

Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 44 (1966)

Heft: 11

Artikel: Über die Störempfindlichkeit der Farbfernsehverfahren NTSC, PAL und SECAM III beim drahtlosen Heimempfang, unter besonderer Berücksichtigung des Mehrwegempfanges. I

Autor: Bernath, K.W.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-874591>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 13.01.2026

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

TECHNISCHE MITTEILUNGEN

BULLETIN TECHNIQUE

PTT

BOLLETTINO TECNICO

Herausgegeben von den Schweizerischen Post-, Telephon- und Telegraphen-Betrieben - Publié par l'entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses - Pubblicato dall'Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Konrad Walter BERNATH, Bern

621.397.132: 621.391.82

Über die Störempfindlichkeit der Farbfernsehverfahren NTSC, PAL und SECAM III beim drahtlosen Heimempfang, unter besonderer Berücksichtigung des Mehrwegeempfanges¹ (I)

Zusammenfassung. In der vorliegenden Arbeit wird untersucht, wie sich die an die CCIR-B- und G-Normen angepassten Farbfernsehverfahren NTSC, PAL und SECAM III beim drahtlosen Heimempfang unter naturgegebenen Störeinflüssen verhalten. In den ersten Abschnitten wird das Problem, unter Zugrundelegung einfacher Bildinhalte und Übertragungsmodelle, theoretisch erörtert. Dem Mehrwegeempfang wird dabei besondere Aufmerksamkeit geschenkt. Er wird teilweise probabilistisch behandelt, wodurch sich eine Reihe systemspezifischer Erscheinungen, die bei den praktischen Empfangsversuchen beobachtet wurden, erklären lassen. Im letzten Abschnitt werden die Ergebnisse ausgedehnter praktischer Ausbreitungs- und Empfangsversuche mitgeteilt. In nicht-idealen Empfangslagen liess sich mit dem PAL-System im Mittel eine etwas bessere Bildqualität erzielen als mit den andern Systemen. Dieses im statistischen Sinne signifikante Resultat steht in gutem Einklang mit den theoretischen Überlegungen der einleitenden Kapitel.

Résumé. Dans le présent travail, on a étudié comment les procédés de télévision en couleur NTSC, PAL et SECAM III, adaptés aux normes B et G du CCIR, se comportent lorsque la réception se fait au moyen de récepteurs domestiques et sous l'influence de perturbations naturelles. Dans les premiers chapitres, on a traité théoriquement le problème en partant d'un contenu d'image simple et de modèles de propagation simples. On a alors considéré avec attention le cas de la réception par trajets multiples. Ce cas a été étudié en partie d'après la théorie des probabilités et il en est ressorti qu'une série de constatations faites avec les différents systèmes ont pu être expliquées. Dans le dernier chapitre, on a donné les résultats de nombreux essais de propagation et de réception. Dans des endroits de réception non idéaux, on a obtenu une qualité d'image en moyenne un peu meilleure avec le système PAL qu'avec les autres systèmes. Ce résultat statistique sûr est en bon accord avec la théorie exposée dans les sections précédentes.

Riassunto. Viene esaminato il comportamento dei sistemi di televisione a colori NTSC, PAL e SECAM III adeguati alle norme B e G del CCIR, in condizioni normali di ricezione e in presenza di perturbazioni naturali. Il problema viene dapprima studiato teoricamente in base a contenuti d'immagine semplici ed a modelli di trasmissione, con particolare riguardo alla ricezione per tragitti multipli. Questo caso viene parzialmente trattato in base alla teoria delle probabilità che permette di spiegare una serie di fenomeni specifici ai sistemi osservati in pratica. L'ultimo capitolo espone i risultati delle numerose prove di propagazione e di ricezione. Nelle ubicazioni non ideali, la qualità delle immagini ricevute con il sistema PAL si è rilevata in media migliore di quella ottenuta con gli altri sistemi. Questo risultato significativo dal punto di vista statistico corrisponde bene alle considerazioni teoriche esposte nei capitoli introduttivi.

Summary. This paper deals with comparative investigations into the susceptibility to interference of the three colour television systems NTSC, PAL and SECAM III, adapted to the CCIR standards B and G. The investigations were confined to the propagated signal, and its reception in the home. Special emphasis is given to the multipath problem, which is theoretically treated in some detail, partly on a statistical basis. Subjective results of elaborate field trial work are presented in the last section, mainly in the condensed form of histo-

grams. The theoretical studies given in the foregoing chapters, and in particular those regarding randomly distributed echo signals, help to explain a number of phenomena observed during the field tests. In non-ideal receiving conditions, the PAL system gave, on the average, a somewhat better picture quality than the other systems. This result, being statistically significant, is in good agreement with the theoretical considerations of the foregoing chapters.

¹ Dissertation (ETH Zürich)

1. Einleitung

Das Farbfernsehen stellt an den Übertragungsweg vom Studio zum Heimempfänger höhere Anforderungen als das monochrome Fernsehen. Die Gesamttoleranzen hängen im einzelnen vom verwendeten Farbfernseh-Übertragungssystem (kurz: Farbfernsehsystem) ab [1].

Der drahtlose Pfad zwischen Sender und Heimempfänger nimmt dabei insofern eine Sonderstellung ein, als er sich durch apparative Massnahmen nur indirekt und nur in beschränktem Umfang beeinflussen lässt.

Dies hat folgende Gründe:

- a) Die Abmessungen der Empfangsantennen können aus praktischen Erwägungen heraus nicht wesentlich grösser als die Länge der verwendeten Trägerwellen sein. Bei der geforderten Breitbandigkeit lässt sich damit keine sehr gute Richtwirkung erzielen; horizontale Halbwertbreiten von $\pm 20^\circ$ bis $\pm 30^\circ$ gelten als normal.

Dies hat zur Folge, dass die elektromagnetische Energie häufig auf vielen Wegen unterschiedlicher Länge zur Empfangsantenne gelangt (Mehrwegeempfang). Ist die Zeit, welche die Rundfunkwellen zum Zurücklegen der Wegdifferenzen benötigen, von der Grössenordnung der Bildpunktdauer oder grösser als diese, ergeben sich Signalverzerrungen, wobei anzunehmen ist, dass das Ausmass der Bildverschlechterung unter gegebenen Empfangsbedingungen vom verwendeten Farbfernsehsystem abhängt.

- b) Die Empfangsantenne kann ausser dem Nutzsignal Störsignale fremder Sendequellen mitempfangen. Dabei ist im wesentlichen zwischen sinusförmigen, impulsförmigen und rauschartigen Störungen zu unterscheiden.

Von praktischer Bedeutung sind vor allem die sinusförmigen Störungen modulierter und unmodulierter Trägersignale (Gleichkanalstörungen), sowie, zumindest in den Meterbändern, die durch Motorfahrzeuge, elektrische Geräte und Anlagen hervorgerufenen Störungen von überwiegend impulsartigem Charakter. Die rauschförmigen Störungen kosmischen Ursprungs lassen sich gegenüber dem Rauschen der Empfänger-Eingangskreise, dem im Rahmen dieser Arbeit, gewissermassen indirekt, grosse Wichtigkeit zukommt, zumindest in den Bändern III bis V vernachlässigen. Atmosphärische Störungen treten in den Fernsehbändern kaum in Erscheinung.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass der Versorgungsbereich beim Fernsehen durch *Mehrwegeempfang*, *Fremdstörungen* und *Empfängerrauschen* begrenzt ist. Einer Vermehrung der Zahl der Sendestationen sind von der wellenplanungstechnischen und – in mindererem Masse – auch von der ökonomischen Seite her Grenzen gesetzt.

Die zuverlässige Erfassung des Einflusses des drahtlosen Pfades auf die Bildqualität ist beim (Farb-) Fernsehen aus drei Gründen nur auf statistischer

Grundlage möglich: 1. weil sich die systemabhängigen, gerade noch tolerierbaren Störsignalanteile nur durch subjektive Versuche über ein Kollektiv von Testpersonen zuverlässig ermitteln lassen; 2. weil diese tolerierbaren Störsignalanteile vom Bildinhalt abhängen und 3. weil die mit der Wellenausbreitung zusammenhängenden Probleme probabilistischer Natur sind. Um bei der Farbfernseh-Sendernetzplanung mit Sicherheit alle wesentlichen Einflussfaktoren zu erfassen, wird das praktische Experiment mit dem farbigen Bild kaum je ganz zu umgehen sein. Darüber hinaus können aber theoretische Untersuchungen, wie später gezeigt wird, sehr wohl etwa zur Klärung beobachteter Phänomene beitragen, oder auch systembedingte Grenzen aufzeigen; besonders dann, wenn sie, was die Wellenausbreitung betrifft, auf statistischer Grundlage durchgeführt werden.

Es seien im folgenden die Begriffe «Farbfernsehverfahren» und «Farbfernsehsystem» auseinandergehalten. Wir unterscheiden in der vorliegenden Arbeit zwischen drei Farbfernsehverfahren: NTSC, PAL und SECAM III. Jedes dieser Verfahren kann an eine der bestehenden monochromen CCIR-Normen angepasst sein [2]. Ein in diesem Sinne in seinen Parametern genau festgelegtes Verfahren nennen wir ein *System*. Alle in dieser Arbeit untersuchten Verfahren sind den B- und G-Normen des CCIR² angepasst: der Systembegriff ist in diesem Sinne zu deuten. (Wir sprechen also beispielsweise nicht vom modifizierten NTSC-System, sondern einfach vom NTSC-System.)

Es geht uns in diesem Bericht im übrigen, wie schon aus dem Titel hervorgeht, vor allem um einen *Systemvergleich*, und nicht etwa darum, für jedes einzelne der drei behandelten Farbfernsehsysteme Toleranzgrenzen zu ermitteln.

Den vorliegenden Untersuchungen sind, wenn nicht besonders vermerkt, die *tentativen Systemdaten der Ad-hoc-Gruppe für Farbfernsehen der UER*³ vom Frühjahr 1965, mit Ergänzung vom Frühjahr 1966, zugrunde gelegt [1]; die monochromen Grundgrössen finden sich in der einschlägigen CCIR-Literatur [2]. In einzelnen Fällen wird auf die seit Juni 1965 gültige neue tentative PAL-Norm, die gegenüber der früheren leicht modifiziert ist, Bezug genommen [3]. Die wichtigsten Systemparameter sind im Anhang aufgeführt.

2. Das hochfrequent geträgerte Farbfernsehsignal

Das zusammengesetzte videofrequente Farbsignal (FBAS-Signal) $M'(t)$ moduliert den hochfrequenten Träger $U_o \cos \Omega_o t$ gemäss folgender Beziehung:

$$u_m(t) = U_o [1 + \eta M'(t)] \cos \Omega_o t, \quad (1)$$

wobei bei den CCIR-B- und G-Normen der Modulationsgrad $\eta = -0,9$ ist (negative Modulation).

