

**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:** 30 (1952)

**Heft:** 1

**Artikel:** Impulstrennung durch Laufzeitglieder

**Autor:** Laett, Harry

**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-876086>

### **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:** 30.04.2026

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

TECHNISCHE MITTEILUNGEN  
BULLETIN TECHNIQUE



BOLLETTINO TECNICO

Herausgegeben von der Schweizerischen Post-, Telegraphen- und Telephonverwaltung. Publié par l'administration des postes, télégraphes et téléphones suisses. Pubblicato dall'amministrazione delle poste, dei telegrafi e dei telefoni svizzeri

**Impulstrennung durch Laufzeitglieder**

Von Harry Laett, Bern

621.396.615.17

Das Problem der Diskrimination von Impulsen mit verschiedenen Eigenschaften — Wiederholungsfrequenz und Impulsbreite — stellt sich des öfters, so zum Beispiel beim Fernsehen bei der Trennung von Bild- und Zeilensynchronimpulsen im Empfänger, bei Impulsmultiplexanlagen bei der Trennung von Kanal- und Leitimpulsen usw. Je nach der Güte und im besondern nach der zeitlichen Einsatzgenauigkeit wird man zu unterschiedlichen Lösungen greifen, wobei als Kriterien sowohl die Impulsfrequenz als auch die Impulsbreite (oder Dauer) in Frage kommen. Die Trennung nach unterschiedlicher Impulsfrequenz findet sich sehr häufig bei Nachlaufsteuerungen aller Art, wo es in erster Linie auf genaue Frequenzvergleiche ankommt.

Anders hingegen liegen die Verhältnisse beim Fernsehen. Dort ist neben der Impulsfrequenz auch die absolute Phase, die Einsatzgenauigkeit, von grosser Bedeutung. Besonders sind die Ansprüche an den absoluten (frequenz- und phasenmässigen) Gleichlauf im Sender und Empfänger für die Einhaltung eines einwandfreien Zwischenzeilen-Rasters von erster Bedeutung, soll die inhärente Bildgüte ausgenützt werden. Diese Forderung stellt an die Einsatzgenauigkeit gewaltige Ansprüche; werden diese nur halbwegs erfüllt, so stellt sich Paarigkeit der beiden Halbraster ein, was im Extremfall zum gänzlichen Verlust des Zwischenzeilen-Rasters führen kann.

Die beiden Arten der Synchronimpulse beim Fernsehen — für Zeilen- und Bildsynchronisation — unterscheiden sich sowohl in der Frequenz (50 bzw. 15 625 Impulse/Sekunde) als auch in der Dauer. Die Erfordernisse an die Einsatzgenauigkeit schliessen zum mindesten eine reine Frequenzdiskrimination in den meisten Fällen aus.

Betrachten wir ein Impulsgemisch nach Figur 1a. Es sei die Aufgabe gestellt, dann und nur dann einen Impuls durch den Diskriminationsvierpol der Figur 1b

durchzulassen, wenn dieser primärseitig eine bestimmte Breite überschreitet; mit anderen Worten, wir verlangen am Ausgang des Vierpols einen Impulszug entsprechend Figur 1c. Im Hinblick auf die Anwendungen müssen wir jedoch verlangen (Einsatzgenauigkeit), dass die Vorderflanke der Impulse auf der Sekundärseite in zeitlich festem Zusammenhang mit derjenigen der Primärimpulse steht (konstante Laufzeit durch den Vierpol).

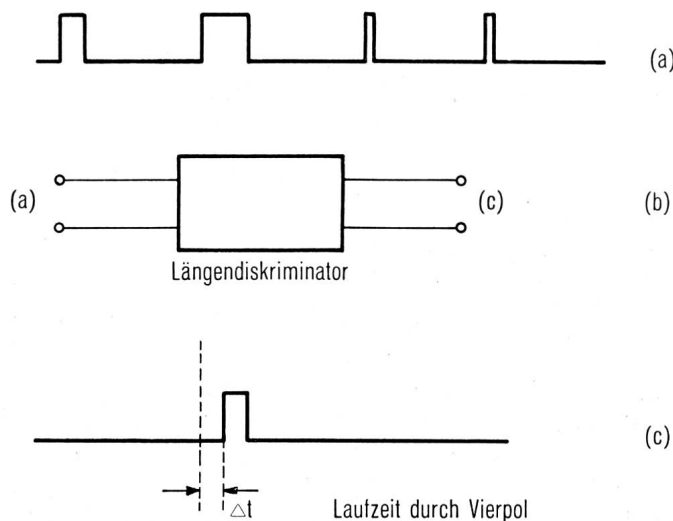


Fig. 1. Wirkungsweise eines Impulslängen-Diskriminators

Sämtliche bis heute bekannten Methoden basieren auf einer Umformung der primären Impulseigenschaften in Amplitudenunterschiede, die durch entsprechende einfache Schaltungen (vorgespannte Diodenstrecken) die Trennung der Impulse vornehmen. Somit reduziert sich das Problem der Impulstrennung in ein solches der Umwandlung von Eigenschaften in Amplitudenunterschiede. Dies kann auf verschiedene Arten erreicht werden:

