

Biblioteka Główna
Politechniki Łódzkiej

P471

AEG

Mitteilungen

HEFT 5/8 • MAI/AUGUST

BERLIN 1942



HAUSMITTEILUNG DER AEG

INHALTSVERZEICHNIS

Zur Erzeugung höchster Kippfrequenzen. Von Kl. Johannsen, Technisch-Physikalische Werkstätten	29
Zur Frage der Oberwellenbelastung von Drehstromnetzen. Von Dr.-Ing. L. Lebrecht, Abteilung Industrie	44
Bedienungsgeräte und Schalttafeln für Fernwirkanlagen. Von B. Fleck, Abteilung Schaltanlagen und W. Venzke, Abteilung Kraftwerke und Kraftübertragung	48
Ein neues Gerät zur Prüfung der Isolation von Hochspannungs- freileitungen und Schaltanlagen im Betrieb. Von B. Koske, MEW	54
Ausstellungen	56

**Die Hausmitteilung erscheint nach Bedarf, zur Zeit alle vier Monate.
Der Bezugspreis beträgt 3,— RM jährlich. Das Einzelheft kostet 1,— RM.
Nachdruck des Textes mit genauer Quellenangabe wird gern gestattet,
doch ist in jedem Falle vorher die Genehmigung der Pressestelle der
AEG einzuholen. Alle sonstigen Mitteilungen sind an die Technisch-
Literarische Abteilung der AEG, Berlin NW 40, Friedrich-Karl-Ufer 2...4
zu richten.**

AEG
MITTEILUNGEN

1 9 4 2



Inhaltsverzeichnis.

Nach Verfassern geordnet.

	Heft	Seite		Heft	Seite
Bätz, K., Der konstruktive Aufbau schnelllaufender Synchronmaschinen mit ausgeprägten Polen	1/4	1	Plath, W., Das Konstanthalten der Spannung von selbsttätig geladenen und betriebenen Betätigungs- und Notstrombatterien	9/12	66
Fleck, B., und Venzke, W., Bedienungsgeräte und Schalttafeln für Fernwirkanlagen . .	5/8	48	Remy, H., Dipl.-Ing., Abhilfemaßnahmen gegen das durch die Kapazität der Steuerleitungen verursachte Hängenbleiben von wechselstrombetätigten Schützen	9/12	70
Fritze, G. A., 40 Jahre Tenacitfabrik der AEG	9/12	88	Schmitt, W., Dipl.-Ing., und Jordan, H., Dr.-Ing., Die Gleichstrombremsung des Asynchronmotors	1/4	7
Johannsen, K., Dr.-Ing., Zur Erzeugung höchster Kippfrequenzen	5/8	29	— Über den Einfluß fehlender Stäbe auf das Verhalten von Kurzschlußmotoren	9/12	57
Jordan, H., Dr.-Ing., und Schmitt, W., Dipl.-Ing., Die Gleichstrombremsung des Asynchronmotors	1/4	7	Kleeberg F., Neuer Regelschalter für Stufenumspanner mit angebautem Übergangsschalter	1/4	20
— Über den Einfluß fehlender Stäbe auf das Verhalten von Kurzschlußmotoren	9/12	57	Koske, B., Ein neues Gerät zur Prüfung der Isolation von Hochspannungsfreileitungen und Schaltanlagen im Betrieb	5/8	54
Kleeberg F., Neuer Regelschalter für Stufenumspanner mit angebautem Übergangsschalter	1/4	20	Kuse, G., Dipl.-Ing., 40 Jahre Entwicklung der AEG-Dampfturbine	9/12	81
Koske, B., Ein neues Gerät zur Prüfung der Isolation von Hochspannungsfreileitungen und Schaltanlagen im Betrieb	5/8	54	Lange, W., und Uhlmann, G., Zwei neue Relaisgehäuse	1/4	24
Kuse, G., Dipl.-Ing., 40 Jahre Entwicklung der AEG-Dampfturbine	9/12	81	Lebrecht, L., Dr.-Ing., Zur Frage der Oberwellenbelastung von Drehstromnetzen . .	5/8	44
Lange, W., und Uhlmann, G., Zwei neue Relaisgehäuse	1/4	24	Lingg, G., Dipl.-Ing., und Zacher, A., Ein neuer tragbarer AEG-Universalschreiber	9/12	68
Lebrecht, L., Dr.-Ing., Zur Frage der Oberwellenbelastung von Drehstromnetzen . .	5/8	44	Meiners, G., Dipl.-Ing., Innenraumschaltanlage für hohe Betriebsspannungen in teilweise gekapselter Ausführung	9/12	78
Lingg, G., Dipl.-Ing., und Zacher, A., Ein neuer tragbarer AEG-Universalschreiber	9/12	68			
Meiners, G., Dipl.-Ing., Innenraumschaltanlage für hohe Betriebsspannungen in teilweise gekapselter Ausführung	9/12	78	Plath, W., Das Konstanthalten der Spannung von selbsttätig geladenen und betriebenen Betätigungs- und Notstrombatterien	9/12	66
			Remy, H., Dipl.-Ing., Abhilfemaßnahmen gegen das durch die Kapazität der Steuerleitungen verursachte Hängenbleiben von wechselstrombetätigten Schützen	9/12	70
			Schmitt, W., Dipl.-Ing., und Jordan, H., Dr.-Ing., Die Gleichstrombremsung des Asynchronmotors	1/4	7
			— Über den Einfluß fehlender Stäbe auf das Verhalten von Kurzschlußmotoren	9/12	57
			Schulze, R., Devisensparende Schweiß- und Lötverbindungen für Leitungen in der Fernmeldetechnik	1/4	17
			Steuernagel, K., Dipl.-Ing., Nichtlineare Stromkreise und einige Anwendungsbeispiele	1/4	11
			Thieme, A., Über das schleiffreie Ausziehen von Leiterseilen bei Hochspannungs-Freileitungen	9/12	73
			Uhlmann, G., und Lange, W., Zwei neue Relaisgehäuse	1/4	24
			Venzke, W., und Fleck, B., Bedienungsgeräte und Schalttafeln für Fernwirkanlagen	5/8	48
			Zacher, A., und Lingg, G., Dipl.-Ing., Ein neuer tragbarer AEG-Universalschreiber	9/12	68

Nach Titeln und Stichwörtern geordnet.

	Heft	Seite		Heft	Seite
Abhilfemaßnahmen gegen das durch die Kapazität der Steuerleitungen verursachte Hängenbleiben von wechselstrombetätigten Schützen. Von H. Remy	9/12	70	Batterien, Das Konstanthalten der Spannung von selbsttätig geladenen und betriebenen Betätigungs- und Notstrom- —. Von W. Plath	9/12	66
AEG-Dampfturbine, 40 Jahre Entwicklung der —. Von G. Kuse	9/12	81	Bedienungsgeräte und Schalttafeln für Fernwirkanlagen. Von B. Fleck und W. Venzke	5/8	48
AEG-Universalschreiber, Ein neuer tragbarer —. Von G. Lingg und A. Zacher . .	9/12	68	Belastung von Drehstromnetzen, Zur Frage der Oberwellen- —. Von L. Lebrecht . .	5/8	44
Asynchronmotors, Die Gleichstrombremsung des —. Von H. Jordan und W. Schmitt	1/4	7	Betätigungs- und Notstrombatterien, Das Konstanthalten der Spannung von selbsttätig geladenen und betriebenen —. Von W. Plath	9/12	66
Aufbau schnellaufender Synchronmaschinen mit ausgeprägten Polen, Der konstruktive —. Von K. Bätz	1/4	1	Betriebsspannungen, Innenraumschaltanlage für hohe — in teilweise gekapselter Ausführung. Von G. Meiners	9/12	78
Ausziehen von Leiterseilen bei Hochspannungs-Freileitungen, Über das schleiffreie —. Von A. Thieme	9/12	73	Bremsung des Asynchronmotors, Die Gleichstrom- —. Von H. Jordan und W. Schmitt	1/4	7

