

Zeitschrift: Bulletin de l'Association suisse des électriciens
Herausgeber: Association suisse des électriciens
Band: 50 (1959)
Heft: 10

Artikel: Die Korrektur nichtlinearer Übertragungsfehler von Farbfernseh-Systemen
Autor: Baumann, E.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-1057795>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. 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. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

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. [Voir Informations légales.](#)

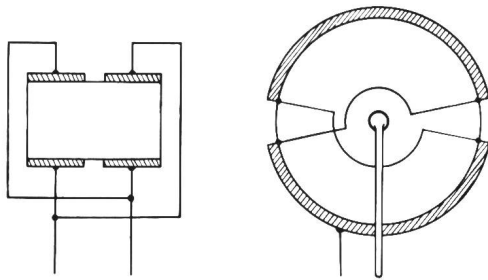
Terms of use

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. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 25.12.2024

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

einer Kreisscheibe mit zentralem und Umfangskontakt (oberste Kurve der Fig. 1) ist in diesem magnetischen Wechselfeld eine Kurzschlusswindung vorhanden, welche Leistung absorbiert. Dieser Leistungsverlust kann dadurch verringert werden, dass der Umfangskontakt der Scheibe unterteilt wird. Ein Beispiel hierfür, mit einer Zweiteilung, ist in Fig. 10 dargestellt. Die Enden der beiden Kontakthalbkreise sind übers Kreuz miteinander verbunden. An Stelle von einer Zweiteilung kann auch eine Vierteilung usw. des Umfangskontaktes vorgenommen werden. Hiedurch wird die Leistungsabsorption noch weiter verringert.



SEV 27 782

Fig. 10

Unterteilung der Kontakte bei Halbleiterplättchen zur Vermeidung von Wirbelstromverlusten

Auch bei einem Plättchen nach Fig. 6 oben kann ein Leistungsverlust auftreten infolge Leistungsabsorption in den Kontakten. Eine Unterteilung der Kontakte, z. B. nach Fig. 10, führt auch hier zu einer Verringerung dieses Leistungsverlustes.

Die Verbindungsleitungen der verschiedenen Kontaktabschnitte werden vorzugsweise in Flächen verlegt, welche parallel zu den magnetischen Feldkurven verlaufen.

Vergleich mit Hallwattmetern

Beim Vergleich der hier beschriebenen Gauseffektwattmeter mit den früher behandelten Halleffektwattmetern [1; 2; 3] kann hervorgehoben werden, dass im zweiten Fall an jedem Plättchen vier, oder mindestens doch drei Kontakte erforderlich sind, im ersten Fall jedoch nur zwei. Es ist klar, dass die Schaltungen der

Gausswattmeter daher einfacher sind als jene der Hallwattmeter.

Bei der Herstellung der Plättchen für die Hallwattmeter müssen vier, bzw. drei Kontakte angelötet werden, bei den Gausswattmeterplättchen dagegen nur zwei. Diese Lötarbeit ist nicht immer einfach; die Verringerung der Kontaktzahl bedingt daher eine nicht zu vernachlässigende Vereinfachung bei der Herstellung der Plättchen. Wenn Hallplättchen mit 4 Kontakten verwendet werden, ist beim Anlöten dieser Kontakte auf besondere Symmetrieforderungen in bezug auf ihre Anordnung zu achten. Auch diese Komplikation fällt bei Gausswattmeterplättchen fort.

Bei höheren Frequenzen ist es erforderlich, im Messkreis bestimmte Erdungen (Verbindungen mit dem Gehäuse) vorzunehmen. Diese Erdung ist bei zwei Kontakten einfach, indem einer der Kontakte geerdet wird. Bei drei oder vier Kontakten können jedoch Schwierigkeiten entstehen.

Die Grössenordnungen der Anzeigespannungen und Gleichstromleistungen der Messgeräte sind in beiden Fällen ungefähr gleich.

Die Temperaturkompensation ist vielleicht bei den Gausswattmetern als etwas einfacher zu bezeichnen.

Literatur

- [1] Hartel, W.: Anwendung der Hallgeneratoren. Siemens Z. Bd. 28 (1954), Nr. 8, S. 376...384.
- [2] Sun, S. F.: Power Measurement and Power Regulation in Multi-Phase Networks by Means of Semiconductors. Diss. ETH Nr. 2518. Zürich: Speich 1955.
- [3] Strutt, M. J. O. und S. F. Sun: Leistungsmessung und Leistungsregulierung in Mehrphasennetzen mittels Halbleitern. Arch. Elektrotechn. Bd. 42 (1955/56), Nr. 3, S. 155...164.
- [4] Welker, H.: Neuere Untersuchungen der Halbleitereigenschaften von III-V-Verbindungen. Scientia electr. Bd. 1 (1954), Nr. 4, S. 152...164.
- [5] Ramer, P., M. J. O. Strutt und F. K. von Willisen: Messungen des Gauseffektes verschiedener Halbleiter bei 19, 399 und 699 MHz. AEÜ Bd. 11 (1957), Nr. 1, S. 1...7.
- [6] Strutt, M. J. O.: Einrichtung zur messtechnischen Ausnutzung des Gauseffektes mit Hilfe eines einem Magnetfeld ausgesetzten Gauss-Generators. Deutsches Bundes-Patent 1.999.024 vom 2. Juli 1955, im Besitze der AG Brown, Boveri & Cie., Baden.

Adressen der Autoren:

Prof. Dr. techn., Dr.-Ing. h. c. M. J. O. Strutt, und Dr. sc. techn. S. F. Sun, Institut für höhere Elektrotechnik der ETH, Gloriastrasse 35, Zürich 7/6.

Die Korrektur nichtlinearer Übertragungsfehler von Farbfernseh-Systemen

Von E. Baumann, Zürich

621.397.9:621.397.813

Das Farbfernsehen stellt an die Übertragungsgeräte bedeutend schärfere Forderungen bezüglich der Linearität als das Schwarz-Weiss-Fernsehen. Mit Hilfe der von Volterra eingeführten Linienfunktion werden die Korrekturmöglichkeiten von bestehenden oder von neuen Übertragungssystemen studiert.

La télévision en couleurs pose aux appareils de transmission des exigences beaucoup plus sévères que la télévision en noir et blanc. A l'aide de la fonction linéaire introduite par Volterra, l'auteur examine les possibilités de correction de systèmes de transmission existants ou nouveaux.

Das Videosignal dient zur elektrischen Übertragung eines Fernsehbildes. Es ist eine Zeitfunktion, etwa $u_1(t)$. Die Variable t ist, gemäss dem gewählten Abtastsystem, in gesetzmässiger Weise mit den geometrischen (Orts-) Koordinaten des Bildes verknüpft. Ein Zeitelement dt entspricht einem geometrischen Bild-

element. Der Augenblickswert von $u_1(t)$ trägt die Information, die den der Zeit t zugeordneten Bildpunkt charakterisiert.

Zur Übertragung eines Schwarz-Weiss-Bildes genügt eine einzige Zeitfunktion, die die Helligkeitsverteilung im Bilde darstellt. Farbige Bilder verlangen hingegen

die gleichzeitige Übertragung von drei Funktionen, da der physiologische «Farbraum» dreidimensionalen Charakter hat.