1. *Aufladung einer Kapazität.* Hier wird, gemäss Fig. 2a, ein Kondensator über einen Widerstand während der Impulsdauer aufgeladen und in der Impulslücke wieder entladen. Dabei entsteht über dem Kondensator ein Spannungsverlauf nach Fi-

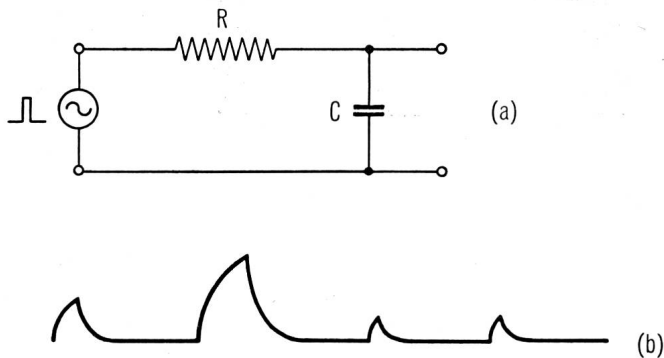


Fig. 2. Aufladung einer Kapazität durch Impulse

gur 2b, wobei die unterschiedlichen Impulsdauern in unterschiedliche Spannungsamplituden verwandelt werden. Wie ersichtlich, geht dabei die Impulsflanke verloren und die Einsatzgenauigkeit ist klein.

2. *Entladung einer Kapazität.* Im Gegensatz zur vorigen Lösung wird hier ein Kondensator während der Impulsdauer entladen. Schaltung und Span-

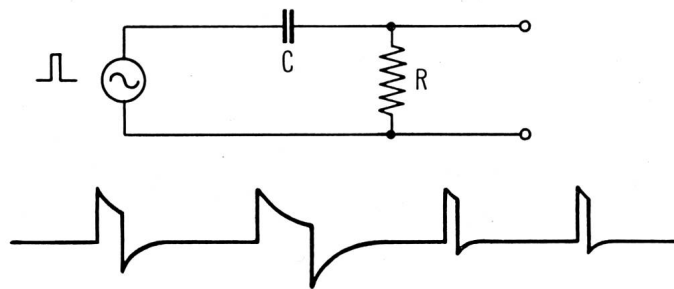


Fig. 3. Entladung einer Kapazität durch Impulse

nungsverlauf gehen aus Fig. 3 hervor. Die negative Amplitude nimmt dabei mit zunehmender Impulsbreite zu. Hier bleiben die Flanken erhalten, die Einsatzgenauigkeit ist gut.

3. *Laufzeittrennung.* Wird der primäre Impulszug verzögert und hierauf mit diesem addiert, so entsteht eine Spannungsform nach Fig. 4, wobei die Impulsbreite der Sekundärimpulsspitzen um die Laufzeit kleiner ist als die primäre Impulsbreite, also in

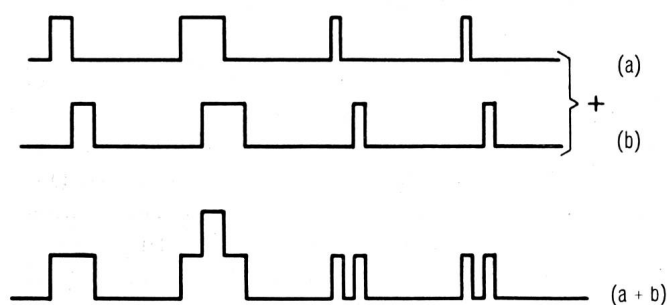


Fig. 4. Impulstrennung mit Laufzeitverschiebung

einem zeitlich konstanten Zusammenhange steht. Die Flanken bleiben erhalten, die Einsatzgenauigkeit ist gut.