AEG-MITTEILUNGEN 1942

	Heft	Seite		Heft	Seite
Dampfturbine, 40 Jahre Entwicklung der AEG- —. Von G. Kuse	9/12	81	Isolation von Hochspannungsfreileitungen und Schaltanlagen im Betrieb, Ein neues Gerät zur Prüfung der —. Von B. Koske	5/8	54
Das Konstanthalten der Spannung von selbsttätig geladenen und betriebenen Betätigungs- und Notstrombatterien. Von W. Plath	9/12	66	Kapazität der Steuerleitungen, Abhilfemaßnahmen gegen das durch die — verursachte Hängenbleiben von wechselstrombetätigten Schützen. Von H. Remy . . .	9/12	70
Der konstruktive Aufbau schnelllaufender Synchronmaschinen mit ausgeprägten Polen. Von K. Bätz	1/4	1	Kippfrequenzen, Zur Erzeugung höchster —. Von K. Johannsen	5/8	29
Devisensparende Schweiß- und Lötverbindungen für Leitungen in der Fernmeldetechnik. Von R. Schulze	1/4	17	Konstanthalten der Spannung von selbsttätig geladenen und betriebenen Betätigungs- und Notstrombatterien, Das —. Von W. Plath	9/12	66
Die Gleichstrombremsung des Asynchronmotors. Von H. Jordan und W. Schmitt	1/4	7	Konstruktive Aufbau schnelllaufender Synchronmaschinen mit ausgeprägten Polen, Der —. Von K. Bätz	1/4	1
Drehstromnetzen, Zur Frage der Oberwellenbelastung von —. Von L. Lebrecht	5/8	44	Kurzschlußmotoren, Über den Einfluß fehlender Stäbe auf das Verhalten von —. Von H. Jordan und W. Schmitt	9/12	57
Ein neuer tragbarer AEG-Universalschreiber. Von G. Lingg und A. Zacher	9/12	68	Leiterseilen, Über das schleiffreie Ausziehen von — bei Hochspannungs-Freileitungen. Von A. Thieme	9/12	73
Ein neues Gerät zur Prüfung der Isolation von Hochspannungsfreileitungen und Schaltanlagen im Betrieb. Von B. Koske	5/8	54	Leitungen in der Fernmeldetechnik, Devisensparende Schweiß- und Lötverbindungen für —. Von R. Schulze	1/4	17
Einfluß fehlender Stäbe auf das Verhalten von Kurzschlußmotoren, Über den —. Von H. Jordan und W. Schmitt	9/12	57	Lötverbindungen für Leitungen in der Fernmeldetechnik, Devisensparende Schweiß- und —. Von R. Schulze	1/4	17
Entwicklung der AEG-Dampfturbine, 40 Jahre —. Von G. Kuse	9/12	81	Maschinen mit ausgeprägten Polen, Der konstruktive Aufbau schnelllaufender Synchron- —. Von K. Bätz	1/4	1
Erzeugung höchster Kippfrequenzen, Zur —. Von K. Johannsen	5/8	29	Motoren, Über den Einfluß fehlender Stäbe auf das Verhalten von Kurzschluß- —. Von H. Jordan und W. Schmitt	9/12	57
Fernmeldetechnik, Devisensparende Schweiß- und Lötverbindungen für Leitungen in der —. Von R. Schulze	1/4	17	Motors, Die Gleichstrombremsung des Asynchron- —. Von H. Jordan und W. Schmitt	1/4	7
Fernwirkanlagen, Bedienungsgeräte und Schalttafeln für —. Von B. Fleck und W. Venske	5/8	48	Netzen, Zur Frage der Oberwellenbelastung von Drehstrom- —. Von L. Lebrecht . .	5/8	44
Frage der Oberwellenbelastung von Drehstromnetzen, Zur —. Von L. Lebrecht .	5/8	44	Neuer Regelschalter für Stufenumspanner mit angebautem Übergangsschalter. Von F. Kleeberg	1/4	20
Freileitungen, Über das schleiffreie Ausziehen von Leiterseilen von Hochspannungs- —. Von A. Thieme	9/12	73	Nichtlineare Stromkreise und einige Anwendungsbeispiele. Von K. Steuernagel .	1/4	11
Freileitungen, Ein neues Gerät zur Prüfung der Isolation von Hochspannungs- — und Schaltanlagen im Betrieb. Von B. Koske	5/8	54	Notstrombatterien, Das Konstanthalten der Spannung von selbsttätig geladenen und betriebenen Betätigungs- und —. Von W. Plath	9/12	66
Gekapselter Ausführung, Innenraumschaltanlage für hohe Betriebsspannungen in teilweise —. Von G. Meiners	9/12	78	Oberwellenbelastung von Drehstromnetzen, Zur Frage der —. Von L. Lebrecht . . .	5/8	44
Gerät zur Prüfung der Isolation von Hochspannungsfreileitungen und Schaltanlagen im Betrieb, Ein neues —. Von B. Koske .	5/8	54	Polen, Der konstruktive Aufbau schnelllaufender Synchronmaschinen mit ausgeprägten —. Von K. Bätz	1/4	1
Gleichstrombremsung des Asynchronmotors, Die —. Von H. Jordan und W. Schmitt	1/4	7	Prüfung der Isolation von Hochspannungsfreileitungen und Schaltanlagen im Betrieb, Ein neues Gerät zur —. Von B. Koske	5/8	54
Hängenbleiben von wechselstrombetätigten Schützen, Abhilfemaßnahmen gegen das durch die Kapazität der Steuerleitungen verursachte —. Von H. Remy	9/12	70	Regelschalter für Stufenumspanner mit angebautem Übergangsschalter, Neuer —. Von F. Kleeberg	1/4	20
Hochspannungs-Freileitungen, Über das schleiffreie Ausziehen von Leiterseilen bei —. Von A. Thieme	9/12	73	Relaisgehäuse, Zwei neue —. Von G. Uhlmann und W. Lange	1/4	24
Hochspannungs-Freileitungen und Schaltanlagen im Betrieb, Ein neues Gerät zur Prüfung der Isolation von —. Von B. Koske	5/8	54	Spannung von selbsttätig geladenen und betriebenen Betätigungs- und Notstrombatterien, Das Konstanthalten der —. Von W. Plath	9/12	66
Innenraumschaltanlage für hohe Betriebsspannungen in teilweise gekapselter Ausführung. Von G. Meiners	9/12	78			

AEG-MITTEILUNGEN 1942

	Heft	Seite		Heft	Seite
Synchronmaschinen mit ausgeprägten Polen, Der konstruktive Aufbau schnelllaufender —. Von K. Bätz	1/4	1	Tenacitfabrik der AEG, 40 Jahre —. Von G. A. Fritze	9/12	88
Schaltanlage für hohe Betriebsspannungen in teilweise gekapselter Ausführung, Innenraum- —. Von G. Meiners	9/12	78	Tragbarer AEG-Universalschreiber, Ein neuer —. Von G. Lingg und A. Zacher	9/12	68
Schaltanlagen im Betrieb. Ein neues Gerät zur Prüfung der Isolation von Hochspannungsfreileitungen und —. Von B. Koske	5/8	54	Über das schleiffreie Ausziehen von Leiterseilen bei Hochspannungs-Freileitungen. Von A. Thieme	9/12	73
Schalttafeln für Fernwirkanlagen, Bedienungsgерäte und —. Von B. Fleck und W. Venske	5/8	48	Über den Einfluß fehlender Stäbe auf das Verhalten von Kurzschlußmotoren. Von H. Jordan und W. Schmitt	9/12	57
Schleiffreie Ausziehen von Leiterseilen bei Hochspannungs-Freileitungen, Über das —. Von A. Thieme	9/12	73	Übergangsschalter, Neuer Regelschalter für Stufenumspanner mit angebautem —. Von F. Kleeberg	1/4	20
Schützen, Abhilfemaßnahmen gegen das durch die Kapazität der Steuerleitungen verursachte Hängenbleiben von wechselstrombetätigten —. Von H. Remy	9/12	70	Umspanner mit angebautem Übergangsschalter, Neuer Regelschalter für Stufen- —. Von F. Kleeberg	1/4	20
Schweiß- und Lötverbindungen für Leitungen in der Fernmeldetechnik, Devisensparende —. Von R. Schulze	1/4	17	Universalschreiber, Ein neuer tragbarer AEG- —. Von G. Lingg und A. Zacher	9/12	68
Stäbe, Über den Einfluß fehlender — auf das Verhalten von Kurzschlußmotoren. Von H. Jordan und W. Schmitt	9/12	57	40 Jahre Entwicklung der AEG-Dampfturbine. Von G. Kuse	9/12	81
Steuerleitungen, Abhilfemaßnahmen gegen das durch die Kapazität der — verursachte Hängenbleiben von wechselstrombetätigten Schützen. Von H. Remy	9/12	70	40 Jahre Tenacitfabrik der AEG. Von G. A. Fritze	9/12	88
Stromkreise und einige Anwendungsbeispiele, Nichtlineare —. Von K. Steuernagel	1/4	11	Wechselstrombetätigten Schützen, Abhilfemaßnahmen gegen das durch die Kapazität der Steuerleitungen verursachte Hängenbleiben von —. Von H. Remy	9/12	70
Stufenumspanner mit angebautem Übergangsschalter, Neuer Regelschalter für —. Von F. Kleeberg	1/4	20	Zwei neue Relaisgehäuse. Von G. Uhlmann und W. Lange	1/4	24
			Zur Erzeugung höchster Kippfrequenzen. Von K. Johannsen	5/8	29
			Zur Frage der Oberwellenbelastung von Drehstromnetzen. Von L. Lebrecht	5/8	44