Für ruhende Bildinhalte, auf die wir uns hier beschränken wollen, ist $M'(t)$ eine periodische Zeit-

² CCIR=Comité Consultatif International des Radiocommunications

³ UER=Union Européenne de Radiodiffusion

funktion, die sich nach *Fourier* in eine Summe von Sinusschwingungen zerlegen lässt. Setzen wir die Anfangsphasen dieser Schwingungen willkürlich gleich $\pi/2$, das heisst beschränken wir uns auf den geraden Funktionsanteil (für den ungeraden gelten analoge Beziehungen), so ergibt sich für $u_m(t)$:

$$u_m(t) = U_o \left[1 + \frac{2}{T} \sum_1^n |c_i| \cos \omega_i t \right] \cos \Omega_o t, \quad (2)$$

wobei
$$c_i = \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-j\omega_i t} dt, \quad 1 < i < n \quad (3)$$

Eine einfache Umformung lässt erkennen, dass die modulierte Schwingung aus einem Träger und symmetrisch um diesen angeordneten Seitenbändern besteht:

$$u_m(t) = U_o \left\{ \cos \Omega_o t + \frac{\eta}{T} \sum_1^n |c_i| [\cos(\Omega_o - \omega_i)t + \cos(\Omega_o + \omega_i)t] \right\} \quad (4)$$

Der Empfänger weist eine *Nyquist*-Flanke von total 1,5 MHz Breite auf, empfängt also bei höheren Frequenzen nur das obere Seitenband. Insbesondere liegt die gesamte Farbartinformation, die uns bei einem Farbfernseh-Systemvergleich interessiert, im oberen Seitenband. Das eine einfarbige Bildfläche verkörpernde Modulationssignal besitzt, über eine beliebige Zeile gesehen, unter Vernachlässigung der Bild- und Zeilenaustastung, bei allen hier betrachteten Farbfernsehsystemen die folgende Form:

$$M'(t) = Y' + C' \cos(\omega_c t + \varphi_c) \quad (5)$$

(5) in (1) eingesetzt ergibt für das geträgerte Zweiseitenbandsignal

$$u_m(t) = U_o [Y'' + \eta C' \cos(\omega_c t + \varphi_c)] \cos \Omega_o t, \quad (6)$$

mit $Y'' = 1 + \eta Y'$

Für das am ZF-Demodulator des Empfängers vorhandene Signal (Inphase-Komponente) folgt, unter Berücksichtigung von (4),

$$u_m(t) = U_o \left\{ Y'' \cos \Omega_o t + \frac{\eta C'}{2} \cos[(\Omega_o + \omega_c)t + \varphi_c] \right\} \quad (7)$$

beziehungsweise in vektorieller Darstellung

$$\vec{U}_m(t) = U_o \left(Y'' + \frac{\eta C'}{2} e^{j\varphi_c} e^{j\omega_c t} \right) e^{j\Omega_o t} \quad (8)$$

Der rechte Summand in der Klammer entspricht bis auf den konstanten Faktor $\eta/2$ dem videofrequenzen geträgerten Farbartsignal.

3. Der Mehrwegeempfang

3.1 Einleitung

Elektromagnetische Wellen können – den Gesetzen der Optik entsprechend – an Hindernissen gedämpft, gebrochen, reflektiert, gebeugt, gestreut oder auch in der Polarisationssebene gedreht werden. Die räumlichen Abmessungen der Hindernisse können dabei viel grösser, gleich gross, oder auch wesentlich kleiner als

die Länge der heute für Fernsehsendungen ausschliesslich verwendeten Meter- und Dezimeterwellen sein. Die Sendeantenne kann, im Gegensatz etwa zu einer gewöhnlichen Lichtquelle, als kohärenter Kugelstrahler aufgefasst werden. Charakteristisch für eine Fernsehübertragung ist ferner die verhältnismässig langsame Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Schwingungen: 30 m je Bildpunkt (100 ns).

Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen in einem Medium hängt von drei im allgemeinsten Fall richtungsorientierten Materialkonstanten ab: der relativen Permittivität (Dielektrizitätskonstanten), der Permeabilität und der spezifischen Leitfähigkeit. Bei den Meter- und Dezimeterwellen überwiegt in der Natur fast immer die kapazitive Komponente. Eine genaue Ermittlung dieser Materialparameter ist in vielen Fällen, wegen der unregelmässigen äusseren geometrischen Form und der nur sehr angenähert erfassbaren inneren Struktur des oft inhomogenen Mediums kaum möglich (Berghang, Vegetation, Felswand, Gebäude, Freileitung usw.). Von praktischer Bedeutung sind vor allem die Reflexionseigenschaften dieser Medien. Rauher Erdboden mit Vegetation ergibt im allgemeinen eine spiegelnde und eine streuende Sekundärkomponente; die Materialkonstanten treten dabei häufig vor der äusseren geometrischen (Fein-)Struktur der Hindernisse zurück [5]. Nicht zu vernachlässigen sind schliesslich die jahreszeitlichen und die witterungsbedingten Schwankungen sowie – beim Fernempfang – die einem dauernden, regellosen zeitlichen Wechsel unterworfenen physikalischen Eigenschaften der Troposphäre.

Einer theoretischen Behandlung der Materie sind, auf den Fall der Ausbreitung von Fernsehwellen bezogen, aus den in Abschnitt 1 aufgeführten Gründen verhältnismässig enge Grenzen gesetzt. Deterministische Methoden erlauben, auf Grund einfachster Übertragungsmodelle, Einblicke in den Mechanismus der Einflussfaktoren zu gewinnen [4]. Die probabilistische Betrachtungsweise führt, im Verein mit komplizierteren, der Wirklichkeit besser entsprechenden Modellen, zu rohen quantitativen Ergebnissen [5]. In beiden Fällen muss bereits ein beträchtlicher mathematischer Aufwand getrieben werden.

Für eine einwandfreie Fernsehübertragung ist zu fordern, dass alle zeitabhängigen für den Bildaufbau benötigten Signalanteile mit konstanter Verzögerung am Empfangsort eintreffen; das Ersatzschema des idealen drahtlosen Übertragungsweges ist die verzerrungsfreie Laufzeitleitung.

Ideale Übertragungsverhältnisse im strengen Sinne liegen beim Fernsehempfang nun aber fast nie vor, denn auch in vollkommen flachem Gelände trifft bei der Empfangsantenne ausser dem direkten stets auch ein zwischen Sender und Empfänger am Boden reflektiertes Signal ein. Letzteres weist häufig annähernd die gleiche Stärke wie das direkte Signal auf, ist gegenüber diesem aber etwas verzögert und in der

Phase um etwa 180° gedreht (Spiegelung bei flachem Einfall). Die Verzögerung des reflektierten Signals hängt von der Übertragungsdistanz sowie von der Höhe der Sende- und Empfangsantenne über der Reflexionsebene ab. Sie ist normalerweise in flachem Gelände nicht kritisch, kann aber in bergigen Gegenden leicht den Gesamtfrequenzgang beeinflussen und Leuchtdichte-Kanteneffekte wie auch Farbsättigungsfehler (NTSC, PAL) beziehungsweise einen veränderten Farbart-Rauschabstand (SECAM III) zur Folge haben. An ein Ausblenden des am Boden reflektierten Signals durch eine geeignete vertikale Empfangsantennen-Charakteristik ist – des kleinen Winkels zwischen Nutz- und Störsignal wegen – nur in Ausnahmefällen zu denken, zum Beispiel bei Umsetzern, bei denen ein grösserer Antennenaufwand wirtschaftlich tragbar ist [6].

Gewöhnlich wird der Fernsehteilnehmer Übertragungsfehler dieser Art (Kurzzeitechos), die beispielsweise auch in dicht überbauten Empfangsgebieten anzutreffen sind, durch geeigneten Abgleich des Empfängers bestmöglich auszugleichen suchen.

In nicht flachen oder stark überbauten Empfangsgebieten gelangen, wie bereits angedeutet, häufig Signale auf vielen verschiedenen Wegen zur Teilnehmerantenne, wobei im Extremfall ein kompliziertes Zusammenspiel aller eingangs erwähnten optischen Erscheinungen denkbar ist. Selbst gute Empfangsantennen mit beispielsweise $\pm 20^\circ$ Halbwertsbreite weisen eine seitliche Nebenlappendämpfung auf, die im Mittel kaum besser als etwa 20 dB ist; typische Werte für das Vor-Rückwärts-Verhältnis sind 20...25 dB. Stärkere von der Seite oder von hinten eintreffende Echosignale, die häufig gegenüber dem Nutzsignal beträchtlich verzögert sind, können daher in vielen Fällen auch mit guten Empfangsrichtungen nicht hinreichend ausgeblendet werden.

Die Praxis zeigt, dass beim Fernsehempfang in nichtidealem Gelände sowohl *ausgeprägte (diskrete) Einzelechos* als auch zeitlich mehr oder weniger zufällig verteilte Anhäufungen vieler, im einzelnen schwacher Reflexionssignale anzutreffen sind. Ist der zeitliche Abstand benachbarter Störsignale kleiner als die Bildpunktdauer (Einschwingzeit des Systems), wird im folgenden von *diffusen Echos* gesprochen. Da die Bildpunktdauer im Leuchtdichte- und Farbartkanal verschieden ist, ist zwischen diffusen Leuchtdichte- und Farbartechos zu unterscheiden, wobei – der höheren Auflösung des Leuchtdichtekanals wegen – diffuse Leuchtdichteechos immer von diffusen Farbartechos begleitet sind.

Für Reflexionsuntersuchungen kann im übrigen sowohl die Zeit als auch die Frequenz als unabhängige Variable gewählt werden. Bei kleinen Zeitunterschieden bietet im allgemeinen die frequenzmässige, bei grossen Zeitunterschieden die zeitmässige Betrachtungsweise Vorteile [6].

Wir wollen uns in der vorliegenden Arbeit im Interesse einer einheitlichen Darstellung auf die Zeit als unabhängige Variable beschränken.

3.2 Einfluss der Trägerung beim Mehrwegeempfang

Ausser dem geträgerten Farbfernseh-Nutzsignal

$$\vec{U}(t) = M^*(t) U_0 e^{j\Omega_0 t}, \quad M^*(t) = 1 + \eta M'(t) \quad (9)$$

sei an den Antennenklemmen ein geträgertes Echo-Störsignal

$$\vec{U}_s(t) = a \vec{U}(t - \tau) = a e^{-j\Omega_0 \tau} M^*(t - \tau) U_0 e^{j\Omega_0 t} \quad (10)$$

vorhanden. Nutz- und Störsignal ergeben zusammen

$$\vec{U}(t) + \vec{U}_s(t) = [M^*(t) + a e^{-j\Omega_0 \tau} M^*(t - \tau)] U_0 e^{j\Omega_0 t} \quad (11)$$

Der Ausdruck in der eckigen Klammer stellt die Umhüllende dar, die am Ausgang des ZF-Enveloppendemodulators im Empfänger als weiter zu verarbeitendes Videosignal erscheint. Das in dieser enthaltene Echostörsignal ist gegenüber dem Nutzsignal um die Echolaufzeit τ verzögert und um den komplexen Reflexionsfaktor $a e^{-j\Omega_0 \tau}$ gedämpft. Die Inphasekomponente des Störsignals pendelt damit mit wachsendem τ periodisch zwischen den Extremalwerten $+a$ und $-a$ hin und her, wobei die Schwingungsperiode $2\pi/\Omega_0$ einer Wegdifferenz von λ_0 entspricht, das heisst der Wellenlänge der Träger-schwingung.

Falls, was beim drahtlosen Fernsehempfang stets zutrifft, die Trägerfrequenz $F_0 = \Omega_0/2\pi$ sehr viel höher liegt als die höchste Modulationsfrequenz, interessiert in erster Näherung, das heisst bei Vernachlässigung der Quadraturkomponente im Enveloppendemodulator, nur der Realteil

$$\text{Re}(a e^{-j\Omega_0 \tau}) = \pm s \quad (12)$$

des komplexen Reflexionsfaktors. Das trägerfrequente Echoproblem ist damit in den videofrequenten Bereich transformiert, wo es sich formal leichter behandeln lässt.