Wir wollen diese dritte Lösung näher betrachten, da sie verschiedene Vorteile bietet. Ganz besonders ist dabei die verhältnismässig grosse Immunität gegen Störimpulse und das grosse Amplitudenverhältnis zu nennen, da gleichzeitig das flache Impulsdach sich ausgezeichnet für eine Gleichstrompegelung eignet. Die Störimmunität gegenüber der Schaltung 2 erklärt sich dadurch, dass bei dieser durch die Entladung des Kondensators, was einer unvollständigen Differenzierung gleichkommt, die hohen Frequenzen stark bevorzugt werden. Nun sind es jedoch gerade die oberen Frequenzen eines Durchlassbereiches, die dem Energiehauptanteil der Störimpulse entsprechen (prävalierende Impulsbreite  $\delta_{\text{STÖR}} = \frac{1}{2 \Delta f}$ , wobei  $\Delta f$

die Bandbreite des Systems bedeutet). Während die Schaltung 1 wohl durch ihr integrationsähnliches Verhalten die hohen Frequenzen schwächt, geht dabei auch die Einsatzgenauigkeit verloren.

Auf den ersten Blick scheint die schaltungsmässige Realisation der Lösung 3 sehr aufwändig, kommt doch als Laufzeitelement einzig die Parallelschaltung entsprechender Länge bzw. deren Nachbildung in Frage.

Eine Reduktion des Aufwandes jedoch lässt sich erstens einmal dadurch in die Wege leiten, dass Addition und Zeitverschiebung demselben Schaltelement überbunden werden. Dies wird durch eine offene oder kurzgeschlossene Leitung erreicht, bei welcher sich einfallender und reflektierter Impuls addieren, sobald die Impulsdauer grösser als die Echozeit ist.

Das ganze Problem dreht sich nun darum, eine physikalisch einfache Realisation der offenen oder kurzgeschlossenen Leitung zu finden, welche die an sie gestellten Anforderungen hinsichtlich Echozeit, Impedanz und Bandbreite erfüllt. Dies gelingt, wenn wir die Leitung nicht mehr als Vierpol, mit entsprechendem Abschluss, sondern als Zweipol auffassen.

*Die Nachbildung der offenen oder kurzgeschlossenen Leitung.* Unter einer Nachbildung wollen wir eine möglichst gute, das heisst eine in ihrem physikalischen Verhalten getreue Kopie der Leitung und deren Eigenschaften verstehen. Dabei sind wir uns klar darüber, dass eine Nachbildung immer eine mehr oder weniger gute Approximation von bestimmten Eigenschaften darstellt. Somit steht uns noch die Wahl offen, welche der Eigenschaften der Leitung wir in der Nachbildung als Kriterium wählen wollen. Zweckmässigerweise wählen wir im Hinblick auf unsere Anwendungen die Laufzeit als Ausgangsgrösse und suchen nach einer Approximation des Impedanzverlaufes. Dieses Ziel können wir auf zwei Arten erreichen, indem wir

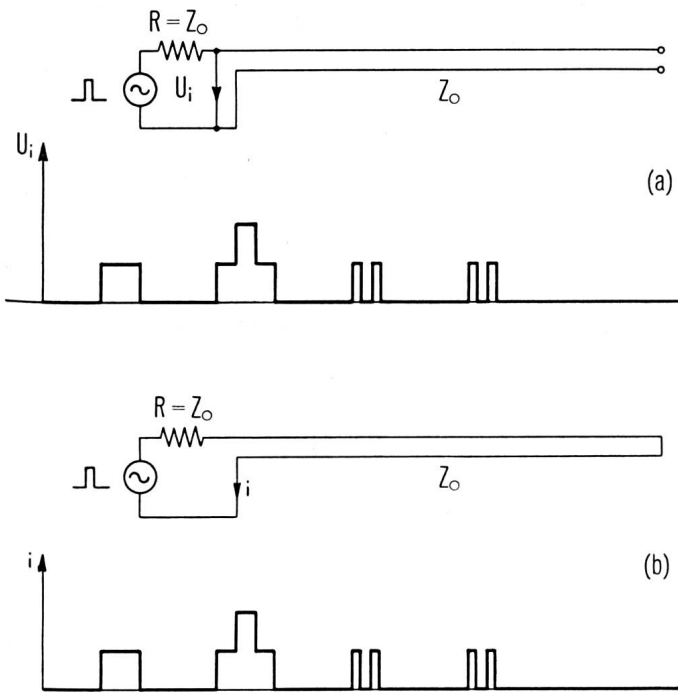


Fig. 5. Verhalten der offenen (a) und kurzgeschlossenen (b) Leitung bei Speisung mit Impulsen verschiedener Länge

- a) an bestimmten Punkten feste Werte vorschreiben, und
- b) den Impedanzverlauf als Ganzes möglichst gut annähern.