AEG

Mitteilungen

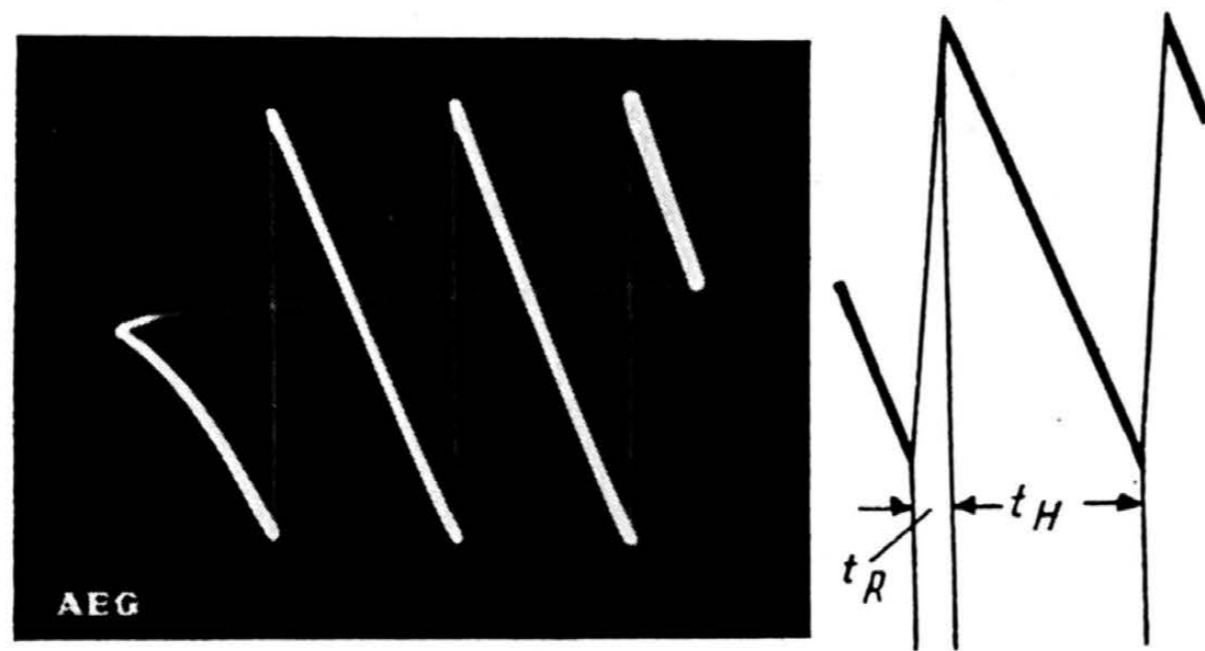
Zur Erzeugung höchster Kippfrequenzen.

Von Dr.-Ing. Kl. Johannsen, Technisch-Physikalische Werkstätten.

DK 621.317.755
621.385.8

A. Einleitung.

Die für die Oszillographie vorzugsweise verwendete Elektronenstrahlröhre mit elektrostatischer Ablenkung ermöglicht bekanntlich die Darstellung eines beliebigen Vorganges in rechtwinkligen Koordinaten in Abhängigkeit von der Zeit, wenn dem einen Paar der Ablenkplatten, den „Meß“-Platten, eine dem Vorgang proportionale Spannung und dem senkrecht zu den Meßplatten angeordneten zweiten Plattenpaar, den „Zeit“-Platten, eine der Zeit proportionale Spannung zugeführt werden. Da es sich im allgemeinen um das Oszillographieren



t_H = Hinlaufzeit, t_R = Rücklaufzeit.

Bild 1. Oszillogramm einer „Sägezahn“-Spannung.

periodischer Vorgänge handelt, ist eine ständige Zu- oder Abnahme dieser Spannung mit der Zeit nicht erforderlich; es genügt vielmehr, daß die Proportionalität der Spannung mit der Zeit ebenfalls periodisch ist und von möglichst kurzen „Rücklaufzeiten“ unterbrochen wird. Benötigt wird also eine Spannung sägezahnförmigen Verlaufs, wie sie Bild 1 zeigt. Die Erzeugung derartiger sägezahnförmiger Spannungen stellt damit für die Elektronenstrahl-Oszillographie eine der wichtigsten Aufgaben dar.

B. Der Mechanismus des Kippschwingvorgangs.

Da die Sägezahnspannung periodisch ist, stellt sie auch eine Schwingung dar, allerdings besonderer Art: eine sogenannte Kippschwingung. Sie wird daher genau wie eine harmonische Schwingung durch Anordnungen erzeugt, die in einem bestimmten Bereich eine fallende Charakteristik haben. Während beim Schwingkreis zur Erzeugung harmonischer

Schwingungen die Energie ständig zwischen zwei Energiespeichern pendelt, haben Anordnungen zur Erzeugung von Kippschwingungen nur einen einzigen Energiespeicher, in dem die Energie in dem einen Teil der Kipp-Periode gespeichert wird. In dem anderen Teil der Periode wird aber die aufgespeicherte Energie in einem Energieverbraucher vernichtet. Bei der Erzeugung harmonischer Schwingungen dient der negative Widerstand der Anordnung nur dazu, die bei der Energiependelung in den Speichern und den Koppelgliedern auftretenden Verluste zu decken. Es wird daher hierbei auf dem Teil der Kennlinie mit der negativen Neigung gearbeitet und praktisch nicht in das Gebiet positiven Widerstandes übergreifen. In den Kippschaltungen dagegen hat der negative Widerstand eines Teiles der Anordnung nur die Aufgabe, einen auf dem fallenden Teil der Kennlinie liegenden labilen Betriebspunkt zu schaffen, der bei dem Kippschwingungsvorgang zyklisch umsprungen wird; denn der Arbeitspunkt bewegt sich — z. T. auf der Kennlinie — um diesen labilen Betriebspunkt herum, ohne ihn je zu berühren¹⁾.

1. Kippschaltung mit Glimmröhre.

Für die Erzeugung von Kippschwingungen der gewünschten Sägezahnform sind zahlreiche Schaltungen geeignet, von denen sich mehrere in der Praxis der Elektronenstrahl-Oszillographie, bei der namentlich infolge des großen Frequenzbereichs besondere Anforderungen zu erfüllen sind, bewährt haben. Es ist verständlich, daß zuerst jene Anordnungen verwendet wurden, die mit Stromleitern arbeiteten, die die erforderliche fallende Charakteristik von Natur aus haben; diejenige Kippschaltung, die zuerst für die Zeitablenkung Bedeutung gewann, ist die von Kipping²⁾ angegebene sogenannte Blinkschaltung mit Glimmröhre. Die Grundschialtung zeigt Bild 2. Es ist für die folgenden grundsätzlichen Betrachtungen belanglos, ob der Ladewiderstand R_L , wie es in der Praxis meist geschieht, durch eine Pentode ersetzt wird, die den Ladestrom trotz der mit Aufladung von C abnehmenden Anodenspannung konstant hält. Auf diese Weise wird bekanntlich ein nahezu linearer Spannungsanstieg erzielt.

