodulator eine Schaltung für PAL_S (Schalter S_1 in Bild 4 nach Stellung PAL_S). Bei zusätzlichem Verzicht auf den elektronischen Schalter bleibt ein NTSC-Demodulator (Schalter S_2 in Bild 4 nach Stellung NTSC). Ein PAL_{DL}-Empfänger kann daher nicht nur in der Produktion sehr schnell auf PAL_S oder NTSC umgestellt werden, sondern auch einfach für eine wahlweise Umschaltung, z. B. NTSC/PAL, im Betrieb eingerichtet werden. Die Schaltungen für Trägerkommutation (D_5 und D_6) und bistabilen Generator (T_4 und T_5) sind identisch mit denen, die für PAL_S in [2] beschrieben wurden.

Wird durch den Schalter S_1 in Bild 4 in Stellung PAL_S bzw. NTSC der Laufzeitdemodulator umgangen, so sind jetzt die Widerstände R_3 eingeschaltet, um den Clamping-Demodulatoren Signalquellen gleichen Innenwiderstandes wie bei PAL_{DL} zu geben. Das ist für Vergleiche der Eigenschaften von PAL_{DL} und PAL_S wichtig, weil damit Farbsättigungsunterschiede auf dem Empfängerbildschirm bei Übergang von einer Schalterstellung (S_1) in die andere vermieden werden (ähnliches gilt für den Vergleich von PAL_{DL} und NTSC, gleicher Farbträger-Offset und gleiche Modulationsart vorausgesetzt).

Um einen farbreinen Hintergrund der wiedergegebenen Bilder zu erhalten, sollen die Endröhren der drei Farbdifferenzverstärker, oder bei Decodern für Monitorbetrieb die R' -, G' -, B' -Ausgangsverstärker während des Zeilenrücklaufs geklemmt⁵⁾ werden. Zur Sicherung eines einwandfreien Schwarzpegels in allen drei Kanälen wird das Farbsignal im Transistor T_3 (Bild 4) während des Horizontalrücklaufs ausgetastet und damit sowohl der Burst als auch das Rauschen im Klemmbereich entfernt.

Der Abgleich der Brückenschaltung mit der Verzögerungsleitung ist in der Schalterstellung PAL_{DL} (Bild 4) sehr einfach. Mit einem nach NTSC modulierten Signal, z. B. Farbbalken, wird durch wechselseitigen Abgleich

⁴⁾ Die Umschaltmöglichkeiten dieses Demodulators erwiesen sich bei vergleichenden Systemuntersuchungen (z. B. im Rahmen verschiedener Vorführungen vor der EBU) als besonders wertvoll, da bei Übergang von einem Demodulationsverfahren zum anderen keine weiteren Parameter des Decoders verändert werden müssen. Allerdings müssen dann NTSC und PAL mit der gleichen Frequenz betrieben werden, also entweder bei NTSC mit dem für PAL notwendigen Viertelzeilen-Offset [5], oder bei PAL, wie augenblicklich vielfach üblich, mit um $0,88 \cdot 10^{-3}$ verschobener Zeilenfrequenz.

⁵⁾ Klemmen (aus „clamping“) bedeutet die echte Wiederherstellung des vom Sender übertragenen Schwarzwertes mittels einer getasteten Dioden- oder neuerdings häufig auch Transistorschaltung [6].

Bild 5: Spannung an den Demodulator-Ausgängen beim PAL-Demodulator

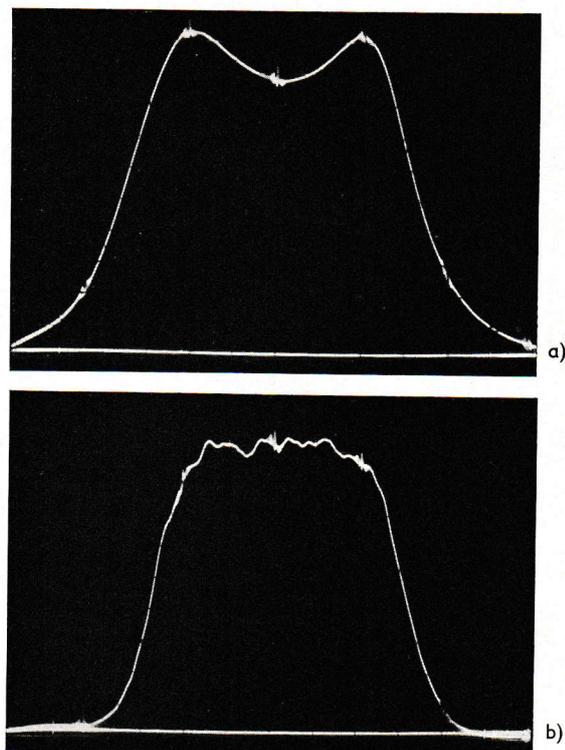
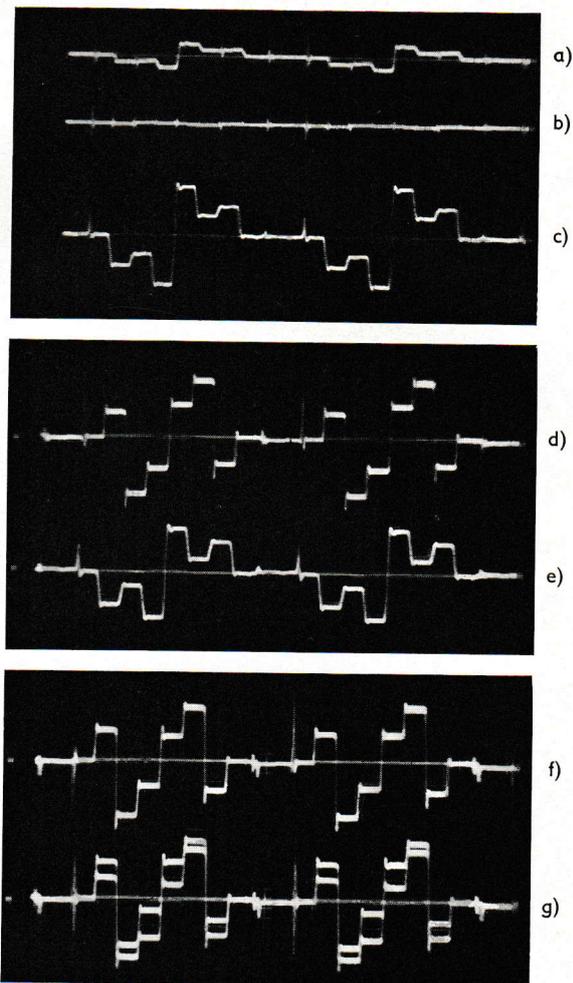
- a) Sender NTSC, I' -Ausgangsspannung bei nicht korrektem Abgleich im PALDL-Empfänger
- b) wie a), aber korrekt eingestellt
- c) Sender NTSC, Q' -Ausgangsspannung gemäß b) (NTSC- Q' -Signal)
- d) Sender PAL, I' -Ausgangsspannung im PALDL-Empfänger
- e) Sender PAL, Q' -Ausgangsspannung im PALDL-Empfänger
- f) Ausgangsspannung am I' -Demodulator bei PALDL, etwa um 30° falsche Referenzträgerphase; entsprechend erhöhte Chrominanzamplitude
- g) Ausgangsspannung am I' -Demodulator bei PALs für Phasenfehler wie unter f)

von R_A und der Verzögerungsleitung DL_2 die Spannung am I' -Ausgang des Demodulators mit Hilfe eines Oszillographen auf Null gebracht. Bild 5a zeigt eine Anfangsphase dieser Einstellung bei NTSC-Modulation, Bild 5b den fertigen Abgleich und Bild 5c die hierzu gehörende Spannung am Q' -Ausgang. Bei PAL-Betrieb liefern beide Demodulator-Ausgänge nun die richtigen Signale I' (Bild 5d) und Q' (Bild 5e). Die Referenzträgerphase ist unkritisch, die genaue Einstellung kann mit S_1 in Stellung PAL_S bei verschwindenden Helligkeitsstreifen („Venetian blinds“) geprüft werden. Bild 5f zeigt das gleiche Signal wie Bild 5d, jetzt aber unter dem Einfluß einer um 30° fehlerhaften Referenzträgerphase; bei dementsprechend erhöhter Chrominanzamplitude erhalten wir verzerrungsfrei dieselbe Spannung wie in Bild 5d. Bei dem gleichen Phasenfehler wie in Bild 5f zeigt Bild 5g das I' -Signal für PAL_S . Hier sind paarweise mehrere Zeilen übereinander geschrieben, um die einander entgegengesetzten Abweichungen der sequentiellen Zeilen gegenüber der Soll-Kurve (z. B. Bild 5d) darzustellen. Die Abweichungen kompensieren sich bei Mittelwertbildung.

Bild 6a zeigt die gewobbelte Durchlaßkurve des Farbkanals über den direkten und Bild 6b über den verzögerten Weg. Die einer Modulation des Farbsignals mit Impulsen entsprechende Reihe geträgerter Impulse ist vor dem Q' -Clamping-Demodulator ausschnittsweise in Bild 7a gezeigt, und zwar gleichzeitig nebeneinander über den direkten und über den verzögerten Weg, um ein unverzögertes und das dazugehörige verzögerte Signal darzustellen. Die Summierung beider Impulse geht aus Bild 7b hervor ($2Q'$), die Subtraktion aus Bild 7c (I' -Kanal).

Bild 8 zeigt die Ansicht eines Demodulators nach Bild 4 in Einschubtechnik.

Bild 6: Durch Wobbeln gemessene Durchlaßkurve des Farbkanals in logarithmischer Darstellung. a) über den direkten Weg, b) über den verzögerten Weg



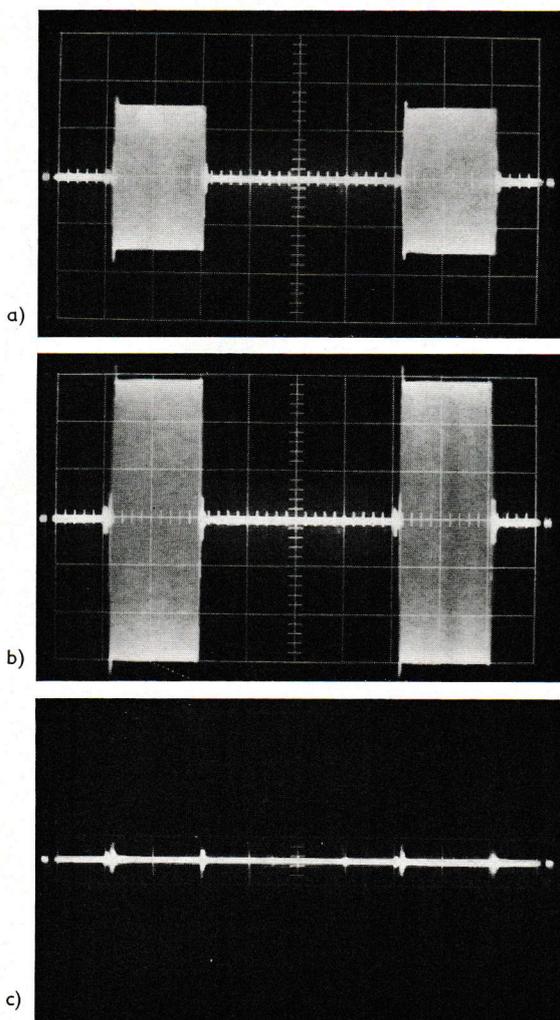


Bild 7: Ausschnitt aus einer dem Q' -Demodulator zugeführten Reihe geträgerter Impulse; links direkter Impuls, rechts verzögerter Impuls
 a) vor der Addition, b) nach der trägerfrequenten Addition ($2 Q'$), c) dieselben Impulse dem I' -Demodulator zugeführt (Kompensation)

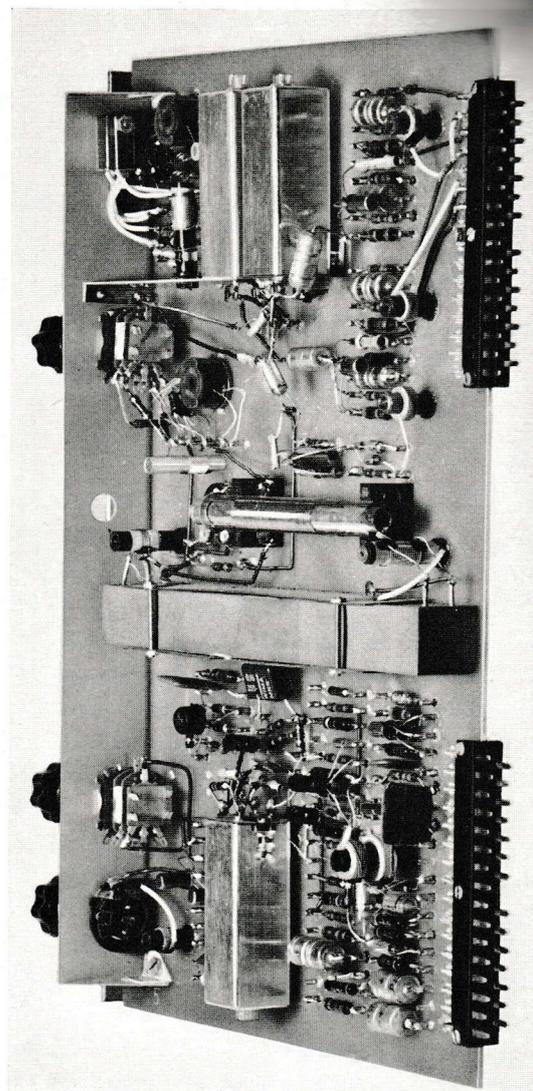


Bild 8: Aufbau eines Demodulators nach Bild 4 in Einschubtechnik

2. Demodulatoren zur direkten Gewinnung von $R' - Y'$ und $B' - Y'$ oder X' und Z' beim einfachen PAL-Empfänger ohne Verzögerungsleitung

Die I' -, Q' -Demodulation wird in Heimempfängern wegen des größeren Aufwandes in den Matrix-Schaltungen nicht gerne verwendet. Die beiden Signale unterschiedlicher Bandbreite erfordern einen unterschiedlichen Laufzeitgleich.