Da die erste Methode physikalisch sehr anschaulich ist, wollen wir sie als erste behandeln.

*Laufzeitzweipol der offenen Leitung* (punktweise Approximation). Betrachten wir eine offene Leitung der Länge  $l$ , so ist deren Eingangsimpedanz gegeben durch

$$Z_i = Z_0 \operatorname{Ctgh} \gamma l \tag{1}$$

während für die kurzgeschlossene Leitung

$$Z_i = Z_0 \operatorname{Tgh} \gamma l \tag{1'}$$

gilt, wobei  $\gamma$  die Fortpflanzungskonstante bedeutet und für verlustlose Leitungen (was wir annehmen wollen) den Wert

$$\gamma = j \frac{2 \pi}{\lambda} \tag{2}$$

annimmt. Dabei sei  $\lambda$  die Wellenlänge, welche mit der Frequenz  $f$  über die Lichtgeschwindigkeit  $c$  verknüpft ist. Die Laufzeit für die betrachtete Leitung sei  $\frac{\tau}{2}$ ;  $\tau$  wird dann als Echozeit bezeichnet. Somit

$$\tau = \frac{2 l}{c} = \frac{2 l}{\lambda \cdot f}$$

Mit  $\omega = 2 \pi f$  wird

$$\omega = \frac{4 \pi l}{\lambda \tau} \tag{3}$$

Für die Frequenz  $\omega_1$  sei die Leitung  $\frac{\lambda}{4}$  lang, für  $\omega_2$  entspreche sie der halben Wellenlänge.

$$\omega_1 = \frac{\pi}{\tau} \quad \omega_2 = \frac{2 \pi}{\tau}$$

Für  $0 < \omega < \omega_1$  wirkt die offene Leitung kapazitiv, für  $\omega_1 < \omega < \omega_2$  wirkt sie induktiv usw. Wir verlangen nun von unserer Nachbildung, dass sie für  $\omega_1$  und  $\omega_2$  dasselbe Verhalten wie die Leitung aufweise, und

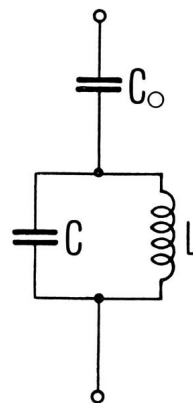


Fig. 6. Einfache Nachbildung der offenen Leitung

werden so zu einer Schaltung nach Figur 6 geführt. Der Serienresonanz entspricht  $\omega_1$ , der Parallelresonanz  $\omega_2$ .

Somit wird

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L(C + C_0)} = \frac{\pi^2}{\tau^2} \tag{4}$$

$$\omega_2^2 = \frac{1}{LC} = \frac{4 \pi^2}{\tau^2} \tag{5}$$

Für die Bestimmung der drei Größen  $L, C, C_0$  benötigen wir eine weitere Beziehung. Wir fordern nun, dass die Eingangsimpedanz für  $\lambda/8$  Länge erhalten bleibe, somit

$$Z_i \left( \frac{\lambda}{8} \right) = -j Z_0,$$

was einem  $\omega = \frac{1}{2} \omega_1$  entspricht. Die Impedanz unseres Zweipoles ist jedoch

$$Z = \frac{-j}{\omega C_0} + \frac{j \omega L}{1 - \omega^2 LC} \tag{6}$$

Damit setzen wir

$$Z \left( \frac{\omega_1}{2} \right) = -j Z_0 = \frac{-j 8 \tau}{5 \pi C_0} \text{ mit } \omega = \frac{\omega_1}{2} = \frac{\pi}{2 \tau} \tag{7}$$

Aus den drei Beziehungen (4), (5) und (7) erhalten wir durch Elimination

$$L = \frac{15 \tau Z_0}{32 \pi} \tag{8}$$

$$C = \frac{8 \tau}{15 \pi Z_0} \tag{9}$$

$$C_0 = \frac{8 \tau}{5 \pi Z_0} \tag{10}$$

wodurch diese einfache Nachbildung festgelegt ist. Legen wir das Verhalten der Impedanz an weiteren Punkten fest, so bedürfen wir natürlich auch weiterer Variablen, vergrößern damit aber den schaltungsmässigen Aufwand und entsprechend die Unübersichtlichkeit der Rechnung. Figur 7 gibt eine Dar-

