

TELEFUNKEN ZEITUNG



HERAUSGEBER
PROF. DR. W. T. RUNGE

JAHRGANG 37

1964

HEFT 2

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

Warum Weltraumforschung in Deutschland?

Mit dem Begriff „Weltraumforschung“ verbinden sich zunächst, ohne nähere Betrachtung, Vorstellungen vom bemannten Weltraumflug der Amerikaner und Russen, vom bemannten oder unbemannten Flug zum Mond, vom Flug zur Venus. Dazu gehören Vorstellungen von dreistufigen Monster-Raketen mit gewaltigen Mengen gefährlichen Treibstoffes. Diese Vorstellungen führen nur allzu leicht zu der Schlußfolgerung: Solche Spitzenleistungen der Weltraumforschung bedingen einen so ungeheuer großen Aufwand an technischer Kapazität, an Produktionskapazität, an äußerster Ausnutzung der Möglichkeiten der Physik und der Präzisionstechnik und an finanziellen Mitteln, daß sie für uns in Deutschland unerreichbar sind.

Zur Weltraumforschung gehören aber nicht nur diese Spitzenleistungen. Die ganze lange Skala vom kleinen ersten westlichen Weltraum-Satelliten EXPLORER I aus dem Jahre 1958 mit seinen 15 cm Durchmesser und seinem 1 kg Gewicht, der seit fünf Jahren unermüdlich die Erde umkreist und wichtige wissenschaftliche Daten vermittelt, bis zu den schon erwähnten Spitzenleistungen mit Nutzlasten in der Größenordnung von einigen tausend Kilogramm muß in Betracht gezogen werden. Schon die von den Amerikanern in Deutschland nach Kriegsende vorgefundene Rakete V 2 hat 1947 eine Höhe von 125 km erreicht und erste Weltraumforschungsergebnisse geliefert. Zur Zeit umkreisen mindestens 50 Satelliten verschiedener Größe mit mannigfaltigen Aufgaben ständig die Erde. Von ihnen und ihren wissenschaftlichen Programmen wird kaum gesprochen. Diese wissenschaftlichen Programme sind aber sicher ebenso bedeutend wie die Leistungsrekorde der Weltraumforschung mit ihrer großen Publizität. Durch die Einbeziehung der mittleren und kleinen Satelliten wird aus dem „für Deutschland unerreichbar“ doch ein entscheidendes „auch für Deutschland möglich“.

Die Technik der Weltraumforschung liegt auf zwei ganz verschiedenen Gebieten: der Raketentechnik und der Technik der Satelliten und ihrer Einbauten. Die Raketentechnik umfaßt Konstruktionsaufgaben, die Probleme sehr hitzebeständiger Werkstoffe, der Treibstoffchemie, der Steuerungstechnik. Entwicklung und Bau erfordern einen großen speziellen industriellen Aufwand. Für Meßsatelliten ist dieser Aufwand aber klein im Vergleich zu dem für bemannte Raumkörper. Das erforderliche Gewicht eines Meßsatelliten liegt bei nur einigen Hundertstel von dem eines bemannten Raumkörpers, und entsprechend kleiner darf die Rakete sein, die den Meßsatelliten in seine Bahn trägt.

Zur Raketentechnik wie zur Technik der Satelliten gehört auch eine Menge elektronischer Meßtechnik, Rechentechnik, Funkortung, Daten- und Kommandoübertragung. Die von der Weltraumforschung für das Arbeitsgebiet des Verfassers, die Elektronik, also Nachrichten- und Informationstechnik, gestellten Aufgaben sollen hier kurz umrissen werden. Diese Darstellung ist nicht einseitig, denn die technischen Probleme, deren Bearbeitung die Weltraumforschung verlangt, liegen zu etwa 50% im Bereich der Elektronik.

Besonders deutlich wird das beim Meßsatelliten selbst, der zum überwiegenden Teil eine Aufgabe der physikalischen Meßtechnik, der Nachrichtentechnik und der Datenverarbeitung ist, denen gegenüber der konstruktive Aufwand zurücktritt. Für die elektronischen Aufgaben stehen die Laboratorien zur Verfügung, die sich heute schon mit ähnlichen Arbeiten beschäftigen. Datenübertragung, Rechentechnik, Informationsspeicher, Funkortung und schließlich physikalische Meßgeräte, deren Meßergebnisse als elektrische Signale erscheinen, werden ja zu vielen Zwecken verwendet und stellen nicht Neuland dar wie etwa die Chemie der Raketentreibstoffe. Trotzdem gehen die Forderungen an die elektronische Ausrüstung einer Raumsonde und der zugehörigen Bodenanlagen vielfach über den bekannten Stand der Technik hinaus und zwingen zu einer intensiven Bearbeitung.

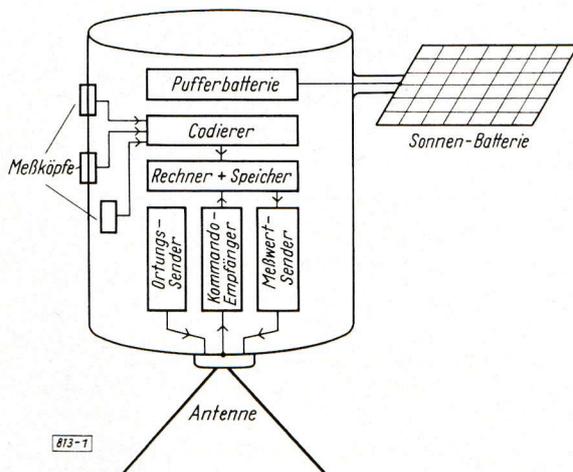


Bild 1: Hauptfunktionsteile einer Raumsonde. Die Stromversorgungsleitungen von der Pufferbatterie zu den Geräten sind nicht gezeichnet.

Bild 1 gibt eine Vorstellung von dem Umfang der zum Betrieb einer Raumsonde erforderlichen elektronischen Anlagen. An die Antenne sind der Kommandoempfänger, der Meßwertsender und der Ortungssender angeschlossen. Der letztere sendet dauernd und ermöglicht den Boden-Ortungsanlagen eine genaue Vermessung der Satellitenbahn. Die

Meßköpfe, wie Temperaturfühler, Magnetfeldsonde, Strahlungsdetektor, Bildkamera, sind an den Kodierer angeschlossen, der die Meßwerte in zur Übertragung geeignete Signale umsetzt und an den Nachrichtenspeicher weitergibt, vielfach einen Magnetbandspeicher. Auf den mit dem Kommandoempfänger aufgenommenen Befehl wird der Meßwertsender eingeschaltet, der die ihm vom Speicher zugeleiteten Informationen zum Boden überträgt. Alle Geräte werden von einer Pufferbatterie gespeist, die ihrerseits von Sonnenzellen aufgeladen wird. Sie dient dazu, die laufend aufgenommene Sonnenenergie kurzzeitig für den Betrieb des Meßwertsenders zur Verfügung zu stellen und den Betrieb des Satelliten auch beim Durchfliegen des Erdschattens aufrechtzuerhalten. Im Fall eines Nachrichtensatelliten wäre statt Meßköpfen, Kodierer und Speicher der Nachrichteneempfänger eingebaut, und der Sender würde nicht Meßwerte, sondern die empfangenen Nachrichten auf einer anderen Trägerfrequenz laufend wieder ausstrahlen.

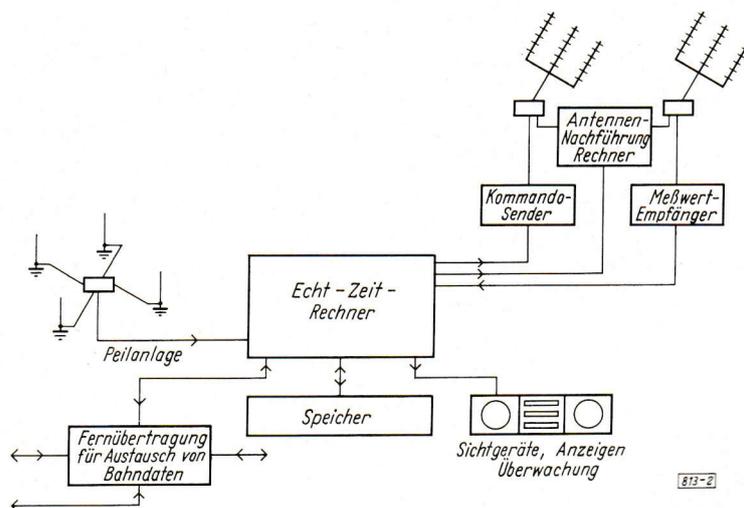


Bild 2: Prinzipaufbau einer Bodenanlage für die Steuerung des Raketenstarts einer Raumsonde und die Meßwertübertragung von der Sonde zum Boden

Für den Abschub ist in der Rakete eine ähnliche Anlage vorgesehen. Die Rakete wird zunächst durch ein gespeichertes Programm gesteuert. Alle Funktionen der Rakete werden laufend vom Kodierer direkt zum Meßwertsender und von da an die Bodenanlage (Bild 2) weitergegeben. Diese errechnet aus ihnen und den Angaben der Ortungsanlage Korrektur-Kommandos, die zusätzlich zum an Bord ablaufenden Programm über den Kommandoempfänger an die Rakete weitergegeben werden, bis sie den Satelliten in die vorgeschriebene Bahn gebracht hat. Für die genaue Bahnvermessung sind zahlreiche Ortungsanlagen über die Erdkugel verteilt und arbeiten über eine Datenübertragungsanlage zusammen.

Alle diese nachrichtentechnischen Geräte stellen nun an sich nichts Neues dar. Geräte zur Kodierung, zur Datenspeicherung, zur Meßwertübertragung und zur Ortung sind an sich bekannt. Aber die Eigenarten des Satellitenbetriebes stellen besondere Anforderungen, deren Erfüllung das ganze Können der Laboratorien und Entwicklungsstellen erfordert und vielfach über das Bekannte weit hinausgeht. Einige dieser Probleme werden im folgenden dargestellt.

Die Zuverlässigkeit der Geräte muß ungewöhnlich hoch sein, da die Anlage nach dem Abschub nicht mehr gewartet werden kann und ihr Versagen den großen Aufwand der Rakete und ihres Abschusses nutzlos macht. Sie muß einen wartungslosen Betrieb über lange Zeiten gewährleisten.

Die verwendeten Bauelemente sind Strahlungsbelastungen ausgesetzt, vor denen uns auf der Erdoberfläche unsere Lufthülle schützt, und denen sie ohne Schädigung standhalten müssen. Es sind also strahlungsfeste Bauelemente zu entwickeln, eine Aufgabe, die sonst nur für Geräte vorkommt, die innerhalb von Kernreaktoren arbeiten sollen.

Größter Wert muß darauf gelegt werden, die ganze Anlage so leicht wie irgend möglich zu machen. Jedes zusätzliche Kilogramm in der Meßsonde erhöht das Abschubgewicht der Rakete um etwa tausend Kilogramm, und entsprechend wachsen die Kosten der Rakete.

Der Anteil der Stromquelle am Gesamtgewicht der Meßsonde spielt eine große Rolle. Man hat also erstens nach möglichst leichten Stromquellen zu suchen und zweitens die Geräte auf geringsten Stromverbrauch zu

entwickeln. Die bis heute leichteste Stromquelle ist die Sonnenbatterie, als Photozelle im Belichtungsmesser jedem geläufig, zusammen mit einer Pufferbatterie. Im Satellitenbetrieb werden aber diese Photozellen der vollen Sonnen- und Weltraumstrahlung ausgesetzt, und diese enthalten neben der Lichtstrahlung, die die Leistung liefert, auch höchst energiereiche Strahlen, die zerstörend auf die Zellen einwirken. Hier brauchbare Zellen zu schaffen mit gutem Wirkungsgrad und guter Lebensdauer im freien Raum, ist eine Aufgabe, die erhebliche Schwierigkeiten bietet.

Je geringer der Stromverbrauch der Geräte, um so leichter kann die Stromquelle ausgeführt werden, um so billiger wird die Rakete. Es lohnt sich also, erhebliche Mittel zu investieren in die Suche nach einer Schaltungstechnologie, die mit besonders geringem Strom arbeitet und die besonders kleine und leichte Anordnungen liefert. Hier bietet sich die sogenannte Mikrominiaturbauweise an, bei der man Schaltung und Schaltelemente in fast schon mikroskopischen Abmessungen auf geeignete Unterlagen aufdampft oder aufwachsen läßt. Für den Satelliten muß diese Technik bis zur Grenze des Erreichbaren weitergezüchtet werden.

Aber nicht nur die Anlage im Satelliten stellt ungewöhnliche Anforderungen an die elektronische Technik. Auch für die Bodenanlage sind Aufgaben zu lösen, die über das sonst Übliche hinausgehen. Zwar fallen hier die Einschränkungen des Gewichts und des Stromverbrauchs weg und die Anlagen arbeiten in gewohnter klimatischer Umgebung; trotzdem werden auch hier Spitzenleistungen der Elektronik benötigt. So muß die Ortungsanlage nicht nur einen Empfänger von beachtlicher Empfindlichkeit besitzen, weil der Sender im Satelliten der Gewichtsbeschränkung wegen nur eine geringe Leistung ausstrahlen kann. Eine wie ungewöhnliche Aufgabe die genaue Vermessung der Satellitenbahn darstellt, vergegenwärtigt man sich durch die Überlegung, daß der Satellit sich mit der etwa achtfachen Geschwindigkeit einer eben abgeschossenen Granate bewegt, mit etwa acht Kilometern je Sekunde, daß man seinen Standort auf Meter genau messen will, während er viele hundert Kilometer entfernt ist, und daß sein Standort in räumlichen Koordinaten festzulegen ist, während ein zu peilender Bodensender nur zwei Koordinaten erfordert. Eine Meßgenauigkeit in der Größenordnung von nur einer Winkelsekunde zu erzielen bei einer Meßdauer von nur etwa einem Tausendstel Zeitsekunde, geht weit über alle terrestrischen Peilaufgaben hinaus.

Diese wenigen Beispiele zeigen, daß die Weltraumforschung auf allen Gebieten der Elektronik das äußerste Können des Physikers, des Konstrukteurs, des gerätebauenden Entwicklers, des Technologen herausfordert. Sie erzwingt Spitzenleistungen auf vielen Arbeitsgebieten, von denen manche auch für andere Zwecke bearbeitet werden; aber ohne diesen Ansporn wären die Bearbeiter nicht genötigt, die Grenzen des Erreichbaren immer wieder abzutasten und immer weiter herauszuschieben. Dieser Zwang wirkt äußerst anregend auf alle Beteiligten und beschleunigt den technischen Fortschritt, der dann auch anderen Anwendungen zugute kommt.

Und das trifft für alle Gebiete der Weltraumtechnik zu. Es handelt sich nicht nur um Aufgaben riesigen Ausmaßes, die über unsere Kräfte hinausgehen. Diese können wir getrost den großen Nationen überlassen. Der erforderliche Aufwand liegt vielfach durchaus im Rahmen dessen, was wir leisten können, und zum großen Teil auf Gebieten, die wir heute schon für andere Zwecke bearbeiten. Es handelt sich darum, diese Tätigkeit zu intensivieren und für die Weltraumforschung einzusetzen. Das erfordert nicht weniger Erfindungsgabe und wissenschaftliche Leistung als die Raketenrekorde, die sich in Tonnenzahlen ausdrücken lassen.

Heute ist das technische Können in der Weltraumforschung geradezu ein Maßstab geworden im Wettkampf der Nationen. Wenn wir uns an ihm nicht beteiligen, würden uns nicht nur alle Anregungen verlorengehen, die für den technischen Fortschritt mit der Weltraumforschung verbunden sind. Viel schwerer wiegt, daß wir uns von einem großen Gebiet internationaler Zusammenarbeit an wissenschaftlichen und technischen Problemen ausschließen würden. Dies ist nicht eine Angelegenheit, die man der Industrie allein überlassen kann, denn die Industrie ist gezwungen, vor allem wirtschaftlich zu entscheiden. Unser internationales Ansehen steht auf dem Spiel. Videant consules! Für die Bundesrepublik bleibt hier viel nachzuholen.

W. Nestel

Neue Methoden der Referenzträgersynchronisierung im PAL-Farbfernsehempfänger

Von W. Bruch

Beim NTSC-Farbfernsehverfahren und seiner verbesserten Variante PAL werden die zwei Farbdifferenzsignale (z. B. I' und Q') gleichzeitig in sogenannter Quadraturmodulation einem Träger aufmoduliert, der dem Leuchtdichtesignal Y' überlagert ist und mit diesem gemeinsam übertragen wird.

Im NTSC-Empfänger erfolgt die Trennung dieser beiden Signale mittels zweier Synchrondemodulatoren, der (Referenz-) Träger für die Demodulatoren muß phasensynchron zum (unterdrückten) Ursprungsträger sein. Dieser sogenannte Referenzträger wird im Empfänger vor Beginn jedes Zeilenablaufs in der noch für den Rücklauf der Ablenkung benötigten Zeit aus einem kurzen Trägerstoß, genannt „Burst“ (Kamm), durch eine Art Integration wieder hergestellt (Bild 1 a). Die Integration kann auf verschiedene Art durchgeführt werden. Aber allen Methoden der synchronen Erzeugung einer fortlaufenden Schwingung aus einer Reihe von Trägerstößen sind Grenzen gesetzt, die Hauptgründe für die Kritik am NTSC-Verfahren. Die genaue Phasenlage des Referenzträgers im Empfänger wird von den Eigenschaften des Übertragungsweges beeinflusst. Das bedeutet bei NTSC, wo dies zu Farbtonfehlern führt, die Notwendigkeit eines Farbtonreglers. Außerdem sind Schaltungen auszuwählen, die besonders phasenstabil sind.

Auch beim PAL-Verfahren ([1] [2] [3]) wird bei der Demodulation dieser Träger benötigt, wenn auch nicht so phasengenau, weil die Aufspaltung der Quadraturmodulation in die beiden Signale ohne ihn und mit Hilfe einer Laufzeitleitung erfolgt, und weil sehr viel größere Phasenabweichungen zugelassen werden können. Das bedeutet, daß auch einfachere und weniger phasenstabile Regeneratorschaltungen dafür eingesetzt werden können, die bei NTSC schon ausgeschieden wurden.

Die Regenerierung des Trägers durch Trägerstöße am Anfang der Zeile ist nicht vollkommen genug, um während des Ablaufs der Zeile den Synchronismus immer zu sichern. Für das PAL-Signal wurde eine Methode gefunden (bei NTSC nicht anwendbar), die Trägerphase auch während des Ablaufs der Zeile noch nach-

zusteuern. Dann ist es möglich, auf die bei NTSC notwendige Stabilisierung durch einen Quarz zu verzichten und bei guter Phasenübereinstimmung mit einem normalen LC-Oszillator zu arbeiten.

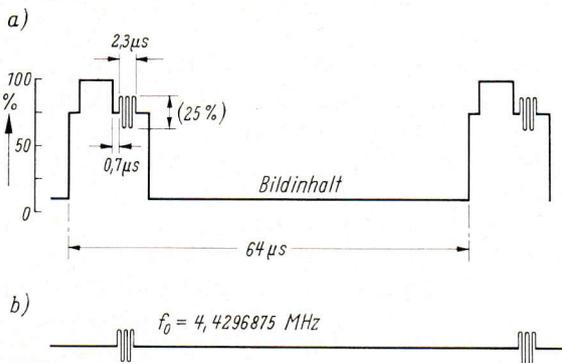


Bild 1: Der Farbsynchronimpuls (Burst) im NTSC-System.
a) komplettes Videosignal, b) die durch ein Tor aus dem Chrominanzsignal abgetrennten Trägerstöße

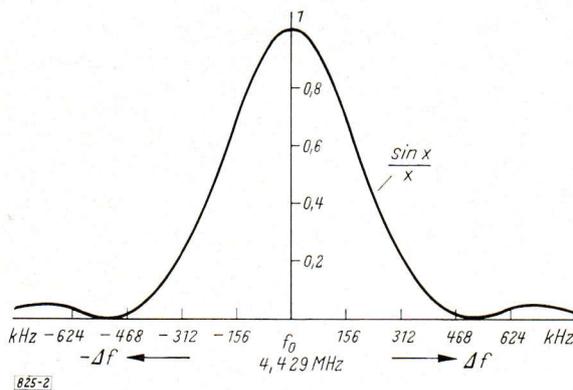


Bild 2: Fourierspektrum der Farbrägerstöße nach Bild 1 b)

1. Trägerregenerierung durch passive Integration (Ausiebung von f_0 durch ein Quarzfilter)

Den mit f_H periodischen Trägerimpulsen (Bild 1 b) entspricht das Energiespektrum Bild 2. Für dessen einigermaßen getreue Übertragung ist eine Bandbreite von etwa $\pm 500 \text{ kHz}$ erforderlich. Dieses Spektrum setzt sich aus diskreten Spektrallinien zusammen (Bild 3 a), f_0 und Seitenbandterme beiderseits davon im jeweiligen Abstand $f_H = 15,625 \text{ kHz}$, entsprechend der Theorie von Mertz und Gray [1]. Die gewünschte fortlaufende Referenzträgerschwingung wird erhalten, wenn aus diesem Gemisch die Spektrallinie f_0 allein ausgesiebt und entsprechend verstärkt wird. Die ersten beiden und auch noch die folgenden Energiet Terme, jeweils im Abstand von etwa 3% vom Träger, haben fast noch die gleiche Energie wie die Grundwelle, verlangen also einen Kreis höchster Güte (Bild 3 b). Ein einkreisiger Quarzfilter (Bild 4 a) mit einer Güte $Q_{Kr} = 30\,000$ wäre z. B. dafür geeignet. Auch

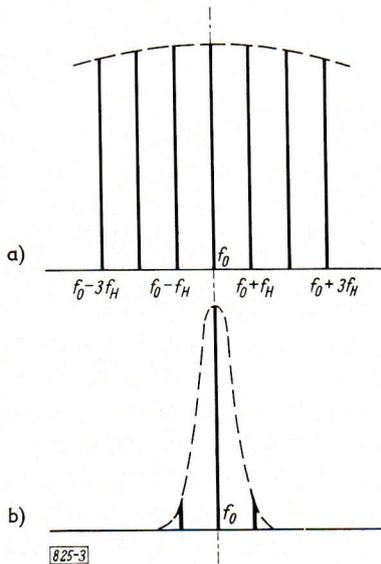
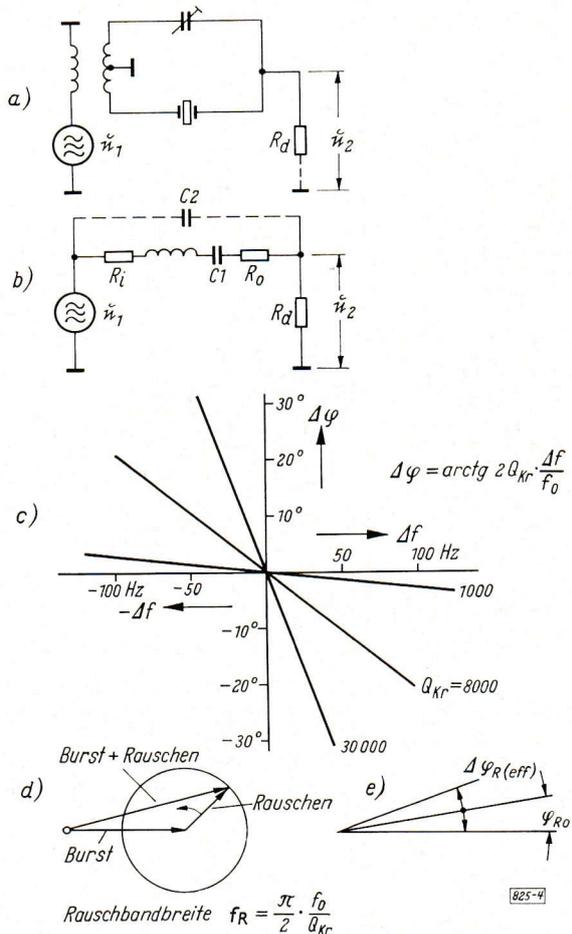


Bild 3: a) Fourierspektrum nach Bild 2 gedehnt, Seitenbänder von f_0 treten auf im Abstand $\pm m f_H$
 b) Selektion von f_0 durch ein Filter

Bild 4: Passive Integration der Farbsynchronimpulse durch Quarzfilter.

- a) Quarzfilter mit Neutralisation
- b) Ersatzbild des Quarzfilters
- c) Phasenverschiebung $\Delta \varphi$ des integrierten Trägers gegen die Burstphase in Abhängigkeit von einer Verstimmung Δf des Quarzes gegen f_0
- d) Phasenmodulation durch Rauschen
- e) statischer Phasenfehler φ_{R0} und dynamischer Phasenfehler $\varphi_{R(eff)}$ bei Rauschen



die Beeinflussung des ausgesiebten Referenzträgers durch Rauschen wäre bei der dazugehörigen Rauschbandbreite von 230 Hz verschwindend klein. Das Rauschen liefert nämlich einen statischen Phasenfehler φ_{R0} und einen dynamischen mit dem Effektivwert φ_R . Der statische Fehler kann nach einem Vorschlag von Richman [4] durch eine NF-Gegenkopplung vermindert werden.

Die erwähnte hohe Kreisgüte, eingestellt durch R_d , führt bei kleinen Verstimnungen Δf der Eigenfrequenz des Filters gegen die Burstfrequenz f_0 zu erheblichen Phasenabweichungen $\Delta \varphi$ zwischen der Trägerschwingung der Farbsynchronimpulse und dem ausgesiebten Träger (im Ersatzbild Bild 4b). In Bild 4a finden wir die Schaltung des neutralisierten Filters, in Bild 4b das Serienerersatzbild und in Bild 4c dafür $\Delta \varphi$ als Funktion von Δf für die Güten $Q_{Kr} = 30\,000, 8000$ und 1000 . Die Güte von 1000 wäre im Interesse kleiner Phasenfehler wünschenswert. Dem steht aber ein starker Abfall der Spannung während des Ablaufs der Zeile bis zur Ankunft des nächsten Burst entgegen (Bild 5), eine Folge der damit verbundenen nicht ausreichenden Unterdrückung der Seitenbänder um f_0 . Die Amplitude des gewonnenen Trägers fällt zum Ende der Zeile fast auf die Hälfte der Anfangsamplitude ab, die Rauschbandbreite ist dabei $6,95\text{ kHz}$; das ist nicht tragbar.

Soll ein Abfall von nicht mehr als 10% nach n Perioden zugelassen werden, so ergibt sich das kleinste zulässige Q_{Kr} aus dem Amplitudenverlauf der gedämpften Schwingung folgendermaßen:

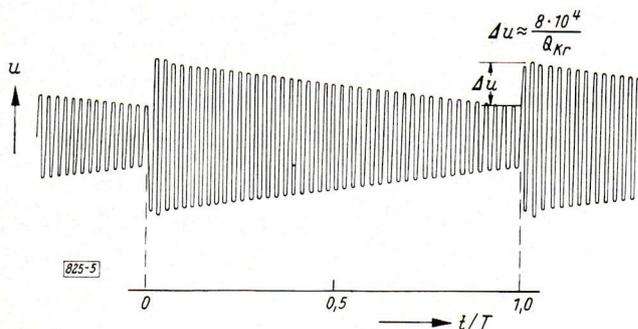


Bild 5: Mit einem Quarzfilter der Güte $Q_{Kr} = 1000$ herausgesiebte Referenzträgerspannung (gerechnet)

$$u = U_0 \cdot e^{-\frac{\pi \cdot n}{Q_{Kr}}} \approx U_0 \left(1 - \frac{\pi \cdot n}{Q_{Kr}}\right)$$

liefert

$$\frac{\Delta u}{U_0} \approx \frac{\pi \cdot n}{Q_{Kr}}$$

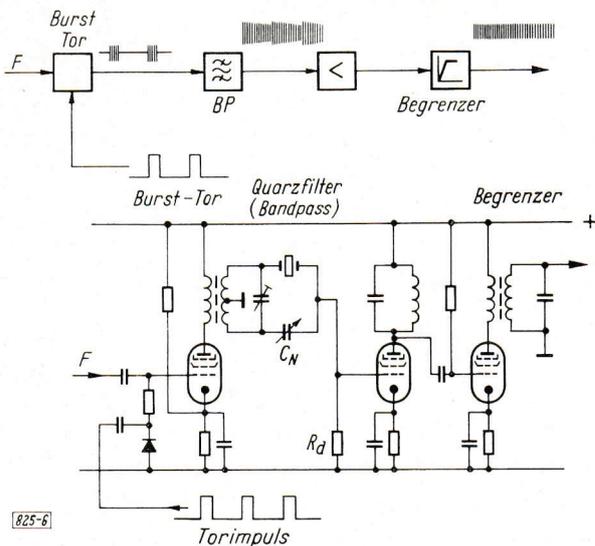


Bild 6: Ausgeführte Schaltung für die passive Integration ([8])

der berechnete Amplitudenabfall von etwa 10%, der noch durch Begrenzung im sowieso erforderlichen nachfolgenden Verstärker beseitigt werden kann. Wird der Quarz genau auf f_0 eingestellt, so dürfen bei einem Temperaturkoeffizienten von $10^{-6}/\text{grad}$ nur ± 3 grad Schwankung der Betriebstemperatur zugelassen werden, wenn 3° Phasenabweichung nicht überschritten werden sollen.

$Q_{Kr} = 8000$ wurde von der General Electric Comp., die diese Schaltung in ihren Farbempfängern benutzte, als ausreichender Kompromiß zwischen geringer Rauschbandbreite und Phasenstabilität gefunden [7] [8]. In der ausgeführten Schaltung (Bild 6) wird der Quarz mit C_N neutralisiert, um unerwünschte Koppelschwingungen zu vermeiden. Er ist für diesen Anwendungszweck speziell so zu schleifen, daß Nebenschwingungen, angeregt von den Seitenbändern (Bild 3a), vermieden werden. Die Frequenz f_0 kann nur ausgesiebt werden, wenn ein Burst vorhanden ist, ohne ihn verschwindet sie, ein „Colorkiller“ ist daher nicht unbedingt erforderlich.

Obwohl diese Schaltung für den Service sehr einfach ist, wurde sie nicht oft eingesetzt, weil für NTSC nur eine Kompromißdimensionierung möglich ist. Bei PAL können ohne weiteres 30° Phasenfehler für den Referenzträgeroszillator zugelassen werden [3]. Dann kann diese Art der passiven Integration optimal dimensioniert werden, und sie dürfte mit den im NTSC-Empfänger meist eingesetzten APC-Schaltungen konkurrieren können.

2. Trägerregenerierung durch aktive Regeneration (automatische Phasenregelung eines schwingenden Oszillators, APC)

In einer Regelschleife wird die Eigenschwingung eines örtlichen Oszillators in ihrer Phase mit der ankommenden Burstschwingung verglichen und phasensynchron geregelt. Die Schaltung (Bild 7) hat zwei Aufgaben:

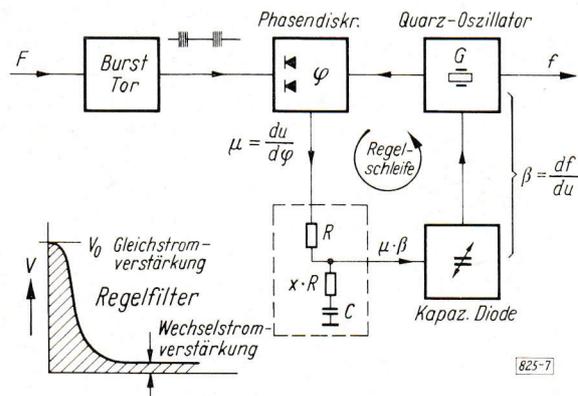


Bild 7: Ersatzbild eines aktiven Integrators. Quarzoszillator mit Phasenregelung auf die Burst-Phase (APC), Durchlaßkurve des Regelfilters.

Mit dem angenommenen Grenzwert von 10% folgt

$$0,1 = (\pi \cdot n) / Q_{Kr}$$

oder mit $n \approx 274$ schließlich

$$Q_{Kr} = \frac{\pi \cdot 274}{0,1} \approx 8000.$$

In der NTSC-Norm ([5] [6]) wird eine Farbträgergenauigkeit von $\pm 3 \cdot 10^{-6}$ festgelegt, das sind bei $f_0 = 4,43 \text{ MHz}$ etwa $\pm 13 \text{ Hz}$. Die Wahrnehmbarkeitsgrenze für Farbtonfehler liegt bei NTSC bei etwa $\pm 5^\circ$ Phasenabweichung. Lassen wir davon $\pm 3^\circ$ für den Farbträgergenerator zu, so kommen wir nach Bild 4c auf eine Güte von $Q_{Kr} \approx 8000$. Dieser entspricht dann eine noch verträgliche Rauschbandbreite von 870 Hz und

Der unregelte Oszillator muß nach der Einschaltung erst in der Frequenz eingefangen und dann in die richtige Phase geregelt werden. Das Prinzip ist im Fernsehempfänger auch für die Schwungradsynchronisierung der Horizontalablenkung gründlich untersucht worden [9] [10]. Die heute gefertigten NTSC-Farbempfänger arbeiten fast alle mit dieser Referenzträgerregenerierung. Die prinzipiellen Eigenschaften der Regelung sind in Bild 8 zusammengestellt [4] [11] [12].

Der Oszillator wird durch die Phasenregelung in der richtigen Frequenz gehalten, wobei ein statischer Restfehler $\Delta \phi$ bleibt, den man durch hohe Gleichstromverstärkung $\mu \beta$ im Regelzweig

klein halten kann. Die Rauschbandbreite, die vom Frequenzgang der Regelschleife bestimmt wird, kann unabhängig vom statischen Regelverhalten verändert und bis auf 100 Hz reduziert werden. Fangbereich und mögliche Verstimmung des örtlichen Oszillators müssen kleiner als die halbe Zeilenfrequenz bleiben, sonst kann der Oszillator auf ein um 15 625 Hz oder Vielfache davon abseits liegendes Seitenband einrasten. Rauschbandbreite f_R und Fangzeit T_F sind miteinander verknüpft (Bild 8c). Die erforderliche Fangzeit ist einerseits etwa proportional $(\Delta f)^2$ und andererseits vergrößert sie sich mit der dritten Potenz von $1/f_R$. Bei einer Rauschbandbreite von z. B. nur 100 Hz und einer Verstimmung Δf von 1000 Hz würde der Oszillator erst in etwa vier Sekunden eingefangen. Derart große Fangzeiten machen sich bei Umschaltungen recht unangenehm bemerkbar. Man unterschreitet daher $f_R = 200$ Hz nicht und verwendet fast immer einen Quarzoszillator. Dieser wird über eine Reaktanzröhre oder Kapazitätsdiode in der Frequenz nachgezogen (vgl. Bild 9), die Verstimmung läßt sich dann genügend klein halten. Bei Wiedergabe von Magnetbandaufzeichnungen jedoch kann die Verstimmung Δf und ihre zeitliche Schwankung so groß werden, daß der Regenerator nicht fängt.

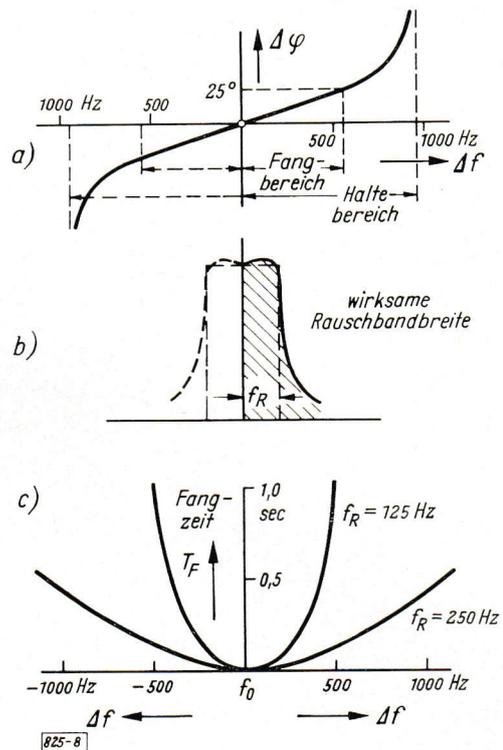


Bild 8: Wichtige Eigenschaften der APC-Schaltung.
 a) $\Delta\varphi$ als Funktion der Verstimmung von Δf , Fangbereich und Haltebereich
 b) Rauschbandbreite f_R
 c) Fangzeit als Funktion der Verstimmung von Δf bei einer Rauschbandbreite von 125 Hz und 250 Hz

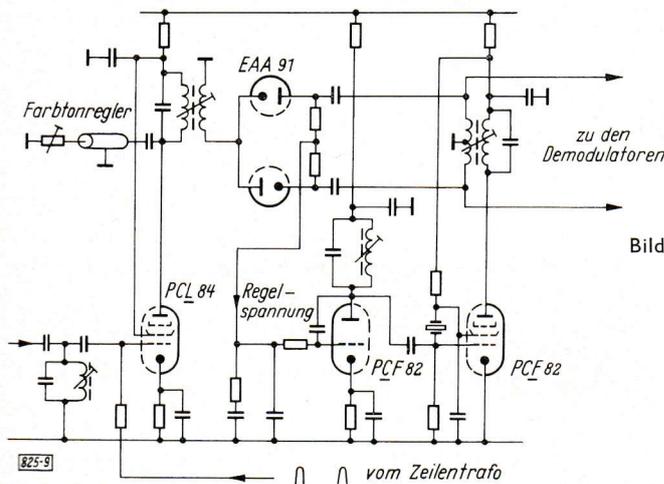


Bild 9: Schaltbild eines APC-Referenzträgenerators.
 Diskriminatorempfindlichkeit: $\mu = 0,185$ V/Grad
 Reaktanzempfindlichkeit: $\beta = 127$ Hz/V
 Gleichspannungs-Schleifenverstärkung $f_c = \mu\beta = 23,5$ Hz/Grad
 Fangbereich = + 400 Hz; - 550 Hz ($\Delta\varphi_{\max} = -17^\circ; +24,5^\circ$)
 Haltebereich $f_h = +1070$ Hz; - 890 Hz ($\Delta\varphi = -81^\circ; +77^\circ$)
 Für $\Delta\varphi = \pm 5^\circ$ darf $\Delta f = \mp 115$ Hz sein
 Farbtanreglung $\varphi = \pm 35^\circ$

3. Einfluß von Geschwindigkeitsschwankungen bei der Wiedergabe von auf Magnetband aufgezeichneten Farbbildern

Die beiden beschriebenen Integrationsschaltungen wirken als eine Art Schwungrad, das über viele Zeilen mittelt. Dabei werden Störungen und Rauschen gut eliminiert. Aber die zwangsläufige Konstanz der quarzstabilisierten Oszillatoren, ohne Zweifel ein Vorteil bei Rauschen und Störungen, ist von Nachteil bei Phasenschwankungen des Signals. Die sogenannten Fehler differentieller Phase, d. h. leuchtlichteabhängige Phasenschwankungen des modulierten Trägers, die bei NTSC störende Farbtonfehler bringen, werden bei PAL in hinreichendem Maße kompensiert. Die größeren Phasenänderungen, wie sie bei der Wiedergabe auf Magnetband aufgezeichneter Farbbilder durch die unvermeidlichen Geschwindigkeitsänderungen des Bandes entstehen, können auch bei PAL schon störende Farbsättigungsänderungen hervorbringen.

Die elektromechanischen Antriebe des Bandes und der rotierenden Magnetköpfe werden von örtlich erzeugten Zeilen- und Vertikalimpulsen synchronisiert. Bei Farbwiedergabe werden diese Impulse einem Taktgeber entnommen, der mit dem quarzgesteuerten Farbträgenerator nach den Vorschriften des zu

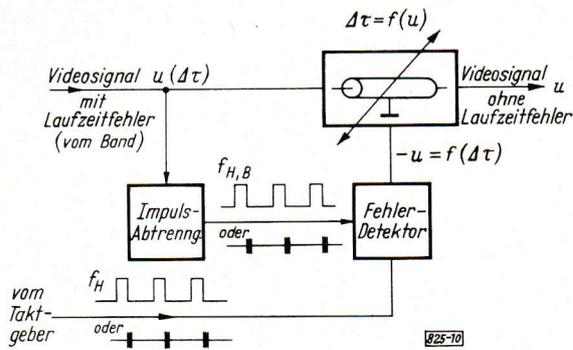


Bild 10: Prinzip der elektronischen Laufzeitfehlerkompensation (Amtec und Colortec)

dem betreffenden systems gehörigen Farbträgeroffset verknüpft ist. Mit einem Fehlerdetektor (Bild 10) wird die zeitliche Abweichung $\Delta\tau$ der vom Band abgenommenen $f_{H,B}$ -Impulse gegen die Referenz- f_H -Impulse gemessen und von einer davon abgeleiteten Spannung eine Verzögerungsleitung in ihrer Verzögerungszeit gegenläufig zu $\Delta\tau$ so gesteuert, daß diese Zeitabweichungen kompensiert werden. Notwendig ist, daß im Mittel die zu- und abgeschalteten Laufzeiten Null werden, d. h., daß durch die erwähnten Einrichtungen zur Stabilisierung des mechanischen Antriebes der Mittelwert der Geschwindigkeit auf den Sollwert geregelt wird

und die Schwankungen um diesen Mittelwert $\pm 0,25 \mu\text{s}$ nicht überschreiten (Bild 11 a). Die zeitlichen Abweichungen zwischen dem modulierten Farbträgersignal vom Band und dem Referenzträger von maximal $\pm 0,25 \mu\text{s}$ werden dann von dem elektronischen Laufzeitfehler-Kompensator auf $\pm 0,01 \mu\text{s}$ reduziert. Eine derartige Einrichtung wird sicher künftig jede Schwarz-Weiß-Maschine haben (sie heißt Amtec bei Ampex) (Bild 11 b). Für die Wiedergabe nach dem NTSC-Verfahren aufgezeichneter Farbbilder wird noch eine weitere Stabilisierungseinrichtung benötigt (Colortec). Wieder wird mit einer elektronisch gesteuerten Laufzeitleitung die Farbträgerphase während der Farbsynchronimpulse auf den stabilen Referenzträger nachgeregelt. Man kann dann eine zeitliche Genauigkeit der Übereinstimmung von $\pm 0,001 \mu\text{s}$ während des Burstes erreichen (Bild 11 c).

Prinzipiell könnte man daran denken, nicht das vom Band kommende Farbvideosignal in bezug auf den Farbträger zu stabilisieren, sondern den Referenzträger im Empfänger (oder in einem Transcoder) dem Farbsignal folgen zu lassen. Bild 12 a veranschaulicht die mit der Zeit zunehmende Phasenabweichung $\Delta\varphi$, wenn der Empfängergenerator eine um Δf gegen den übertragenen Farbträger abweichende Frequenz hat. Wird bei Zeilenanfang eine Phasenübereinstimmung erzwungen, so entsteht eine linear mit ablaufender Zeile wachsende Phasendifferenz, die beim Start der nächsten Zeile wieder auf Null gebracht wird (Bild 12 b).