Das Videosignal wird vom Bildgeber zum Bildempfänger, genauer zur Bildwiedergaberöhre, über ein elektrisches Übermittlungssystem übertragen. Einer Funktion $u_1(t)$ auf der Geberseite entspricht eine Funktion $u_2(t)$ auf der Empfangsseite. $u_1(t)$ und $u_2(t)$ werden nicht identisch sein. Auf dem elektrischen Übertragungsweg erleidet das Signal Veränderungen, wir sprechen von Verzerrungen.

Um die auf der Geberseite erreichte Bildauflösung zu erhalten, muss die einem Bildelement dt zugeordnete Information auf der Empfangsseite auf ein gleichlanges Zeitelement konzentriert bleiben. Das Übertragungssystem darf den Bildinhalt nicht über die Zeitskala «verschmieren». Um die Bildinformation eines Bildpunktes richtig zu übertragen, müssen die dem gleichen Bildpunkt zugeordneten Werte von u_1 und u_2 zueinander proportional sein. Ein ideales Übertragungssystem erfüllt also die Bedingung

$$u_2(t) = C u_1(t - \tau) \quad (1)$$

C ist eine Konstante, während τ die Laufzeit darstellt, die ein Bildpunkt braucht, um vom Geber zum Empfänger zu gelangen. Da das Auge relativ unempfindlich auf eine Verzerrung der Helligkeitsskala ist, kann bei einer Schwarz-Weiss-Übertragung auch ein Gesetz von der Form

$$u_2(t) = \Phi[u_1(t - \tau)] \quad (2)$$

annehmbar, in gewissen Fällen gar erwünscht sein. Φ ist eine mehr oder weniger nichtlineare Funktion des Argumentes $u_1(t - \tau)$ (γ -Korrektur).

Die «Verschmierungsverzerrungen» eines Übertragungssystems sind von seinen linearen Eigenschaften abhängig, d. h. abhängig vom Amplituden- und Phasengang, wie er sich in klassischer Weise mit Hilfe von stationären Wechselströmen variabler Frequenz ermitteln lässt. Die nichtlinearen Verzerrungen, wie sie durch Gl. (2) erklärt werden, sind von den Kennlinien der im Übertragungssystem verwendeten Bauelemente (Röhren usw.) abhängig.

Die Übertragung von farbigen Bildern verlangt, wie erwähnt, die gleichzeitige Übermittlung von drei Zeitfunktionen. Angepasst an die physiologisch «natürlichen» Farbkoordinaten sind dies in den heute als brauchbar anerkannten Systemen die drei Grössen: Helligkeit, Farbton, Sättigung.

Die «Auflösung» braucht nicht für alle drei gleich gut zu sein. Für eine rationelle Ausnutzung des Frequenzbandes werden die dem Farbton und der Sättigung entsprechenden Funktionen einem Hilfsträger oder Nebenträger aufmoduliert, dessen Frequenz in der oberen Region des Frequenzbandes des Videokanals liegt. Dieses Signal, das die «Farbinformation» trägt, bildet zusammen mit der Helligkeitsfunktion das Farbvideosignal.

Gegenüber einer Schwarz-Weiss-Übertragung liegen also kompliziertere Verhältnisse vor und ist das Farb-

videosignal viel empfindlicher auf nichtlineare Verzerrungen als ein Schwarz-Weiss-Signal. Durch «Kreuzmodulation» können leicht unzulässige Beeinflussungen zwischen den drei Zeitfunktionen verursacht werden. Im Vordergrund steht eine Phasendrehung des Nebenträgers in Abhängigkeit vom Helligkeitssignal.

Die Linearität der heute vorhandenen Sender, die für die Übertragung von Schwarz-Weiss-Bildern gebaut sind, genügt für die Übertragung von Farbbildern meistens nicht. Es besteht deshalb das Bedürfnis, durch nachträgliche Korrekturen eine Entzerrung durchzuführen, am einfachsten geschieht dies mit einem dem Sender vorgeschalteten, leicht einstellbaren Entzerrer. Um ein solches Gerät richtig dimensionieren zu können, ist es aber nötig, die Eigenschaften von nichtlinearen Systemen genauer zu kennen. Es sei deshalb auf diese Verhältnisse näher eingegangen.

Der Zusammenhang zwischen der Eingangsspannung $u_1(t)$ und der Ausgangsspannung $u_2(t)$ eines Übertragungssystems lässt sich im allgemeinen nicht durch eine einfache «Funktion einer Funktion» von der Form in Gl. (2)

$$u_2(t) = \Phi[u_1(t)]$$

darstellen. Der Wert von u_2 zur Zeit t_1 hängt nicht nur vom Wert von u_1 im gleichen, oder einem einzigen früheren Zeitmoment ab. Wegen der zeitlichen «Verschmierung» des Signales auf dem Übertragungsweg können alle Werte von $u_1(t)$ für $t < t_1$ Einfluss auf $u_2(t_1)$ haben. $u_2(t_1)$ kann also von der Form von $u_1(t)$ im Intervall $-\infty < t < t_1$ abhängen. Derartige Zusammenhänge werden nach *Volterra* als *Linienfunktionen* [1]¹⁾ bezeichnet. Symbolisch dargestellt als

$$u_2(t) = F \left[\int_{-\infty}^t u_1(x) dx \right] \quad (3)$$

$\int_{-\infty}^t u_1(x) dx$ soll andeuten, dass $u_2(t)$ von der Gesamtheit der geometrisch als Kurve (= Linie) darstellbaren Werte von $u_1(t) - \infty < x < t$ abhängt. *Volterra* hat sich mit den allgemeinen Eigenschaften von solchen Funktionalzusammenhängen eingehend beschäftigt. Wir können uns auf seine Theorie und die von ihm eingeführten Begriffe stützen.

Die *Ableitung* einer Linienfunktion²⁾ wird folgendermassen definiert (vgl. Fig. 1):

Im Intervall $\xi, \xi + h$ ändern wir die Funktion $f(x)$ ab auf $f(x) + \psi(x)$ und bilden den Grenzwert

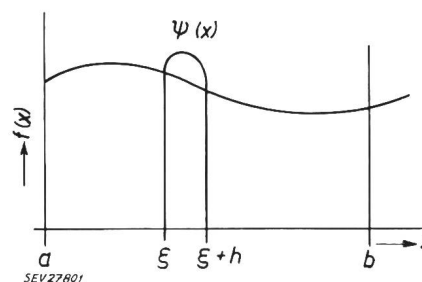


Fig. 1
Definition der Ableitung einer Linienfunktion

¹⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

²⁾ Siehe [1], T. 24.

$$\lim_{\sigma} \frac{F | [f(x) + \psi(x)] | - F | [f(x)] |}{\sigma} = F' | [f(x)], \xi | \quad (4)$$

Wir nennen ihn, wenn er existiert, die Ableitung von F an der Stelle ξ . σ bedeutet die zwischen $f(x)$ und $\psi(x)$ eingeschlossene Fläche. Die Ableitung ist also von einem Parameter ξ abhängig, der angibt, an welcher Stelle sie gebildet wurde. F' ist selbst eine Linienfunktion, von der wir nach dem gleichen Schema wiederum eine Ableitung bilden können. Sinngemäß nennen wir sie die zweite Ableitung. Sie wird von zwei Parametern abhängen:

$$F'' = F'' | [f(x)], \xi_1 \xi_2 |$$

Allgemein können wir nach dem gleichen Schema die n -te Ableitung gewinnen, die die Form

$$F^{(n)} = F^{(n)} | [f(x)], \xi_1 \xi_2 \dots \xi_n |$$

haben wird.