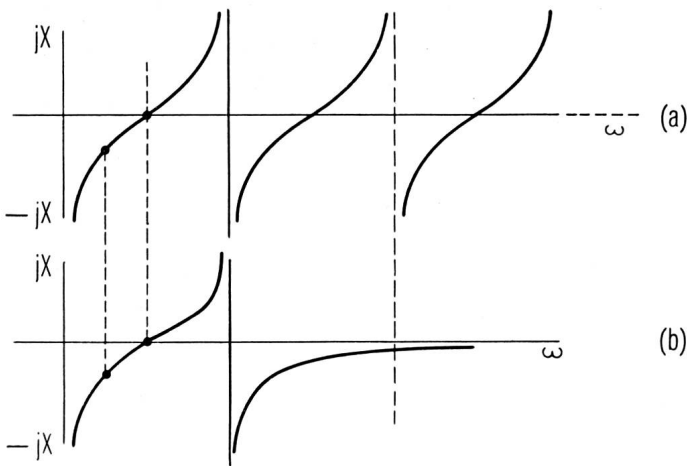


Fig. 7. Impedanzverlauf der offenen Leitung (a) und der Nachbildung (b) nach Fig. 6

stellung des Impedanzverlaufes der Nachbildung und der ursprünglichen Leitung.

Die vorstehend skizzierte Methode wird sehr schwerfällig, sobald wir mehrgliedrige Nachbildungen zu berechnen haben. Es ist daher von Vorteil, einen allgemeinen Ausdruck für Nachbildungen abzuleiten.

*Laufzeitweipol der kurzgeschlossenen Leitung* (Kettenbruch-Darstellung). Wir gehen aus von Gleichung (1'), setzen darin

$$x = \gamma l = \frac{j \omega \tau}{2} \tag{11}$$

und entwickeln in einen Kettenbruch

$$Z_0 \operatorname{Tgh} x = \frac{Z_0 x}{1 + \frac{x^2}{3 + \frac{x^2}{5 + \frac{x^2}{7 + \dots}}}} = \frac{Z_0 x}{1} + \frac{x^2}{3} + \frac{x^2}{5} + \dots \tag{12}$$

oder, etwas umgeformt:

$$Z_0 \operatorname{Tgh} x = \frac{1}{\frac{1}{Z_0 x}} + \frac{1}{\frac{3 Z_0}{x}} + \frac{1}{\frac{5}{Z_0 x}} + \dots \tag{13}$$

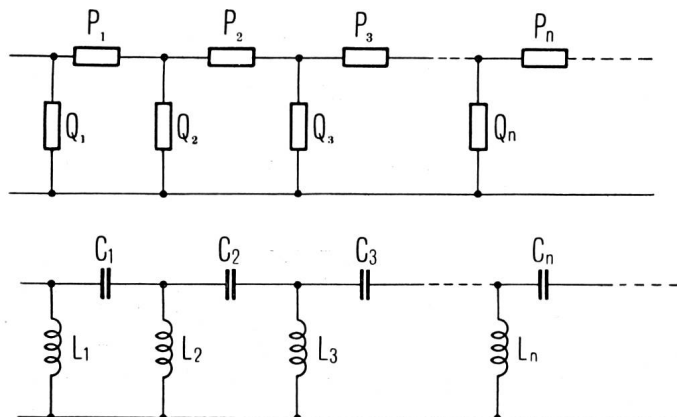


Fig. 8. Laufzeitweipol der kurzgeschlossenen Leitung gemäss Formeln (14) und (15)

Der Ausdruck (13) entspricht jedoch nichts anderem als der Eingangsimpedanz einer Schaltung nach Figur 8 mit den Impedanzwerten

$$P_n = \frac{Z_0}{x} (4n - 1) = \frac{2 Z_0}{j \omega \tau} (4n - 1) \tag{14}$$

$$Q_n = \frac{Z_0 x}{4n - 3} = \frac{j \omega \tau Z_0}{2 (4n - 3)} \tag{15}$$

Dabei kann  $P_n$  als Reaktanz einer Kapazität,  $Q_n$  als solche einer Induktivität aufgefasst werden, mit den Werten

$$C_n = \frac{\tau}{2 Z_0 (4n - 1)} \tag{14'}$$

$$L_n = \frac{\tau Z_0}{2 (4n - 3)} \tag{15'}$$

Die Grösse beider Elemente strebt mit wachsender Gliederzahl  $n$  gegen 0.