Wir wollen die Schaltung nach Bild 2 benutzen, um den Ablauf des Kippvorganges zu erklären.

¹⁾ K. Johannsen, Arch. Elektrotechn. 36 (1942), S. 1.
²⁾ Wireless Wld. 13 (1923), S. 309 u. 14 (1924), S. 705.

Ist die Glimmröhre E , deren Stromspannungs-Charakteristik Bild 3 zeigt, mit einem Widerstand R_L von solcher Größe in Reihe geschaltet, daß die Widerstandsgerade die Glimmröhren-Kennlinie in einem Punkt C des fallenden Teiles schneidet, so treten Kippschwingungen auf, wenn elektrische Trägheiten im Stromkreis das Einstellen eines stabilen Betriebspunktes verhindern. Eine derartige Trägheit ist der parallel zur Glimmröhre E lie-

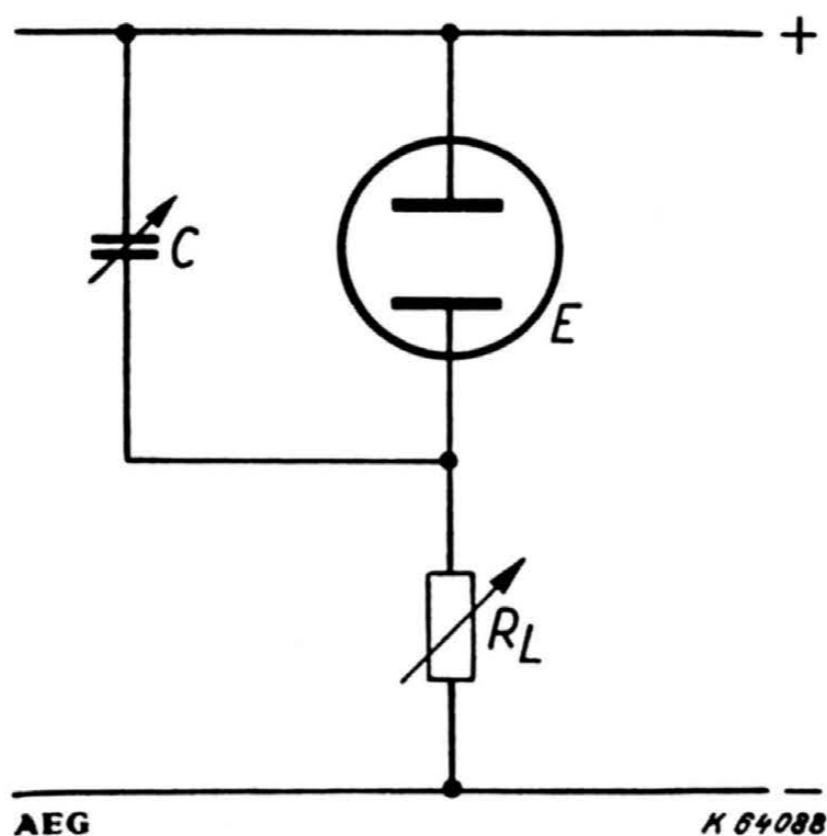


Bild 2. Kippschaltung mit Glimmröhre zur Erzeugung sägezahnförmiger Spannungen.

gende Kondensator C , der den schon erwähnten, für Kippschaltungen charakteristischen einzigen Energiespeicher darstellt. Der Kippvorgang spielt sich dann wie folgt ab:

Der Kippkondensator C wird beim Anlegen der Gleichspannung U_B über den Ladewiderstand R_L auf so hohe Spannungswerte aufgeladen, daß der Punkt A erreicht wird. Ein weiteres Anwachsen der Spannung über A hinaus ist nicht möglich; die Glimmröhre zündet, was einem Sprung des Arbeitspunktes auf den rechten Ast der Charakteristik B entspricht, ein Vorgang, den man als Kippen bezeichnet. Da an dieser Stelle der Spannungsüberschuß (der Abstand zwischen Widerstandsgerade und Charakteristik) negativ wird, entlädt sich der Kondensator über die gezündete Glimmröhre E . Seine Spannung nimmt daher längs der Kennlinie

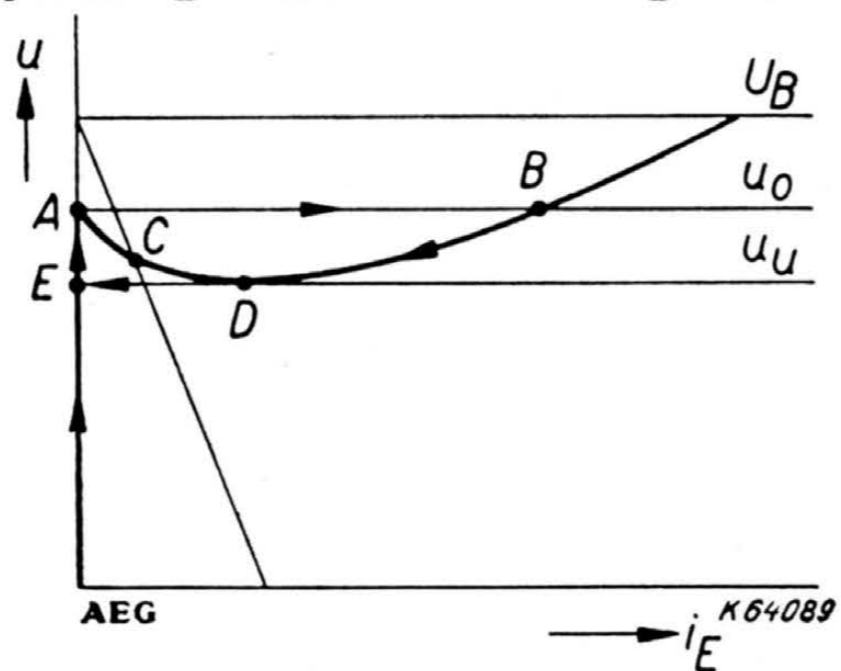


Bild 3. Stromspannungs-Charakteristik einer Glimmröhre und Vorgänge beim Einschalten auf einen instabilen Betriebspunkt (C).

nach D ab, wo sich ein entsprechender Vorgang wie in A , jedoch in umgekehrter Richtung, abspielt. Der Glimmröhrenstrom kippt nach E , und von hier aus beginnt der Vorgang zyklisch von neuem. Entwickelt man daraus die Spannungscharakteristik nach der Zeit, so erhält man den gewünschten sägezahnförmigen Verlauf (Bild 4)³⁾.

Auf die Frage der Synchronisierung der erzeugten Kippspannung mit der Meßspannung sei an

dieser Stelle noch nicht eingegangen. Die Grobregelung der Frequenz des Kippschwingers erfolgt üblicherweise durch stufenförmige Veränderung der Kapazität des Kippkondensators C , während eine Feinregelung durch Veränderung des Ladewiderstandes R_L bzw. des über die an seiner Stelle befindliche Pentode fließenden Ladestromes vorgenommen wird.

Die Vorgänge spielen sich in der geschilderten Weise — Bewegung längs der Kennlinie und horizontale Sprünge — nur dann ab, wenn der Kippkondensator so groß ist, daß die Zeiten für Aufladung und Entladung groß gegen die Eigenzeiten der Anordnung sind. Grundsätzlich läuft jedoch der Kippvorgang in allen Kippschaltungen — auch bei höchsten Frequenzen — in ähnlicher Weise ab. Alle Anordnungen haben eine einzige labile Gleichgewichtslage (Punkt C), die in jeder Kipp-Periode einmal umsprungen werden muß.

