

**Zeitschrift:** Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

**Herausgeber:** Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

**Band:** 62 (1971)

**Heft:** 1

**Artikel:** Theoretische Grundlagen der Beeinflussung von Schwachstromkreisen durch thyristorgespeiste Triebfahrzeuge

**Autor:** Zwicky, R.

**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-915790>

#### 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>**

# Theoretische Grundlagen der Beeinflussung von Schwachstromkreisen durch thyristorgespeiste Triebfahrzeuge

Beitrag zu der Diskussionstagung des SEV vom 3./4. November 1970 in Zürich,  
von R. Zwicky, Zürich

621.314.632.049:621.335

## 1. Einleitung

Beim Transport elektrischer Energie bilden sich in der Umgebung der stromführenden Leiter elektromagnetische Felder, welche in benachbarten informationsübertragenden Stromkreisen Störspannungen und Störströme hervorrufen können. Sofern die Leiter des Energiesystems von der Erde isoliert sind, geschieht die Beeinflussung auf kapazitivem

und induktivem Wege. Ist einer der stromführenden Leiter an mindestens zwei Punkten geerdet, oder weist er, wie dies bei elektrischen Bahnen den Normalfall darstellt, auf seiner ganzen Länge eine Verbindung mit dem Erdboden auf, so erfolgt eine teilweise Stromverdrängung in das Erdreich. Die resultierenden Erdströme wirken Spannungsabfälle, die ebenfalls Störspannungen in den informationsübertragenden Leitungen hervorrufen.

In den nachstehenden Ausführungen sei der niederfrequente Bereich behandelt, welcher die Betriebsfrequenz von 16⅔ Hz oder 50 Hz und deren überlagerte Oberschwingungen bis zu einigen kHz enthält. Mit der zunehmenden Verbreitung der Stromrichter in der Traktion und in ortsfesten Anlagen erhält dieser Frequenzbereich besonderes Interesse. In diesem Bereich übertragen sich die Störereinflüsse auf Ohmschem, induktivem und kapazitivem Wege. Die Störungsübertragung ist damit in grossem Masse frequenzabhängig. Dies gilt ebenso für die Massnahmen zur Reduktion der Störereinflüsse. Deshalb seien vorerst die Störer in der elektrischen Traktion besprochen und die von ihnen erzeugten Störfrequenzspektren analysiert.

## 2. Oberwellen in der klassischen Traktionstechnik

Schon im klassischen elektrischen Bahnbetrieb findet man Erzeuger von Störfrequenzen. Im Frequenzbereich der Sprachübertragung findet man die der Motordrehzahl proportionalen Nuten- und Kommutierungsschwingungen, die sich dem Fahrstrom überlagern und die Fernsprechleitungen beeinflussen. Sie sind verhältnismässig schwach und bereiten heute kaum noch Schwierigkeiten, da wirtschaftlich durchführbare Abgleichmassnahmen an den gestörten Leitungen in Jahrzehntelanger Erfahrung ausgereift sind.

Eine wesentliche Quelle von harmonischen Oberschwingungen im Bereich der tiefen Frequenzen sind die von magnetischen Sättigungserscheinungen herrührenden Verzerrungen des Fahrstromes. Die aus Gewichtsgründen magnetisch stark gesättigten Transformatoren und Wechselstrom-Direktmotoren ergeben einen Strom mit einem sehr beträchtlichen Anteil an ungeradzahligen Harmonischen niedriger Ordnungszahl (Fig. 1a). Gradzahlige Harmonische treten im stationären Wechselstrombetrieb nicht auf, da auch bei verzerrtem Strom die positiven und negativen Halbwellen die gleiche Form aufweisen. Hingegen können geradzahlige Harmonische bei unsymmetrischen Verzerrungen auftreten. Diese entstehen beispielsweise, wenn Ströme von Gleichstrombahnen über die Schienen benachbarter Wechselstrombahnen in die Erde abfließen. Sie verursachen Ohmsche Gleisspannungsabfälle, die sich der Wechselspannung überlagern.

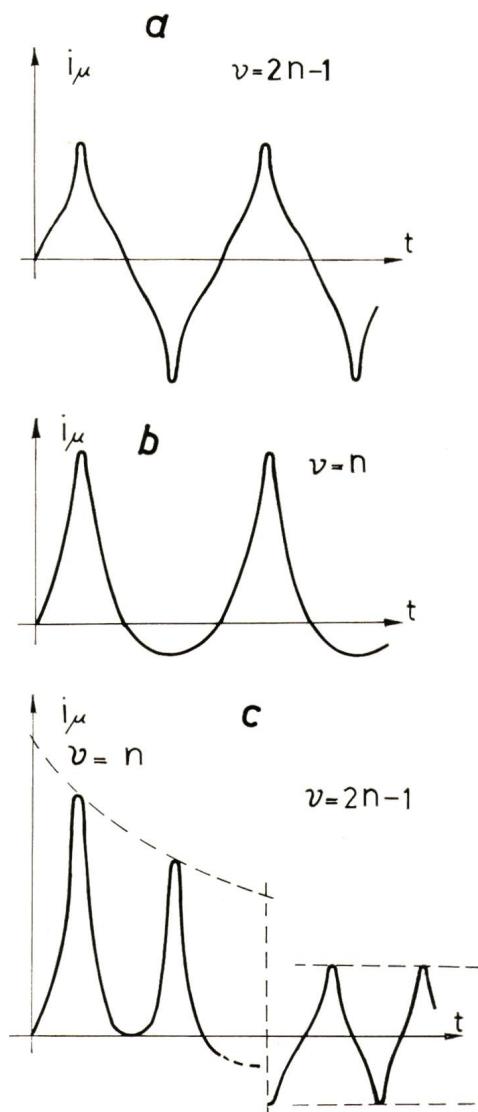


Fig. 1

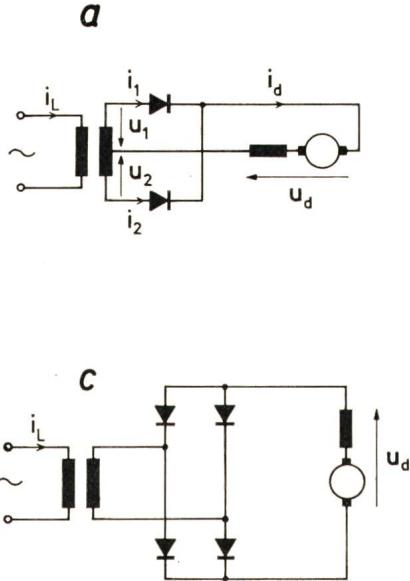
### Harmonische Oberschwingungen magnetischen Ursprungs

- a stationär, Normalfall
- b stationär, primär überlagerte, kleine Gleichspannung
- c Einschaltvorgang
- $i_\mu$  Magnetisierungsstrom;  $v$  Ordnungszahl der Oberschwingung;  
 $n = 1, 2, 3 \dots$

Fig. 2

**Ungesteuerte Stromrichter**

- a Einphasen-Mittelpunktschaltung
- b Zeitlicher Verlauf der elektrischen Größen
- c Einphasen-Brückenschaltung
- $u$  Spannung allgemein;  $u_1, u_2$  Transformator-Sekundärspannungen;  $u_d$  Gleichspannungs-Momentanwert;  $U_d$  Gleichspannungs-Mittelwert;  $i_1, i_2$  Ventilströme;  $i_L$  Netzstrom;  $i_d$  Gleichstrom;  $t$  Zeit



Zwar sind solche Gleichspannungen im Verhältnis zur Wechselstromseitigen Fahrdrähtspannung nur klein, doch steht ihnen als Transformatorimpedanz nur der primäre, Ohmsche Wicklungswiderstand entgegen, wodurch beträchtliche

Gleichstrommagnetisierungen entstehen können. Die Folge sind unsymmetrische Magnetisierungsströme und das Auftreten geradzahliger Harmonischer (Fig. 1b). Ein ähnlicher Effekt entsteht transient, ohne fremde Gleichspannungseinflüsse, beim primärseitigen Einschalten eines Transfomators in einem ungünstigen Zeitpunkt, insbesondere im Spannungsnulldurchgang. Dadurch wird der Transfomator vorübergehend in einseitige Übersättigung gebracht, und es entstehen während einer Zeitspanne in der Größenordnung der Sekunde beträchtliche Anteile an geradzahligen Harmonischen (Fig. 1c). Die gleiche Wirkung kann auch durch kurz-

zeitigen Ausfall der Spannung infolge Bügelspringens verursacht werden.

Die seit jeher im Lokomotivbau aus Gewichtsgründen erforderliche, scharfe magnetische Ausnutzung des Eisens bringt in Bahnnetzen einen Gehalt an magnetisch verursachten Oberwellen, der wesentlich über jenen von stationären Anlagen hinausgeht. Durch die stete Erhöhung der Traktionsleistungen steigt auch ihr leistungsmässiger Umfang an.