*Laufzeitweipol der offenen Leitung* (Kettenbruch-Darstellung). Hier gilt (1) und somit

$$Z_0 \operatorname{Ctgh} x = \frac{Z_0}{\operatorname{Tgh} x} = \frac{Z_0}{x} + \frac{1}{\frac{3}{Z_0 x}} + \frac{1}{\frac{5 Z_0}{x}} + \dots \tag{16}$$

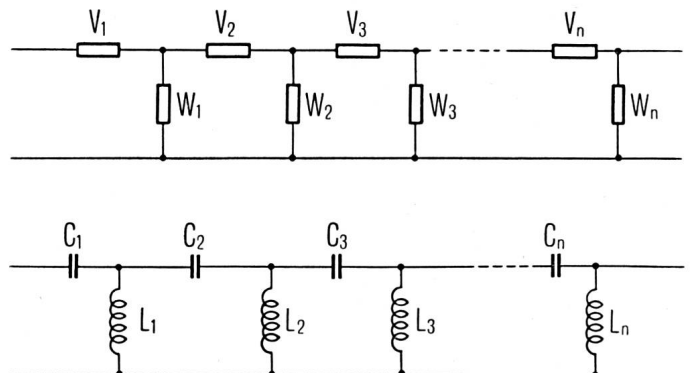


Fig. 9. Laufzeitweipol der offenen Leitung gemäss Formeln (17) und (18)

entsprechend einer Schaltung nach Figur 9 mit den Impedanzen

$$V_n = \frac{4n - 3}{x} Z_0 = \frac{2 (4n - 3) Z_0}{j \omega \tau} \tag{17}$$

$$W_n = \frac{Z_0 x}{4n - 1} = \frac{j \omega \tau Z_0}{2 (4n - 1)} \tag{18}$$

Diese lassen sich wieder als Reaktanzen von Kapazitäten und Induktivitäten auffassen,

$$C_n = \frac{\tau}{2 Z_0 (4n - 3)} \tag{17'}$$

$$L_n = \frac{\tau Z_0}{2 (4n - 1)} \tag{18'}$$

deren Werte wiederum mit wachsendem  $n$  gegen 0 streben.

Eine weitere Möglichkeit der Synthese von Nachbildungen ergibt sich aus der Reihenentwicklung von (1) oder (1').

*Laufzeitzweipol der kurzgeschlossenen Leitung* (Reihen-Darstellung). Wir setzen

$$Z_0 \operatorname{Tgh} x = Z_0 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{8 x}{(2n - 1)^2 \pi^2 + 4 x^2} \quad (19)$$

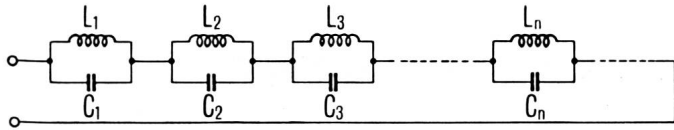


Fig. 10. Laufzeitzweipol der kurzgeschlossenen Leitung gemäss Formeln (20) und (21)

dessen physikalische Interpretation einer unendlichen Serieschaltung von Parallelresonanzkreisen entspricht (Fig. 10). Es sind

$$L_n = \frac{4 \tau Z_0}{(2n - 1)^2 \pi^2} \quad (20)$$

$$C_n = \frac{\tau}{4 Z_0} \quad (21)$$

*Laufzeitzweipol der offenen Leitung* (Reihen-Darstellung). Bei analogem Vorgehen erhalten wir eine Schaltung nach Figur 11 mit

$$L_n = \frac{\tau Z_0}{4} \quad (22)$$

$$C_n = \frac{4 \tau}{Z_0 (2n - 1)^2 \pi^2} \quad (23)$$

Beide Synthesen mit Reihendarstellung haben den Nachteil, dass der Wert einzelner Schaltelemente konstant bleibt und damit bei endlicher Approximation erhebliche Fehler entstehen.

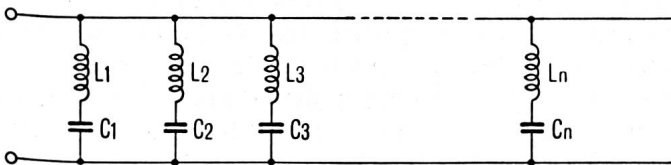


Fig. 11. Laufzeitzweipol der offenen Leitung gemäss den Formeln (22) und (23)