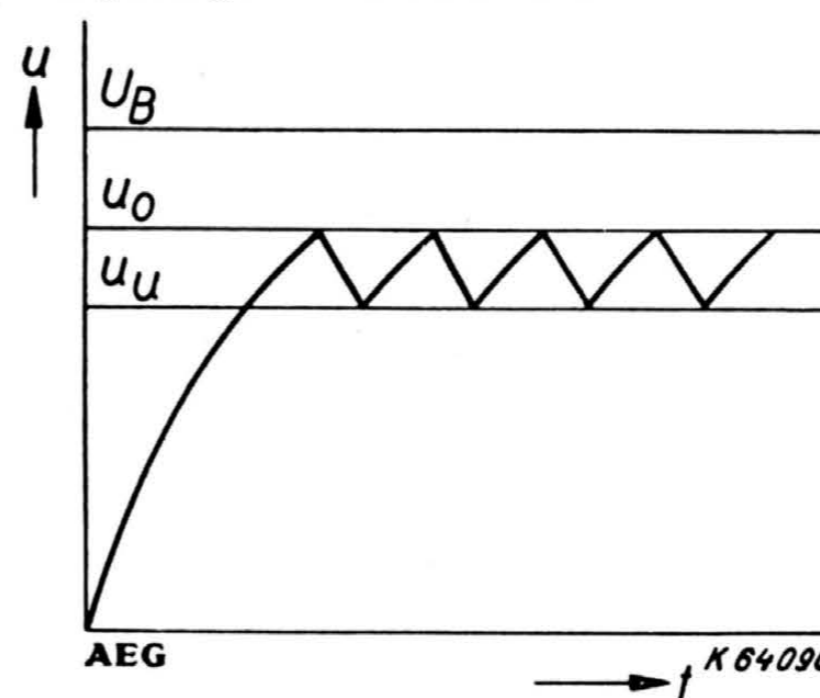


Bild 4. Zeitlicher Verlauf der Spannung an der Glimmröhre E bei unstabilem Betriebspunkt entsprechend Bild 3.

2. Kippschaltung mit Thyatron.

Die Kippschaltung mit Glimmröhre hat jedoch verschiedene Nachteile. Abgesehen von der kleinen Kippamplitude ergab die Zufälligkeit des Zündvorganges keinen sicheren Betrieb. Die Anwendung einer Gasentladung mit Glühkathode als ständiger Elektronenquelle mußte demgegenüber erhebliche Verbesserungen bringen. Die von Nottingham⁴⁾ angegebene Kippschaltung mit Thyatron (Bild 5) wurde daher bis vor kurzem zur Zeitablenkung in der Elektronenstrahl-Oszillographie nahezu ausschließlich angewendet. Damit der Spannungsanstieg möglichst linear erfolgt, wird auch hier der Ladewiderstand R_L meist durch eine Pentode ersetzt.

Der Kippvorgang spielt sich in gleicher Weise wie bei der Glimmröhrenschialtung ab. Die Grenze der mit einem Thyatron-Kippgerät erreichbaren höchsten Kippfrequenz sei an Hand von Bild 3 erläutert.

Das Durchlaufen des linken Astes der Stromspannungs-Kennlinie bis zu dem Punkt, in dem das Thyatron auf Grund seiner jeweiligen Gitterspannung zündet, stellt auch hier den Aufladungsvorgang des Kippkondensators C dar; dieser Teil der Kennlinie entspricht also der Hinlaufzeit (vgl. Bild 1). Die Zündung erfolgt nun nicht momentan, sondern die Entladung muß erst aufgebaut werden, benötigt also eine gewisse Zeit. Diese Zeit ist im wesentlichen durch die Wanderungsdauer der Ionen vom Erzeugungsort bis in die Kathodennähe bestimmt. Die Verwendung von Helium oder sogar Wasser-

³⁾ Vgl. E. Friedländer, Arch. Elektrotechn. 16 (1926), S. 273.
⁴⁾ J. Franklin Inst. 211 (1931), S. 751.

dem geht der Spannungsanstieg trotz gleichem Ladestrom (Kurve *d*) schneller vor sich, so daß sich die statische (*b*) und die dynamische (*d*) Kennlinie schneiden können. Die Entladung brennt dann als Gleichstromentladung mit dem Betriebspunkt *A* weiter.

Aus dieser Betrachtung kann die Folgerung gezogen werden, daß unter sonst gleichen Umständen die höchste erreichbare Kippfrequenz durch die Schnelligkeit des Wiederanstiegs der Kondensatorspannung begrenzt ist, d. h. also durch die Zahl der am Ende der Entladung vorhandenen Rest-Ionen und durch die Schnelligkeit, mit der sie abgeführt werden.

Damit ist die Kippschaltung mit Thyatron in ihren Eigenschaften hinreichend gekennzeichnet, aber auch zugleich ihr Hauptnachteil erklärt, der in der Natur der im Thyatron benutzten Ladungsträger begründet ist; denn die Zeit zum Aufbau der Gasentladung, insbesondere aber die „Freiwerde“-Zeit, die die Strecke Anode—Kathode des Thyatrons zur Gewinnung ihrer Sperrfähigkeit benötigt, verhindert eine beliebige Steigerung der erreichbaren höchsten Kippfrequenz.

Die mit Thyatronkippperäten normalerweise erreichbaren höchsten Kippfrequenzen liegen bei 100 bis 200 kHz. Es hat nicht an Versuchen gefehlt, diese Grenze insbesondere durch Verkürzung der schädlichen Zeiten, der Aufbauzeit und der Freiwerdezeit, hinaufzusetzen. So konnte Pieplow⁶⁾ eine höchste Kippfrequenz von 1 MHz dadurch erreichen, daß er die Entladung des Thyatrons steuerte.

Er ging dabei von dem Gedanken aus, daß sich eine schnellere Entionisierung des Thyatrons nach Beendigung der Entladung herbeiführen läßt, wenn an Stelle der konstanten Gittervorspannung, wie in Bild 5, eine Gitterspannung verwendet wird, die am Ende der Entladung und am Anfang der Aufladung hohe negative Werte annimmt. Die verwendete Schaltung zeigt Bild 7. Nach der Zündung von *E* steigt die negative Gittervorspannung entsprechend der Kondensatorentladung fast auf die volle Netzspannung an, so daß der brennende Bogen

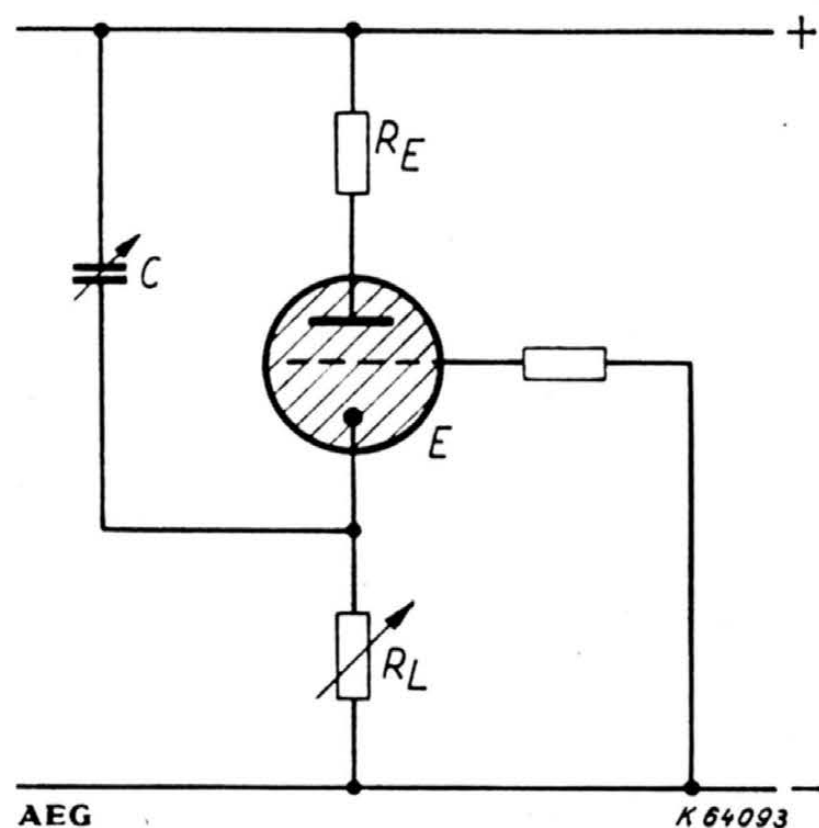


Bild 7. Gesteuerter Kippgenerator mit Thyatron nach Pieplow.

durch die im Gitterloch zusammenfließenden Raumladungsschichten unterdrückt wird. Der Entladestrom springt auf Null. In diesem Fall tritt also wie bei der Glimmröhre ein horizontales Stück in der Schleife auf (Sprung von *D* nach *E* in Bild 3).