Beim später erörterten Vielwegeempfang muss allerdings, zur Ermittlung der Wahrscheinlichkeitsverteilungen, vom geträgerten Signal ausgegangen werden.

3.3 Der diskrete Mehrwegeempfang

3.3.1 Theorie des videofrequenten, diskreten Mehrwegeempfanges

Wir legen den nachfolgenden Untersuchungen einen einfachen, für das Farbfernsehen aber charakteristischen Bildinhalt zugrunde:

Linke Bildhälfte – beliebiger, konstanter Grauton (bei SECAM III auch Farbwert),

Rechte Bildhälfte – beliebiger, konstanter Farbwert.

Das Leuchtdichtesignal, das bei allen hier betrachteten Farbfernsehsystemen auf gleiche Weise übertragen wird, soll uns weiter nicht interessieren. Gefragt sei nach den Farbartverzerrungen, die die rechte Bildhälfte erleidet, wenn eine beschränkte Zahl diskreter Einzelechos mit Verzögerungen bis zur halben aktiven Zeilendauer ($26 \mu\text{s}$) vorliegt.

Einflüsse vorangegangener Zeilen, wie auch Fragen der gegenseitigen Beeinflussung von Farbsynchron-

signal und Bildinhalt, werden als Probleme sekundärer Natur, die allerdings in der Praxis nicht notwendigerweise immer vernachlässigbar sind, von der Betrachtung ausgeklammert.

Es wird ferner vorausgesetzt, dass es sich um lineare Farbfernsehsysteme handelt, das heisst, dass die Farbsignalamplituden am Eingang des Coders proportional zur Leuchtdichte entsprechender Bildpunkte sind. Dies trifft in Tat und Wahrheit nicht zu, denn die Grundfarbsignale R , G und B werden bekanntlich vor der Codierung, der nichtlinearen Charakteristik der Wiedergaberöhre wegen, gamma-

vorentzerrt ($\frac{1}{\gamma} = 0,45$). Wir wagen aber zu behaupten, dass diese Vereinfachung, ohne die eine rechnerische Behandlung der Materie sehr schwierig und zeitraubend wäre, auf die Phänomene des Mehrwegeempfangs, zumindest qualitativ, nur einen untergeordneten Einfluss ausübt. So kann man beispielsweise leicht zeigen, dass die lineare Betrachtungsweise bei schwach gesättigten Farben, die in normalen Bildern sehr häufig anzutreffen sind, zu vernachlässigbaren Fehlern führt [7]. Bis an die Klemmen der Bildröhre bleibt sich der Gang der Rechnung in beiden Fällen formal ohnehin gleich. Des weiteren sei daran erinnert, dass es uns primär um einen Systemvergleich geht. Wir lassen konsequenterweise künftig den Index ' bei den Farbsignalen weg.

Um die Bedingung des diskreten Echos für die Farbart streng zu erfüllen, muss der zeitliche Abstand ϑ benachbarter Einzelechos merklich grösser als die Einschwingzeit τ_g des Farbartkanals sein,

$$\vartheta \gg \tau_g, \quad \text{wobei} \quad \tau_g = \frac{1}{2f_g}, \quad (13)$$

f_g = Grenzfrequenz des Farbartkanals.

Damit ist bereits angedeutet, dass uns, als letzte Einschränkung, der zeitliche Verlauf des Farbsignals in der Grenzzone zeitlich benachbarter Echos, als Effekt höherer Ordnung, zunächst weiter nicht interessiert.

3.3.1.1 Das diskret echogestörte NTSC-Farbsignal

Das Nutz-Farbsignal der rechten Bildhälfte sei durch den Vektor

$$\vec{C}_0(t) = \vec{I}_0(t) + j\vec{Q}_0(t) = C_0 \cdot e^{j\varphi_0} \cdot e^{j\omega_c t} \quad (14)$$

gegeben. Der Zeitpunkt $t = 0$ entspreche dem Beginn des Farbsignals in Bildmitte. Für das reflexionsgestörte Farbsignal im beliebigen Intervall ϑ_m zwischen dem m -ten und $m+1$ -ten Echobeitrag in der rechten Bildhälfte (vgl. Fig. 1) resultiert unmittelbar:

$$\vec{C}(\vartheta_m) = \vec{C}_0(t) + C_0 \sum_{i=1}^m s_i \cdot e^{j\varphi_0} \cdot e^{-j\Delta\varphi_i} \cdot e^{j\omega_c t} \quad (15)$$

Dabei bedeuten:

$$\Delta\varphi_i = \omega_c \tau_i$$

$$\omega_c = \text{Kreisfrequenz des Farbträgers}$$

$$\tau_i = \text{Laufzeit des } i\text{-ten Echobeitrages, } 1 \leq i \leq m \leq n$$

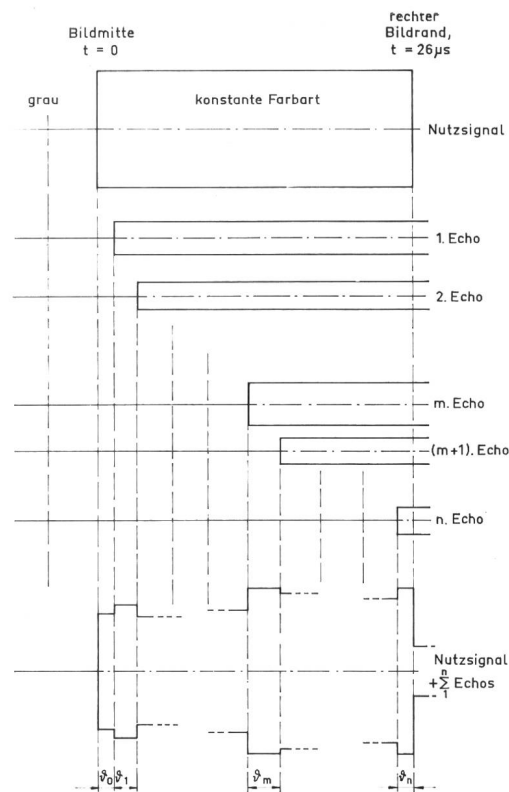


Fig. 1

Das diskret echo-gestörte Farbsignal beim NTSC- und PAL-System. Überlagerung der Einzelenchos auf einer Zeile der rechten Schirmhälfte (schematisiert)

Am rechten Bildrand seien insgesamt n Echo-signale störowirksam. Der Störvektor in Gleichung 15, der sich im Intervall ϑ_m aus m Teilstörvektoren zusammensetzt, ändert im allgemeinen von Intervall zu Intervall Betrag und Phase. Er sei im folgenden mit $\Delta \vec{C}_m$ bezeichnet, die I - und Q -Komponenten seien ΔI_m und ΔQ_m , der Winkel zwischen Nutz- und Störvektor $\Delta \varphi_m$.

$$\vec{C}(\vartheta_m) = \vec{C}_0(t) + \Delta \vec{C}_m \quad (16)$$

Es sei weiter angenommen, dass im Decoder des Empfängers synchron zur I - und Q -Richtung demoduliert wird; die Phase des Farbsynchronsignals soll also von den Echostörsignalen nicht beeinflusst werden. Diese Voraussetzung ist im allgemeinen nicht streng erfüllt, doch ist sie selbst bei NTSC kaum relevant, da die Fernsehteilnehmer die Phase ohnehin frei, nach ihrem persönlichen Geschmack, einstellen.

In diesem Fall resultiert (vgl. Fig. 2):

$$Q(\vartheta_m) = Q_0 + \Delta Q_m = Q_0 + \Delta Q_m'' \cos \Delta \varphi_m + \Delta I_m'' \sin \Delta \varphi_m \quad (17)$$

$$I(\vartheta_m) = I_0 + \Delta I_m = I_0 + \underbrace{\Delta I_m'' \cos \Delta \varphi_m}_{\text{Inphasekomponenten, Sättigungsfehler}} - \underbrace{\Delta Q_m'' \sin \Delta \varphi_m}_{\text{Quadraturkomponenten, Farbtonfehler}}$$

wobei

$$\Delta Q_m'' = \Delta C_m \cos \varphi_0, \quad (18)$$

$$\Delta I_m'' = \Delta C_m \sin \varphi_0 \quad (19)$$

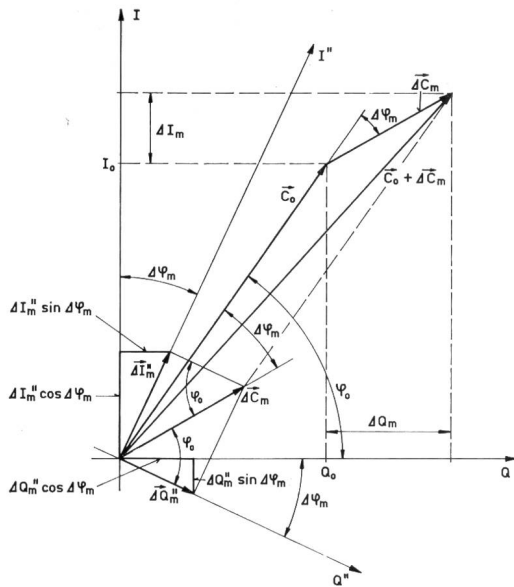


Fig. 2

NTSC-System. Vektordiagramm des diskret echo-gestörten Farbvektors für das Zeitintervall ϑ_m (vgl. Text)

Es ergibt sich mithin im allgemeinen in jedem Echointervall ein bestimmter Farbsättigungs- und Farbtonfehler. Der Farbtonfehler beeinträchtigt normalerweise die Bildqualität wesentlich mehr als der Sättigungsfehler.

3.3.1.2 Das diskret echo-gestörte PAL-Farbsignal

Das PAL-Verfahren unterscheidet sich im wesentlichen systemmässig vom NTSC-Verfahren lediglich dadurch, dass eine der beiden Farbartkomponenten (anfänglich I , seit Juni 1965 $R-Y$), synchron auf Sende- und Empfangsseite zeilenweise umgepolt wird. Auf Zeile z sei $D_r = R-Y$ positiv gepolt. In diesem Falle gelten, zunächst wiederum unter der Voraussetzung, dass die Empfänger-Bezugsphase von den Echosignalen nicht beeinflusst wird, analog zum NTSC-Verfahren, die folgenden Beziehungen (vgl. Fig. 3):

$$D_b(\vartheta_m) = D_{b_0} + \Delta D_{b_m}'' \cos \Delta \varphi_m + \Delta D_{r_m}'' \sin \Delta \varphi_m, \quad (21)$$

$$D_r(\vartheta_m) = D_{r_0} + \Delta D_{r_m}'' \cos \Delta \varphi_m - \Delta D_{b_m}'' \sin \Delta \varphi_m \quad (22)$$

Auf Zeile $z+1$ ist D_r negativ gepolt. Es resultiert

$$D_b(\vartheta_m) = D_{b_0} + \Delta D_{b_m}'' \cos \Delta \varphi_m - \Delta D_{r_m}'' \sin \Delta \varphi_m, \quad (23)$$

$$D_r(\vartheta_m) = -D_{r_0} - \Delta D_{r_m}'' \cos \Delta \varphi_m - \Delta D_{b_m}'' \sin \Delta \varphi_m \quad (24)$$

Für beide Zeilen gilt wiederum, analog zu (19) und (20),

$$\Delta D_{b_m}'' = \Delta C_m \cos \varphi_0, \quad (25)$$

$$\Delta D_{r_m}'' = \Delta C_m \sin \varphi_0 \quad (26)$$

Im PAL-Decoder werden gleichartige Farbartkomponenten aufeinander folgender Zeilen algebraisch addiert, halbiert und das D_r -Summensignal hierauf rückgepolt. Die Addition kann sich visuell (einfacher PAL-Decoder, PAL_s) oder, was die bessere Lösung darstellt, elektrisch über eine Verzögerungsleitung mit der Laufzeit einer Zeile (Laufzeit-PAL-Decoder, PAL_d, PAL_n) vollziehen [8].