Wir haben bis jetzt auf mannigfache Weise eine Reihe von Nachbildungen erhalten können, ohne dass auf die Wichtigkeit der Grösse  $Z_0$  näher eingegangen wurde. Diese spielt jedoch bei der Reflexion eine erhebliche Rolle. Ist bei einer Schaltung nach Figur 5 der Innenwiderstand der Quelle  $R$  nicht gleich  $Z_0$ , so tritt statt der einfachen Reflexion eine mehrfache auf, was bei unseren Anwendungen zu vermeiden ist. Der Reflexionsfaktor einer Leitung mit Wellenwiderstand  $Z_0$  und Abschlussimpedanz  $Z_T$  ist gegeben durch

$$\rho_{\text{Hin}} = \frac{Z_0 - Z_T}{Z_0 + Z_T} \quad (24)$$

und soll für vollständige Reflexion  $+1$  sein. Soll nur einmalige Reflexion auftreten, so muss die zurückgehende Welle durch  $R$  ganz absorbiert werden und in diesem Sinne

$$\rho_{\text{Her}} = \frac{Z_0 - R}{Z_0 + R} \quad (24')$$

$\rho_{\text{Her}}$  ist also ein Mass der Fehlanpassung des Generators an die Leitung. Nehmen wir nun den umgekehrten Fall an, dass der Generatorwiderstand richtig und die Leitungsimpedanz falsch sei, so behält  $\rho_{\text{Her}}$  seine Bedeutung. Ist  $Z_0'$  die durch die *endliche* Nachbildung resultierende Impedanz, so wird bei  $R = Z_0$  der Ausdruck

$$\rho_{\text{Her}} = \frac{Z_0' - R}{Z_0' + R} \quad (25)$$

direkt zum Gütekriterium der Nachbildung.

Abschliessend soll hier noch eine Schaltung angegeben werden, welche für die Trennung von Bildsynchronimpulsen aus dem Synchrongemisch im Fernsehempfänger (625 Zeilen-Norm des CCIR) entwickelt wurde (Figur 12). Es wird eine dreigliedrige Nachbildung verwendet, welche für diesen Zweck ausreicht. Dabei ist zu beachten, dass der Spannungsgenerator der Figur 5 durch einen Stromgenerator — der Pentode  $V_1$  — ersetzt werde. Die Triode  $V_2$  dient der Amplitudentrennung; an

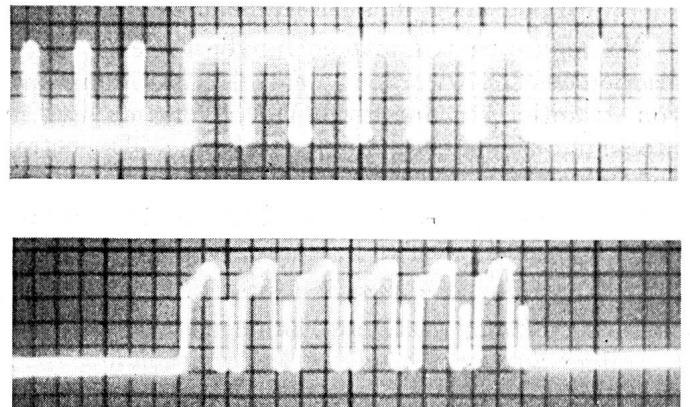


Fig. 13. Das Bildsynchronsignal vor (oben) und nach (unten) Durchgang durch die Schaltung nach Fig. 12.

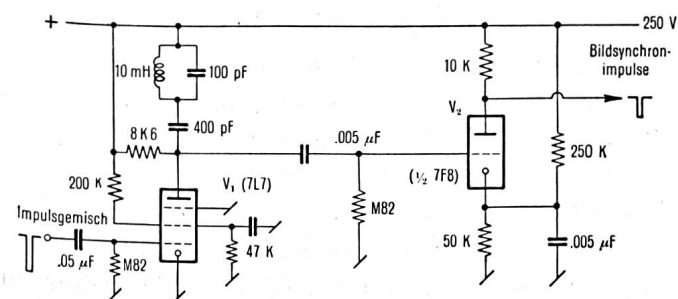


Fig. 12. Schaltung für die Trennung von Bildsynchronimpulsen aus dem Impulsgemisch (625 Zeilen, CCIR-Norm)

deren Anode erscheinen lediglich noch die Bildsynchronimpulse mit guter Flankensteilheit (Einsatzgenauigkeit) und konstantem Zeitintegral. Die Schaltung ist äusserst störimmun (äussere elektrische Störungen, Brumm) und gewährleistet ein einwandfreies Zwischenzeilenraster.

#### Bibliographie

- 1) Perron, Oskar. Die Lehre von den Kettenbrüchen. Leipzig 1913.
- 2) Bartlett, A. C. A note on the theory of artificial telephone lines. Philos. Mag. **48** (1924), 859.
- 3) Fry, T. C. The use of continued fractions in the design of electric networks. Bull. Amer. Math. Soc. 1929, July.