Volterra³⁾ zeigt auch, dass Linienfunktionen in Reihen entwickelt werden können, die der Taylorschen und der Mac-Laurinschen Reihen gewöhnlicher Funktionen entsprechen:

$$F | [f(x) + \psi(x)] | = F | [f(x)] | + \int_a^b F' | [f(x)], \xi | \cdot \psi(\xi) d\xi + \frac{1}{2!} \int_a^b \int_a^b F'' | [f(x)], \xi_1 \xi_2 | \cdot \psi(\xi_1) \psi(\xi_2) d\xi_1 d\xi_2 + \dots \quad (5)$$

und speziell

$$F | [f(x)] | = F | [f(0)] | + \int_a^b F' | [f(0)], \xi | f(\xi) d\xi + \frac{1}{2!} \int_a^b \int_a^b F'' | [f(0)], \xi_1 \xi_2 | f(\xi_1) f(\xi_2) d\xi_1 d\xi_2 + \dots \quad (6)$$

Die Zulässigkeit dieser Entwicklungen ist natürlich an bestimmte Bedingungen bezüglich der Eigenschaften der vorkommenden Funktionen gebunden.

Wir betrachten nun ein Übertragungssystem nach Fig. 2.

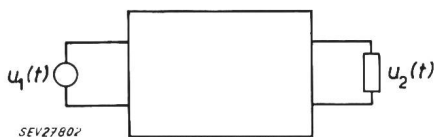


Fig. 2
Schema eines Übertragungssystems

Wenn für eine Eingangsspannung $u_1(t)$, die periodisch mit der beliebigen Periode T ist, auch die Ausgangsspannung $u_2(t)$ eine periodische Funktion mit

³⁾ Siehe [1], S. 28.

derselben Periode T wird, so genügt das System nach Volterra der Bedingung des geschlossenen Zyklus⁴⁾. [Lissajou-Figur mit $u_1(t)$ und $u_2(t)$].

Ein Fernübertragungssystem wird diese Bedingung erfüllen. Falls sich unter diesen Verhältnissen die Ausgangsspannung als Reihe der Form in Gl. (6) darstellen lässt, so hat diese die Form⁵⁾:

$$u_2(t) = \int_{-\infty}^t S_1(t-\xi) u_1(\xi) d\xi + \frac{1}{2!} \int_{-\infty}^t \int_{-\infty}^t S_2(t-\xi_1, t-\xi_2) u_1(\xi_1) u_1(\xi_2) d\xi_1 d\xi_2 + \dots \frac{1}{n!} \int_{-\infty}^t \dots \int_{-\infty}^t S_n(t-\xi_1, \dots, t-\xi_n) u_1(\xi_1) \dots u_1(\xi_n) d\xi_1 \dots d\xi_n \quad (6a)$$

Ersetzen wir $u_1(t)$ durch die neue Spannung $a \cdot u_1(t)$, so sieht man, dass die Glieder der Reihe nach mit a, a^2, \dots, a^n zu multiplizieren sind. Wir sprechen deshalb vom linearen, quadratischen bis vom Gliede n -ten Grades.

Diese Entwicklung gibt uns eine gute Vorstellung darüber, wie kompliziert der Zusammenhang zwischen $u_1(t)$ und $u_2(t)$ sein wird, wenn das System nicht linear ist.

Zur Untersuchung von linearen Systemen ist beispielsweise die Laplacetransformation ein wertvolles Instrument. Die durch das erste Glied der Reihenentwicklung dargestellte Linienfunktion

$$u_2(t) = \int_{-\infty}^t S_1(t-\xi) u_1(\xi) d\xi$$

die im linearen Falle den Zusammenhang zwischen $u_1(t)$ und $u_2(t)$ gibt, geht nach der Transformation über in (einseitige L-Transformation $u_1(t) = 0$ für $t < 0$):

$$w_2(p) = g(p) w_1(p)$$

Die Faltung bildet sich in bekannter Weise als Multiplikation ab. Für nichtlineare Systeme hingegen besteht zwischen $w_2(p)$ und $w_1(p)$ kein einfacher algebraischer Zusammenhang mehr.

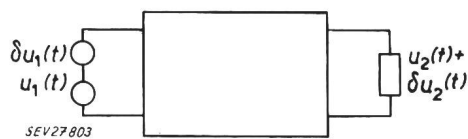


Fig. 3
Zum Verhalten eines Systems gegenüber infinitesimalen Änderungen der Eingangsspannung

Es erweist sich für die hier verfolgten Zwecke als nützlich, das Verhalten eines Übertragungssystems gegenüber infinitesimalen Änderungen der Eingangsspannung zu untersuchen.

Das übertragene Signal sei eine Zeile eines Fernsehbildes. Sie beginne zur Zeit $t = 0$. Zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung besteht eine Beziehung, die wir nach Gl. (3) als:

⁴⁾ Siehe [1], S. 101.

⁵⁾ Siehe [1], S. 109.

$$u_2(t) = F \left| [u_1(x)] \right| \quad (7)$$

schreiben können. Führen wir anstatt von $u_1(t)$ die neue Spannung $u_1(t) + \delta u_1(t)$ zu, wo $\delta u_1(t)$ eine kleine Grösse ist, so erhalten wir als neue Ausgangsspannung: $u_2(t) + \delta u_2(t)$. Mit Rücksicht auf die Entwicklung in Gl. (5) können wir, wenn $|\delta u_1(t)|$ genügend klein ist, schreiben⁶⁾:

$$u_2(t) + \delta u_2(t) = F \left| [u_1(x)] \right| + \int_0^t F' \left| [u_1(x)] \right| \delta u_1(\xi) d\xi$$

oder

$$\delta u_2(t) = \int_0^t F' \left| [u_1(x)], \xi \right| \delta u_1(\xi) d\xi \quad (8)$$

Die Ableitung $F' \left| [u_1(x)], \xi \right|$ lässt sich physikalisch als Übertragungsfaktor eines δ -Impulses deuten:

$\sigma F'$ ist diejenige Ausgangsspannungsänderung, die entsteht, wenn als Eingangsspannung neben dem Wert $u_1(t)$ zur Zeit $t = \xi$ ein δ -Impuls überlagert wird,

dessen «Fläche» $\int_{-\epsilon}^{+\epsilon} \delta(t) dt = \sigma$ ist. σ ist als beliebig

kleine Grösse zu wählen. Nach Fig. 4 erkennen wir, dass F' aus physikalischen Gründen die Form haben muss

$$\left. \begin{aligned} F' &= S_1(t - \xi, \xi), & t > 0 \\ F' &= 0, & t < \xi \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

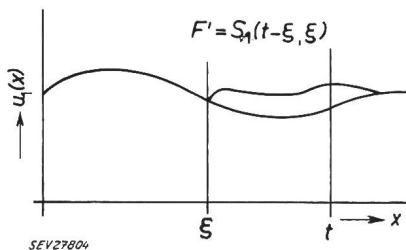


Fig. 4
Verhalten der Ableitung $S_1(t - \xi, \xi)$

Die Funktion in Gl. (9) ist im allgemeinen von der Form von $u_1(t)$ abhängig. Ist dies nicht der Fall, d. h. ist die Ableitung unabhängig von $u_1(t)$ und nur eine Funktion von $t - \xi$, also von der Gestalt:

$$F' = S(t - \xi) \quad (10)$$

so ist das System linear.