Es resultiert für die Zeilen z und $z+1$:

$$D_b(\vartheta_m) = \frac{1}{2} [D_b(\vartheta_m)_z + D_b(\vartheta_m)_{z+1}], \quad (27)$$

$$\bar{D}_r(\vartheta_m) = \frac{1}{2} [D_r(\vartheta_m)_z - D_r(\vartheta_m)_{z+1}]; \quad (28)$$

und für die Zeilen $z+1$ und $z+2$ (Vorzeichen bei $z+2$ wie bei z):

$$\bar{D}_b(\vartheta_m) = \frac{1}{2} [D_b(\vartheta_m)_{z+1} + D_b(\vartheta_m)_{z+2}], \quad (29)$$

$$\bar{D}_r(\vartheta_m) = -\frac{1}{2} [D_r(\vartheta_m)_{z+1} - D_r(\vartheta_m)_{z+2}] \quad (30)$$

(21) und (23) in (27) beziehungsweise (29) eingesetzt ergibt:

$$\bar{D}_b(\vartheta_m) = D_{b_0} + \Delta D_{b_m}'' \cos \Delta \varphi_m; \quad (31)$$

(22) und (24) in (28) beziehungsweise (30) analog dazu:

$$\bar{D}_r(\vartheta_m) = D_{r_0} + \Delta D_{r_m}'' \cos \Delta \varphi_m \quad (32)$$

In beiden Fällen kompensiert sich mithin die Quadraturkomponente heraus, wodurch sich lediglich Farbsättigungsfehler, nicht aber Farbtonfehler ergeben. Darin liegt der Grundgedanke des PAL-Verfahrens.

Im allgemeinen werden die Echosignale auch bei PAL die Bezugsphase des Synchrondetektors etwas beeinflussen. Da der mittlere Phasenfehler erfahrungsgemäss auch in schwierigen Empfangslagen 20° nur selten überschreitet, ist er bei diesem System ohne praktische Bedeutung. Dies gilt auch für PAL-Decoderschaltungen mit laufender Nachsteuerung der Bezugsphase [9] (vgl. Abschnitt 5).

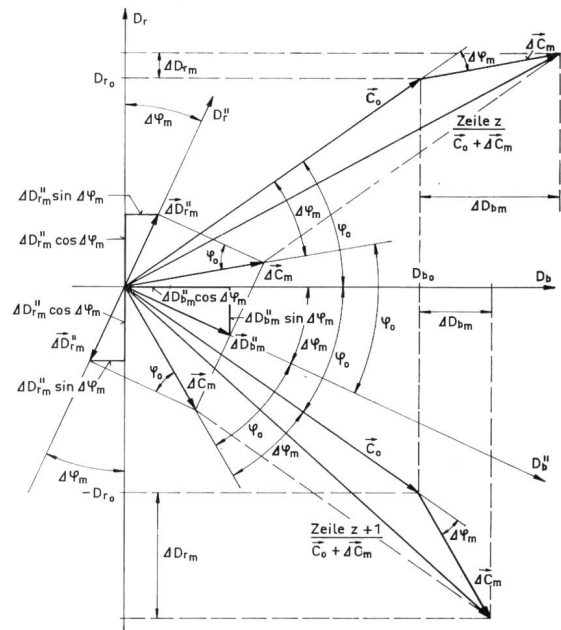


Fig. 3

PAL-System. Vektordiagramm des diskret echo-gestörten Farbvektors für zwei aufeinanderfolgende Zeilen des Halbrasters im Zeitintervall ϑ_m (vgl. Text)

PAL ist damit gegenüber NTSC auch in dieser Beziehung grundsätzlich im Vorteil, denn bei häufigem Kanalwechsel kann dem Fernsehteilnehmer beim NTSC-System die Phasennachregelung doch lästig fallen.

Bei mehrfarbigem Bildinhalt, der in der vorliegenden Arbeit nicht behandelt wird, können sich allerdings auch beim PAL-Verfahren leichte Farbtonfehler ergeben.

3.3.1.3 Das diskret echo-gestörte SECAM-III-Farbsignal

Beim SECAM-III-Verfahren werden die beiden Farbsignale D_r^* und D_b^* zeilenweise alternierend frequenzmoduliert übertragen (vgl. Anhang). Im Decoder können mittels einer Verzögerungsleitung, deren Laufzeit der Zeilendauer entspricht, quasi-simultane D_r - und D_b -Signale zurückgewonnen werden [10].

Die folgenden Beziehungen gelten sowohl für D_r als auch für D_b . Die Gesamtfarbstörung kann im konkreten Fall aus den D_r - und D_b -Störanteilen berechnet werden.

C_u = Frequenzmoduliertes Farbsignal für die Zeile z beziehungsweise $z+1$ der linken Bildhälfte (Grauwert oder Farbart u);

C_v = idem, für die rechte Bildhälfte (FARBART v);

ω_u = Kreisfrequenz des Farbsignals für die Zeile z beziehungsweise $z+1$ der linken Bildhälfte (Grauwert oder Farbart u);

ω_v = idem, für die rechte Bildhälfte (FARBART v);

$$\Delta\omega = \omega_v - \omega_u;$$

$$\varphi_{u_0}, \varphi_{v_0} = \text{Anfangsphasen von } \omega_u, \omega_v;$$

$$\Phi_0 = \varphi_{v_0} - \varphi_{u_0}; \beta = \Delta\omega t + \Phi_0;$$

$\Delta\varphi_{v_i}, \Delta\varphi_{u_k}$ = Phasen der i -ten bzw. k -ten Echo-komponente von ω_v bzw. ω_u ; bezogen auf entsprechende Anfangsphasen.

Mit diesen Symbolen lässt sich für das während einer beliebigen halben Zeile in der rechten Bildhälfte empfangene farbrägerfrequente Farbsignal die folgende Beziehung aufstellen (vgl. Fig. 4):

$$\vec{C}(\vartheta_m) = \vec{C}_v(\varphi_{v_0}) + \sum_{i=1}^m s_i \vec{C}_v(\varphi_{v_i}) + \sum_{k=m+1}^n s_k \vec{C}_u(\varphi_{u_k}), \quad (33)$$

$$1 \leq i \leq m < k \leq n;$$

i, m, k, n = ganze Zahlen.

Dabei ist

$$\vec{C}_v(\varphi_{v_0}) = C_v \cdot e^{j\varphi_{v_0}} \cdot e^{j\omega_v t}, \quad (34)$$

$$s_i \vec{C}_v(\varphi_{v_i}) = s_i C_v \cdot e^{j\varphi_{v_0}} \cdot e^{-j\Delta\varphi_{v_i}} \cdot e^{j\omega_v t} \equiv \Delta\vec{C}_{v_i}, \quad (35)$$

$$s_k \vec{C}_u(\varphi_{u_k}) = s_k C_u \cdot e^{j\varphi_{u_0}} \cdot e^{-j\Delta\varphi_{u_k}} \cdot e^{j\omega_u t} \equiv \Delta\vec{C}_{u_k} \quad (36)$$

Setzen wir ferner

$$\Delta\vec{C}_{v_m} = \sum_{i=1}^m \Delta\vec{C}_{v_i}; \Delta\vec{C}_{u_m} = \sum_{k=m+1}^n \Delta\vec{C}_{u_k} \quad (37)$$

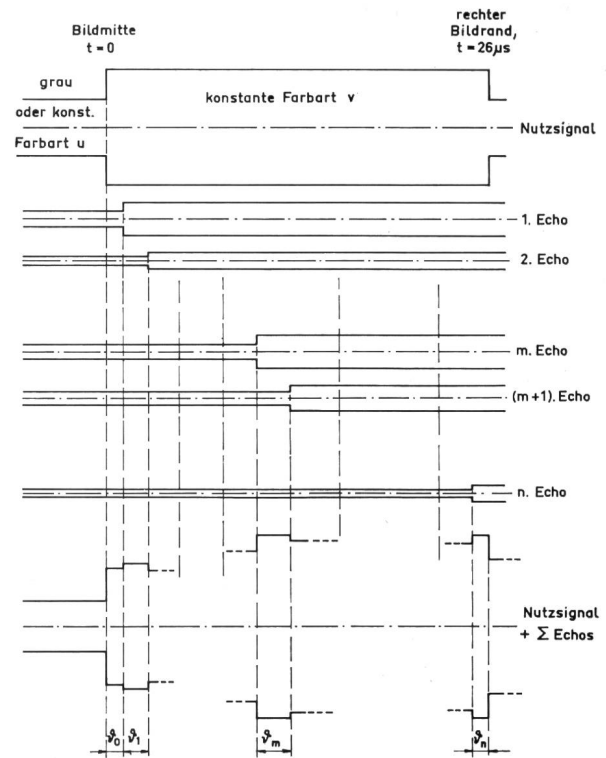


Fig. 4

Das diskret echo-gestörte Farbsignal beim SECAM-III-System. Überlagerung der Einzelechos auf einer Zeile der rechten Schirmhälfte (schematisiert)

$$\text{und} \quad \vec{C}_{v_m}^* = \vec{C}_v + \Delta\vec{C}_{v_m}, \quad (38)$$

so lässt sich Gleichung 33 auf die einfache Form bringen

$$\vec{C}(\vartheta_m) = \vec{C}_{v_m}^* + \Delta\vec{C}_{u_m} \quad (39)$$

Es ergibt sich damit, als Folge der Einzelechos $i=1...m$, ein Störvektor $\Delta\vec{C}_{v_m}$ gleicher Kreisfrequenz wie das Nutzsignal C_v (synchroner Störvektor), sowie, hervorgerufen durch die Einzelechos $k=(m+1)...n$, ein zweiter Störvektor $\Delta\vec{C}_{u_m}$ der Kreisfrequenz ω_u (asynchroner Störvektor). Der erste Störvektor ändert die Amplitude des Nutzsignals; er kann damit im wesentlichen «nur» den Rauschabstand des decodierten Signals beeinflussen. Der zweite Störvektor dreht sich mit der Kreisfrequenz $\Delta\omega = \omega_v - \omega_u$ um den Summenvektor $\vec{C}_{v_m}^*$, wodurch dieser in Amplitude und Phase moduliert wird. Durch die Signalbegrenzung im Empfänger wirkt sich bei hinreichendem Rauschabstand im allgemeinen die Amplitudenmodulation des Summenvektors, der in einem erweiterten Sinn als neuer Nutzvektor aufzufassen ist, nicht schädlich aus, die Störphasenmodulation bleibt aber erhalten. Der Summenvektor $\vec{C}_{v_m}^*$ pendelt damit im Rhythmus von $\Delta\omega$ periodisch um seine Nullage. Am Ausgang des Diskriminators tritt die zeitliche Abteufung des Störwinkels als Störsignal in Erscheinung. Es lassen sich leicht die folgenden Beziehungen (vgl. Fig. 5) herleiten [11]:

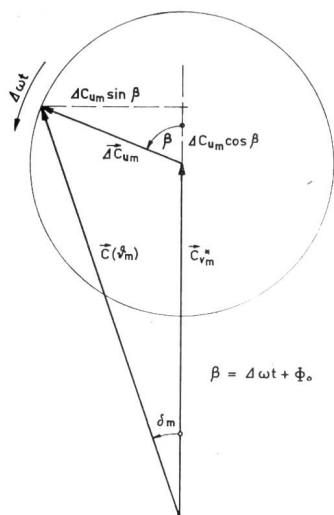


Fig. 5

SECAM-III-System. Vektordiagramm des diskret echo-gestörten Farbartsignals auf einer Zeile der rechten Schirmhälfte im Zeitintervall ϑ_m (vgl. Text)

Momentaner Störwinkel:

$$\delta_m = \arctg \frac{\Delta C_{um} \sin \beta}{C_{vm}^* + \Delta C_{um} \cos \beta}; \quad (40)$$

momentane Störfrequenz:

$$\Delta \Omega_m = d\delta_m/dt = \frac{\Delta \omega (\cos \beta + K_m)}{1 + 2 \cos \beta + K_m} \quad (41)$$

$$\text{wobei } K_m = \frac{\Delta C_{um}}{C_{vm}^*} \quad (42)$$

die relative Amplitude des asynchronen Störträgers ist.