## Die VI. Vollversammlung des CCIR in Genf

4. Juni bis 7. Juli 1951

Von E. Metzler, Bern

061.3:621.396(100)

Das Statut der Comités consultatifs internationaux (CCI) ist in der Konvention von Atlantic City (Art. 8) grundsätzlich neu geregelt. Alle drei Ausschüsse (Telegraph, Telephon und Radio) haben heute ihre ständigen Sekretariate mit Direktor und Vizedirektor am Sitz der Union internationale des télécommunications (UIT), das heisst in Genf.

Die erste Nachkriegs- bzw. die V. Vollversammlung des Comité consultatif international des radio-communications (CCIR) hatte 1948 in Stockholm noch nach altem Reglement getagt. Die VI. Vollversammlung — nachfolgend CCIR VI genannt — tagte nach neuer Ordnung, nachdem die revidierte Konvention der UIT am 1. Januar 1949 in Kraft getreten war.

Eine Einladung der Tschechoslowakei, das CCIR VI in Prag abzuhalten, wurde in der Folge nicht aufrechterhalten, und so entschloss sich das Sekretariat der UIT, nach vorausgegangener Befragung der Verwaltungen, die Versammlung nach Genf, das heisst an den Sitz der Union, einzuberufen.

Gemäss einer Disposition des *Règlement général* (Kapitel 10, Ziffer 4) übernahm der Chef der schweizerischen Delegation, Herr A. Möckli, Direktor der Telegraphen- und Telephonabteilung der Generaldirektion PTT, das Präsidium der VI. Vollversammlung, die am 4. Juni 1951 im Palais Electoral in Genf zusammentrat. Als Vizepräsidenten wurden durch die erste Vollversammlung die Chefs der niederländischen bzw. neuseeländischen Delegationen und der Schreibende gewählt.

### 1. Organisation und vorbereitende Arbeiten

Die konkreten Grundlagen für die künftige Organisation des CCIR wurden gemäss den Bestimmungen von Atlantic City durch die V. Vollversammlung in Stockholm im Jahre 1948 geschaffen. Es betraf dies folgendes:

1. Ernennung des Direktors des ständigen Sekretariates (Prof. Dr. B. van der Pol),
2. Ernennung des Vizedirektors (L. W. Hayes),
3. Festsetzung des Budgetrahmens für das ständige Sekretariat,
4. Organisation von 13 ständigen Studienkommissionen (siehe Anhang) und Wahl der Hauptberichterstatler.

Auf die einzelnen Kommissionen werden wir bei der Besprechung der Beschlüsse, die durch das CCIR VI in Genf gefasst werden konnten, noch zurückkommen. Mit der Bildung von ständigen Kommissionen und der Bezeichnung von Hauptberichterstatlern wurde die Arbeitsmethode des CCIR im Prinzip dem seit langen Jahren bewährten System des Comité consultatif international téléphonique (CCIF) bzw. des Comité consultatif international télégraphique (CCIT) angeglichen.

Ergänzt durch einen Bericht des Direktors, lagen als Diskussionsgrundlagen für das CCIR VI die Sammelbeiträge der Hauptberichterstatler vor. Als gewisser Mangel des neuen Systems der Arbeitsverteilung erwies sich die gleichzeitige Zuteilung ein und derselben Studienfrage an verschiedene Kommissionen. Diese können aber in der Regel zwischen zwei Vollversammlungen nur brieflich miteinander verkehren, sofern nicht zum kostspieligen Mittel der gemeinsamen Studienkommissionstagungen gegriffen wird.

Es sei hier zwischenhinein bemerkt, dass die Problemstellung sowohl beim CCIF als auch beim CCIT im allgemeinen einfacher ist als beim CCIR, indem bei Telephon und Telegraph als Übertragungsmittel in der Regel metallene Verbindungen mit verhältnismässig stabilen Eigenschaften vorliegen, während das CCIR es mit den in weiten Grenzen variierenden Übertragungsbedingungen der Radioverbindung zu tun hat. Mit der Zunahme des Telephon- und Telexverkehrs über Radioverbindungen, sei es über Kurzwellen oder über Richtstrahler (hier kommt noch die Television hinzu), gewinnt aber die *gemischte Übertragung* (Radio und Draht) immer mehr Bedeutung, wodurch eine engere Zusammenarbeit zwischen den drei CCI notwendig werden wird.

### 2. Fragen und Ergebnisse des CCIR VI

Vorwegnehmend sei bemerkt, dass die von der Plenarversammlung genehmigten Texte in folgende Hauptkategorien unterteilt werden:

1. Empfehlungen (avis),
2. Studienfragen (questions à l'étude),
3. Empfehlungen von Stockholm, die weiter zu bearbeiten sind,
4. Studienprogramme (programmes d'étude),