Das Oszillogramm Bild 8 beweist die Brauchbarkeit dieses gesteuerten Kippschwingbetriebes. Trotzdem

hat diese Schaltung keine Anwendung in der Praxis gefunden. Dies liegt wohl vor allem darin, daß infolge der auftretenden Gitterströme des Thyatrons eine ungünstige Beeinflussung der Linearität des Spannungsanstiegs auftritt, die erst wieder durch eine besondere Gegenkopplung auf ein Gitter der Laderöhre beseitigt werden mußte.



Bild 8. Oszillogramm einer Senderspannung. Meßfrequenz $f_M = 2$ MHz, Kippfrequenz $f_K = 1$ MHz (Pieplow).

3. Kippschaltung mit Elektronenröhren.

Wie wir sahen, war die höchste erreichbare Kippfrequenz bei der Kippschaltung mit Thyatron durch die Natur der hierbei verwendeten Ladungsträger, der masse- und damit trägheitsbehafteten Ionen, bedingt. Werden ausschließlich Elektronen als Ladungsträger verwendet, so können Erscheinungen, wie sie beim Thyatron auf die wesentlich geringere Beweglichkeit der Ionen zurückzuführen sind, erst bei wesentlich höheren Frequenzen eine Rolle spielen. Nun ist aber ein einfacher Ersatz des Thyatrons der Schaltung nach Bild 5 durch eine Elektronenröhre nicht möglich, da diese eine andersartige Strom-Spannungs-Charakteristik hat. Beim Thyatron ist die für die Schwingungserzeugung erforderliche S-förmige Charakteristik von Natur aus vorhanden; bei der Elektronenröhre muß sie dagegen erst künstlich geschaffen werden. Das bedeutet einen zusätzlichen Aufwand in der Form eines besonderen Steuermechanismus, und dieser Steuermechanismus hat selbstverständlich endliche Eigenzeiten. Wenn es gelingen soll, höhere Kippfrequenzen als mit dem Thyatron-Kippgerät zu erreichen, muß die Summe dieser Eigenzeiten des Steuerkreises, betrachtet über eine ganze Kipp-Periode, bei gleichen Entladeströmen kleiner sein als die Summe aus Aufbauzeit und Freiwerdezeit bei der Thyatron-Anordnung. Es wird im folgenden gezeigt werden, mit welchen Mitteln diese Zeiten klein gemacht werden können, so daß Kippfrequenzen erreicht werden, die ganz erheblich über der höchsten mit Thyatron erreichten Kippfrequenz von 1 MHz liegen.

Für die Erzeugung sägezahnförmiger Spannungen hat sich von allen möglichen Anordnungen mit Elektronenröhren der sogenannte Multivibrator am besten bewährt, der von Abraham und Bloch⁷⁾ angegeben wurde und dessen erste Anwendung zur Erzeugung von Ablenkspannungen wohl von Brenzinger⁸⁾ stammt. Die mit der Zeit daraus entwickelte Grundschaltung zeigt Bild 9.

Der eigentliche Kippkreis ist unverändert, obgleich hier der im Entladekreis liegende Entladewider-

⁷⁾ Ann. Phys., Paris 12 (1919) S. 237.

⁸⁾ Institut für physiologische Grundlagen der Medizin (vermutlich M. Brenzinger): Brit. Pat. 302585 vom 17. 12. 1927/15. 12. 1928.

stand R_E nicht mehr die Aufgabe der Strombegrenzung wie bei der Thyatronschaltung hat. Die an diesem Widerstand während der Stromführungszeiten der Entladeröhre infolge des Entladestromes von C auftretenden negativen Impulse dienen dazu, über den Koppelkondensator C_K und den Gitterwiderstand R_G die Steuerröhre S zu sperren. Infolge der Sperrung ist das Anodenpotential von S und damit das Gitterpotential von E hoch. Auf diese Weise wird der durch E fließende Strom noch weiter vergrößert. Ist umgekehrt die Entladung von C beendet, so tritt an R_E ein positiver Impuls auf, der jetzt die Steuerröhre S freigibt und infolge des hierdurch bewirkten, an dem Anodenwiderstand R_A auftretenden Spannungsabfalles die Entladeröhre E erst recht sperrt und auch gesperrt hält, selbst wenn die Anodenspannung mit Aufladung des Kippkondensators C wieder zunimmt, was eine Absenkung des Kathodenpotentials von E zur Folge hat⁴⁾. Inwieweit sich der Ablauf des Kippvorganges beim Multivibrator von dem der Thyatron-Kippschaltung unterscheidet, sei an Hand von Bild 3 erläutert. Hierbei ergeben sich nämlich die charakteristischen Unterschiede beider Kippschwingungserzeuger am anschaulichsten.

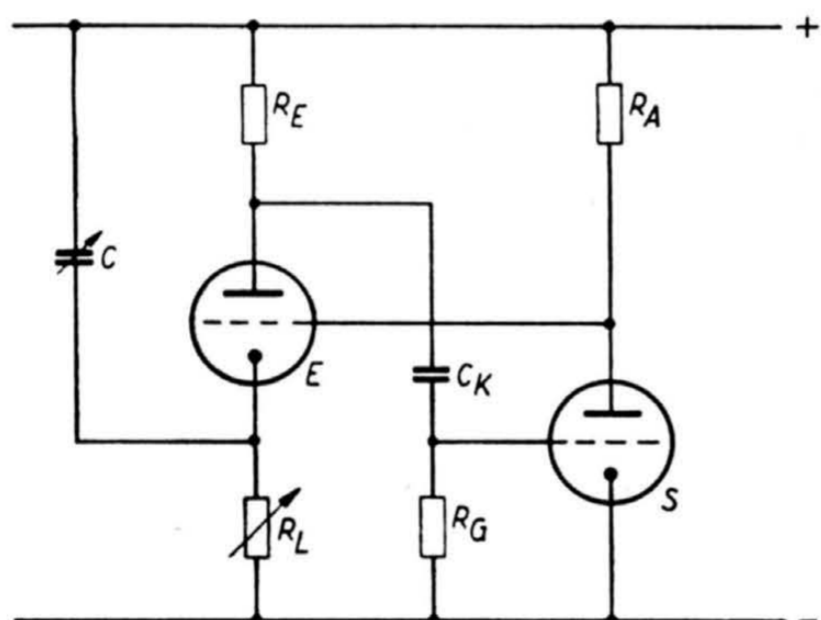
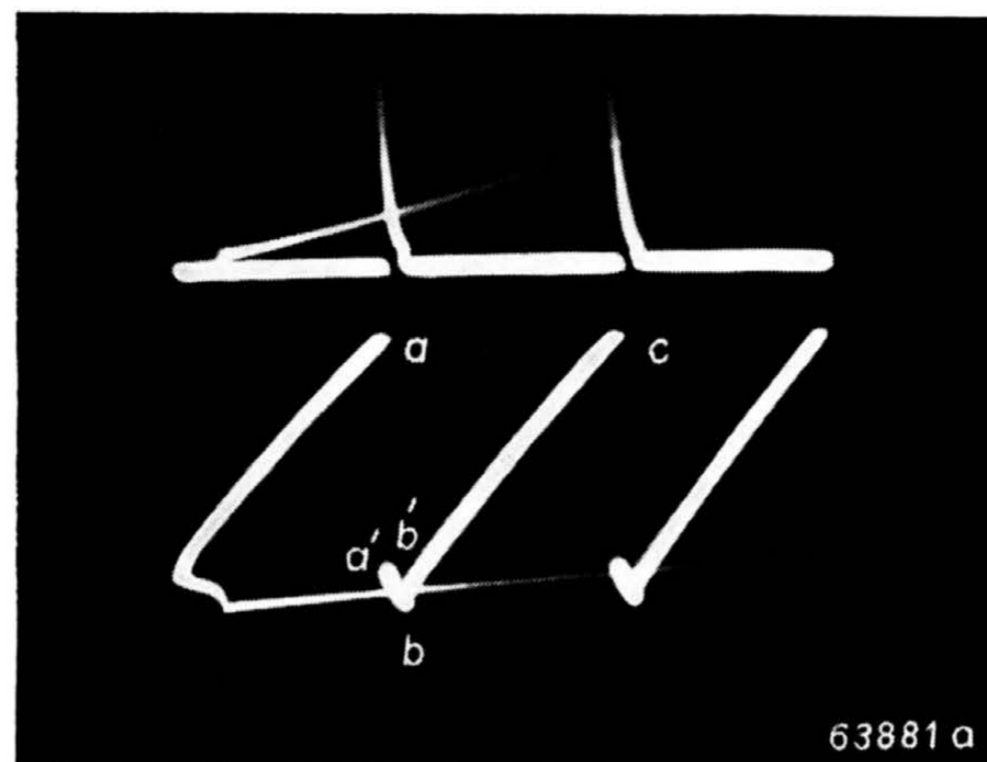