Ist der Störvektor klein gegen den Nutzvektor, gilt:

$$\Delta \Omega_m \cong K_m \Delta \omega \cdot \cos \beta \quad (43)$$

Das Störsignal ist in diesem Fall proportional zur relativen Grösse des Störvektors und zur Frequenzdifferenz der beiden Farbartsignale.

Ist umgekehrt der Störträger nur wenig kleiner als der Nutzträger, resultieren für den Maximal- und den Minimalwert der momentanen Störfrequenz (vgl. Fig. 5):

$$\Delta \Omega_{m_{\max}} = \Delta \Omega_m \Big|_{\beta = \pi, 3\pi \dots} = \Delta \omega \frac{K_m - 1}{K_m + 1 - 2} \quad (44)$$

$$\Delta \Omega_{m_{\min}} = \Delta \Omega_m \Big|_{\beta = 0, 2\pi \dots} = \Delta \omega \frac{K_m - 1}{K_m + 1 + 2} \quad (45)$$

In Figur 6 ist die der Nutzfrequenz überlagerte momentane Störfrequenz als Funktion des Winkels β , mit K_m als Parameter, aufgetragen ($\omega_u > \omega_v$; für $\omega_u < \omega_v$ sind die Ordinatenwerte an der ω_v -Geraden zu spiegeln).

Damit das Eingangssignal im Diskriminator auch bei starken Mehrwege-Empfangsstörungen vollständ-

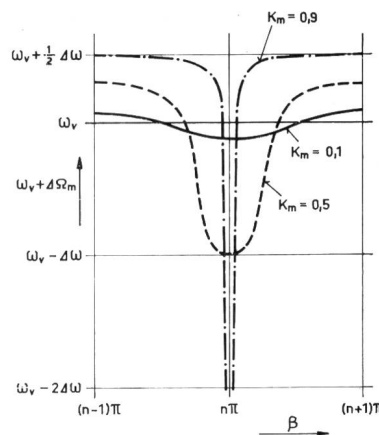


Fig. 6

SECAM-III-System. Die der Farbart-Nutzkreisfrequenz ω_v überlagerte momentane Störfrequenz $\Delta \Omega_m$ als Funktion des Winkels β zwischen Nutz- und Störträger auf einer Zeile der rechten Schirmhälfte im Zeitintervall ϑ_m . Parameter: Relative Amplitude des asynchronen, störenden Farbartvektors. Fall $\omega_u > \omega_v$; n = ungerade Zahl (vgl. Text)

dig und stetig verarbeitet werden kann, sollte dieser eine möglichst grosse Bandbreite aufweisen (Vielfaches von $\Delta \omega_{\max}$); andernfalls würde das Signal am Ausgang des Diskriminators im Rhythmus von $\Delta \omega$ periodisch ausfallen, was ausgeprägte Verzerrungen zur Folge haben müsste. Kritische Verhältnisse ergeben sich vor allem dann, wenn das Farbart-Nutzsignal durch den synchronen Störvektor im entsprechenden Bildpunkt zufälligerweise geschwächt wird (vgl. Abschnitt 3.4). Störungen dieser Art konnten bei praktischen Versuchen in sehr ungünstigen Mehrwege-Empfangslagen wiederholt beobachtet werden.

In allen Fällen ist die Amplitude der Mehrwege-Empfangsstörung am Ausgang des Diskriminators proportional zu $\Delta \omega$, das heisst proportional zur Spannungsdifferenz der uncodierten Farbsignale der linken und rechten Bildhälfte. Der Fehler ist damit bei satten Farben grosser Leuchtdichte mitspannungsmässig gegenläufigen Farbartkomponenten am gröss-

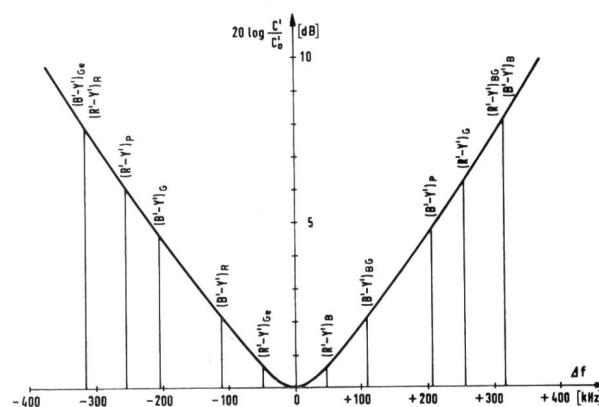


Fig. 7

SECAM-III-System. Trägerfrequente Vorbetonung der Farbartsignale. Frequenzlage der Farbartsignale für Grund- und Komplementärfarben von 100% Sättigung und maximaler Leuchtdichte

ten. (Ungünstige Farbkombinationen für D_r : Rot-Blaugrün, für D_b : Gelb-Blau, usw. vgl. Fig. 7.) Kritisch ist, wie die Versuche zeigten, vor allem auch ein Bildinhalt, der links aus einer hellen, satten Farbe und rechts aus einer grauen Fläche besteht; die Reflexionsstörungen bewirken in diesem Fall periodische Verfärbungen im Grau.

Bisher wurden die beim SECAM-III-System angewandten Vorbetonungen ausser acht gelassen.

Die videofrequente Vorbetonung kann sich beim Mehrwegeempfang nur an den Kanten verschieden gefärbter Flächen auswirken; ihr Einfluss dürfte deshalb im allgemeinen gering sein.

Im Gegensatz dazu lässt sich der Einfluss der trägerfrequenten Vorbetonung keinesfalls vernachlässigen, denn durch diese werden die Amplituden der geträgerten Farbartsignale stark modifiziert. Man erkennt aus Figur 7, dass es auch hinsichtlich der trägerfrequenten Vorbetonung günstige und ungünstige Farbübergänge gibt. So sind beispielsweise die D_r -Komponenten der Grundfarben Gelb und Blau (kleine Amplituden) durch Echosignale der D_r -Komponenten der Farben Rot und Blaugrün (grosse Amplituden) besonders gefährdet. Ungünstig ist in dieser Hinsicht auch der Umstand, dass die Farbträgerwerte im Grau am kleinsten sind. Vom Mehrwegeempfang her gesehen ist daher die trägerfrequente Vorbetonung ohne Zweifel als Nachteil zu werten; gesamthaft gesehen überwiegt aber doch der Vorteil des verbesserten Geräuschabstandes (vgl. Abschnitt 4).

3.3.2 Experimentelle Ergebnisse

Die experimentellen Reflexionsuntersuchungen beschränkten sich beim Farbfernsehen unseres Wissens bisher praktisch auf Einzelechos variabler Stärke und Verzögerung [1; 12]. Dabei zeigte es sich, dass das Ergebnis im einzelnen stark vom Bildinhalt und von den Versuchsbedingungen abhängt. Mit steigender Echolaufzeit wechseln bei NTSC in Intervallen von einem Viertel der Farbträgerperiode kritische und unkritische Verhältnisse ab (Quadratur- bzw. Inphasenecho). Bei starken Echos sollten Leuchtdichtekontrast und Grundhelligkeit jeweils vor der Bewertung bei jedem System auf besten Bildeindruck nachgeregelt werden. Ohne diese Massnahme, die leider bei vielen im Schosse der UER durchgeführten Demonstrationen nicht getroffen wurde, erleiden die Bilder häufig derart krasse Leuchtdichtefehler, dass die systemabhängigen Farbartfehler von diesen weitgehend überdeckt werden.

Bei optimal nachgeregelter Leuchtdichte ergeben sich, unter Mitberücksichtigung der Ergebnisse eigener Versuche, für die kritischen SMPTE⁴- und UER-Testbilder, im Falle ungünstiger NTSC-Laufzeiten, im Mittel ungefähr folgende Verhältnisse:

a) schwaches Echo beliebiger Laufzeit:

Überwiegen der Leuchtdichtestörung, sehr geringe Systemunterschiede;

b) starkes Echo kleiner Laufzeit ($< 1 \mu s$):

PAL (PAL_d- und PAL_s-Decoder) etwas besser als NTSC und SECAM III;

c) starkes Echo grosser Laufzeit ($> 1 \mu s$):

SECAM III und PAL mit PAL_d-Decoder besser als NTSC; PAL mit PAL_s-Decoder etwas besser als NTSC.

3.4 Der regellose, vorwiegend diffuse Vielwegeempfang

3.4.1 Einleitung

In nichtidealen Empfangslagen, vor allem in Gebieten ohne Sicht zum Sender, sogenannten Schattenzonen, wird ausser dem Nutzsignal häufig eine sehr grosse Zahl amplitudenmässig und zeitlich regellos verteilter Echostörsignale mitempfangen. Der zeitliche Abstand benachbarter Umwegsignale kann dabei im Mittel grösser oder kleiner als die Einschwingzeit des Leuchtdichtekanals oder der Farbartkanäle sein; im ersten Fall wollen wir von vorwiegend diskreten, im zweiten von vorwiegend diffusen Echos sprechen (vgl. Abschnitte 3.1 und 3.3.1).

Empfangsversuche haben gezeigt, dass der vorwiegend diffuse Vielwegeempfang beim NTSC-Verfahren in grossen, gleichfarbigen Bildflächen schon bei mässiger Leuchtdichtestörung beträchtliche Farbtonfehler verursachen kann, während bei diskreten Echos gewöhnlich die Leuchtdichtestörung dominiert (vgl. Abschnitt 5).

Im vorliegenden Kapitel soll versucht werden, die Farbartstörungen, die der regellose Vielwegeempfang bei den verschiedenen Farbfernsehsystemen hervorruft, theoretisch näherungsweise zu erfassen.

3.4.2 Bildinhalt und Übertragungsmodell

Es sei wiederum angenommen, der Bildinhalt bestehe auf der linken Schirmhälfte aus einer neutralgrauen (bei SECAM III allgemeiner: grauen oder einfarbigen) Fläche, während die rechte Bildhälfte eine (bei SECAM III andere) konstante Farbart aufweisen soll. Einflüsse höherer Ordnung sollen, wie im vorangehenden Kapitel, vernachlässigt werden. Beim diffusen Echo geht nun aber die Einschwingzeit des Systems, das heisst des Farbartkanals, als wichtiger Parameter in die Rechnung ein.