Handelt es sich um Stromrichterlokomotiven, so entfällt der Einphasen-Direktmotor als magnetischer Oberwellenerzeuger, und es verbleibt nur der Transfomator. Zu den et-

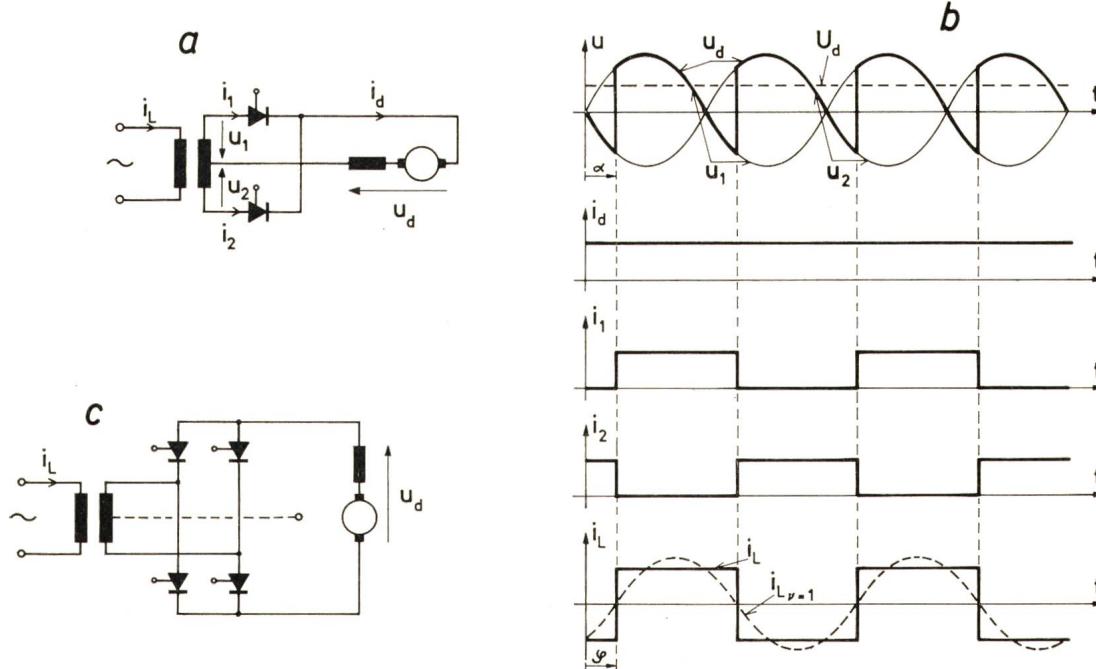


Fig. 3

**Symmetrisch gesteuerte Stromrichter**

- a Einphasen-Mittelpunktschaltung
- b Zeitlicher Verlauf der elektrischen Größen
- c Einphasen-Brückenschaltung
- $\alpha$  Zündwinkel;  $\varphi$  Phasenverschiebung des Primärstromes

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 2

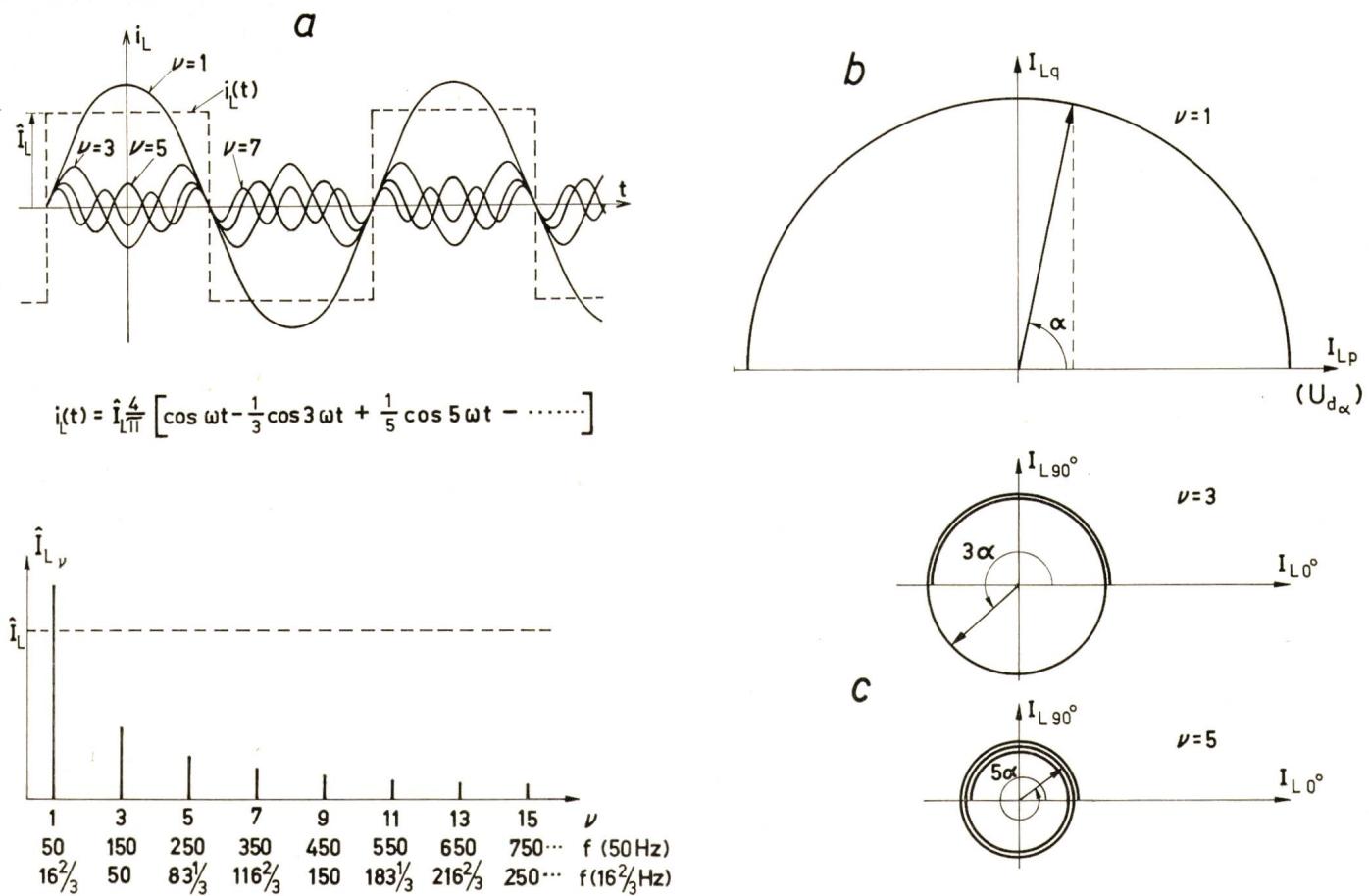


Fig. 4  
**Oberwellenspektrum und Kreisdiagramm symmetrisch gesteuerter Stromrichter**

- a Fourierzerlegung eines Rechteckstromes
- b Kreisdiagramm  $\nu = 1$
- c Kreisdiagramme  $\nu = 3$  und  $\nu = 5$

$I_{LQ}$  Netzstrom, Blindkomponente;  $I_{LP}$  Netzstrom, Wirkkomponente;  $I_L$  Netzstrom, Scheitelwert;  $\hat{I}_{L\nu}$  Netzstrom-Oberwelle, Scheitelwert;  $i_{L(t)}$  Netzstrom, Momentanwert;  $t$  Zeit;  $\alpha$  Zündwinkel;  $\nu$  Ordnungszahl der Oberschwingung;  $U_{d\alpha}$  Mittelwert der Gleichspannung

was reduzierten Oberwellen magnetischen Ursprungs treten nun aber die durch den Stromrichter bewirkten Verzerrungen.

### 3. Oberwelleneigenschaften von Traktionsstromrichtern

#### 3.1 Netzgeführte Stromrichter auf Einphasenfahrzeugen

Die einfachste Stromrichterschaltung ist die Einphasen-Mittelpunktschaltung mit ungesteuerten Ventilen. Sie ist in Fig. 2a dargestellt. Fig. 2b zeigt den zeitlichen Verlauf der wesentlichsten Größen. Die beiden Dioden sorgen dafür, dass jeweils die positive Halbwelle der betreffenden Transistor-Sekundärspannung  $u_1$  oder  $u_2$  auf den Verbraucher durchgeschaltet wird. Es entsteht die Spannung  $u_d$  mit dem Mittelwert  $U_d$ . Es sei vorausgesetzt, dass eine sehr grosse Glättungsinduktivität vorhanden ist. Diese Voraussetzung ist allerdings bei Einphasenstromrichtern, insbesondere bei der niederen Frequenz von  $16\frac{2}{3}$  Hz, nur in sehr grober Näherung erfüllt. Diese Voraussetzung sei trotzdem getroffen, da sie gestattet, einige wesentliche Eigenschaften einphasiger Stromrichter auf einfache Weise zu erklären. Unter der genannten Voraussetzung und der weiteren vereinfachenden und vorläufigen Annahme, dass sich wechselstromseitig keine Streuinduktivitäten befinden, entstehen die beiden Ventilströme  $i_1$  und  $i_2$ . Ihre Addition ergibt den voraussetzungsge-

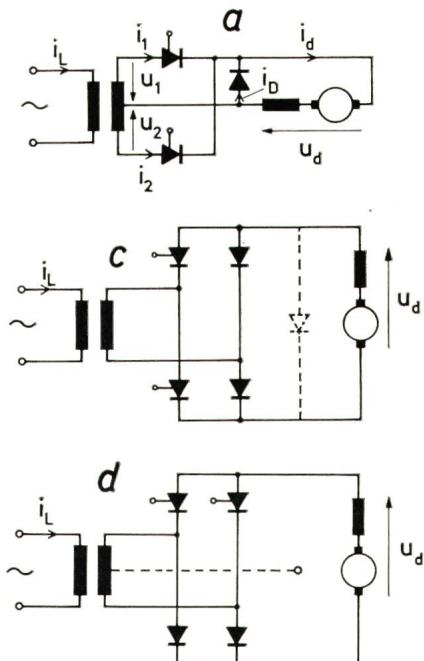
mäss geglätteten Strom  $i_d$ . Auf der Wechselstromseite addieren sich die beiden Wechselströme in Gegenphase, und es entsteht die rechteckförmige Kurvenform des Netzstromes  $i_L$ . Stellt man diesen Strom als Fourierreihe dar, so entspricht dessen Grundharmonische dem eingezzeichneten Verlauf  $i_{L\nu=1}$ . Sie ist in Phase mit der Netzspannung. Unter den genannten vereinfachenden Annahmen verursacht der ungesteuerte Stromrichter keine der Grundfrequenz zugeordnete Blindleistung; es entstehen lediglich die den höheren Harmonischen entsprechenden Verzerrungsblindleistungen.

Die Mittelpunktschaltung wurde vorerst gewählt, da sie gestattet, die Vorgänge auf einfachste Weise darzustellen. In der Regel werden einphasige Stromrichter in Brückenschaltung gemäss Fig. 2c gebaut, welche im Prinzip nichts anderes darstellt, als zwei seriengeschaltete Einphasen-Mittelpunktschaltungen, bei denen nachträglich der Mittelpunkt weggelassen wurde.