Bei NTSC-Empfängern werden daher meist sogenannte „Äquiband“-Demodulationsschaltungen verwendet, von denen die zu bevorzugen sind, die zwei der zur Steuerung der Bildröhre erforderlichen Signale ($R' - Y'$ und $B' - Y'$) direkt liefern, wobei das dritte ($G' - Y'$) aus einer einfacheren Matrix- und Umkehrschaltung gewonnen werden kann. Auch im PAL₅-Empfänger ohne Laufzeitleitung können, wie im PAL_{DL}-Empfänger, diese Spannungen direkt aus entsprechenden Demodulationsschaltungen geliefert werden. Mit Q' als Bezugsachse in horizontaler Richtung wird eine anschauliche Darstellung für PAL-Zeigerbilder gewonnen. Bei NTSC erhält man aus einem Synchrondemodulator das Signal $0,493 (B' - Y')$, wenn diesem Synchrondemodulator der Referenzträger um den Winkel 33° gegen Q' nachteilend zugeführt wird (genannt $\sqrt{B' - Y'}$). Entsprechend wird $0,877 (R' - Y')$ gewonnen mit einer um 57° voreilenden Referenzträgerphase (Winkel $\sqrt{R' - Y'}$ ⁶). Wird am Sender bei PAL die Modulationsachse I' zeilenfrequent auf ($- I'$) umgeschaltet, so

⁶) Die Signale $R' - Y'$ und $B' - Y'$, ebenso wie X' und Z' und andere erscheinen nach der Demodulation noch multipliziert mit unterschiedlichen Verstärkungskoeffizienten. Diese liegen gemäß den NTSC-Gleichungen fest (siehe z. B. [2]). Auf sie muß die der Demodulation folgende jeweilige Endverstärkerstufe eingestellt werden. Bei den folgenden Darstellungen werden vorläufig zur Vereinfachung diese Faktoren nicht mehr berücksichtigt.

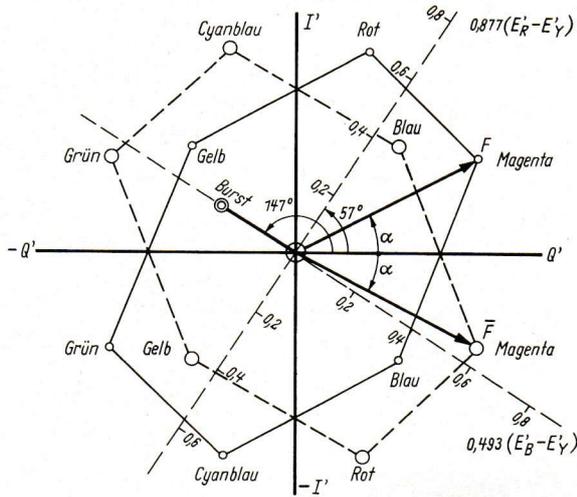


Bild 9 (links): PAL-Farbbalken auf dem Vectorscop

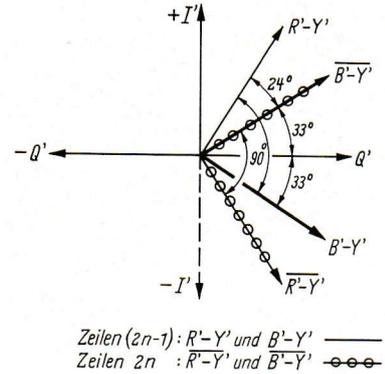


Bild 10: Demodulationsachsen der ungeraden und der geraden Zeilenart bei PALs für $R' - Y'$ und $B' - Y'$

muß die Demodulation im Empfänger ebenfalls geändert werden, da sonst falsche Farbsignale entstehen. Bild 9 zeigt ein Vektorscopicbild für eine Farbbalkenfolge einer PAL-Sendung. Da die Zeigerendpunkte für die Farben gespiegelt erscheinen, wenn das Farbsignal in der Form \bar{F} gesendet wird, sind auch die Demodulationsachsen zu spiegeln (Bild 10). Die 33° nachteilende Phase $\angle B' - Y'$ muß jetzt als Phase $\angle \bar{B}' - \bar{Y}'$ um 33° voreilen. Entsprechend wird die 57° voreilende Phase $\angle R' - Y'$ jetzt auf 57° nachteilend ($\angle \bar{R}' - \bar{Y}'$) umzuschalten sein. Die neuen Achsen haben in dem Vektorquadranten $-I', Q'$ die gleiche relative Lage wie die alten Demodulationsachsen $R' - Y'$ und $B' - Y'$ in dem Vektorquadranten $+I', Q'$. Mit einer Umschaltung der Referenzträgerphasen in diesem Sinne wird es möglich, trotz der I' -Umschaltung im Sender im Empfänger z. B. nach $R' - Y'$ und $B' - Y'$ zu demodulieren, allerdings müssen in den zwei Demodulatoren die Referenzträgerphasen umgeschaltet werden. Bild 11 ergänzt diese Darstellungen auf die Achsen X' und Z' . Die X', Z' -Demodulation, z. B. von der RCA in allen NTSC-Farbempfängern angewendet, gestattet es, Signale zu gewinnen, die zur Aussteuerung einer besonders stabilen und einfachen Schaltung für die drei Ausgangsröhren der Farbdifferenzkanäle gebraucht werden. Je nach der Dimensionierung dieser Ausgangsschaltung sind jedoch die Achsen X', Z' verschieden definiert. Die in Bild 11 gezeigten Winkel entsprechen denen, die von Carnt und Townsend [7] für X' und Z' angegeben wurden.

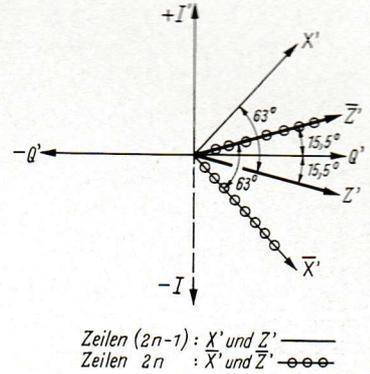


Bild 11: Demodulationsachsen bei PALs für X' und Z'

Um zwei Farbdifferenzsignale zu gewinnen, muß also nach insgesamt vier verschiedenen Demodulationsachsen demoduliert werden. Es wäre zu vermuten, daß für die Gewinnung dieser umgeschalteten vier Phasen ein verhältnismäßig großer Schaltungsaufwand erforderlich sei. Dies wäre auch der Fall, wenn diese vier Spannungen z. B. mit vier verschiedenen Phasenschiebern gewonnen würden. Dann hätte ein komplizierter elektronischer Schalter die beiden Synchrondemodulatoren auf je zwei Ausgänge dieser Phasenschieber wechselweise umzuschalten. Zwei einfache Beispiele sollen zeigen, daß dies nicht erforderlich ist und die Umschaltung der vier Phasen ganz einfach und ohne Mehraufwand gegenüber einer I', Q' -Demodulation möglich ist. Die eine Ausführung zeigt Bild 12 für die Demodulationsachsen nach Bild 10. Der Referenzträger mit der Phase $\angle R' - Y'$ wird über den einfachen Umschalter wechselweise den beiden Enden einer Laufzeitleitung, die an beiden Enden abgeschlossen ist, zugeführt. Die Spannungen für die Synchrondemodulatoren werden an Abgriffen der Laufzeitleitung abgenommen. In der linken Stellung des Schalters in den Zeilen,

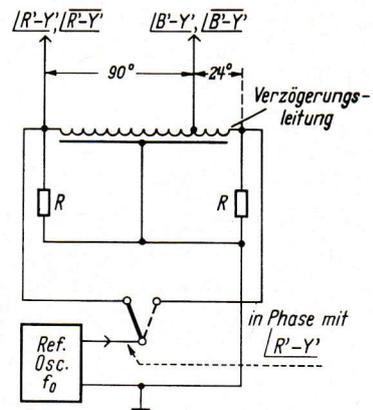


Bild 12: Schaltung der Referenzträger-spiegelung für $(R' - Y')$ -, $(B' - Y')$ -Demodulation bei PALs. Prinzip mit Verzögerungsleitung

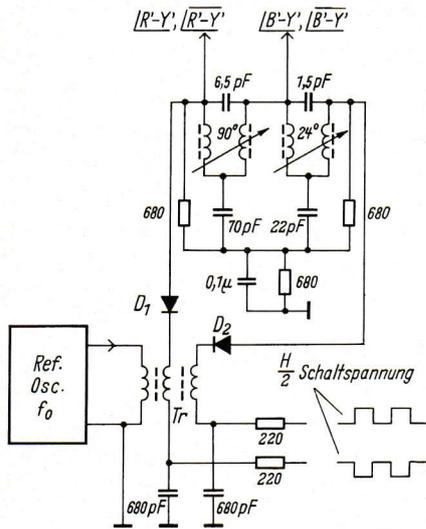


Bild 13:

Schaltung der Referenzträgerspiegelung für (R' - Y')-, (B' - Y')-Demodulation. Ausführung mit Allpässen

während derer vom Sender F gesendet wird, gelangt die Spannung mit der Phase $\underline{R' - Y'}$ auf den Demodulator „Rot“, der nach Achse $R' - Y'$ demoduliert, und weiter über die Laufzeitleitung nach einer Phasenverschiebung von 90° vom Abgriff der Laufzeitleitung auf den Demodulator „Blau“, der dann nach $B' - Y'$ demoduliert. Der rechte Teil der Laufzeitleitung ist in dieser Stellung nicht ausgenutzt. Während der Zeilen, in denen das Farbträgersignal konjugiert komplex moduliert ist, also \bar{F} gesendet wird, ist der Schalter umgepolt. Dann gelangt die Referenzträgerspannung mit der Phase $\underline{R' - Y'}$ auf das andere Ende der Leitung, am Abgriff wird sie nach einer Phasendrehung von 24° abgenommen und dem Demodulator „Blau“ zugeführt, der dann gemäß Bild 10 nach der Achse $\bar{B}' - \bar{Y}'$ demoduliert. Nach einer weiteren Phasendrehung von 90° wird am linken Ende die Spannung mit der Phase $\underline{R' - Y'}$ dem Demodulator „Rot“ zugeführt, der somit nach der Achse $R' - Y'$ demoduliert. Womit die gewünschte Spiegelung erreicht ist. Der Teil der Laufzeitleitung, der die Phasendrehung von 90° bewirkt, ist dabei in beiden Schaltzuständen wirksam.

Die Schaltung hat eine Reihe von Vorteilen: Die Amplitude der geschalteten Trägerspannung hat keinen Einfluß auf die Phasen-

drehung. Nur ein einpoliger Umschalter ist erforderlich. Das gleiche 90° -Phasendrehglied wird in beiden Schaltzuständen ausgenutzt. Die Winkel können besonders einfach und auch nachträglich im Betrieb nachgestellt werden.