Des weiteren sei vorausgesetzt, dass ausser dem auf kürzestem Wege empfangenen Nutzsignal zahlreiche Echosignale auf sehr vielen, verschiedenen langen Umwegen mit zufälligen, unter sich nicht korrelierten Amplitudenwerten und Phasenlagen mitempfangen werden. Die Echos sollen aber wiederum auf Zeitdifferenzen von 0 bis $26 \mu s$ (halbe aktive Zeilendauer) beschränkt sein, was maximalen Umwegen von rund 8 km entspricht und grössenordnungsmässig mit den praktischen Erfahrungen in bergigen Gebieten übereinstimmt. Echos gleicher Laufzeit stammen in diesem Fall im wesentlichen, das heisst wenn von Mehrfachreflexionen abgesehen wird, von der Schnittlinie konfokaler Rotationsellipsoide mit dem

⁴ SMPTE = Society of Motion Picture and Television Engineers

Gelände, wobei Sende- und Empfangsantenne in den beiden Brennpunkten des Rotationskörpers liegen.

Es sei schliesslich noch angenommen, dass die Reflexionssignale zeitlich ungefähr gleichmässig über eine halbe Zeile gestaffelt sind. Auch diese Voraussetzung ist in der Praxis häufig in grober Näherung erfüllt; die Erklärung dafür ist einfach: Aussenliegende Rotationsellipsoide weisen gewöhnlich eine viel längere Schnitlinie mit dem echowirksamen Gelände auf als innenliegende. Proportional dazu erzeugen die äusseren Echozonen mehr Reflexionsleistung als die inneren. Zu den äusseren Reflexionszonen gehören in manchem Falle die vom Sender unter Sichtbedingung angestrahlten höheren Partien der umliegenden Hügel oder Berge, was die Echobeiträge dieser Gebiete weiter erhöht. Andererseits sinkt die Echoleistung entfernter Bereiche an der Empfangsantenne indirekt proportional zum Quadrat des Abstandes ab, was den erstgenannten Effekten entgegenwirkt und sie grössenordnungsmässig ungefähr kompensiert.

3.4.3 Das über viele Wege gestörte Farbsignal

Wir wollen zunächst den mathematischen Ausdruck für das an den Klemmen der Empfangsantenne vorliegende Gesamtsignal ermitteln. Dabei sei vorerst angenommen, dass es sich um diskrete Echos handelt. In Anknüpfung an die Abschnitte 2. 3.2 und 3.3 ergibt sich für eine beliebige Zeile bei NTSC und PAL für das nun im allgemeinen sehr schmale Intervall ϑ_m , durch einfache Rechnung:

$$\vec{U}(\vartheta_m) = \left\{ Y'' \left[1 + \sum_1^m a_i e^{-j\Omega_0 \tau_i} \right] + \frac{\eta C}{2} e^{j\varphi_c} \left[1 + \sum_1^m a_i e^{-j(\Omega_0 + \omega_c) \tau_i} \right] e^{j\omega_c t} \right\} U_0 e^{j\Omega_0 t} \quad (46)$$

wobei, wie weiter oben,

a_i = relativer Betrag des i -ten Störvektors,
 τ_i = Laufzeit des i -ten Echobeitrages,
 $Y'' = 1 + \eta Y'$, Y' = Leuchtdichtesignal (videofrequent),
 η = -0,9 (Modulationsgrad),
 ω_c = Farbhilfsträgerfrequenz,
 Ω_0 = Bildträgerfrequenz,
 C = Farbartsignal der rechten Bildhälfte,
 φ_c = Grundphase dieses Farbartsignals.

Beziehung (46) gilt allgemein für synchrone Echo-
 störanteile; bei SECAM III kommt für den asyn-
 chronen Störanteil der linken Bildhälfte in der geschweif-
 ten Klammer noch der Vektor

$$\frac{\eta C''}{2} e^{j\varphi_c''} \left[\sum_{m+1}^n a_k e^{-j(\Omega_0 + \omega_c'') \tau_k} \right] e^{j\omega_c'' t} \quad (47)$$

hinzu. Dabei bedeuten:

a_k = relativer Beitrag des k -ten Störvektors,
 τ_k = Laufzeit des k -ten Störvektors,
 C'' = Farbartsignal der linken Bildseite,
 ω_c'' = Farbhilfsträgerfrequenz dieses Farbartsignals,
 φ_c'' = Grundphase dieses Farbartsignals.

Der Vielwegeempfang ist damit für einen bestimm-
 ten Ort auf der rechten Schirmhälfte, in einer be-
 stimmten Empfangslage, durch 2 oder 3 Summenstör-
 vektoren vollständig definiert.

Die Hauptfrage lautet nun nach der zeitlichen be-
 ziehungsweise, auf die rechte Hälfte des Bildschirms
 bezogen, der örtlichen Verteilung von Amplitude und
 Phase des reflexionsgestörten Farbartvektors. Wir
 beschränken die Rechnung auf den Farbart-Summen-
 störvektor von Gleichung 46; der Gang der Rechnung
 für den asynchronen Störanteil bei SECAM III
 bleibt sich formal genau gleich. Unterschiede be-
 stehen lediglich in der Verteilung der mittleren Echo-
 störleistung über die rechte Zeilenhälfte (vgl. Ab-
 schnitt 3.4.8).

3.4.4 Wahrscheinlichkeitsverteilungen

Wir betrachten eine beliebige Stelle im rechten
 Teil des Fernsehbildes. Unter den Annahmen der
 Abschnitte 3.3 und 3.4.2 sind in diesem Bildpunkt im
 m -ten Reflexionsintervall ϑ_m $m-1$ Echointervalle vor-
 angegangen; im ganzen sind m synchrone Einzelstör-
 vektoren wirksam.

Für die weitere Untersuchung wird die statistische
 Hilfsgrösse \hat{a}_m^2 eingeführt, die die Gesamtstörlei-
 stung aller einzelnen, synchronen Echokomponenten
 über einem reellen Widerstand von 1Ω darstellt und
 im Intervall ϑ_m wie folgt definiert ist:

$$\hat{a}_m^2 = \sum_1^m a_i^2 \quad (48)$$

\hat{a}_m^2 sei konstant und endlich.

Analog dazu gilt für den Summenstörvektor:

$$\vec{a}_m = \sum_1^m \vec{a}_i \quad (49)$$

Für den Betrag des Summenstörvektors gibt es
 zwei extrem unwahrscheinliche Grenzfälle:

- a) er ist gleich Null;
- b) er ist gleich der arithmetischen Summe der Be-
 träge aller Einzelstörvektoren.

Man erkennt mittelbar, dass es sich bei \hat{a}_m^2 offen-
 sichtlich um eine mittlere Störleistung handelt.

Unter den Bedingungen von Abschnitt 3.4.2 darf
 weiter angenommen werden, dass die Einzelsummen
 der Sinus- und Cosinuskomponenten der Farbart-
 Einzelstörvektoren im beliebigen Echointervall ϑ_m
 dem *Zentralgrenzwertsatz der mathematischen Statistik*
 genügen, und damit ungefähr normal verteilt sind.
 Damit wird der Betrag des Summenstörvektors im
 Intervall ϑ_m , wie *Beckmann* bewiesen hat, *Rayleigh*-
 verteilt, mit der Varianz $2\sigma_m^2 = \hat{a}_m^2$ [5; 14; 15], das
 heisst, es gelten für Betrag und Phase die Wahrschein-
 lichkeitsverteilungen (Überschreitungswahrschein-
 lichkeiten):

$$P(a_m^* > a_m) = \exp\left(-\frac{a_m^2}{\hat{a}_m^2}\right), \quad (50)$$

$$P(\varphi^* > \varphi) = 1 - \frac{\varphi}{2\pi} \quad (51)$$

Wird ausser dem Summenstörvektor \vec{a}_m der Nutzvektor $\vec{1}$ mitempfangen, der wie bereits erwähnt die Empfangsantenne auf dem kürzesten Wege erreichen soll (direktes oder Beugungssignal), so resultiert für das Intervall ϑ_m der Summenvektor

$$\vec{r}_m = \vec{1} + \vec{a}_m \quad (52)$$

und es ergibt sich nach Rice [16] für den Betrag des Summenvektors die folgende Überschreitungswahrscheinlichkeit:

$$P(r_m^* > r_m) = \frac{2}{\hat{a}_m^2} \int_{r_m}^{\infty} \exp\left(-\frac{1+r_m^2}{\hat{a}_m^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{2r_m}{\hat{a}_m^2}\right) \cdot r_m \cdot dr_m \quad (53)$$

beziehungsweise die Unterschreitungswahrscheinlichkeit:

$$P(r_m^* < r_m) = 1 - P(r_m^* > r_m), \quad (54)$$

wobei

$$I_0(x) = J_0(jx) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \exp(x \cdot \cos \varphi) d\varphi \quad (55)$$

= modifizierte Bessel-Funktion erster Art, nullter Ordnung. Diese Wahrscheinlichkeitsverteilung wird exzentrische Rayleigh-Verteilung oder auch Rice-Verteilung genannt. Von besonderem Interesse sind folgende Spezialfälle:

a) $\hat{a}_m^2 \ll 1$;

$I_0(x)$ strebt gegen 1; $P(r_m^* > r_m)$ ist damit annähernd normalverteilt um 1 mit der Varianz $\sigma_m^2 = \frac{1}{2} \hat{a}_m^2$ (56)

b) $\hat{a}_m^2 \gg 1$;

$P(r_m^* > r_m)$ ist annähernd Rayleigh-verteilt.

Die Rice-Verteilung liegt damit zwischen der Normal- und der Rayleigh-Verteilung drin.

Norton, Vogler, Mansfield und Short haben die exzentrische Rayleigh-Verteilung für eine Reihe sehr unterschiedlicher \hat{a}_m^2 -Werte berechnet und graphisch dargestellt [15]. Figur 8 ist dieser Arbeit entnommen.

Die relative Farbart-Echostörleistung \hat{a}_m^2 des synchronen Störvektors steigt in unserem Fall von der Bildmitte gegen den rechten Bildrand hin, parallel zur Anzahl der Einzelstörvektoren, monoton an. Die Reflexionsstörung erreicht damit im Mittel gegen den rechten Bildrand hin ihr Maximum.

Der Summenstörvektor weist, ausser regellosen Amplitudenschwankungen, auch stochastische Phasenschwankungen auf. Norton, Shulz und Yarbrough haben für den Betrag der Phase zwischen dem Nutzvektor $\vec{1}$ und dem Summenvektor \vec{r}_m für den Fall der exzentrischen Rayleigh-Verteilung folgende Wahrscheinlichkeitsverteilung (Überschreitungswahr-

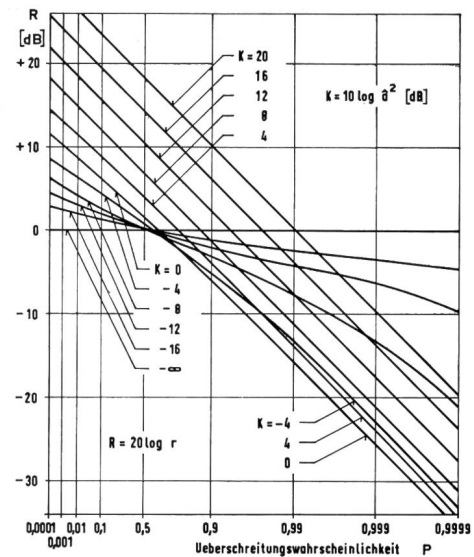


Fig. 8

Verteilung des Betrages r der Summe aus einem konstanten Nutzvektor $\vec{1}$ und einem Rayleigh-verteilten Störvektor \vec{a} . Relative Störleistung = \hat{a}^2

scheinlichkeit) hergeleitet (positive und negative Phasenfehler sind aus Symmetriegründen gleich wahrscheinlich), und das Integral ausserdem der numerischen Rechnung zugänglich gemacht [17]:

$$P(|\Phi_m^*| > \Phi_m) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi - \Phi_m} \exp\left(-\frac{\sin^2(\Phi_m)}{\hat{a}_m^2 \cdot \sin^2(\theta_m + \Phi_m)}\right) d\theta_m, \quad (57)$$

$0 \leq \Phi_m \leq \pi$

Der Integrationsparameter θ_m entspricht dem Winkel zwischen Nutz- und Summenstörvektor. Figur 9 ist der vorerwähnten Veröffentlichung entnommen.