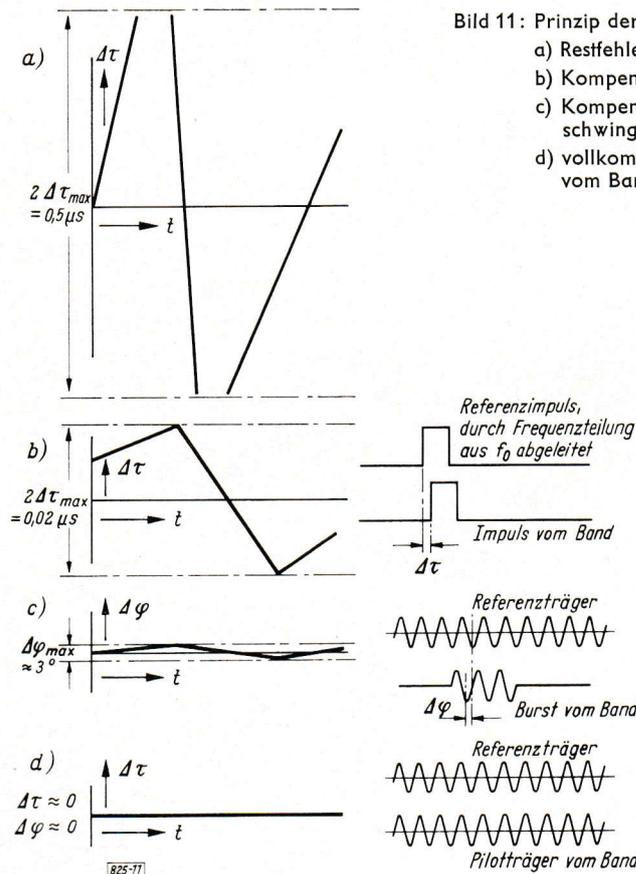
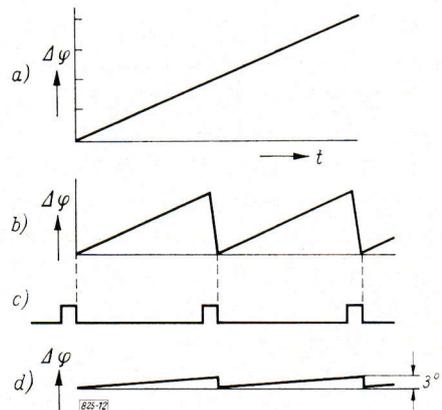


Bild 11: Prinzip der elektronischen Laufzeitkompensation.
 a) Restfehler des elektronisch geregelten Antriebes
 b) Kompensation, abgeleitet vom Phasenvergleich der Zeilenimpulse
 c) Kompensation, abgeleitet vom Phasenvergleich einer Referenzschwingung zum Burst
 d) vollkommene Kompensation durch Phasenvergleich mit einem vom Band genommenen Pilotträger

Bild 12: a) Zunahme des Phasenfehlers $\Delta\varphi$ mit der Zeit bei unterschiedlichen Farbträgerfrequenzen
 b) Korrektur bei Zeilenanfang, bezogen auf S-Impuls
 c) S-Impuls als Bezug für b) und d)
 d) Korrektur von b) durch zusätzlichen Phasenvergleich während des Ablaufs der Zeile



Ein so steuerbarer Oszillator, den man mit Schaltungen, die die Farbsynchronimpulse gemischt passiv und aktiv verarbeiten, herstellen kann, kommt dem idealen Referenzträger, der jederzeit vom Band synchron nachgesteuert wird, schon nahe.

4. Gemischt aktive und passive Integration — der Start/Stop-Oszillator und der Mitnahme-Oszillator

Wird vom Burst bei Beginn jeder Zeile ein Oszillator phasenrichtig gestartet und am Ende wieder gestoppt, so ist es möglich, einen solchen Start/Stop-Oszillator zumindest bei Beginn jeder Zeile durch den Burst auf die richtige Frequenz und Phase zu setzen, denn er kann so dimensioniert werden, daß er Frequenzschwankungen von Burst zu Burst folgt [14] [15] [16] [17].

Ein LC-Resonanzkreis, durch Abschaltungen einer Gleichspannung plötzlich gestört, schwingt in einer gedämpften Schwingung der Eigenfrequenz aus. Wird diese Abschaltung vom S-Zeilenimpuls vorgenommen,

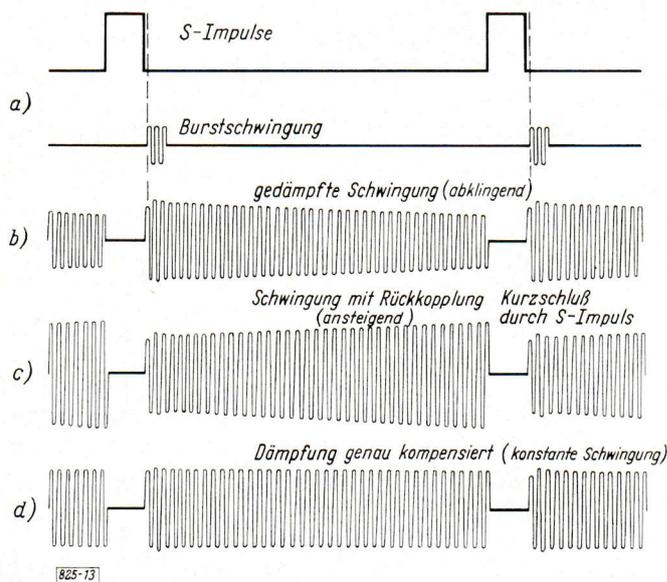


Bild 13: Start/Stop-Oszillator, gesteuert vom Zeilenimpuls, und synchronisiert vom Burst a) Spannung während des Ablaufs der Zeile, abklingend infolge Kreisdämpfung b) Anstieg der Referenzträgerspannung mit Rückkopplung c) konstante Spannung während der ganzen Zeile bei richtig dosierter Rückkopplung

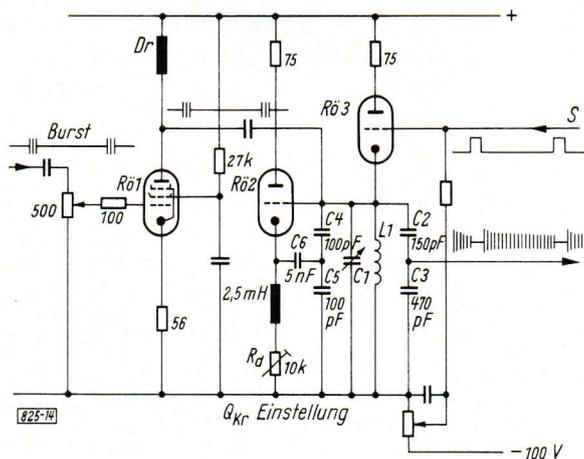


Bild 14: Vereinfachte Schaltung eines Start/Stop-Oszillators von Ampex

so zeigt dieser Oszillator während des Zeilenablaufs ein ähnliches Verhalten wie der passive Integrator nach Abschn. 1. Auch hier wird infolge der Kreisdämpfung die Spannung abnehmen (Bild 13 b). Nach Q_{Kr}/π Perioden ist die Amplitude auf $1/e$ reduziert. Mit einer zusätzlichen Rückkopplung wird die Spannung nicht abklingen, sondern ansteigen. Die Selbsterregung wird verhindert durch Kurzschluß des Kreises während des nächsten S-Impulses (Bild 13 c).

Passende (aber unkritische) Dimensionierung der Rückkopplung liefert eine konstante Spannung während der ganzen Zeile (Bild 13 d). Wird beim Start der später freien Schwingung durch den Burst die Burstphase aufgezwungen, so ist die gestellte Aufgabe, einen bei Zeilenanfang phasengenauen Oszillator zu haben, gelöst. Durch das Start/Stop-Prinzip und die dosierte Rückkopplung hat man die erwünschte konstante Trägeramplitude über die ganze Zeile, gleichzeitig aber eine schnelle Anpassungsfähigkeit des Oszillators an schnelle Frequenz- und Phasenschwankungen, im Gegensatz zu den passiven und aktiven Integrationen nach den Abschn. 1 und 2. Ein solcher Start/Stop-Oszillator wurde zur Farbträgerregeneration sowohl von Ampex als auch von RCA benutzt für Farbwiedergabe mit Magnetbandmaschinen (vgl. z. B. [17]). Die Schaltung von Ampex zeigt (etwas vereinfacht) Bild 14. Mit dem Widerstand R_d wird die Rückkopplung auf konstante Ausgangsamplitude eingestellt. Ist die Oszillatorfrequenz gegen die Burstfrequenz um Δf abweichend, so wird nach n Perioden,

wenn bei Zeilenanfang die Phase stimmt, eine Phasenverschiebung von $\Delta \varphi$ [°] auftreten:

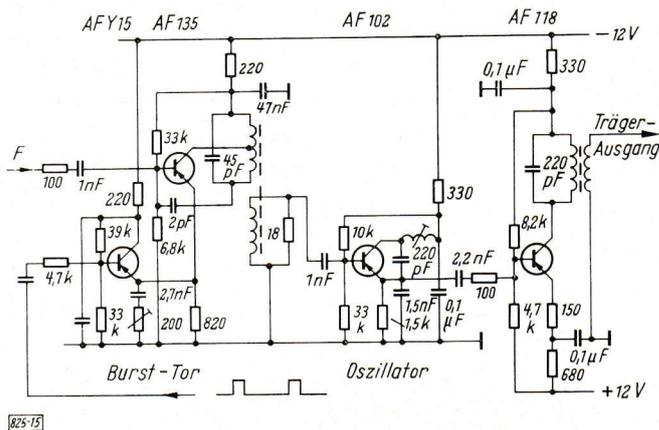
$$\Delta \varphi = \frac{360 \cdot n \cdot \Delta f}{f_0} \approx 8 \cdot n \cdot \Delta f_{(\text{Hz})} \cdot 10^{-5} [^\circ]. \quad (1)$$

Für $\Delta \varphi_{\text{max}} = 3^\circ$ bei NTSC und $n = 250$ Perioden wird das zulässige $\Delta f = 150$ Hz. Das bedeutet eine harte Forderung an die Justierung des Oszillators. Bei PAL mit $\Delta \varphi_{\text{max}} = 30^\circ$ könnte man $\Delta f = 1500$ Hz zulassen.

Der Start/Stop-Oszillator hat den Nachteil, daß er bei Ausfällen eines Burstes durch den S-Impuls mit einer willkürlichen Anfangsphase gestartet wird. Günstiger ist daher ein vom Burst gesteuerter Mitnahmegenerator. Dieser muß sich in der Burstzeit auf die Burstphase korrigieren lassen. Ein solcher Mitnahmegenerator bleibt auch in Aktion, wenn ein Burst ausfällt. Bild 15 zeigt den von uns benutzten Mitnahmeoszillator.

Sowohl der Start/Stop- als auch der Mitnahmeoszillator erfüllen die Forderung, sich bei Phasenschwankungen des Burstes am Zeilenanfang zum Burstphasenrichtig synchronisieren zu lassen. Während des Ablaufs der Zeile kann die Phase nach Gl. (1) abweichen, weil die Frequenz des Oszillators fest-

liegt. Die über die Zeile zunehmende Phasenabweichung wird erst vermieden, wenn der Referenzträger alle zeitlichen Schwankungen des Signals mitmacht. Das gelingt, wenn dauernd ein Pilotträger übertragen oder sonst aus dem Farbsignal eine entsprechende Information entnommen wird. Bei NTSC hat sich bis jetzt noch keine Möglichkeit gefunden, die Phasenmodulation der Farbinformation vom Träger mit der Störphasenmodulation zu trennen. Bei PAL ist es dem Verfasser gelungen, ein geeignetes Synchronisiersignal für den Referenzträger aus dem farbmodulierten Signal abzuleiten.



825-15

Bild 15:
Schaltung eines vom Burst synchronisierten Mitnahmeoszillators

5. Nachsteuerung der Referenzträgerphasen vom modulierten PAL-Signal während des Ablaufs der Zeile

Unter Verwendung des komplexen Zeigers \underline{F}

$$\underline{F} = Q' + j I' \quad (2)$$

mit dem Absolutwert S und dem Nullphasenwinkel α

$$S = |\underline{F}| = \sqrt{Q'^2 + I'^2}; \quad \alpha = \arctg \frac{I'}{Q'} \quad (3)$$

läßt sich der zeitliche Momentanwert F des NTSC-Farbträgersignals entsprechend den Regeln für die komplexe Darstellungsweise in folgender Form schreiben:

$$F = \text{Re} (S \cdot e^{j\alpha} \cdot e^{j\omega_0 t}) = \text{Re} (\underline{F} \cdot e^{j\omega_0 t}). \quad (4)$$

S entspricht dabei etwa der Farbsättigung, α dem Farbton (vgl. [3], Bild 17). Durch diese Schreibweise¹⁾ kommt die gleichzeitige Amplituden- und Phasenmodulation zum Ausdruck.

¹⁾ In früheren Arbeiten [1] [2] wurde der gespiegelte Zeiger mit \bar{F} bezeichnet, in Übereinstimmung mit der Norm wird schon in [3] dafür \underline{F}^* geschrieben bzw. für das Farbträgersignal F und \underline{F}^* , und mit \bar{F} der gemittelte Wert benannt.

Bei der Übertragung erfahre das Signal eine (evtl. zeitabhängige) unerwünschte Phasendrehung φ , die z. B. im Falle von Verzerrungen „differenzieller Phase“ vom Leuchtdichtesignal Y' abhängig ist. Gl. (4) hat dann die Form

$$F = \operatorname{Re} (S \cdot e^{j\alpha} \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega_0 t}) . \quad (5)$$

Der Farbträger enthält also sowohl die Phasenmodulation $e^{j\alpha}$ vom Nutzsignal als auch die störende $e^{j\varphi}$.

Die „konjugiert komplexe“ Modulation in jeder zweiten Zeile unterscheidet das PAL-Signal vom NTSC-Signal:

$$F = \operatorname{Re} (S \cdot e^{j\alpha} \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega_0 t}) \quad \text{und} \quad F^* = \operatorname{Re} (S \cdot e^{-j\alpha} \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega_0 t}) . \quad (6)$$

Unter der sinnvollen Annahme — auf der PAL überhaupt basiert —, daß in zwei zeitlich aufeinanderfolgenden Zeilen Farbsignal und störende Phasendrehung sich nicht wesentlich ändern, also:

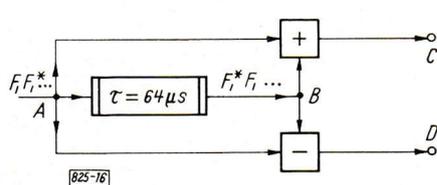


Bild 16: Prinzip der trägerfrequenten Addition und Subtraktion im PAL-Decoder

$$\begin{aligned} S(t) &= S(t - 64 \mu\text{s}) \\ \alpha(t) &= \alpha(t - 64 \mu\text{s}) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\varphi(t) = \varphi(t - 64 \mu\text{s}) ,$$

hat man die Möglichkeit, mit Hilfe der Verzögerungsleitung (Speicher) die beiden Phasenmodulationen voneinander zu trennen. Im PAL-Empfängerdemodulator [2] [3] entsteht (Bild 16) durch Addition der an A und B jeweils gleichzeitig zur Verfügung stehenden Signale F und F^* am Ausgang C

$$F + F^* = \operatorname{Re} (2 S \cdot \cos \alpha \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega_0 t}) \quad (8)$$

und durch Subtraktion am Ausgang D, von Zeile zu Zeile wechselnd

$$\left. \begin{aligned} F - F^* \\ F^* - F \end{aligned} \right\} = \operatorname{Re} (\pm 2 S \cdot \sin \alpha \cdot e^{j(\varphi + \pi/2)} \cdot e^{j\omega_0 t}) . \quad (9)$$

Nach Synchrondemodulation des Summensignals am Ausgang C mit einem Träger in Nullphase ($e^{j\omega_0 t}$) und des Differenzsignals am Ausgang D mit $\pm 90^\circ$ -Phasenunterschied ($\pm j e^{j\omega_0 t}$) entstehen die beiden demodulierten Signale

$$Q'_{(\varphi)} = S \cdot \cos \varphi \cdot \cos \alpha \quad \text{und} \quad I'_{(\varphi)} = S \cdot \cos \varphi \cdot \sin \alpha , \quad (10)$$

die bei einem Phasenfehler $\varphi \neq 0$ eine auf $(S \cos \varphi)$ verringerte Sättigung, jedoch keine Farbtonänderung (x) erkennen lassen. Dabei können die Abweichungen sowohl von Übertragungs- und Bandfehlern kommen als auch von Frequenzabweichungen des Referenzträgers gemäß Gl. (1).

Die Sättigungsfehler könnten beseitigt werden, wenn der für die Synchrondemodulation verwendete Referenzträger die Schwankungen der Störphase $\varphi(t)$ des Signals mitmacht. Um dies zu erreichen, muß während des Ablaufs der Zeile aus dem ankommenden Signal ein Referenzsignal zur Synchronisierung des Trägenergenerators gewonnen werden, das die störende Phasenmodulation $\varphi(t)$ enthält, in dem jedoch die für den Farbton maßgebende Phasenmodulation $\alpha(t)$ nicht mehr vorkommt. Ein zum Signal synchronisierter Trägenergenerator würde ohne Phasenfehler $\varphi(t)$ im Signal der genauen, im Coder quarzstabilisierten, Steuerfrequenz entsprechen, womit die gestellte Aufgabe einer Stabilisierung eines nicht genau stimmenden Oszillators gemäß Abschn. 4 erfüllt wäre; darüber hinaus würde bei Phasenfehlern im Signal der Generator genau diesen Phasenabweichungen nachgesteuert werden.

Eine Möglichkeit zur Gewinnung eines solchen Referenzträgers besteht darin, die beiden Signale F und F^* von den Punkten A und B dieser Schaltung abzunehmen und in einer Modulationsschaltung zu multiplizieren.

$$\begin{aligned} F \cdot F^* &= \frac{S}{2} (e^{j\alpha} \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega_0 t} + e^{-j\alpha} \cdot e^{-j\varphi} \cdot e^{-j\omega_0 t}) \cdot \frac{S}{2} (e^{-j\alpha} \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega_0 t} + e^{j\alpha} \cdot e^{-j\varphi} \cdot e^{-j\omega_0 t}) \\ &= \frac{S^2}{4} (e^{2j\varphi} \cdot e^{2j\omega_0 t} + e^{-2j\varphi} \cdot e^{-2j\omega_0 t} + e^{2j\alpha} + e^{-2j\alpha}) \\ &= \operatorname{Re} \left(\frac{S^2}{2} \cdot e^{2j\varphi} \cdot e^{2j\omega_0 t} \right) + \operatorname{Re} \left(\frac{S^2}{2} \cdot e^{2j\alpha} \right) . \end{aligned} \quad (11)$$

Wird das zweite Glied durch Filterung unterdrückt, so bleibt ein Signal in der doppelten Hilfsträgerfrequenz, in dem nur noch die störende Phasenmodulation 2φ erscheint.

Noch auf eine andere Weise kann ein solches Synchronisiersignal gebildet werden. Die am Summenausgang C und am Differenzausgang D des PAL-Demodulators gebildeten Signale der Gln. (8) und (9) enthalten beide keine Phasenmodulation $e^{i\alpha}$ mehr, sondern nur noch die der Störphase $e^{i\varphi}$. Je nach Farbton α kann jedoch die Phase infolge der Modulationsart mit unterdrücktem Träger gemäß den Vorzeichen von $\cos \alpha$ bzw. $\sin \alpha$ unerwünscht noch um 180° springen.

Das Signal ist am Summenkanalausgang C:

$$2S \cdot \cos \alpha \cdot e^{i\varphi} \cdot e^{i\omega_0 t} = \begin{cases} 2S |\cos \alpha| e^{i\varphi} \cdot e^{i\omega_0 t}; & -\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{\pi}{2} \\ 2S |\cos \alpha| e^{i(\varphi + \pi)} \cdot e^{i\omega_0 t}; & \frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{3}{2}\pi \end{cases} \quad (12)$$

und am Differenzkanalausgang D:

$$+ 2S \sin \alpha \cdot e^{i(\varphi + \frac{\pi}{2})} \cdot e^{i\omega_0 t} = \begin{cases} 2S |\sin \alpha| e^{i(\varphi + \frac{\pi}{2})} \cdot e^{i\omega_0 t}; & 0 < \alpha < \pi \text{ bzw. } \pi < \alpha < 2\pi \\ 2S |\sin \alpha| e^{i(\varphi + \frac{3}{2}\pi)} \cdot e^{i\omega_0 t}; & \pi < \alpha < 2\pi \text{ bzw. } 0 < \alpha < \pi \end{cases} \quad (13)$$

Wenn aber die Signale (8) und (9) eine Frequenzverdoppler-Schaltung durchlaufen, dann steht wieder ein Referenzsignal ähnlich wie (11) zur Verfügung, das keine von α abhängigen Phasensprünge enthält. Ohne Berücksichtigung der Amplituden $S |\cos \alpha|$ bzw. $S |\sin \alpha|$ wird aus Gl. (12)

$$\left. \begin{aligned} e^{2i\varphi} \cdot e^{2i\omega_0 t} \\ e^{(2i\varphi + 2j\pi)} \cdot e^{2i\omega_0 t} \end{aligned} \right\} = e^{2i\varphi} \cdot e^{2i\omega_0 t} \quad (14)$$

und aus Gl. (13)

$$\left. \begin{aligned} e^{(2i\varphi + j\pi)} \cdot e^{2i\omega_0 t} \\ e^{(2i\varphi + 3j\pi)} \cdot e^{2i\omega_0 t} \end{aligned} \right\} = -e^{2i\varphi} \cdot e^{2i\omega_0 t} \quad (15)$$

Aus der 180° -Drehung in der ω_0 -Ebene wird die 360° -Drehung in der $2\omega_0$ -Ebene, aus der 90° -Drehung von Ausgang C gegen D in der ω_0 -Ebene eine 180° -Drehung in der $2\omega_0$ -Ebene. Durch Umpolung des in der Frequenz verdoppelten Signals oder durch einen 90° -Phasenschieber vor dem Verdoppler kann Gleichphasigkeit hergestellt werden. Die beiden verdoppelten Spannungen aus dem Summen- und Differenzkanal müssen summiert werden, damit die Nachsteuerung bei jeder Phase von α arbeiten kann. Denn die Spannung von jedem einzelnen Ausgang hat für eine bestimmte Phase α eine Nullstelle gemäß den Gln. (12) und (13) (vgl. Bilder 17a und 17b). Bei phasenrichtiger Summierung nach Verdoppelung werden diese Nullstellen aufgehoben. Die Ausgangsspannung $u_{2\omega_0}$ hat dann die Form

$$\begin{aligned} &= R e \{ S (|\cos \alpha| + |\sin \alpha|) \cdot e^{i2\omega_0 t} \cdot e^{i2\varphi} \} \\ u_{2\omega_0} &= R e \{ (|Q'| + |I'|) \cdot e^{i2\omega_0 t} \cdot e^{i2\varphi} \} \end{aligned} \quad (16)$$

(Bild 17c). Wird für die Verdopplung von Gl. (12) und Gl. (13) die bekannte Doppelweggleichrichtung benutzt, dann kann die Gleichphasigkeit der sonst um 90° gegeneinander verschobenen Spannungen durch umgekehrte Polung der beiden Dioden in dem einen Verdoppler erreicht werden. Auf diese Weise entstehen die Spannungen Bild 19. Die Synchronisierung eines Generators der Frequenz f_0 von der doppelten Frequenz her ist dann immer noch um den Betrag π unsicher. Daher wird noch eine zusätzliche Kennung benötigt, für die der Ursprungsburst dient.

Bild 19 zeigt das Synchronisiersignal, das dem Mitnahmeoszillator zugeführt wird. Neben beiden frequenzverdoppelten und phasenrichtig addierten Signalen, aus denen durch Austastung der Burst entfernt wurde, wird in der Austastlücke als drittes Signal der Ursprungsburst in richtiger Phase zugesetzt.

Realisiert werden können diese Methoden der Nachsteuerung mit einem von S-Impuls und Burst ausgelösten Start/Stop-Oszillator gemäß Abschn. 4, dem nach dem Start durch den normalen Burst die oben gewonnene doppelte Frequenz zusätzlich zur Phasensynchronisierung in geeigneter Weise zugeführt wird. Es hat sich jedoch herausgestellt, daß das Zusammenwirken von Burst und Signal der Frequenz $2f_0$ unter bestimmten Voraussetzungen auch einen Mitnahmegenerator sicher und eindeutig synchronisiert. Um die

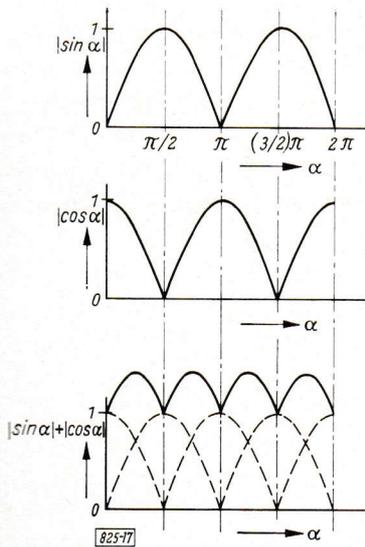


Bild 17: Scheitelwert $U_{2\omega_0}$ nach der Verdopplung in Abhängigkeit Farbton α .

- für den Q' -Ausgang
- für den I' -Ausgang und
- nach phasenrichtiger Summierung beider Ausgänge

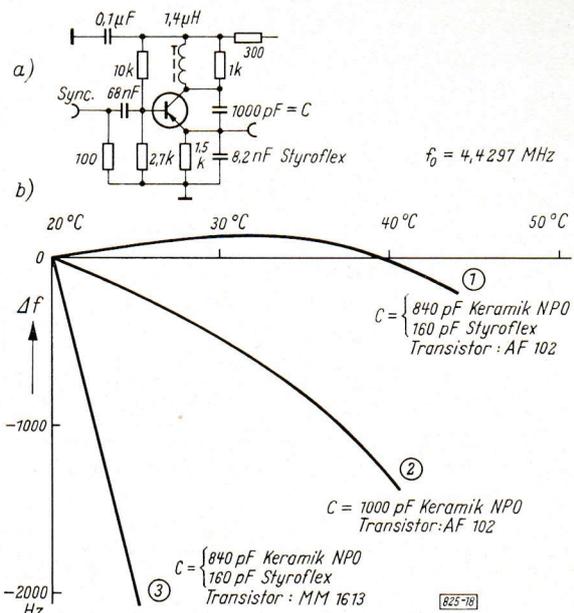


Bild 18: Mitnahmeoszillator mit und ohne Temperaturkompensation.

- Basisschaltung des Transistors
- Temperaturgang der Oszillatorfrequenz $f_0 = 4,4297$ MHz

Entwicklung eines geeigneten Mitnahmeoszillators, der auch den schnellen differentiellen Phasenschwankungen folgen kann, hat sich G. Mahler verdient gemacht; er wird über seine Ergebnisse getrennt berichten [18].

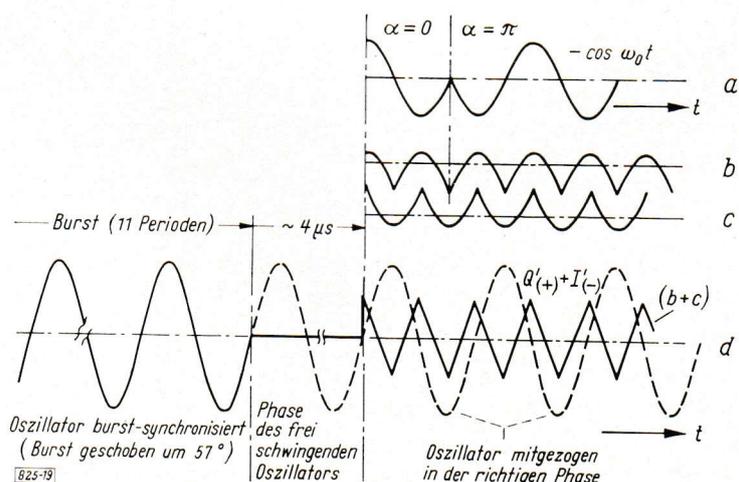
Von einem Mitnahmeoszillator muß eine gute Temperaturkonstanz der freien Eigenfrequenz gefordert werden. Nur so bleibt der einmal eingestellte optimale Mitnahmebereich erhalten, da er bei abweichender Eigenfrequenz einseitig eingeschränkt wird.

Ein Transistoroszillator in Basisschaltung war leicht zu stabilisieren, denn die Abhängigkeit der Eigenfrequenz von der Speisespannung ist in dieser Schaltung ohnehin gering. Mit einer einfachen, einlagigen Zylinderspule mit Schraubkern konnte nach Kompensation die Frequenzänderung im Gebiet von 20° bis 40° auf ± 100 Hz eingeschränkt werden (Kurve 1 in Bild 18). Die für 4,43 MHz außerordentlich große Schwingkreiskapazität von 1000 pF, zuerst allein aus Keramik NP O zusammengestellt (Kurve 2 in Bild 18), konnte in der Kombination mit Styroflex in der Schaltung mit dem Transistor AF 102 entsprechend temperaturkompensiert werden. Geringe Phasendrehung bei 4,43 MHz und seine im Vergleich zu den 1000 pF kleine Eigenkapazität machen diesen HF-Ge-pnp-Transistor besonders geeignet. Den Einfluß der Wahl des Transistors zeigt die Meßkurve in Bild 18 (mit einem Si-npn-MM 1613).

Da der Burst die richtige Grundphase gewährleisten muß, sollte gesichert werden, daß auch bei Ausfall eines Burstes, z. B. durch eine einmalige Störung im Übertragungsweg („drop out“ im Magnetband),

Bild 19: Steuerspannung für die Synchronisierung eines PAL-Mitnahmeoszillators.

- Schwingung am Ausgang C mit Phasenversprung in α
- Beseitigung der 180° Phasenunsicherheit durch Doppelweggleichrichtung
- dasselbe für Ausgang D mit umgepolten Dioden
- Synchronisierungsspannung (ausgezogene Linie), Addition von b) und c) und Ursprungsburst



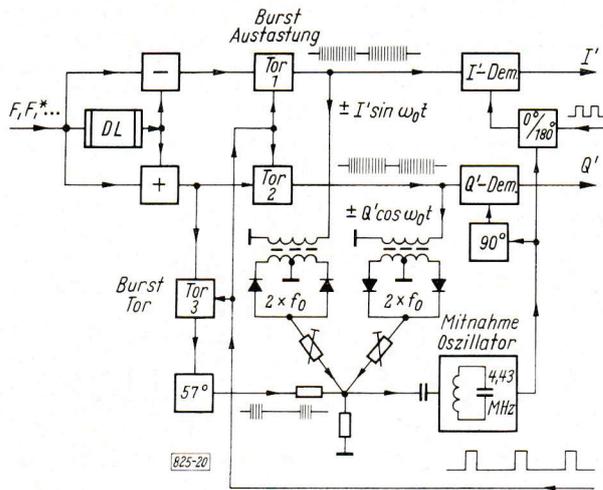


Bild 20: Schema einer Mitnahmeschaltung mit dem Signal nach Bild 19, Burst aus zwei Zeilen summiert

die Grundbestimmung der Phase in dieser Zeile möglich ist. Dies wird erreicht, wenn der Burst nach der Summierung (Punkt C in Bild 16) abgenommen wird. Dann sind zwei Farbsynchronimpulse von aufeinanderfolgenden Zeilen addiert, und bei Ausfall des einen halbiert sich nur die Burst-Amplitude. Allerdings darf dann die Burstaustattung nicht vor der Laufzeitleitung durchgeführt werden, es sind deshalb zwei Austaststufen erforderlich, je eine im Q' -Kanal und im I' -Kanal. Das Prinzip dieser Schaltung zeigt Bild 20. Bild 21 zeigt eine noch mit einfacher Burstaustattung ausgeführte Schaltung in einem kompletten Demodulator, der nach $B' - Y'$ und $R' - Y'$ bzw. X' und Z'

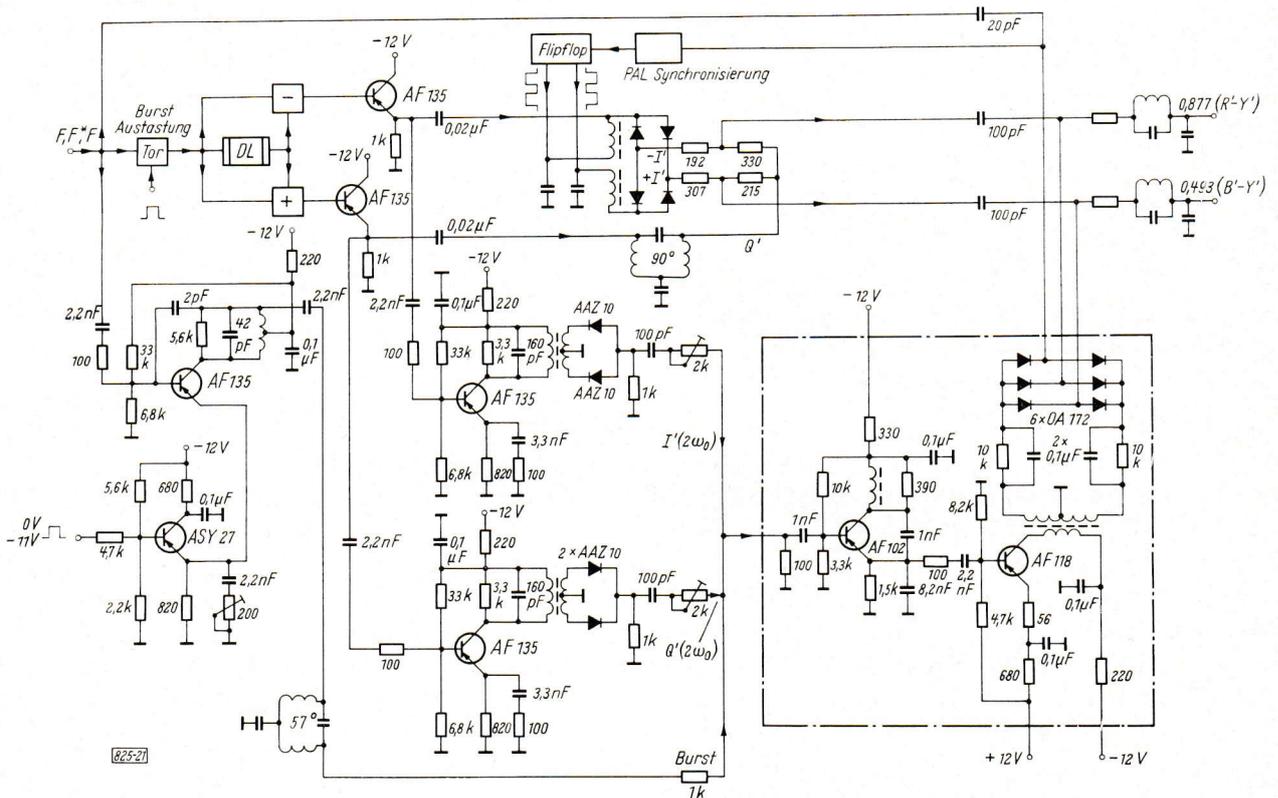


Bild 21: Ausführung eines Versuchsdecoders nach Bild 20

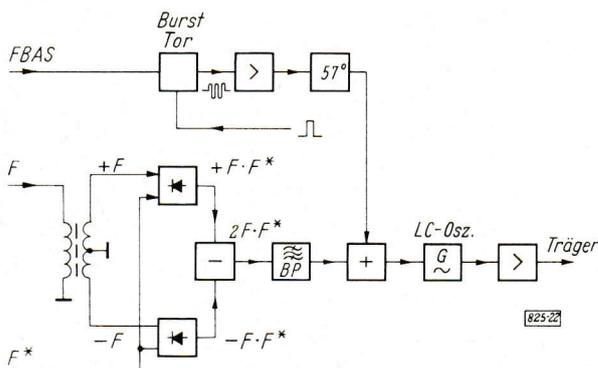


Bild 22: Prinzipschema der Multiplikation zur Gewinnung eines Nachsteuersignals

demoduliert. Sie wurde mit normalem Trägergenerator als Universaldemodulator in [2] beschrieben. Bei dieser Schaltung sind die trägerfrequenten I' - und Q' -Signale (Ausgang C und D) schon mit einem Allpaß auf gleiche Phase gebracht worden, sie können nach Verdopplung direkt addiert werden, ohne weiteren Phasenausgleich.

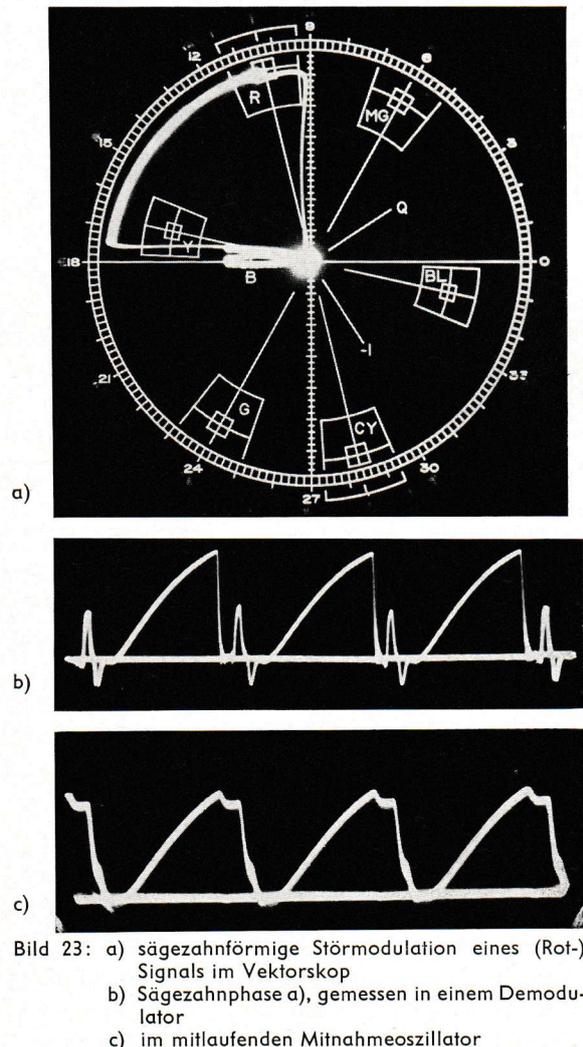
Auch die Methode der Multiplikation gemäß Gl. (11) wurde realisiert. Bild 22 zeigt ein Blockschema der Versuchsschaltung. Hierbei wurden symmetrische Diodendemodulatoren verwendet. Im Endeffekt ist auch jede Sampling-Schaltung

eine solche Multiplikationsschaltung. Der Nachteil der Multiplikations-Methode ist die schlechte Synchronisierung bei kleinem Träger, da das $2\omega_0$ -Signal zu S^2 proportional und daher bei kleinen Sättigungen sehr klein ist. Der Methode mit Verdopplung durch Gleichrichtung wurde daher vorläufig der Vorzug gegeben.

6. Ergebnisse bei der Erprobung der Phasennachsteuerung

Bei optimaler Einstellung der Nachsteuerschaltung kann der Burst, dem ja nur noch die Entscheidung über die Grundphase zugeordnet ist, um etwa $\pm 80^\circ$ verdreht sein, ehe ein merkbarer Einfluß auf das Bild entsteht. Die Bilder 1, 2, bzw. 4, 5 in Tafel I zeigen Schirmbildaufnahmen von NTSC-Empfang und von einem PAL-Empfänger mit Mitnahmesynchronisierung (hier Neu-PAL oder PAL_N genannt) mit um $+70^\circ$ bzw. -70° gedrehter Burstphase²). Bei noch größerer Phasenabweichung entsteht zuerst ein unstabiler Zustand und bei 90° ein Umspringen in die Komplementärfarben. Diese Unempfindlichkeit des neuen PAL-Empfängers bringt große Vorteile bei der Überblendung. Zwei Coder brauchen nicht mehr genau auf gleiche Phase eingestellt zu werden, und Vertikalschnitte des Bildes zeigen keine Farbveränderungen wie bei NTSC, wenn beide nicht genau phasengleich sind, und keine Entsättigung wie bei Standard-PAL³). Die Bilder 7 und 8 in Tafel I zeigen eine solche Vertikalüberblendung mit NTSC und PAL_N bei etwa 30° unterschiedlicher Phase (Aufnahme im Laboratorium der RTF, Paris).

Die Mitsteuerung kann sehr gut demonstriert werden mit einer Einrichtung, die ein mit falscher Geschwindigkeit laufendes Magnetband simuliert. Im Coder wurde dazu der Farbträger mit einem zeilenfrequenten Sägezahn zusätzlich phasenmoduliert (Störmodulation). Bei Zeilenanfang mit normaler Phase beginnend wurde einmal NTSC und dann PAL mit linear bis auf etwa 60° ansteigendem Phasenfehler versehen, so daß eine Phasenmodulation gemäß Bild 12b entsteht. Schirmbildaufnahmen, die mit diesen Phasenfehlern gemacht wurden, zeigen die Bilder 1, 2, 3 und 4 in Tafel II. Sie wurden mit einem normalen NTSC- und einem PAL_N-Decoder (nach Bild 21) aufgenommen.



Die Farbbilder seien noch durch einige Oszillogramme ergänzt. Bild 23a zeigt im Vektorskop die sägezahnförmige Störphasenmodulation bei NTSC für eine etwa rote Fläche. Vergleichbar damit sind die Farbbilder 1 und 3 in Tafel II. In einem Phasendemodulator gemessen, ist in Bild 23b die Störmodulation des Signals oszillographisch dargestellt und in Bild 23c für gleichen Maßstab und gleichen Demodulator die Phase des Mitnahmeoszillators. Es ist zu erkennen, daß der Oszillator fast exakt folgt. (Die Einschwingvorgänge am Zeilenanfang in Bild 23b sind auf Reststörungen in der sehr komplizierten Verzerrapparatur zurückzuführen.) Bild 24a und b zeigen die mit $(\cos \varphi)$ abfallende Amplitude beim PAL_{DL}-Decoder und das konstante Ausgangssignal bei PAL_N. Schließlich ist aus Bild 25 an einem Farbbalkensignal zu ersehen, wie schnell die Phase des Mitnahmeoszillators bei Verzerrungen differentieller Phase

²) Bei den Vektorskop-Bildern (Bilder 3 und 6 in Tafel I) ist zur Hervorhebung des Burst die Anzeige der Farbsättigung erheblich herabgesetzt.

³) Ausdrücklich sei darauf hingewiesen, daß auch Standard-PAL bei gedrehter Burstphase keine Farbtonänderungen zeigt, bei größeren Verdrehungen jedoch merkbare Sättigungsminderung. Die Sättigungsminderung könnte durch Nachregeln des Chromareglers bzw. durch eine mit auf dem Burst arbeitende automatische Chromaregelung beseitigt werden, wobei der Burst nach der Laufzeitleitung abgenommen werden muß. Allerdings nimmt das Signal-Rausch-Verhältnis des Farbkanals bei größeren Burst-Drehungen ab. Bei einem Vertikalschnitt kann die Farbsättigung bei PAL nur für eine Hälfte richtig eingestellt werden, während bei PAL_N Farbsättigung und Signal-Rauschverhältnis ebenso wie der Farbton in allen Teilen des Bildes konstant bleiben.