Eine praktisch realisierte Schaltung (Bild 13) verwendet als Phasendrehglieder einfache Allpässe oder symmetrische II -Glieder und als Schalter wieder Dioden, die wechselweise durch den Schaltmäander leitend gemacht werden. Hier wird kein Gegentakttransformator benötigt wie in Bild 1, nur eine ähnliche Wicklungsart der Transformator-Sekundärseite. Bifilarwicklung und entsprechende Schaltung (Bild 13) sichert gleiche Amplitude und Phase an beiden Teilwicklungen der Sekundärseite. Allpässe oder II -Glieder als Phasendreher sind vorteilhafter als Leitungen, weil sie einfach zu berechnen und für niedrige Wellenwiderstände viel einfacher herzustellen sind. Diese Ketten können dann auch an den Abgriffen belastet werden und sind

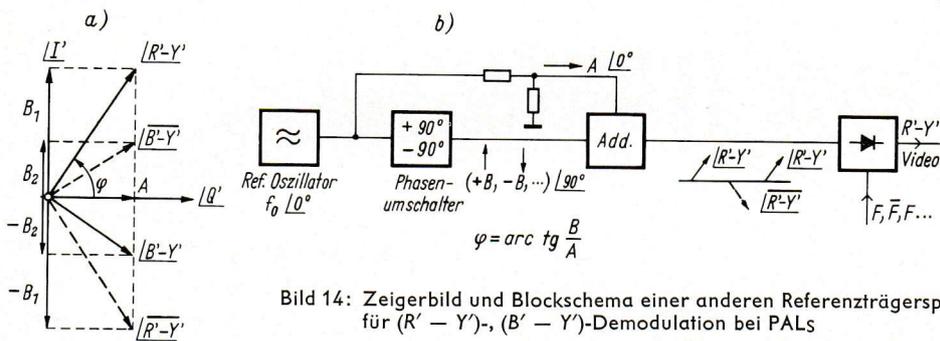


Bild 14: Zeigerbild und Blockschema einer anderen Referenzträgerspiegelung für (R' - Y')-, (B' - Y')-Demodulation bei PALS

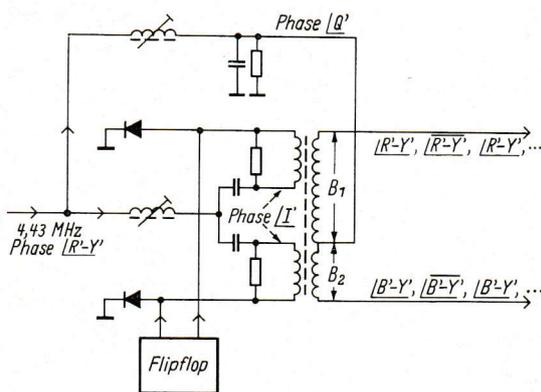


Bild 15: Schaltungsvorschlag für Bild 14

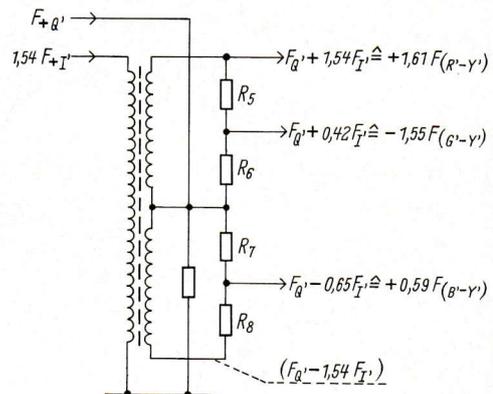


Bild 16: Trägerfrequente Matrixierung

im Gegensatz zu anderen Phasendrehgliedern in beiden Richtungen benutzbar. Eine solche Schaltung mit den Trägerphasen für X' und Z' wurde nachträglich sozusagen als Adapter in einen RCA-Empfänger mit X' -, Z' -Demodulation eingefügt und erprobt.

Eine zweite Umschaltmethode, die auch nur einen einpoligen Umschalter benötigt, arbeitet nach dem Prinzip, zwei um 90° phasenverschobene Referenzträgerspannungen, von denen eine um 180° geschaltet wird, linear so zu kombinieren, daß die gewünschte Spiegelung entsteht. Die eine Spannung hat die Größe A in Richtung $\underline{Q'}$, die andere B in Richtung $\underline{I'}$ wird von Zeile zu Zeile umgepolt. Für $(B' - Y')$ und $(R' - Y')$ -Demodulation gilt Bild 14. Ein Ausführungsbeispiel sei einem Empfängerschaltbild der RAI entnommen [8] (Bild 15).

3. Demodulation mit Verzögerungsleitung nach beliebigen Achsen, z. B. nach $B' - Y'$ und $R' - Y'$ oder X' und Z'

Wie aus den NTSC-Gleichungen zu ersehen, sind alle Farbdifferenzsignale aus der Linearkombination von zwei anderen zu gewinnen. So lassen sich I' und Q' durch Kombinationen von $R' - Y'$ und $B' - Y'$ finden und umgekehrt, ebenso wie X' und Z' wieder aus diesen beiden. Somit läßt sich auch aus den in der Signalaufspalt-Schaltung Bild 1 gewonnenen beiden Trägern $F_{I'}$ und $F_{Q'}$ eine solche Kombinationsmöglichkeit erwarten. Eine Linearkombination dieser beiden Träger mit 90° Phasenverschiebung würde wieder ein phasenmoduliertes Signal wie NTSC hervorbringen. Werden beide aber auf gleiche Phase gebracht, so lassen sie sich addieren und subtrahieren wie Videosignale, wenn nur vorher noch der im Sender eingeführte 180° Phasenwechsel von I' (also $I', -I', I' \dots$ usw.) aufgehoben wird. Ein elektronischer Umschalter, wie er bei den beschriebenen Schaltungen für die Phasenumschaltung des Referenzträgers eingesetzt wurde, kann auch im $F_{I'}$ -Kanal diesen sequentiellen Phasensprung aufheben. Mit einem breitbandigen 90° -Allpaß in einem Kanal werden danach die beiden Farbtäger $F_{I'}$ und $F_{Q'}$ auf gleiche Phase gebracht. Sie können dann wie videofrequente Spannungen addiert werden, so daß ein neuer Träger gleicher Frequenz und Phase entsteht, der nur mit dem gewünschten Farbdifferenzsignal moduliert ist. Für die trägerfrequente Matrixierung werden die NTSC-Gleichungen zweckmäßig etwas umgeformt.

$$R' - Y' = 0,62 Q' + 0,96 I' \quad (1)$$

$$G' - Y' = -0,65 Q' - 0,27 I' \quad (2)$$

$$B' - Y' = 1,70 Q' - 1,11 I' \quad (3)$$

Für eine einfache Matrixierung ist es vorteilhaft, alle Signale auf $+Q'$ zu beziehen, dann wird:

$$+1,61 (R' - Y') = +Q' + 1,54 I' \quad (4)$$

$$-1,55 (G' - Y') = +Q' + 0,42 I' \quad (5)$$

$$+0,59 (B' - Y') = +Q' - 0,65 I' \quad (6)$$

Das führt direkt zur Schaltung Bild 16. Das eine Signal, hier z. B. $F_{I'}$, wird in zwei Polaritäten (Phasen) gebraucht. Daher wird der Mittelpunkt des benutzten Gegentaktransformators auf die Spannung $F_{Q'}$ gelegt.

Die Ausgangssignale kommen aus dem an die Matrixschaltung anzuschließenden Demodulator nicht mit gleicher Amplitude, wie das bei NTSC der Fall ist. Durch entsprechende Verstärkung in den Verstärkerendstufen ist dieser Amplitudenunterschied auszugleichen. Unter der Voraussetzung gleicher Phosphorkoeffizienten, d. h. gleicher Steuerspannungen für „Weiß“ an allen drei Steuergittern der Farbbildröhre, werden die jeweils einzustellenden Verstärkungsfaktoren V zu:

$$V_{(R'-Y')} = \frac{V_0}{1,61} = 0,62 V_0 \quad (7)$$

$$V_{(G'-Y')} = \frac{V_0}{-1,55} = -0,65 V_0 \quad (8)$$

$$V_{(B'-Y')} = \frac{V_0}{0,59} = 1,70 V_0 \quad (9)$$

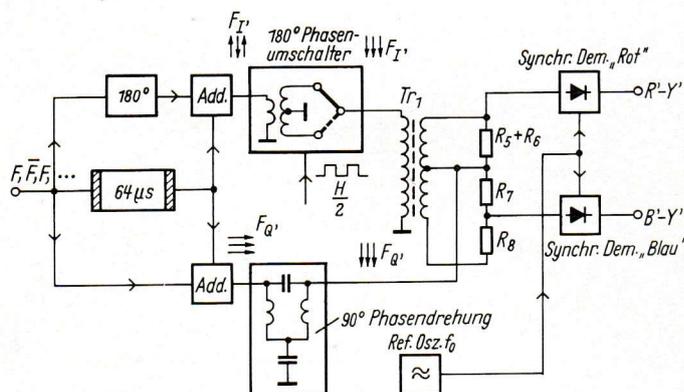


Bild 17: Blockschaltbild eines $(R' - Y')$ -, $(B' - Y')$ -Demodulators für PALs unter Verwendung der Matrixierung nach Bild 16

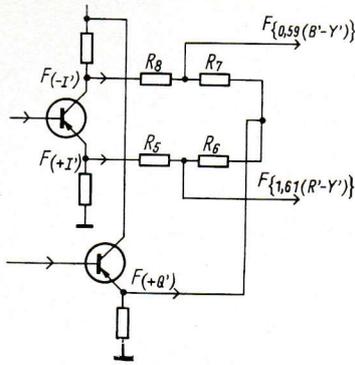


Bild 18: Widerstandsbrücke zur trägerfrequenten Matrizierung

Oder, wenn alles auf die Verstärkung von $(R' - Y')$ bezogen wird:

$$V_{G'-Y'} = -1,04 V_{R'-Y'} \quad (10)$$

$$V_{B'-Y'} = 2,74 V_{R'-Y'} \quad (11)$$

Für die Gewinnung von X' und Z' nach den Koordinaten von [7] wären folgende Formeln anzuwenden:

$$0,90 X' = + Q' + 1,07 I' \quad (12)$$

$$0,60 Z' = + Q' - 0,28 I' \quad (13)$$

Ein Blockschaltbild dieses Demodulators, z. B. für $(B' - Y')$ und $(R' - Y')$ mit dem Gegentaktransformator zeigt Bild 17. Mit Hilfe eines breitbandigen Allpaßnetzwerkes werden die beiden Träger auf gleiche Phase gebracht, nachdem der elektronische Umschalter, hier im Zuge des $F_{I'}$ -Signals, die I' -Kommutierung aufgehoben hat. Das Verhältnis R_7 zu R_8 bestimmt den Anteil von $F_{-I'}$, der zu $F_{Q'}$ gemischt werden muß, um $F_{(B'-Y')}$ zu erhalten. Wird die Trägeraufspaltung zusätzlich mit dem Schalter S_1 versehen (z. B. für Demonstrationszwecke und Systemvergleiche), so kann ebenfalls auf PAL_S umgeschaltet werden. Auch NTSC-Empfang ist möglich, wenn der Mäandergenerator, der den Diodenumschalter steuert, in der richtigen seiner zwei Schaltphasen festgehalten wird (siehe S_2 in Bild 4). Die entstandene NTSC-Schaltung ist bekannt [9], wenn auch in der Praxis nicht üblich. Ein nach dem beschriebenen Prinzip aufgebauter Universal-Demodulator, der auf PAL_{DL}, PAL_S und NTSC umschaltbar ist, kann schließlich so eingerichtet werden, daß nur durch Austausch einiger Widerstände beliebige Demodulationsachsen wählbar werden. Ein solcher Demodulator arbeitet dann für I' - und Q' -Demodulation in derselben Schaltung wie für $(R' - Y')$, $(B' - Y')$ oder X' und Z' . Dazu ist der Gedankengang für die Matrizierung in einer Widerstandsbrücke (Bild 1b) auch auf die hochfrequente Matrizierung anzuwenden. Der Mitte der Widerstandsbrücke (Bild 18) wird $F_{Q'}$ zugeführt, an ihren beiden Seiten liegen $F_{I'}$ und $F_{-I'}$ in gleicher Größe. Die umgekehrte Polarität von $F_{I'}$ wird durch den Kunstgriff erreicht, daß der elektronische Schalter für die Kommutierung von $F_{I'}$ (Bild 19) mit noch einem weiteren umgekehrt gepolten Diodenpaar D_3, D_4 versehen wird, das auch $F_{I'}$ in umgekehrter Polarität durchschaltet. Bei der Berechnung der Spannungssteilung für die Matrix sind die Innenwiderstände der Schalter zu R_5 und R_8 zu addieren. Für die Dioden wurden etwa 23Ω Innenwiderstand des Schalters in Durchlaßrichtung gemessen bzw. errechnet. Die komplette Schaltung mit den Werten für die Demodulation nach $B' - Y'$ und $R' - Y'$ zeigt Bild 19. Für X' und Z' oder I' und Q' sind nur die Widerstände R_5, R_6, R_7, R_8 zu ändern. Die Synchrondemodulatoren SD_1 und SD_2 erhalten den Referenzträger hier auch wie schon in Bild 17 mit gleicher Phase, und zwar mit I' . Ein drittes Diodenpaar D_5 und D_6 dient zur Gleichrichtung des Identifikationssignals, das auf Q' moduliert und von der Aufspaltschaltung abgenommen werden muß. Ein einfaches LC-Glied bringt dafür die Phase des Signals von $F_{I'}$ und damit auch in die Phase des Referenzträgers. Der Referenzträger wird also gleichphasig den drei Synchrondemodulatoren zugeführt (mit I'). Zwei Parallelresonanzkreise L_1, C_1 und L_2, C_2 , auf die Farbrägerfrequenz abgestimmt, sorgen dafür, daß der Schalter keinen Kurzschluß für den Farbräger vorfindet.