3.4.5 Das über viele Wege echogestörte Farbartsignal am Decodereingang

Es sei vorerst noch angenommen, die Bandbreite des Empfängers reiche aus, um dem Zuwachs oder

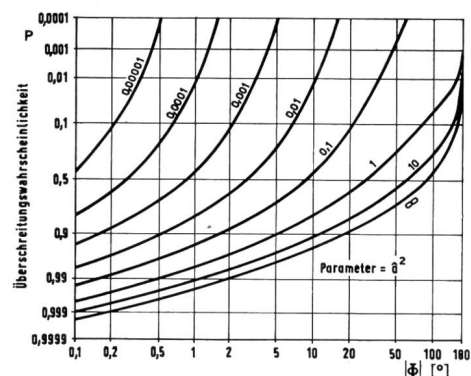


Fig. 9

Verteilung des Betrages der Phase Φ zwischen einem konstanten Nutzvektor $\vec{1}$ und dem Summenvektor aus diesem und einem Rayleigh-verteilten Störvektor \vec{a} . Relative Störleistung = \hat{a}^2

Wegfall einzelner Echokomponenten über die zweite Zeilenhälfte zeitlich laufend zu folgen. Am Ausgang des ZF-Demodulators erscheint in diesem Fall im Echointervall ϑ_m , als Umhüllende des Farbartsignals, der rechte Summand in der geschweiften Klammer von Gleichung 46, für dessen Summenstörvektor wir in Anlehnung an Abschnitt 3.3 den Ausdruck $a_m \cdot e^{-j\Delta\varphi_m}$ wählen,

$$\vec{C}(\vartheta_m) = \frac{\eta C}{2} e^{j\varphi_c} (1 + a_m \cdot e^{-j\Delta\varphi_m}) e^{j\omega_c t} \quad (58)$$

Dieser Beziehung kommt nun allgemeinere Gültigkeit zu als Gleichung 15 in Abschnitt 3.3. Der Fall der Vernachlässigung der HF- (bzw. ZF-) Quadraturkomponente (Gleichung 12 in Abschnitt 3.2) ist in den Verteilungsgleichungen des Abschnitts 3.4.4 als Spezialfall $\hat{a}_m^2 \ll 1$ mitenthalten.

Es sei im übrigen nochmals darauf hingewiesen, dass die Echo-Summenstörvektoren direkt nicht von der Zeit, sondern von Anzahl, Betrag und Phase (Verzögerung) der im betrachteten Echointervall ϑ_m wirksamen Störkomponenten abhängen; es sind dies drei Parameter, die sich auf dem Bildschirm, bei dem der Untersuchung zugrunde gelegten Bildinhalt, auf eine ganz bestimmte – im Grenzfall nur einen Farbart-Bildpunkt umfassende – Zone der rechten Schirmhälfte beziehen, und die sich für Zeilen gleicher Farbart genau wiederholen.

Das farbträgerfrequente Farbartsignal erleidet durch die Reflexionsstörungen, auf den Bildschirm bezogen, in horizontaler Richtung ortsgebundene Amplituden- und Phasenfehler, die im allgemeinen bei den verschiedenen Farbfernsehsystemen unterschiedliche Farbfehler zur Folge haben (vgl. Abschnitte 3.3 und 3.4.8).

3.4.6 Einfluss der Bandbreite des Farbartkanals beim diffusen Echo

Wir stellen uns nun die Frage, in welcher Weise ein bestimmter Erwartungswert des Amplituden- oder Phasenfehlers beim diffusen Echo von der Bandbreite des Farbartkanals abhängt.

Es handelt sich hier offenbar um ein Problem der *Glättung von Zeitreihen*, wofür zunächst der fundamentale Satz gilt, dass ein stationärer, ergodischer und/oder normalverteilter Zufallsprozess, der über ein lineares Übertragungssystem geschickt wird, am Ausgang die gleiche Wahrscheinlichkeitsverteilung wie am Eingang aufweist.

Da gemäss Abschnitt 3.4.4 angenommen werden kann, dass jede der beiden Komponenten des Echo-Summenstörvektors ungefähr normal verteilt ist, ist die Voraussetzung für die Gültigkeit dieses Satzes gegeben. Der regellose Vorgang dürfte im vorliegenden Fall ausserdem quasistationär und quasi-ergodisch sein [18...20].

Der Farbartkanal setzt sich aus dem farbträgerfrequenten Bandpass, dem Decoder und videofre-

quenten Tiefpässen zusammen. Seine äquivalente Videobandbreite sei

$$f_g = \frac{\omega_g}{2\pi}$$

Unter der Annahme, dass die zeitliche Staffelung der Einzelechos im Mittel wesentlich feiner sei als das Auflösungsvermögen (die Steigzeit)

$$\tau_g = \frac{\pi}{\omega_g} \quad (59)$$

des Farbartkanals, resultiert aufgrund des *Wiener-Khintchineschen* Transformationstheorems [18...20], mit der Leistungsübertragungsfunktion des idealen Tiefpasses

$$G(\omega) = |F(j\omega)|^2 = 1 \text{ für } |\omega| \leq |\omega_g|, \quad 0 \text{ für } |\omega| > |\omega_g| \quad (60)$$

und der allgemeinen Beziehung für die Autokorrelationsfunktion

$$A(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T y(t) \cdot y(t-\tau) dt, \quad (61)$$

$y(t)$ = stochastisch Variable,

am Ausgang des Tiefpasses die besondere Autokorrelationsfunktion

$$A_2(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) \cdot S_1(\omega) \cdot e^{j\omega\tau} d\omega \quad (62)$$

Dabei entspricht $S_1(\omega)$ der spektralen Leistungsdichte der Echokomponenten am Eingang des Tiefpasses, die im vorliegenden Fall als konstant angenommen werden darf, das heisst es gilt

$$S_1(\omega) = S_0 \quad (63)$$

Damit wird

$$A_2(\tau) = \frac{S_0}{2} \int_{-\omega_g}^{\omega_g} e^{j\omega\tau} d\omega = S_0 \cdot \omega_g \cdot \text{si}(\omega_g\tau) \quad (64)$$

Die in *Figur 10* graphisch dargestellte Autokorrelationsfunktion $A_2(\tau)$ bringt zeitlich, beziehungsweise, auf die rechte Schirmhälfte bezogen, örtlich in horizontaler Richtung verschieden weit auseinanderliegende Werte der regellos veränderlichen Grösse miteinander in Beziehung. Man erkennt, dass

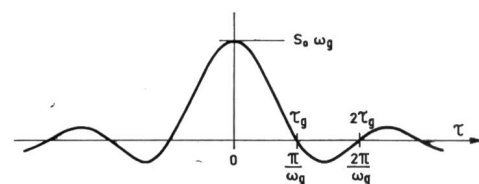


Fig. 10

Autokorrelationsfunktion des Ausgangssignals eines idealen Tiefpasses. Eingangssignal: Flaches Rauschen (nach [20])

das stochastisch schwankende diffuse Echosignal am Ausgang des Decoders über Zeitintervalle, die kürzer sind als etwa die halbe Filtereinschwingzeit, $\frac{1}{2} \tau_g$, sich nicht wesentlich ändert; dass aber anderseits Schwankungen über Zeitintervalle $\geq \tau_g$ praktisch nicht ausgeglättet werden. Im Tiefpass vollzieht sich mit andern Worten die bekannte gleitende Mittelwertbildung über τ_g .

Für $\tau=0$ liefert die Autokorrelationsfunktion den Mittelwert der am Filterausgang noch wirksamen Echostörleistung, die nun an die Stelle der gesamten Echostörleistung beim diskreten Reflexionssignal tritt,

$$A_2(0) = S_0 \omega_g \quad (65)$$

Jene ist folglich, analog zur mittleren Leistung beim regellosen weissen Rauschen, proportional zur Grenzfrequenz des Tiefpasses. Das regellos verteilte diffuse Echosignal ist damit auf eine Art kohärentes, das heisst mit dem Bildinhalt korreliertes Geräusch zurückgeführt.

Man wird also, um in Zonen mit vorwiegend diffusum Reflexionsempfang eine optimale Bildqualität zu erzielen, zweckmässigerweise die Bandbreite des Farbartkanals im Empfänger nicht grösser als unbedingt nötig wählen.

Zusammenfassend lässt sich damit sagen: Das stochastisch schwankende diffuse Farbart-Echosignal lässt sich mit den in diesem Unterabschnitt aufgeführten Beziehungen auf ein regellos schwankendes diskretes Farbart-Echosignal zurückführen. Die Echostörleistung reduziert sich dabei auf einen der Bandbreite des Farbartkanals proportionalen Wert.

Für die Leuchtdichte-Echostörung gelten naturgemäss analoge Beziehungen.

Tabelle I

Mittlere relative Echostörleistung \hat{a}_m^2 [dB]	Wahrscheinlichkeit [%], dass der in dB angegebene r_m -Wert unterschritten ist				Wahrscheinlichkeit [%], dass der in dB angegebene r_m -Wert überschritten ist			
	50%	10%	1%	0,1%	50%	10%	1%	0,1%
-16	-0,2	-1,2	-2,5	-3,5	+0,2	+1,2	+2,0	+2,6
-8	-0,3	-3,2	-7,7	-13,5	+0,3	+2,8	+4,5	+5,5
-4	-1,0	-5,0	-13,5	-23,3	+1,0	+4,2	+6,5	+7,5

In *Tabelle I* sind, für drei typische mittlere relative Echostörleistungen, Erwartungswerte für den Vektorbetrag r_m der exzentrischen *Rayleigh*-Verteilung eingetragen (vgl. Fig. 8).

Tabelle II enthält, ebenfalls für drei typische mittlere relative Echostörleistungen, Erwartungswerte für den Betrag der Phase Φ_m zwischen dem Nutzvektor und dem Summenvektor aus diesem und dem resultierenden Echostörvektor (vgl. Fig. 9).

3.4.7 Übergangswahrscheinlichkeiten

In den vorangehenden Abschnitten wurde untersucht, welchen Verteilungsgesetzen Amplitude und Phase des echogestörten Farbartvektors in einem beliebigen Bildpunkt der rechten Schirmhälfte gehorchen.

Eine weitere Frage, die indessen im Rahmen der vorliegenden Arbeit nur kurz gestreift werden soll, könnte etwa lauten: Welche Gesetzmässigkeiten gelten für echogestörte Farbartvektoren benachbarter Störintervalle?

Der Störvektor des Echostörintervalls ϑ_m unterscheidet sich von jenem des benachbarten Intervalls ϑ_{m+1} im Grenzfall lediglich durch einen differentiellen Vektorbeitrag. Damit liegt, statistisch gesehen, eine *Markoff*-Kette vor, die durch die Übergangswahrscheinlichkeit $p_{m; m+1}$, für deren Berechnung sich eine Matrix aufstellen lässt, und durch die früher ermittelte Wahrscheinlichkeitsverteilung im m -ten Störintervall vollständig definiert ist [5; 13; 21].