Wenn wir nun ein Übertragungssystem durch Vorschalten eines Entzerrers linearisieren wollen, so ergeben sich nach Fig. 5 folgende Verhältnisse:

$$\delta u_2(t) = \int_0^t S_1(t - \xi) \delta u_1(\xi) d\xi \quad (11a)$$

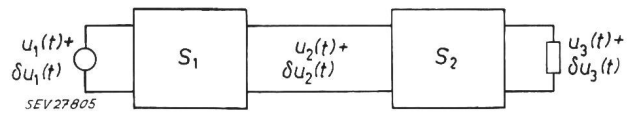


Fig. 5

Entzerrung mit einem vorgeschalteten Entzerrer

$$\delta u_3(t) = \int_0^t S_2(t - \xi) \delta u_2(\xi) d\xi \quad (11b)$$

$$\delta u_3(t) = \int_0^t S_2(t - \eta, \eta) \int_0^\eta S_1(\eta - \xi, \xi) \delta u_1(\xi) d\xi d\eta \quad (11c)$$

Grundsätzlich lässt sich $\delta u_3(t)$ in der Form darstellen

$$\delta u_3(t) = \int_0^t S_3(t - \xi, \xi) \delta u_1(\xi) d\xi \quad (12)$$

Um S_3 zu bestimmen, wählen wir in der Gl. (11c) als $\delta u_1(t)$ einen δ -Impuls zur Zeit $t = t - \xi$ und erhalten:

$$S_3(t - \xi, \xi) = \int_\xi^t S_2(t - \eta, \eta) S_1(\eta - \xi, \xi) d\eta \quad (13)$$

Wenn nun das korrigierte System linear sein soll, so muss mit Rücksicht auf Gl. (10) gelten:

$$\int_\xi^t S_2(t - \eta, \eta) S_1(\eta - \xi, \xi) d\eta = S_3(t - \eta) \quad (14)$$

In Gl. (14) ist S_2 als bekannt und S_1 als gesucht anzusehen. S_3 ist willkürlich, bis auf die Einschränkung, dass das zu S_2 gehörige S_1 physikalisch realisierbar sein muss. Wir können also Gl. (14) als Volterrasche Integralgleichung erster Art ansehen, mit der gesuchten Funktion S_1 . S_1 wird, wie auch S_2 , von $u_1(t)$ abhängen.

Es ist zu berücksichtigen, dass $S_2(t - \xi, \xi)$ von $S_1(t - \xi, \xi)$ abhängig ist. S_2 ist die Ableitung der Linienfunktion:

$$u_3(t) = F_2 \left| [u_2(x)] \right|$$

wo $u_2(t)$ selber eine Linienfunktion ist:

$$u_2(t) = F_1 \left| [u_1(x)] \right|$$

Wir hätten nun zu versuchen, die Gl. (14) nach $S_1(t - \xi, \xi)$ aufzulösen.

Als weitere Aufgabe wäre ein nichtlineares Übertragungssystem zu bauen, das eine vorgeschriebene erste Ableitung

$$F_1' \left| [u_1(x)], \xi \right| = S_1(t - \xi, \xi)$$

hat. Solange wir keine konkreten Angaben über den Aufbau der Linienfunktion F_2' (nach Fig. 4) haben, können wir mit den dargelegten Zusammenhängen nicht viel anfangen. Wir wollen uns im folgenden auf praktisch feststellbare Messresultate stützen.

⁶⁾ Siehe [1], S. 25.

Messtechnisch prüft man die Linearität eines Systemes durch das Messen seiner «Differenzialeigenschaften». Die Eingangsspannung $u_1(t)$ wird z. B. treppenförmig gestaltet. Jeder Stufe wird eine gleich grosse Wechselspannung kleiner Amplitude überlagert. Die Ausgangsspannung $u_2(t)$ wird eine entsprechende, aber verzerrte Form aufweisen (Fig. 6). Man vergleicht die Wechselspannung der einzelnen Stufen am Ausgang nach Amplitude und Phase mit den zugehörigen Eingangswerten und nennt das Amplitudenverhältnis Differentialverstärkung, die Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung Differentialphase.

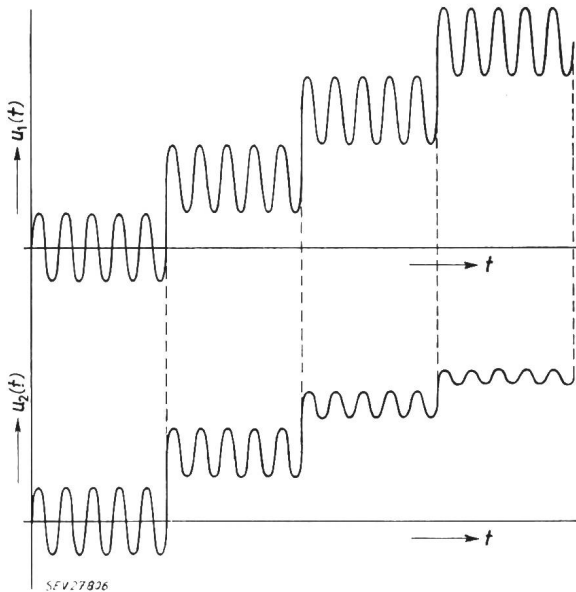


Fig. 6

Zur Definition der Differenzialeigenschaften

Diese Messgrößen lassen sich aber nur eindeutig festlegen, wenn ziemlich spezielle Voraussetzungen über das nichtlineare Verhalten des Systemes gemacht werden, die aber von jedem brauchbaren Fernsehübertragungssystem erfüllt werden.

Wir nehmen an, es werde zunächst als Bild eine gleichmässig graue Fläche übertragen. Nun fügen wir einen schmalen, etwas helleren, vertikalen Streifen hin-

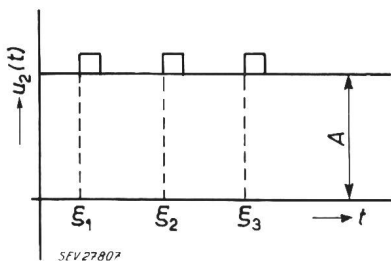


Fig. 7

Videosignal bei der Übertragung von hellen Streifen auf grauem Grund

zu und bewegen ihn z. B. vom linken Bildrand zum rechten. Wir wollen nun voraussetzen, dass die Wiedergabe des Streifens, sowohl in bezug auf Schärfe als auch auf Helligkeit, unabhängig von seiner Lage sei.