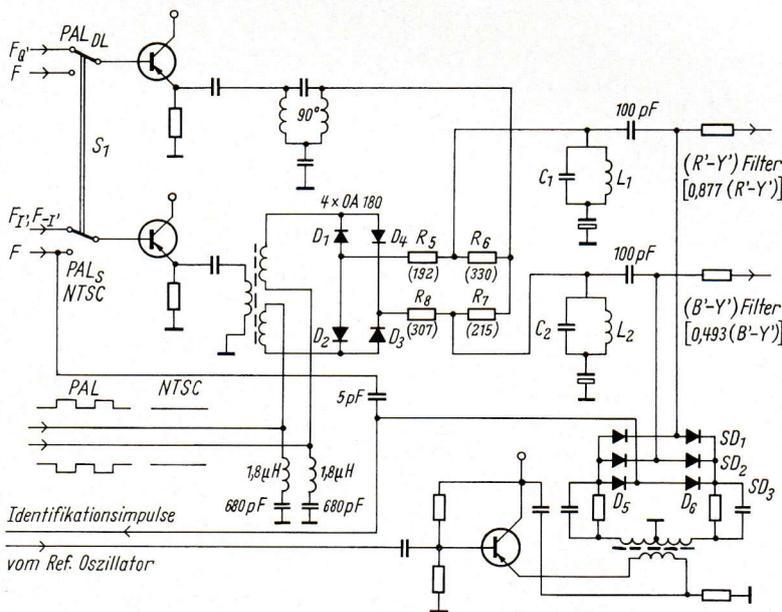


Bild 19: PAL-Universalschaltung für $(B' - Y')$ - und $(R' - Y')$ - oder X' - und Z' - oder auch I' - und Q' -Demodulation bei PAL_{DL} (für Demonstrationszwecke umschaltbar auf PAL_S und NTSC)

In mehreren EBU-Demonstrationen und bei neueren Ausbreitungsmessungen wurde diese Schaltung sowohl für die $B' - Y'$ - und $R' - Y'$ -Demodulation als auch für die X' - und Z' -Demodulation mit Erfolg benutzt. Die Schaltung hat bisher von allen PAL-Schaltungen am besten den Anforderungen bei NTSC, PAL_{DL} und PAL_S gerecht werden können. Durch Auswechseln von nur vier Widerständen lassen sich die Demodulationsachsen beliebig verschieben. Ein solcher Universaldecoder arbeitet mit beliebigen Ausgangsschaltungen, da jede Kombination von Farbdifferenzträgersignalen in der Widerstandsmatrix mit den Widerständen R_5 , R_6 , R_7 und R_8 gebildet werden kann. Welche Kombinationen aus I' und Q' einer bestimmten Schaltung zuzuführen sind, ist leicht festzustellen, ohne daß die erforderlichen Demodulationsachsen im NTSC-System erst mühselig gefunden werden müssen (wie z. B. X' und Z').

4. Schaltung mit vereinfachter Verzögerungsleitung

Die Ultraschall-Verzögerungsleitung ist das einzige Spezialbauteil, das neu zu den bisher in einem Farbfernsehempfänger verwendeten bei PAL_{DL} (und auch für SECAM) hinzukommt. In einer Massenproduktion wird sich eine solche Leitung wirtschaftlich herstellen lassen. Trotzdem hat man sich mit der Frage beschäftigt, ob man sie nicht noch vereinfachen und verbilligen kann. Dazu bietet sich folgende Lösung an: Wird die aus einem Glasstab und einem Wandler an jedem Ende bestehende Leitung in der Mitte auseinandergeschnitten und die Schnittfläche poliert, so entstehen zwei neue Leitungen, die nach dem Reflexionsprinzip arbeiten. Die über den Wandler in das Glas hineingeschickte Welle wird am polierten Ende total reflektiert und kommt wieder auf den Eingangswandler zurück, wo sie abgenommen werden kann. Da der Glasweg zweimal durchlaufen wird, ist bei halber Länge der bisherigen Leitung die Verzögerungszeit von etwa $64 \mu s$ erreicht. Die halbe Verzögerungsleitung bietet als wesentlichen Vorteil gegenüber der bisher verwendeten die Möglichkeit, die fertige Leitung in einer Brückenschaltung mit Farbträgerfrequenz automatisch auf die korrekte Länge schleifen zu können, so daß die Zusatzverzögerungsleitung DL₂ entfallen kann. In Bild 20 ist eine Ausführung mit der in der Telephonie üblichen Gabelschaltung gezeigt. Um das verzögerte Signal vollständig vom unverzögerten zu trennen, ist der streng symmetrische Gegentaktüberträger Tr₁ erforderlich, der in Zusammenwirken mit einer gleichfalls sorgfältig zu dimensionierenden elektrischen Nachbildung C_N, R_N des Wandlers das unverzögerte Signal zu kompensieren gestattet. Außerdem muß noch die Temperaturabhängigkeit der Wandlerkapazität in der Nachbildung berücksichtigt werden. Unter diesen Umständen ist es ziemlich schwierig, eine genügend breitbandige Nachbildung der Leitungseingangs-impedanz herzustellen und es wurden daher andere Möglichkeiten untersucht.

Man kann dabei von dem Gedanken ausgehen, daß es beim PAL-Laufzeitdemodulator nicht erforderlich ist, verzögertes und unverzögertes Signal vollständig voneinander zu trennen (nach einem Vorschlag von W. Scholz). Am Wandler der Laufzeitleitung stehen hineingehendes und zurückkommendes Signal, z. B. $(F + a_1 \bar{F})$, wobei F und \bar{F} die Signale zweier zeitlich aufeinanderfolgender Zeilen und a_1 die Dämpfung der Verzögerungsleitung darstellt. Wird von diesem Signal $F + a_1 \bar{F}$ das unverzögerte Signal subtrahiert, einmal mit der Amplitude $(1 + a_1) F$ und ein andermal mit der Amplitude $(1 - a_1) F$, so ergeben sich folgende Signale:

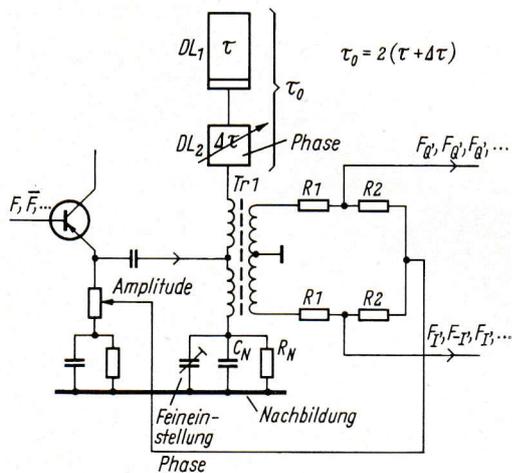


Bild 20: PAL_{DL}-Demodulator mit halbiertem Verzögerungsleitung und Gabelschaltung zur Trennung von hin- und rücklaufendem Signal

$$F + a_1 \bar{F} - (1 + a_1) F = a_1 \bar{F} - a_1 F = -2 a_1 F_{I'}$$

$$F + a_1 \bar{F} - (1 - a_1) F = a_1 \bar{F} + a_1 F = +2 a_1 F_{Q'}$$

also die gewünschten I' - und Q' -Signale. Dabei wurde vorausgesetzt, daß die Verzögerungszeit phasengenau ist.

Für die erste Realisierung des neuen Schaltungsprinzips stand statt einer Leitung korrekter Länge nur eine etwas zu kurze zur Verfügung. Daher wurde eine Schaltung erprobt (siehe Bilder 21 und 22), bei der das unverzögerte Signal so von dem Signalgemisch am Wandler (Punkt 3 in Bild 21) subtrahiert wird, daß das verzögerte Signal allein zurückbleibt.

Hierzu wird mit L_2 und C_1 der Frequenzgang des von 2 kommenden unverzögerten Signals dem Frequenzgang des an 3 stehenden, unverzögerten Signals angeglichen. Das unverzögerte Signal steht an 2 und 3 mit entgegengesetzter Phase, daher kann der Abgriff von R_C auf einen Punkt ein-

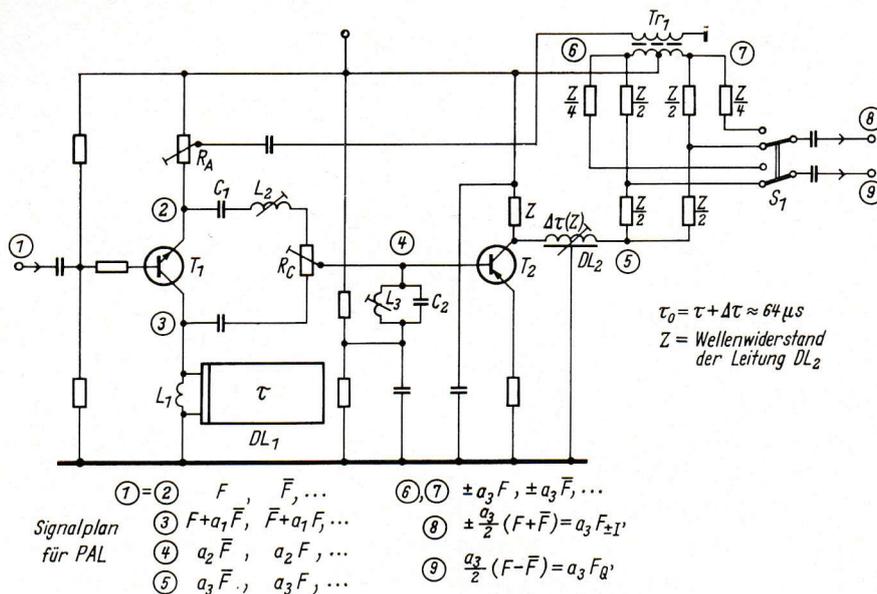


Bild 21: PAL-DL-Demodulator mit halbiertem Verzögerungsleitung. Aufspaltung von I' und Q' ohne Trennung des hin- und rücklaufenden Signals

gestellt werden, an dem das unverzögerte Signal verschwindet und nur das verzögerte Signal vorhanden ist. Geringfügige Phasenkorrekturen können mit L_2 vorgenommen werden. Die genaue Laufzeit wird wie beim bisherigen Laufzeitdemodulator mit Hilfe der zusätzlichen Leitung DL_2 eingestellt. In Zukunft, wenn die halbierte Verzögerungsleitung mit sehr kleinen Laufzeittoleranzen zur Verfügung steht, kann die Leitung DL_2 fortgelassen werden. Das übrige Schaltungsteil entspricht dem mit der ganzen Verzögerungsleitung. Bild 22 zeigt eine vollständige Schaltung eines ersten Versuchsmusters. Dabei wurde zunächst noch keine Rücksicht auf eine minimale Zahl von Transistoren und anderen Schaltmitteln genommen.