Bild 9. Grundsaltung des Multivibrators zur Erzeugung sägezahnförmiger Spannungen.

Der linke Ast der Stromspannungs-Kennlinie wird beim Multivibrator bis zu dem Punkt, in dem das Thyatron zündet, in ganz gleicher Weise durchlaufen; denn es gibt hier ebenfalls einen bestimmten Punkt A, in dem die Entladeröhre E anfängt, Strom zu führen. Bis zu diesem Punkt erstreckt sich der Aufladungsvorgang des Kippkondensators; dieser Teil der Kennlinie entspricht also der Hinlaufzeit. Die Zeit, mit der die Strecke EA durchlaufen wird, ist daher durch die Größe des Kippkondensators C und sämtlicher ihm parallel geschalteten schädlichen Kapazitäten sowie durch die Größe des Ladewiderstandes R_L bzw. durch die Höhe des Stromes bestimmt, der die an seiner Stelle befindliche Laderöhre durchfließt.

Das Thyatron benötigte nach Erreichen des Punktes A eine gewisse Zeit, um die Entladung aufzubauen. Bei der Elektronenröhre, die nur Elektronen als Ladungsträger verwendet, treten gleichartige Vorgänge nicht auf. Vergleichbar mit den angegebenen Erscheinungen wären vielleicht Laufzeitvorgänge, deren Zeiten jedoch, bezogen auf die Zeiten bei den in Frage kommenden Kippfrequenzen, um Größenordnungen tiefer liegen und daher außer acht gelassen werden können. Die Schaltzeiten bei Anordnungen mit Elektronenröhren sind im Gegensatz zum Thyatron-Kippgerät praktisch ausschließlich durch Vorgänge im äußeren Kreis bestimmt. Das Einsetzen des Stromes in der Entladeröhre E geht nämlich auf folgende Weise vor sich:

An der Entladeröhre E ändern sich während des Aufladevorganges von C (Durchlaufen der Strecke EA) sowohl die Anoden- als auch die Gitterspannung stetig, und zwar in entgegengesetzter Richtung; die Anodenspannung wird immer größer und die Gitterspannung immer weniger negativ. Dies geschieht



a = Ende der Aufladung (Beginn der ersten Umschaltung),
 a' = Erste Umschaltung,
 a'b = Entladung von C,
 b = Ende der Entladung (Beginn der zweiten Umschaltung),
 b' = Zweite Umschaltung,
 b'c = Aufladung von C.

Bild 10. Verlauf der Spannungen zwischen Anode und Kathode der Entladeröhre E (unten) und an dem Entladewiderstand R_E (oben). $f_K \approx 1000 \text{ Hz}$; $U_B = 275 \text{ V}$.

so lange, bis die Entladeröhre schließlich anfängt, einen zunächst noch kleinen Strom zu führen. Wie schon weiter oben erläutert, bewirkt der infolgedessen an R_E auftretende Spannungsabfall nach Verdrehung seiner Phasenlage im Steuerkreis eine zusätzliche Erhöhung der Gitterspannung von E . Hierdurch wird der Entladestrom weiter vergrößert, usw.; die Anordnung kippt auf einen anderen stabilen Betriebspunkt, in dem jetzt die Entladeröhre E Strom führt und die Steuerröhre S gesperrt ist. Bei der Anordnung mit Elektronenröhren könnte man also auch von einem Aufbau der Entladung sprechen, nur daß hier im Gegensatz zu der An-

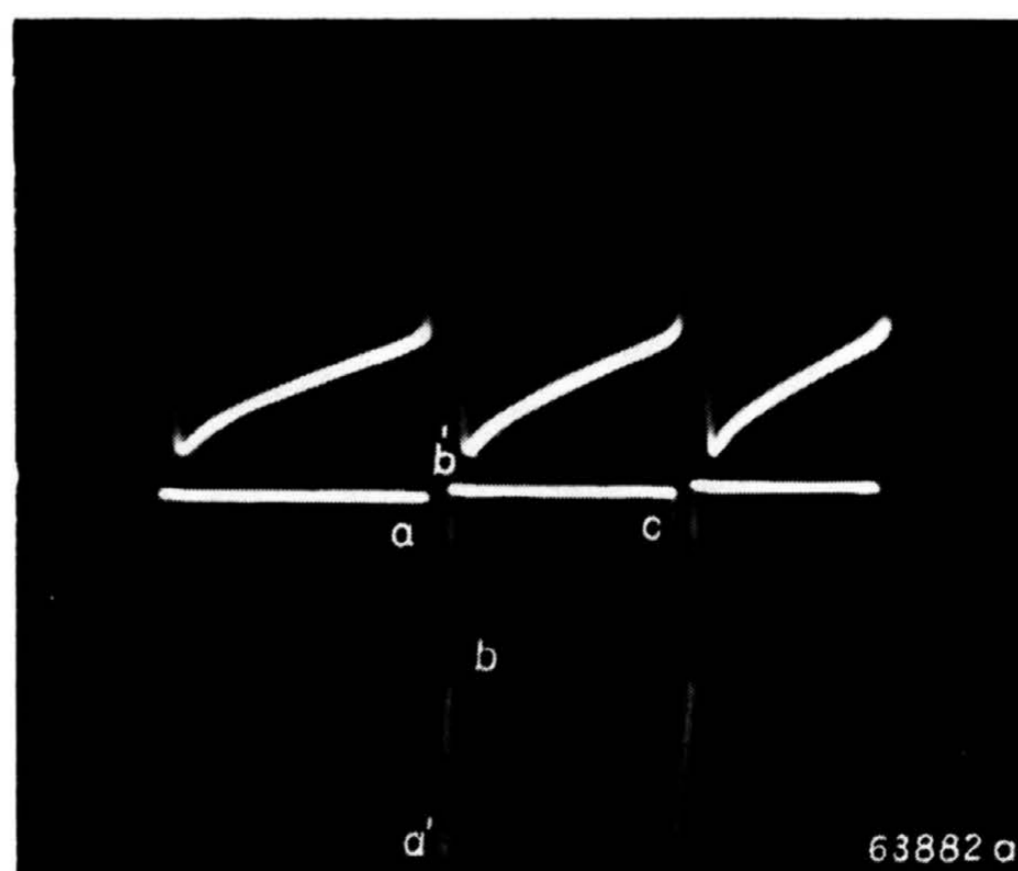


Bild 11. Verlauf der Anodenspannung (oben) und der Gitterspannung an der Steuerröhre S. $U_B = 550 \text{ V}$.

ordnung mit Thyatron die Aufbauzeit von der Schnelligkeit abhängt, mit welcher der an der Anode von E auftretende Impuls über den Steuerkreis dem Gitter von E wieder zugeführt wird.