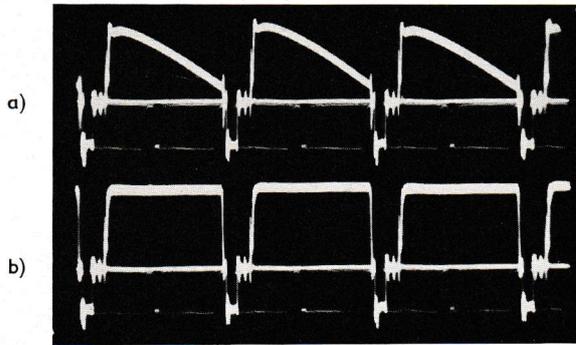


Bild 24: a) Ausgangsamplitude des Signals mit sägezahnförmiger Störphasenmodulation im „Rot“-Ausgang eines PAL-Demodulators
 b) wie a), aber am „Rot“-Ausgang des PAL-Demodulators mit nachgesteuerter Referenzträgerphase

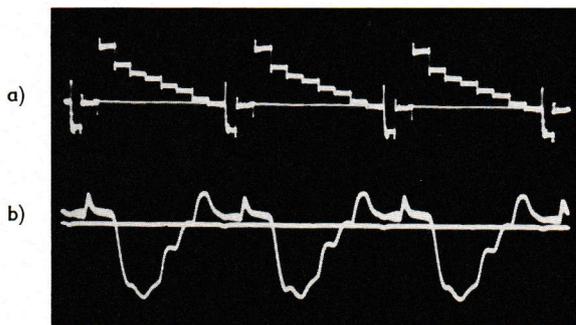


Bild 25: Mitnahmeoszillator bei Fehlern differentieller Phase.
 a) Leuchtdichteanteil des Ursprungssignals
 b) Phase des Mitnahmeoszillators

folgen kann. Der Verlauf der differentiellen Phase ist zu etwa exponentiell ansteigend mit der Leuchtdichte gewählt worden.

Erste Magnetaufzeichnungsversuche konnten freundlicherweise bei der RTF in Paris durchgeführt werden. Benutzt wurde eine RCA-Maschine ohne Stabilisierungseinrichtungen ähnlich „Amtec“ und „Colortec“. Nach Ausschalten des „Processor“, der den Burst und einen Teil des Farbträgers beseitigt hätte, konnte sofort aufgezeichnet und wiedergegeben werden. Die Bilder 5, 6, 7 und 8 in Tafel II sind Schirmbildaufnahmen aus diesem Versuch. Die Bilder sind trotz schwankender Bandgeschwindigkeit frei von Farbtonfehlern: der Empfänger hat gewissermaßen seine eigene „Colortec“-Einrichtung. Das Magnetband liefert sozusagen einen Pilotträger, ohne daß eine eigene Pilotspur aufgezeichnet werden muß. Auch zur Steuerung einer Spezialeinrichtung wie „Colortec“ als Zubehör zur Magnetmaschine eignet sich der dem Signal entnommene Pilotträger. Restfehler, die auch bei „Colortec“ bleiben, können prinzipiell beseitigt werden (Bilder 11d und 12d). Während eine Wiedergabe von Magnetbandaufzeichnungen mit NTSC ohne „Colortec“ nicht möglich ist, sind bei PAL in diesem Fall einzig die Zeilen kritisch, während derer ein Übergang von einem auf den anderen Abtastkopf stattfindet. Ohne „Colortec“ oder eine ähnliche Einrichtung könnte dann eine Störung auftreten, die in einer Zeile die Farbe auslöscht.

7. Synchronisierung der PAL-Umschaltung durch Umsteuerung des Mitnahmeoszillators

Die Untersuchungen [18] zeigen, daß es durchaus möglich ist, die Phase eines Mitnahmeoszillators durch den kurzen Burst außer der normalen Mitnahme sogar um 180° umzusteuern. Dies verlockt dazu, einen Empfänger zu bauen, bei dem der elektronische Umschalter für die 180° -Umschaltung des I' -Referenzträgers bei PAL [3] eingespart werden kann, wenn dazu die Burste im Coder gegenüber den für NTSC und Normal-PAL ausgestrahlten etwas modifiziert werden.

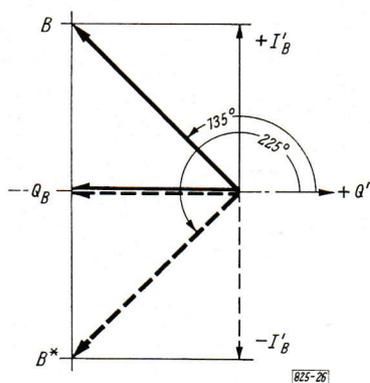
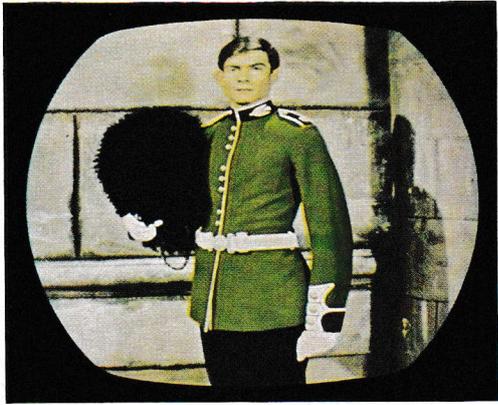


Bild 26: Gleiche Modulation eines Farbsynchronimpulses im I' - und Q' -Modulator bei PAL; 90° Umschaltung der Burstphase

Dazu werden die Burste im PAL-Coder gleichzeitig im Q' -Modulator und I' -Modulator moduliert, und zwar je in gleicher Größe. Wird der I' -Modulator der PAL-Umschaltung auch während der Burstzeit unterworfen, so entsteht in den Zeilen mit NTSC-Modulation ein Burst mit der Phase 135° (zwischen $-Q'$ und $+I'$) und in den Zeilen mit „konjugiert komplexer Modulation“ ein Burst der Phase 225° (zwischen $-Q'$ und $-I'$) (Bild 26). Der Summierschaltung Bild 16 entnehmen wir dann an C (Q' -Ausgang) Farbsynchronimpulse (mit der Amplitude 1,4 und der Phase 180°) mit konstanter Phase in jeder Zeile, die wir wie bisher weiterverwenden können. Dem Ausgang D entnehmen wir Farbsynchronimpulse, die in der einen Zeile auf 90° liegen und in der darauffolgenden auf -90° , die also von Zeile zu Zeile um 180° in der Phase geschaltet werden (Bild 27). Diese können, gleichgerichtet, zur Synchronisierung des elektronischen PAL-Umschalters benutzt werden; die Kennimpulse während des V-Rücklaufs können dann entfallen. Es entstehen ab-



1

NTSC



4

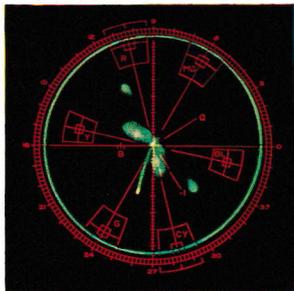


2

PALN



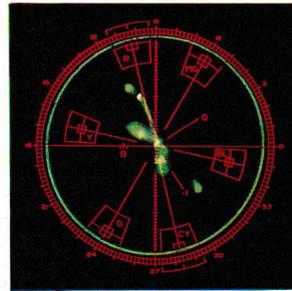
5



3

+ 70°

Wiedergabe mit
gedrehtem Burst



6

- 70°

NTSC



7

PALN



8

Überblendung im Vertikalschnitt
(Aufnahmen bei RTF)

Tafel I



1



3

NTSC



2



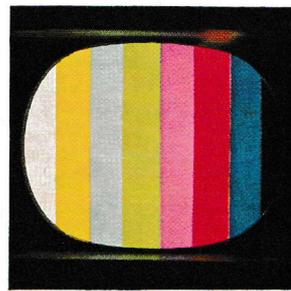
4

PALN

Verfärbung längs der Zeile durch lineare Geschwindigkeitsmodulation des Signals gemäß Bild 10 b beim NTSC-Verfahren und Kompensation dieser Verfärbung bei PALN



5



7

6

8



PALN-Wiedergabe von Farbbildern, aufgezeichnet auf einer normalen Schwarz-Weiß-Magnetbandmaschine der RCA ohne zusätzliche Einrichtungen für Farbe (Aufnahmen bei RTF)



Tafel II

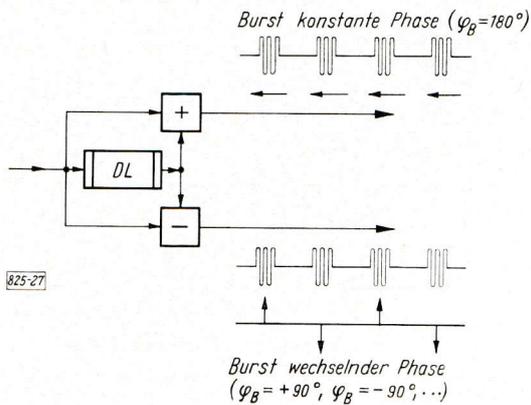


Bild 27: Gewinnung der Burstimpulse nach Bild 26 mit dem PAL-Laufzeitdemodulator nach Bild 16

wechselnd positive und negative Impulse, wobei die positiven den Zeilen mit der F -Modulation und die negativen den Zeilen mit F^* zugeordnet sind⁴⁾. Diese Burste können nun benutzt werden, um einen Mitnahmeoszillator (oder Start/Stop-Oszillator) von Zeile zu Zeile um 180° in der Phase umzuschalten, der dann die PAL-Umschaltung im Empfänger ohne einen Mäandergenerator und Diodenumschalter durchführt (Bild 28). Die I' -Komponenten des modulierenden Burstes brauchen nicht genau gleich der Q' -Komponente zu sein, d. h. die Burste müssen nicht genau in 135° und 225° liegen. Für unsere Zwecke genügt eine Umschaltung der Phase in der Größenordnung von 90° . Zum Beispiel könnte ein NTSC-Modulator, bei dem der Burst im I' - und Q' -Modulator moduliert wird, sofort dazu verwendet werden.

Bei der Umschaltung auf PAL kommt automatisch ein von $(180^\circ - 33^\circ)$ auf $(180^\circ + 33^\circ)$ gespiegelter Burst heraus, bezogen auf die $(+Q')$ -Achse.

Ein solches Versuchsgerät mit der Umsteuerung des I' -Referenzoszillators vom Burst ist in Erprobung und arbeitet bis jetzt einwandfrei, benutzt werden zwei Mitnahmeoszillatoren. Einer wird vom Signal in die richtige Phase gesteuert, wie in Abschn. 5 beschrieben. Von ihm wird der Referenzträger für den Q' -Demodulator in jeder Zeile mit gleicher Grundphase geliefert, aber vom Phasenfehler $\Delta\varphi$ nachgesteuert, dazu wird ihm der aus der Additionsstufe (Q') entnommene Burst mit gleicher Phase in jeder Zeile zugeführt. Der zweite Mitnahmeoszillator wird vom ersten über einen einfachen Verdoppler mitgenommen und zusätzlich wird ihm der aus dem Subtraktionsausgang (I') entnommene Burst, der von Zeile zu Zeile seine Phase um 180° ändert, zur Umsteuerung zugeführt. Dieser Träger wird daher in der Grundphase um 180° von Zeile zu Zeile geschaltet und polt damit den I' -Synchrondemodulator in jeder Zeile um, und außerdem folgt er, vom ersten gesteuert, der Phasenmodulation.

Der von Zeile zu Zeile um 90° geschaltete Burst kann auch normal für NTSC und PAL_S ohne Laufzeitleitung zur Trägerregenerierung benutzt werden, wenn Integratoren der Abschnitte 1 und 2 mit geeignet großer Integrationskonstante eingesetzt werden. Diese mitteln zwischen beiden Burstphasen, sie mitteln die 90° -Phasenumschaltung heraus und liefern einen Träger, dessen Phasenlage so liegt, als wären Farbsynchronimpulse konstanter Phase auf der $(-Q')$ -Achse vorhanden, also von 180° in unserer Schreibweise (Bild 29). Die Phase eines normalen PAL-Empfängers müßte um 33° nachgedreht werden. Da aber zu erwarten ist,

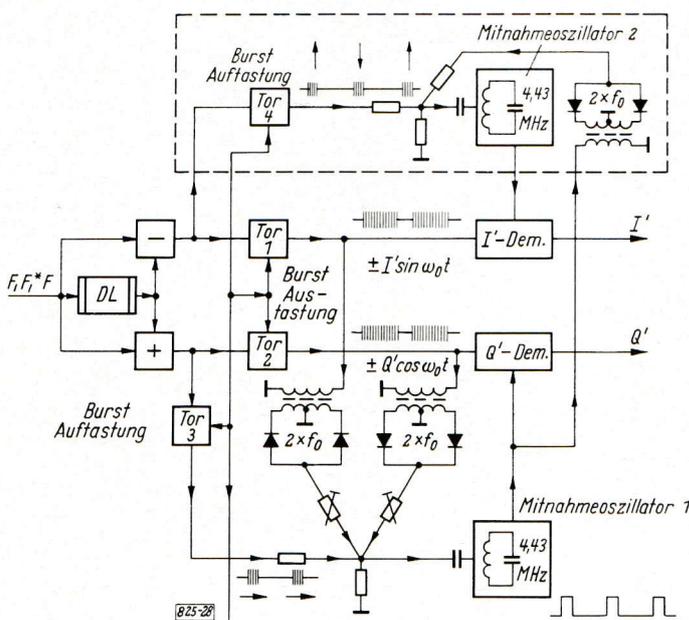


Bild 28: Blockschaltbild eines Decoders. Mitnahmeoszillatoren 1 und 2 gesteuert durch die beiden Burstreihen nach Bild 27, Oszillator 2 mit zeilenfrequenter 180° -Umsteuerung

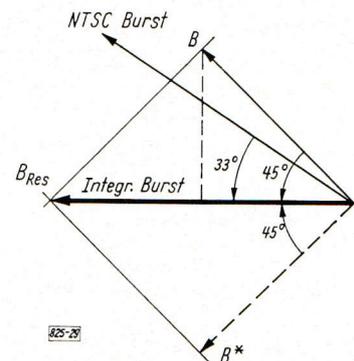


Bild 29: Bei modifizierter Burstausstrahlung auf 135° und 225° durch Integration resultierender Burst auf 180°

⁴⁾ Diese Art der Synchronisierung wurde für unser SECAM-AM-System [1] über zwei Jahre erprobt, dann bei PAL mit Rücksicht auf PAL_S fallen gelassen. Die neue Anwendung zur Umsteuerung des Oszillators läßt sie wieder vorteilhafter erscheinen.

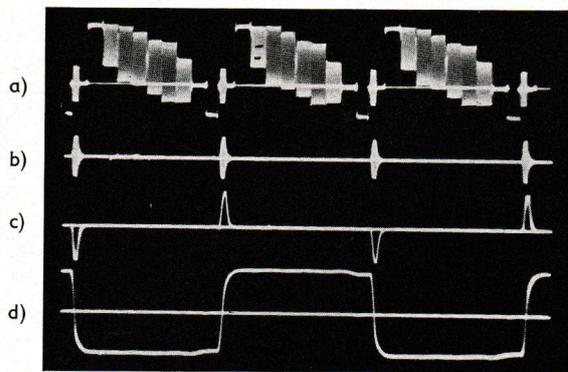


Bild 30: a) Signal mit dem 90° in der Phase geschalteten Burst (Bild 26)
 b) in einem Tor abgetrennter Burst
 c) abgetrennter Burst gleichgerichtet (nach Bild 27)
 d) Phase des vom Burst umgesteuerten Mitnahmeoszillators

daß eines Tages auch bei NTSC und PAL der Burst auf der ($-Q'$)-Achse liegen wird, wäre dann eine Umschaltung von NTSC auf dieses PAL möglich, ohne Nachregelung der Referenzträgerphase.

Wird der zweite Oszillator, der wie in diesem Beispiel umzusteuern ist, vom ersten mitgezogen, so kann der erste Oszillator auf mittlere Dämpfung (nach Bild 20 und 21) dimensioniert werden. Den zweiten wird man dann so stark dämpfen, daß er dem ersten sehr schnell folgt und außerdem sicher umgesteuert werden kann. Rauschen ist auf dem zweiten nur während der Burstaufastung wirksam. Ein Empfänger dieser Dimensionierung wurde eingehend untersucht, er wurde auch bei ersten Ausbreitungsversuchen mit guten Resultaten erprobt. Die 180° -Umschaltung des Mitnahmeoszillators durch den Burst zeigt Bild 30 in

einem Oszillogramm. Es enthält außerdem eine Aufnahme der gleichgerichteten Burstimpulse, die für die Steuerung eines elektronischen Schalters verwendet werden können.

Erst nach Abschluß einer größeren Versuchsreihe wird sich zeigen, ob ein so schnell reagierender Mitnahmeoszillator, wie man ihn für die Phasenumsteuerung durch den Burst braucht, auch unter extremen Empfangsbedingungen (Rauschen usw.) betriebssicher arbeitet. Die Synchronisierung eines elektronischen Diodenumschalters mit den zeilenfrequent umgepolten, gleichgerichteten Burstimpulsen ist auf jeden Fall einsatzreif, allerdings sollten dann mit Rücksicht auf PAL_S die Kennimpulse während des Vertikalrücklaufs weiter zusätzlich übertragen werden.

8. Der Einfluß des Rauschens auf das Bild beim mitgezogenen Oszillator

Für den Referenzträgerszillator des NTSC-Systems wurden Rauschbandbreiten von etwa 200 Hz als optimal und bis 1000 Hz als zulässig gefunden. Dem synchronisierten Mitnahmeoszillator soll man kurze Einschwingzeiten für die Phasennachregelung geben, entsprechend Mitnahmebandbreiten von 100 kHz bis 500 kHz. Von den Erfahrungen, die bei NTSC gewonnen wurden, würde man bei PAL mit solchen Oszillatoren ein unzulässiges Verhalten bei Rauschen erwarten. Aber das ist keineswegs der Fall, bei PAL_N-Empfängern wurde, solange der Burst vom Rauschen nicht zu stark beeinflußt war, kein stärkeres Rauschen im Bild beobachtet als mit dem integrierenden Oszillator.

Die Untersuchungen mit PAL_N (z. B. [19]) wurden mit einem Oszillator der Mitnahmebandbreite bei einem mittleren Farbsignal von 100 kHz gemacht bei einer Güte von 10. Dem entspricht eine Zeit von etwa $5,8 \mu\text{s}$ für die Nachregelung eines Sprunges von 30° auf 5° . Mit einem solchen Oszillator wurden für ein effektives Signal/Rausch-Verhältnis von 1 Phasenänderungen von $\varphi_{R(\text{eff})} \approx 8^\circ$ gemessen, wenn der Burst nicht ver-räuscht war. Untersuchungen mit schneller regelnden Oszillatoren sind im Gange.

Alle bisherigen Messungen zeigen an, daß der Rauscheinfluß auf den Burst viel kritischer ist als auf das Signal. Die Startphase des Mitnahmeoszillators ist abhängig vom Endzustand des gestörten Farbsynchronimpulses. In dem Zweig, in dem der Ursprungsburst für die Synchronisierung zugeführt wird, dürfte daher eine Integration zweckmäßig sein, der zulässige Grad dieser Integration muß im Zusammenhang mit Magnet-aufzeichnungen noch getestet werden.

Literatur

- [1] W. Bruch: Farbfernsehsysteme — Überblick über das NTSC-, SECAM- und PAL-System. Telefunken-Zeitung Jg. 36 (1963) H. 1/2, S. 70...88.
- [2] W. Bruch: Demodulationsschaltungen für PAL-Farbfernsehempfänger. Telefunken-Zeitung Jg. 37 (1964) H. 1, S. 62...73.
- [3] W. Bruch: Das PAL-Farbfernsehsystem — Prinzipielle Grundlagen der Modulation und Demodulation. Nachrichtentechn. Z. Jg. 17 (1964) H. 3, S. 109...121.
- [4] D. Richman: APC color sync. for NTSC color television. IRE Convention Records Vol. 1 (1953) Pt. 4, S. 13...17.
- [5] CCIR-Doc. 5-E colour television meeting (9. 1. 1964): standards for an experimental 625-line, 5 Mc/s colour television system of the NTSC type.
- [6] D. G. Fink: Colour television standards. McGraw Hill Book Comp. New York, 1955.
- [7] R. H. Rausch und T. T. True: A one tube crystal filter reference generator for colour TV receiver. IRE Trans. BTR.

- [8] W. E. Good: Colour synchronization in the NTSC television receiver by means of the crystal filter. IRE Convention Record Vol. 1 (1953) Pt. 4, S. 9...12.
- [9] W. Bruch: Horizontal-Synchronisierung in Fernsehempfängern mit erweitertem Fangbereich. Telefunken-Zeitung Jg. 34 (1961) H. 132, S. 102...113.
- [10] G.-G. Gassmann: Neue Phasen- und Frequenzvergleichsschaltungen. Arch. elektr. Übertragung Jg. 15 (1961) H. 8, S. 359...376.
- [11] D. Richmann: Colour-Carrier reference phase synchronization accuracy in NTSC colour television. Proc. IRE Vol. 42 (1954) Nr. 1, S. 106...133.
- [12] P. S. Carnit und G. B. Townsend: Colour television, N.T.S.C.-system, principles and practice. Iliffe Books Ltd., London, 1961.
- [13] R. Theile: Aufzeichnung von Fernsehprogrammen. Lehrbuch der drahtlosen Nachrichtentechnik. Springer-Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg. Bd. 5 „Fernsehtechnik“, Teil 2, S. 192.
- [14] B. Chance: Waveforms. MIT-Rad. Lab. Series. Bd. 19 (1949) S. 145, New York.
- [15] Ch. E. Anderson und J. Roizen: A colour vidotape recorder. J. Soc. Motion Picture Television Engr. Bd. 68 (1959) S. 667...671.
- [16] J. Roizen: Magnetic recording of colour television. Electronics Vol. 33 (1960) No. 1, S. 76...79.
- [17] J. Roizen: The use of videotape for colour television recording. Proc. Convention, Television and Film Techniques, Brit. Kinemat. Soc., Bothand, 21st April 1961.
- [18] G. Mahler: Der Mitnahmeoszillator als Trägerregenerator im PAL-Farbf Fernsehempfänger. Telefunken-Zeitung Jg. 37 (1964) H. 2, S. 136...139
- [19] Comparative field trials of three colour television systems in shadow areas. CCIR Colour Television Meeting London 1964 — Document 23-E; auch EBU-Dokument Com. T (E) 115-E.

Transcoder PAL-NTSC — Die Umwandlung eines PAL-Signals in ein NTSC-Signal und die Umkehrung NTSC in PAL

Von W. Bruch

Die verschiedenen Farbfernsehübertragungssysteme NTSC, PAL und SECAM unterscheiden sich im wesentlichen durch die Art, in der die zwei Farbdifferenzsignale dem Farbträger aufmoduliert sind. Wenn von einem Farbsignal des einen Systems in ein Farbsignal des anderen übergegangen werden soll, ist daher nur die Farbmodulation umzuwandeln. Diese Umwandlung ist schwierig, wenn beide Systeme ein unterschiedliches Modulationssystem haben, wie z. B. die Umwandlung von SECAM in NTSC, bei der eine Frequenz in eine Amplitudenmodulation umgesetzt werden muß. Das ist nur möglich mit Demodulation und Neumodulation. Das Farbsignal der PAL-Variante des NTSC-Systems unterscheidet sich in der Modulationsart nur so wenig von diesem, daß die Umsetzung von einem in das andere dieser beiden Systeme ohne Demodulation und Neumodulation möglich ist. Wenn der Trägeroffset bei beiden Systemen gleich gewählt wird, und zwar so, wie er für die Kompatibilität des ausgestrahlten Systems notwendig ist, wird diese Umwandlung verhältnismäßig einfach. Dann können PAL/NTSC-Umsetzer gebaut werden, die in beiden Richtungen brauchbar sind. Dies ist sowohl für Ortssender, die auf einem sehr verzerrenden Weg gespeist werden, als auch für die Wiedergabe von Magnetbandaufzeichnungen von Bedeutung. Diese Normwandler, die sozusagen umcodieren, seien „Transcoder“ genannt.

Die Grundprinzipien solcher PAL/NTSC- und NTSC/PAL-Transcoder sollen hier diskutiert werden. Daneben sollen PAL-Entzerrer, auf diversen Transcodierungsprinzipien aufbauend, beschrieben werden, die aus dem PAL-Signal die Störphasenmodulation entfernen und damit den Betrieb von „Einfach“-PAL-Empfängern (PAL₅) besser ermöglichen. Neben dem Frequenzversatz, der für die Umwandlung des Farbträgeroffsets beim Übergang von einem in das andere System notwendig werden kann, wird auch die Umsetzung von einem Farbträger der USA-Norm in einen der europäischen Norm diskutiert.

1. Die Modulationsart des Farbträgers bei NTSC und PAL

Das PAL-Signal unterscheidet sich von NTSC nur im modulierten Farbträger, und zwar durch die zeilensequentielle Änderung des Vorzeichens der Phasenmodulation, mit welcher der Farbton α übertragen wird [1] [2]. Die Farbart kann bei NTSC durch einen komplexen Zeiger \underline{F} dargestellt werden mit dem Absolutwert S , der der Farbsättigung entspricht, und dem Nullphasenwinkel α , der den Farbton im Farbkreis angibt:

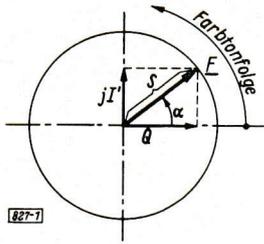


Bild 1:
Modulationszeiger \underline{F}
der NTSC-Modulation

$$\underline{F} = Q' + j I' \quad (1)$$

$$S = |\underline{F}| = \sqrt{Q'^2 + I'^2} \quad (2)$$

$$\alpha = \arctan \frac{I'}{Q'} \quad (3)$$

Auf einen Farbträger der Frequenz ω_0 moduliert, ergibt sich:

$$F = \operatorname{Re}(\underline{F} \cdot e^{j\omega_0 t}) = \operatorname{Re}(S \cdot e^{j\alpha} \cdot e^{j\omega_0 t}) \quad (4)$$

Bei PAL folgen zeitlich wechselnd Zeilen in NTSC-Modulation und Zeilen mit einer Modulation, die der konjugiert komplexen Form von \underline{F} entspricht und die mit \underline{F}^* bezeichnet werden.

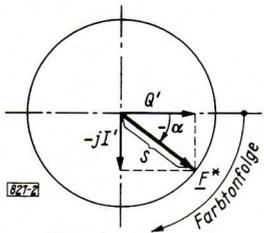


Bild 2:
Modulationszeiger \underline{F}^*
der zu \underline{F} „konjugiert
komplexen“ Modulation

$$\underline{F}^* = Q' - j I' \quad (5)$$

$$-\alpha_{\underline{F}^*} = \arctan \frac{I'}{Q'} \quad (6)$$

$$F^* = \operatorname{Re}(\underline{F}^* \cdot e^{j\omega_0 t}) = \operatorname{Re}(S \cdot e^{-j\alpha} \cdot e^{j\omega_0 t}) \quad (7)$$

Die Modulationssequenz ist festgelegt gemäß Bild 3 a, im Vergleich dazu steht die von NTSC in Bild 3 b.

Die Aufgabe eines Wandlers vom NTSC-System in PAL besteht darin, in jeder zweiten Zeile F in F^* zu verwandeln. Gleichzeitig sind Identifikationsimpulse einzufügen für die Synchronisierung des elektronischen Umschalters im Empfänger, die also dort die Reihenfolge von F und F^* anzeigen.

Bei der Umwandlung von PAL in NTSC ist die F^* -Modulation in F -Modulation umzuformen. Wenn gewünscht, sind die Identifikationsimpulse aus dem PAL-Signal zu entfernen; sie könnten prinzipiell vorhanden bleiben, da sie nicht stören.

Bei NTSC wird der Träger aus Gründen der Kompatibilität im sogenannten Halbzeilenoffset mit der Zeile verkoppelt, bei PAL im sogenannten Viertelzeilenoffset mit zusätzlichem Versatz um 25 Hz. Das bedeutet bei PAL eine um $\delta f = f_H/4 + f_V/2$ höhere Farbträgerfrequenz [3]. Vorläufig soll angenommen werden, daß beide Systeme mit demselben Farbträger gefahren werden, auf die zusätzliche Einföhrung einer Frequenzversetzung um dieses δf wird später eingegangen werden. Naheliegend ist es, aus dem kombinierten Farbvideosignal, in Deutschland mit FBAS bezeichnet, aus Farbe, Bild, Austastung und Synchronisierung bestehend, F abzuspalten und später, nach Wandlung, wieder dem BAS (Leuchtdichtesignal) zuzufügen. Auf diese Art der Wandlung sind die nächsten Abschnitte abgestellt.

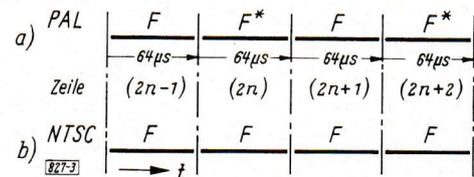


Bild 3: a) Modulationsfolge bei PAL
b) Modulationsfolge bei NTSC

2. Farbträgermodifikator

Die Schaltung für die Umwandlung von F in F^* oder von F^* in F nennen wir einen Farbträgermodifikator. Es wurden mehrere solcher Modifikatoren erprobt. Einer hat sich als besonders günstig erwiesen, der von Loughlin [4] für NTSC-Signalverformungen beim Betrieb mit einer Einstrahlröhre angegeben wurde. Den Hinweis, ihn für PAL zu verwenden, verdanken wir N. Mayer [5]. Das Grundprinzip ist in Bild 4 dargestellt.

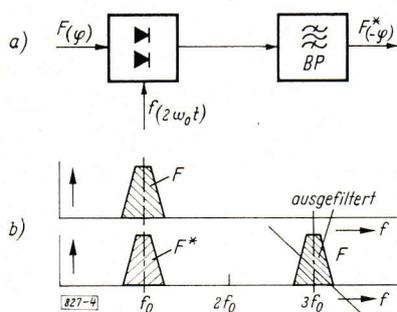


Bild 4: Prinzipbild eines Modifikators, der mit der doppelten Referenzträgerfrequenz modifiziert.

a) Blockbild, b) Frequenzplan

In einem Gegentaktmodulator, der den in der Frequenz verdoppelten Referenzträger $2f_0$ mit dem Signal F moduliert, entsteht ein oberes Seitenband der dreifachen Frequenz und ein unteres, das — wie mathematisch gezeigt wird — die Form F^* hat. Nach Ausfilterung der oberen Frequenz in einem Filter bleibt F^* . Wird dagegen F^* in diesen Modifikator geschickt, so liefert er F , wenn das modulierende F^* durch Gegentachtschaltung im Ausgang gut unterdrückt wird. Diese Modulation ist von Bedeutung, wenn das Farbsignal mit einem Phasenfehler behaftet ist; dann gelten folgende Beziehungen.

Das Signal F aus Gl. (4) habe auf dem Übertragungsweg eine Phasenverzerrung φ erfahren, die bild- bzw. zeitabhängig sein kann:

$$F_{(\varphi)} = \text{Re} (S \cdot e^{ix} \cdot e^{i\varphi} \cdot e^{i\omega_0 t}) . \quad (8)$$

Der dem Modifikator zur Modulation zugeführte Referenzträger mit der Nullphase φ_M habe vor der Verdopplung die Form

$$f_{(\varphi_M)} = \text{Re} (e^{i\varphi_M} \cdot e^{i2\omega_0 t}) \quad (9)$$

und nach der Verdopplung

$$f_{(2\varphi_M; 2\omega_0 t)} = \text{Re} (e^{i2\varphi_M} \cdot e^{i2\omega_0 t}) . \quad (10)$$

Der Modulation von Gl. (10) durch Gl. (8) entspricht eine Multiplikation beider Spannungen

$$\begin{aligned} 2 F_{(\varphi)} \cdot f_{(2\varphi_M; 2\omega_0 t)} &= 2 [\text{Re} (S \cdot e^{ix} \cdot e^{i\varphi} \cdot e^{i\omega_0 t})] [\text{Re} (e^{i2\varphi_M} \cdot e^{i2\omega_0 t})] \\ &= \text{Re} (S \cdot e^{ix} \cdot e^{i\varphi} \cdot e^{i2\varphi_M} \cdot e^{i3\omega_0 t}) + \text{Re} (S \cdot e^{-ix} \cdot e^{-i\varphi} \cdot e^{i2\varphi_M} \cdot e^{i\omega_0 t}) . \end{aligned} \quad (11a)$$

Das Glied $3\omega_0 t$ wird in einem Bandfilter unterdrückt und es bleibt der Zeiger für $(\omega_0 t)$

$$[F_{(\varphi)}]_{(\text{modif. } 2\varphi_M)} = \text{Re} (S \cdot e^{-ix} \cdot e^{-i\varphi} \cdot e^{i2\varphi_M}) . \quad (11b)$$

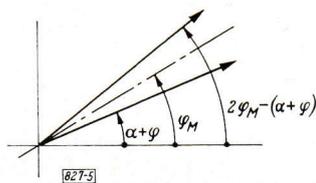


Bild 5: Zeigerdiagramm der Modifikation allgemein

Das Ursprungssignal ist damit an der Achse φ_M gespiegelt (Bild 5). Vorerst sei angenommen, der Referenzträger der Frequenz $2\omega_0$, der dem Modifikator zugeführt wird, habe eine Nullphase, die mittels eines Phasenschiebers so eingestellt ist, daß φ_M gleich Null wird. Dann ist die Spiegelungsachse die Q' -Achse und es wird (vgl. Bild 6a)

$$[F_{(x; \varphi)}]_{(\text{modif. } \varphi_M = 0)} = F_{(-x; -\varphi)} = F_{(-\varphi)}^* , \quad (12a)$$

und umgekehrt wird in demselben Modifikator (vgl. Bild 6b)

$$[F_{(\varphi)}^*]_{(\text{modif. } \varphi_M = 0)} = F_{(-\varphi)} . \quad (12b)$$

Der Modifikator (Bild 4) spiegelt an der Q' -Achse das ankommende Trägerfrequenzsignal und polt dabei nach Gl. (12) auch den Phasenfehler φ um.

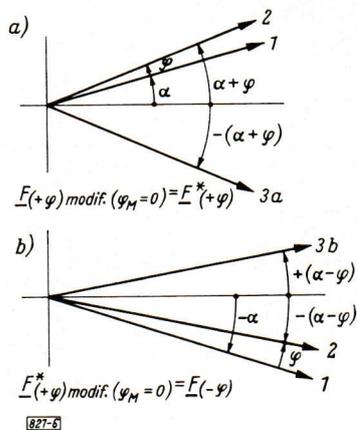


Bild 6: Zeigerdiagramm der Modifikation mit phasenfehlerfreiem Modifikationsträger.

a) von $F_{(\varphi)}$ in $F_{(-\varphi)}^*$,
b) von $F_{(\varphi)}^*$ in $F_{(-\varphi)}$

3. Das Prinzip eines einfachen Transcoders mit dem Modifikator

Die einfachste Anwendung dieses Modifikators für die Umwandlung von PAL in NTSC zeigt Bild 7. Ein elektronischer Schalter, der von den Kennimpulsen in richtiger Schaltphase synchronisiert wird, wählt abwechselnd zeilensequentiell das dafür notwendige Signal aus dem direkten oder aus dem modifizierten Kanal. Wird in dieser Schaltung NTSC auf den Eingang gegeben, so liefert sie PAL (s. Ausgangsfolge Bild 7a).

Bei der Umsetzung von PAL in NTSC wird ein angeschlossener NTSC-Empfänger die Farbfehler (Phasenfehler φ), entstanden

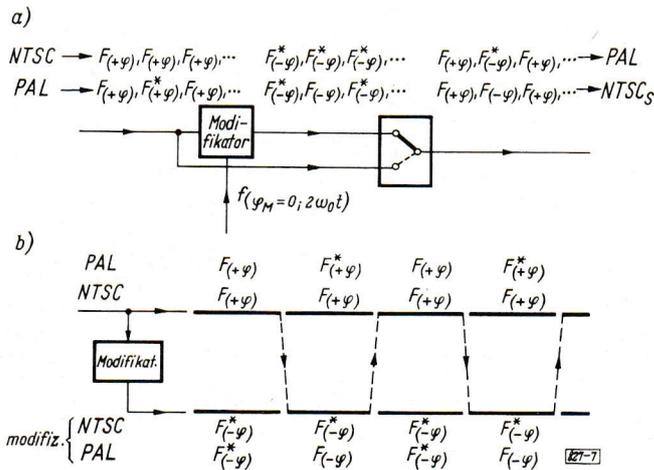


Bild 7: Wandlung von PAL in NTSC und von NTSC in PAL mit dem Modifikator und einem elektronischen Schalter.

a) Blockbild, b) Zeitfolge

auf dem Übertragungsweg bis zum Transcoder, nicht zeigen. Sie werden in aufeinanderfolgenden Zeilen komplementär (+\varphi, -\varphi, +\varphi, \dots) auf dem Bildschirm erscheinen. Damit werden im NTSC-Empfänger die Farbfehler in der Art von PAL_S durch visuelle Integration kompensiert. Bei großen Fehlern werden dabei wie im PAL_S-Empfänger horizontale Streifen sichtbar. Sollen auch diese Fehler beseitigt werden, und das ist bei einem Transcoder selbstverständlich, so muß in ihm mit Hilfe eines Speichers, einer Verzögerungsleitung mit 64 \mu s Verzögerungszeit, eine phasenrichtige Summierung dieser entgegengesetzt verfälschten NTSC-Signale von zwei Zeilen erfolgen. Das führt zu Bild 8.

Das aus PAL umgeformte und über zwei Zeilen gemittelte NTSC-Signal hat jetzt in jeder Zeile die Form

$$F_{(+\varphi)} + F_{(-\varphi)} = \text{Re}(S \cdot e^{ix} \cdot e^{i\varphi} \cdot e^{i\omega_0 t}) + \text{Re}(S \cdot e^{ix} \cdot e^{-i\varphi} \cdot e^{i\omega_0 t}) = \text{Re}(2 \cdot S \cdot \cos \varphi \cdot e^{ix} \cdot e^{i\omega_0 t}), \quad (13)$$

also ein phasenfehlerfreies NTSC-Signal mit um $S(1 - \cos \varphi)$ verringerter Trägeramplitude, d. h. verringerter Farbsättigung. Die an dieses Signal angeschlossenen NTSC-Empfänger zeigen keine Farbtonfehler, lediglich die kleinen, kaum sichtbaren Sättigungsänderungen, wie sie auch bei Standard-PAL-Empfänger auftreten [1]. Der Empfänger reagiert auf Phasenverzerrungen bis zum Transcoder wie ein PAL-Empfänger.

Soll derselbe Transcoder von NTSC auf PAL umsetzen, sind nur Speicher und Summierschaltung (Bild 8) abzuschalten, und zwar gleichzeitig mit der Änderung einer Widerstandsmatrix, die die Verkleinerung des Signals auf die Hälfte aufhebt. Da es bis heute nicht gelungen ist, ein NTSC-Signal fehlerzukompensieren, wird das entstehende PAL-Signal auch die Phasenfehler des NTSC-Signals vor der Wandlung besitzen. Der PAL-Empfänger wird diese Fehler nicht kompensieren, weil sie in der gleichen Weise wie die Farbwerte moduliert sind. Diese Art der Transcodierung ist daher nur sinnvoll für die Umsetzung eines fehlerfreien NTSC-Signals in ein PAL-Signal.

Dieser Transcoder kann noch auf eine dritte Weise betrieben werden. Es ist mit ihm auch möglich, aus einem durch Übertragungsfehler mit einer Störphasenmodulation versehenen PAL-Signal ein fehlerfreies PAL-Signal zu machen. Das ist eine nicht unwichtige Version, denn nur der PAL-Empfänger mit Laufzeitleitung liefert bei jedem phasenverzerrten PAL-Signal ein gut fehlerkompensiertes Farbbild. Wenn die Fehler

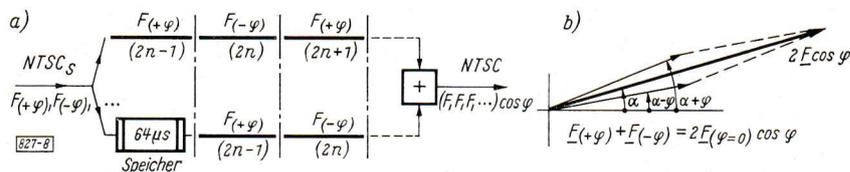


Bild 8: a) Bildung eines fehlerkompensierten NTSC-Signals aus einem NTSC-Signal nach Bild 7 durch Mittelung über einen Zeilenspeicher
b) Zeigerdiagramm

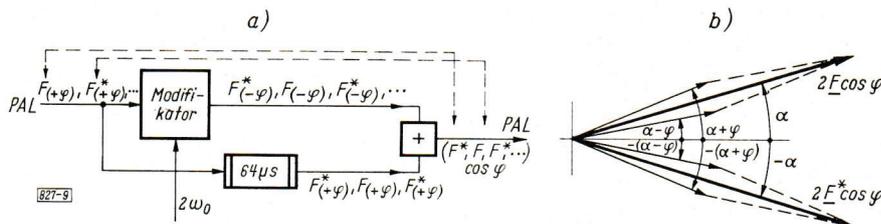


Bild 9: a) Bildung eines fehlerkompensierten PAL-Signals aus einem PAL-Signal mit Phasenfehler über einen Modifikator und einen Zeilenspeicher
b) Zeigerdiagramm

ausschließlich vom Coder bis zum Entzerrer auftreten, so genügen für den Empfang Einfach-PAL-Empfänger. Es ist daher möglich, Regionalsender oder Gemeinschaftsanlagen mit diesen Entzerrern auszurüsten. Auch für die Farbfehlerkompensation von Farbsignalen, die von Magnetbandaufzeichnungsanlagen kommen, können sie eingesetzt werden. In Anlehnung an die Arbeitsweise des PAL_{DL}-Empfängers ist ihre Arbeitsweise in Bild 9 dargestellt. Die Verzögerungsleitung ist sozusagen für alle Empfänger in den Wandler verlegt worden. In seinem Ausgangssignal sind F und F^* in der Reihenfolge gegen das Eingangssignal vertauscht, daher müssen die Identifikationsimpulse entfernt und um eine Zeile verschoben wieder zugeführt werden. Wird die Umschalt synchronisierung mit den in der Phase von Zeile zu Zeile um 90° geschalteten Burstimpulsen durchgeführt [6], dann ist keine zusätzliche Maßnahme erforderlich, denn die Phase dieser Impulse wandelt sich mit dem Signal automatisch mit. Immer ist F die eine und F^* die andere Phase zugeordnet. Bei dem beschriebenen Transcoder ist diese Betriebsart durch eine recht einfache Umschaltung zu erreichen. Wie in Bild 9 dargestellt, wurden $F_{(+\varphi)}$ und $F_{(-\varphi)}$ addiert, ebenso $F^*_{(+\varphi)}$ und $F^*_{(-\varphi)}$. Dann entsteht aus $F_{(+\varphi)}$ am Eingang $F^* \cos \varphi$ am Ausgang und aus $F^*_{(+\varphi)}$ am Eingang $F \cos \varphi$ am Ausgang¹⁾.