5. Demodulationsschaltung für PAL_{DL} mit Trägerzusatz vor der Laufzeitleitung

Wie schon erwähnt, kann sowohl mit Synchrondemodulatoren als auch mit normalen Gleichrichtern und Trägerzusatz demoduliert werden (letzteres entspricht einer Synchrondemodulation). Es ist möglich, den Referenzträger beiden Demodulatoren über den gemeinsamen Chrominanzweg vor der Laufzeitleitung zuzuführen. Er ist dann nur an einer einzigen Stelle mit unterschiedlicher Phase in aufeinanderfolgenden Zeilen einzuspeisen. In Bild 23a ist gezeigt, daß man den Referenzträger in einem größeren Phasenbereich zwischen I' und Q' in den vier Quadranten einführen kann, wobei die trägerfrequente Addition (Q' -Kanal) seiner direkten und seiner über die Laufzeitleitung verzögerten Komponente einen resultierenden Zeiger genau in $(+ Q')$ - oder $(- Q')$ -Richtung ergibt, wenn die Referenzträgerphase in zwei aufeinanderfolgenden Zeilen an der Q' -Achse gespiegelt wird. Angenommen, der eingespeiste Referenzträger A_1 mit dem Phasen-

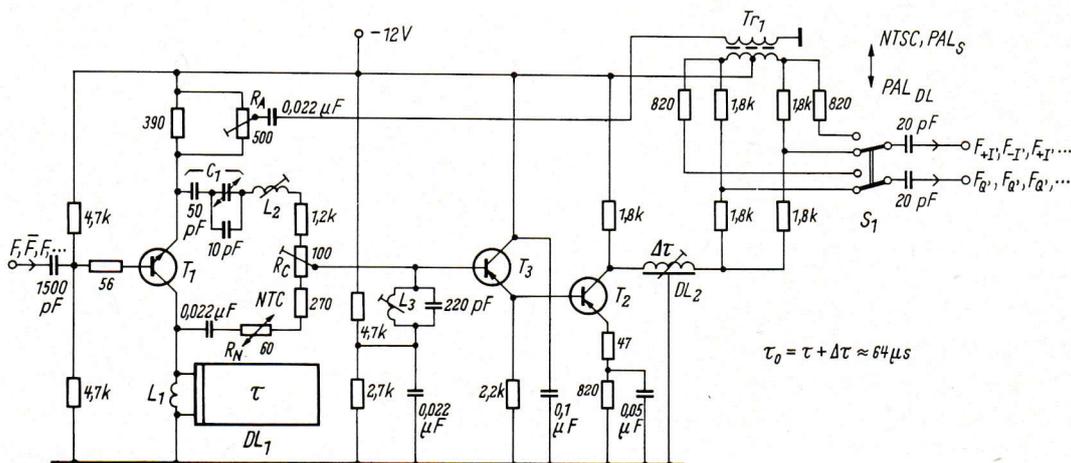


Bild 22: Erweiterte Schaltung gemäß Bild 21

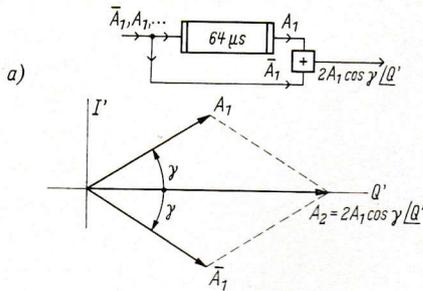


Bild 23: (links):

PALDL-Demodulation mit Trägereinspeisung vor der Laufzeitleitung

a) Blockbild und Zeigerdiagramm der Trägerphasenspiegelung für den Q' -Kanal

b) Blockbild und Zeigerdiagramm der Trägerphasenspiegelung für den I' -Kanal

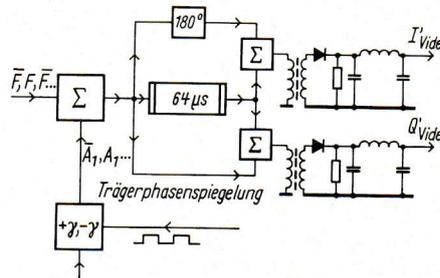
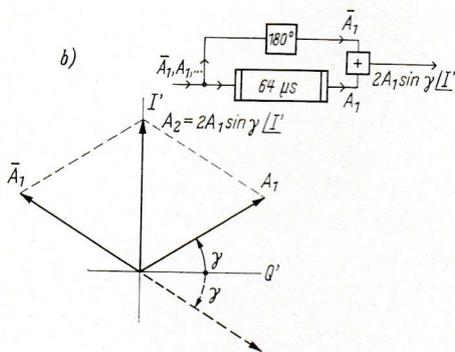


Bild 24: Blockbild eines PALDL-Demodulators gemäß Bild 23

winkel $+\gamma$ habe in der nächsten Zeile als \bar{A}_1 den Winkel $-\gamma$, so ergibt sich der resultierende Träger A_2 am Ausgang der Summierschaltung zu $A_2 = 2 A_1 \cos \gamma / Q'$. Er ist in Phase mit Q' , genau wie er für den Q' -Gleichrichter gebraucht wird⁷⁾. Es muß nur dafür gesorgt werden, daß A_2 immer größer als Q'_{\max} bleibt. Dem I' -Kanal zugeordnet ist die Zeigerdarstellung Bild 23 b. Hier wird subtrahiert, daher der Zeiger A_1 umgepolt, und es entsteht $A_3 = 2 A_1 \sin \gamma / I'$. Dies ist der für den Trägerzusatz im I' -Gleichrichter benötigte Zeiger.

Mit $\gamma = 45^\circ$ werden A_2 und A_3 gleich groß. In diesem Fall ist von Zeile zu Zeile der Träger um $2 \cdot 45^\circ = 90^\circ$ in der Phase zu schalten. Nach den Regeln der Spiegelung ist allgemein eine Phasenumschaltung von $2 \cdot \gamma$ vorzunehmen. Die praktische Durchführung der Referenzträgerspiegelung kann z. B. nach der Methode wie in den Bildern 14 und 15 erfolgen. In einer Blockschaltung (Bild 24) ist das Prinzip der beschriebenen Demodulation skizziert. Die Eigenart der Schaltung mit nur einer Trägerspannung und einer einfachen Phasenumschaltung zu arbeiten, kann zu einer Verbilligung führen. Mit den in [3] angegebenen Schaltungen zur Referenzträgerwiederherstellung aus dem Burst könnte der elektronische Umschalter bei 45° -Einspeisung gespart werden, wenn vom Sender ein spezieller Burst ausgestrahlt wird, der von Zeile zu Zeile um 90° in der Phase geschoben wird.

Mit der beschriebenen Demodulationsschaltung sollte hier nur angedeutet werden, daß bei der PAL-Demodulation auch noch andere Wege beschreibbar sind als die bisher in den Grundschaltungen gewiesenen.

Literatur

- [1] EBU-Dokument Com. T. (E) 75.
- [2] W. Bruch: Farbfernsehsysteme — Überblick über das NTSC-SECAM- und PAL-System. Telefunken-Zeitung Jg. 36 (1963) H. 1/2, S. 70...88.
- [3] W. Bruch: Das PAL-Farbfernsehsystem. Prinzipielle Grundlagen der Modulation und Demodulation. Nachrichtentechn. Z. Jg. 17 (1964) (erscheint demnächst).
- [4] W. Scholz: Verzögerungsleitungen für den Laufzeitausgleich in Farbfernseh-Codier- und Decodiergeräten. radio-mentor Jg. 30 (erscheint im Februar 1964).
- [5] W. Bruch: Wahl eines Präzisionsoffsets für den Farbhilfsträger im PAL-Farbfernsehsystem. Telefunken-Zeitung Jg. 36 (1963) H. 1/2, S. 89...99.
- [6] J. Wolf: Zur Dimensionierung der Klemmschaltung. Elektron. Rundschau Jg. 9 (1955) H. 2, S. 53...56.
- [7] P. S. Carnt und G. B. Townsend: Colour-Television. Iliffe Books Ltd., London (1961).
- [8] NTSC-Simple PAL Colour-Television Receiver. RAI-Radiotelevisione Italiana, Laboratorio Ricerche (Okt. 1963).
- [9] USA-Patent Nr. 2868 872
- [10] W. Bruch und E. Dirks: Die Synchronisierung der sequentiellen Umschaltung beim PAL-Farbfernsehsystem (erscheint demnächst in der Telefunken-Zeitung).

⁷⁾ Dies gilt für Einspeisung im ersten oder vierten Quadranten. Wird im zweiten oder dritten Quadranten eingespeist, so ist durch Umpolung der Gleichrichter immer die richtige Signalpolarität am Ausgang zu erreichen.

Zur Physiologie und Psychologie des Farbfernsehens

Von F. Schröter

1. Einleitung

Die Beurteilung der Möglichkeiten des Farbfernsehens und die Erkenntnis seiner Grenzen sollte man nicht allein von der rein technischen Ebene aus versuchen. Man sollte vielmehr dabei auch eine Reihe von physiologischen und psychologischen Gesichtspunkten berücksichtigen, die für das Erfassen der visuellen Information und deren Überführung in das Bewußtsein des Betrachters von Bedeutung sein können. Im Hinblick auf die Erfahrungen beim Farbfilm, dessen Werdegang mit dem des jüngeren Farbfernsehens Parallelen aufweist, erscheint es sogar unerlässlich, nach den zu erfüllenden psychologischen Bedingungen zu forschen. Auch bei einer aller Farbwerte objektiv getreu übertragenden Technik ist mit der physikalisch genauen Wiedergabe dieser Werte der subjektive Anspruch unseres Gesichtssinns durchaus nicht immer befriedigt, mit anderen Worten: die Forderung, daß die auf dem Bildschirm erscheinende Komposition optischer Reize im Wahrnehmungszentrum des Großhirns zu einer unkritischen Empfindung naturgetreuen Farbsehens führen soll, bleibt mehr oder weniger unerfüllt. In weit stärkerem Maße als beim sogenannten Schwarz-Weiß-Bild ist die sinnliche Bewertung der Sendung, ihr „Ankommen“ beim Teilnehmer, von seelischen Faktoren beherrscht.

Was wir vom Farbfilm lernen können, liegt hauptsächlich im Bereich der physiologischen Vermittlung und der psychologischen Reaktion, deren Ausgang Zustimmung oder Ablehnung ist. In der reinen Technik bestehen Parallelen der Entwicklung beim Farbfernsehen vor allem im Prinzip der Erfassung und Nachbildung dreier Grundfarben oder Grundspektren je Bildpunkt (bei grundsätzlicher Verschiedenheit des Übertragungsvorgangs). Aber die Gleichheit der kolorimetrischen, auf dem Farbdreieck basierenden Behandlung führte keineswegs zu identischen Methoden der praktischen Lösung, und hier zeigt sich ein erstes wichtiges Unterscheidungsmerkmal beider Techniken, das sich im physiologisch-psychologischen Sektor der „Bildgüte“ (die im folgenden zu definieren bleibt) fühlbar auswirkt: Bei sämtlichen bisher bewährten Systemen des Farbfernsehens, d. h. solchen mit simultaner Übertragung und Wiedergabe der drei Grundfarben, wird das Schirmbild additiv, also durch Summierung von Lichtströmen verschiedener Farbe, erzeugt, während die heute allgemein bevorzugten Verfahren der Farbfilmtechnik — trotz bewiesener Möglichkeit additiver Lösungen — subtraktiver Natur sind, d. h., sie stellen durch selektive Absorption von weißem Licht angefärbte Bilder her.

Freilich wird dieses Prinzip auch bei den nicht simultanen, mit Rastersequenz arbeitenden Systemen (z. B. CBS) angewendet und hat dabei den Vorteil bildröhrentechnischer Einfachheit. Hingegen besitzt die simultane Übertragung den entscheidenden Vorzug, Lichtströme komplementärer Färbung zu superponieren, die sich zur Summe Weiß ergänzen können. Farbflimmern, Farbausfall, Farbsäume an schnell bewegten Objekten sind bei gleichzeitigem Erscheinen aller Farbkomponenten an jedem Bildpunkt ausgeschlossen, und die Summierung von Teillichtströmen liefert grundsätzlich höhere Leuchtdichten auf dem Bildschirm als bei den subtraktiven Systemen, wenn auch die Ausnutzung dieser Vorteile aus anderen, beispielsweise elektronenoptischen Gründen bisher nur zum Teil möglich gewesen ist.

Die folgenden Betrachtungen hängen nicht von der Art und Weise ab, wie das farbig belebte Bild als Signal in die Ferne übertragen wird. Sie gehen vom Wiedergabeschirm, nicht von der Kamera aus. Sie sollen aber die Frage einbeziehen, welche Zugeständnisse auf dem Wiedergabeschirm statthaft sind, ohne daß im Perzeptionsvorgang auf der Empfangsseite fühlbare Einbußen an „Bildgüte“ entstehen. Was umfaßt nun dieser Qualitätsbegriff?