Ersetzt man die Dioden durch Thyristoren, so gelangt man zu den Schaltungen und dem zeitlichen Verlauf gemäss Fig. 3. Es ist hier angenommen, dass Steuerimpulse die Thyristoren erst nach einem Zündverzögerungswinkel  $\alpha$  zünden. Da im Lastkreis eine Induktivität vorausgesetzt wurde, wird nun der Thyristorstrom  $i_1$  solange fliessen, bis der gegenphasige Thyristor gezündet wird. Man gelangt damit zum Verlauf der verschiedenen Größen gemäss Fig. 3b. Der Momen-

Fig. 5

- Stromrichter mit Freilaufventil und mit unsymmetrischer Steuerung**
- Einphasen-Mittelpunktschaltung
  - Zeitlicher Verlauf der elektrischen Größen
  - und  $d$  halbgesteuerte Einphasen-Brückenschaltungen
  - $i_D$  Strom in der Freilaufdiode
- Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 2 und 3



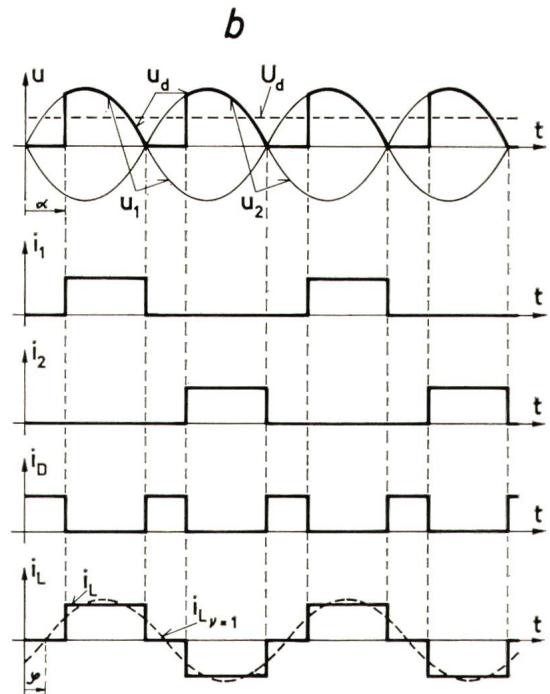
tanwert  $u_d$  der Gleichspannung hat einen Mittelwert  $U_d$ , welcher gegenüber dem ungesteuerten Betrieb um den Faktor  $\cos \alpha$  reduziert ist. Weiter ersieht man aus dieser Figur, dass der rechteckförmige Netzstrom und auch dessen Grundharmonische um einen Phasenwinkel  $\varphi$  verschoben sind, der dem Steuerwinkel  $\alpha$  entspricht. Spannungsreduktion mittels Anschnittsteuerung führt demnach zu Blindleistungsbezug der Wechselstromseite. Im übrigen sind die Stromkurven unter dem gemachten vereinfachen den Voraussetzungen gegenüber Fig. 2 nicht verändert.

Es ist aus dieser Figur leicht zu ersehen, dass bei Vergrößerung des Steuerwinkels  $\alpha$  gegen  $90^\circ$  die mittlere Gleichspannung sich dem Wert null nähert. Gibt der Stromrichter immer noch den vollen Gleichstrom ab, so bleibt der Primärstrom rechteckförmig, verschiebt sich aber gegen  $\varphi = 90^\circ$ . Das Wechselstromnetz ist hier vorwiegend mit reinem Blindstrom (Grundharmonische) und den ebenfalls phasenverschobenen Oberwellen belastet.

Eine weitere Vergrößerung des Steuerwinkels  $\alpha$  über  $90^\circ$  hinaus ergibt eine negative mittlere Gleichspannung bei positiv bleibendem Strom. Dieser Gleichstrom fließt, wenn der Antriebsmotor zum Generator wird und als Bremse wirkt. Die Anordnung gestattet also grundsätzlich den Bremsbetrieb mit Energierückgabe an das speisende Netz.

Die Fourier-Analyse des rechteckförmigen Primärstromverlaufs führt zu einer Auflösung in einen netzfrequenten Strom und dessen ungeradzahlige Harmonische (Fig. 4a). Die Amplitude der einzelnen Frequenzanteile wird üblicherweise in einem Frequenzspektrum dargestellt. Auf dieser Figur sind nur die tieferen Harmonischen enthalten. Das Spektrum setzt sich in Richtung der höheren Frequenzen fort, wobei die Amplituden der einzelnen Harmonischen umgekehrt proportional ihrer Frequenz sind. Die Phasenlage  $\varphi$  des netzfrequenten Stromanteils entspricht dem Steuerwinkel  $\alpha$ . Da sich die Oberwellen zeitlich gleich wie die Grundwelle verschieben, beträgt der Phasenwinkel der  $v$ -ten Oberwelle  $v\alpha$ .

Dieser Sachverhalt ist in Fig. 4b dargestellt, in welchem ein konstanter Gleichstrom und damit ein konstanter, rechteckförmiger Netzstrom vorausgesetzt ist. Für  $v = 1$  wandert der durch einen Pfeil gekennzeichnete, grundfrequente Strom in der Ebene der Wirk- und Blindströme auf einen Halbkreis.



Die rechte Bildebene entspricht dem Gleichrichterbetrieb, die linke dem Wechselrichterbetrieb. In Fig. 4c sind in den Frequenzebenen  $v = 3$  und  $v = 5$  auch die Ortskurven der dritten und fünften Harmonischen aufgetragen, deren Phasenlage den Werten  $3\alpha$  bzw.  $5\alpha$  entspricht.

Es ist erwünscht, den hohen Blindleistungsverbrauch teil- ausgesteuerter Stromrichter zu reduzieren; eine Möglichkeit bietet die Schaltung nach Fig. 5a. Parallel zum Ausgang des gesteuerten Stromrichters ist eine Freilaufdiode angeordnet. Sie verhindert, dass die Momentanwerte der Gleichspannung  $u_d$  negativ werden können und übernimmt in den betreffenden Zeitabschnitten die Stromführung. Die verschiedenen Größen verlaufen nun nach Fig. 5b. Die beiden Thyristorströme  $i_1$  und  $i_2$  fliessen, solange  $u_d$  positiv ist, also mit verkürzter Leitdauer. In den Zwischenzeiten fliest der Strom  $i_d$  in der Freilaufdiode, welcher sich nicht auf die Primärseite überträgt. Es resultiert ein Netzstrom  $i_L$ , dessen rechteckförmige Halbwellen sich mit zunehmenden Steuerwinkel  $\alpha$  verkürzen. Damit verringert sich einerseits die Amplitude des grundfrequenten Anteils des Netzstromes, und andererseits wird dessen Phasenverschiebung  $\varphi$  auf  $\alpha/2$  reduziert.

Das gleiche äussere Verhalten wie bei Schaltung nach Fig. 5a entsteht auch bei Anwendung einer halbgesteuerten Brücke, auf der die beiden Dioden die gleiche Wirkung ausüben wie die Freilaufdiode in der Einphasen-Mittelpunktschaltung. Auch die halbgesteuerte Brücke in Fig. 5d, welche man sich als Reihenschaltung einer gesteuerten und einer ungesteuerten Einphasen-Mittelpunktschaltung vorstellen kann, ergibt das gleiche äussere Verhalten. Vom Standpunkt der Beanspruchung der Thyristoren aus gesehen, ist jedoch die Variante in Bildmitte im Bereich der Teilaussteuerung vorteilhafter.

Stellt man das Verhalten dieser halbgesteuerten Schaltungen wiederum in Kreisdiagrammen dar, so gelangt man zu den ausgezogenen Kurven in Fig. 6. Vergleichsweise findet man strichpunktiert die Halbkreise der vollgesteuert-

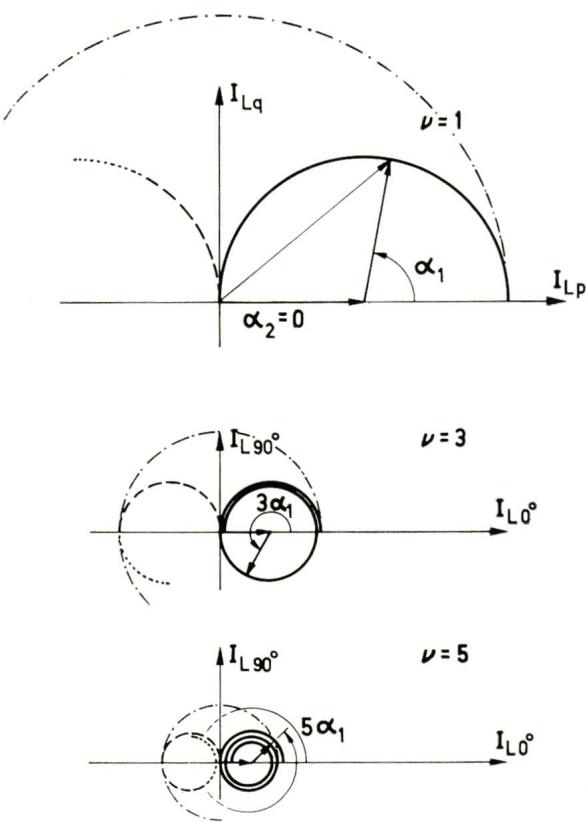


Fig. 6  
Kreisdiagramm des unsymmetrisch gesteuerten Stromrichters  
Bezeichnungen siehe Fig. 4

ten Ausführung. Die maximale Blindleistung der Grundwelle ist auf die Hälfte reduziert (unter Weglassung der gemachten vereinfachenden Voraussetzungen ist dieser Wert allerdings etwas ungünstiger). Die maximalen Amplituden der Oberwellen haben den gleichen Wert wie bei der vollgesteuerten Schaltung, doch verschwinden bei gewissen Steuerwinkeln entsprechende Harmonische (z. B.  $\nu = 5$  bei  $5\alpha_1 = \pi$ ,  $3\pi$  und  $5\pi$ ).