Mit diesem Modifikator können demnach Transcoder folgender Arbeitsweise durch einfache Umschaltung realisiert werden:

1. NTSC → PAL
2. PAL → NTSC (mit Einfach-PAL-Kompensation)
3. PAL → NTSC (mit Laufzeitleitungskompensation)
4. PAL → PAL (fehlerkompensiert).

4. Verbesserte Fehlerkompensation ohne Sättigungsfehler im Modifikator

Die beschriebenen entzerrenden Transcoder verwandeln den Phasenfehler φ in einen wenig sichtbaren Sättigungsfehler $\Delta S = S(1 - \cos \varphi)$ um. Da ein solches Gerät einer sehr großen Zahl von Farbpfern vorgeschaltet ist, sollte auch dieser Restfehler noch beseitigt werden. Auch dies ist mit dem beschriebenen Modifikator möglich, wenn der modifizierende Träger mit einer gegenläufigen Phasenmodulation versehen wird.

Die Störphasenmodulation hatte nach der Modifikation nach Gl. (11) die Form $e^{j(2\varphi_M - \varphi)}$. Sie verschwindet, wenn $2\varphi_M = \varphi$ gemacht wird. Dann bleibt von Gl. (11)

$$[F_{(\varphi)}]_{(\text{modif. } \varphi)} = \text{Re}(S \cdot e^{-j\alpha} \cdot e^{j\omega_0 t}) \quad [F^*_{(\varphi)}]_{(\text{modif. } \varphi)} = F. \quad (14)$$

Es kann also bei der Umformung von F in F^* auch gleich der Phasenfehler mitentfernt werden. Bei dieser Operation wird für die Wandlung selbst keine Verzögerungsleitung gebraucht. Das ist wichtig, denn es ist nicht ratsam, die Summierung der Farbsignale zweier Zeilen über einen Speicher mehrfach hintereinander durchzuführen. Bei steigender Zahl dieser Summierungen werden immer mehr Zeilen miteinander gemischt.

Ein phasenmodulierter Referenzträger der Form $e^{j\varphi} \cdot e^{j2\omega_0 t}$, wie er für diese entzerrende Modifikation gebraucht wird, kann prinzipiell aus dem PAL-Signal abgeleitet werden [2] [6]. Ein Mitnahmeszillator wird von einem Synchronisierungssignal gesteuert, das aus den vom sogenannten PAL-Laufzeitdemodulator gelieferten beiden Farbrägersignalen nach Verdopplung und phasenrichtiger Summierung sowie Addition des Farbsynchronimpulses gewonnen wird. Bei optimaler Arbeitsweise liefert ein solcher Mitnahmeszillator eine Spannung der Form $U \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega_0 t}$. Als Träger für den Modifikator verdoppelt, würde sie die Form $U \cdot e^{j2\varphi} \cdot e^{j2\omega_0 t}$ bekommen, in der 2φ enthalten ist. Der mit der gewünschten Phasenmodulation φ versehene Träger $f_{(\varphi; 2\omega_0 t)}$ läßt sich auf folgende Weise daraus ableiten.

Für die folgenden Darstellungen ist es zweckmäßig, die schon eingeführte vereinfachte Schreibweise auszubauen. Wir schreiben ganz allgemein für ein farbmoduliertes Signal $\text{Re}(S \cdot e^{j\alpha} \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega_0 t})$

$$= F_{(\alpha; \varphi; \omega_0 t)}$$

$S = S(t)$ = Amplitudenmodulation (Farbsättigung),

$\alpha = \alpha(t)$ = Nutz-Phasenmodulation (Farbton),

$\varphi = \varphi(t)$ = Stör-Phasenmodulation (z. B. differentielle Phasen-Verzerrungen).

¹⁾ Es gibt keine Vertauschung von F und F^* , wenn die Verzögerungsleitung in den anderen Weg gelegt wird. Rein aus konstruktiven Gründen wurde bei den ausgeführten Schaltungen die Verzögerungsleitung in den direkten Zweig eingefügt, da sowieso, auch wenn keine Vertauschung stattfindet, neue Kennimpulse eingetastet werden müssen. (Die Summierung zweier Zeilen gibt auch in den ausgesparten Zeilen Kennimpulse!)

Für einen Referenzträger, der keine Amplitudenmodulation hat, bei dem also $S(f) = 1$ ist, wird F durch f ersetzt. Die in Gl. (11a) dargestellte Modulation ($u_1 \cdot u_2$) mit Aussiebung des unteren Seitenbandes wird symbolisch nach Bild 10a geschrieben, und die Modulation ($u_1 \cdot u_2$) mit Aussiebung des oberen Seitenbandes nach Bild 10b.

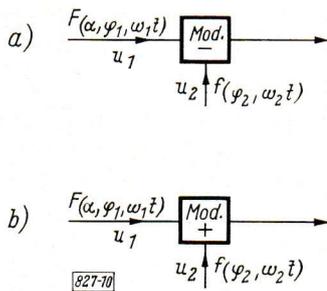


Bild 10: Verallgemeinerte Schreibweise der Modulation eines Referenzträgers f durch einen Farbträger F

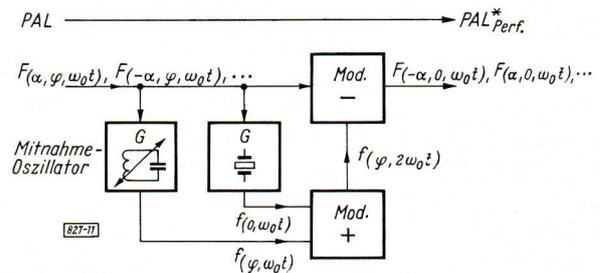


Bild 11: PAL-Fehlerkompensation ohne Farbentsättigung mit einem Modifikator, durch kompensierenden Träger gesteuert

Ein Referenzträger konstanter Phase $f_{(\varphi=0; \omega_0 t)}$, der aus dem Burst mit einem integrierenden Quarzoszillator, z. B. nach der APC-Methode, erzeugt wird, wird mit einem zweiten gleicher Frequenz, der nach [5] vom PAL-Signal abgeleitet wurde und daher die Störphasenmodulation φ hat, nach der Methode Bild 10b moduliert und liefert den für den Modifikator gebrauchten Träger $f_{(\varphi; 2\omega_0 t)}$ (Bild 11). Mit φ wird hier nur der dynamische, zeitabhängige Phasenfehler bezeichnet. Stillschweigend ist vorausgesetzt, daß die Nullphasen beider Generatoren auf ihren Sollmittelwert eingeregelt sind. Diese Nullphasenwinkel sind bei einem Transcoder, der sich fast immer am Ende einer Strecke befindet, also kein stark gestörtes Signal bekommt, verhältnismäßig stabil einzustellen.

Auch durch eine Summierung der gleich in doppelter Frequenz in einem Quarzgenerator gewonnenen Trägerspannung $f_{(\varphi=0; 2\omega_0 t)}$ und einer gleich großen, in einem auf der doppelten Farbträgerfrequenz arbeitenden Mitnahmeoszillator gewonnenen Spannung mit $f_{(\varphi; 2\omega_0 t)}$ ergibt sich

$$f_{(\varphi; 2\omega_0 t)} = \operatorname{Re}(U \cdot e^{j2\omega_0 t}) + \operatorname{Re}(U \cdot e^{j2\varphi} \cdot e^{j2\omega_0 t}) = \operatorname{Re}(2U \cdot \cos \varphi \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j2\omega_0 t}). \quad (15)$$

Der Amplitudenfaktor $\cos \varphi$ kann durch Begrenzung beseitigt werden. Begrenzung ist auch bei der vorhergehenden Methode wünschenswert, da die Ausgangsspannung des Mitnahmeoszillators von der Größe der Mitnahmespannung abhängt.

Das einem mit diesem Modifikationsträger gespeisten Modifikator entnommene fehlerlose PAL-Signal kann mit einem weiteren normalen Modifikator, der mit einem Träger konstanter Phase gespeist wird, in ein fehlerloses NTSC-Signal nach der Methode Bild 7 umgeformt werden.

5. Transcoder für die Möglichkeit eines Frequenzversatzes

PAL benötigt eine andere Beziehung zwischen der Zeilenfrequenz f_H und der Farbträgerfrequenz $f_{(PAL)}$ als NTSC [3]. Das bedeutet bei festgehaltener Zeilenfrequenz eine andere Farbträgerfrequenz. Soll für jedes der beiden Systeme, zwischen denen gewandelt werden soll, der richtige Offset vorhanden sein, so ist bei der Wandlung ein Frequenzversatz δf einzuführen. Die Trägerfrequenz für NTSC ist $f_{NTSC} = 4,4296875$ MHz, während sie für PAL gleich $f_{PAL} = 4,43361875$ MHz sein soll. Die Frequenzdifferenz zwischen beiden ($\delta f = 3931,25$ Hz) ist entstanden aus $f_H/4 + f_V/2 = (3906,25 + 25)$ Hz. Beim Übergang von NTSC nach PAL muß der Träger also nach oben verschoben werden und beim Übergang von PAL nach NTSC nach unten.

Das Leuchtdichtesignal darf nicht verschoben werden, da δf keinen ganzzahligen Vielfachen der Zeilenfrequenz f_H entspricht. Ähnlich wie z. B. senkrechte Streifen, die sich beim PAL-Verfahren mit NTSC-Offset vom Farbträger bilden, in Schrägstreifen mit um $\lambda/2$ verschobener Lage von Raster zu Raster verwandelt werden [3], so wird auch der 4,43-MHz-Bereich des Y' -Signals verschoben. Die Leuchtdichtekomponenten müssen daher vor der Wandlung aus dem Farbkanal entfernt werden.

Bei dem in Abschn. 3 beschriebenen Modifikator läge es nahe, die Frequenz des modifizierenden Trägers so zu wählen, daß auch die Versetzung um δf darin bewirkt wird. Dies ist leider nicht möglich. Ein Gegentaktmodulator kann wohl das modulierende Signal von gleicher Frequenz durch gut eingestellte Symmetrie so

weit unterdrücken, daß es das modifizierte Signal nicht merklich beeinflußt; beim Frequenzversatz haben Eingangs- und Ausgangssignal aber nicht die gleiche Frequenz, so daß diese Unterdrückung sehr viel größer sein muß, weil es sonst zu Interferenzen zwischen dem Ein- und Ausgangssignal kommt, die leicht als Streifenmuster sichtbar werden können. Zum Frequenzversatz müßte daher bei diesem Modifikator vor der Umsetzung das Farbsignal F bzw. F^* erst in einen höheren Frequenzbereich transponiert und dann, um δf vermindert oder vergrößert, wieder zurücktransponiert werden. Nur so lassen sich die unerwünschten Modulationsprodukte in einfachen Filtern abtrennen. Wenn zu diesem Zweck das Farbsignal ohnehin in einen höheren Frequenzbereich und zurückgewandelt werden muß, so kann damit auch die Transcodierung verbunden werden. Dies führt auf einen Transcoder, der Gedankengänge mitverwertet, die von der RCA in Entzerrern für NTSC-Magnetbandsignale benutzt wurden, der aber erst bei Anwendung auf PAL mit einem vom Signal abgeleiteten Referenzträger [6] wirklich durchführbar wird.

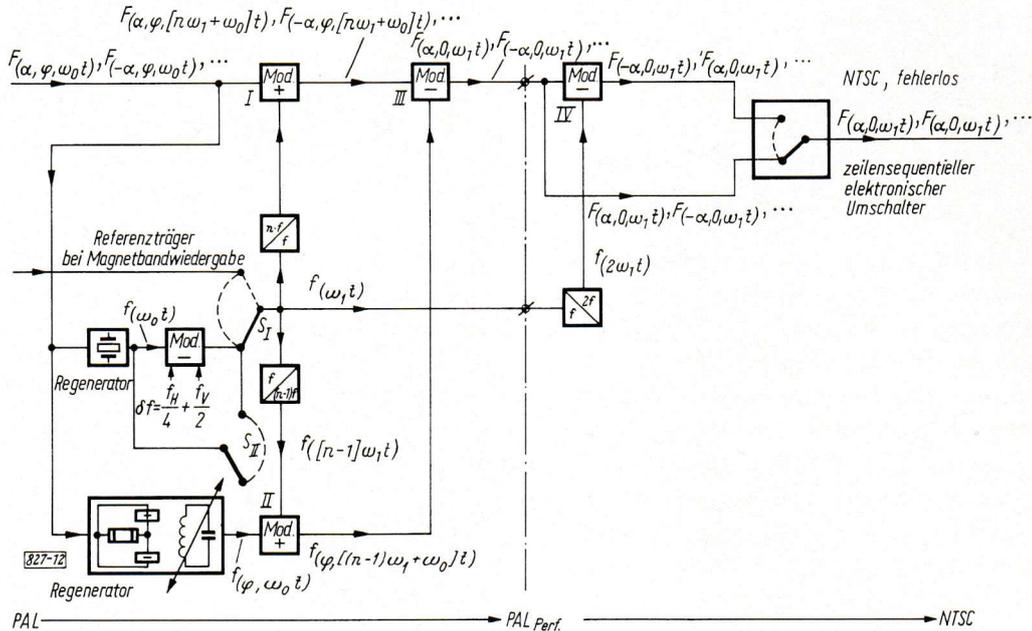


Bild 12: Prinzip eines PAL-Signal-Entzerrers mit Frequenzversatz auf die NTSC-Frequenz; als Bestandteil eines PALPerf \rightarrow NTSC-Transcoders

Das Prinzip ist in Bild 12 dargestellt. In einem Modulator III wird das Farbträgersignal $F_{(x; \varphi; [n \cdot \omega_1 + \omega_0]t)}$ mit einem Referenzträger $f_{(\varphi; [(n-1) \omega_1 + \omega_0]t)}$ gemischt und liefert das fehlerfreie Farbsignal $F_{(x; 0; n \cdot \omega_1 t)}$ auf der versetzten Frequenz $f_1 = f + \delta f$. Entsprechend wird $F^*_{(\varphi)}$ in $F^*_{(0)}$ gewandelt. Gebraucht wird dazu einmal $F_{(x; \varphi; [n \omega_1 + \omega_0]t)}$, entnommen einem Modulator I, dem das ankommende Farbsignal und die phasenkonstante

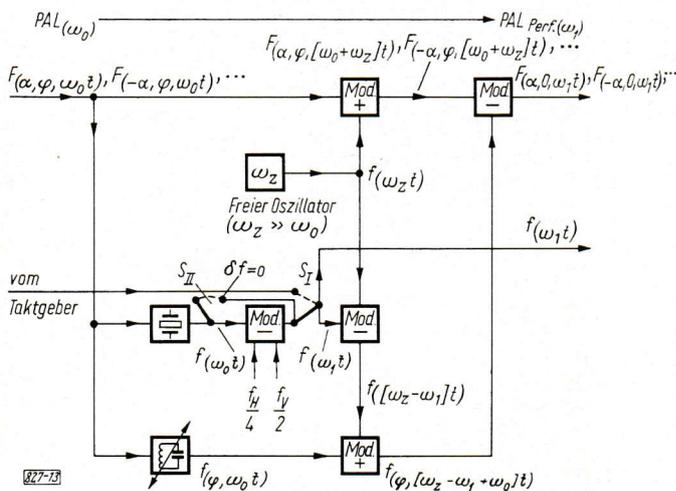


Bild 13: Entzerrer (PAL \rightarrow PALPerf) als Bauteil eines Transcoders PAL \rightarrow NTSC mit Frequenzversatz bei freier Oszillatorfrequenz ω_z

Referenzträgerspannung $f_{(\varphi = 0; n \omega_1 t)}$ aus einem Quarzgenerator zugeführt wurde. Weiter wird ein phasenmodulierter Referenzträger $f_{(\varphi; [(n-1) \omega_1 + \omega_0]t)}$ benötigt, gewonnen in einem Modulator II, dem der phasenkonstante Referenzträger aus dem Quarzgenerator mit der Frequenz $f_{(\varphi = 0; [n-1] \omega_1 t)}$ und der in einem Mitnahmeoszillator [6] erzeugte phasenmodulierte Referenzträger $f_{(\varphi; \omega_0 t)}$ zugeführt werden. Das Gerät arbeitet wahlweise mit oder ohne Versatz (Schalter S_{II}). Eine Vertauschung von F und F^* findet bei dieser PAL-Entzerrung nicht statt. Eine Laufzeitleitung wird lediglich für die Gewinnung der phasenmodulierten Referenzträgerspannung benötigt, nicht aber für

die Entzerrung selbst. Demnach erfolgt die Entzerrung auch ohne eine Signal-Mittelung zwischen zwei Zeilen.

Wenn nach der Entzerrung die Umsetzung in NTSC-Modulation gewünscht wird, so gelingt dies über einen weiteren Modifikator IV (in Art nach Abschn. 3) und einen sequentiellen elektronischen Schalter. Am Ausgang ist dieses NTSC-Signal dann ebenfalls fehlerfrei. Die Schaltung Bild 12 kann in die von Bild 13 variiert werden, in der der Träger für die Transponierung frei und beliebig (ohne die Verkopplung $n \omega_1$) gewählt werden kann. Um keine wandernden Störungen auf dem Bildschirm zu bekommen, wird sicherheits- halber aber auch hier eine Verkopplung gewählt werden.

6. Farbfehlerkompensation einer Videomagnetband-Aufzeichnung — Umsetzung von PAL-Europa in PAL- oder NTSC-USA

Die Entzerrer und Transcoder nach Abschn. 5 lassen sich auch zur Kompensation der Laufzeitschwankungen einer Magnetband-Aufzeichnungsanlage benutzen. Über die Magnetaufzeichnung ist der Frequenzversatz besonders einfach. Die konstante Referenzträgerspannung wird dann dem örtlichen Taktgeber entnommen, der die Magnetmaschine steuert. Bei der Umsetzung von PAL in NTSC arbeitet er während der Aufnahme in PAL mit dem PAL-Offset und bei der Wiedergabe, wenn sie in NTSC erfolgen soll, mit NTSC-Offset. Das Gerät, mit dem die Verschiebung δf sonst eingeführt wird, ist dabei kurzgeschlossen (s. Schalter S_{II} in Bild 12 und 13).

Wenn die Leuchtdichteinformation aus dem Farbkanal entfernt ist, kann δf eine beliebige Größe sein. Wird der Offset beibehalten, also z. B. bei der Umsetzung von PAL in PAL, so kann der Farbträger mit der Leuchtdichte ziemlich weit im Spektrum verschoben werden, wenn nur dieses neue Spektrum wieder zur Zeile im richtigen Offset steht. Das offenbart die Möglichkeit einer Normwandlung von einem tiefer gelegenen Farbträger zu einem höher gelegenen oder umgekehrt. Zum Beispiel ohne Fehlerkorrektur von der USA-Farbnorm in ein europäisches NTSC, oder von einem in PAL umgesetzten USA-Signal in ein fehlerkompensiertes europäisches PAL. Ausgehen muß man dabei von der Möglichkeit, einen europäischen Farbempfänger statt mit einer Vertikalfrequenz von 50 Hz auch mit einer Vertikalfrequenz von 60 Hz synchronisieren zu können. Dann braucht in Europa nur die amerikanische Zeilenfrequenz, die ganz wenig von unserer heutigen abweicht, übernommen zu werden. Ein dazu passender Farbträger muß in der Nähe von 4,43 MHz so gewählt werden, daß eine günstige Beziehung zwischen den Trägerfrequenzen sich ergibt, damit der eine Farbträger vom anderen auf relativ einfache Weise abgeleitet werden kann. Solche Fragen werden international bereits diskutiert, z. B. in Los Angeles auf der CCIR-Konferenz [7]²⁾.

7. Übertragung der Leuchtdichtekomponenten im Frequenzgebiet des Farbsignals. Trennung von Leuchtdichtesignal und Farbsignal durch Kammfilter

Die Schärfe des kompatiblen Schwarz-Weiß-Bildes wird ausschließlich durch das Leuchtdichtesignal bestimmt, bei der Transcodierung soll es möglichst wenig beeinflusst werden. Im Farbbild ist der Leuchtdichteanteil um den Farbträger nicht sichtbar, da dieses Frequenzgebiet im Farbempfänger immer durch ein Filter (Saugkreis) aus dem Videosignal entfernt wird (Farbträgerunterdrückung vor der Farbbildröhre). Im kompatiblen Bild sollten diese Anteile nicht fehlen.

Der Transcoder ohne Frequenzversatz kann die Leuchtdichteanteile im Farbbereich mitverarbeiten. An seinem Eingang wird normalerweise durch eine Frequenzweiche der Videobereich in einen reinen Leuchtdichtekanal und in einen Farbkanal, in dem die Leuchtdichteanteile dieses Frequenzgebietes mitenthalten sind, aufgespalten. Diese Frequenzweichen können z. B. aus geeigneten Tiefpaß-Hochpaß-Kombinationen zusammengestellt werden. TP und HP sollen so ausgebildet sein, daß die Summierung beider Kanäle wieder einen konstanten Frequenzverlauf im gewünschten Durchlaßbereich ergibt. Diese Bedingung erfüllen Potenzfilter, wenn der HP durch Frequenztransformation aus dem TP analytisch abgeleitet und der Überkreuzungspunkt auf 6 dB gelegt wird (Bild 14b für Potenzfilter Grad 5). Für überschwingfreie Einschaltvorgänge muß das Verhalten des HP-Systems bei einem Sprung komplementär zu dem des TP-Systems sein (Bild 14a) (Gl. (8)). Es muß also

$$u_2(t)_{TP} + u_2(t)_{HP} = u_1 \quad (16)$$

sein.

²⁾ Die übliche Umformung von Zeilen und Rasterfrequenz in einem Normwandler ist bei Farbübertragung bis heute noch nicht möglich.

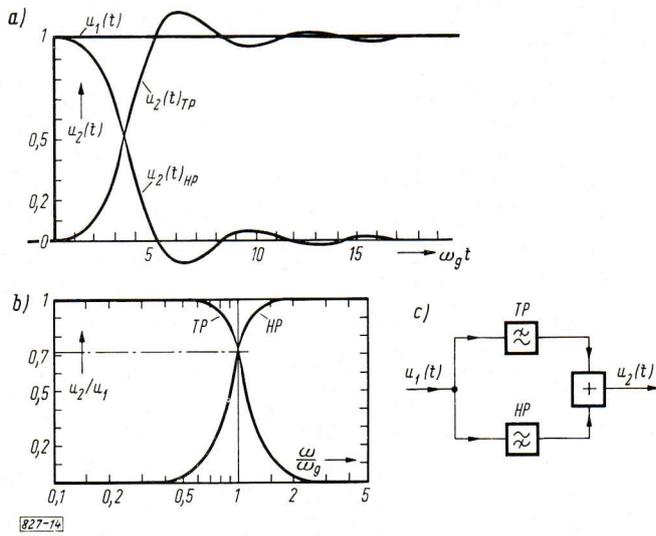


Bild 14:

- a) Einschwingvorgang infolge Rechtecksprunges $u_1(t)$ vom Tiefpaßsystem und durch Frequenztransformation daraus abgeleiteten Hochpaßsystems (Potenzfilter Grad 5)
- b) Durchlaßkurven zu den Filtern von a)
- c) Addition der Frequenzteilbereiche

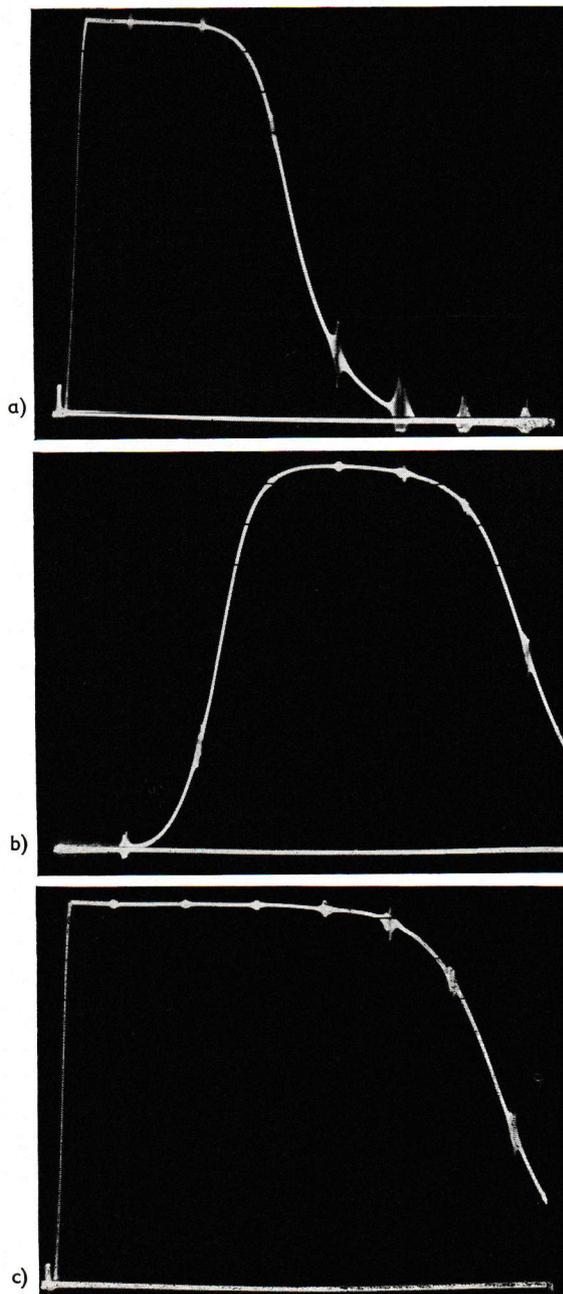


Bild 15:

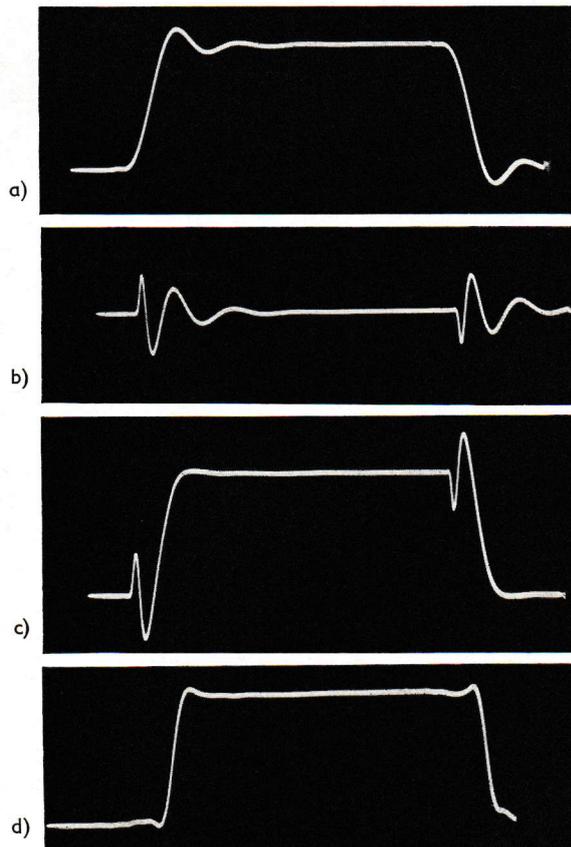
Frequenzverlauf (Wobbelkurve) einer Filterkombination nach Bild 14 für

- a) den Tiefpaßkanal
- b) den zugehörigen Farbkanal
- c) den Summenkanal

Bild 16:

Einschwingvorgang der Filterkombination von Bild 14.

- a) Einschwingen des Tiefpaßkanals
- b) Einschwingen des Hochpaßkanals
- c) Einschwingen des Gesamtkanals unkomponiert
- d) Einschwingen des Gesamtkanals komponiert



Zur Erfüllung dieser Bedingung ist der konstante Frequenzverlauf des Gesamtsystems allein noch nicht ausreichend. Die genaue Berechnung der Serienschaltung eines TP und HP gibt zwar den konstanten Amplitudenverlauf, aber das resultierende System enthält noch einen Allpaß. Der entsprechende Laufzeitfehler führt zu erheblichen Fehlern im Einschwingverhalten. Mit einem entsprechenden zusätzlichen Allpaßnetzwerk kann dieser Fehler innerhalb des Übertragungsbereiches kompensiert werden. Diese Kompensation kann entweder einmal hinter dem Gesamtsystem erfolgen oder auch in jedem Zweig für sich. Im letzten Falle lassen sich beide Teilkanäle auf gleiche Laufzeit vor der Addition bringen. Die experimentelle Realisierung bestätigt diese Überlegungen. Bild 15a zeigt den Frequenzverlauf eines Tiefpasses (Grad 5), Bild 15b den dazugehörigen Farbkanal, links die HP-Flanke, und Bild 15c den Summenkanal. Für das unentzerrte System zeigen Bild 16a das Einschwingen des Tiefpaßkanals, 16b den Hochpaßkanal, 16c den Gesamtkanal unkompensiert und 16d kompensiert.

Die Frequenzaufteilung in TP und HP oder TP und BP ist, wie gezeigt, nicht einfach, weil beide Filter in ihren Überlappungsbereichen nach Amplitude und Phase exakt kongruent sein müssen. Das erfordert flache Filter, die keine ausreichende Sperrtiefe haben. Kommt aber noch ein Farbsignal durch den Leuchtdichteverstärker, dann wird die Modifikation verfälscht. Es gibt aber auch noch eine andere Methode der Frequenzaufteilung [9], die z. B. bei der Aufspaltung von Videokanälen für die Mehrspurmagnetbildaufzeichnung verwendet wurde. Dabei wird in einem TP der untere Kanal (etwa 0...3,2 MHz) erzeugt und das HP-Signal in einem zweiten mit Hilfe des gleichen TP gewonnen. Dazu wird vom breitbandigen Ursprungssignal phasenrichtig der aus dem TP kommende Signalteil abgezogen. Die entgegengesetzte Operation am Ausgang des Transcoders, nämlich die Addition von HP- und TP-Kanal, wird in diesem Falle genau wieder das Ursprungssignal ergeben.

Zur phasenrichtigen Summierung muß der breitbandige Kanal eine Verzögerungsleitung erhalten, die die Sprungmitte beider Wege zeitlich gleich macht. Da nach der Subtraktion und späterer Addition der Frequenz- und Laufzeitgang des Filters herausfällt, bleibt für das resultierende System nur noch die Charakteristik der Verzögerungsleitung übrig. Das Prinzip zeigt Bild 17a, eine ausgeführte Schaltung mit einem Potenzfilter als TP vom Grad 5 Bild 17b, das hervorragende Einschaltverhalten Bild 18. Hiermit ist eine genügende Sperrtiefe möglich ohne abnormales Überspringen.

Ein Ausschnitt aus dem Testbild eines Schwarz-Weiß-Empfängers beweist, daß die Signalinhalte beider Kanäle wieder zu einem unverzerrten Bild zusammengesetzt werden können (Bild 19f).

Auch nach Einschalten des Modifikators bleiben die Leuchtdichtekomponenten ungeändert, wenn am Ende wieder dasselbe System benutzt wird, z. B. Bild 19f PAL in PAL. Bei der Wandlung in ein anderes System, z. B. PAL/NTSC (Bild 19b) und auch NTSC/PAL werden die Leuchtdichtekomponenten mit modifiziert und es entstehen bei bestimmten Phasenlagen Veränderungen (Auslöschungszonen im „Besen“ und Um-

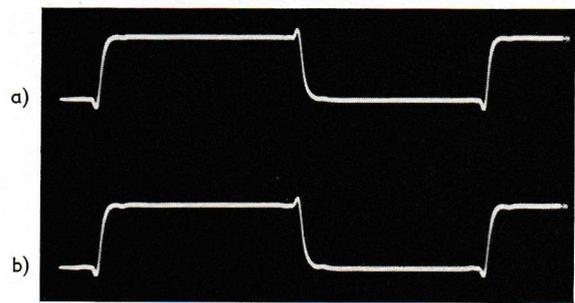
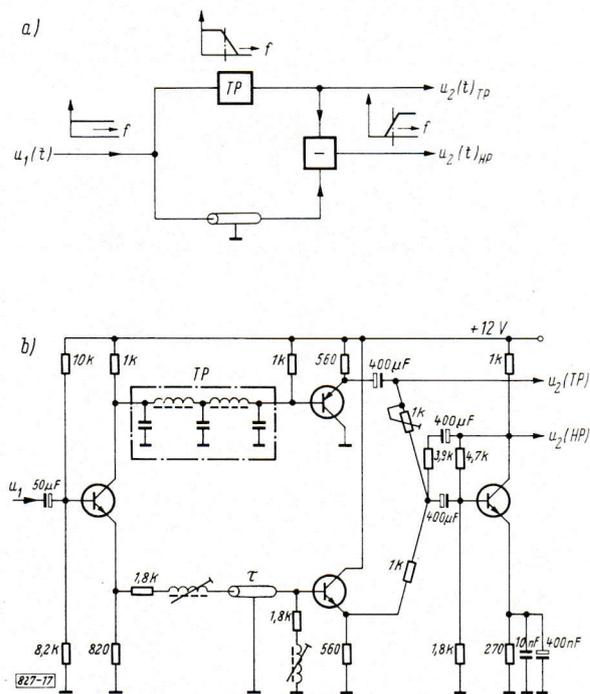
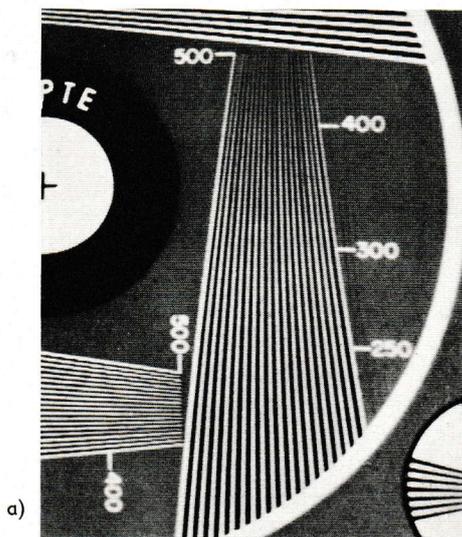
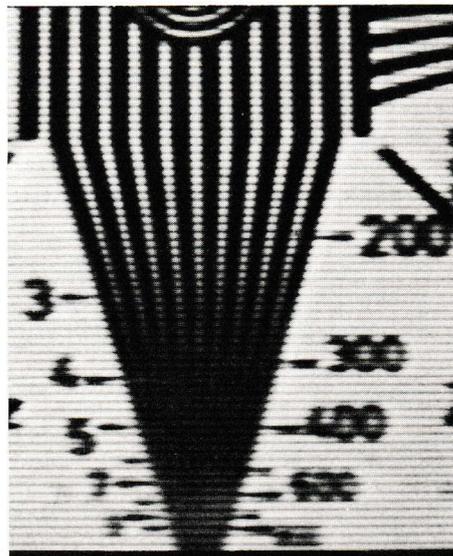


Bild 18: Einschaltvorgang der Schaltung 17b
 a) am Eingang der Signalaufspaltung, nach der Verzögerungsleitung
 b) nach Trennung in TP und HP und Wiedervereinigung

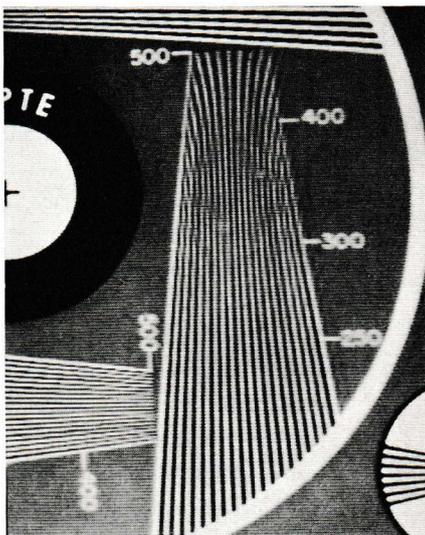
Bild 17: Trennung der Frequenzteilbereiche durch Subtraktion
 a) Prinzipbild, b) ausgeführte Schaltung (Potenzfilter Grad 5)



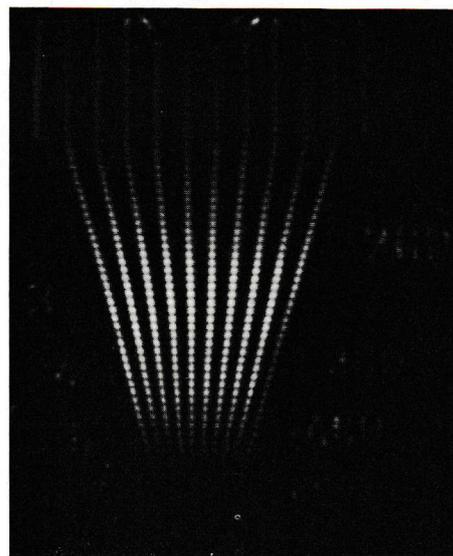
a)



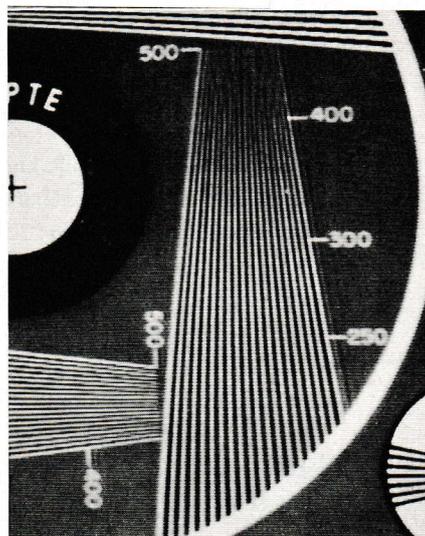
d)



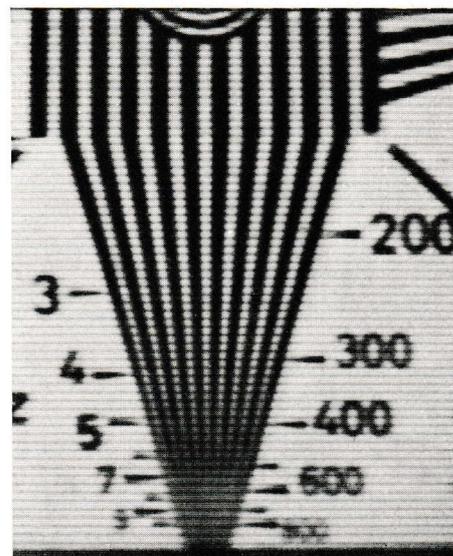
b)



e)



c)



f)

Bild 19: Schwarz-Weiß-Testbild bei Transcodierung

- a) Normalwiedergabe, ohne Transcoder
- b) Transcodierung PAL/NTSC
- c) Doppelte Transcodierung PAL/NTSC/PAL

- d) Transcodierung (Entzerrung) PAL/PAL; Farbkanal des Entzerrers abgeschaltet
- e) Entzerrung PAL/PAL; Leuchtdichtesignal nur aus dem Farbkanal
- f) Entzerrung PAL/PAL, Farbkanal eingeschaltet

kehrung der Polarität). Trotzdem ist auch bei diesen transcodierten Bildern ein Schärfeverlust im normalen Schwarz-Weiß-Empfänger aus vernünftigem Betrachtungsabstand nicht merkbar, während das TP-System allein eine merkliche Schärfeverminderung bringt. Die zweimalige Modifikation, z. B. PAL/NTSC und nachfolgend NTSC/PAL, gibt keine Interferenzeffekte und daher auch keinen Schärfeverlust, wenn alle Bandbreiten in Ordnung sind (vgl. auch Bild 19c)³.

Bei Frequenzversatz muß die Leuchtdichte vorher aus dem Farbkanal entfernt werden, und es ist auch wünschenswert, die primäre Farbinformation im Leuchtdichtekanal zu beseitigen. Wenn dies gelingt, dann kann auch eine Demodulation des Farbsignals und anschließende Neumodulation mit beliebiger Farbträgerfrequenz in einem beliebigen System erfolgen, ohne daß das Farbbild am Ende an Schärfe verliert und ohne daß das kompatible Bild leidet. Die Entfernung der Leuchtdichtekomponenten vor der Demodulation bringt in jedem Fall eine Beseitigung des sogenannten „Cross-Color“ (Übersprechen der Leuchtdichte in der Farbe).

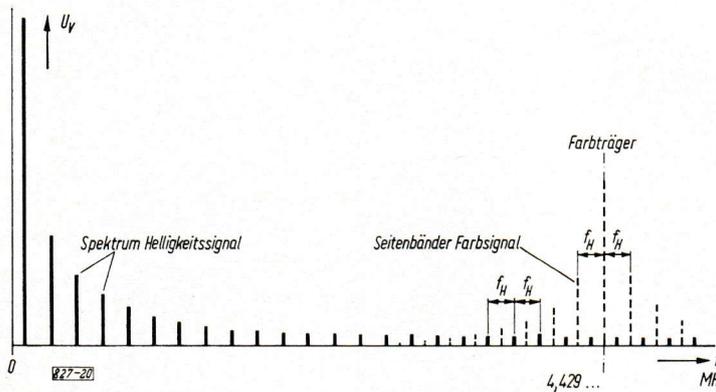


Bild 20: Versachtelung der Spektren von Leuchtdichtesignal Y' und Farbsignal F bei Halbzeilenoffset (Theorie von Mertz und Gray)

Für die damit zusammenhängenden Überlegungen ist es außerordentlich wichtig, sich über die Lage der Komponenten im Spektrum des FBAS-Signals Klarheit zu verschaffen. Die Theorie von Mertz und Gray [10] [11] [12] gibt Aufschluß über das Spektralverhalten eines Fernsehsignals. Das Spektrum des Schwarz-Weiß-Signals besteht danach aus diskreten Spektrallinien im Abstand f_H . Dies gilt auch für die Farbdifferenzsignale und damit für das Spektrum des Farbsignals. Beim NTSC-Halbzeilenoffset wird der Farbträger so gewählt, daß er mitten in die Lücke zwischen zwei Y' -Linien kommt, damit liegen dann alle Seitenfrequenzen ebenfalls in solchen Lücken (Bild 20). Prinzipiell können mit geeigneten Kammfiltern (combfilter), Filter mit sich abwechselnden Sperr- und Durchlaßstellen, die beiden Signale voneinander getrennt werden.