2. Grundlagen der Farbbildwahrnehmung

Wie beim schwarz-weißen ist auch beim bunten Fernsehbild der eigentliche Empfänger das Sehzentrum im Großhirn. Die Augenoptik spielt nur die Rolle des Vermittlers (Abbilders) der auf das Farbzapfenmosaik der Netzhaut verteilten Lichtreize, die durch einen noch ungeklärten auswählenden Tastmechanismus farbselektive Impulse an den Eingängen der zum Gehirn führenden Nervenstränge erzeugen. Wie diese Impulse in die sinnliche Wahrnehmung des farbigen Bildes der Außenwelt — die durch den Leuchtschirm des Empfängers ersetzt wird — übergeführt werden, ist immer noch, und bleibt wohl auch, ein Rätsel.

Die physiologische Wirkungsweise des Auges glauben wir gut zu verstehen, zumal wir seine Anatomie lückenlos kennen. Niemand wird bezweifeln, daß die Verteilung der Zäpfchen auf der Netzhaut und der träge Vorgang in ihrem Sehpurpur die gemessenen Werte der Sehschärfe, das additive Zustandekommen

der Farbempfindung und die Visionspersistenz zur Folge haben. Die Farbenlehre entspricht mit ihrer adäquaten Vorstellung des Farbdreiecks, worin jeder Farbreiz und sein Sättigungsgrad nach Bild 1 durch seine x-, y-Koordinaten (I.B.K.-Dreieck der Internationalen Beleuchtungs-Kommission) streng bestimmt ist, dem funktionellen Schema des Zapfenmosaiks, und die Entwicklung der Dreiecksebene zum dreidimensionalen Farbraum ergab eine in sich widerspruchsfreie und erschöpfende Definition aller optischen Eigenschaften, die unser Gesichtssinn einem Farbpunkt zuzuordnen fähig ist: Leuchtdichte, Farbton und Weißgehalt. Jede Methode der Farbübertragung muß so beschaffen sein, daß der Empfangsschirm dem Auge des Betrachters diese drei Quantitäten anbietet.

Die noch vielfach vertretene, seinerzeit dem "Mixed Highs"-System zugrunde gelegte Auffassung, daß die Sehschärfe im Blau und Violett des Spektrums erheblich geringer sei als in den übrigen Teilen desselben, hat sich als irrtümlich erwiesen (Y. Le Grand [1]). Bei gleicher Leuchtdichte ist vielmehr in allen Gebieten des sichtbaren Spektralbereichs die Sehschärfe gleich. Die Rechtfertigung der in der Farbsendung stark reduzierten Frequenzbandbreite für den Anteil Q' , der in der Nähe von Blau liegt, beruht allein im folgenden:

Im normalen „Weiß“ ist die Beteiligung der blauen Komponente stets sehr gering. Beispielsweise muß man zur Synthese von weißem Licht durch Aufeinanderprojizieren dreier Lichtströme von definiert grüner (G), roter (R) und blauer (B) Farbe ein Leuchtdichteverhältnis $G : R : B$ wie $80 : 15 : 5$ wählen. Daher weisen die natürlichen, mit Tageslicht oder künstlichem weißen Licht beleuchteten Gesichtsfelder selbst bei bevorzugter Rückstrahlung im Blau in diesem Gebiet nur relativ schwache Intensitäten auf. Die mindere Sehschärfe für den B-Anteil ergibt sich so nach Le Grand als Folge der bekannten starken Abhängigkeit des okularen Auflösungsvermögens von der Helligkeit des Gesichtsfeldes.

Diese Feststellung führt in das Gebiet der visuellen Empfindungssphäre, die der Sitz des Gesichtssinnes ist. Hier gelten jene Gesetze und quantitativen Beziehungen, die den physiologisch vermittelten Reiz mit dem psychologischen Akt der sinnlichen Wahrnehmung verknüpfen: Die Abhängigkeit der Sehschärfe von der Leuchtdichte, ferner das Gesetz von Weber-Fechner, wonach die Empfindung (E) linear vom Logarithmus des Reizes (I) abhängt ($E = a \cdot \ln I + \text{const}$), drittens die sogenannte Verschmelzungsfrequenz (f_v) als Funktion

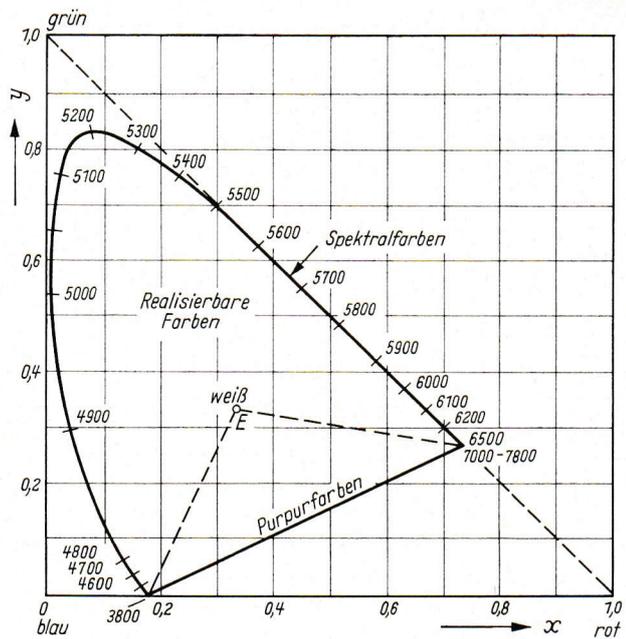


Bild 1: Farbdreieck der Internationalen Beleuchtungs-Kommission (IBK)

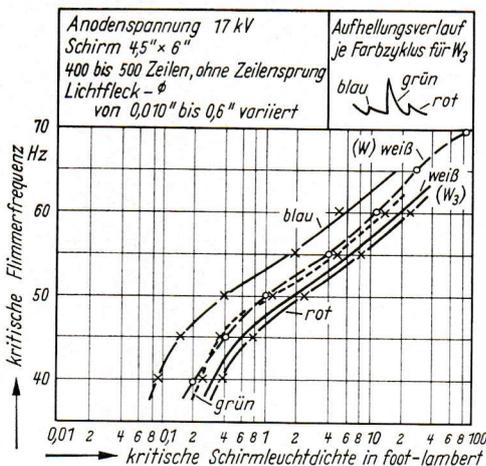


Bild 2: Flimmerfrequenz f_v als Funktion der optischen Wellenlänge nach O. H. Schade, RCA

der Leuchtdichte B , bei der intermittierendes Licht in stetig erscheinendes übergeht (Gesetz von Ferry und Porter, $f_v = a \cdot \log B + \text{const}$). Diese drei Gesetze bilden die allgemeine Grundlage der Kinematographie und des Fernsehens. Auch das plastische Sehen, als Akt der psychologischen Kompensation des Wahrnehmens zweier versetzter und getrennter ebener Bilder, gehört hierher. Alle diese Gesetze gelten ebenso für das farbige Fernsehbild, jedoch sind die Konstanten nicht unabhängig von der Leuchtdichte und der optischen Wellenlänge, z. B. ist die Flimmeranfälligkeit, und demnach f_v , bei Blau cef. par. größer als bei Grün und Rot (Bild 2).

Eine kritische Mindestfrequenz besteht auch für die Mischung zweier Primärfarben. Das ist von Bedeutung bei raschem Wechsel der Anfärbung eines Bildpunktes infolge von Bewegungen im Gesichtsfeld. Als physiologische Größe ist hierbei die Visionspersistenz beteiligt. Überlagert sich dem

betrachteten Ort die andere Farbe vor Ablauf der Visionspersistenz, so tritt Farbflimmern auf, eine typische Begleiterscheinung schneller Verlagerungen bei voll adaptiertem Sehen. Das Gesetz von *Ferry* und *Porter* gilt dabei unverändert.

Visionspersistenz und optisches Auflösungsvermögen sind die gedanklichen physiologischen Grundlagen des SECAM-Systems. Das geht aus folgendem hervor: Die begrenzten Frequenzbandbreiten der Farbdifferenzsignale, auf denen die Kompatibilität des NTSC-Systems beruht, sind auch bei SECAM Voraussetzung. Infolge dieser Bandbeschränkung erscheinen in der Zeilenrichtung die ($R'-Y'$)- und ($B'-Y'$)-Farbübergänge entsprechend verwaschener: Die Horizontalschärfe wird im Chrominanzbild geringer als die Steilheit der vom Luminanzträger übertragenen Helligkeitssprünge. Wie aber die Erfahrung gelehrt hat, wirkt sich dieser bewußte Verzicht im Bereich normaler Zeilenzahlen visuell nicht aus: Unser Perzeptionsapparat ist bei Leuchtdichtekanten im Spektralgebiet von Rot und Blau unfähig, ebenso scharf zu trennen, wie er dies bei schroffen Wechseln unbunter Helligkeit zu tun vermag. Da nun die anatomische Sehschärfe des Menschauges und mit ihr das okulare Auflösungsvermögen in horizontaler und vertikaler Richtung gleich ist, war es logisch konsequent, solche unkritische Einstellung des Gesichtssinnes auch für die Vertikalauflösung im Farbbild, d. h. quer zur Zeilenfolge, und zwar in eben dem Maße auszunutzen, wie längs der Zeile auf Horizontalschärfe ohne fühlbare Minderung der empfundenen Auflösung des Farbmosaiks verzichtet werden kann (*H. de France*). Dieses physiologische Prinzip wurde zur eigentlichen Konzeption des SECAM-Verfahrens: Der vom Chrominanzträger übermittelte Gehalt an Rot- und Blau-Information wird über die Breite zweier benachbarter Zeilenspuren integriert, also gemittelt, ohne daß die durch die Zeilennorm definierte, erwartete Bildschärfe merklich leidet. Der dazu erdachte Kunstgriff besteht in der Einschaltung eines Informationsspeichers in Form einer Verzögerungsleitung mit $\Delta \tau = \text{Zeilendauer}$. In jeder Zeile wird zyklisch wechselnd stets nur eine der beiden Farbkomponenten direkt übertragen, die zweite aus dem gespeicherten Informationsgehalt der vorhergehenden Zeile entnommen und hinzuaddiert. Damit wurde dann die einfache Modulation (FM) des Chrominanzträgers, mit zeilensequentiellem Wechsel zwischen Rot- und Blau-Information, möglich.

Der Vorteil, der sequentiellen Frequenzmodulation des SECAM-Systems gegen farbfälschende Phasendifferenzen der Farbträger bei Sender und Empfänger prinzipiell unempfindlich zu sein, fällt weniger ins Gewicht, seitdem durch die Erfindung von *W. Bruch*, Telefunken, im PAL-System [2] die farbverzerrende Auswirkung dieser Störung weitgehend kompensiert worden ist. Bei der sogenannten quadratischen Modulation des Chrominanzträgers nach Amplitude und Phase, die für das NTSC-System charakteristisch und auch beim PAL-System vorgesehen ist, wird vorausgesetzt, daß dem Synchrondetektor die empfangsseitig reproduzierte Trägerfrequenz stets in richtiger Phase zugeführt werden kann. Nur unter dieser Bedingung liefert die Demodulation dauernd fehlerfreie Werte von Farbton und Farbsättigung. Der Idealfall ist jedoch in der Übertragung nicht gegeben, die „differentielle Phase“ kann schwanken. Die bei Telefunken entwickelte Methode des Fehlerausgleichs durch eine kompensierende, gesteuerte Phasendrehung von Zeile zu Zeile ist dem Prinzip der quadratischen Modulation angepaßt, aber nicht darauf beschränkt. Solange indessen die Übermittlung der Chrominanzwerte nach dem NTSC-Verfahren erfolgt, bleibt der Synchrondetektor das beherrschende Element des Empfangsprinzips. Es war ein nicht ohne weiteres vorauszusetzender physiologischer Glücksumstand, daß nach dem PAL_S-Verfahren in der Tat der Farbtonfehler durch eine Art visueller Mittelwertbildung weitgehend herausfällt, und zwar bei kaum jemals merklichen Fehlern der Sättigung, die ohnehin praktisch bedeutungslos sind.

Der physiologische Organismus wird von der Stärke der Empfindung motorisch rückwirkend gesteuert: Die Adaption gleicht durch die Pupille Leuchtdichteänderungen aus und paßt den eingelassenen Lichtstrom der Umfeldhelligkeit an. Eine wichtige Rolle spielt der „Ermüdungskontrast“. Er täuscht uns das Auftreten einer Farbe vor, deren spektral komplementärer Partner die auf ihn abgestimmten Netzhautzapfen gleichzeitig übermäßig beansprucht. An schroffen Hell-Dunkel-Kanten wird aber der Gesichtssinn untüchtig für die genaue Erkennung der Farbe; der Steuermechanismus scheint sich hier gänzlich auf die vordringliche Adaption einzustellen, und da diese mit einer Verschiebung der Reizschwelle auf der Netzhaut einhergeht, wird vermutlich die Farbwahrnehmung unterdrückt.