In der linken Hälfte des Koordinatensystems ist das Verhalten für den Fall einer Folgesteuerung angedeutet, angewandt auf das Schema in Fig. 3c. Im Gleichrichterbetrieb verbleibt der Steuerwinkel  $\alpha_2$  der beiden unteren Thyristoren auf null, und lediglich die oberen Thyristoren erhalten um den Winkel  $\alpha_1$  phasenverschobene Steuerimpulse. Nach dem Erreichen der Spannung null für  $\alpha_1 = 180^\circ$  verbleibt dieser Steuerwinkel in seiner Stellung. Die unteren beiden Thyristoren werden nun durch Variationen ihres Steuerwinkels  $\alpha_2$  von null bis  $180^\circ$  ebenfalls durchgesteuert. Es entstehen so die gestrichelten Kurven der linken Bildhälfte, welche einem Wechselrichterbetrieb mit ebenfalls reduzierter Blindleistung entsprechen.

Fig. 7 zeigt den Verlauf der Oberwellen bei Folgesteuerung im Vergleich mit der symmetrisch vollgesteuerten Variante ( $\alpha_1 = \alpha_2$ ). Der gestrichelte Verlauf entspricht den konstanten Amplituden der Oberwellen bei symmetrischer Steuerung. Die ausgezogenen Kurven mit  $\alpha_2 = 0$  entsprechen einer halbgesteuerten Brücke, die nur im Gleichrichterbetrieb arbeiten kann. Hier reduziert sich der netzfrequente Anteil mit zunehmender Teilaussteuerung. Die verschiedenen Oberwellen variieren ebenfalls mit dem Steuerwinkel  $\alpha_1$  und werden an gewissen Stellen zu null. Das Verhalten der

folgegesteuerten Schaltung für Gleich- und Wechselrichterbetrieb würde aus dieser Figur entstehen, indem man es auf der rechten Seite mit dem Spiegelbild ergänzt und bei konstanten Steuerwinkel  $\alpha_1 = 180^\circ$  den Winkel  $\alpha_2$  stetig von null bis  $180^\circ$  variiert.

Man ersieht aus dem Verlauf der verschiedenen Frequenzanteile in Funktion von  $\alpha_1$ , dass bestimmte Harmonische bei gewissen Steuerwinkeln entfallen. Beispielsweise wird die fünfte Harmonische zu null für  $\alpha_1 = 36^\circ$ . Allgemeiner ausgedrückt, ist dies immer der Fall, wenn  $\alpha_1$  um  $36^\circ$  grösser ist als  $\alpha_2$ . Man hat damit die Möglichkeit, in einer unsymmetrischen Brücke, deren beide Hälften gesteuert werden, eine bestimmte Oberwelle in einem grösseren Bereich zu unterdrücken. Für das genannte Beispiel bedeutet dies, dass nach Erreichen der ersten Nullstelle der fünften Oberwelle bei  $\alpha_1 = 36^\circ$  diese Oberwelle null bleibt, sofern man für die weitere Steuerwinkelverschiebung die Beziehung  $\alpha_2 = \alpha_1 + 36^\circ$  aufrecht erhält. Fig. 8 veranschaulicht diese Möglichkeit. In einem ersten Steuerbereich ( $\alpha_2 = 0$ ) wird nur  $\alpha_1$  gesteuert, und man hat den normalen Betrieb der halbgesteuerten Brücke vor sich. Nach dem Verschwinden der fünften Harmonischen hält man die Differenz zwischen  $\alpha_1$  und  $\alpha_2$  konstant und fährt damit entlang eines Kreises mit dem Zentrum im Nullpunkt. Bei dieser Betriebsart wird nun nicht mehr die Blindleistung optimiert (sie wird zwar ein wenig kleiner als bei symmetrischer Steuerung, doch grösser als bei der einfachen Folgesteuerung), sondern für dieses Beispiel die fünfte Oberwelle in einem grossen Steuerbereich auf null gebracht.

Der Verlauf der ersten, dritten, fünften und siebten Harmonischen über den ganzen Gleich- und Wechselrich-

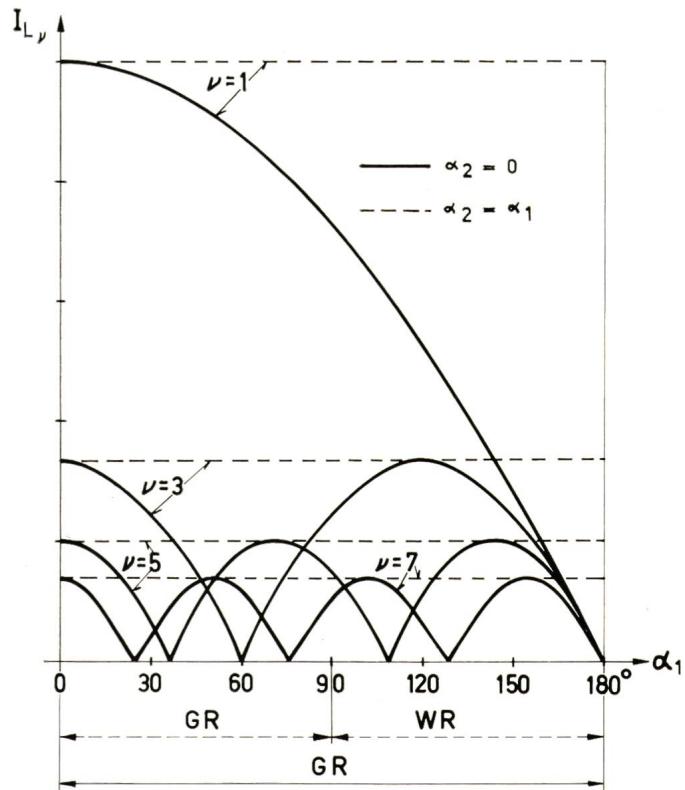


Fig. 7  
Oberwellenamplituden symmetrisch und unsymmetrisch gesteuerter Stromrichter in Funktion des Anschnittwinkels  
 $I_{Ly}$  Netzstromkomponente;  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  Zündwinkel; GR Gleichrichterbetrieb; WR Wechselrichterbetrieb

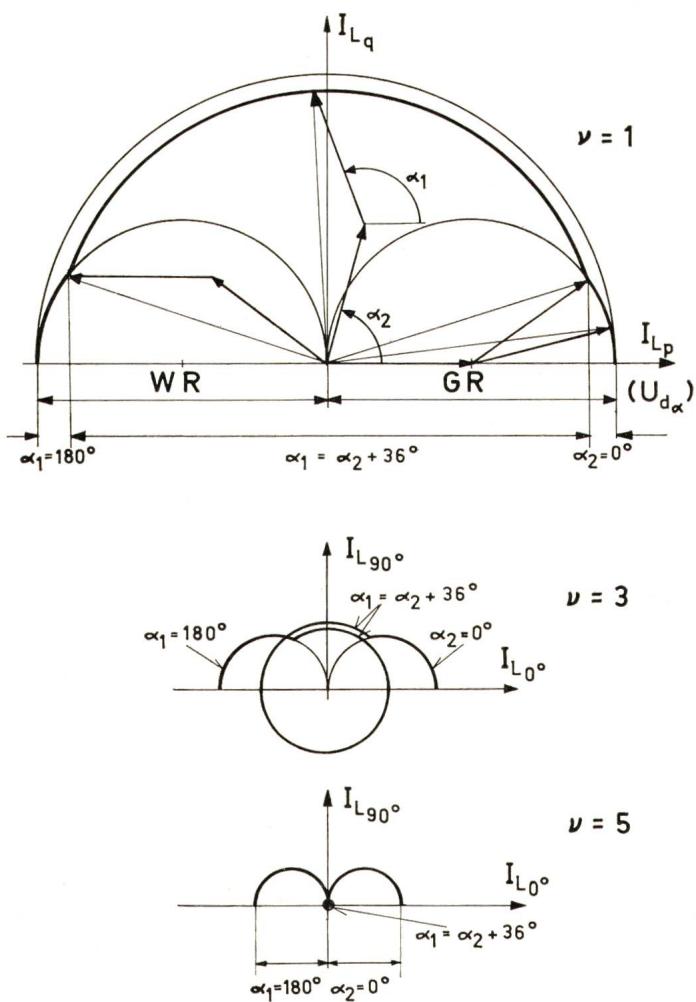


Fig. 8

**Kreisdiagramm der simultanen Folgesteuerung**  
Bezeichnungen siehe Fig. 4

terbereich hinweg veranschaulicht Fig. 9. Dieses einfache Beispiel einer Simultanfolgesteuerung für die Unterdrückung bestimmter Oberwellen lässt sich natürlich beliebig erweitern, sofern mehrere einzeln steuerbare Stromrichtereinheiten vorhanden sind, welche in Serie- und Parallelschaltung oder unabhängig auf mehrere Motoren wirkend im Fahrzeug vorhanden sind. Durch geschickte Kombination lassen sich so in bestimmten Grenzen grundsätzlich mehrere Oberwellen eliminieren, allerdings um den Preis eines teilweisen Verzichtes auf die Optimierung nach minimaler grundfrequenter Blindleistung.

Die bisherigen Ausführungen zeigten das Verhalten und einige grundsätzliche Steuerungsmöglichkeiten von Stromrichtern im Einphasenbetrieb. Um das Wesentliche herauszuschälen, machten wir die nicht ganz zutreffenden Voraussetzungen eines geglätteten Gleichstroms und des Fehlens von Streuinduktivitäten auf der Wechselstromseite. Die nicht ideale Glättung des Gleichstroms hat einen gewissen Einfluss auf die bisher gezeigten Stromkurvenformen in quantitativer Hinsicht. Qualitativ ändern sich die Aussagen verhältnismäßig wenig, weshalb man auf die verfeinerte Be trachtung in dieser Richtung verzichten kann. Im folgenden seien jedoch einige wichtige Schlüsse aus dem Vorhandensein wechselstromseitiger Streuinduktivitäten gezogen.