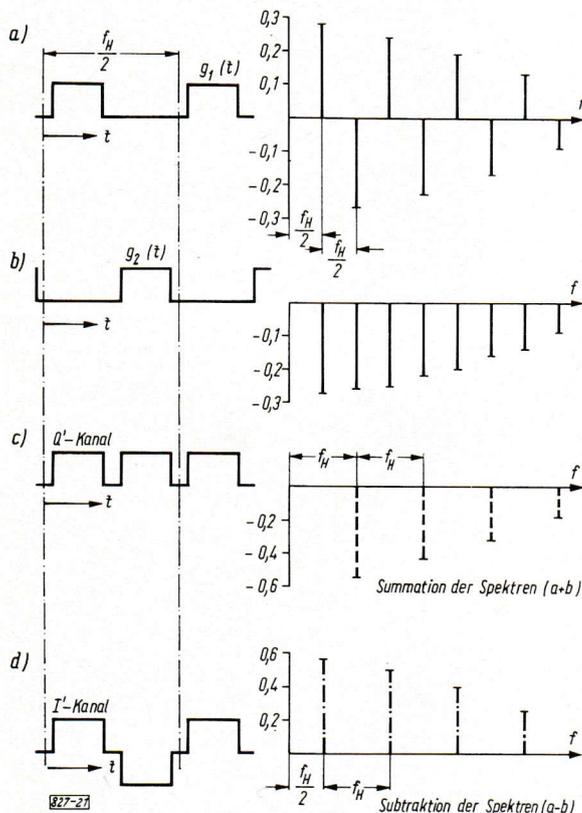


Bild 21: Ableitung des Frequenzspektrums bei PAL-Übertragung einer einfachen Farbfläche (Magenta)

- a) Hilfsfunktion $g_1(t)$ und dazugehöriges Spektrum
- b) Hilfsfunktion $g_2(t)$ und dazugehöriges Spektrum
- c) Summe von a) und b)
- d) Differenz von a) und b)

Sowohl das Spektrum des PAL-Farbsignals als auch seine Lage innerhalb des Leuchtdichtespektrums weicht von dem bei NTSC ab. Dazu zunächst eine einfache Überlegung: Angenommen sei die Übertragung einer einfarbigen Fläche, bei der z. B. die I' -Komponente und die Q' -Komponente von gleicher Größe sind (z. B. Purpur). Zwei Hilfsfunktionen $g_1(t)$ (Bild 21 a) und $g_2(t)$ (Bild 21 b) werden benutzt. Addiert ergeben sie die Modulationsspannungen

³) Diese Bilder sind noch mit einem älteren Transcoder aufgenommen, bei dem der TP und der HP vom Grad 5 einzeln enthalten waren.

des Q' -Kanals (periodisch mit f_H) und subtrahiert die Modulationsspannung des I' -Kanals (periodisch mit $f_H/2$). Die Fourier-Analyse von $g_1(t)$ und $g_2(t)$ liefert:

$$g_1(t) = a_0 + a_1 \cos \frac{\omega_H}{2} t - a_2 \cos 2 \frac{\omega_H}{2} t + a_3 \cos 3 \frac{\omega_H}{2} t - a_4 \cos 4 \frac{\omega_H}{2} t \pm \dots$$

$$g_2(t) = a_0 + a_1 \cos \left(\frac{\omega_H}{2} t + \pi \right) - a_2 \cos 2 \left(\frac{\omega_H}{2} t + \pi \right) + a_3 \cos 3 \left(\frac{\omega_H}{2} t + \pi \right) - a_4 \cos 4 \left(\frac{\omega_H}{2} t + \pi \right) \pm \dots$$

$$= a_0 - a_1 \cos \frac{\omega_H}{2} t - a_2 \cos 2 \frac{\omega_H}{2} t - a_3 \cos 3 \frac{\omega_H}{2} t - a_4 \cos 4 \frac{\omega_H}{2} t - \dots$$

$$g_{(Q')} = g_1(t) + g_2(t) = 2 [a_0 - a_2 \cos \omega_H t - a_4 \cos 2 \omega_H t - \dots]$$

$$g_{(I')} = g_1(t) - g_2(t) = 2 \left[a_1 \cos \frac{\omega_H}{2} t + a_3 \cos 3 \frac{\omega_H}{2} t + \dots \right]$$

Bild 21 c zeigt das Spektrum des Q' -Kanals, Bild 21 d das des I' -Kanals. Für das Farbsignal entstehen doppelt so viele Spektrallinien wie bei NTSC. Wählen wir hier den Halbzeilenoffset, dann liegen die I' -Linien auf den Y' -Linien (Bild 22 a). Da im PAL-Empfänger das I' -Signal von Zeile zu Zeile umgepolt wird, werden auch die Y' -Anteile umgepolt und somit stark kompensiert. Beim Viertelzeilenoffset für PAL werden die Farbspektrallinien um $1/4 f_H$ gegen die Y' -Spektrallinien verschoben, und es entsteht Bild 22 b. Im Abstand von $1/4 f_H$ findet sich jetzt links und rechts von jeder Y' -Spektrallinie eine Farblinie. Eine Vermischung von Y' - und Farblinien findet nicht statt. Das waren ursprünglich die Gründe für die Wahl des Viertelzeilenoffsets für PAL. Durch den für gute Kompatibilität noch zusätzlich erforderlichen 25 Hz ($f_V/2$)-Versatz verschiebt sich das Farbspektrum um diese 25 Hz kaum merkbar gegen das feststehende Leuchtdichtespektrum.

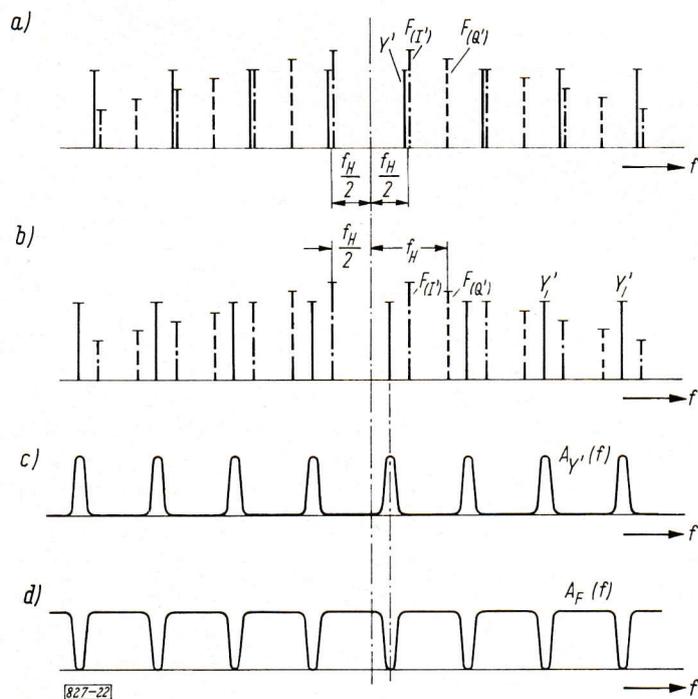


Bild 22: Lage des Y' und des Farbspektrums zueinander bei PAL und Prinzip der Trennung mittels Kammfilter

- Halbzeilen-Offset
- Viertelzeilen-Offset
- Kammfilterfrequenzgang, Abtrennung der Leuchtdichte Y' bei b)
- Kammfilterfrequenzgang, Abtrennung der Farbe bei b)

8. Anwendung von Kammfiltern für die Trennung von Spektren

Eine Trennung der verkämmten Spektren ist mit einem Kammfilter möglich. Es arbeitet nach folgendem Grundprinzip: Wird eine Schwingung gemäß der Laufzeit τ um eine Zahl von Perioden ohne Spannungsverlust verzögert und zur unverzögerten Spannung summiert, so ist die Summe groß, wenn für beide Schwingungen Phasengleichheit, und klein, wenn für beide 180° Phasenunterschied besteht. In Abhängigkeit von der Frequenz entstehen also im Abstand $1/\tau$ Sperrstellen, die sich mit Durchlaßstellen ablösen. Wird subtrahiert, so vertauschen sich die Durchlaß- und Sperrfrequenzen. Der PAL-Laufzeitdemodulator (Bild 23) arbeitet wie zwei Kammfilter, von denen das eine nur den Q' -Anteil der Farbmodulation durchläßt, das andere den I' -Anteil.

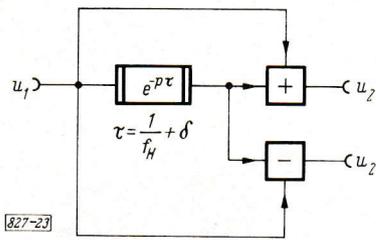


Bild 23: PAL-Laufzeitdemodulator als Kammfilter zur Trennung von I' und Q'

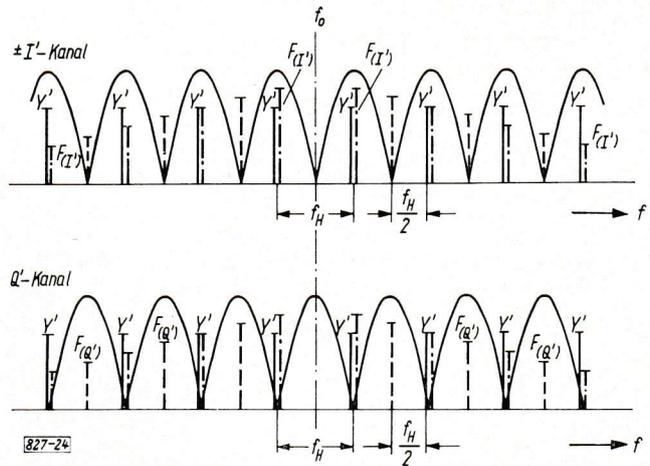


Bild 24: Trennung von Leuchtdichte Y' und Farbsignal ($F_{I'}$ und $F_{Q'}$) durch Kammfilter bei Halbzeilen-Offset und PAL

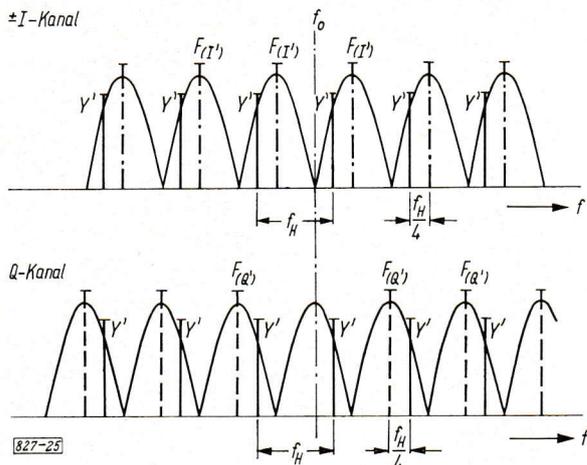


Bild 25: Trennung von Leuchtdichte Y' und Farbsignal ($F_{I'}$ und $F_{Q'}$) bei Viertelzeilen-Offset und PAL

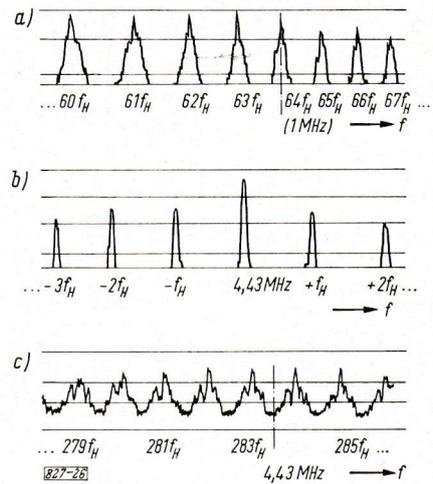


Bild 26: Spektralanalyse eines Farbsignals
 a) Helligkeitsspektrum um 1 MHz
 b) Farbspektrum um 4,43 MHz
 c) Helligkeitsspektrum um 4,43 MHz

Wegen des Farbträgeroffsets, der ein nichtganzzahliges Verhältnis der Farbträgerperioden je Zeile verlangt, muß die Laufzeit der Verzögerungsleitung τ geringfügig von der Dauer einer Zeile abweichen. Dies entspricht beim NTSC-Halbzeilenoffset einer halben Farbträgerperiode und beim PAL-Viertelzeilenoffset etwa einer Viertelperiode. Zwischen τ und f_H bei gegebenem Offset gilt die Beziehung

$$\frac{n}{\tau} = f_H (n - \varepsilon) \quad \begin{array}{l} \varepsilon = 1/2 \text{ bei NTSC} \\ \varepsilon = 1/4 \text{ bei PAL} \end{array} \quad \text{mit } n = 284. \quad (17)$$

Der Kammabstand ist daher nicht genau f_H , sondern

$$1/\tau = f_H (1 - \varepsilon/n), \quad (18)$$

d. h., er ist bei NTSC um etwa $1,2\text{‰}$ und bei PAL um etwa $0,6\text{‰}$ abweichend gegen den Abstand der Spektrallinien. Bei einem Seitenband von z. B. 160 kHz Abstand von f_0 wird daraus der zehnfache Wert, also etwa $0,6\text{‰}$ bei PAL.

Im Subtraktionszweig von Bild 23 wird die Ausgangsspannung $u_2 = u_1 - u_{1\tau}$ durch Einregeln von τ bei $f = f_0$ gleich Null gemacht, also

$$\left| \frac{u_2}{u_1} \right| = 0 \quad \text{für } f = f_0.$$

Dann ist mit dem Übertragungsfaktor einer idealen Verzögerungsleitung $e^{-p\tau}$ [9] die Durchlaßkurve für den Differenzkanal: (Nullstelle für f_0)

$$\left| \frac{u_2(-)}{u_1} \right|_{p=j\omega} = \left| 1 - e^{-p\tau} \right| = 2 \left| \sin \frac{\omega \tau}{2} \right|. \quad (19)$$

Entsprechend wird bei gleicher Einstellung von τ für den Summenkanal (Maximum für f_0)

$$\left| \frac{u_2(+)}{u_1} \right|_{p=j\omega} = \left| 1 + e^{-p\tau} \right| = 2 \left| \cos \frac{\omega \tau}{2} \right|. \quad (20)$$

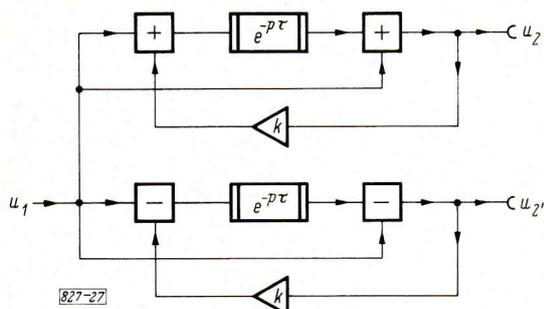


Bild 27: PAL-Demodulator als Kammfilter mit zwei Laufzeitleitungen und vergrößertem Sperrbereich

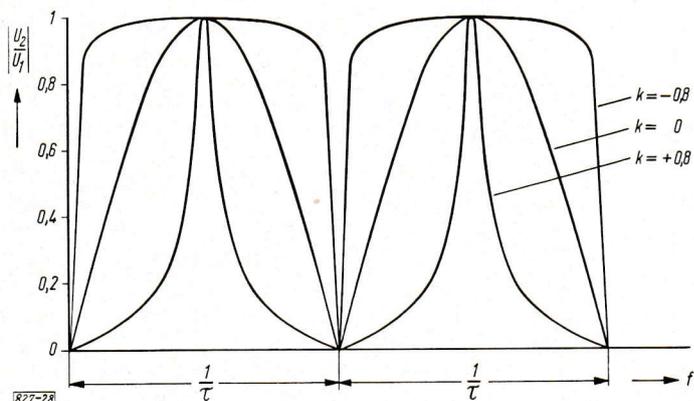


Bild 28: Filterkurven für Anordnung Bild 26 und verschiedene Parameter k

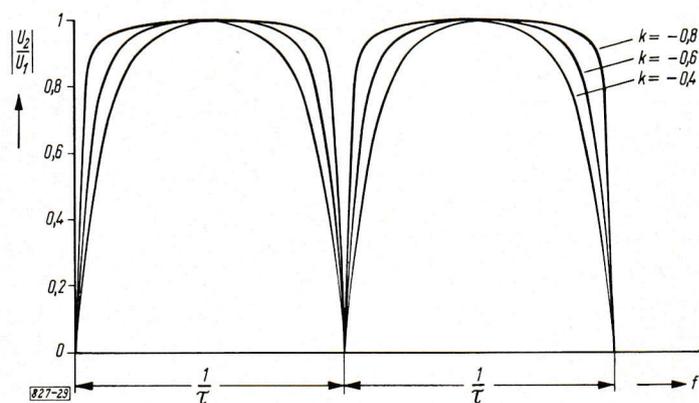


Bild 29: Filterkurven für Bild 26, negatives k

Die Sperr- und Durchlaßstellen wiederholen sich, wie anschaulich abgeleitet, im Frequenzabstand von $1/\tau$, die beiden Frequenzgänge sind um $0,5/\tau$ verschoben (Bilder 22 c und 22 d).

Ein solches Filter vor den Farbkanal von NTSC gesetzt (Bild 24), trennt theoretisch die Leuchtdichte von der Farbe ab, praktisch allerdings nur unvollkommen. Im PAL-Demodulator entfernt es bei Halbzeilenoffset die Leuchtdichtekomponenten im Q' -Kanal und, da die Umpolung der I' -Komponente die Leuchtdichteinformation in diesem Kanal sowieso praktisch unsichtbar macht, werden bei PAL_{DL} etwa 6 dB weniger „Cross-Color“ als bei NTSC hervorgehoben. Damit wird es aus dem normalen Betrachtungsabstand unsichtbar. Bild 25 zeigt die entsprechende Situation für PAL mit Viertelzeilenoffset.

Umfangreiche Messungen [13] an Farbdias zeigen, daß bei den niedrigeren Videofrequenzen bis etwa 1 MHz und damit auch für das Farbspektrum die Spektrallinien durchaus in Übereinstimmung mit Mertz und Gray als scharfe Linien auftreten (Bild 26 a als Videospektrum, Bild 26 b als Farbträgerspektrum nach NTSC moduliert). Dagegen tritt für die Leuchtdichte im Farbträgergebiet eine Verwischung auf, und die Leuchtdichtespektren sind nicht mehr ausgeprägt (Bild 26 c). Diese Tatsache, wie auch die Verwischung durch die Verschiebung der Seitenbandspektren bei PAL, lassen den Wunsch nach schärferen Kammfiltern für den PAL-Demodulator und die Farbabsplattung im Transcoder entstehen.

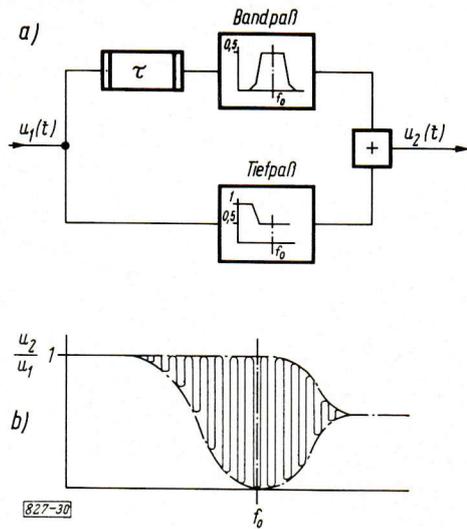


Bild 30: Kammfilter zur Unterdrückung des Leuchtdichte-signals Y'
a) Prinzipschema, b) Durchlaßkurve zu a)

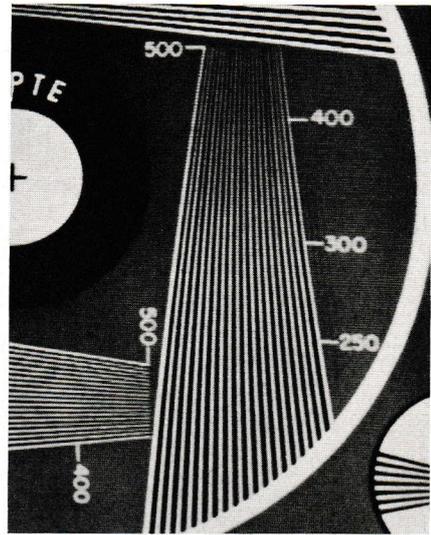


Bild 32: Testbildfoto, Filter nach Bild 30 im Signalweg

Wird in dem Kammfilter Bild 23 eine Rückführung der Energie vom Ausgang auf den Eingang derart vorgenommen, daß im Gebiet der Maxima eine Mitkopplung und im Gebiet der Sperrstellen eine Gegenkopplung entsteht (Bild 27), so werden breitere Sperr- und schmalere Durchlaßbereiche erzielt. Im Differenzkanal von Bild 27 entsteht so

$$u_2 = u_1 - (u_1 + ku_2) e^{-p\tau}$$

$$\left| \frac{u_2(-)}{u_1} \right| = \left| \frac{1 - e^{-p\tau}}{1 + ke^{-p\tau}} \right|_{p=j\omega} = \sqrt{\frac{2 - 2 \cos \omega \tau}{1 + k^2 + 2k \cos \omega \tau}}, \quad (21)$$

der wieder für f_0 auf Null einstellbar ist.

Für den Summenkanal ist eine zweite Laufzeitleitung nötig:

$$\left| \frac{u_2(+)}{u_1} \right| = \left| \frac{1 + e^{-p\tau}}{1 - ke^{-p\tau}} \right|_{p=j\omega} = \sqrt{\frac{2 + 2 \cos \omega \tau}{1 + k^2 - 2k \cos \omega \tau}}. \quad (22)$$

In Bild 28 ist für $k = +0,8$ der Verlauf eines Frequenzganges eingezeichnet. Für $k = 0$ ergeben sich die Sinushalbbögen von Gl. (19) und Gl. (20). Mit solchen Filtern läßt sich die Leuchtdichteinformation fast restlos aus dem Farbkanal entfernen. Für die Entfernung der Farbinformation aus der Leuchtdichte wird ein Filter mit schmalen Sperrstellen benötigt und breitem Durchlaßbereich. Das wird erreicht, wenn in Gl. (21) k durch $(-k)$ ersetzt wird, und entsprechend im Schaltbild. Auch eine solche

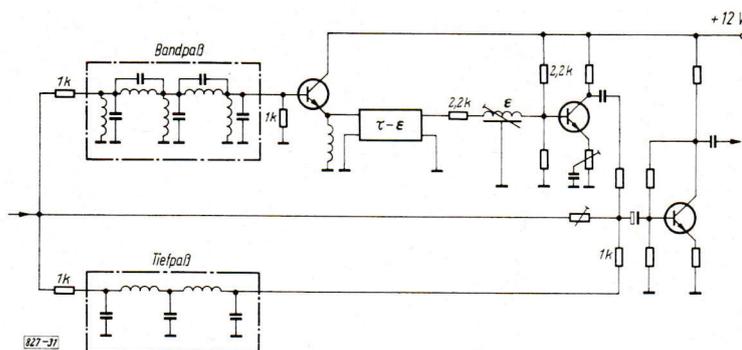


Bild 31: Schaltung zu Bild 30

Kurve ist in Bild 28 eingezeichnet, $k = -0,8$. In Bild 29 findet sich dann noch eine Reihe von verschiedenen Durchlaßkurven mit unterschiedlichem $(-k)$. Die schmalen Bereiche werden immer mit τ auf den Farbträgeroffset eingeregelt, wandern also auch mit den Farbspektren, wenn diese sich verschieben. Sie erfüllen die gestellte Bedingung, die Farbe aus dem kombinierten Signal abzutrennen, befriedigend.

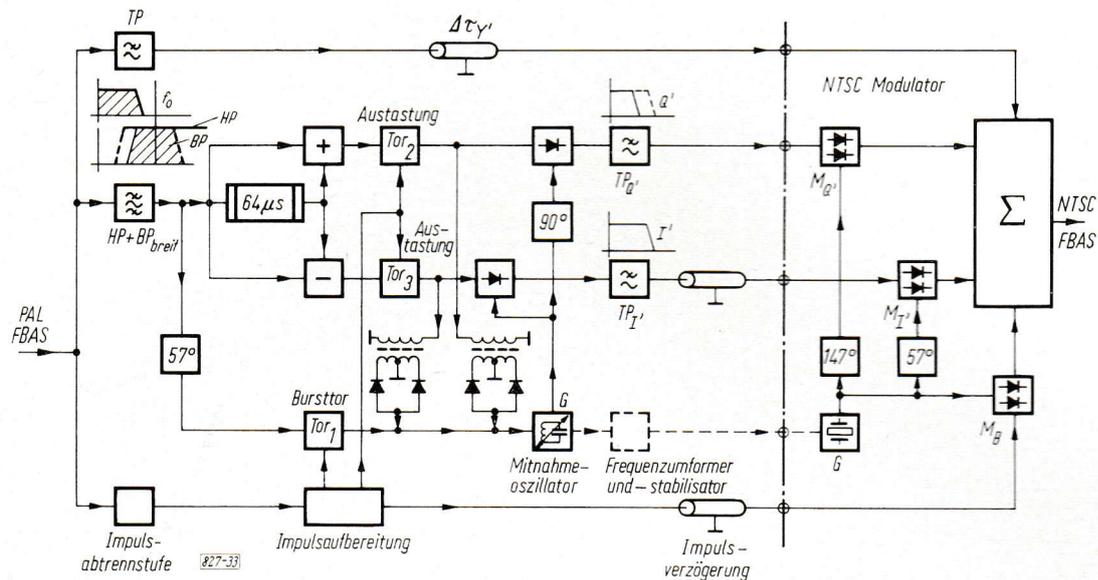


Bild 33: Blockschaltung eines Transcoders mit Demodulation nach PAL_{Neu}, Modulation am Ausgang nach beliebigem System

Bild 30a erläutert das Prinzipschema des Kammfilters nach Gl. (20) in einem Leuchtdichtekanal zur Unterdrückung der Farbinformation und Bild 30b zeigt die zugehörige Durchlaßkurve schematisiert. In Bild 31 ist ein Auszug einer ausgeführten Schaltung dargestellt und Bild 32 zeigt eine Schirmbildaufnahme eines Testbildes über dieses Filter.

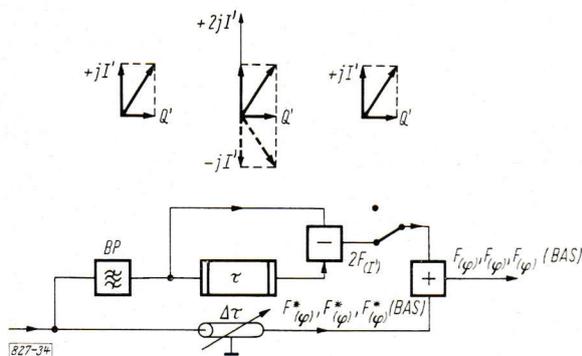


Bild 34: Transcoder PAL/NTSC ohne Fehlerkompensation und ohne Aufspaltung des Signals im Farb- und Leuchtdichtekanal

Eine Schaltung für die Demodulation und Neu- modulation, z. B. von PAL in NTSC, mit TP und BP für Leuchtdichte zeigt Bild 33 im Prinzip. Diese Schaltung läßt sich umstellen auf Kammfilter in beiden Zweigen. Die Grenzen der Kammfilter im Leuchtdichtekanal sind in erster Linie durch die Mittelwertbildung zwischen zwei Zeilen gegeben. Mehr als einmal läßt sich in einem Übertragungs- kanal ein Kammfilter in den Leuchtdichtekanal ohne Schärfeverlust in der Vertikalen nicht einfügen. Es muß daher, um eine Mittelung der für die Vertikalauflösung wichtigen tiefen Frequenzen zu vermeiden, auch immer darauf geachtet werden, daß es nur in dem Bereich wirksam ist, in dem die Farbkomponenten entfernt werden sollen.

9. Wandler (PAL/NTSC) ohne Phasenfehlerkorrektur

Für eine Beobachtung der Fehler einer Strecke kann es wünschenswert sein, eine Umsetzung eines PAL-Signals in NTSC durchzuführen, ohne daß von der Fehlerkompensation Gebrauch gemacht wird. Dann kann neben einem kompensierenden PAL-Empfänger gezeigt werden, wie ein NTSC-Signal bei den vorliegenden Verzerrungen verfälscht werden würde. Ein solcher Transcoder kann z. B. auf folgende Weise realisiert werden. Dem normalen „Laufzeitdemodulator“ wird der I' -Träger entnommen und benutzt, um in den F^* -Zeilen mit der $-j I'$ -Modulation, ohne Beeinflussung von Q' , die I' -Komponenten in $+j I'$ umzuwandeln. Das geschieht durch phasenrichtige Addition von $+2 F_{T'}$ zum kompletten FBAS-Signal. Aus $F^*_{(\varphi)}$ wird $F_{(\varphi)}$. Mit einem elektronischen Schalter, der $+2 F_{T'}$ nur in den F^* -Zeilen einschaltet, kann die NTSC-Modulation $F_{(\varphi)}$, $F_{(\varphi)}$, ... gewonnen werden (Bild 34). Bei diesem Transcoder wird die Farbinformation nicht aus dem Helligkeitssignal abgetrennt, es werden also auch keine Filter im Leuchtdichtekanal eingesetzt. Das $F_{T'}$ -Signal wird möglichst in einem schmalbandigen Kammfilter gewonnen und durch phasenrichtiges Zusetzen in das kombinierte Signal allein I' gewandelt.

Die korrekte, phasenrichtige Addition ist bei den äußeren Seitenbändern nicht ganz einfach, aber lösbar. Ein solcher Transcoder wurde realisiert.

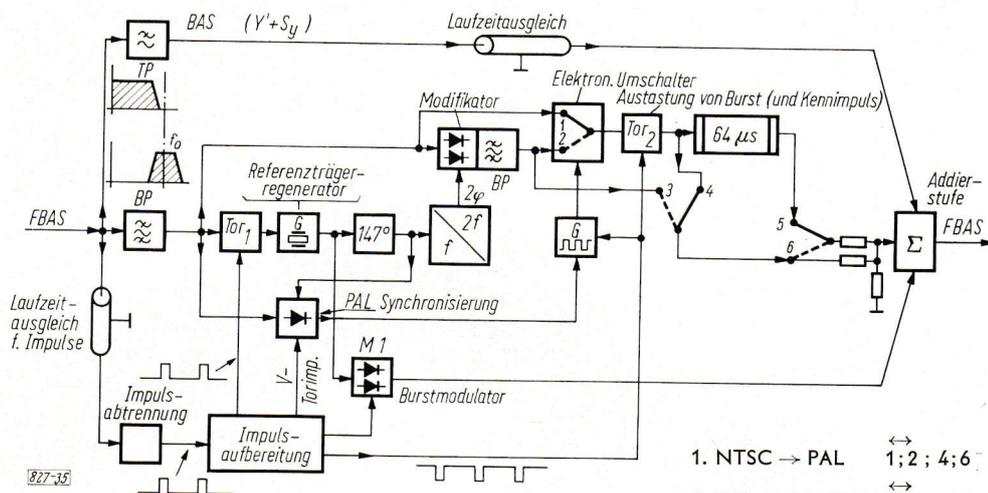


Bild 35: Blockschaltung eines Transcoders nach Abschn. 3

- | | | |
|----------------|------------|--|
| 1. NTSC → PAL | 1; 2; 4; 6 | $F(+\varphi), F(-\varphi), F(+\varphi), \dots$ |
| 2. PAL → NTSCs | 1; 2; 4; 6 | $F(+\varphi), F(-\varphi), F(+\varphi), \dots$ |
| 3. PAL → NTSC | 1; 2; 4; 5 | $(F, F, F, \dots) \cos \varphi$ |
| 4. PAL → PAL | 1; 3; 5 | $(F^*, F, F^* \dots) \cos \varphi$ |

10. Ein ausgeführter Universaltranscoder nach der Methode Abschnitt 3

Mehrere Transcoder mit Korrektur der Phasenfehler, auch solche, die hier nicht beschrieben wurden, konnten realisiert werden. Da bei den bisherigen Versuchen fast immer die Offsetbedingungen für die Farbnorm, die am Ende ausgestrahlt werden sollte, am Coder eingestellt werden konnte, war es bis jetzt nicht erforderlich, einen Frequenzversatz durchzuführen. Dann ist der Universaltranscoder nach Abschnitt 3 am einfachsten zu realisieren. Ein ausführliches Blockschema einer volltransistorisierten Anlage zeigt Bild 35, während Bild 36a und Bild 36b die wichtigsten Teile der Transcoderschaltung bringen.

Im Blockschema fällt ein Burstmodulator auf. Er ist notwendig, weil bei der Transcodierung von NTSC/PAL und PAL/NTSC der Burst mitmodifiziert wird, er wird genau wie ein Signal behandelt. Wären beide Systeme für einen Burst in der $-Q'$ -Achse vorgesehen, dann würde ein solcher Burst von der Modifikation nicht beeinflusst werden. Da er aber nach der heutigen Festlegung 33° gegen die $-Q'$ -Achse verschoben ist und bei der Umsetzung von NTSC auf PAL gespiegelt wird, so bedeutet dies, daß er dann von Zeile zu Zeile um 66° in der Phase geschaltet wird. Ein solcher Burst kann zwar nach einer neu vorgeschlagenen Methode [6] für die Synchronisierung der PAL-Umschaltung benutzt werden und hat dann den Vorteil, auch bei der Vertauschung von F und F^* in der Signalreihe automatisch mitzuwechseln. Der heutige Burst muß vor der Modifikation ausgetastet und am Ende in der richtigen Phasenlage neu zugesetzt werden. Nur so ist eine absolute Übereinstimmung der Farbtöne eines einwandfrei ankommenden NTSC-Signals und eines auf PAL verzerrt ankommenden und auf NTSC umgesetzten fehlerkompensierten Signals ohne Bedienung des Farbtoneknopfes im NTSC-Empfänger gesichert. Die Austastung während der horizontalen Austastflücke sichert eine später störfreie Austastschulter und befreit den S-Impuls von etwaigen Störungen, die durch die Umschaltflanke des elektronischen Schalters entstehen können. Der örtliche Burstimpuls wird aus dem S-Signal

Bild 36 a) und b): Transcoder nach Bild 35

Darstellung nur der zur Signalumsetzung wichtigsten Schaltungsteile

Helligkeits-(Y')-Kanal T1...T5 mit Austastung (T3) und Unterdrückung der Farbinformation im Tiefpaß. In T6 Addition des Y'-Anteils und der auf anderem Wege dorthin geführten Farbinformation. Unterdrückung von Y' im Farbkanal durch Hochpaß zwischen T7 und T8. Hinter T9 Aufspaltung des Farbkanals in einen direkten Weg (T11, T12) mit Laufzeitgleichung durch Filter, und den Modifikator (T10...T18). Zusammenführung beider Wege über elektronischen Schalter (T13, T19, $2 \times O A 160$) an T14. Folgend auf T20 (Verstärker) und Treiber T21 die Laufzeitaufspaltung mit Wahlschalter am Ausgang. Nach Entfernen von „altem“ Burst (und „altem“ PAL-Kennimpuls) durch zeilen- und bildfrequente Austastung in T25 und T26 Addition von „neuem“ Burst und „neuem“ PAL-Kennimpuls auf Farbsignal in T23.

Hilfsstufen: T27, T28 Verdoppelung der Farbhilfssträgerfrequenz zum Modifikatorbetrieb. Antrieb des elektronischen Umschalters (T13, T19, $2 \times O A 160$) am Eingang von T13 durch Multivibrator (T31, T32), der von H-Impulsen getriggert und von PAL-Kennimpulsen auf richtige Schaltphase gesteuert wird. T29 ist Referenzträgertreiber des Klemm-Demodulators zur Kennimpulsdemodulation und T30 Kennimpulsverstärker hinter mit V-Impulsen aufgetastetem Diodentor.

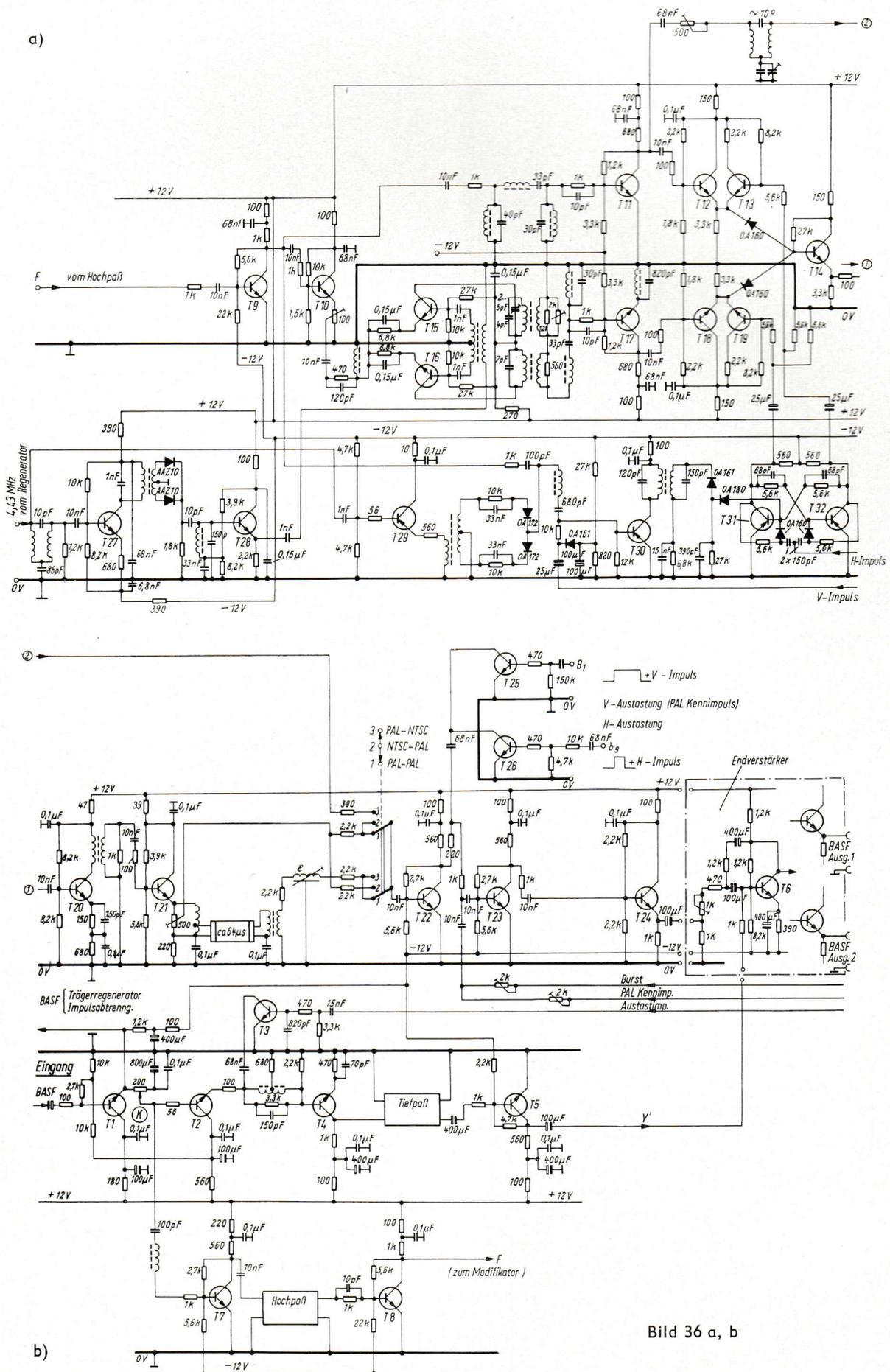
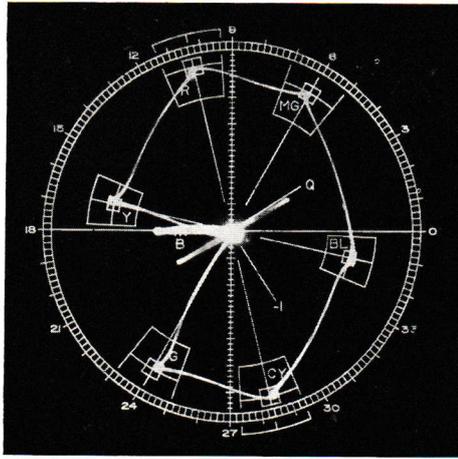
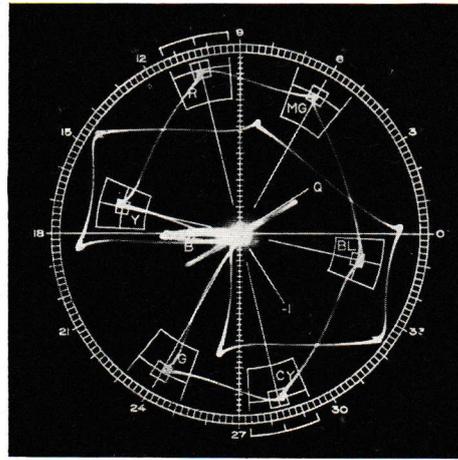


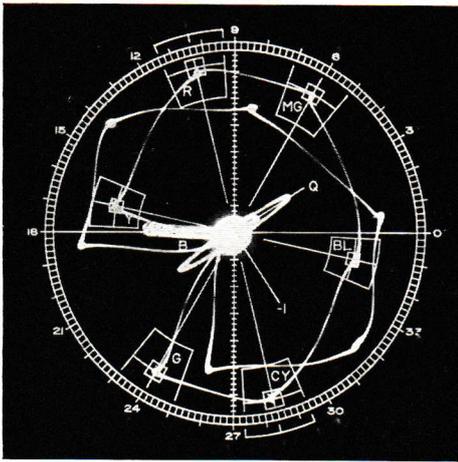
Bild 36 a, b



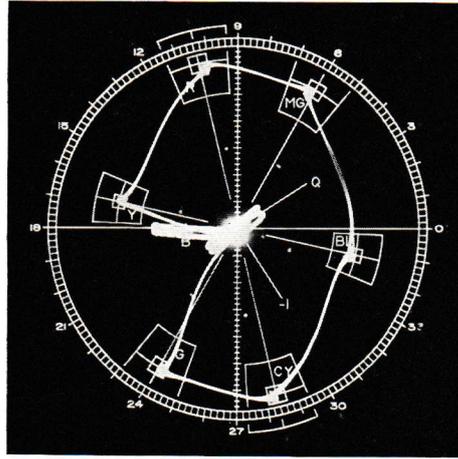
a) NTSC (ohne Transcodierung)



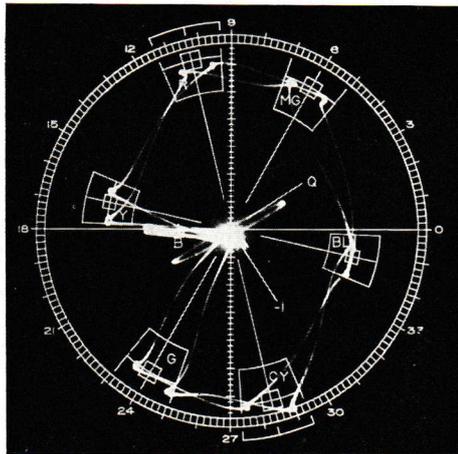
b) PAL (ohne Transcodierung)



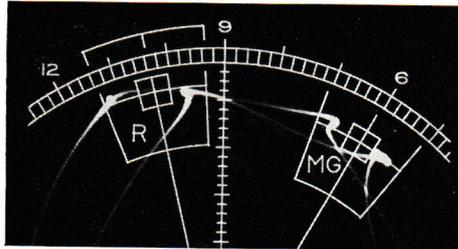
c) PAL aus NTSC



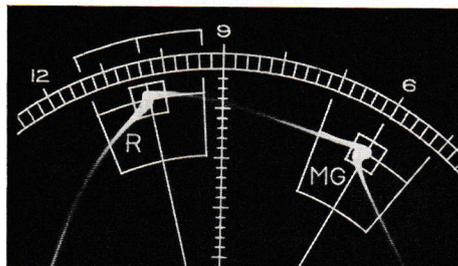
d) NTSC aus PAL



e) NTSC aus PAL mit Phasenfehler, ohne Laufzeitleitung



f) Ausschnitt aus e)



g) Ergebnis der Mittellung bei f)

Bild 37: Transcodierung NTSC/PAL und PAL/NTSC

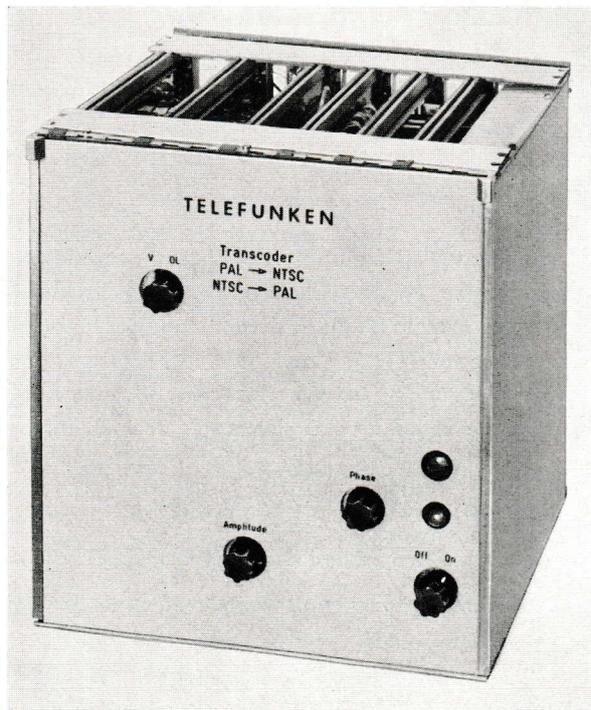


Bild 38: Ansicht eines Muster-Transcoders nach Bild 35

ausgestrahlt. Das erleichtert die Transcodierung. Die im Blockschaltbild eingezeichneten Bausteine für die Austastung oder Einblendung der Kennimpulse können eingespart werden.