Die vor einiger Zeit bekannt gewordenen Versuche von *E. H. Land*, mittels Zweifarbenprojektion eine Mannigfaltigkeit der Farbempfindung hervorzurufen, die weit über die nach den Gesetzen der Kolorimetrie darstellbaren Farbbezirke hinausgeht, sollen im übernächsten Abschnitt behandelt werden.

3. Farbgüte

Die Parameter der physiologisch-psychologischen Gütebestimmung des Farbfernsehbildes sind zahlreicher und komplexer als die des Schwarz-Weiß-Bildes. Die zusätzliche Information der Farbe, ihrem Werte nach infolge geschmacklicher und ästhetischer Momente quantitativ kaum erfaßbar, wird, jedenfalls wirtschaftlich gesehen, teuer erkaufte und muß daher ihren Preis rechtfertigen. Erste Forderung ist demnach ausreichende Genauigkeit der Farbwiedergabe, wobei aber zu berücksichtigen bleibt, daß in Wirklichkeit kaum jemals eine der drei Grundfarben des Farbdreiecks rein vorkommt. Praktisch handelt es sich also stets um Mischfarben, die im Auge summiert werden. Es ist jedoch nicht so, daß eine solche Mischfarbe allein durch ihre x -, y -Koordinaten im I.B.K.-Normaldreieck wirkungsmäßig definiert wäre, denn die durch psychologische Einflüsse bedingte Kontrastwirkung, die erheblich vom Farbcharakter der Umgebung abhängt, spielt eine bedeutende Rolle für den empfangenen Sinneseindruck. Verblüffend unsicher ist die Zuordnung unserer Empfindung zu einem durch seine x -, y -Koordinaten definierten Farbwert, wenn ein gleichbleibender Farbton in figürlichen Mischzonen neben, d. h. simultan mit verschiedenen anderen, ebenfalls nach (x, y) konstanten



Bild 3: Zur Veranschaulichung des Simultankontrastes; Rot hat in beiden Mustern konstante Farbkoordinaten und Leuchtdichte

Farbtönen auftritt. Insbesondere gilt dies, sobald die kontrastierenden Farbflächen weitgehend unterteilt sind und sich gegenseitig eng durchdringen, wie etwa bei regelmäßigen Mustern auf Buntdrucken, Stoffen oder Tapeten (Bild 3). Ferner ist von erheblicher Bedeutung ein subjektiver Nachbildeffekt, nämlich das Erscheinen der Komplementärfarbe stark monochromatisch getönter Bildpunkte oder Bildflächen, sobald diese nach längerer intensiver farbiger Einwirkung auf unser Auge plötzlich objektiv weiß beleuchtet werden. Die Nichtbeachtung dieser Tatsachen hat beim Farbfilm anfangs zu großen Enttäuschungen geführt, und gleiches wäre beim Farbfernsehen zu erwarten, wenn wir vergäßen, daß zwar die

Kamera im Videosignal das originale Mischungsverhältnis der Farbanteile physikalisch objektiv dosiert, unser Gesichtssinn aber dem Farbphänomen auf dem Wiedergabeschirm eine von Einflüssen wie Umfeldhelligkeit, Adaption, Simultankontrast und Sequenzkontrast im vorstehend beschriebenen Sinne, Ermüdungskontrast u. a. abhängende, komplexe Störfunktion überlagert. Eine gelbrote, schwach leuchtende Fläche sieht in heller Umrahmung schmutzig braun aus, tief schwarz umrahmt erscheint sie rotglühend. Ähnliche Farbverzerrungen sind bei braunen und violetten Tönungen bekannt. Sie steigern sich beim Bewegen der Objekte. Derartige Farbtäuschungen subjektiven Ursprungs bei objektiv richtiger Übertragung erscheinen im Vergleich zum natürlichen Sehen krasser, weil die Einengung des Bildausschnitts und die Änderung seines Umfeldes im vorstehenden Sinne ungünstig zusammenwirken. Von den Farbfehlern, die im Übertragungskanal durch Phasenschwankungen des modulierten Hilfsträgervektors oder aus anderen Gründen entstehen können, sei in diesem Zusammenhang abgesehen.

Der nachteilige Einfluß psychologisch gesteuerter Adaptionvorgänge zeigt sich beim Betrachten farbiger Bildfelder mit ungleich verteilter Beleuchtungsstärke dort, wo benachbarte Farbwerte sowohl in ihrer spektralen Zusammensetzung als auch in ihrer Leuchtdichte stark kontrastieren. Die exakte Farbzurordnung ist dann für den schwächer erhellten Teil, besonders in Übergangszonen, d. h. in Details, sehr beeinträchtigt. Dabei kann das psychologische Phänomen der „Erwartung“, der unbewußten Neigung, bekannte Objekte durchweg in ihrer charakteristischen Eigenfarbe zu sehen, eine seelische Vorspannung erzeugen, der zufolge der Informationsgehalt solcher Bildteile auf den Schwarz-Weiß-Wert abfällt, weil der Farbübergang unbestimmt erscheint. Daß die Wahrnehmung einer definierten Farbe im Gebiet sprunghaften Umschwungs der spektralen Lage oder an Schwarzkanten unsicher wird, ist die wichtigste aller Grundlagen derjenigen bewährten Übertragungsverfahren, bei denen die hohen Frequenzen der Sprungstellen im Luminanzkanal, und nicht im Chrominanzkanal, übermittelt werden.

Beiläufig sei hier bemerkt, daß Farbverzerrungen durch selektive Beleuchtung im Aufnahmeraum selbstverständlicherweise vermieden werden müssen, und daß dort die Normierung der Weißlichtquellen auf eine stets einzuhaltende Farbtemperatur unerlässlich erscheint.

Ein beliebig aus verschiedenen Farben zusammengesetztes Bild vermittelt uns durch die differentielle psychologisch-physiologische Analyse seiner Bestandteile im wesentlichen Information über den Bildinhalt, aber zugleich durch eine Art von Integration jenen Sinneseindruck, den man gern als „Farbstimmung“, als Begriff eines kompositorischen Effektes, bezeichnet. Die Bedeutung dieser Wirkung für die Malerei ist bekannt. Es ist aber sehr schwer, aus der Farbenlehre und der durchaus subjektiven Bewertung farblicher Zusammenstellungen allgemeingültige Harmoniegesetze, etwa für die Verträglichkeit benachbarter Farben, abzuleiten, weil eben der Bildinhalt und der individuelle Geschmack die Farbstimmung stets beeinflussen.

Die Farbstimmung ist indessen kein rein statischer Effekt. In einem belebten Bilde kommt die Dynamik des Farbwechsels als entscheidender Faktor für die Bewertung des sinnlichen Eindrucks hinzu. Aber auch in einem ruhenden Farbmosaik waltet ein Zeitgesetz, die Veränderlichkeit seiner Bewertung während der Erfassung der Komposition. Der Anfangseindruck, den sie erweckt, wandelt sich, das Auge wird kritischer, und selbst dort, wo sämtliche Farbbestandteile objektiv richtig übertragen werden, tritt allmählich subjektiv ein neues Farbbild in unser Bewußtsein. Diesen Vorgang bezeichnen wir als „Farbumstimmung“, einen Wechsel der Zuordnung einzelner Farben zu den entsprechenden Farbvalenzen.

Angesichts so komplexer subjektiver Einflüsse fragt sich, ob am Empfangsgerät Möglichkeiten zur individuellen Veränderung der Farbwerte vorgesehen werden sollen. Hierzu will der Verfasser nicht Stellung nehmen. Farbverzerrungen im Übertragungskanal sollten jedenfalls durch autonom funktionierende Mittel so weit wie möglich ausgeschlossen werden, wie bereits als Kennzeichen der Systeme SECAM und PAL erwähnt. Bei PAL werden die im Übertragungsweg entstandenen Farbfehler selbsttätig so zuverlässig korrigiert, daß für diesen Zweck ein zusätzlicher Einstellknopf entfallen und die in der Sendung enthaltene Farbmischung praktisch unverzerrt, d. h. objektiv übereinstimmend, wiedergegeben werden kann. Natürlich bleibt dann noch immer die Abhängigkeit des Farbbildeindrucks vom Umfeld und von den übrigen physiologisch-psychologischen Einflußfaktoren bestehen, Umständen, die dem Eingriff des Übertragungstechnikers entzogen sind.

Bei der Tagung über „Film und Farbe“, die 1939 in Dresden stattfand, wurden schlagende Beispiele der Veränderung von Farbeindrücken nicht allein durch den Simultankontrast, sondern auch durch die Leuchtdichte des Umfeldes und die Anpassung der Pupille des Auges vorgeführt. Eine in vollem Tageslicht und heller Umgebung auf Farbfilm aufgenommene bunte Gartenlandschaft wurde im verdunkelten Kino, d. h. als Projektion in schwarzem Rahmen, wiedergegeben. Der Unterschied zwischen dem direkten Sehen und der Reproduktion im dunklen Umfeld ist hinsichtlich der Zuordnung verschiedener Farben auf der Farbtafel verblüffend. Derartige Verzerrungen sind zweifellos auch beim Farbfernsehen möglich. Ihre Kompensation würde zwar durch die Möglichkeit des Eingriffs am elektrischen Signal der drei Farbkanäle erleichtert werden, indessen ist dabei zu bedenken, daß wir beim Farbfernsehen kaum der Forderung genügen können, das Empfangsbild in normal beleuchteten Räumen zu betrachten. Das auf den Schirm fallende Störlicht würde die Wiedergabe stark gesättigter Farben durch den überlagerten Weißgehalt verhindern, und dessen spektrale Zusammensetzung könnte sich dabei zusätzlich farbverzerrend auswirken.

Unser Auge duldet keine Abweichung, sobald Objekte in das Bildfeld gelangen, deren Farbton uns aus der Erfahrung vollkommen geläufig ist. Ein beliebtes Beispiel ist das standardisierte Gelb der Postwagen und Postbriefkästen, das auf dem Wiedergabeschirm der Farbfernsehröhre aus Rot und Grün ermischt wird. Könnten wir uns für bestimmte Sonderanwendungen des Farbfernsehens darauf einigen, eine breite Bande des Spektrums bewußt wegzulassen, wie beispielsweise bei gewissen Einsätzen für industrielle oder wissenschaftliche Zwecke, oder auch im Fernsehsprechen der Zukunft, das den Bereich der Purpurlinie des Farbdreiecks allenfalls entbehren könnte, so wäre die Bedingung unverzerrter Wiedergabe sämtlicher in der Wirklichkeit vorkommenden Farbtöne hinfällig, wofern nur für die hier tatsächlich wichtigen Teile des Spektrums die geforderte Genauigkeit erreicht wird. Ein Zweifarbensystem würde dann für die Praxis ausreichen und die Problematik der Übertragung sich bedeutend vereinfachen. Beim Film hat es solche Zweifarbenverfahren in nicht geringer Auswahl gegeben; keines derselben hat sich jedoch wirtschaftlich behaupten können, weil in diesem Falle keine Beschränkung der Farbskala zulässig war.

4. Zweifarbensysteme im Fernseh Rundfunk?

Zwingt diese Feststellung zu dem Schluß, daß ein entsprechend mit nur zwei Grundbanden, etwa mit Schwerpunkten im Orangerot und im Blaugrün (Cyan), arbeitendes Zweifarben-Fernsehen im Rundfunk gleichfalls scheitern müßte? In der ästhetischen Wirkung auf das Publikum verhalten sich ja die beiden Massenmedien Film und Rundfunkbild sehr ähnlich.

Der gewissenhafte Entwickler wird diese Frage zweifellos bejahen. Er muß bedenken, daß — wie weiter oben an einem typischen Beispiel gezeigt wurde — Standardfarben jeder beliebigen Tönung auftreten können, auf deren Verfälschung der Betrachter ablehnend reagiert. Von diesem Standpunkt aus wären Zugeständnisse schwer zu verantworten. Zugegeben, daß künstlich gesteigerter Farbkontrast den empfindungsmäßigen (psychologischen) Spektralbereich der Sendung beiderseits von Orange und Cyan erheblich zu erweitern gestattet — womit sich nach den Erfahrungen des Verfassers bei der Entwicklung des Sirius-Zweifarbfilms durch Übersteuerung im Grün ein kräftiges Rosenrot und durch Intensivierung im Orangebereich ein helles Himmelsblau erzielen ließen —, bleiben doch nach den physikalischen Gesetzen der Farbmometrik untragbare Lücken in Violett, Purpur und Braun objektiv bestehen.