In Fig. 10 ist vorausgesetzt, dass der Transformator eine Streuung aufweist (Streuinduktivitäten  $L_{\sigma_1}$  und  $L_{\sigma_2}$ ). Diese

Streuinduktivitäten bewirken, dass sich die beiden Ventilströme  $i_1$  und  $i_2$  nur mit endlicher Geschwindigkeit ändern können. Während einer Übergangszeit, der Kommutierungszeit, sind beide Ventile stromführend, wodurch der Transformator vorübergehend sekundär kurzgeschlossen wird. In diesem Stadium erscheint am Ausgang der beiden Ventile der Mittelwert der beiden Spannungen  $u_1$  und  $u_2$ , welcher gleich null ist. Auf diese Weise entsteht die charakteristische Kurvenform der ungeglätteten Gleichspannung  $u_d$  in Fig. 10, in welcher der Verlauf für vier verschiedene Steuerwinkel  $\alpha$  angegeben ist. Von der ursprünglichen Gleichspannung sind die schraffierten Flächen (die vom Steuerwinkel unabhängig sind) zu subtrahieren. Der Verlauf der Ströme findet sich in der gleichen Figur. Gegenüber der früheren rechteckförmigen Kurvenform erkennt man eine Milderung des sprungartigen Stromverlaufs, wodurch sich die Oberwellen höherer Ordnungszahl reduzieren. Dies ist insbesondere der Fall für Vollaussteuerung (rechts), den Fall eines ungesteuerten Stromrichters. Bei einem gesteuerten Stromrichter mit Teilaussteuerung, vor allem in der Umgebung von  $\alpha = 90^\circ$ , wird die Kommutierungszeit erheblich kürzer. Die kommutierungsbedingte Reduktion der Stromoberwellen ist deshalb bei Thyristorlokomotiven viel weniger ausgeprägt als bei Diodenlokomotiven.

Die Kommutierungsvorgänge wirken sich auch auf die Kurvenform der Primärspannung aus, weil die Stromzuführung Streuinduktivitäten und insbesondere die Fahrleitungsinduktivität enthält. Dies veranschaulicht Fig. 11. Es sei nur eine Primärinduktivität  $L_\sigma$  vorhanden; die Transformatoreninduktivitäten seien der Einfachheit halber vernachlässigt. Die Primärinduktivität bewirkt im Stromrichter die gleichen

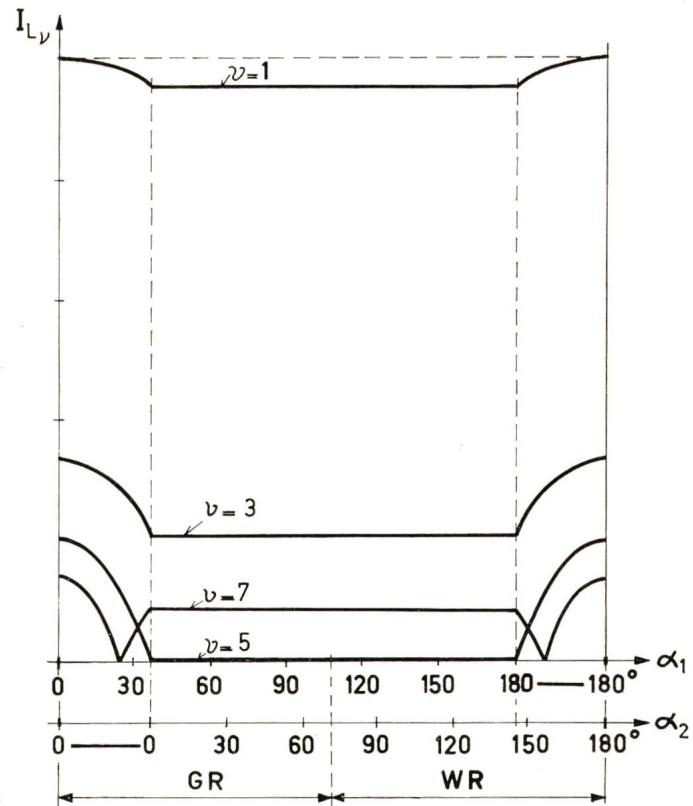
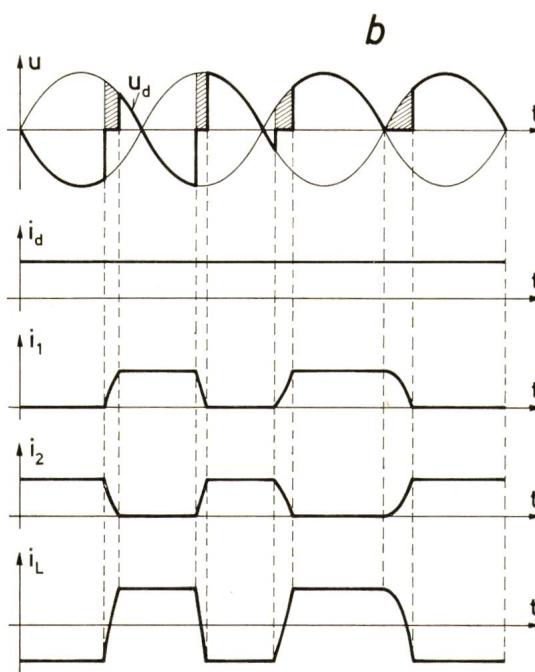
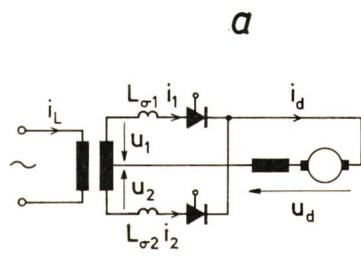


Fig. 9  
**Oberwellenamplituden des simultan folgegesteuerten Stromrichters in Funktion der Anschmittwinkel**  
Bezeichnungen siehe Fig. 7

Fig. 10  
Gesteuerte Stromrichter, Kommutierungsvorgang



Kommutierungsvorgänge wie eine Transformatorinduktivität. Auch hier ist während der Kommutierungszeit der Transformator sekundärseitig kurzgeschlossen. Im vorliegenden, vereinfachten Ersatzschaltbild wirkt sich dieser Kurzschluss direkt auf die Transformatorprimärspannung  $u_L$  aus. Man erhält den in Fig. 11 dargestellten Verlauf von  $u_L$ . Die Fahrleitungsspannung an der Lokomotive weist schmale, rechteckförmige Einbrüche auf, deren Tiefe vom Verhältnis der Primärinduktivität zur Transformatorinduktivität abhängt. Die Fourier-Zerlegung dieser Spannung weist einen erheblichen Anteil an höherfrequenten Komponenten auf, die ebenso wie die Stromoberwellen zu Störbeeinflussungen nach aussen führen.

Die vorstehenden Betrachtungen haben gezeigt, dass Stromrichter auf Lokomotiven in Primärstrom und Primärspannung erhebliche Verzerrungen verursachen, welche durch einen beträchtlichen Anteil an ungeradzahligen Harmonischen der Grundfrequenz entstehen. In geringerem Massse können auch geradzahlige Oberwellen auftreten. Dies ist vor allem dann der Fall, wenn die Steuerimpulse in den beiden Halbwellen der Wechselspannung nicht genau um  $180^\circ$  verschoben sind. Eine Steuerimpulssymmetrie führt zu ungleichen Leitdauern in den beiden Halbperioden und damit a priori zu geradzahligen Oberwellen. Noch unangenehmer wirkt es sich aus, dass gleichzeitig eine resultierende Gleichstromkomponente in der Sekundärwicklung des Transfor-

tors entsteht. Schon relativ kleine Steuerwinkelungssymmetrien können zu einer spürbaren Gleichstrommagnetisierung des Transformators führen und bewirken gleichartige Effekte wie eine primär überlagerte Gleichspannung in Fig. 1.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass die vorwiegend auftretenden Harmonischen ungerader Ordnungszahl in ihrer Amplitude

und Phasenlage von mehreren Betriebsgrößen abhängig sind, insbesondere vom Motorstrom, vom Aussteuerungsgrad des Stromrichters und von dessen Steuerungsart. Dazu treten die normalen ungeradzahligen Harmonischen des Transformators, deren Amplitude stark von der Fahrleitungsspannung abhängig ist. Ihre Phasenlage ist im wesentlichen unveränderlich, weshalb sie sich zu jenen des Stromrichters vektoriell addieren, d. h. im Extremfall addieren oder subtrahieren. Geradzahlige Harmonische sind eher als Ausnahmefall zu betrachten und erscheinen als Folge ungewollter Unsymmetrien der Steuerimpulse oder primär überlagerter kleiner Gleichspannungen. Dazu treten noch die sporadischen, transiente verlaufenden Effekte als Folge von Schaltvorgängen. Es sei an dieser Stelle auch noch darauf hingewiesen, dass transiente Vorgänge (Schaltvorgänge oder rasche Zündwinkelverschiebungen an den Thyristoren) einer Modulation entsprechen, was zu vorübergehenden Frequenzverschiebungen der Oberwellen führt.