3.4.8 Auswirkungen des regellosen Vielwegeempfangs auf die Farbartwiedergabe

Die tatsächlichen Zufallswerte der Amplituden- und Phasenstörgrössen hängen ab von der Grob- und Feinstruktur des Feldes und damit von einer Reihe von Parametern (Anzahl und Stärke der im betrachteten Bildpunkt wirksamen Echostörsignale, Frequenzlage des Farbartträgers, Empfangsort beziehungsweise genaue örtliche Lage der Empfangsantenne, Ausbreitungsbedingungen [Vegetation, Jahreszeit, Witterung usw.]). Die auf einer mittleren relativen Echostörleistung basierenden Erwartungswerte tragen demgegenüber der Feinstruktur des Feldes nicht Rechnung. Sie sind typisch für eine bestimmte, räumlich manchmal ziemlich ausgedehnte Empfangszone, und sind auch zeitlich kaum raschen Schwankungen unterworfen.

Tabelle II

Mittlere relative Echostörleistung \hat{a}_m^2 [dB]	Wahrscheinlichkeit [%], dass Phase $ \Phi_m $ überschritten ist			
	50%	10%	1%	0,1%
-20	2,8°	6,2°	11°	13°
-10	8,5°	21°	34°	45°
-5	15°	38°	80°	120°

Vorgängig den mehr qualitativen Ausführungen der folgenden Unterabschnitte sei wiederholt, dass sich bei dem unserer Untersuchung zugrunde gelegten Bildinhalt der Echostörvektor im allgemeinen von Farbartbildpunkt zu Farbartbildpunkt etwas ändert. Die mittlere relative Störleistung steigt dabei von der Bildmitte aus monoton an und erreicht am rechten Zeilenende ihren Höchstwert. Die kleinsten Reflexionsstörungen in der farbigen rechten Bildhälfte sind damit in Bildmitte, die grössten am rechten Bildrand zu erwarten. Amplituden- und Phasenverteilung des gestörten Farbartvektors gehen aus den Figuren 8 und 9 wie auch aus den Tabellen I und II hervor.

Tabelle I liefert, wie aus den Gleichungen 46 und 53 ersichtlich ist, unmittelbar Erwartungswerte für den NTSC- und PAL-Farbsättigungsfehler der rechten, farbigen Bildhälfte. Die Erfahrung lehrt, dass der Betrachter für Fehler dieser Art im allgemeinen recht tolerant ist [1].

Aus Tabelle II und [1] ist, unter Beachtung der Gleichungen 46 und 57, zu schliessen, dass beim NTSC-System bei mittleren relativen Echostörleistungen $> \text{etwa } -20 \text{ dB}$ im Bereich der durch die regellosen Vielwegesignale beeinflussten Farbart sichtbare Farbtonstörungen wahrscheinlich sind. In grossen, gleichfarbigen Bildteilen sind Farbtonschwankungen zu erwarten, auf die der Fernsehteilnehmer erfahrungsgemäss besonders empfindlich reagiert, weil richtige und falsche Farbtöne auf dem Bildschirm simultan nebeneinander vorliegen.

Es sei nun auch noch die linke, graue Bildhälfte betrachtet. Die mittlere Farbart-Echostörleistung von der vorangehenden, rechten Zeilenhälfte ist in diesem Bereich, unter Vernachlässigung von Einflüssen höherer Ordnung (Zeilenrücklaufintervall), offensichtlich am linken Bildrand am grössten und in Bildmitte am kleinsten. Da in der linken Bildhälfte kein Nutzfarbträger vorhanden ist, gehorchen die Störampplituden in diesem Bereich einer *Rayleigh*-Verteilung, während die Phasen gleichmässig über 2π verteilt sind. Die starke Streuung der Phasenwerte ist grundsätzlich als ungünstig anzusehen; es können sich bei NTSC die verschiedensten Farbtöne einstellen.

Das für die Nachlaufsteuerung des lokalen Oszillators im Empfänger benötigte Farbsynchronsignal (Burst), das während des Zeilenrücklaufs gesendet wird, fällt praktisch noch in den Bereich der grössten mittleren Farbart-Echostörleistung der rechten Schirmhälfte. Andererseits treten die Burstechos im Graubereich der linken Bildhälfte in Erscheinung, wo sie besonders leicht erkennbar sind.

Der den Reflexionsuntersuchungen zugrunde gelegte Bildinhalt ist damit für dieses System als recht kritisch zu bezeichnen.

Diese Ausführungen gelten auch für die einzelne PAL-Zeile. Da sich der regellose, vorwiegend diffuse

Vielwegeempfang nach den Ausführungen des Abschnitts 3.4.6 formal auf den im Kapitel 3.3 eingehend behandelten diskreten Mehrwegeempfang zurückführen lässt, gelten die dort für das PAL-System gewonnenen Erkenntnisse im Prinzip auch für das diffuse Echo. Im besonderen werden beim hier angenommenen Bildinhalt durch das Verzögerungsglied im PAL_a-Decoder auch alle durch regellos diffuse Echos erzeugten Farbart-Phasenfehler ausgemittelt.

SECAM-III-System

Beim SECAM-III-System ordnet man jeder Farbart zwei diskrete Frequenzen zu, die abwechselnd zeilenweise übertragen werden. Wie bei jedem FM-System, muss auch hier dauernd, das heisst auch in den grauen Bildteilen, ein Träger vorhanden sein. Dies hat zur Folge, dass in unserm Fall in der zweiten Hälfte einer Zeile zwei verschiedene Echosummen-Störvektoren, nämlich ein synchroner und ein asynchroner, in Erscheinung treten (vgl. Abschnitte 3.4.1.3 und 3.4.3). Für den synchronen Störvektor gelten, wie schon bemerkt, die gleichen Beziehungen wie für den Farbartstörvektor bei NTSC und PAL. Die asynchrone Störkomponente unterscheidet sich, wie aus Figur 4 ersichtlich ist, von der synchronen dadurch, dass die mittlere relative Echostörleistung auf der rechten Zeilenhälfte reziprok verteilt ist: Die grösste Störleistung ist gegen die Bildmitte, die kleinste gegen den rechten Bildrand hin zu finden. Der asynchrone Störvektor dürfte mithin Farbfehler vornehmlich in der Mittelzone, der synchrone gegen den rechten Bildrand hin erzeugen. Sowohl der synchrone als auch der asynchrone Echosummenvektor erleiden an der Störintervallgrenze (im Grenzfall von Bildpunkt zu Bildpunkt) einen im allgemeinen kleinen Phasensprung, was Farbstörungen besonderer Art zur Folge hat. Da diesen aber erfahrungsgemäss kaum praktische Bedeutung zukommt (vgl. Abschnitt 5.4), sei hier nicht näher darauf eingegangen.

Enthält das Bild, was der Normalfall ist, viele verschiedene Farbarten, müssen entsprechend viele Farbart-Trägerfrequenzen übertragen werden. (Es wird hier angenommen, dass die verschiedenfarbigen Flächen auf dem Bildschirm eine gewisse räumliche Ausdehnung haben.) Statistisch gesehen bringt dies im Falle des regellosen Vielwegeempfangs gewissermassen eine neue Dimension in die Rechnung, hängen doch Amplitude und Phase des synchronen und asynchronen Störvektors von der genauen Lage der Farbträgerfrequenz ab. Je mehr Farbarten zu übertragen sind, desto grösser wird die Wahrscheinlichkeit, dass für eine derselben der Farbträger durch einen zufälligerweise in Betrag und Phase ungünstig liegenden synchronen Störvektor in einzelnen Bildteilen (Echointervallen) derart geschwächt wird, dass er von Stör-, vor allem Rauschsignalen zeitweise «überdeckt» wird, was zu den gefürchteten «Silberfisch»-Störungen führt (vgl. Abschnitte 4 und 5). In solchen Fällen kann sich ausserdem der vom

synchronen Störvektor unabhängige asynchrone Störvektor ungünstig bemerkbar machen (vgl. Abschnitt 3.3.1).

Es sei hier nochmals vermerkt, dass sich beim SECAM-Verfahren die Farbart stets aus *zwei* Anteilen aufbaut: jenem der laufenden und jenem der vorangehenden Zeile. Um im konkreten Fall ein vollständiges Bild von der Auswirkung der Echostörung zu erhalten, ist es damit notwendig, die Untersuchung auf zwei aufeinanderfolgenden Zeilen durchzuführen und die Grundfarben-Störanteile am Ausgang der Matrix des Decoders zu summieren. Auf den Gang dieser Rechnung, der im Prinzip einfach aber etwas langwierig ist, sei nicht näher eingetreten.

Systemvergleich

Gesamthaft gesehen müsste damit das *PAL-Verfahren* beim regellosen Vielwegeempfang, im Vergleich zu NTSC und SECAM III, *besonders günstige Resultate* zeitigen. Die experimentellen Ergebnisse von Abschnitt 5 stehen in gutem Einklang mit der vorstehend skizzierten Theorie.

3.4.9 Wegrichtungen für weitere Untersuchungen

Weitere Untersuchungen müssten vor allem darauf abzielen, den regellosen Vielwegeempfang im Versuch quantitativ zu erfassen.

Zunächst müssten wohl in typischen diskret-diffusen Vielwegeempfangsgebieten, mit Hilfe eines Kollektivs von Testpersonen, für die interessierenden Farbfernsehsysteme Echostörleistungs-Toleranzgrenzen ermittelt werden. Parameter wären die relative Echostörleistung, die Bildqualität, der Bildinhalt und die Empfängereingangsspannung. Zur Messung der mittleren relativen Echostörleistung müsste eine geeignete Messmethode und -apparatur entwickelt werden. Es wäre auch zu prüfen, inwieweit die mittlere relative Echostörleistung aus der leicht zu messenden Ensemble-Verteilungsfunktion des Bildträger-Tonträger-Quotienten berechnet werden kann.

Auf hinreichend breiter statistischer Basis durchgeführte Versuche dieser Art wären ohne Zweifel sehr zeitaufwendig; Schwierigkeiten grundlegender Natur wären aber kaum zu erwarten. Sie könnten die in diesem Abschnitt angestellten Überlegungen in trefflicher Weise ergänzen und würden wohl einen Markstein auf dem mühsamen Wege zu einer objektiveren Erfassung und Kennzeichnung der Versorgungsgüte einer topographisch umrissenen Empfangszone darstellen.

Schluss folgt

Hinweise auf eingegangene Bücher

Büscher G. Elektronische Experimente. = Radio-Praktiker-Bücherei, Band 113. München, Franzis-Verlag, 1966. 68 S., 86 Abb. Preis Fr. 3.—.

Die Möglichkeit, kleinste Bauelemente, insbesondere Transistoren, zu verwenden und mit winzigen Spannungen grosse Wirkungen zu erzielen, verführt geradezu zum Experimentieren. Dazu bietet dieses Bändchen wertvolle Anleitungen. Zuerst werden kurz und bündig einige allgemeine Grundlagen vermittelt und die gebräuchlichsten Halbleiterelemente vorgestellt. Dann wird der Transistor als Regel- und Schaltelement, als Verstärker und Schwingungserzeuger behandelt. Zwei Drittel des Umfanges aber nehmen Beispiele ein: Schaltungen für Lichtschranken, Warn- und Meldeanlagen, Zeitgeber, Blink- und Dämmerungsschalter, Toröffner usw. Ein knappes Literaturverzeichnis sowie ein Sachregister findet der Leser am Schluss des Bändchens. Ko.