Literatur

- [1] W. Bruch: Farbfernsehsysteme — Überblick über das NTSC-, SECAM- und PAL-System. *Telefunken-Zeitung* 36 (1963) H. 1/2, S. 70...88.
- [2] W. Bruch: Das PAL-Farbfernsehsystem. Grundlagen der Modulation und Demodulation. *Nachrichtentechn. Z.* 17 (1964) H. 3, S. 109...121.
- [3] W. Bruch: Wahl eines Präzisionsoffsets für den Farbhilfsträger im PAL-Farbfernsehsystem. *Telefunken-Zeitung* 36 (1963) H. 1/2, S. 89...99.
- [4] B. D. Loughlin: Processing of the NTSC color signal for one-gun sequential colour display. *Proc. IRE* 42 (1954) Nr.1, S. 299...308.
- [5] Diskussionsbeitrag EBU-Meeting, Hannover, Februar 1963.
- [6] W. Bruch: Neue Methoden der Referenzträgersynchronisierung im PAL-Farbfernsehempfänger. *Telefunken-Zeitung* 37 (1964) H. 2, S. 100...115.
- [7] Doc. 97, CCIR Plenary Assembly, Los Angeles 1959.
- [8] Henderson, Katuz: Transient response of conventional filters. *IRE Trans. on circuit theory* (Dezember 1958) S. 334...342.
- [9] G. L. Trendell (RCA): Frequency discriminatory system. US-Patent 2 651 673 vom 20. Sept. 1949.
- [10] P. Mertz und F. Gray: A theory of scanning and its relation to the characteristics of the transmitted signal in telephotography and television. *Bell Syst. Techn. Journal* 13 (1934) S. 464...515.
- [11] H. Köllner: Über die Zerlegung und den Aufbau eines Fernsehbildes. *Telefunken-Zeitung* 19 (1938) Nr. 78 S. 46...59.
- [12] H. Schönfelder: Zur These von Mertz und Gray. *Frequenz* 10 (1956) H. 5, S. 142...147.
- [13] J. B. Chatten, R. G. Clapp und D. G. Fink: Composite video-signals, waveforms and spectra. Kap. 10 in D. G. Fink: *Television Engineering Handbook*. McGraw Hill Book Comp. Inc., 1957.

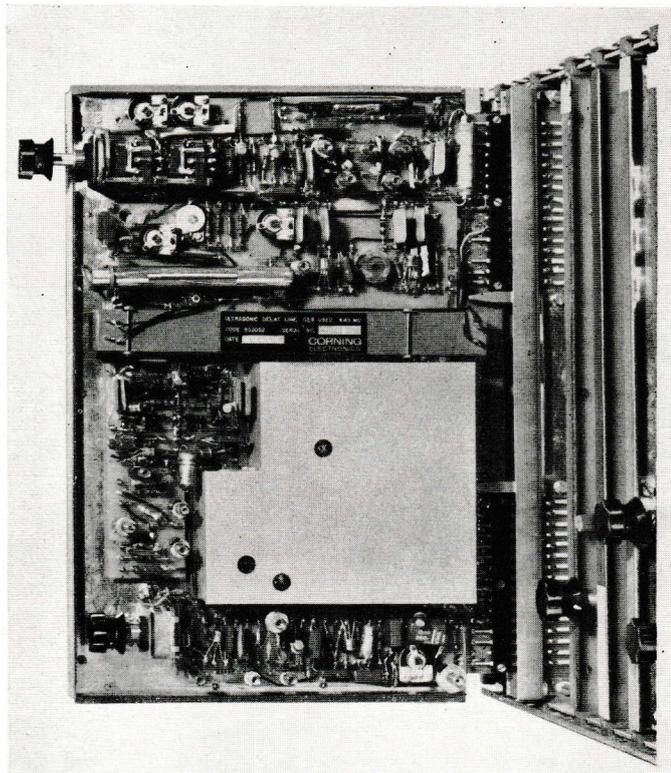


Bild 39: Ansicht des eigentlichen Transcodierungsbausteines (Bild 36) in Einschubtechnik

gesteuert. Dazu wird eine Schaltung aus unseren Codern benutzt, bei der die Burstfolge mit ihrer Unterbrechung während der Vertikalimpulsreihe automatisch aus dem S-Signal entsteht. Der Träger für den Burstmodulator wird einem Trägerregenerator mit Quarz und integrierender Regelung von den ankommenden Farbsynchronimpulsen entnommen. Nach Verdopplung speist er auch den Modifikator.

Eine Impulsabtrennstufe trennt aus dem Videosignal die S-Impulse ab. Aus diesen werden durchlaufende f_H -Impulse für die Steuerung des Umschaltmäanders gewonnen, sowie f_V -Impulse für das Tor, in dem die Kennimpulse für die PAL-Umschalt-synchronisierung ausgeblendet werden. Austastimpulse, Burstimpulse oder Umschaltmäander sind weitere Impulse, die das Impulsgerät, das im Blockschaltbild angedeutet ist, liefert. Bei der Umsetzung von NTSC in PAL müssen im Transcoder die Kennimpulse zugefügt, bei Umsatz von PAL in NTSC sollten sie entfernt werden. Bei den augenblicklichen Versuchsendungen werden die Kennimpulse sowohl bei NTSC als auch bei PAL

Der Mitnahmeoszillator als Trägerregenerator im PAL-Farbfernsehempfänger

Von G. Mahler

1. Einleitung

Im PAL-Farbfernsehempfänger mit Verzögerungsleitung steht zusätzlich zum Burst während der Zeile ein Signal (Farbsignal) zur Verfügung, das synchron und bis auf eine auf dem Übertragungsweg entstandene Störphasenmodulation auch phasenstarr zum Farbhilfsträger des Senders ist. Nach Verdopplung der Frequenz gewinnt man daraus ein Referenzsignal für den Trägerregenerator [1] [2]. Dabei ist dieses Referenzsignal amplitudenmoduliert entsprechend den verschiedenen Farbsättigungen in den einzelnen Bildteilen. Der Trägerregenerator, der das zusätzliche Referenzsignal verwenden soll, muß also gleichzeitig drei Funktionen haben:

1. Frequenzteilung (1 : 2)
2. Die durch die Frequenzteilung um 180° unbestimmte Phase muß vom Burst eindeutig festgelegt werden.
3. Erzeugung einer von den Amplitudenschwankungen des Referenzträgersignals weitgehend unabhängigen Ausgangsspannung.

Außerdem wird im allgemeinen noch gefordert [1]:

4. Die wirksame Integrationszeit oder die Einstellzeit der Phase gegenüber Phasenschwankungen des Referenzsignals soll so weit zu verkleinern sein, daß der Trägerregenerator einer Störphasenmodulation während der Zeile folgt.

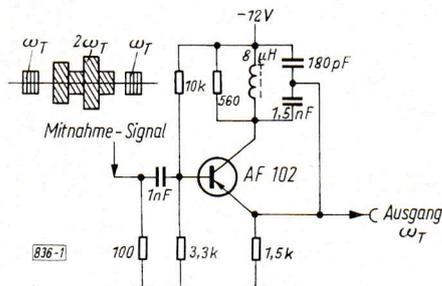


Bild 1: Mitnahmeoszillator für die Trägerregenerierung

Ein Mitnahmeoszillator kann bei richtiger Dimensionierung alle vier Forderungen ausreichend erfüllen. Eine Erleichterung bringt dabei der Umstand, daß das PAL-System eine geringere Anforderung an die Phasengenauigkeit der Trägerregenerierung stellt als das NTSC-System. Schon ein einfacher LC-Oszillator ist dafür geeignet [3]. Bild 1 zeigt die verwendete Oszillatorschaltung. Der Transistor arbeitet in Basisschaltung. Die synchronisierende Spannung wird der Basis zugeführt. Diese Spannung besteht aus dem Burst mit der einfachen Farbrägerfrequenz (ω_T) und aus dem Referenzsignal doppelter Frequenz ($2\omega_T$), das während der Zeile auftritt.

Im vorliegenden Anwendungsfall interessieren nicht nur die Synchronisierungsbedingungen, sondern hauptsächlich das dynamische Verhalten des bereits im Synchronismus befindlichen Oszillators, d. h. sein Verhalten gegenüber einem in Phase und Amplitude veränderlichen oder verrauschten Synchronisierungssignal. Auf Grund von experimentellen Ergebnissen und theoretischen Untersuchungen wurden diese Fragen so weit geklärt, wie es für die Aufstellung von Dimensionierungsregeln für den als Trägerregenerator geeigneten Mitnahmeoszillator notwendig ist. Diese Regeln, die sich aus den Untersuchungen ergeben haben, werden im folgenden Abschnitt zusammengestellt. Anschließend werden einige Experimente beschrieben, die die Einstellzeit der Phase betreffen. Die Untersuchungen selbst sind hier nicht wiedergegeben. Sie zeigen unter anderem, daß man für den zeitlichen Ablauf der Oszillatorphasenbewegungen eine Zeitkonstante annehmen kann, die umgekehrt proportional dem leicht meßbaren Frequenzbereich ω_c der Mitnahme ist. Man kann mit dieser Zeitkonstante auch bei gewöhnlichen nichtlinearen Oszillatoren die Einstellzeit der Oszillatorphase bei Phasenveränderungen des mitnehmenden Signals abschätzen.

2. Die Dimensionierung des Mitnahmeoszillators für den Trägerregenerator

Die Trägerregenerierung stellt besondere Anforderungen an die Dimensionierung des Mitnahmeoszillators, bedingt durch die Forderungen, die die Phase der vom Oszillator abgegebenen Spannung erfüllen muß. Die Dimensionierungsregeln befassen sich mit der Frequenzstabilität, dem Mitnahmebereich, der Bandbreite des Schwingkreises und der Verstärkung und Rückkopplung.

2.1 Frequenzstabilität

Die Frequenz ω_0 des freischwingenden LC-Oszillators soll auf etwa ± 1 kHz genau mit der Farbträgerfrequenz ω_T übereinstimmen. Die sich daraus ergebende Stabilität von $\pm 2 \cdot 10^{-4}$ läßt sich ohne großen Aufwand verwirklichen. Weicht die Oszillatorfrequenz wesentlich mehr ab, dann werden folgende Störungen auftreten:

- a) In Bildteilen, die nur am rechten Rand Farbe enthalten, kann während der Zeit, in der kein Farbsignal zur Synchronisierung vorhanden ist, die Oszillatorphase so weit weglafen, daß beim Einsatz des Farbsignals am rechten Rand ein Umschlag in die Komplementärfarbe (Phase 180°) erfolgt. Ist die Abweichung z. B. etwa 4 kHz, dann könnte die Phase im Ablauf einer ganzen Zeile auf den kritischen Wert von 90° laufen.
- b) Arbeitet der Mitnahmesoszillator nicht genau in der Mitte seines Mitnahmebereiches, dann ist die im eingeschwingenen Zustand auftretende Oszillatorphase φ_∞ abhängig von der Amplitude des Mitnahmesignals. φ_∞ wird am kleinsten in den Bildteilen mit der größten Sättigung. Hat man dafür einen Mitnahmebereich von z. B. 100 kHz (s. Abschn. 2.2), dann wird bei einer Frequenzabweichung von 1 kHz erst bei Bildteilen mit einer Farbsättigung von 1% der maximalen Sättigung (praktisch weiß) eine Phasenabweichung von 45° auftreten.

2.2 Mitnahmebereich

Oszillatoren, die während des Ablaufs der Zeile Phasenschwankungen des Farbträgers innerhalb weniger Mikrosekunden folgen sollen, müssen etwa nachstehende, mit Sinus-Dauerspannung zu messende Mitnahmebereiche erreichen:

- a) Die Burst-Amplitude (bei normaler Burstdauer von 2,3 μ s) muß so groß sein, daß die Meßspannung gleicher Größe eine Mitnahmebreite von etwa $f_{c1} = 600$ bis 700 kHz ergibt. Anderenfalls kann während der Dauer eines Burst die Oszillatorphase nicht mehr so weit gedreht werden, daß eine um 180° umgesprungene Phase wieder im 0° -Bereich synchronisiert wird.
- b) Die Amplitude des Nachsynchronisierungssignals doppelter Frequenz muß in den Bildteilen mit der größten vorkommenden Sättigung so groß sein, daß eine Sinus-Dauerspannung gleicher Größe den Oszillator um etwa $f_{c2} = 100$ bis 200 kHz mitnimmt. Ist die Mitnahmebreite f_{c2} geringer, dann folgt die Oszillatorphase schnellen Phasenänderungen zu träge.

2.3 Bandbreite des Schwingkreises

Die Bandbreite des Schwingkreises des Oszillators soll etwa um den Faktor 6...10 größer als die Mitnahmebreite f_{c2} sein. Das bedeutet bei der Trägerfrequenz $\omega_T \approx 2\pi \cdot 4,4$ MHz, daß die Güte des Schwingkreises im Bereich $Q = 2...7$ liegen soll. Ist das Verhältnis Bandbreite zum Mitnahmebereich kleiner, so kann durch die dann notwendigerweise relativ große Mitnahmespannung leicht eine Reihe von unerwünschten Störeffekten hervorgerufen werden.

2.4 Verstärkung und Rückkopplung

Die bei aufgetrennter Rückkopplungsschleife zu messende Verstärkung v soll mehrfach größer sein als der Kehrwert des Rückkopplungsfaktors k ($kv \gg 1$), um eine ausreichende Schwingsicherheit zu bekommen. Diese ist wichtig, damit der Begrenzungsmechanismus des Oszillators gut ausgeprägt ist und auch bei relativ großer Mitnahmespannung keine störende von der Größe der Mitnahmespannung abhängige Phasendrehung der Oszillatorspannung auftritt oder die Schwingung durch die Fremderregung unterdrückt wird. Dies wird erreicht, wenn die Oszillatorspannung nicht erheblich kleiner als die maximal mögliche (durch die Versorgungsspannung bestimmte) Amplitude ist und wenn bei den Amplituden- und Phasenschwankungen des Mitnahmesignals keine größeren Schwankungen der Oszillatorspannung als etwa $\pm 5\%$ auftreten. Beispielsweise sollte in der Transistorschaltung nach Bild 1 aus diesem Grunde der Parallelwiderstand zur Bedämpfung des Schwingkreises (zur Einstellung der niedrigen Güte) nicht kleiner als 560 Ω sein.

3. Versuche

Die im vorhergehenden Abschnitt gegebenen Dimensionierungsregeln sind aus theoretischen und experimentellen Untersuchungen entstanden, über die in einem folgenden Aufsatz berichtet werden wird. Die hier dargestellten Ergebnisse einiger dieser Experimente sollen vorerst nur zeigen, daß die eingangs gestellten Forderungen nach schneller Mitnahme erfüllt werden können.

Das Blockschaltbild eines Meßaufbaues zeigt Bild 2a. Das mitnehmende Signal, das dem nach Bild 1 aufgebauten Oszillator zugeführt wird, besteht aus einer periodischen Folge von Wellenpaketen (Dauer jeweils $10 \mu\text{s}$) mit Sinusschwingungen der Frequenz ω_s , die abwechselnd die Phase 0° und φ_0 haben. Größe und Länge der Impulse reichen aus, um bis zum Ende der Wellenpakete die Oszillatorphase auf den Wert 0° bzw. φ_0 zu drehen. In den Ruhepausen von ebenfalls $10 \mu\text{s}$ Dauer zwischen den einzelnen Übergangsvorgängen, in denen der Oszillator mit der Frequenz ω_0 frei läuft, ändert dieser seine Phase nicht, da $\omega_s = \omega_0$ eingestellt wurde. Die in der Phase zu untersuchende Oszillatorspannung dient als Schaltspannung für zwei Synchrondemodulatoren. Auf den Eingang des Demodulators 1 wird die durchlaufende Sinusspannung des Meßsenders gegeben ($\cos \varphi$ -Anzeige), der Demodulator 2 erhält diese Spannung über einen 90° -Phasenschieber ($\sin \varphi$ -Anzeige). Die Bandbreite der Demodulatorschaltungen ist so groß, daß die Ausgangsspannungen den Phasenmodulationen der Oszillatorspannung ohne störende Übergangsvorgänge oder Verzögerungen folgen.

Bild 2b zeigt im unteren Teil des Oszillogramms das aus den Wellenpaketen der Dauer von $10 \mu\text{s}$ bestehende Mitnahmesignal, wobei in der beschriebenen Weise die Phase der Sinusspannung in diesen Paketen in bezug auf die durchlaufende Sinusspannung des Meßsenders abwechselnd 0° und $\varphi_0 = 90^\circ$ ist. Im oberen Teil ist der Verlauf von $\cos \varphi$ und $\sin \varphi$ als Ausgangsspannungen der beiden Synchrondemodulatoren aufgezeichnet, die den zeitlichen Ablauf der Einstellung der Oszillatorphase auf die Phase des mitnehmenden Signals zeigen.

Einige weitere Beispiele für die bei diesen Experimenten gewonnenen Oszillogramme sind in Bild 3 zusammengestellt. Der 4,4-MHz-Oszillator wurde dabei mit einer Schwingkreisinduktivität von $8 \mu\text{H}$ und einem parallelgeschalteten Dämpfungswiderstand von 470Ω betrieben, was einer Güte von $Q = 2,1$ und einer Bandbreite des Schwingkreises von 2,1 MHz entspricht. Nach zwei Rastereinheiten vom linken Rand wurde die 0° -Mitnahme eingeschaltet und nach fünf weiteren Rastereinheiten ($10 \mu\text{s}$) wieder ausgeschaltet. Die linke Bildreihe (a, b, d) zeigt die Übergangsvorgänge, die von einer Anfangsphase $\varphi_0 = 90^\circ$ ausgehen, die rechte Bildreihe (c, e) wurde für eine Anfangsphase von $\varphi_0 = 180^\circ$ aufgenommen, sie zeigt also die „Umsteuerung“ der Phase um 180° . Die Schnelligkeit der Oszillatorphasenbewegung wurde hier nur durch Änderung der Amplitude des mitnehmenden Signals in drei Stufen variiert, der Schwingkreis blieb unverändert. Beim oberen Bild (3a) betrug das Mitnahmesignal an der Basis des Oszillator-Transistors $17 \text{ mV}_{\text{ss}}$. Eine durchlaufende Sinusschwingung dieser Größe ergab eine Mitnahmebreite von $f_c = 160 \text{ kHz}$. Für die mittlere Bildreihe (b, c) war das Mitnahmesignal etwa doppelt so hoch und $f_c = 330 \text{ kHz}$. Die untere Bildreihe (d, e) ergab sich durch weitere Verdopplung

der Mitnahmespannung ($64 \text{ mV}_{\text{ss}}$). Mit einer durchlaufenden Sinusschwingung von $64 \text{ mV}_{\text{ss}}$ hätte man einen Mitnahmehbereich von 610 kHz finden müssen. Tatsächlich wurde ein Mitnahmehbereich von 860 kHz gemessen: Die Mitnahmespannung von $64 \text{ mV}_{\text{ss}}$ ist so groß, daß die Proportionalität zwischen f_c und Mitnahmeamplitude nicht mehr gilt.

Die Oszillogramme zeigen, wie innerhalb weniger Mikrosekunden Phasenunterschiede von 90° oder mehr nachgesteuert werden und wie die Einstellgeschwindigkeit mit zunehmender Mitnahmespannung größer wird. Die Bilder 3c und 3e lassen erkennen, daß die Umsteuerung um 180° auf zwei Wegen möglich ist: Von 180° rückdrehend auf 0° und vorwärtsdrehend auf 360° . Die Anfangsphase $\varphi_0 \approx 180^\circ$ des Oszillators findet der Burst vor, wenn bei der Mitnahme durch das Referenzsignal doppelter Frequenz während

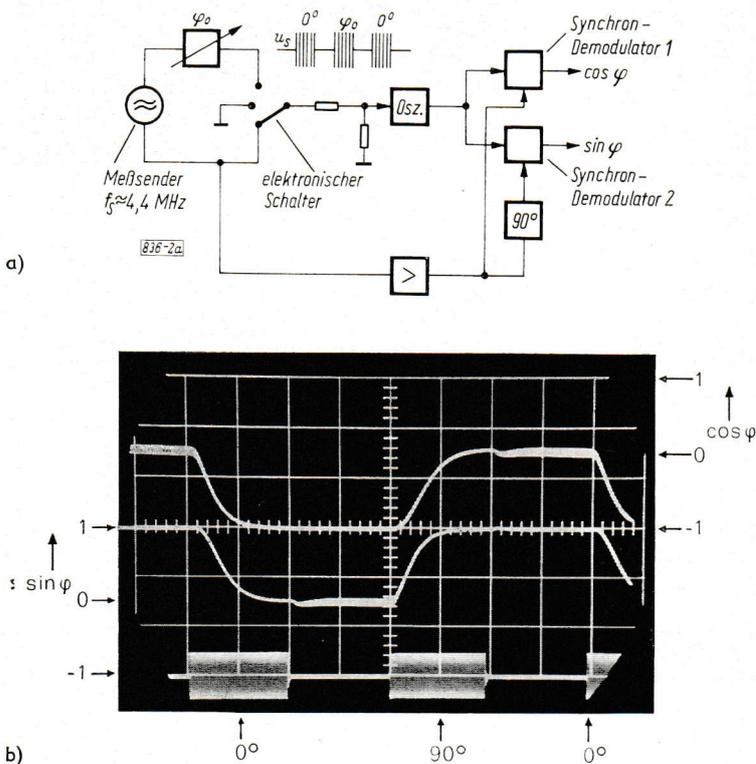


Bild 2: a) Versuchsanordnung für die Messung des Phasenverlaufs
b) gemessener Phasenverlauf bei erzwungenem $\varphi_0 = -90^\circ$ bzw. $+90^\circ$; horizontaler Rastermaßstab $5 \mu\text{s}$

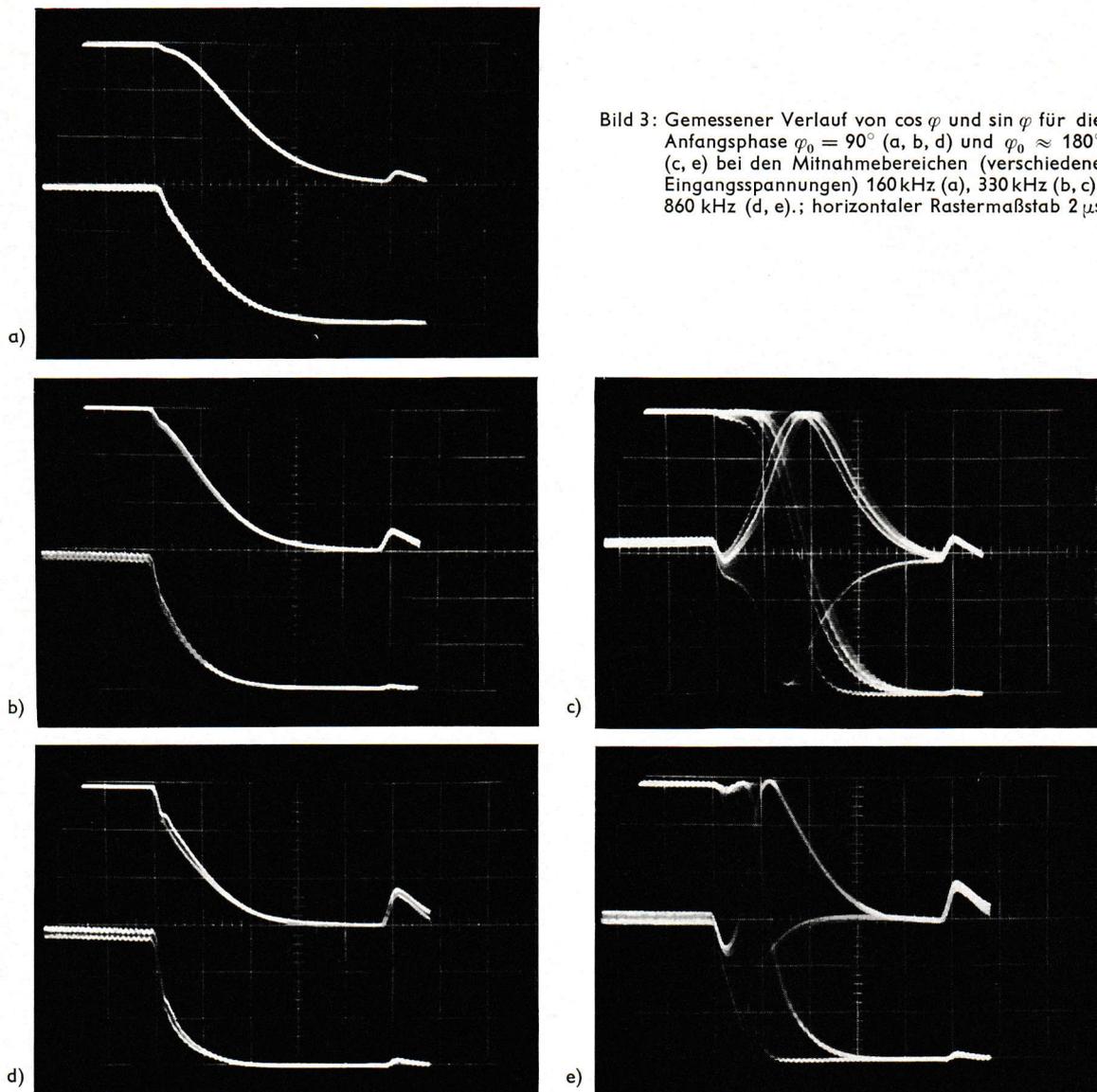


Bild 3: Gemessener Verlauf von $\cos \varphi$ und $\sin \varphi$ für die Anfangsphase $\varphi_0 = 90^\circ$ (a, b, d) und $\varphi_0 \approx 180^\circ$ (c, e) bei den Mitnahmebereichen (verschiedene Eingangsspannungen) 160 kHz (a), 330 kHz (b, c), 860 kHz (d, e).; horizontaler Rastermaßstab $2 \mu\text{s}$

der Zeile auf der falschen (komplementären) Phase von 180° synchronisiert wurde. Die Umsteuerung braucht nicht während der Burstdauer zum Abschluß gekommen zu sein, muß aber wenigstens die Phase in den Bereich von etwa -80° bis $+80^\circ$ bringen, damit beim Wiederbeginn des folgenden Referenzsignals doppelter Frequenz wieder im 0° -Bereich synchronisiert wird. Die geforderte Drehung von mindestens 100° wird etwa in der Zeit von $2,3 \mu\text{s}$ in Bild 3e erreicht.

Literatur

- [1] W. Bruch: Neue Methoden der Referenzträgersynchronisierung im PAL-Farbfemsehempfänger. *Telefunken-Zeitung* 37 (1964) H. 2, S. 100...115.
- [2] W. Bruch: Das PAL-Farbfemsehsystem. Prinzipielle Grundlagen der Modulation und Demodulation. *Nachrichtentechn. Z.* 17 (1964) H. 3, S. 109...121.
- [3] G. Mahler: Die Synchronisierung von Farbrägerregeneratoren im Empfänger ohne Quarz. Vortrag vor der Fernseh-techn. Ges. in Bad Nauheim am 7. Okt. 1963; Referat in *Elektron. Rundschau* 18 (1964) S. 37...38.

Galvanoplastische Herstellung von engtolerierten Hohlleiter-Bauelementen

Von E. Bertl und H. Schilling

Mit Hilfe der Galvanoplastik lassen sich sehr genaue und oberflächengetreue Abbildungen herstellen, wie wir es z. B. von der Schallplattenherstellung kennen. Deshalb wird dieses Verfahren auch für die Herstellung von Hohlleitern für die Hochfrequenztechnik angewendet. Diese Art der Hohlleiterherstellung ist bereits im letzten Krieg benutzt worden und hat sich inzwischen ein beachtliches Anwendungsgebiet erworben. Sie bewährt sich besonders dort, wo eine sehr hohe Genauigkeit verbunden mit komplizierter Form verlangt wird, wie bei den Hohlleiter-Bauelementen der Richtfunktechnik. So hat z. B. der genormte Hohlleiter R 620 für maximal 75 GHz mit den Innenabmessungen $1,88 \times 3,76$ mm eine Toleranz von nur $\pm 0,02$ mm. Solche Toleranzen, die mit mechanischen Fertigungsverfahren, besonders bei Hohlräumen, nur mit sehr großem Aufwand eingehalten werden können, lassen sich mit dem galvanoplastischen Verfahren leicht einhalten und, wie es für Meßzwecke oft nötig ist, noch weit enger gestalten. Dabei zeigt es sich, daß das Verfahren so wirtschaftlich sein kann, daß es heute auch bereits dann angewendet wird, wenn keine so hohe Genauigkeit gefordert wird wie z. B. für die Radartechnik und bei Hohlleitern mit größeren Abmessungen. Das Verfahren ist sowohl für die Einzelfertigung als auch für die Serienfertigung wirtschaftlich anwendbar.

Das galvanoplastische Abilverfahren ist an sich schon sehr alt. In der Anwendung auf Hohlleiter-Bauteile wird es so durchgeführt, daß ein Kern, der eine Abbildung des Hohlraumes darstellt und aus Metall oder aus mit einem leitenden Überzug versehenen Kunststoff besteht, in einem Elektrolysebad mit einem etwa 2 mm starken Niederschlag aus Kupfer oder bei sehr kleinen Kernabmessungen aus Silber überzogen wird. Der Metallniederschlag bildet dann die Wand des Hohlleiters, aus der der Kern in geeigneter Weise entfernt wird. Dabei ist es erwünscht, den Kern so zu gestalten, daß er nach dem Herausnehmen wieder verwendet werden kann, was aber bei komplizierten Innenraumformen nicht immer möglich ist. Oft kann man durch geeignete Teilung des Kernes eine Wiederverwendung erreichen. Dabei kann eventuell ein Teil davon nicht wiederverwendbar sein, oder im ungünstigsten Fall kann der gesamte Kern verloren gehen. In der Praxis zeigt sich, daß in über 80% aller Fälle die Kerne voll wiederverwendet werden können, und daß bei verlorenen



Bild 1: Links H-Krümmen, rechts E-Krümmen für 7,5 GHz, Innenabmessung $34,85 \times 15,80 \pm 0,04$ mm, auf wiederverwendbarem Kunststoffkern hergestellt. Flansche nach Außenbearbeitung des Rohrendes hart angelötet.

Kernen das galvanoplastische Verfahren trotzdem wirtschaftlich bleibt, weil man die Kerne bei gleicher Genauigkeit wesentlich billiger herstellen kann als die Hohlräume in den Hohlleitern.

Da die Kernherstellung die Hauptproblematik des galvanoplastischen Verfahrens enthält, sollen im folgenden die Kernherstellungsverfahren, die sich bereits bewährt haben, näher geschildert werden. Auch bei der Galvanik sind einige Schwierigkeiten zu überwinden, um mechanisch einwandfreie und äußerlich saubere Teile herstellen zu können, die genügend spannungsfrei sind, daß sie sich beim Anlöten der Anschlußflansche nicht verziehen. Darüber wird im letzten Abschnitt des Aufsatzes berichtet.

1. Wiederverwendbare Kerne

Bei wiederverwendeten Kernen muß nach Herstellung des Wandniederschlags zunächst die Wand vom Kern abgelöst werden, um zum Herausnehmen den nötigen Bewegungsspielraum zu haben. Dies geschieht am einfachsten durch eine Temperaturbehandlung und setzt voraus, daß die Wärmeausdehnungszahl von Wand und Kernmaterial einen ausreichenden Unterschied hat. Je nachdem, ob der Kernwerkstoff gegenüber dem Mantelwerkstoff eine größere oder kleinere Ausdehnungszahl hat, wird Kälte oder Wärme angewendet.

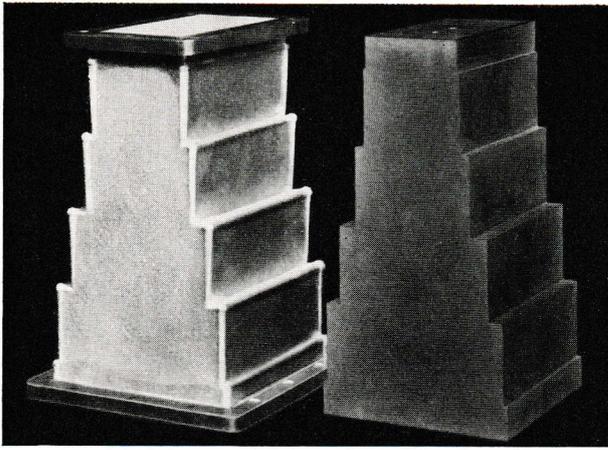


Bild 2: Ältere Ausführung eines Überganges von rechteckigem auf quadratischen Hohlleiterquerschnitt, daneben wiederverwendbarer Kern aus Epoxyd-Gießharz, der nach dem Gießen auf genaues Maß nachgearbeitet wurde.

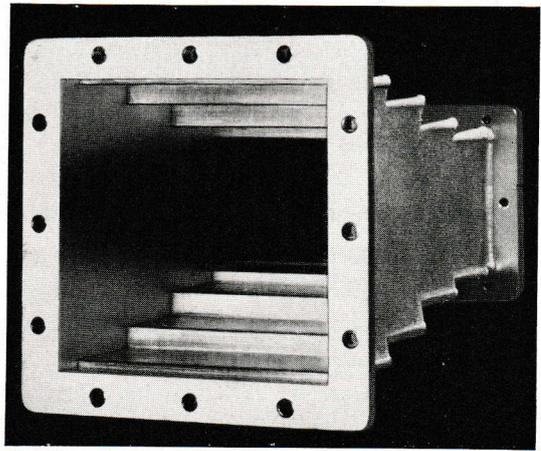
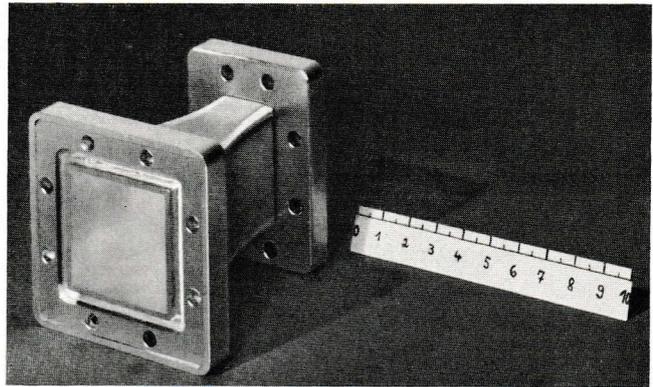


Bild 3: Innenansicht zu Bild 2

Bild 4: Neue Form eines Überganges von rechteckigem auf quadratischen Hohlleiterquerschnitt ($34,85 \times 15,80 \pm 0,04$ mm auf $36,4 \times 36,4$ mm)



Als metallisches Kernmaterial ist hochlegierter Chromstahl und als nichtmetallische Materialien sind viele Kunststoffe geeignet, z. B. haben sich Phenolharz ohne Füllstoff sowie Epoxyd-, Polystyrol- und Polymethacrylatharz bewährt.

Da Stahl mit hohem Chromgehalt schwer mit Kupfer legiert, löst sich die Kupferschicht gut vom Kern ab. Die Ausdehnungszahl liegt bei nickelarmem Chromstahl infolge des nicht austenitischen Gefüges bei etwa $10 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ gegenüber etwa $17 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ beim Kupfer. Eine Temperaturerhöhung auf 200°C , die dem Kupfermantel noch nicht schadet, reicht aus, um den Kern mit einer Vorrichtung herausziehen zu können. Die Kunststoffe haben im Vergleich zu Kupfer sehr hohe Wärmedehnzahlen ($50 \dots 80 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$) und eine Abkühlung auf etwa -50°C genügt, um den Kern leicht von Hand herausziehen zu können. Die in den Bildern 1 bis 6 gezeigten Hohlleiter-Bauteile sind mit wiederverwendbaren Kernen aus Kunststoff hergestellt, davon die Teile in den Bildern 5 und 6 mit geteilten Kernen.

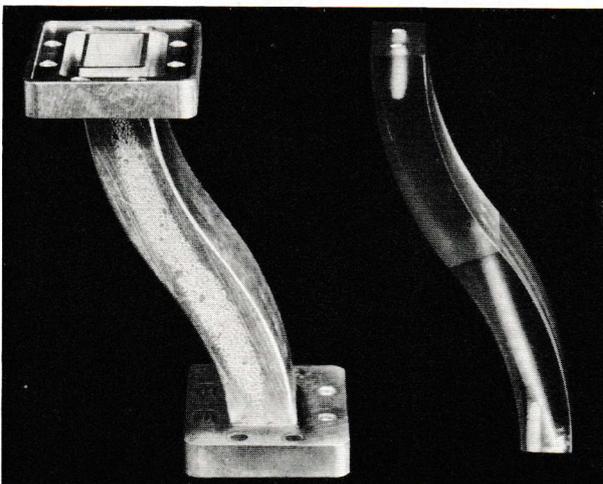


Bild 5: E-Doppelkrümmer für 7,5 GHz, daneben geteilter, wiederverwendbarer Kern aus Phenolharz

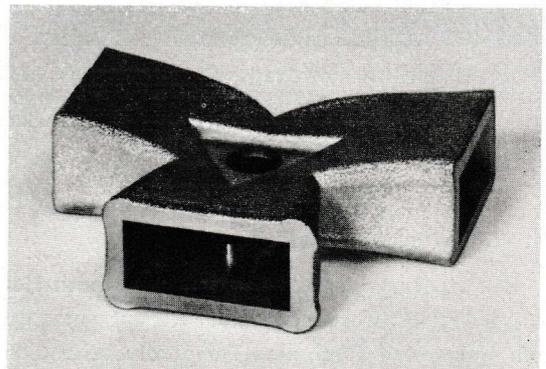


Bild 6: Y-Zirkulator auf dreigeteiltem wiederverwendbarem Kern hergestellt.