### 3.2 Zwangskommutierte Stromrichter auf Gleichstromfahrzeugen

Auch in der Gleichstromtraktion bietet die Stromrichtertechnik auf modernen Fahrzeugen interessante Möglichkeiten zur verlustlosen Variation der Motorspannung. Die verlustlose Variation der konstanten Fahrleitungsspannung erfolgt nach dem Taktverfahren, d. h. durch periodisches Ein- und

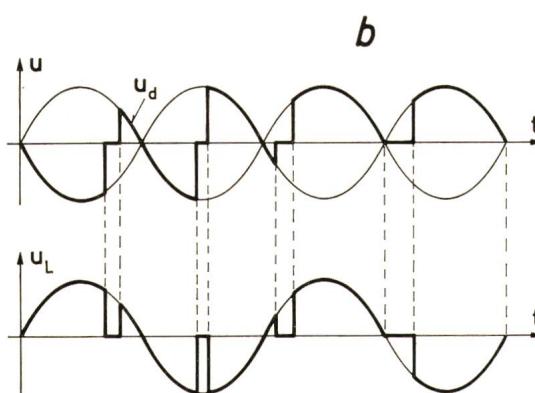
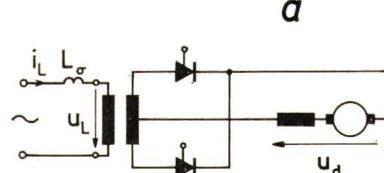


Fig. 11  
Einfluss der Kommutierung auf die Primärspannung

a Schaltbild

b zeitlicher Verlauf der elektrischen Größen

$L_\sigma$  Streuinduktivität der Speisung  
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 2

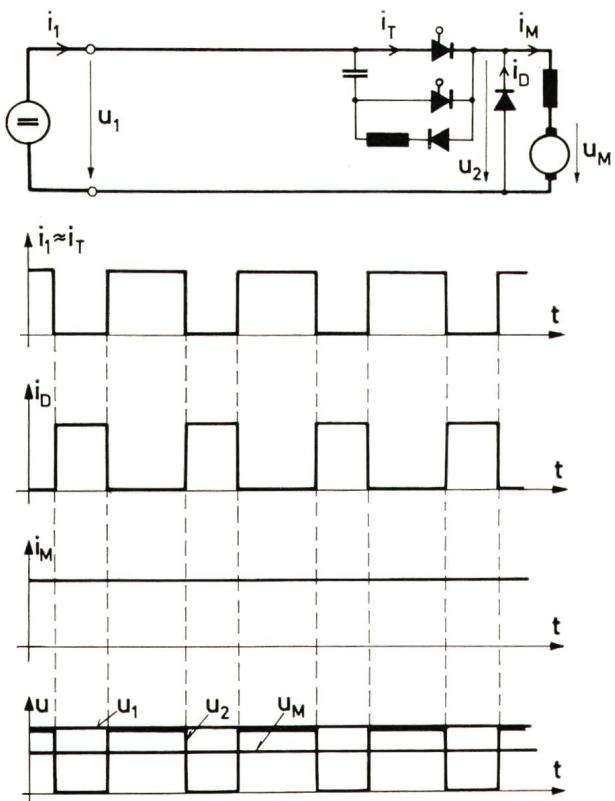


Fig. 12  
Gleichstromsteller

$U_1$  Speisespannung;  $U_2$  gepulste Gleichspannung;  $U_M$  Mittelwert der Motorspannung;  $i_1$  Primärstrom;  $i_T$  Strom im Hauptthyristor;  $i_D$  Strom in der Freilaufdiode

Ausschalten der Speisespannung des Motors. Der Thyristor kann einen Strom lediglich einschalten und erlangt seine positive Sperrfähigkeit erst wieder, nachdem der Strom vorübergehend durch einen äusseren Eingriff auf null gebracht wurde. Zur Löschung der Thyristoren bedient man sich der Zwangskommutierung. Fig. 12 stellt eine Möglichkeit dar. Der Hauptthyristor in der Hauptstromleitung schaltet den Kreis ein. Der an den Klemmen des Thyristors entstehende Spannungssprung wird dazu benutzt, um über eine Diode und eine Drosselspule einen Löschkondensator aufzuladen. Dieser ist kurz nach dem Einschalten des Hauptthyristors mit einer Spannung aufgeladen, welche gegenüber der Anode des Hauptthyristors positiv ist. Zur Löschung des Hauptthyristors zündet man den leistungsschwächeren Hilfsthryristor, wodurch sich der Kondensator in Gegenrichtung zum Hauptstrom über den Hauptthyristor entlädt. Der Hauptthyristor wird kurzzeitig stromlos und kann anschließend sperren. Da der Motorkreis eine Induktivität aufweist, muss sein Strom weiterfließen. Er findet diesen Weg über eine weitere Diode im Hauptstromkreis, die Freilaufdiode, welche den Motorstrom bis zum erneuten Zünden des Hauptthyristors führt. Mit diesem Verfahren gelangt man zum Verlauf der verschiedenen Größen, die in Fig. 12 unten dargestellt sind. Der Primärstrom wird impulsweise bezogen. Es entsteht eine impulsförmige Spannung  $U_2$ , deren Mittelwert  $U_M$  sich durch das Verhältnis der Ein- und Ausschaltzeit verändern lässt.

Die Induktivität der Fahrleitung verhindert einen impulsweisen Bezug des Stromes. Deshalb muss diese Schaltung mit einem Pufferkondensator ergänzt werden. Die variable Induktivität der Fahrleitung, welche am Speisepunkt nahezu

null wird, macht eine zusätzliche Induktivität vor diesem Kondensator notwendig. Die wichtigsten Größen, nämlich der Strom im Hauptthyristor, die Spannung im Pufferkondensator und der Primärstrom sind in Fig. 13 dargestellt. Es ist daraus ersichtlich, dass der Primärstrom  $i_1$  schon relativ gut geglättet ist, doch weist er außer seiner Grundfrequenz, welche der Pulsfrequenz entspricht, das ganze Spektrum geradzahliger und ungeradzahliger Oberwellen auf. Bei einer Pulsfrequenz von beispielsweise 100 Hz liegen diese Oberwellen vorwiegend im Hörbereich.

Man kann die Amplitude dieses Wechselstromanteils erheblich reduzieren, indem man auf dem gleichen Fahrzeug zwei oder vier solcher Schaltungen anwendet, deren Steuerung um  $180^\circ$  bzw.  $90^\circ$  verschoben ist. Damit erreicht man gleichzeitig eine Erhöhung der tiefsten Störfrequenzen um den Faktor 2 oder 4, und auch die zugehörigen Oberwellen der Ordnungszahlen  $2n$  und  $4n$  werden unterdrückt, sofern die Phasenverschiebung um  $180^\circ$  bzw.  $90^\circ$  keine zu grossen Toleranzen enthält.

Beim Betrieb eines Gleichstromstellers bedingen die Eigenschaften der Schaltung und der Thyristoren ein gewisses Minimum sowohl der Einschaltzeiten wie auch der Pausenzeiten. Verwendet man eine Pulsbreitenmodulation gemäß Fig. 14a mit konstanter Grundfrequenz, so bedingen die erwähnten Minimalzeiten Beschränkungen des Steuerbereiches. Diese Beschränkung entfällt, wenn anstelle einer konstanten Taktzeit eine konstante Impulsdauer mit variabler Taktzeit tritt (Fig. 14 b). Man kann diese beiden Verfahren kombinieren. Das Abgehen von der festen Taktfrequenz, welches zur besseren Ausnutzung des Spannungsvariationsbereichs angestrebt wird, bringt für den Fahrbetrieb keine Nachteile. Unter dem Gesichtspunkt der Störbeeinflussung entsteht der zusätzliche Sachverhalt, dass sich die Frequenzen des gesamten Störspektrums proportional zur Pulsfrequenz verändern. Das an und für sich diskrete Spektrum

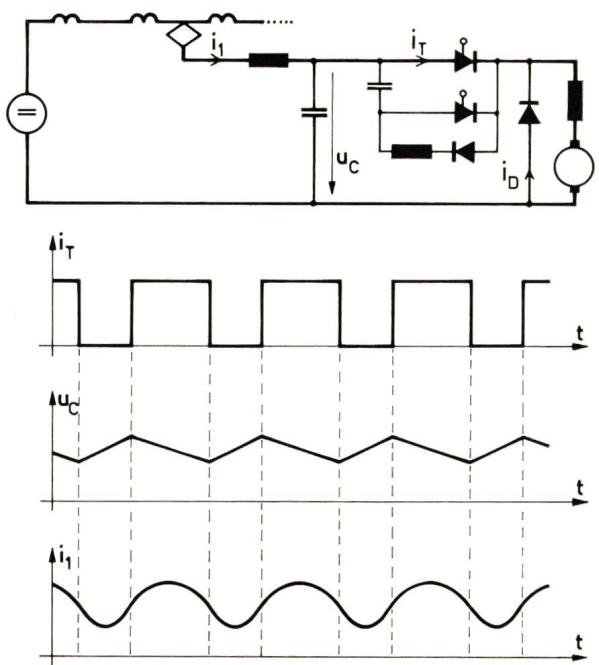


Fig. 13  
Gleichstromsteller mit Fahrleitungsindektivität  
 $U_C$  Spannung am Pufferkondensator  
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 12

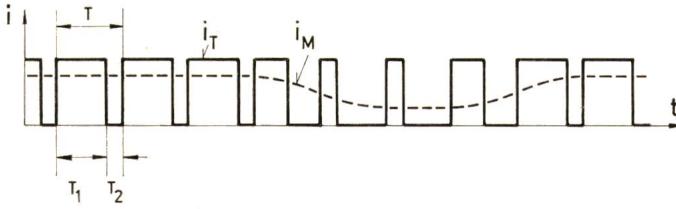
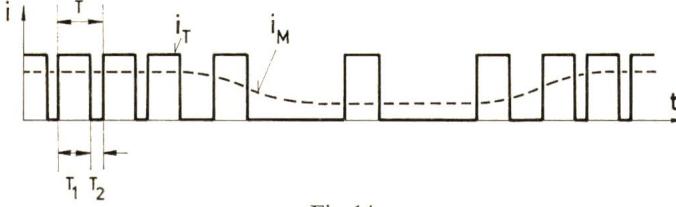
**a****b**

Fig. 14

**Variation des Pulsverhältnisses**  
**a Konstante Taktfrequenz**  
**b variable Taktfrequenz**

T Taktzeit;  $T_1$ ,  $T_2$  Pausenzeit, Pausenzeit;  $i$  Strom;  $i_M$  Motorstrom, kurzzeitiger Mittelwert;  $i_T$  Strom im Hauptthyristor;  $t$  Zeit

ganzzahliger Oberwellen überdeckt deshalb den entsprechenden Frequenzbereich kontinuierlich.