Elektrisch heisst das aber, wie man aus Fig. 7 sofort abliest, dass die Ableitung F' des Systemes die Form

$$F' = S(t - \xi, A) \quad (15)$$

haben muss.

A ist die Amplitude, die dem «Grund-grau» des Bildes entspricht. Gl. (15) ist natürlich nur gültig, wenn als Grundspannung $u_1(t)$ ein Spannungssprung bei $t = 0$ von der Höhe A gewählt wird. Hätte $u_1(t)$ eine beliebige andere Form, so wäre Gl. (15) durch Gl. (9) zu ersetzen.

Die Entzerrung eines Systemes, das der Gl. (15) genügt, ist nun relativ einfach. Die Gl. (11a), (11b) und (12) schreiben wir in diesem Falle:

$$\delta u_2(t) = \int_0^t S_1(t - \xi, A) \delta u_1(\xi) d\xi \quad (16a)$$

$$\delta u_3(t) = \int_0^t S_2(t - \xi, A) \delta u_2(\xi) d\xi \quad (16b)$$

$$\delta u_3(t) = \int_0^t S_3(t - \xi, A) \delta u_3(\xi) d\xi \quad (16c)$$

Das heisst, wir geben auch dem Entzerrer eine Nichtlinearität von der Form von Gl. (15). Die Gl. (16a), (16b) und (16c) sind Integralbeziehungen vom Faltungstypus.

Sie lassen sich am bequemsten mit der Laplace-Transformation behandeln. Wir bezeichnen folgendermassen:

$$L\{\delta u_1(t)\} = \int_0^\infty \delta u_1(t) e^{-pt} dt = \delta w_1(p)$$

$$L\{\delta u_2(t)\} = \delta w_2(p) \quad (17)$$

$$L\{\delta u_3(t)\} = \delta w_3(p)$$

$$L\{S_1(t, A)\} = f_1(p, A)$$

$$L\{S_2(t, A)\} = f_2(p, A)$$

Damit können wir schreiben:

$$\delta w_2(p) = f_1(p, A) \delta w_1(p) \quad (18a)$$

$$\delta w_3(p) = f_2(p, A) \delta w_2(p) \quad (18b)$$

$$\delta w_3(p) = f_1(p, A) f_2(p, A) \delta w_1(p) \quad (18c)$$

Wenn nun das korrigierte System linear sein soll, so muss $S_3(t - S, A)$ von A unabhängig sein. Daraus folgt, nach Gl. (18), dass $f_1(p, A) \cdot f_2(p, A)$ von A unabhängig sein muss.

Wir schreiben deshalb:

$$f_1(p, A) f_2(p, A) = f_3(p)$$

oder

$$f_1(p, A) = \frac{f_3(p)}{f_2(p, A)} \quad (19)$$

$f_3(p)$ ist eine willkürliche Funktion, die so zu wählen ist, dass $f_1(p, A)$ auf ein realisierbares Übertragungssystem führt.

Wir können nun $\frac{1}{f_2(p, A)}$ nach einem passend gewählten Funktionssystem

$$\psi_n(A), \quad n = 1, 2 \dots \infty$$

entwickeln:

$$\frac{1}{f_1(p, A)} = g_0(p) + g_1(p) \psi_1(A) + g_2(p) \psi_2(A) + \dots$$

$$\frac{1}{f_2(p, A)} = g_0(p) + g_1(p) \psi_1(A) + g_2(p) \psi_2(A) + \dots \quad (20)$$

Für $f_1(p, A)$ erhalten wir entsprechend:

$$f_1(p, A) = f_3(p) g_0(p) + f_3(p) g_1(p) \psi_1(A) + \dots \quad (21)$$

Es bleibt jetzt noch die Aufgabe, ein Übertragungssystem anzugeben, das der Gl. (21) genügt.

Zu den vorstehenden Entwicklungen sind grundsätzlich die gleichen Bemerkungen zu wiederholen, die bei Gl. (14) gemacht wurden. Auch hier wird, streng genommen, $S_2(t - \xi, A)$ von $S_1(t - \xi, A)$ abhängen. Nach dem Vorschalten des Entzerrers erhält das zu korrigierende System nicht mehr die gleiche «Grundspannung», die für die Bildung der Ableitung S_2 benutzt wurde. Praktisch sind aber diese Einflüsse so klein, dass sie keine entscheidende Rolle spielen. Nötigenfalls können sie durch eine Nachkorrektur des Entzerrers berücksichtigt werden (sukzessive Approximation).

In Fig. 8 sei das mit $\Phi[u_1(t)]$ bezeichnete Übertragungssystem nicht linear, mit der Eigenschaft, dass wir $u_2(t) = \Phi[u_1(t)]$ schreiben können (krumme Kennlinie).

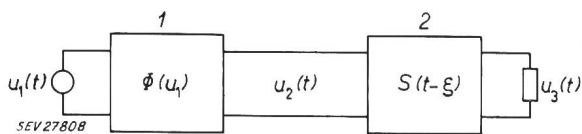


Fig. 8
Aufbau der Netzwerke für die Entzerrung
1 nichtlinear; 2 linear

Das zweite System sei linear und habe die Ableitung $S(t - \xi)$. Wählen wir nun als Eingangsspannung $u_1(t)$ die Form $u_1 = A + \delta u_1(t)$, wo A ein Spannungssprung bei $t = 0$ sein soll, so berechnet sich die Ausgangsspannung $u_3(t)$ folgendermassen:

$$u_2(t) = \Phi(A + \delta u_1) = \Phi(A) + \Phi'(A) \delta u_1(t) + \dots \quad (22a)$$

$$u_3(t) = \int_0^t S(t - \xi) u_2(\xi) d\xi \quad (22b)$$

Daraus folgt für die zu $\delta u_1(t)$ gehörige Spannungsänderung $\delta u_3(t)$:

$$\delta u_3(t) = \int_0^t S(t - \xi) \delta u_2(\xi) d\xi = \Phi(A) \int_0^t S(t - \xi) \delta u_1(\xi) d\xi$$

Wenn wir die Laplacetransformierte bilden, so folgt daraus:

$$\left. \begin{aligned} g(p, A) &= \Phi'(A) h(p) \\ h(p) &= L\{S(t)\} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Gl. (23) hat aber mit $\Phi'(A) = \psi(A)$ die gewünschte Form, um als Glied in der Entwicklung (21) zu dienen. Das gesuchte System lässt sich nun nach Fig. 9 aufbauen.