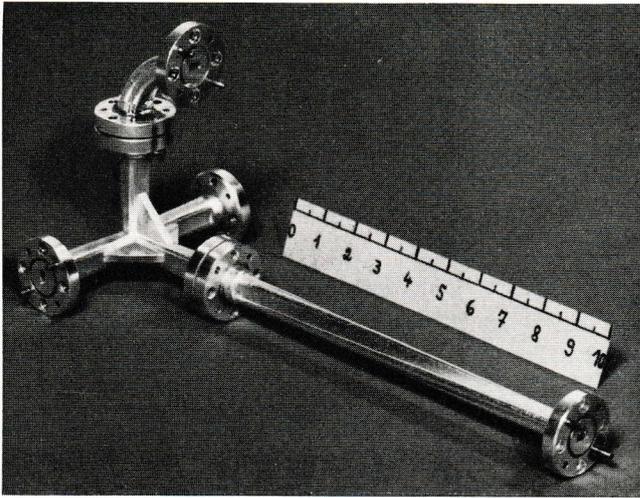


Bild 7: Hohlleiterbauteile für die Millimeter-Technik aus Silber mit Innenabmessungen von $1,88 \times 3,76 \pm 0,02$ mm auf verlorenem Aluminiumkern hergestellt

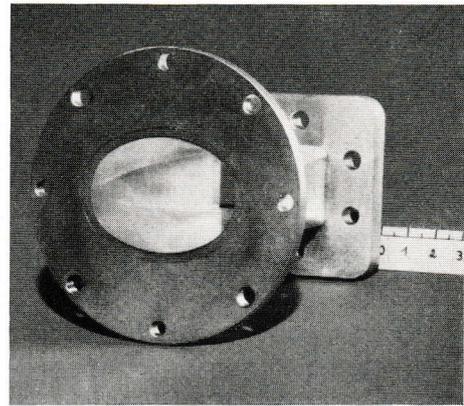


Bild 8: Übergang von rechteckigem auf elliptischen Hohlleiterquerschnitt (Flexwell-Hohlleiter) mit Flanschen

2. Verlorene Kerne

Im Prinzip können Kunststoffkerne aus Thermoplasten, wenn sie sich nicht wiederverwendbar herausnehmen lassen, durch Auflösen oder Herausschmelzen entfernt werden. Beide Prozesse sind jedoch langwierig und teuer. Besser lassen sich Aluminiumkerne chemisch herauslösen, besonders wenn Reinaluminium (besser als 99%) verwendet wird. Dieses Verfahren eignet sich gut für kleine Bauteile, da Aluminiumkerne stabiler sind als Kunststoffkerne. Deshalb sind die in Bild 7 gezeigten Bauteile auf Aluminiumkernen hergestellt worden. Das in Bild 8 gezeigte Teil ist in den beiden senkrecht aufeinanderstehenden Schnitten in entgegengesetzter Richtung konisch und praktisch nicht mit wiederverwendbarem Kern anzufertigen. Es

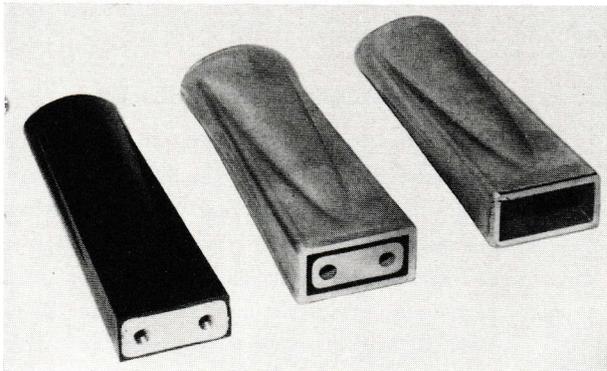


Bild 9: Entstehung des Rohres für den Übergang in Bild 8. Links: kunststoffummantelter bei 72°C schmelzender Metallkern; mittig: wie links mit Kupfer überzogen; rechts: fertiges Rohr ohne Flansche, Kern herausgeschmolzen

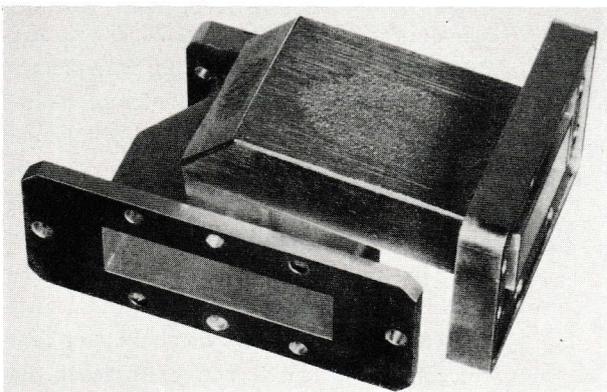


Bild 10: Magic-T auf dreigeteiltem Kern mit verlorenem Innenteil aus kunststoffummanteltem Metallguß hergestellt

wurde auf einem ummantelten Kern hergestellt, der aus einem herausschmelzbaren Metallgußkörper mit einem Kunststoffmantel besteht. Als Ausgußmetall wird eine dem Woodschen Metall (Bi, Sn, Pb, Cd) ähnliche Legierung mit einem Schmelzpunkt von 72° verwendet. Das Metall läßt sich bereits durch Eintauchen in heißes Wasser herausschmelzen und kann wieder benutzt werden. Die teilbare Gießform wird zunächst mit einem thermoplastischen Kunststoff allseitig ausgekleidet und der verbleibende Hohlraum mit Metall ausgegossen. Der metallische Kern allein ist für die Verkupferung ungeeignet, da sich das Metall zu leicht mit Kupfer legiert. Der Kunststoff wird infolge der negativen Wärmedehnzahl, die dieses Metall beim Abschrecken zeigt, bei dessen Erkalten gut gegen die Wandung gepreßt und gibt ein sehr genau der Gestalt und Oberflächengüte der Gießform entsprechendes Abbild. Die Gießform ist geteilt und kann entweder auf einem Kern, der Übermaß für die Trennfuge hat, galvanoplastisch oder bei größeren Stückzahlen mechanisch aus Messing hergestellt werden. Da Messingformen sehr oft verwendet werden können, spielt der hohe Aufwand für eine sehr genaue Bearbeitung des Innenraumes keine wesentliche Rolle. Zum Abschrecken wird ein Kühlkörper in das noch flüssige Ausgußmetall eingesteckt, durch den dann das Kühlwasser geleitet wird. Bild 9

zeigt links einen solchen Kern, in der Mitte mit Kupfer überzogen, und rechts den Kupferhohlleiter ohne Kern. Bei dem in Bild 10 gezeigten Bauteil wurde ein geteilter Kern verwendet, bei dem die zu den Flanschen führenden Rohrteile auf wiederverwendbare Kunststoffteile aufgebracht wurden, wogegen das verlorene Mittelstück des Kerns aus kunststoffummanteltem Metall bestand.

3. Teilweise galvanoplastisch hergestellte Hohlleiter-Bauteile

Bei der Hohlleitertechnik ist es manchmal erforderlich, im Hohlraum des Leiters noch Wände, Stege, Rippen oder ähnliches anzubringen, die sich im Kern wie Einschnitte abbilden und sich wegen der begrenzten Streufähigkeit des Bades nicht galvanoplastisch herstellen lassen. Sie werden deshalb aus dem Wandmaterial oder auch aus ähnlichem Material (z. B. Messing) hergestellt, in den Kerneinschnitt eingesetzt und wachsen dann bei der Mantelherstellung in diesem ein. Auch für die Galvanoplastik ungünstig geformte Wandteile kann man an den Kern ansetzen und eingalvanisieren. Die eingesetzten Teile geben mit dem galvanisch abgeschiedenen Kupfer eine sehr feste Verbindung. Sie sollten möglichst aus dem gleichen Material wie die Wand bestehen. Bei Verwendung von Messingteilen im Kupfermantel wird das Messing vorher verkupfert.

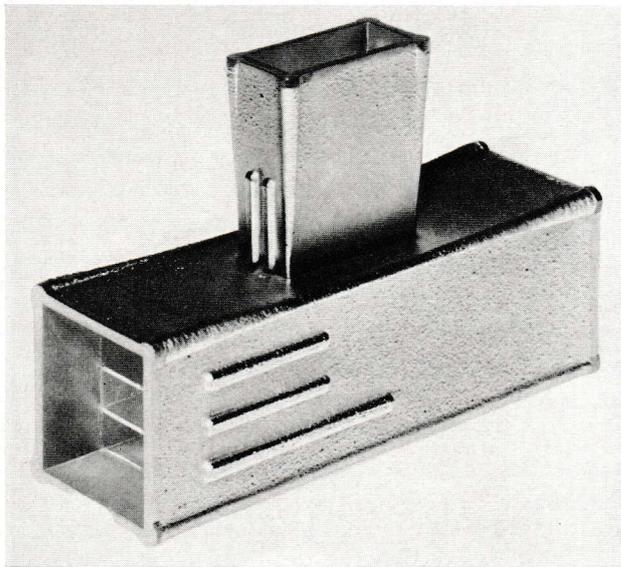


Bild 11: Polarisationsweiche mit fünf eingalvanisierten Trennplatten

Die Bilder 11 bis 13 zeigen Beispiele für die geschilderte Technik. In der Polarisationsweiche (Bild 11) sind im Hohlleiter fünf Zwischenwände angebracht. Die mit 1 mm Überstand in dem Kern eingelegten Bleche markieren sich an der Außenwand. Bei dem Erreger (Bilder 12 und 13) sind rechts und links von der Austrittsöffnung Wellenfallen angebracht, die ebenfalls durch Eingalvanisieren von zwei in den Kern eingesetzten Leisten hergestellt sind.

4. Die elektrolytische Metallabscheidung

Um Kunststoffkerne galvanisch mit Metall überziehen zu können, muß ihre Oberfläche vorher mit einem leitenden Belag versehen werden. Wir verwenden dazu eine chemische Versilberung, deren drei Lösungen (Silbernitrat, Natronlauge und Acetaldehyd) mit einer Dreidüsen-spritzpistole aufgespritzt werden. Vor dem Versilbern wird die mit Alkohol abgewaschene Kernoberfläche mit Zinn-II-Chlorid-Lösung behandelt, um Kristallisationskeime für die Versilberung zu erzeugen. Die Herstellung einer Silberschicht von etwa $1 \mu\text{m}$ Stärke und 1 dm^2 Fläche dauert etwa eine Minute. Für die Kupferabscheidung wird ein schwefelsaures Kupferbad verwendet, weil dieses eine gute Streufähigkeit besitzt, d. h. noch relativ gut in Vertiefungen und Hohlecken Kupfer abscheidet. Eine Schichtdicke von 2 mm wird durchschnittlich in etwa 70 Stunden niedergeschlagen. Das Bad wird bei Aluminium- und Kunststoffkernen mit normaler Raumtemperatur betrieben, damit die Abmessungen des fertigen Hohlleiters den bei dieser Temperatur hergestellten Kernen entsprechen. Bei Stahlkernen kann mit höherer Temperatur gearbeitet werden.

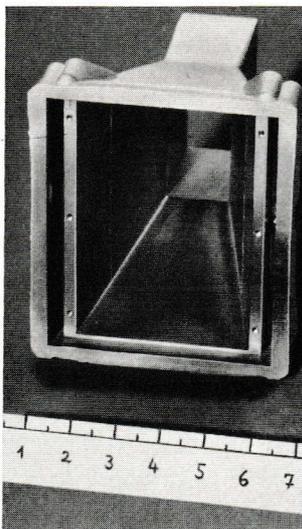


Bild 12: Erreger mit eingalvanisierten Wänden für die Wellenfalle rechts und links von der Austrittsöffnung

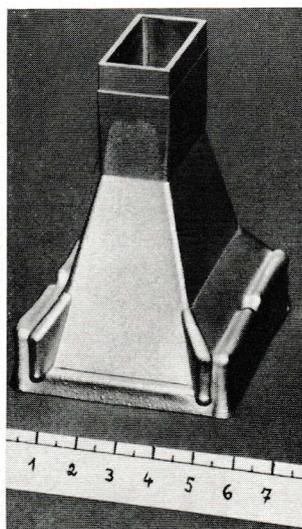


Bild 13: Außenansicht zu Bild 12

Um der Kupferwand genügende Festigkeit und Dichtigkeit zu geben, muß das Kupfer feinkörnig abgeschieden werden. Dazu werden dem Bad Glättungs- und Benetzungsmittel zugegeben. Es wurde eine Festigkeit von 20 kp/mm^2 erreicht, die dem gezogenen oder gewalzten Elektrolyt-Kupfer E-Cu-F 20 DIN 40 500 entspricht. Die Dichtigkeit reichte aus, um die Bauteile in druckgasgefüllten Hohlleiterzügen einsetzen zu können. Eine saubere Außenfläche der Bauteile wird erreicht, indem das Bad von mechanischen Verunreinigungen dadurch freigehalten wird, daß die Anoden mit Polyamidbeuteln umkleidet sind und die Badlösung laufend in einem Umpumpkreislauf filtriert wird.

Spannungen in der Kupferschicht und damit Verzug beim Lötten der Flansche können dadurch entstehen, daß die Badlösung chemisch verunreinigt ist und Fremdstoffe in die Schicht eingebaut werden. Solche Verunreinigungen können auch aus den Zersetzungsprodukten der Netz- und Glättungszusätze bestehen und werden durch Elektrophorese kolloidal gelöster Partikel mit in die Schicht eingelagert und führen über Kristallstrukturänderungen des abgeschiedenen Kupfers zu Spannungen oder auch zu Porosität. Der Einbau von Sauerstoff in die abgeschiedene Kupferschicht, wie er entstehen kann, wenn man ein Teil zwischenzeitlich aus dem Bad herausgenommen hat, muß ebenfalls vermieden werden, da er zu Wasserdampfblasen im Kupfer beim Lötten führen kann.

Nach dem Auflöten der Flansche wird die Innenfläche der Hohlleiter mit einem Strahlplappverfahren von der anhaftenden Silberschicht befreit und anschließend innen versilbert. Die Innenversilberung vor dem Verkupfern auf den Kern aufzubringen, hat sich wegen der Bearbeitung der Hohlleiterenden für die Flansche nicht so gut bewährt.

Neue Glimmstabilisatorröhren mit Hilfsentladungsstrecke

Von G. Marx

Für Anwendungen in Regel- und Steuerschaltungen der industriellen Automation liegt eine Serie neuer Glimmstabilisatoren mit den Bezeichnungen ZZ 1010, ZZ 1020 und ZZ 1040 vor. Diese neuen Typen unterscheiden sich von den üblichen dadurch, daß sie zusätzlich eine Hilfsentladungsstrecke enthalten, über die ein schwacher Hilfsstrom geführt werden kann. Durch diese Hilfsentladung wird die statische Kennlinie, die in Bild 1 für eine Röhre ohne Hilfsstrom gezeigt ist, in dem Teil geändert, der bei kleinen Querströmen fallenden Charakter aufweist. Dieser Bereich der Charakteristik, für den der differentielle Widerstand negative Werte annimmt, ist die Ursache für eine Reihe von Störungsmöglichkeiten, die in industriellen elektronischen Automatik-Schaltungen aus Gründen der Zuverlässigkeit vermieden werden müssen.

Bild 2 zeigt die Kennlinie einer mit Hilfsstrom betriebenen Röhre. Durch die Hilfsentladung wird außerdem das Auftreten störender Zündspitzen vermieden, der Regelbereich erweitert und die thermische Belastung sowie der Aufwand für die Schaltung verringert. Ferner wird die Parallelschaltung beliebig großer Kapazitäten möglich, ohne daß es dadurch zu Störschwingungen kommen kann. Besonders diese Eigenschaft macht die neuen Stabilisatoren für Steuerschaltungen der industriellen Elektronik geeignet, denn dort werden häufig

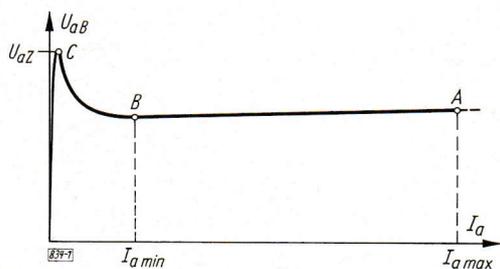


Bild 1: $U_{aB} = f(I_a)$ -Kennlinie eines Glimmstabilisators, ohne Hilfsstrom betrieben

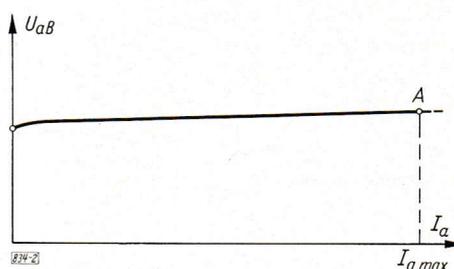


Bild 2: $U_{aB} = f(I_a)$ -Kennlinie eines Glimmstabilisators, mit Hilfsstrom betrieben

konstante Spannungsquellen benötigt, die nur geringe mittlere Ströme zu liefern brauchen, aber mit großen Stromstößen belastet werden sollen. Bild 3a zeigt ein Beispiel für eine solche Schaltung, in der ein auf die Spannung U_B aufgeladener Kondensator C die Aufgabe hat, beim Eintreffen eines Steuersignals an der Steuerelektrode z der Schaltöhre SR einen kräftigen Stromstoß in dem Arbeitswiderstand R_A zu erzeugen. Schaltungen, bei denen die in einer Kapazität gespeicherte elektrische Arbeit in einen kurzen Stromimpuls umgesetzt wird, finden in der Steuertechnik häufig Anwendung, z. B. kann der Arbeitswiderstand R_A ein elektromechanisches Relais oder ein Schrittschaltwerk sein, dem für den Moment des Ankeranzugs eine hohe Leistungsspitze zur Verfügung gestellt wird. Eine weitere häufige Anwendung findet die gezeigte Schaltung als Impulsverstärker oder als sogenannte Impulsformerstufe in Selbstlöschung, in der beim Eintreffen schwacher

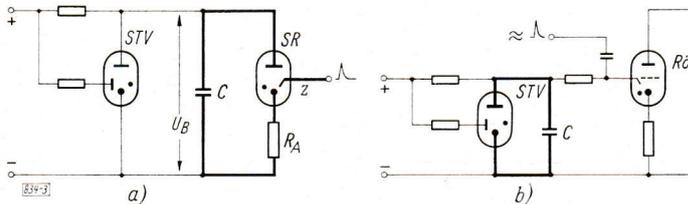


Bild 3: Schaltbeispiele für Glimmstabilisatoren mit kapazitiver Belastung
a) Impulsformer-Stufe mit Relais-Röhre
b) Erzeugung stabilisierter Vorspannungen

Steuersignale bei z an dem meist niederohmigen Arbeitswiderstand R_A Ausgangsimpulse von gleichbleibender Höhe und Form erzeugt werden.

Die in Bild 3b gezeigte Prinzipschaltung stellt für die Steuerelektrode von Schalt- oder Verstärkerröhren eine konstante Vorspannung zur Verfügung. Der für die Erzeugung der konstanten Spannung verwendete Glimmstabilisator STV muß mit

der Kapazität C überbrückt werden, wenn die Röhre $Rö$ mit Impulsen oder HF-Spannungen angesteuert wird. Es soll dadurch für die Entladungsstrecke des Stabilisators, dessen Widerstand stark frequenzabhängig ist, ein wechselstrommäßiger Kurzschluß hergestellt werden, eine Maßnahme, die dann besonders wichtig ist, wenn der Stabilisator gleichzeitig für die Spannungsversorgung mehrerer Röhren mit unterschiedlichen Schaltfunktionen verwendet wird.

Wo für die hier angedeuteten Schaltungsbeispiele bezüglich des Strombedarfs Glimmstabilisatoren eingesetzt werden könnten, wurden bisher in der Praxis weit aufwendigere Stabilisierungsmittel verwendet. Dieser Umstand findet seine Erklärung darin, daß Glimmstabilisatoren ohne Hilfsentladungsstrecke nicht mit beliebig großen Parallelkapazitäten betrieben werden können.

1. Die Glimmstrecke ohne Hilfsstrom mit Parallelkapazität

Die Beschränkung der Parallelkapazitäten für die bisherigen Glimmstabilisatoren auf die in den Datenblättern angegebenen zulässigen Maximalwerte $C_{p\max}$ steht in engem Zusammenhang mit dem zulässigen Minimalstrom I_{\min} . Die Werte für $C_{p\max}$ beziehen sich stets auf den Fall, daß die Kennlinie der jeweiligen Stabilisator-Type bis zu dem angegebenen Minimalstrom I_{\min} durchfahren werden kann. Ist jedoch durch entsprechende Dimensionierung der Schaltung dafür gesorgt, daß der fließende Querstrom in der Entladungsstrecke stets größer bleibt als der angegebene Minimalstrom, so darf auch die Parallelkapazität vergrößert werden. Umgekehrt darf auch bei Parallelkapazitäten $C_p < C_{p\max}$ der zulässige Röhrenstrom den Wert für I_{\min} in gewissen Grenzen unterschreiten. Über die hier angedeuteten Zusammenhänge findet der Schaltungstechniker in der einschlägigen Literatur bisher keine ausreichenden Angaben; es soll deshalb im folgenden dieser Zusammenhang unter Beschränkung auf das für das Verständnis notwendige Maß erklärt werden.

Betrachten wir zunächst die Kennlinie einer Glimmstrecke ohne Hilfsentladung, wie sie für alle Glimmstabilisatoren charakteristisch ist (vgl. Bild 1). Der Bereich zwischen den Punkten A und B wird normalerweise für die Stabilisierung ausgenutzt und als Regelbereich bezeichnet. Er wird begrenzt durch den maximal zulässigen Querstrom $I_{a\max}$ (Punkt A), der für Dauerbetrieb nicht überschritten werden darf, ohne die Röhre thermisch zu überlasten. Nach kleineren Querströmen findet der Regelbereich seine Begrenzung durch den Minimalstrom $I_{a\min}$ (Punkt B), bei dem die Brennspannung ihren niedrigsten Wert hat. Bei weiterer Verminderung des Querstroms steigt die Brennspannung sehr schnell an, um bei sehr kleinen Strömen im Punkt C ihren Maximalwert, nämlich die Zündspannung U_{az} zu erreichen. Hier hört die selbständige Entladung auf und geht in die unselbständige Entladung über. Wenn der Bereich zwischen den Punkten B und C, den man das „unternormale Gebiet“ einer Glimmentladung nennt, auch wegen der starken Stromabhängigkeit der Brennspannung für die Stabilisierung nicht benützt wird, so spielt er doch für die Dimensionierung einer Stabilisierungsschaltung mit Parallelkapazität eine wichtige Rolle, wie wir weiter unten sehen werden.

Der differentielle Widerstand $\Delta U_{aB}/\Delta I_a$ der statischen Kennlinie, der auch häufig (wenn auch nicht zutreffend) als „innerer Wechselstrom-Widerstand R_i “ bezeichnet wird, hat nach Bild 1 im unter normalen Gebiet negative Werte. Da ferner die brennende Entladungsstrecke als eine Induktivität aufgefaßt werden kann*), und die Elektrodenanordnung mit der unvermeidlichen Kapazität C_{aK} behaftet ist, ergibt sich eine

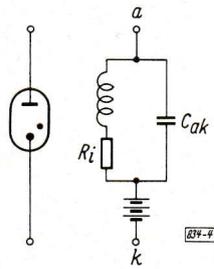


Bild 4:
Vereinfachtes Ersatzschaltbild einer Gasentladungsstrecke

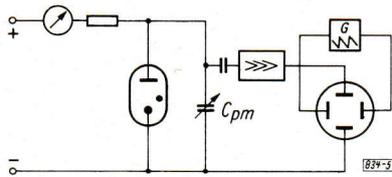


Bild 5: Schaltung für die Messung des Schwingeinsatzes einer Glimmstrecke im unternormalen Gebiet

Ersatzschaltung entsprechend Bild 4. Danach kann für jeden Betriebspunkt innerhalb des unternormalen Gebietes Selbsterregung auftreten. Tatsächlich läßt sich das Auftreten von Sinusschwingungen auch leicht nachweisen, wie sich auch die Leitwerte der Entladungsstrecke entlang der ganzen Kennlinie ausmessen lassen*). Die Sinusschwingungen werden dabei aus dem Rauschen heraus angefacht und lassen sich, wenn man sie durch geeignete Schaltungsmaßnahmen in ihrer Amplitude begrenzt, reproduzierbar und stabil halten.

Wird die Frequenz der sich einstellenden Sinusschwingungen durch eine veränderliche Parallelkapazität C_{pm} zur Röhre variiert (Bild 5), so läßt sich bei bekanntem Wert für die Kapazität aus der Frequenz die Induktivität für den jeweilig eingestellten statischen Arbeitspunkt angeben. Die Frequenz der angefachten Sinusschwingungen erreicht dabei einen Höchstwert von einigen kHz. Bei weiterer Ver-

ringerung der Kapazität C_{pm} können sich Schwingungen nicht mehr selbst erregen. Es zeigt sich nämlich, daß die aus der statischen Kennlinie im unternormalen Gebiet ersichtlichen negativen Widerstände mit wachsender Frequenz sehr schnell abnehmen, zu Null werden und ihr Vorzeichen wechseln.

Diese als Laufzeiteffekt auftretende Frequenzabhängigkeit des komplexen Leitwertes macht sich im Gegensatz zu den Erscheinungen in Vakuumröhren bei Gasentladungen wegen der um Größenordnungen unterschiedlichen Trägheit der beteiligten Ladungsträger schon bei sehr niedrigen Frequenzen bemerkbar. Für die weiteren Betrachtungen genügen hier die Feststellungen, daß der Real- und Imaginärteil des Leitwertes einer Gasentladung sowohl frequenz- als auch stromabhängig ist. Dieses dynamische Verhalten zeigt sich im Prinzip unabhängig davon, ob der Arbeitspunkt im steigenden oder im fallenden Gebiet der statischen Kennlinie liegt. Selbsterregung kann nur in Entladungsbereichen mit fallender Charakteristik auftreten und dann auch nur bis zu Frequenzen, bei denen die Realkomponente des frequenzabhängigen Widerstandes noch negativ bleibt. Aus dem letztgenannten Grund ist es überhaupt erst möglich, die statische Kennlinie im unternormalen Gebiet aufzunehmen. Voraussetzung ist allerdings, daß die Parallelkapazität C_p genügend klein gehalten wird, um die Frequenzen, für die möglicherweise überhaupt eine Anfachtung denkbar wäre, so hoch zu treiben, daß für sie die Realkomponente des Streckenwiderstandes bereits positiv wird und eine Selbsterregung deshalb nicht erfolgen kann. Dabei muß die Schaltung um so kapazitätsärmer aufgebaut sein, je weiter man die statische Kennlinie im unternormalen Gebiet nach kleineren Strömen hin schwingungsfrei ausmessen will, weil sowohl die induktive als auch die negative Realkomponente des Streckenleitwertes dem fließenden Gleichstrom angenähert proportional ist. Daraus wird verständlich, daß es für jeden Stromwert im unternormalen Gebiet eine ganz bestimmte Größe der Parallelkapazität gibt, bei der die Grenze zwischen Selbsterregung und schwingungsfreiem Betrieb erreicht wird bzw. der Entladungsstrom bei jeder Parallelkapazitätsgröße einen bestimmten Mindestwert nicht unterschreiten darf, wenn Selbsterregung vermieden werden soll.

In Bild 6 stellt die Kurve a für ZZ 1020, ohne Hilfsstrom betrieben, die Grenze dar, bis zu der Selbsterregung nicht auftritt. Die Zahlen an der Kurve geben die Sinusfrequenz an, mit der die Schaltung nach Bild 5 anschwingt, wenn der Strom die Grenzlinie an dieser Stelle zu unterschreiten beginnt. Hat ein Anschwingen erst einmal stattgefunden, so schaukelt sich die Amplitude der Sinusschwingung sehr schnell zu einer solchen Höhe auf, daß dabei die Momentanspannung am Kondensator C_p die Minimalspannung (Punkt B in Bild 1) unterschreitet und sich Kippschwingungen ausbilden. Die Amplituden dieser Kippschwingungen sind etwa gleich der Spannungsdifferenz zwischen der Zündspannung U_{az} und der zum Punkt B gehörenden Minimalspannung. Der Kippbetrieb kann wohl durch eine einmalige geringfügige Unterschreitung der Grenzlinie a in Bild 6 angestoßen werden und von nun an bestehenbleiben, er kann jedoch nicht mehr durch eine bloße Zurückverlegung des Arbeitspunktes bis kurz über diese Grenzlinie wieder zum Aussetzen gebracht werden.

*) G. Marx: Störschwingungen bei Kaltkathodenröhren und ihre Vermeidung. Nachrichtentechn. Fachberichte Bd. 9 (1957) S. 32...35.

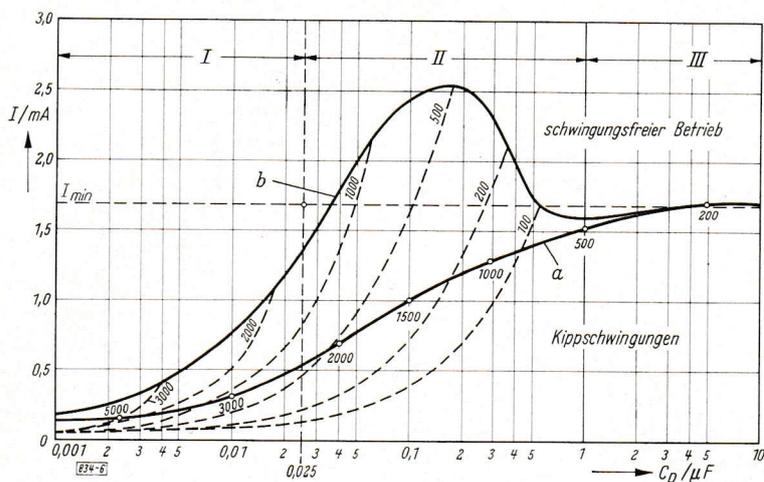


Bild 6: Schwingbereiche von ZZ 1020, ohne Hilfsstrom betrieben, als Funktion von C_p und I_a ; - - - - Kurven gleicher Kippfrequenz

zitäten bis zu etwa 25 nF, in welchem der Arbeitspunkt unterhalb von $I_{a\min}$ — also mehr oder weniger weit im unternormalen Gebiet — liegen darf, ohne daß selbständige Kippschwingungen aufrechterhalten werden. Abschnitt II geht etwa von 25 nF bis etwa 1 μ F. In ihm muß der ständige Arbeitspunkt in Abhängigkeit von der Parallelkapazität mehr oder weniger über $I_{a\min}$ liegen, wenn selbständige Kippschwingungen vermieden werden sollen. Im Abschnitt III, mit Parallelkapazitäten größer als 1 μ F, besteht keine Schwingneigung bei Strömen oberhalb von $I_{a\min}$ mehr.

Für dieses unterschiedliche Verhalten ist eine Reihe miteinander verknüpfter Faktoren maßgebend, auf die hier im einzelnen nicht eingegangen werden kann. Die Entladungsvorgänge während des Kippbetriebes verlaufen so weitgehend dynamisch, daß eine Orientierung nach der statischen Kennlinie nicht mehr sinnvoll ist. Durch die Aufnahme von Oszillogrammen läßt sich sehr anschaulich zeigen, wie die dynamischen Strom-Spannungslinien in beiden Richtungen weit über die statische Kennlinie hinauspendeln, sich mit zunehmendem Strom und entsprechend wachsender Kippfrequenz mehr und mehr an sie schmiegen und die Kippschwingungen dann aussetzen.

Bisher war die Auslösung von Kippschwingungen als Folge einer vorangegangenen Selbsterregung von Sinusschwingungen betrachtet worden. Dazu mußte der Strom in der bereits brennenden Röhre, je nach Größe der Parallelkapazität, mehr oder weniger weit unter den Minimalstrom abgesenkt werden. Dieser Vorgang kann in der Praxis bei kurzzeitiger Absenkung der Netzspannung, den sogenannten „Netzwichern“ auftreten. Das erstmalige Anstoßen eines Kippvorganges erfolgt aber außerdem immer dann, wenn die Speisespannung an die Stabilisierungsschaltung angelegt und die Röhre gezündet wird, denn dabei wird ein Teil des Kippzyklus durchlaufen. In beiden Fällen muß der ständige Arbeitspunkt oberhalb der Grenzkurve b in Bild 6 liegen. Das heißt aber, daß für Kapazitätswerte innerhalb des Abschnittes II die Kennlinie nicht bis zum Minimalstrom ausgenutzt werden kann, und auch im Abschnitt III besteht nicht genügend Sicherheit bei Netzwichern. Hieraus wird verständlich, daß in den Datenblättern ein solcher Wert für $C_{p\max}$ angegeben wird, für den die Kennlinie bis zum Minimalstrom ausgenutzt werden darf, ohne daß die Gefahr des Auftretens von Kippschwingungen besteht. Die erste Zündspitze beim Einschalten ist jedoch immer vorhanden. Sie führt in modernen Automatik-Schaltungen, die überwiegend mit Impulsen gesteuert werden, oft zu Fehlschaltungen und somit zu einer Einschränkung der Einsatzmöglichkeiten für Glimmstabilisatoren ohne Hilfsstrecke.

2. Die Glimmstrecke mit Hilfsentladung und Parallelkapazität

Da die Schwierigkeiten, die bei Glimmstabilisatoren ohne Hilfsentladungsstrecke auftreten, im Grunde alle auf die gleiche Ursache zurückgeführt werden können, nämlich auf den Unterschied zwischen Zünd- und Brennspannung, mußte nach Mitteln gesucht werden, durch die das Verhältnis Zündspannung zu Brennspannung möglichst gleich 1 gemacht werden kann. Dies wurde bei den neuen Glimmstabilisatoren erreicht, indem durch Einführung einer Hilfsentladung in der Nähe der Hauptstrecke eine Entladung aufrechterhalten wird. Die Hilfsentladungsstrecke besteht dabei aus der für die Hilfs- und Hauptentladung gemeinsamen Kathode k und einer Hilfsanode z , über die ein schwacher Hilfsstrom I_z geführt werden kann, ohne die

Dazu muß vielmehr der von der Speisespannungsquelle gelieferte Strom wesentlich vergrößert werden, was entweder durch Erhöhung der Speisespannung oder durch Verringerung des Vorwiderstandes geschehen kann. Der Strom, der sich dann unmittelbar nach dem Aussetzen der Kippschwingungen als stationärer Querstrom einstellt, entspricht der Kurve b in Bild 6.

Es ist zweckmäßig, diesen Kurvenverlauf in drei Abschnitte zu unterteilen. Abschnitt I umfaßt den Bereich kleiner Parallelkapazitäten bis zu etwa 25 nF, in welchem der Arbeitspunkt unterhalb von $I_{a\min}$ — also mehr oder weniger weit im unternormalen Gebiet — liegen darf, ohne daß selbständige Kippschwingungen aufrechterhalten werden.

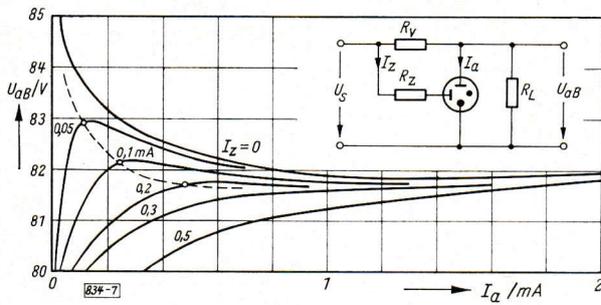


Bild 7: $U_{aB} = f(I_a)$ -Kennlinien von ZZ 1020 im Bereich kleiner Anodenströme, Parameter I_z

„Anoden-Zündspannung“ im üblichen Sinn eigentlich nicht mehr gesprochen werden, weil die Hauptentladung in jedem Fall bestehenbleibt, unabhängig von der Größe des jeweiligen Anodenstroms. Es ist sinnvoller, die gegen die Minimalspannung auftretende größte Spannungsüberhöhung im unternormalen Gebiet anzugeben, die von der Größe des Hilfsstromes abhängt. Diese Spannungsüberhöhung beträgt bei $I_z = 0$ etwa 30 V, bei $I_z = 0,1$ mA jedoch nur noch etwa 0,4 V und wird bei $I_z =$ etwa 0,25 mA zu Null.

Solange eine Spannungsüberhöhung noch besteht, ist auch die statische Kennlinie in einem gewissen Strombereich noch fallend. Dieser Bereich wird jedoch um so schmaler, je höher der Hilfsstrom I_z wird, denn bei Anodenströmen, die kleiner als $I_z/0,3$ sind (gestrichelte Linie in Bild 7), ist die Kennlinie steigend und eine Schwingungsanfängung ist hier nicht mehr möglich*).

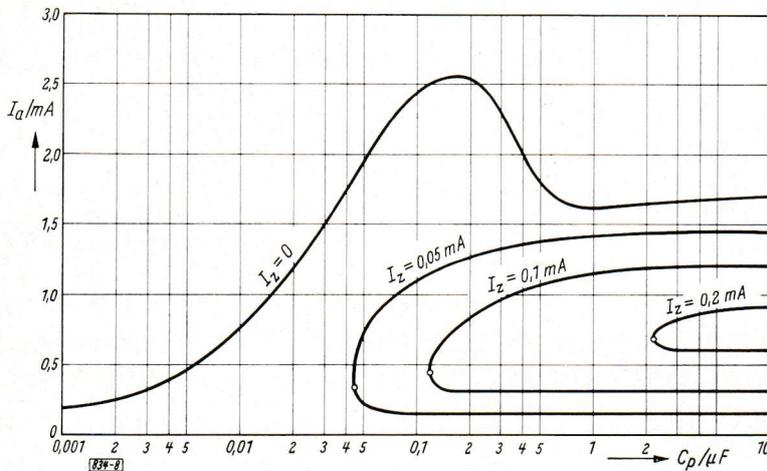


Bild 8: Schwingbereiche von ZZ 1020, mit Hilfsstrom betrieben, als Funktion von C_p , I_a und I_z

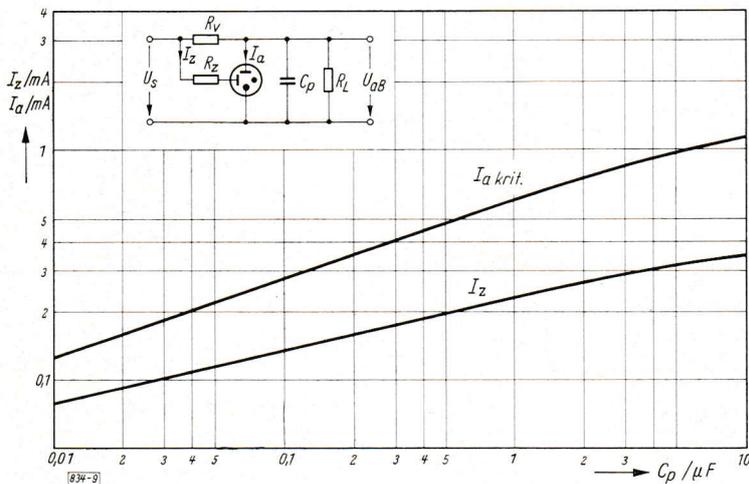


Bild 9: I_z und $I_{a \text{ krit}}$ als Funktion von C_p für ZZ 1020

Entladungseigenschaften der Hauptstrecke im Regelbereich zu beeinflussen.

Die Wirksamkeit der Hilfsentladung auf den Kennlinienverlauf der Hauptstrecke k_a im unternormalen Gebiet wird in Bild 7 gezeigt. Die Zündspannung, die bei fehlendem Hilfsstrom $I_z = 0$ mit 110 V dem bei Glimmdioden üblichen Verhältnis von Zündspannung zu Brennspannung $U_{az}/U_{aB} \approx 4/3$ entspricht, wird durch einen Hilfsstrom von $I_z = 0,1$ mA bereits auf den Wert der Brennspannung bei mittlerem Brennstrom abgesenkt. Dabei kann hier von

Entsprechend der in Bild 6 gegebenen Darstellung, die die Schwingneigung in Abhängigkeit von der Parallelkapazität bei fehlendem Hilfsstrom zeigte, gibt Bild 8 die Bereiche an, in denen die Röhre noch schwingt, wenn die Hilfsströme $I_z = 0,05$ mA, 0,1 mA und 0,2 mA betragen. Der in Bild 8 gezeigte experimentelle Befund bestätigt das aus dem statischen Kennlinienfeld (Bild 7) zu erwartende Verhalten. Mit wachsendem Hilfsstrom I_z schrumpfen die Bereiche, in denen eine Schwingungsanfängung überhaupt möglich ist, immer mehr zusammen, um bei $I_z = 0,25$ mA selbst bei größten Parallelkapazitäten völlig zu verschwinden. Es läßt sich für jeden Kapazitätswert C_p ein ganz bestimmter Hilfsstrom I_z angeben, der nicht unterschritten werden sollte, wenn ein Anschwingen

*) Da die hier gestrichelt gezeichnete Abhängigkeit $U_{aB} = f(I_a)$ mit $I_z/I_a = \text{const} = 0,3$ die Einhüllende ist für alle diejenigen Arbeitspunkte, für die $\Delta U_{aB}/\Delta I_a$ mit $I_z = \text{const}$ positive Werte hat, kann Selbsterregung nicht auftreten, obwohl sie selbst eine Kurve mit fallendem Charakter darstellt.

gänzlich vermieden werden soll. Wird jedoch dieser einer jeden Parallelkapazität zugeordnete kritische Hilfsstrom I_z geringfügig unterschritten, so besteht Schwingneigung auch dann nur, wenn der Anodenstrom einen ganz bestimmten kritischen Wert $I_{a\text{krit}}$ annimmt. Für alle Werte $I_a \neq I_{a\text{krit}}$ besteht keine Möglichkeit der Schwingungsanfachung. Aus Bild 8 lassen sich für jede Kapazität C_p die einander zugeordneten Wertepaare für I_z und $I_{a\text{krit}}$ ablesen; z. B. gehört zu einer Parallelkapazität $C_p = 0,12 \mu\text{F}$ ein Hilfsstrom mit dem Mindestwert $I_z = 0,1 \text{ mA}$, wenn der Anodenstrom seinen kritischen Wert $I_{a\text{krit}} = 0,47 \text{ mA}$ annimmt. Bild 9 dient als Arbeitsgrundlage für die Dimensionierung praktischer Stabilisierungsschaltungen mit der Type ZZ 1020. Dabei ist ein ausreichender Sicherheitsabstand enthalten, der die üblichen Toleranzen der verwendeten Schaltelemente und die Exemplarstreuungen der Stabilisatorröhre berücksichtigt. Aus dieser Darstellung ist für jede Parallelkapazität C_p der Mindeststrom I_z für die Hilfsstrecke abzulesen, der für schwingungsfreien Betrieb immer dann fließen muß, wenn der Anodenstrom einen kritischen Wert $I_{a\text{krit}}$ annehmen kann.

3. Die Dimensionierung von Stabilisierungsschaltungen bei Anwendung von Glimmstabilisatoren mit Hilfsentladungsstrecke

3.1 Der Hilfsstrom

Bei der Dimensionierung einer Stabilisierungsschaltung ist zu beachten, daß der Hilfsstrom nicht konstant ist und sich entsprechend der Speisespannungsschwankung ändert, da er in der Regel aus der Speisespannungsquelle geliefert wird.

Während der Hilfsstrom $I_z = (U_s - U_{zB})/R_z$ für die praktisch vorkommenden Betriebsfälle vom Anodenstrom I_a weitgehend unabhängig ist (vgl. Bild 10), hängt der Anodenstrom $I_a = [(U_s - U_{aB})/R_v] - I_L$ sowohl von der Speisespannung U_s als auch vom Laststrom I_L ab. Wegen der Forderung, daß für schwingungsfreien Betrieb der Hilfsstrom den in Bild 9 verzeichneten Mindestwert beim entsprechenden kritischen Anodenstrom $I_{a\text{krit}}$ nicht unterschreitet, sind für die Dimensionierung des Widerstandes R_z zwei typische Betriebsfälle zu unterscheiden.

Im ersten Fall ändert sich der Laststrom I_L , welcher der Schaltung entnommen wird. Dabei kann der Anodenstrom alle Werte $I_a \geq I_{a\text{krit}}$ durchlaufen und I_z ist durch entsprechende Wahl des Vorwiderstandes R_z so zu bemessen, daß der aus Bild 9 abgelesene Mindeststrom I_z dann fließt, wenn die Speisespannung ihren Minimalwert $U_{s\text{min}}$ erreicht. Dies ergibt sich, wenn $R_z \leq (U_{s\text{min}} - U_{zB})/I_z$ ist.