#### 4. Die Störübertragung auf Schwachstromleitungen

Die nichtsinusförmigen und stark oberwellenhaltigen Ströme und Spannungen in Fahrleitung, Schiene und Erde können sich auf benachbarte Schwachstromleitungen sowohl durch induktive, als auch kapazitive und Ohmsche Kopplung auswirken.

Die beiden Drähte einer Nachrichtenfreileitung sind über Streukapazitäten mit einer benachbarten Fahrleitung gekoppelt. Wegen der asymmetrischen Anordnung wirken sich die von der Fahrleitung übertragenen Einflüsse verschieden stark auf die beiden Leiter aus. Man kann die beiden Drähte mit dem zugehörigen Wellenwiderstand als Diagonale einer Brückenschaltung auffassen, deren vier äußere Zweige aus den beiden ungleichen Streukapazitäten gegenüber der Fahrleitung und den beiden Erdkapazitäten bestehen. Diese Asymmetrie bewirkt eine zwischen den beiden Drähten auftretende Störspannung. Sie lässt sich in bekannter Weise kompensieren durch Kreuzen der Nachrichtenleitung. Die erzielbare Symmetrie ist leider nicht vollkommen, weshalb die Störspannungen zum Teil unkompenziert bleiben. Man denke in diesem Zusammenhang besonders an die rechteckförmigen Spannungseinbrüche der Fahrleitungsspannung bei der Kommutierung wechselstromgespeister Stromrichter. Sie bewirken über die kapazitiven Unsymmetrien auf der Schwachstromleitung impulsförmige Störspannungen mit Bahnfrequenz.

Der induktiven Beeinflussung sind sowohl Kabel als auch Freileitungen ausgesetzt. Die induzierte Spannung zwischen zwei Adern eines Adernpaares ist wegen ihres kleinen Abstandes und der Verdrillung mit relativ kurzer Schlaglänge außerordentlich gering. Unangenehm wirken sich hingegen die induzierten Längsspannungen aus, welche in jener Schleife entstehen, die durch das Kabel einerseits und die Schienen andererseits gebildet wird.

Fig. 15a zeigt die schematische Darstellung eines Bahnstromkreises mit benachbarter Kabelleitung; Fig. 15b das

zugehörige Ersatzschema. Zwei Adern 1 und 2 befinden sich im leitenden Kabelmantel M. Zwischen Mantel und Adern liegen die Leitungskapazitäten  $C_{M1}$  und  $C_{M2}$ . Wegen unvermeidlichen Unsymmetrien sind diese beiden Kapazitäten etwas verschieden.

Vorerst sei ein auf seiner ganzen Länge von Erde isolierter Kabelmantel angenommen. Dieser und die beiden Adern seien nur am linken Ende geerdet. Die induktive Kopplung zwischen Bahnstromkreis und Kabel induziert eine Spannung längs des Kabels. Sie ist im Mantel und in den Adern gleich gross wegen ihrer sehr engen Kopplung. Die Beeinflussung bewirkt also praktisch keine Spannungen  $U_{M1}$ ,  $U_{M2}$  und  $U_{12}$ . Ein zwischen den beiden Endpunkten 1 und 2 angeschlossener Stromkreis wird also nicht gestört, wenn er selbst keine Erdverbindung besitzt. Hingegen liegt der Kabelendpunkt gegenüber Erde ( $U_{ME}$ ,  $U_{1E}$  und  $U_{2E}$ ) auf der vollen, induktiv übertragenen Spannung. Bei Kurzschlüssen im Bahnstromkreis können diese Spannungen gefährlich hohe Werte annehmen. Diese gefährlichen Spannungswerte lassen sich vermindern, wenn man auch das rechte Kabelende an Erde legt (Verbindung M-E). Aus dem Ersatzschema (Fig. 15b) ist ersichtlich, dass im Kabelmantel ein Strom fließt, der am linken und rechten Kabelende das lokale Erdpotential er-

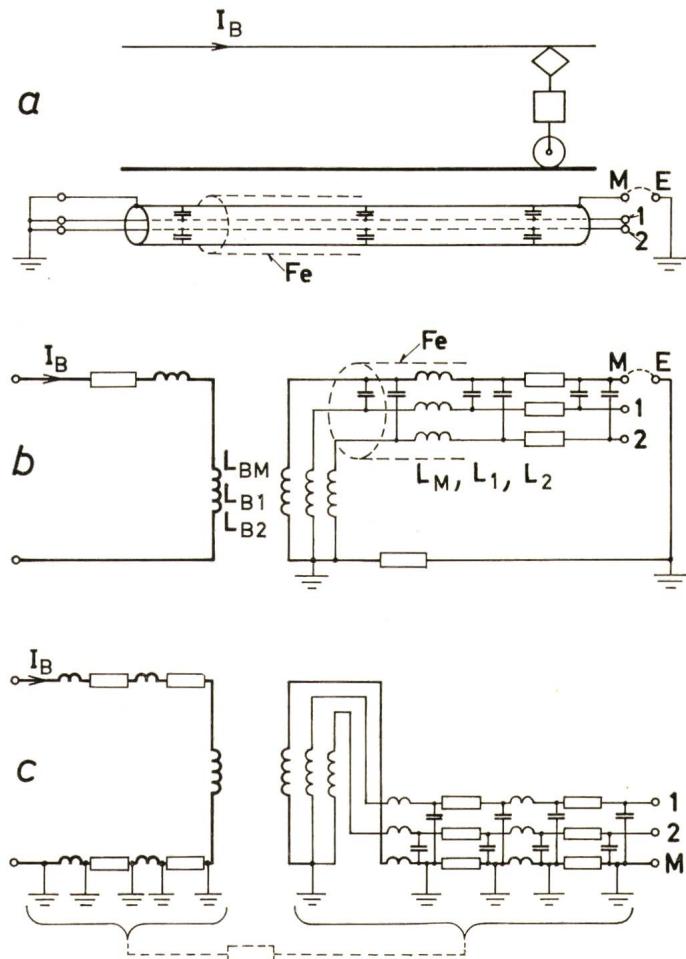


Fig. 15  
**Übertragung von Störbeeinflussungen auf Kabel**  
**a Anordnung**  
**b Ersatzschema, Schienen isoliert**  
**c Ersatzschema, Schienen laufend geerdet**

E Erde;  $I_B$  Bahnstrom; M Kabelmantel; 1, 2 Adern;  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_M$  Eigeninduktivitäten;  $L_{B1}$ ,  $L_{B2}$ ,  $L_{BM}$  Gegeninduktivitäten

zwingt. Wäre der Mantel ideal leitend, so würden wegen der engen Kopplung von Mantel und Adern auch die Spannungen  $U_{1E}$  und  $U_{2E}$  zu null. Infolge des endlichen Widerstandes des Mantels verbleibt aber eine Ohmsche Längsspannung entsprechend dem Produkt aus Mantelstrom und Mantelwiderstand. Die Spannungen  $U_{1E}$  und  $U_{2E}$  werden deshalb nicht zu null, sondern nur um den Schutzfaktor des Kabels reduziert gegenüber der vollen induzierten Spannung. Der Schutzfaktor ist umso grösser, je kleiner der Anteil des Ohmschen Spannungsabfalles im Mantel an der gesamten induzierten Spannung des Kreises ist. Nebst kleinem Mantelwiderstand verbessert eine Eisenbandarmierung zur Vergrösserung von  $L_M$  dieses Verhältnis, sofern sie im massgebenden Störfrequenzbereich und nicht nur bei Grundfrequenz wirkt.

Im Falle des Kabels mit laufend geerdetem Mantel ist dieser mit den Schienen zusätzlich Ohmisch gekoppelt. Ein angenähertes Ersatzschema mit verteilten Längsinduktivitäten zeigt Fig 15c. Die zusätzliche Ohmsche Kopplung mit dem Bahnstromkreis führt dazu, dass ein Anteil der Schienenerdströme den Weg durch den Mantel nimmt. Die örtliche Verteilung des Eindringens variiert mit dem momentanen Standort der Lokomotive. Im Mantel entstehen also zusätzliche Ohmsche Spannungsabfälle mit veränderlicher örtlicher Verteilung. Wie beim laufend isolierten Kabelmantel erzeugen sie Spannungsdifferenzen zwischen Mantel und Adern, die über die unsymmetrischen Kabelkapazitäten Differenzspannungen zwischen den Adern bewirken. Der Symmetrieabgleich wird in diesem Falle durch die variable örtliche Verteilung der Beeinflussung erschwert.

Kombiniert man die Wirkungen des nur einseitig geerdeten Kabelmantels und des stromführenden, gut leitenden Kabelmantels, so eliminiert man die an den Kapazitätsunsymmetrien liegenden Ohmschen Spannungsabfälle des Mantels. Das ideale Kabel für die bestmögliche Fernhaltung der Beeinflussung durch Thyristorlokomotiven sieht also folgendermassen aus: Eisenbewehrung aus dünnen Lagen, damit die Wirkung bei höheren Frequenzen nicht durch Wirbelströme beeinträchtigt wird. Gutleitender Kupfermantel, beidseitig oder laufend geerdet. Innerer, nur an einem Punkt geerdeter Kupfermantel, der die kapazitiven Einflüsse des äusseren Mantels auf die Adern fernhält.

Bis jetzt wurde stillschweigend von Schwachstromleitungen ausgegangen, die an nicht mehr als einem Punkt geerdet oder die mit Übertragern abgeschlossen sind. In diesem Falle wirkt die beschriebene Entstehung von Störeinflüssen über induktive Kopplung, Längsspannungsabfälle und unsymmetrische Kapazitäten. Handelt es sich um Leitungen ohne Abschluss durch Übertrager, so treten die früher erwähnten Spannungen  $U_{1E}$  und  $U_{2E}$  in den Endstationen gegen Erde auf. Sind die Endstationen von Erde isoliert, so führt dies über deren kapazitive Unsymmetrien lediglich zu einer Zunahme der bereits in den Kabelunsymmetrien entstehenden Beeinflussungen.