Diese Lücken sind auch im Laboratorium von Telefunken bei Versuchen zutage getreten, die der Verfasser gegen Ende der dreißiger Jahre durch *B. Bartels* zur Klärung der Ausdrucksmöglichkeiten eines Zweikomponenten-Farbfernsehens ausführen ließ. Synchron umlaufende Filtersektoren, deren Durchlaßbereiche eine breite Bande im Orangerot und eine dazu komplementäre im Grünblau umfaßten, durchschnitten bei Geber und Empfänger gleichphasig den Strahlengang weißen Lichtes. Zur Wiedergabe diente eine *Braunsche* Röhre kleineren Formats, an deren Bildschirm die anfärbende Filterscheibe dicht vorbeirotierte. In dem Gemisch von Leuchtphosphoren, die zusammen rein weiß emittierten, wurde als Rotkomponente erstmalig das mit Antimon aktivierte Magnesiumsulfid ($MgS [Sb]$) verwendet, ein Material von sehr kleiner Zeitkonstante des Abklingens. Diesen Experimenten lagen die Erfahrungen unseres Mitarbeiters *A. Karolus* zugrunde, der schon frühzeitig in systematischen Versuchen zum Dreifarben-Fernsehen gezeigt hatte, daß es für gute Wiedergabe wesentlich auf verhältnisrichtige Übertragung der mittleren Leuchtdichte jedes Farbausuges ankommt. Dieser Befund bestätigte sich nun auch beim Zweifarbenverfahren. Unsere Ergebnisse waren recht eindrucksvoll; eine Statistik, zu der mehrere Beobachter herangezogen wurden, wies überwiegend gute Treffer der natürlichen Farbe des Objektes in einem ziemlich breiten Spektralbereich aus, abgesehen von den violetten Tönungen und den aus ihnen hervorgehenden Mischfarben. Diese durften aber doch nicht unberücksichtigt bleiben, wollte man beim Fernsehen mit der Leistung des Farbfilms Schritt halten.

Es scheint also zur getreuen und lückenlosen Wiedergabe aller vorkommenden Farben ein Dreikomponentensystem unentbehrlich zu sein, und die Übertragungstechnik (MIXED HIGHS, NTSC, SECAM, DOUBLE MESSAGE u. a.) paßte sich dem mit der Erfindung des Farbhilfsträgers an, der simultan oder zeilenfrequent-sequentiell (SECAM) die beiden unter dieser Voraussetzung methodisch gegebenen Differenzen ($R' - Y'$) und ($B' - Y'$) zum Empfänger übermittelt.

Vor einigen Jahren hat nun die bekannte Veröffentlichung von *E. H. Land* [3] über Zweifarben-Projektion vorübergehend Zweifel an der Stichhaltigkeit vorstehender Schlußfolgerung aufkommen lassen. Zwar leugnet *Land* nicht die Notwendigkeit dreier Primärfarben, wenn jede überhaupt mögliche Farbmischung wiedergegeben werden soll; doch glaubt er, daß dies nur gilt, wenn wir die Farbindividuen als absolute Werte, unabhängig von äußerer Beleuchtung, von ihrem Nebeneinander und vom Umfeld, d. h. streng objektiv, darstellen wollen. In Wirklichkeit sehen wir so die Außenwelt aber niemals; stets sind die genannten „natürlichen“ Einflüsse vorhanden. Sie gestatten nach *Land's* Auffassung anstelle einer trichromatischen eine bichromatische Reproduktion, ohne daß bei den in der Praxis vorkommenden Bildern farbliche Mängel wahrgenommen werden. Seine Versuchsmethode ist kurz folgende: Von der wiederzugebenden Szene macht man auf Schwarz-Weiß-Film eine Aufnahme durch Rotfilter (z. B. Wratten Nr. 24, Durchlaßbereich oberhalb $0,585 \mu$) und eine zweite durch Grünfilter (Wratten Nr. 58, $0,500$ bis $0,560 \mu$). Man projiziert beide Positiva in Deckung aufeinander mit mehr oder weniger monochromatischen Lichtbündeln, deren farbliche Zusammen-

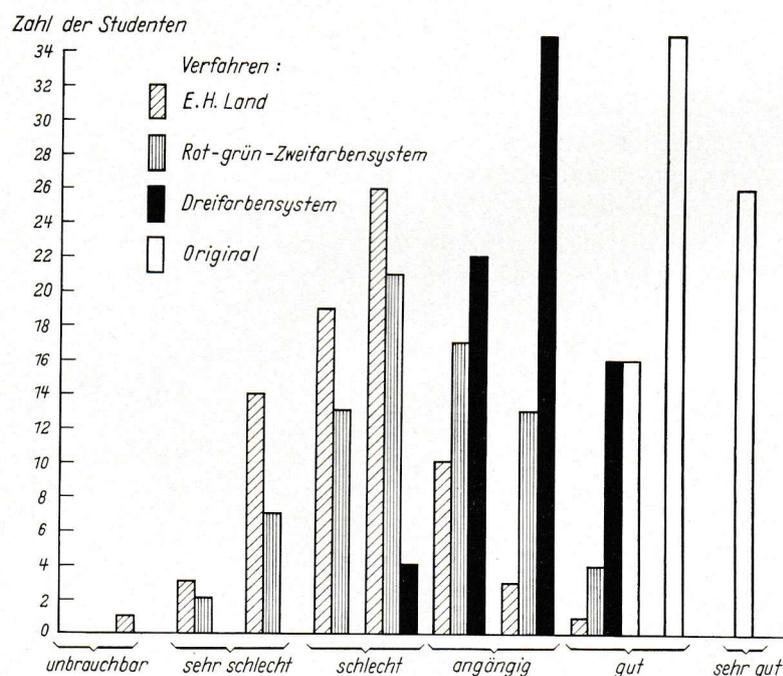


Bild 4: Zur Nachprüfung des Verfahrens von *E. H. Land* nach [4]. Zuordnung zu 11 Wertungsstufen

setzung nicht kritisch ist, die aber doch irgendwie zueinander passen müssen. Nach *Land* erhält man dann einen so breiten Spektralbereich der Farbproduktion, daß natürliche Szenen mit sehr variabler Komposition farblich sauber übertragen werden.

Verfasser hat diese Angabe bei einer Vorführung im Forschungs-Laboratorium der Westinghouse Electric Corp., Pittsburg, nicht bestätigen können, und systematische Versuchsreihen mit größeren Personenzahlen, worüber Berichte von *C. Burckhardt* und *M. J. O. Strutt* [4] (Bild 4) sowie von *P. Soardo* [5] (Bild 5) vorliegen, haben denn auch erwiesen, daß die normale Dreifarbenprojektion deutlich überlegen ist, wenn kein Spektralgebiet, besonders am blauen Ende, stark

Effekte vorhanden und verwertbar, die dem Bilde den Anschein eines erhöhten Informationsgehaltes verleihen. Vor allem ist dabei an den räumlichen Eindruck gedacht.

Die „pseudoplastische“ Wirkung des Farbbildes (im Vergleich zum rein flächenhaften Charakter des Schwarz-Weiß-Bildes) beruht auf einer Art von psychologischer Kompensation. Im Gegensatz zum natürlichen, stereo-optischen Augensehen, bei dem zwei seitlich gegeneinander verschobene ebene Netzhautbilder im Gehirn durch die Wahrnehmung eines einzigen, räumlichen Gesichtsfeldes kompensatorisch ersetzt sind, geht der psychologische Apparat beim Farbbild von dem einen dargebotenen, zweidimensionalen Bild aus, aber die Farbinformation erleichtert die Lokalisierung der verschiedenen Einzelheiten in der dritten Dimension dank der Übung, mit der wir aus der Färbung eindeutiger als beim Schwarz-Weiß-Bild die Natur des Gegenstandes erschließen und im Besitz dieses Wissens räumliche Zusammengehörigkeiten und wahrscheinlichste Tiefenstaffelungen müheloser folgern können.

Nach Ansicht weiter Kreise macht die pseudoplastische Wirkung des Farbfernsehbildes das Streben nach einer physikalisch „echten“ Erzeugung von Tiefenempfindung, die einen sehr erheblichen Mehraufwand im Gerät erfordern würde und sich bisher noch niemals in praktisch brauchbarer Form hat realisieren lassen, zum Glück überflüssig. Die Erfahrung zeigt beim Kinobild, daß die zahlreichen Anstrengungen, mit für die Zuschauer annehmbaren objektiven Mitteln zusätzlich eine plastische Reproduktion zu erzielen, seit dem Aufkommen des Farbfilms bedeutend nachgelassen haben. Im Zuge der Weiterentwicklung des Farbfernsehens zum vergrößerten Projektionsbild könnte die Vortäuschung räumlicher Bilder durch einen optischen Kunstgriff verstärkt werden, der wiederum wesentlich psychologisch-spekulativ ist: Erzeugung virtueller Bildpunkte durch ein Mosaik kleiner Hohlspiegel. Von einem sphärischen Spiegel werden die aus großer Entfernung einfallenden Lichtstrahlen nicht in einem definierten Brennpunkt, sondern in einer Kaustik vereinigt, die endliche Tiefe hat. Das Bild einer leuchtenden Fläche erscheint im Spiegel so, als kämen die von den einzelnen Dingpunkten ausgehenden Strahlen aus einer räumlichen, also dreidimensionalen Emissionsquelle. Hier wird nun das, was wir sonst als Fehler des sphärischen Spiegels behandeln und beim Abbilden einer Lichtquelle auf ebenem Schirm durch optische Hilfsmittel korrigieren — Fernseh-Projektionsempfänger mit *Schmidt*-Optik — planmäßig dazu ausgenutzt, die Illusion einer Tiefenwirkung künstlich hervorzurufen. Auf die Mosaikfläche, besetzt mit kleinen Kugelspiegeln, projiziert, würde also das farbige Bild an Plastizität des Eindrucks noch gewinnen. Bei der bekannten Wiedergabe durch einen Hohlspiegel nach dem Farbfernseh-system der „Banana Tube“ spielt ein solcher stereo-optischer Effekt vielleicht mit.

Aufgabe einer zukünftigen Technik wird es sein, weitere Möglichkeiten gezielter Verwendung der psychologischen Funktionen des Gesichtssinnes zu erforschen, um das Fernsehbild, besonders aber das farbige, dem Wahrnehmungszentrum vollkommener als bisher darzubieten.

6. Schluß

Bei der Vermittlung der Farbe im Fernsehbild, das ein seelisches Erlebnis ist, spielen die physiologischen Übertragungsmechanismen und die psychologischen Rückwirkungen eine wichtige Rolle. Physikalische Farbtreue, d. h. gleiche Koordinaten im Farbdreieck beim Sende- und beim Empfangsbild, ist allein nicht ausschlaggebend für den Empfindungskomplex „Bildgüte“. Die Zusammenhänge zwischen Reiz und Empfindung und das Eingreifen von Stör- und Regelfunktionen — Umfeldeinfluß, Adaption, Flimmern, Ermüdungskontrast, Simultankontrast, Farbumstimmung u. a. — stecken das Experimentierfeld der Psychologen ab. Die psychologische Kompensation, Ursache des räumlichen Sehens, wirkt mit beim Zustandekommen des pseudoplastischen Effektes im Farbbild. Die Versuche von *E. H. Land* geben keine brauchbare Grundlage für die Entwicklung eines auf zwei Komponenten beschränkten und dadurch vereinfachten Farbfernseh-systems. Sie könnten aber zu weiteren Forschungen unter psychologischen Aspekten ermutigen.

Literatur

- [1] *Y. Le Grand*: A propos des bases physiologiques de la télévision en couleurs. *L'Onde Electr.* Bd. 31 (1951) No. 289, S. 173...177.
- [2] *W. Bruch*: Farbfernseh-systeme — Überblick über das NTSC-, SECAM- und PAL-System. *Telefunken-Zeitung* Jg. 36 (1963) Nr. 1/2, S. 70...88.
- [3] *E. H. Land*: Color vision and the natural image. *Proc. nat. Acad. Sci. USA*, Bd. 45 (1959) Nr. 1, S. 115...129 und Nr. 4, S. 636...644.
- [4] *E. Burckhardt* und *M. J. O. Strutt*: Experiments with *E. H. Land's* two-color projection. *IRE Trans.* Vol. BTR-7 (April 1961) Nr. 1, S. 34...40.
- [5] *P. Soardo*: Considérations et expériences sur la reproduction bichromatique. *Bull. CIT.*, Vol. 7 (1961) No. 2.
- [6] *P. Neidhardt*: Bildet die Theorie des Farbfernsehens von Dr. *Edwin H. Land* die Grundlage für ein neues Farbfernseh-system? *Elektron. Rdsch.* Bd. 13 (1959) H. 12, S. 451...457.