Im zweiten Fall bleibt der Laststrom konstant und Hilfsstrom und Anodenstrom ändern sich gleichsinnig nur noch mit der Speisespannung. Der in Bild 9 angegebene Hilfsstrom I_z braucht nur bei dem entsprechenden Wert für $I_{a\text{krit}}$ eingehalten zu werden. Das ist bei festen Werten für I_L und R_v bei einer bestimmten Speisespannung U_s der Fall. Bei einer weiteren Absenkung von U_s wird zwar auch I_z verringert, es wird jedoch auch gleichzeitig I_a abgesenkt, und zwar in verhältnismäßig stärkerem Maße als I_z , so daß das Verhältnis I_z/I_a wächst, wobei sich, trotz Unterschreitung des Wertes für I_z , der Betriebszustand immer mehr von dem Bereich der größten Schwingneigung entfernt. Da für jeden Betriebszustand $R_z = (U_s - U_{zB})/I_z$ und $U_s = R_v(I_a + I_L) + U_{aB}$ ist, folgt daraus für

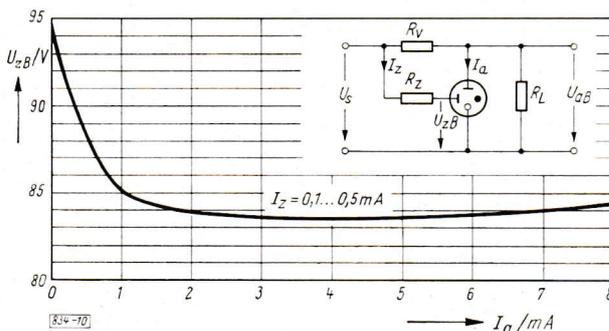


Bild 10: Brennspannung der Hilfsentladungsstrecke bei brennender Hauptentladung von ZZ 1020; $U_{zB} = f(I_a)$ bei kleinen Hilfsströmen $I_z = 0,1 \dots 0,5 \text{ mA}$

$$R_z = \frac{1}{I_z} [U_{aB} + R_v(I_a + I_L) - U_{zB}],$$

und wenn für I_a und I_z der kritische Anodenstrom und der zugehörige Wert für I_z aus Bild 9 und $U_{zB} = U_{aB}$ eingesetzt wird

$$R_z \leq \frac{R_v}{I_z} (I_{a\text{krit}} + I_L). \quad (1)$$

3.2 Vermeidung von Zündspitzen

Von zuverlässigen Automatik-Schaltungen wird oft verlangt, daß sie nach einem behobenen Netzausfall ihre normale Funktion selbsttätig wieder aufnehmen. Werden die für die Speisung solcher Geräte benötigten Spannungen mit normalen Glimmstabilisatoren stabilisiert, so tritt beim Wiederanlegen der Netzspannung die schon erwähnte Zündspitze auf, durch die möglicherweise in dem Gerät eine Fehlschaltung ausgelöst werden kann. Diese Schwierigkeit tritt bei Verwendung von Stabilisatorröhren mit Hilfsentladung nicht auf, weil hier immer die Durchzündung der Hilfsstrecke erzwungen werden kann, bevor noch die Spannung an der Anode bis zu einer solchen Höhe aufgelaufen ist, bei der Spannungsüberhöhung vorliegen würde. Nach erfolgter Durchzündung der Hilfsstrecke übernimmt die Anode die Entladung schon bei Spannungen unterhalb der normalen Brennspannung (s. Bild 7).

Eine Möglichkeit für ein zeitlich verzögertes Auflaufen der Anodenspannung gegenüber der Zündspannung für die Hilfsstrecke wäre gegeben, wenn die Kapazität C_p genügend groß gewählt ist, so daß die Zeitkonstante τ_1 aus den Schaltelementen R_v, R_L und C_2 (Bild 9) größer ist als τ_2 aus R_z und der Kapazität C_{zk} . Für die hier besprochenen Röhrentypen wäre die hierfür benötigte Parallelkapazität größenordnungsmäßig zu etwa $1 \mu\text{F}$ zu wählen. Nach dieser Methode lassen sich Zündspitzen allerdings nur vermeiden, wenn die Speisespannung momentan in voller Höhe angelegt wird. Würde nämlich die Speisespannung sehr langsam hochlaufen, wie das z. B. bei Verwendung reichlich bemessener Siebmittel nach der Gleichrichtung der Fall ist, und die Zeitkonstante τ_1 würde nicht ausreichen, um die notwendige Verzögerung sicherzustellen, so würde ohne Last die Ausgangsspannung dennoch bis zur Anodenzündspannung hochlaufen können. In solchen Fällen wird zur Vermeidung von Zündspitzen ein fester Lastwiderstand R'_p eingefügt, der in Verbindung mit dem Vorwiderstand R_v als Spannungsteiler die Spannung an der Anode so weit herabsetzt, daß diese zum Zeitpunkt der Durchzündung der Hilfsstrecke bei U_{zZ} die Entladung schon übernehmen kann, aber noch keine Spannungsüberhöhung aufweist (vgl. die Schaltung in Bild 11). Diese Übernahme der Entladung durch die Anode erfolgt bei den hier beschriebenen Röhrentypen bei einer anliegenden Anodenspannung von $U_a = 2 U_{zZ}/3$. Somit lautet die Bedingung für das kontinuierliche Einlaufen der Ausgangsspannung in den Brennspannungswert (zündspitzenfreier Betrieb auch bei sehr langsamem Anstieg der Speisespannung)

$$\frac{R_v + R'_p}{R'_p} \leq \frac{U_{zZ}}{U_a} \leq \frac{3}{2} \quad \text{oder} \quad R'_p \leq 2 R_v. \quad (2)$$

Stellt der Verbraucher nicht schon selbst einen Lastwiderstand dar, der maximal dem zweifachen Wert des Vorwiderstandes entspricht, so muß für zündspitzenfreien Betrieb dieses Spannungsteiler-Verhältnis durch einen zusätzlichen Festwiderstand R_p parallel zum Ausgang erzwungen werden.

Die Bemessung der Schaltelemente R_v und R_p hängt ebenso mit den auf der Ausgangsseite durch den Verbraucher vorgegebenen Bedingungen zusammen, wie sie auch durch die Röhrendaten und die zur Verfügung stehende Speisespannung mit ihrer auszuregelnden Schwankung bestimmt wird.

Bei variabler Last teilt man den vom Verbraucher aufgenommenen Strom I_L zweckmäßig auf in einen festen Anteil $I_{L \min}$, der dem minimal auftretenden Laststrom entspricht, und in den Anteil

$$\delta I_L = I_L - I_{L \min} \leq \Delta I_L = I_{L \max} - I_{L \min}.$$

Wird wegen der Forderung nach Zündspitzenfreiheit noch die Parallelschaltung eines zusätzlichen Widerstandes R_p notwendig, um die Bedingung $R'_p \leq 2 R_v$ auch beim minimalen Verbraucherstrom $I_{L \min}$ zu erfüllen, so hat die Stabilisierungsschaltung noch zusätzlich den Strom I_p abzugeben, der mit $I_{L \min}$ zu $I'_p = I_{L \min} + I_p$ zusammengefaßt werden kann. Damit wird nämlich bei fester Speisespannung

$$U_s = U_{aB} + R_v (I_a + \delta I_L + I'_p) \quad (3)$$

auch bei schwankender Last die Summe $(I_a + \delta I_L)$ wie auch I'_p konstant. Mit $R_v = R'_p/2 = U_{aB}/(2 I'_p)$ wird die Speisespannung für die zündspitzenfreie Stabilisierungsschaltung

$$U_s = \frac{1}{2} U_{aB} \left(3 + \frac{I_a + \delta I_L}{I'_p} \right). \quad (4)$$

Den Minimalwert $U_{s \min}$ erhält man, wenn für I_a der minimale Röhrenstrom, wie er in der Tabelle für die verschiedenen Röhren empfohlen wird, für U_{aB} die Brennspannung bei diesem Strom und für δI_L die

maximale Lastschwankung ΔI_L eingesetzt wird. Die maximal zulässige Speisespannung $U_{s \max}$ ergibt sich, wenn für $(I_a + \delta I_L)$ der zulässige Röhrenstrom $I_{a \max}$ und für U_{aB} die Brennspannung bei $I_{a \max}$ gesetzt wird. Bezieht man die Brennspannung beim maximalen Röhrenstrom auf die Brennspannung beim minimalen Röhrenstrom, indem

$$U_{aB(I_{a \max})} = U_{aB(I_{a \min})} + R_i (I_{a \max} - I_{a \min}) = U_{aB(I_{a \min})} + \Delta U_{aB}$$

gesetzt wird, so lauten die Gleichungen für die minimale bzw. maximale zulässige Speisespannung

$$U_{s \min} = \frac{1}{2} U_{aB} \left(3 + \frac{I_{a \min} + \Delta I_L}{I'_p} \right); \quad U_{s \max} = \frac{1}{2} U_{aB} \left(3 + \frac{I_{a \max}}{I'_p} + \frac{3 \Delta U_{aB}}{U_{aB}} \right), \quad (5a) \quad (5b)$$

wobei für U_{aB} die Brennspannung beim minimalen Röhrenstrom $I_{a \min}$ und für ΔU_{aB} die Differenz der Brennspannungen $U_{aB(I_{a \max})} - U_{aB(I_{a \min})}$ einzusetzen sind. Das Verhältnis

$$\frac{U_{s \max}}{U_{s \min}} = \frac{100 + p}{100 - q} = K = \frac{3 + \frac{I_{a \max}}{I'_p} + \frac{3 \Delta U_{aB}}{U_{aB}}}{3 + \frac{I_{a \min} + \Delta I_L}{I'_p}} \quad (5c)$$

gibt den zulässigen Spannungsschwankungsfaktor K ($p\%$ über bzw. $q\%$ unter der Nennspannung) für volle Aussteuerung der Kennlinie. Daraus folgt für den konstanten Stromanteil auf der Lastseite

$$I'_p = \frac{I_{a \max} - K(I_{a \min} + \Delta I_L)}{3(K - (\Delta U_{aB}/U_{aB}) - 1)} \quad (6)$$

bei dem mit vorgegebenem Schwankungsfaktor K für die SpeiseSeite die Röhrenkennlinie vom Minimalstrom $I_{a \min}$ bis $I_{a \max}$ durchfahren wird und die Lastausregelung ΔI_L erfolgt.

Diese Zusammenhänge sind in den Bildern 11, 12 und 13 für die Röhren ZZ 1020, ZZ 1010 und ZZ 1040 wiedergegeben und sollen hier mit einigen Berechnungsbeispielen veranschaulicht werden. An Hand dieser Bilder kann man sich schnell informieren, welche Type für die geforderten Last- und Spannungsbedingungen geeignet ist. Die übrigen für die Berechnung benötigten Daten aus den Datenblättern können der Tabelle und den Kennlinien $U_{aB} = f(I_a)$ (Bilder 14, 15 und 16) für die genannten Typen entnommen werden.

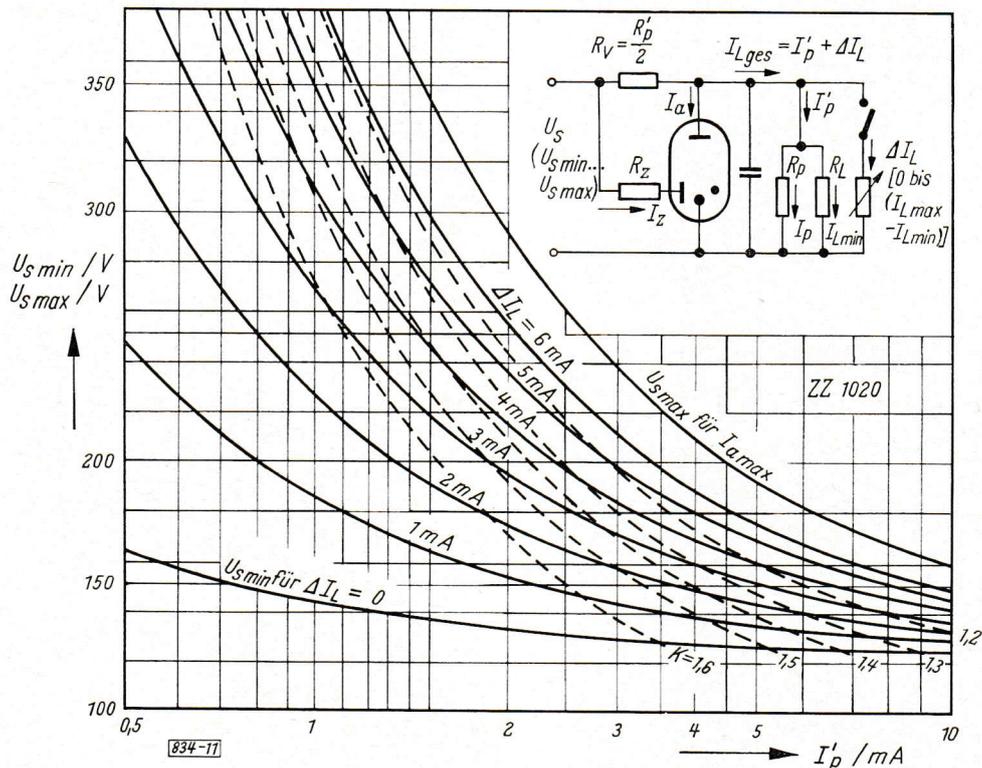


Bild 11: Speisespannung von ZZ 1020 als Funktion von I'_p , ΔI_L und K mit $I_{a \max} = 8 \text{ mA}$

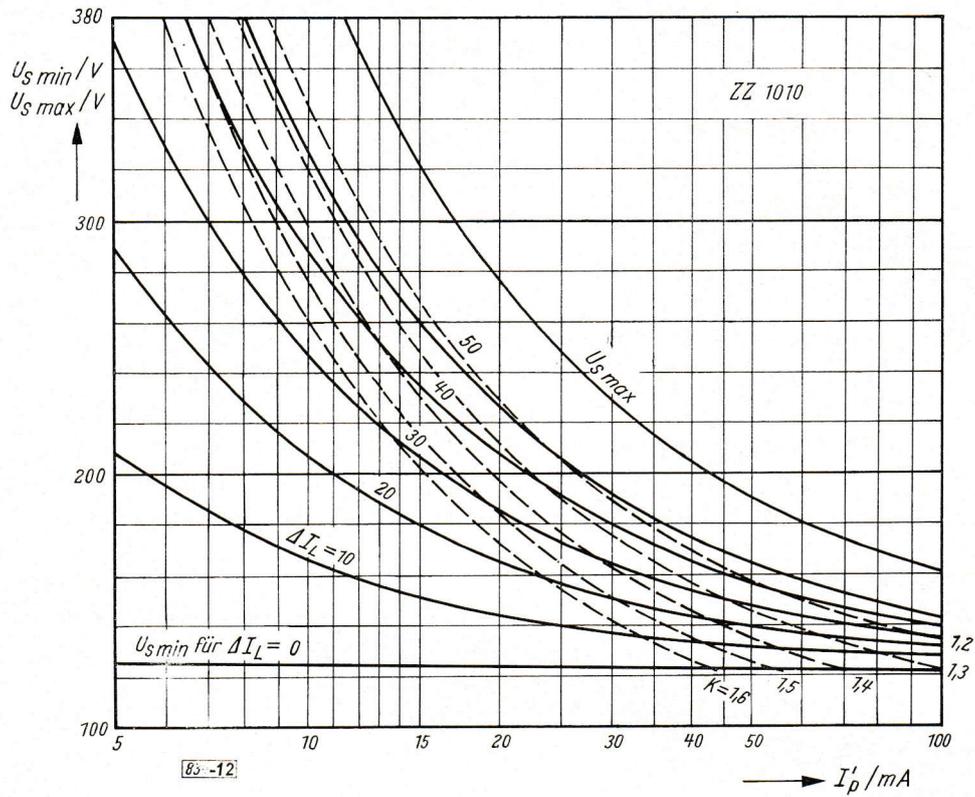


Bild 12: Speisespannung von ZZ 1010 als Funktion von I_p' , ΔI_L und K mit $I_{a \max} = 70$ mA

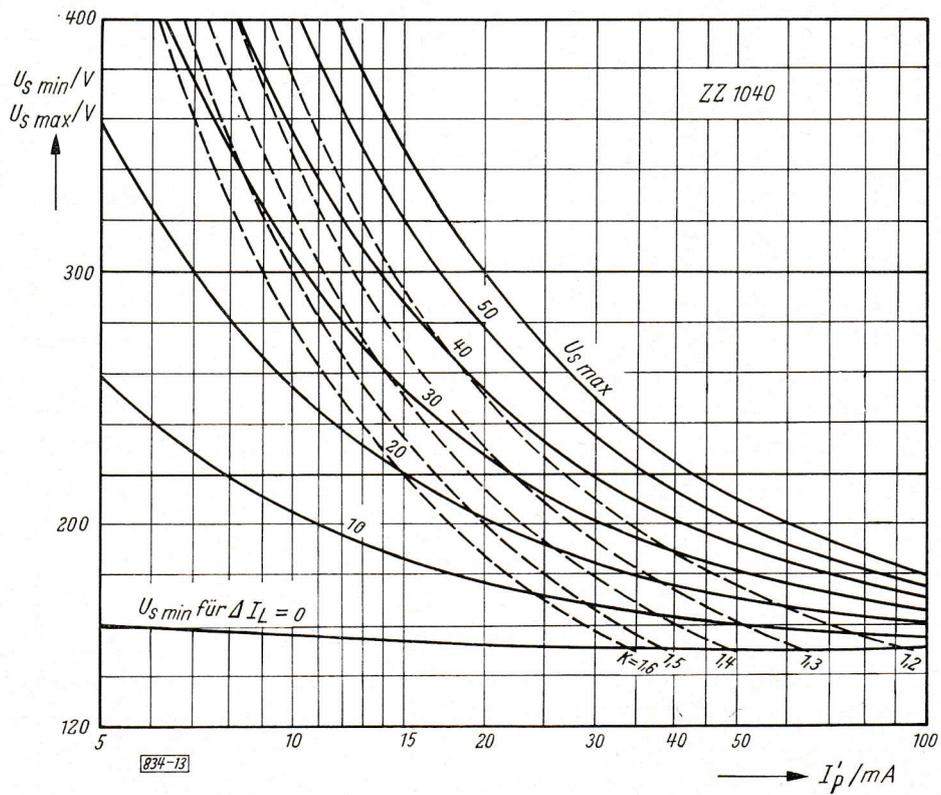


Bild 13: Speisespannung von ZZ 1040 als Funktion von I_p' , ΔI_L und K mit $I_{a \max} = 60$ mA

Tabelle: Die für die Berechnung einer Stabilisierungsschaltung benötigten Röhrendaten von Stabilisatoren mit Hilfsentladung

Röhrentyp	ZZ 1020 Submin.	ZZ 1010 Miniatur	ZZ 1040 Magnoval	
Brennspannung bei I_a min	U_{aB} V	81,4	81,4	100
max. Anodenstrom	$I_{a\max}$ mA	8	70	60
min. Anodenstrom *) beim Hilfsstrom I_z	$I_{a\min}$ mA	0,5	0,5	1
max. Brennspannungsdifferenz für volle Aussteuerung $I_{a\min} \dots I_{a\max}$	ΔU_{aB} V	3,2	6,5	0
Hilfsentladungsstrom *)	I_z mA	0,2	0,2	1
Brennspannung der Hilfsstrecke bei $I_{a\min}$	U_{zB} V	~85	~85	~106
Zündspannung der Hilfsstrecke	U_{zZ} V	122	122	150
= min. Speisespannung *)	$U_{s\min}$ V			

*) empfohlener Wert für schwingungs- und zündspitzenfreien Betrieb.

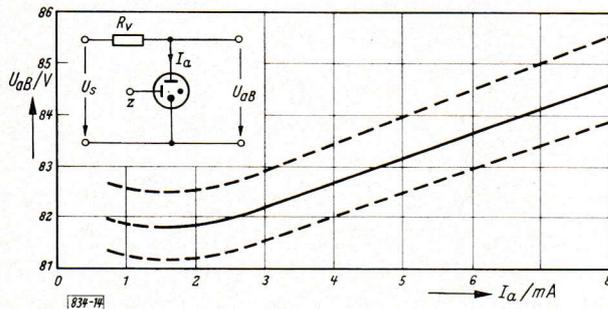


Bild 14: $U_{aB} = f(I_a)$ -Kennlinie für ZZ 1020 für $I_z = 0$

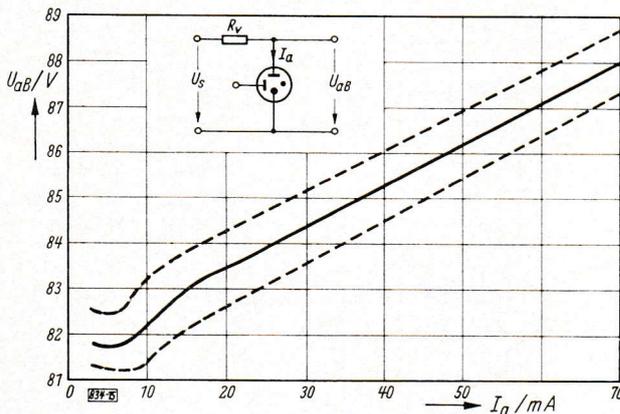


Bild 15: $U_{aB} = f(I_a)$ -Kennlinie für ZZ 1010 für $I_z = 0$

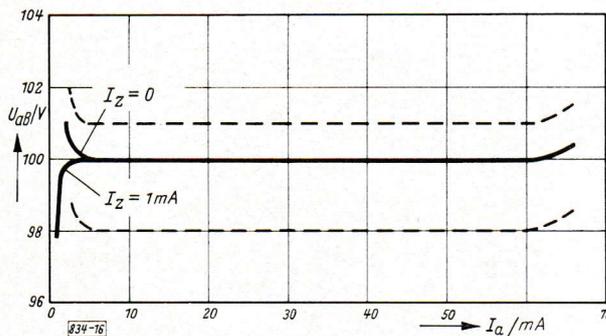


Bild 16: $U_{aB} = f(I_a)$ -Kennlinie für ZZ 1040

4. Berechnungsbeispiele

4.1 Beispiel 1

Die Dimensionierung einer Schaltung mit ZZ 1020 mit Hilfsstrom gemäß Bild 11 soll so vorgenommen werden, daß sie ausgangsseitig bei einer stabilisierten Spannung von $U_{aB} \approx 83$ V an einen Verbraucher R_L einen konstanten Strom von $I_L = 5$ mA abgibt und eingangsseitig von einer Spannung U_s gespeist wird, deren Nennwert um (+ 15%, - 20%) schwanken darf. Dabei soll in diesem gewählten Beispiel die Kennlinie vom Maximalstrom $I_{a\max} = 8$ mA bis zu $I_a = 0,5$ mA durchfahren werden können. Die Parallelkapazität C_p sei 4 μ F; Zündspitzen dürfen nicht auftreten. Es sollen die zur Speisung benötigte Nennspannung $U_{s\text{nenn}}$, der Vorwiderstand R_v und der Vorwiderstand für die Hilfsstrecke R_z ermittelt werden.

Der Verbraucher stellt einen festen Lastwiderstand $R_L = 16,6$ k Ω dar. Wegen der geforderten Freiheit von Zündspitzen muß der Vorwiderstand $R_v = 0,5 R_L = 8,3$ k Ω werden. Da bei der Mindestspeisespannung $U_{s\min}$ der Anodenstrom $I_a = 0,5$ mA werden soll, wird dabei der Gesamtstrom im Vorwiderstand $I_{Rv} = I_a + I_L = 5,5$ mA oder der Spannungsabfall $U_{Rv} = R_v \cdot I_{Rv} = 45,6$ V. Die Brennspannung U_{aB} beträgt nach Bild 14 für $I_a = 0,5$ mA und $I_z = 0,2$ mA etwa 81,4 V und somit die Mindestspeisespannung $U_{s\min} = U_{Rv} + U_{aB} = 127$ V, oder der Nennwert der Speisespannung $U_{s\text{nenn}} = U_{s\min}/0,8 = 159$ V.

Beim maximal zulässigen Anodenstrom $I_{a\max} = 8 \text{ mA}$ wird der Gesamtstrom $I_{Rv} = I_{a\max} + I_L = 13 \text{ mA}$ und der Spannungsabfall $U_{Rv} = R_v \cdot I_{Rv} = 108 \text{ V}$. Für die Brennspannung gibt die Kennlinie den Wert $U_{aB} (8 \text{ mA}) = 84,6 \text{ V}$ an, und die maximal zulässige Speisespannung wird somit

$$U_{s\max} = 192,6 \text{ V} = U_{s\text{nenn}} + 21\%.$$

Für die volle Ausnutzung der Kennlinie von $I_a = 0,5 \dots 8 \text{ mA}$ würde der zulässige Schwankungsfaktor

$$K = \frac{U_{s\max}}{U_{s\min}} = \frac{100 + 21}{100 - 20} = 1,51$$

betragen. Die ermittelten Werte lassen sich aus dem Diagramm Bild 11 ablesen. Bei konstantem Laststrom ist $\Delta I_L = 0$ und die Kurve für $U_{s\min}$ bei $\Delta I_L = 0$ schneidet den Abszissenwert $I'_p = 5 \text{ mA}$ bei $U_{s\min} = 127 \text{ V}$. Für diesen Punkt findet man auch den Schwankungswert K zu 1,51 für volle Aussteuerung der Kennlinie bis zu $I_a = I_{a\max} = 8 \text{ mA}$. Die maximal zulässige Speisespannung $U_{s\max}$ für $I_{a\max}$ wird bei $I'_p = 5 \text{ mA}$ zu etwa 193 V abgelesen.

Für den hier betrachteten Fall, daß nämlich die Speisespannung den Nennwert nur um maximal 15% übersteigt, wird auch die Kennlinie nicht bis zu $I_{a\max}$ ausgefahren. Der bei 15% Überspannung auftretende Spannungswert ist $U_s = 1,15, U_{s\text{nenn}} = 183 \text{ V}$ und der im Vorwiderstand fließende Strom

$$I_{Rv} = (U_s - U_{aB})/R_v \approx 12 \text{ mA}.$$

Der Röhrenstrom ist dabei dann $I_a = I_{Rv} - I_L \approx 7 \text{ mA}$, er ändert sich bei Änderung der Speisespannung von $U_{s\min} = 127 \text{ V}$ auf $U_s = K \cdot U_{s\min} = 183 \text{ V}$ von 0,5 mA auf 7 mA um $\Delta I_a = 6,5 \text{ mA}$. Dieser Wert läßt sich ebenfalls dem Diagramm (Bild 11) entnehmen, indem man für $I'_p = 5 \text{ mA}$ und für die Speisespannung $U_s = 183 \text{ V}$ die Stromänderung ΔI zu etwa 6,5 mA abschätzen kann. Für die Nennspannung $U_{s\text{nenn}} = 159 \text{ V}$ ist nach dem Diagramm $\Delta I = 4 \text{ mA}$ und der Röhrenstrom $I_{a\text{nenn}} = \Delta I + I_{a\min} = 4,5 \text{ mA}$.

Aus dem Kennlinienverlauf läßt sich eine Änderung der Brennspannung von $-1,4 \text{ V}$ bzw. $+1,4 \text{ V}$ oder etwa $\pm 1,7\%$ ablesen. Bei einer Speisespannungsschwankung von -20% bzw. $+15\%$ beträgt bei dieser Dimensionierung der Stabilisierungsfaktor $S = \Delta U_{aB}/\Delta U_s \approx 10$. Zur Ermittlung des Vorwiderstandes R_z gibt Bild 9 für $C_p = 4 \mu\text{F}$ die Werte I_z bzw. $I_{a\text{krit}}$ zu 0,3 mA bzw. 0,9 mA an. Aus Gl. (1) $R_z = R_v (I_{a\text{krit}} + I_L)/I_z$ ergibt sich die Größe des Widerstandes zu $R_z \leq 164 \text{ k}\Omega$.

4.2 Beispiel 2

Der entnommene Laststrom einer Stabilisierungsschaltung mit ZZ1020 soll sich zwischen 0...4 mA ändern und der Röhrenstrom soll, wie im Beispiel 1, innerhalb der Grenzen von $I_a = 0,5 \dots 8 \text{ mA}$ bleiben. Die Parallelkapazität sei wieder $C_p = 4 \mu\text{F}$, Zündspitzen dürfen nicht auftreten. Für die Speisespannung soll eine Schwankung von $(+15\%, -20\%)$ zugelassen sein, entsprechend einem Schwankungsfaktor $K = (100 + 15)/(100 - 20) = 1,44$. Gesucht wird die notwendige Nennspannung für die Speisung, und es soll die Dimensionierung der Schaltung angegeben werden.

Da nach Voraussetzung der Lastwiderstand den Wert $R_L = \infty$ annehmen kann, muß nach Gl. (2) zur Unterdrückung von Zündspitzen ein zusätzlicher Parallelwiderstand $R_p = 2 \cdot R_v$ eingefügt werden, dessen Größe von der zu wählenden Speisespannung abhängt, die ihrerseits jedoch hoch genug sein muß, um die Forderung bezüglich des Schwankungsfaktors zu erfüllen. Nach Gl. (6) ergibt sich der Strom im Parallelwiderstand mit $I_{a\min} = 0,5 \text{ mA}$, $\Delta I_L = 4 \text{ mA}$, $I_{a\max} = 8 \text{ mA}$, $\Delta U_{aB} = 3,2 \text{ V}$, $U_{aB} (0,5 \text{ mA}) = 81,4 \text{ V}$ und $K = 1,44$ zu $I'_p = I_p = 1,28 \text{ mA}$ und somit der Parallelwiderstand zu $R'_p = 81,4 \text{ V}/1,28 \text{ mA} = 63,6 \text{ k}\Omega$ bzw. der Vorwiderstand zu $R_v = R'_p/2 = 31,8 \text{ k}\Omega$. Die Mindestspeisespannung wird somit $U_{s\min} = R_v (I'_p + \Delta I_L + I_{a\min}) + U_{aB} = 31,8 \cdot 5,78 + 81,4 = 265 \text{ V}$ in Übereinstimmung mit Gl. (5a), und die maximal zulässige Speisespannung nach Gl. (5b) $U_{s\max} = K \cdot U_{s\min} = 380 \text{ V}$. In dem Diagramm (Bild 11) lesen wir über $I'_p = 1,28 \text{ mA}$ bei $\Delta I_L = 4 \text{ mA}$ die Mindestspeisespannung zu 265 V und den ausnutzbaren Schwankungsfaktor zu $K = 1,44$ ab. Die Kurve für die maximale Speisespannung beim maximalen Röhrenstrom $I_{a\max}$ gibt für $I'_p = 1,28 \text{ mA}$ den Wert $U_{s\max} = 380 \text{ V}$. Beim Nennwert der Speisespannung $U_{s\text{nenn}} = U_{s\max}/1,15 = U_{s\min}/0,80 = 330 \text{ V}$ ist der einfließende Speisestrom $I_{s\text{nenn}} = (U_{s\text{nenn}} - U_{aB})/R_v = 7,7 \text{ mA}$. Der Hilfsstrom, aus Bild 9 für $C_p = 4 \mu\text{F}$ zu $I_z = 0,3 \text{ mA}$ entnommen, muß auch bei $U_{s\min}$ in der angegebenen Höhe bestehen, da wegen der vorgesehenen Laständerung der Anodenstrom alle möglichen Werte zwischen 0,5...4,5 mA, also auch $I_{a\text{krit}} = 0,9 \text{ mA}$, annehmen kann. Mit einer Brennspannung der Hilfsstrecke bei $I_a = 0,9 \text{ mA}$ von $U_{zB} = 85 \text{ V}$ (Bild 10) wird $R_z \leq (U_{s\min} - U_{zB})/0,3 \leq 600 \text{ k}\Omega$.

4.3 Beispiel 3

Vorgegeben ist die Speisespannung mit dem Nennwert $U_{s\text{,nenn}} = 285 \text{ V}$ ($220 \text{ V} \sim \text{Netz}$ nach Gleichrichtung) und einer auszuregelnden Schwankung von $(+10\%, -15\%)$ ($K = 1,3$). Der Verbraucher nimmt bei einer stabilisierten Spannung von 100 V einen konstanten Strom von $I_{L\text{,min}} = 10 \text{ mA}$ auf. Darüber hinaus soll noch ein zusätzlicher veränderlicher Laststrom entnommen werden können, dessen zulässige Größe ΔI_L zu bestimmen ist. Dem Verbraucher ist eine Kapazität von $C_p = 10 \mu\text{F}$ parallelgeschaltet; Störschwingungen und Zündspitzen dürfen nicht auftreten. Verwendet wird ein Stabilisator vom Typ ZZ 1040, dessen Daten in der Tabelle enthalten sind. Aus Gl. (6)

$$I'_p = \frac{I_{a\text{,max}} - K(I_{a\text{,min}} + \Delta I_L)}{3(K - (\Delta U_{aB}/U_{aB}) - 1)}$$

erhält man nach Einsetzen der Werte für ZZ 1040 mit $U_{aB} = 100 \text{ V}$; $\Delta U_{aB}/U_{aB} = 0$; $I_{a\text{,max}} = 60 \text{ mA}$; $I_{a\text{,min}} = 1 \text{ mA}$ und $K = 1,3$ für die zulässige Laststromänderung den Ausdruck $\Delta I_L = 45 - 0,7 I'_p$, der, in Gl. (5a) eingesetzt, aus $U_{s\text{,min}} = U_{s\text{,nenn}} \cdot 0,85 = 242 \text{ V} = U_{aB} [3 + (I_{a\text{,min}}/I'_p) + (\Delta I_L/I'_p)]/2$ den Wert für I'_p zu $18,5 \text{ mA}$ ergibt, um unter den vorgegebenen Bedingungen zündspitzenfreien Betrieb zu gewährleisten. Die zulässige Laststromänderung ist $\Delta I_L = 45 - 0,7 I'_p = 32 \text{ mA}$, wenn durch einen zusätzlichen Parallelwiderstand R_p der Strom $I_p = I'_p - I_{L\text{,min}} = 18,5 - 10 = 8,5 \text{ mA}$ fließt, entsprechend einem $R_p = 100 \text{ V}/8,5 \text{ mA} = 11,8 \text{ k}\Omega$.

In der Gl. (2) für den Vorwiderstand $R_v = 0,5 \cdot R_L$ ist für R_L wieder der größte im Betrieb vorkommende Wert $R_L = U_{aB}/I'_p = 100 \text{ V}/18,5 \text{ mA} = 5,4 \text{ k}\Omega$ einzusetzen; R_v wird also $2,7 \text{ k}\Omega$.

Für den Röhrentyp ZZ 1040 ist ein schwingungsfreier Betrieb mit Anodenströmen I_a bis unter 1 mA herunter und bei beliebigen Parallelkapazitäten gewährleistet, wenn der Hilfsstrom I_z etwa 1 mA beträgt. Der Vorwiderstand für die Hilfsstrecke wird somit zu $R_z \leq (U_{s\text{,min}} - U_{zB})/I_z = (242 \text{ V} - 106 \text{ V})/1 \text{ mA} = 136 \text{ k}\Omega$ bemessen.

5. Reihenschaltung von Glimmstabilisatoren mit Hilfsstrecke

Durch die Reihenschaltung mehrerer gleichartiger Stabilisatorröhren lassen sich auf einfache Weise höhere stabilisierte Spannungen herstellen (Bild 17). Die Dimensionierung einer Schaltung mit einer Anzahl n in Serie liegender Röhren erfolgt in gleicher Weise wie für die Einzelröhre, wobei man die Werte für die Speisespannung U_s , die Brennspannung U_{aB} , den Vorwiderstand R_v und den Lastwiderstand R_L mit dem Faktor n , den Wert für die Parallelkapazität jedoch mit $1/n$ multipliziert. Bei Verwendung von Röhren ohne Hilfsentladung bedeutet die Reduzierung der für die Reihenschaltung zulässigen Parallelkapazität in manchen Fällen eine Einschränkung des Anwendungsbereichs. Verwendet man jedoch Röhren mit Hilfsentladungsstrecke, so lassen sich auch hier wieder beliebige Kapazitäten parallel schalten und störende Zündspitzen vermeiden.

Die für die Durchzündung aller Hilfsstrecken benötigte Spannung ist dabei nicht das n -fache der Zündspannung U_{zZ} der Einzelröhre, sondern nur um $(U_{zZ} - U_{aB})$ größer als das n -fache der Brennspannung U_{aB} . Bei unbelastetem Ausgang ist $(U_{zZ} - U_{aB})$ die auftretende Zündspitze, wie bei der Einzelröhre, sie ist in ihrem Absolutwert unabhängig von der Anzahl der in Serie geschalteten Röhren.

Diese Spannungsüberhöhung wird auch hier durch die gleichen Maßnahmen unterdrückt wie bei der Einzelröhre (s. Abschn. 3.2), indem durch Einfügen eines Parallelwiderstandes R_p die Speisespannung so weit heruntergeteilt wird, daß die an der Anode der letzten Röhre (Rö 4 in Bild 17) auftretende Spannung die Brennspannung nicht übersteigen kann, wenn die Speisespannung gerade den Wert erreicht, bei dem die Durchzündung dieser Röhre über deren Hilfsanode erfolgt. Das ist der Fall, wenn

$$\frac{U_{aZ} - U_{aB}}{n \cdot U_{aB}} = \frac{R_{vn}}{R_{pn}} \quad \text{oder} \quad R_{pn} = \frac{n \cdot R_{vn}}{(U_{zZ}/U_{aB}) - 1} \quad \text{wird.}$$

Für die Röhrentypen ZZ 1010, ZZ 1020 und ZZ 1040 ist $(U_{zZ}/U_{aB}) - 1 = 0,5$ und somit lautet die Bedingung für die Unterdrückung der Zündspitze $R_{pn} = 2 \cdot n \cdot R_{vn}$. Die Größe des notwendigen Hilfsstromes I_z entnimmt man wieder dem Diagramm Bild 9, wobei jedoch, wie schon erwähnt, die angeschriebenen Abszissenwerte C_p durch die Anzahl der Röhren n zu dividieren sind. Wichtig für die Gewährleistung eines schwin-

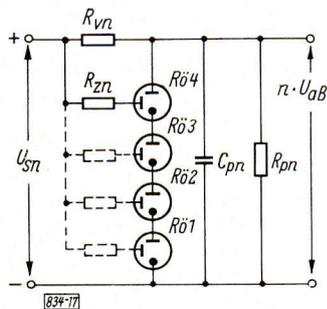


Bild 17:

Serienschaltung von Glimmstabilisatoren mit Hilfsstrecke

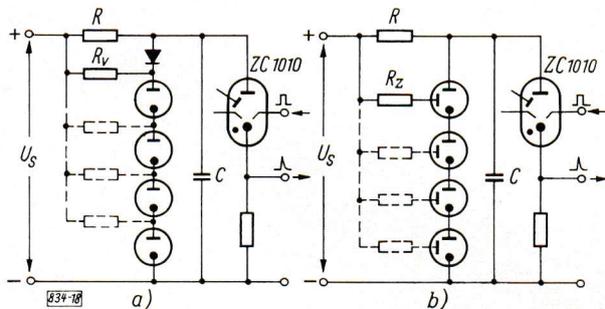


Bild 18: Glimmstabilisatoren zur Spannungsbegrenzung
a) ohne Hilfsstrecke, b) mit Hilfsstrecke

Stabilisatoren mit Hilfsstrecke wiedergegeben. Es handelt sich dabei um die schon in Bild 3 gezeigte Prinzipschaltung für die Speisung einer impulsweise betriebenen Schaltröhre (ZC 1010) in Selbstlöschung, bei der gleichzeitig hohe Impulsleistung und hohe Impulsfrequenz gefordert werden soll. In solchen Fällen kann die Aufladung der Kapazität C nicht mehr direkt von den Stabilisatorstrecken her vorgenommen werden, weil bei der hohen Ladestromspitze unmittelbar nach dem Impuls die Glimmladung verlöscht und C anschließend unzulässig bis zur Zündspitze aufgeladen würde. Erfolgt die Aufladung von C jedoch gemäß Bild 18a von der höheren Speisespannung U_s über R , so werden die Glimmstrecken von dem in C hineinfließenden Ladestrom nicht berührt. Erst wenn die Spannung an C bis zur Brennspannung der Glimmstrecken hochgelaufen ist, fließt der durch die Spannungsdifferenz $U_s - U_{aB}$ und den Widerstand R gegebene kleinere Strom über die Diode D in die Stabilisatorröhren.

Im Gegensatz zu den üblichen Stabilisatorschaltungen, bei denen der Ladestrom den Glimmstrecken entnommen wird, fließt bei einer Spannungsbegrenzer-Schaltung gemäß Bild 18 ein Strom in die Entladungsstrecken hinein, sobald die Aufladung von C beendet ist. Entsprechend ist auch die Begrenzerschaltung so zu dimensionieren, daß bei Absenkung der Spannung an C im Impuls in den Stabilisatorstrecken der notwendige Mindestwert für den Querstrom aufrechterhalten wird, der dann nach beendeter Kondensatoraufladung bis zum zulässigen Maximalstrom $I_{a \max}$ auflaufen darf. In Bild 18a wird der Mindestquerstrom für die verwendeten Glimmdioden über R_v geführt. Der nach beendeter Kondensatoraufladung über R und R_v in die Glimmstrecken fließende Strom hängt von der Größe der Parallelkapazität C ab (s. auch Bild 6 für die Type ZZ 1020 bei fehlendem Hilfsstrom). Demzufolge ist auch der für die Ausregelung von Netzschwankungen und für die Aufnahme des über die Diode D einfließenden Stromes zur Verfügung stehende Strombereich je nach Größe der verwendeten Kapazität mehr oder weniger stark eingengt.

Bei Verwendung von Glimmstabilisatoren mit Hilfsstrecke ist das nicht der Fall, weil bei brennender Hilfsstrecke der Anodenstrom auch zu Null werden darf, ohne daß es zu Spannungsüberhöhungen kommen kann, und es steht der gesamte Strombereich von Null bis zum zulässigen Maximalstrom zur Verfügung. Es muß lediglich sichergestellt sein, daß bei der Mindestspeisespannung der aus Bild 9 abzulesende Hilfsstrom I_z fließt. Der Kleinstwert von R ist dann durch den Höchstwert der Speisespannung und den Maximalstrom der Stabilisatorröhre zu $R \geq (U_{s \max} - U_{aB}) / I_{a \max}$ festgelegt. Da in diesem Fall die Diode D überflüssig ist, entspricht die Schaltung Bild 18b der einfachen Stabilisierungsschaltung mit Glimmtrioden bis auf die eben genannte Abwandlung in der Dimensionierung. Für die Vermeidung von Zündspitzen gilt auch hier das in Abschn. 3.2 Gesagte.

ungungsfreien Betriebs bei in Serie geschalteten Glimmtrioden ist lediglich die Größe des Hilfsstromes für die letzte Röhre (Rö 4 in Bild 17), da alle übrigen Röhren an der Kathode wenigstens auch diesen Strom führen. Somit gilt für die Dimensionierung des Vorwiderstandes für diese Röhre

$$R_{zn} = \frac{1}{I_z} (n \cdot U_{aB} + R_{vn} (I_a + I_L) - n \cdot U_{zB}).$$

Dies entspricht der für die Einzelröhre abgeleiteten Beziehung (1):

$$R_{zn} = \frac{R_{vn}}{I_z} (I_{a \text{ krit}} + I_L).$$

Weitere Widerstände R_z , über die die Hilfelektroden der übrigen Röhren an die Speisespannung U_a gelegt werden können, sind für die Aufrechterhaltung eines schwingungsfreien Betriebes unwichtig und dienen lediglich dazu, die Zündung dieser Röhren zu erleichtern. Ihre Werte sind ganz unkritisch und sollten so gewählt werden, daß der Hilfsstrom jeweils etwa $50 \mu A$ bei der Nenn-Speisespannung beträgt.

6. Spannungsbegrenzung mit Glimmstabilisatoren

In Bild 18a ist eine Spannungsbegrenzer-Schaltung mit Stabilisatoren ohne Hilfsstrecke und in Bild 18b eine Abwandlung derselben Schaltung für die Verwendung des gleichen Typs von Stabilisatoren mit Hilfsstrecke wiedergegeben.