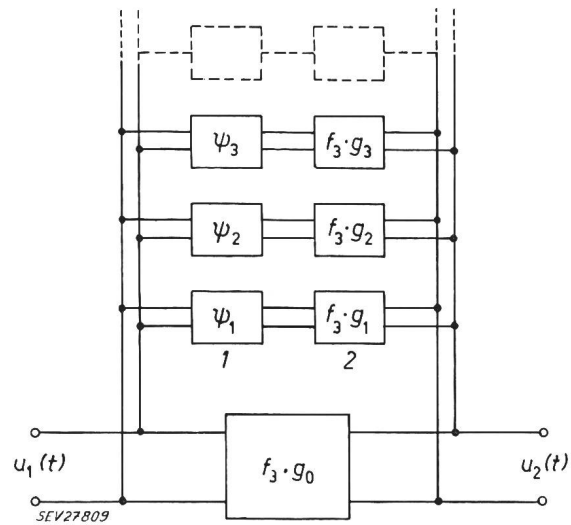


Fig. 9
Zusammenschaltung des Entzerrers

Wie ein Blick auf Gl. (22a) und (22b) zeigt, kann die Reihenfolge der ψ - und $f \cdot g$ -Systeme vertauscht werden, d. h. $f \cdot g$ kann auch vor- und ψ nachgeschaltet sein.

Für die Dimensionierung eines Entzerrers stützt man sich, wie schon erwähnt, auf die gemessenen Differentialeigenschaften. Wir setzen in Gl. (16b) für $\delta u_2(t)$:

$$\delta u_2(t) = \delta \hat{u} \cos \omega t, \quad [\delta u_2(t) = 0, t < 0]$$

$\delta \hat{u}$ = kleine Grösse

Die Ausgangsspannung ergibt sich damit zu:

$$\delta u_3(t) = \int_0^t S_2(t - \xi, A) \cdot \delta \hat{u} \cos \omega \xi d\xi$$

oder etwas umgeformt:

$$\begin{aligned} \delta u_3(t) &= \delta \hat{u} \int_0^t S_2(\xi, A) \cos \omega(t - \xi) d\xi = \\ &= \{ \delta \hat{u} \int_0^t S_2(\xi, A) \cos \omega \xi d\xi \} \cos \omega t + \\ &+ \{ \delta \hat{u} \int_0^t S_2(\xi, A) \sin \omega \xi d\xi \} \sin \omega t \quad (24) \\ &= C_1(\omega, A, t) \cos \omega t + C_2(\omega, A, t) \sin \omega t \end{aligned}$$

Die beiden Amplituden C_1 und C_2 der Ausgangsspannung sind also von der Zeit t abhängig. Dies entspricht dem Verhalten eines gewöhnlichen linearen Systemes. Nach langer Beobachtungszeit im Grenzfall ($t = \infty$) erhalten wir die stationären Werte:

$$C_1 = \delta \hat{u} \int_0^{\infty} S_2(\xi, A) \cos \omega \xi d\xi = \delta \hat{u} G_1(\omega, A)$$

$$C_2 = \delta \hat{u} \int_0^{\infty} S_2(\xi, A) \sin \omega \xi d\xi = \delta \hat{u} G_2(\omega, A)$$
(24a)

Die Zeitdauer $t = \tau$, die wir abwarten müssen, bis diese Werte praktisch genügend genau erreicht sind, nennen wir Einschwingzeit.

Mit Gl. (24a) können wir auch schreiben:

$$\delta \hat{u} \{ G_1(\omega, A) + j G_2(\omega, A) \} =$$

$$= \delta \hat{u} \int_0^{\infty} S_2(\xi, A) e^{-j\omega\xi} d\xi = \delta \hat{u} \int_0^{\infty} S_2(\xi, A) e^{-\xi p} d\xi$$
(25)

wo im letzten Integral $j\omega = p$ gesetzt ist.

Ein Vergleich mit Gl. (17) zeigt, dass

$$G_1(\omega, A) - j G_2(\omega, A) = f_2(j\omega, A)$$
(26)

wird.

Dieser Sachverhalt ist aber nur richtig, wenn S_2 die Form $S_2 = S_2(t - S, A)$ hat. Im allgemeinen Fall, wo $S_2 = S_2(t - \xi, \xi)$ wird, sind die Integranden in Gl. (24a) von der Zeit t abhängig. Die Darstellung in Gl. (25) wird hinfällig und damit hat auch die Definition der Differentialverstärkung und der Differentialphase keine Berechtigung mehr. Die Ausgangsspannung wird nicht mehr stationär werden, die Integrale in Gl. (25) können nicht mehr als Fourier-, bzw. Laplace-Transformierte einer Funktion $S_2(t, A)$ angesehen werden.

Praktisch werden die Verhältnisse meistens folgendermassen liegen:

Es sei τ die Einschwingzeit, die der Ableitung $S_2(t - \xi, A)$ entspricht, T die Zeilendauer. Es wird immer $\tau \ll T$ sein. Für $\tau < t < T$ gelten die Zusammenhänge nach Gl. (26).

Ob sie für $T < t$ gelten, ist fraglich. Die Linearisierung ist richtig für Signale von einer Zeitdauer, die höchstens gleich T ist. Länger dauernde Signale kommen aber nicht vor. Meistens begnügt man sich, die Entzerrung für eine einzige Frequenz $\omega_0 =$ Frequenz des Nebenträgers durchzuführen. In diesem Falle erhalten wir:

$$f_2(\omega_0, A) = G_1(\omega_0, A) - j G_2(\omega_0, A)$$

Zudem dürfen wir $f_3(p) = 1$ setzen.

Die Entwicklung in Gl. (20) wird die Form haben:

$$\frac{1}{f_2(j\omega_0, A)} = X_0 + j Y_0 + (X_1 + j Y_1) \psi_1(A) + \dots$$

$$= X(\omega_0, A) + j Y(\omega_0, A)$$
(27)

Wir werden nun versuchen, in Gl. (27) die beiden Funktionen X und Y durch die beiden Ansätze:

$$\left. \begin{aligned} X(\omega_0, A) &= X_0 + X_1 \psi_1(A) + X_2 \psi_2(A) + \dots \\ Y(\omega_0, A) &= Y_0 + Y_1 \psi_1(A) + Y_2 \psi_2(A) + \dots \end{aligned} \right\} (28)$$

gleichzeitig zu approximieren.

Die «Koordinationsfunktionen» $\psi_n(A)$ sind dabei weitgehend frei: von ihrer geschickten Wahl wird es

abhängen, wie viele Glieder man braucht, im allgemeinen wird man mit zwei auskommen. Das Resultat der Approximation sind die Zahlenwerte

$$X_0 \ X_1 \ X_2 \ \dots$$

und

$$Y_0 \ Y_1 \ Y_2 \ \dots$$

Die komplexen Übertragungsfaktoren (nach Fig. 9) werden nun:

$$f_3 g_0 = X_0 + j Y_0 = \sqrt{X_0^2 + Y_0^2} e^{j\varphi_0} \quad \text{tg } \varphi_0 = \frac{Y_0}{X_0}$$

$$\vdots$$

$$f_3 g_n = X_n + j Y_n = \sqrt{X_n^2 + Y_n^2} e^{j\varphi_n} \quad \text{tg } \varphi_n = \frac{Y_n}{X_n}$$
(29)

Gl. (29) gibt also das Amplitudenverhältnis $\sqrt{X_n^2 + Y_n^2}$ und die Phasendrehung φ_n an, die wir dem mit $\psi_n(A)$ zusammenschalteten linearen Netzwerk geben müssen.