Wesentlich grösser sind diese Störeinflüsse naturgemäß dann, wenn die Erdverbindung betriebsmäßig einen Bestandteil der Schaltung bildet, wodurch die Störspannung Ader-Erde direkt in den betreffenden Stromkreis eingeht, d. h. starke Störspannungen galvanisch koppelt. In der unmittelbaren Umgebung elektrischer Bahnen sollte diese schaltungs-

mässige Benützung der Erde in Schwachstromkreisen unbedingt unterbleiben.

## 5. Reduktion der Störbeeinflussung

Die Optimierung bei der Verringerung der Störbeeinflussung muss sich nach dem Zweck der gestörten Leitung und nach der Art der übertragenden Information richten. Man wählt für Fernsprechleitungen die Qualität der Sprachübertragung als Kriterium und nimmt eine psophometrische Bewertung der Störfrequenzen vor. Für andere Verwendungszwecke der Leitung ist für die Bewertung der einzelnen Störfrequenzen ebenfalls deren direkte Auswirkung auf die Qualität, d. h. den Gehalt und die Sicherheit der übertragenen Information, wesentlich. Sie kann je nach Art der übertragenen Information und je nach den dazu verwendeten Frequenzen erheblich von der psophometrischen Bewertung abweichen.

Massnahmen zur Reduktion der Störbeeinflussung lassen sich grundsätzlich auf drei Arten durchführen: Verringerung der Störungen am Entstehungsort, Reduktion der Kopplung zwischen Störer und gestörter Leitung und Verringerung der Einflussmöglichkeit am gestörten Objekt.

Eine gewisse Verringerung der in den Fahrdräht eingespiesten Störungen von Stromrichterlokomotiven ist mit den besprochenen und heute zum Teil auch angewandten Methoden möglich. Eine weitgehende Reduktion der Oberschwingungen wäre grundsätzlich am einfachsten mit Oberwellenfiltern im Leistungskreis zu erzielen, doch führt diese Methode im Bereich niederer Oberschwingungen zu unrealistisch grossen Filtereinheiten, die aus Gewichts- und Preisgründen ausscheiden. Weitere Möglichkeiten liegen in der Verwendung zwangskommuterter Schaltungen auch bei Wechselstromthyristorlokomotiven, doch ist diese Technik heute im allgemeinen wirtschaftlich noch nicht vertretbar.

Der Reduktion der Kopplung zwischen Bahnstromkreisen und Nachrichtenleitungen dienen die Verkabelung im allgemeinen, sowie die bekannten weiteren Massnahmen: Eisenbewehrte Kabel vergrössern die Eigeninduktivität und vermindern das für die induktive Störübertragung massgebende Verhältnis zur Gegeninduktivität gegenüber dem Bahnstromkreis. Kupferbewehrungen mit guter Längsleitfähigkeit verringern die Ohmsche Spannungsdifferenz zwischen stromführenden Erdboden bzw. Kabelmantel einerseits und den praktisch stromlosen Signaladern anderseits, wodurch die Ohmisch-induktiven Einflüsse auf das Kabel sich reduzieren lassen. Die Symmetrierung der Kabeladern führt zu einer weiteren Reduktion, doch sind auch hier Grenzen gesetzt, bei Bahnbeeinflussungen besonders auch wegen des variablen Standortes der Lokomotive. Eine weitere Verbesserung ist schliesslich möglich mittels eines zweiten, nur an einem Punkt geerdeten Kupfermantels.

Auch durch Massnahmen auf der Starkstromseite lässt sich die induktive und Ohmsche Kopplung vermindern. Die seit Jahrzehnten bekannten Saugtransformatoren (Fig. 16) erzwingen die Konzentration der Wechselströme an gewissen Punkten und reduzieren die Erdströme. Bei der Variante mit Hilfserdleitung in unmittelbarer Nähe der Fahrleitung (Bild 16c) reduziert sich außerdem die Eigeninduktivität zwischen Hin- und Rückleitung, und auch die Oberwellen werden den induktivitätsärmeren Weg über die Hilfsleitung

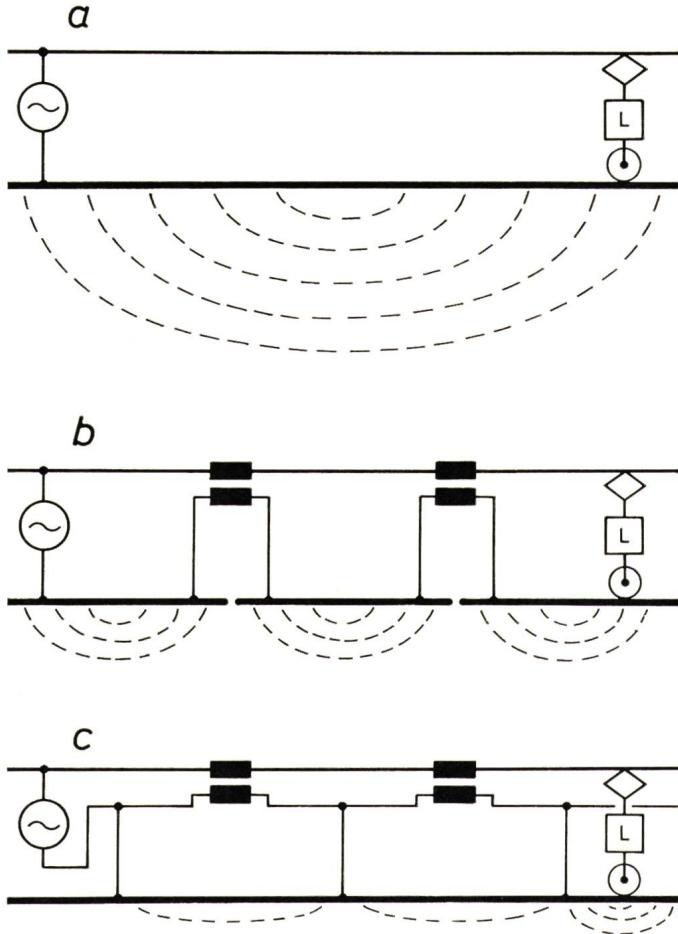


Fig. 16  
**Fahrleitung mit Saugtransformatoren, Verlauf der Erdströme**  
 a ohne Saugtransformatoren  
 b mit Saugtransformatoren  
 c mit Saugtransformatoren und Hilfserdleitung  
 L Lokomotive

bevorzugen. Da bei dieser aufwendigsten Variante ausserdem die Gegeninduktivität gegenüber Kabelleitungen kleiner ist, darf eine besonders gute Wirkung im Störbereich der Oberwellen erwartet werden.

Die dritte Gruppe der Massnahmen betrifft die Form der übertragenen Signale. Wechselspannungs-Dauersignale sind naturgemäß besonders anfällig auf beeinflussende Oberschwingungen. Diese sind von vorwiegend ungerader Ordnungszahl, doch wurde gezeigt, dass unter bestimmten Umständen auch das Spektrum der geraden Ordnungszahlen auftritt. Auch wenn man auf der Schwachstromseite ein Spektrum ungerader harmonischer Störschwingungen nicht-linear und unsymmetrisch umformt, etwa durch Begrenzung

mittels Zenerdioden, die im positiven und negativen Bereich verschiedene Ansprechwerte aufweisen, so entstehen sekundär geradzahlige Harmonische.

Die geradzahligen Oberwellen treten wesentlich schwächer auf als die ungeradzahligen und erscheinen außerdem zum Teil nur vorübergehend. Man erhält deshalb schon weitgehenden Schutz, indem man Wechselstromsignale in den Bereich zwischen den ungeraden Oberschwingungen legt und die Eingangsschaltung schmalbandig selektiv auf die Signalfrequenz abstimmt. Will man auch die geraden Ordnungszahlen meiden, so stehen nur noch schmale Frequenzbänder zur Verfügung, die durch die grosse Frequenztoleranz der  $16\frac{2}{3}$ -Hz-Netze noch weiter eingeengt sind.

Am Rande sei hier vermerkt, dass theoretisch auch nicht-ganzzahlige Harmonische beliebiger Frequenz auftreten können. Dieser Fall tritt auf bei rascher Veränderung des Steuerwinkels anschnittgesteuerter Stromrichter. Es entstehen vorübergehend Seitenbänder der bisher betrachteten ganzzahligen Harmonischen des stationären Betriebes.

Die mit der Übertragung von Wechselstromsignalen verbundenen Probleme verschwinden im Falle der Wechselstrombahnen bei Anwendung von Gleichstromsignalen oder langsamen Impulsen unterhalb der Bahnfrequenz, mit gleichzeitiger Unterdrückung aller bahnfrequenten und höherfrequenten Anteile auf der Empfangsseite. Eine weitere, in der Nachrichtentechnik und Eisenbahnsicherungstechnik seit langem angewandte Methode besteht in der Erhöhung der Redundanz mittels Codierung, sowie der Überprüfung mittels Rückmeldung und Quittierung. Mit diesen Mitteln lassen sich die Auswirkungen von Störungen mit entsprechendem Aufwand auf eine an vollständige Sicherheit grenzende Wahrscheinlichkeit reduzieren.

Ein Blick auf die zahlreichen, bekannten Massnahmen zur Verkleinerung der Störbeeinflussungen von Thyristorfahrzeugen auf Nachrichten- und Signalübertragungen lässt erkennen, dass die technischen Möglichkeiten bestehen, um genügende Störabstände zu schaffen und damit die Auswirkung solcher Störungen zu beseitigen. Ich möchte zum Schluss meiner Überzeugung Ausdruck geben, dass die gegenseitige Abwägung und Optimierung der an verschiedenen Stellen zu ergreifenden Massnahmen es ermöglichen wird, das Störproblem mit wirtschaftlich vertretbarem Aufwand zu überwinden und der Thyristorlokomotive für ihren aussichtsreichen Weg in die Zukunft grünes Licht zu geben.

#### Adresse des Autors:

Prof. Dr. sc. techn. R. Zwicky, Vorsteher des Institutes für industrielle Elektronik an der ETH-Zürich, Gloriastrasse 35, 8006 Zürich.