Will man die Korrektur für ein bestimmtes Frequenzband durchführen, so wären die X_n - und Y_n -Werte als Funktion der Frequenz zu ermitteln. Die Realisierung der zugehörigen Netzwerke ist dann eine mit den klassischen Mitteln der linearen Netzwerktheorie zu lösende Aufgabe. Es sei darauf hingewiesen, dass der Frequenzgang der einzelnen $g_n(p)$ von der Form der Funktion $\psi_n(A)$ abhängig wird.

Bisher wurden in der Literatur nur Entzerrer beschrieben, die eine Frequenz allein korrigieren. Wir können sie nach der jeweils benützten Darstellung von Gl. (27) gruppieren.

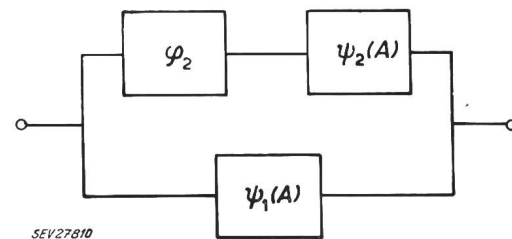


Fig. 10

Entzerrerschaltung nach Cooper, mit zwei nichtlinearen Elementen

So schlägt Cooper eine Anordnung nach Fig. 10 vor: φ_2 bedeutet eine konstante Phasendrehung. $\psi_1(A)$ und $\psi_2(A)$ sind zwei nichtlineare Elemente, die mit

$$\psi_1(A) = \frac{d\Phi_1(A)}{dA} = \Phi_1'(A)$$

$$\psi_2(A) = \Phi_2'(A)$$

der Bedingung:

$$\Phi_1'(A) + \Phi_2'(A) = \text{konst.} = a$$

unterworfen sind. Man erkennt leicht, dass dies eine unnötige Komplizierung bedeutet. Es ergibt sich nämlich:

$$\psi_1 + \psi_2 = a, \quad \psi_2(A) = -\psi_1(A) + a$$

oder nach Gl. (28) mit

$$e^{i\varphi_2} = \cos \varphi_2 + j \sin \varphi_2$$

$$X(\omega_0, A) = \psi_1(A) + a \cos \varphi_2 - \psi_1(A) \cos \varphi_2 = a \cos \varphi_2 + \psi_1(A) (1 - \cos \varphi_2)$$

$$Y(\omega_0, A) = \sin \varphi_2 \cdot \psi_2(A) = a \sin \varphi_2 - \psi_1(A) \sin \varphi_2$$

Aus den letzten Gleichungen ist ersichtlich, dass das gleiche Resultat mit einem einzigen nichtlinearen Element allein gewonnen werden kann. Mit

$$\operatorname{tg} \varphi_2^* = \frac{-\sin \varphi_2}{1 - \cos \varphi_2}, \quad \psi_1^* = \psi_1 \sqrt{2(1 - \cos \varphi_2)}$$

erhält man eine Anordnung nach Fig. 11.

Man kann an Stelle der Entwicklung in Gl. (27) auch schreiben:

$$\frac{1}{f(j\omega_0, A)} = X(\omega_0, A) + jY(\omega_0, A) = C(\omega_0, A) e^{j\varphi(\omega_0, A)}$$

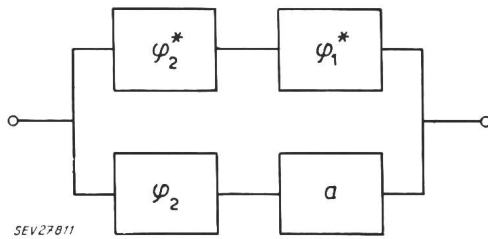


Fig. 11

Gleichwertige Schaltung wie Fig. 10, mit einem nichtlinearen Element

$C(\omega_0, A)$ wäre die Differentialverstärkung (Amplitudenverhältnis) und $\varphi(\omega_0, A)$ die Differentialphase, die das Korrekturgerät aufweisen muss. Nach Gl. (23) können wir die beiden Grössen getrennt behandeln, mit einem System, das nach Fig. 12 gebaut ist, mit $\psi(A) = C(\omega_0, A)$.

Für eine einzige Frequenz lässt sich die Amplitudenfunktion $C(\omega_0, A)$ einer solchen Anordnung einfach realisieren, es ist aber umständlich, ein phasendrehendes System zu bauen, das die Amplitude konstant hält, besonders wenn grosse Drehwinkel im Spiele sind. Die Aufspaltung nach Fig. 12 bietet deshalb kaum Vorteile.

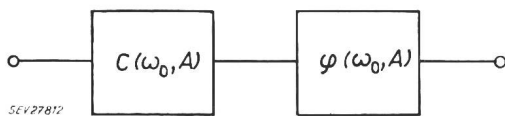


Fig. 12

Aufspaltung der Korrektur in Amplituden- und Phasenkorrektur

T. Celio hat ein Gerät entwickelt, das besonders flexibel und leicht einstellbar ist. Als Koordinatenfunktionen wählt er das folgende System:

Der Amplitudenbereich von $u_1(t) = A$ wird in eine Reihe von Stufen aufgespalten. Für die einzelnen Stufen ist $\psi = \text{konst.}$ gesetzt.

$$\begin{array}{llll} 0 < A < A_1 & \psi_1 = C_1, & A > A_1 & \psi_1 = 0 \\ A_1 < A < A_2 & \psi_2 = C_2 \left\{ \begin{array}{l} A < A_1 \\ A > A_2 \end{array} \right. & & \psi_2 = 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \end{array}$$

Die Approximation der beiden Funktionen $X(\omega_0, A)$ und $Y(\omega_0, A)$ nach Gl. (27) erfolgt dann durch «Treppenfunktionen», wie in Fig. 13 angedeutet.

Bezüglich der Einzelheiten, sei auf die ausführliche Beschreibung verwiesen [2].

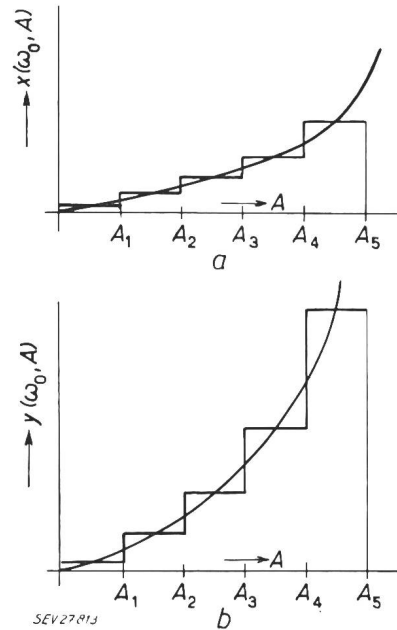


Fig. 13

Approximation durch Treppenfunktionen nach *T. Celio*

Zusammenfassung

Die nichtlinearen Eigenschaften eines Fernseh-Übertragungssystems lassen sich bequem mit den Begriffen der Volterraschen Linienfunktionen untersuchen. Es ergibt sich, dass unter praktischen Verhältnissen eine Korrektur der Verzerrungen mit einem dem System vorgeschalteten Entzerrer möglich ist. Beschränkt man sich auf die Korrektur bei einer einzigen Frequenz, so erfolgt dies am rationellsten nach folgendem Schema:

Zuerst werden die Differentialeigenschaften des zu entzerrenden Senders gemessen. Es ergeben sich dabei zwei Funktionen in Abhängigkeit der Aussteuerung A :

$$\begin{array}{ll} u = u(A) & \text{Differentieller Amplitudengang} \\ \varphi = \varphi(A) & \text{Differentieller Phasengang} \end{array}$$

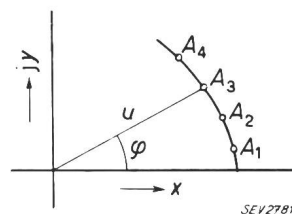


Fig. 14

Darstellung der differentiellen Eigenschaften in der komplexen Zahlenebene

Beide Funktionen zusammen lassen sich in einer Ortskurve mit A als Parameter auf der komplexen Zahlenebene $x + jy$ darstellen. Sie sei

$$z = z(x + jy) = u e^{j\varphi}$$

Man bildet nun die reziproke Ortskurve:

$$z^* = \frac{1}{z(x + jy)} = X(A) + jY(A)$$

Begnügt man sich mit der Entzerrung unter der Verwendung eines einzigen nichtlinearen Elementes, so wird wie folgt dimensioniert:

Die nichtlineare Charakteristik (Kennlinie) dieses Elementes laute: $u_2 = \Phi(u_1)$, es sei $\frac{du_2}{du_1} = \psi(u_1)$.

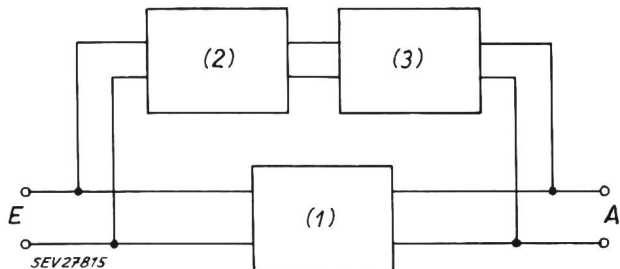


Fig. 15
Zusammenbau des Entzerrers gemäss Tabelle I
E Eingang; A Ausgang

Mit den Ansätzen $X = x_0 + x_1 \psi(A)$ und $Y = y_0 + y_1 \psi(A)$ versucht man die reziproke Ortskurve $z^* = X(A) + jY(A)$ möglichst gut zu approximieren, durch die beste Wahl der vier Grössen x_0, x_1, y_0, y_1 . z^* lässt sich nun schreiben:

$$z^* = x_0 + jy_0 + (x_1 + jy_1) \psi(A)$$

oder auch

$$z^* = \sqrt{x_0^2 + y_0^2} e^{j\varphi_0} + \sqrt{x_1^2 + y_1^2} e^{j\varphi_1} \psi(A)$$

mit

$$\text{tg } \varphi_0 = \frac{x_0}{y_0}, \quad \text{tg } \varphi_1 = \frac{x_1}{y_1}$$

Der Entzerrer wird nach dem Schema in Tabelle I zusammengebaut.

Schema des Entzerrers

Tabelle I

Netzwerk	Amplitudenverhältnis	Phasendrehung	Kennlinie
(1)	$\sqrt{x_0^2 + y_0^2}$	φ_0	linear
(2)	$\sqrt{x_1^2 + y_1^2}$	φ_1	linear
(3)	—	—	nicht-linear $u_2 = \Phi(u_1)$

Die Zusammenschaltung hat so zu erfolgen, dass sie rückwirkungsfrei ist, was durch die eventuelle Anwendung von Entkopplungsstufen leicht erreicht wird.

Literatur

- [1] *Volterra, Vito*: Leçons sur les fonctions de lignes. Paris: Gauthier-Villars 1913.
[2] *Celio, T.*: Ein Gerät zur Entzerrung der differentiellen Phase. Bull. SEV Bd. 50 (1959), Nr. 10, S. 466...468.

Adresse des Autors:

Prof. E. Baumann, Leiter der Abteilung für industrielle Forschung des Institutes für technische Physik an der ETH, Gloriastrasse 35, Zürich 7/6.

Ein Gerät zur Entzerrung der differentiellen Phase

Von T. Celio, Zürich

621.397.9: 621.397.813

Es wird ein Gerät beschrieben, welches zur Korrektur der differentiellen Phase in Fernsehsendern für Farbbetrieb dienen soll. Es funktioniert nach einem Approximationsverfahren. Das Signal wird in fünf Anteile amplitudenmässig aufgeteilt, welche gegenseitig in der Phase verschoben werden können.

Description d'un appareil destiné à corriger la phase différentielle dans les émetteurs de télévision en couleurs. Cet appareil fonctionne selon un procédé d'approximation. Le signal est subdivisé, au point de vue des amplitudes, en cinq parts, qui peuvent être déphasées les unes par rapport aux autres.

Im Oktober 1957 erteilte die schweizerische Generaldirektion der PTT der Abteilung für industrielle Forschung des Institutes für technische Physik an der ETH den Auftrag, ein Gerät zur Korrektur von nichtlinearen Phasenfehlern zu entwickeln. Dieses sollte die Entzerrung des Bantiger-Senders gewährleisten, welcher die Farbversuchssendungen der PTT ausstrahlt. Eine derartige Korrektur soll aus physiologischen Gründen so erfolgen, dass die differentielle Phase innerhalb etwa 5° liegt, wobei die differentielle Amplitude kleiner als etwa 3% sein muss. Nachdem das Gerät nunmehr seit einigen Monaten in Betrieb steht und sich bewährt hat, soll es nachfolgend beschrieben werden.

hat die Entzerrung an einem Videosignal mit Gleichstromkomponente durchzuführen. Dabei muss man sich darüber im klaren sein, dass eventuelle, in diesem Falle kleine Anteile, welche an Nichtlinearitäten erzeugt wurden, wo das Signal keine Gleichstromkomponente enthält, nur je nach Bildinhalt mehr oder weniger gut korrigiert werden.

Die zu entzerrende Charakteristik ist in Fig. 1 dargestellt. Sie ist hauptsächlich auf die Wirkung der nichtlinearen Kapazitäten der Senderendstufe zurückzuführen. Diese Erkenntnis ist für den Korrektorbau sehr wichtig, da sie die Lage des Signals in Bezug auf die Nichtlinearität festlegt. Mit andern Worten: man

Unter den verschiedenen möglichen Korrekturlösungen wurde diejenige der Approximation nach Stufen gewählt. Sie ist im Betrieb flexibler und gestattet im Prinzip die Entzerrung beliebiger Nichtlinearitätstypen, obwohl dem gegebenen Verzerrungscharakter von Fig. 1 entsprechend, eine Lösung wie in Fig. 15 der Publikation von E. Baumann¹⁾ vorgeschlagen, einen minimalen Aufwand ergeben hätte.

Die Funktionsweise des Gerätes ist folgende:

¹⁾ Siehe Baumann, E.: Die Korrektur nichtlinearer Übertragungsfehler von Farbfernseh-Systemen, Bull. SEV Bd. 50(1959), Nr. 10, S. 458...466.