Die Entladung des Kippkondensators C beginnt in dem Augenblick, in dem der durch die Entlade-

röhre E fließende Strom größer als der Ladestrom wird. Bei niedrigen Frequenzen tritt der volle Strom schlagartig auf; in gleichem Maße bricht die Spannung an E zusammen ($a a'$ in Bild 10). Die Spannungsverhältnisse an der Steuerröhre S während dieser Zeit gehen aus Bild 11 hervor. Dieses Oszillogramm wurde, um die Spannungsänderungen deutlicher zu machen, mit einer gegenüber Bild 10 erhöhten Betriebsspannung U_B aufgenommen.

Kann die Umschaltzeit im Verhältnis zur gesamten Kipp-Periode nicht mehr vernachlässigt werden, so tritt auch hier bereits während der Umschaltung eine merkliche Entladung von C ein; diesem Vorgang entspricht ein Treffen des rechten Astes der Strom-Spannungs-Kennlinie unterhalb von B (Bild 3). Der Höchstwert des Entladestromes wird hierdurch verringert und die Entladungszeit verlängert.

Der Entladung der Kippkapazität entspricht eine Bewegung auf dem rechten Ast der Stromspannungs-Kennlinie von B nach D . Die Geschwindigkeit, mit der diese Bewegung erfolgt, ist bestimmt durch die Größe der Kippkapazität und durch den Strom, mit dem sie entladen wird. Dieser Strom ist nicht gleich dem Strom der Entladeröhre, sondern gleich der Differenz aus diesem Entladestrom und dem während der Entladung fließenden Ladestrom. Die Bewegung längs der Strom-Spannungs-Kennlinie läßt ferner erkennen, daß der Entladestrom während des Entladevorganges, d. h. mit der Entladegeschwindigkeit, abnimmt (vgl. Bild 10, oben). Wird also der Ladestrom — bei gleichbleibenden sonstigen Verhältnissen — vergrößert, so muß aus diesen beiden Gründen der Differenzstrom in noch stärkerem Maße abnehmen und schließlich so klein werden, daß die Anordnung nicht mehr kippt (vgl. Bild 25). In gleichem Maße, wie der Differenzstrom abnimmt, nimmt die Rücklaufzeit natürlich zu.

Bei Erreichen des Punktes D ist der Entladestrom von E so weit gesunken, daß sich die Abnahme des Spannungsabfalles an R_E und die gegenläufige Bewegung der gleichzeitig stattfindenden Entladung des Koppelkondensators C_K schneiden. Danach muß C_K wieder aufgeladen werden, d. h. die Stromrichtung an dem Gitterwiderstand R_G kehrt sich um und leitet so die Freigabe der Steuerröhre S und die Sperrung der Entladeröhre E ein. Während also bei der Kippschaltung mit Thyatron nach Beendigung der Entladung die verhältnismäßig lange Freiwerdzeit abgewartet werden muß, tritt beim Multivibrator hier der gleiche Vorgang, jedoch in umgekehrter Richtung wie zu Beginn der Entladung auf.

Beim Thyatron-Kippgerät sind, abgesehen vom eigentlichen Rücklauf, die Aufbauzeit der Entladung und die Freiwerdzeit als schädliche Zeiten vorhanden. Bei der Anordnung mit Elektronenröhren sind dagegen zwei Umschaltzeiten vorhanden. Wir werden im folgenden sehen, daß dieser Unterschied entscheidend ist; denn es ist in gewissem Umfang möglich, die Umschaltzeiten durch äußere Mittel klein zu machen.

C. Maßnahmen zur Erzielung hoher Kippfrequenzen.

Um hohe Kippfrequenzen zu erzielen, sind daher die einzelnen Zeiten des Kippvorganges möglichst klein zu machen. Es sind dies: 1. die Auflade- oder Hinlaufzeit, denn sie bestimmt allein die Zeitdehnung des Meßvorganges, und 2. die schädlichen Zeiten: Rücklaufzeit und Umschaltzeiten.

1. Verringerung der Hinlaufzeit.

a) durch Verringerung der Kippkapazität.

Eine kleine Hinlaufzeit wird zunächst durch Verringerung der Kippkapazität C erreicht. Eine für die Ablenkung des Strahles ausreichende Amplitude der erzeugten Kippschwingung sei bei dieser und allen folgenden Betrachtungen stillschweigend vorausgesetzt⁹⁾. Es ist ohne weiteres einleuchtend, daß andererseits die Kippkapazität nicht beliebig klein sein kann, denn die Kapazität Null kann weder aufgeladen noch entladen werden. Die Kippfrequenz ist dabei zwar unendlich groß, die Kippamplitude aber Null, ganz abgesehen davon, daß aus praktischen Gründen die Kapazität der Zuleitungen zu den Zeitplatten, die Kapazität der Platten selbst usw. nicht unendlich klein gemacht werden können. Für jeden Fall wird sich also ein günstiger Kleinstwert der Kippkapazität ergeben, und zwar aus folgenden Überlegungen:

Der Steuerkreis soll, wie aus den oben gegebenen Erläuterungen hervorgeht, die an der Anode der Entladeröhre E auftretenden Impulse umgekehrt dem Gitter der gleichen Röhre wieder zuführen. Erst wenn der an der Anode von E auftretende Impuls am Gitter von E erscheint, wird diese Röhre vollständig gesperrt oder geöffnet. Diese Umschaltung benötigt aber infolge der unvermeidlichen schädlichen Kapazitäten im Steuerkreis eine endliche Zeit. Während der Umschaltzeit nimmt der Strom der Entladeröhre E langsam zu. Es dauert also eine gewisse Zeit, bis der Höchstwert erreicht wird, so daß der Kippkondensator C zunächst langsam und dann immer schneller entladen wird. Ist C klein, so sinkt die Spannung an C bereits während dieser Zeit, der Impuls wird kleiner usw. Umgekehrt treten die gleichen Erscheinungen bei der Zurückschaltung auf. Der ganze Vorgang wird auf diese Weise verschliffen. Vor allen Dingen nimmt die Kippamplitude ab, insbesondere dann, wenn die Kippfrequenz in die Größenordnung der Umschaltzeit kommt. Als wichtigste Regel ist daraus abzuleiten: Die schädliche Kapazität im Steuerkreis ist so klein wie nur irgend möglich zu machen.

Die Größe der Kippkapazität spielt dagegen eine untergeordnete Rolle. Ihr günstigster Wert hängt von der verwendeten Entladeröhre, der Größe des Entladewiderstandes R_E und der Höhe des Ladestromes sowie von der Bemessung des Steuerkreises ab, ist also für jede Schaltung verschieden und kann durch Veränderung der verschiedenen Einstellmöglichkeiten leicht gefunden werden; er ist vor allen Dingen nicht irgendwie kritisch.

b) Verringerung der Hinlaufzeit durch Vergrößerung des Ladestromes.

Die Hinlaufzeit kann außer durch Verkleinern der Kippkapazität durch Verändern des Ladewiderstandes R_L beeinflußt werden. Um einen möglichst linearen Spannungsanstieg zu erhalten, wird R_L meist durch eine Pentode ersetzt, die als Laderöhre den Ladestrom des Kippkondensators trotz der mit

⁹⁾ Die Angabe der höchsten erreichbaren Kippfrequenz allein läßt, insbesondere im Hinblick auf eine kritische Betrachtung der mit einem Kippgerät möglichen Untersuchung hoher Meßfrequenzen, keinen eindeutigen Schluß über das Zeitaufklärungsvermögen des Kippgerätes zu. Dies ist nur möglich, wenn das Produkt aus höchster Kippfrequenz und zugehöriger Amplitude angegeben wird. Aus Gründen der Übersichtlichkeit, und da die Amplitude auch von dem Grad der Synchronisierung abhängig ist, wurde in der vorliegenden Arbeit als Kriterium trotzdem ausschließlich die Kippfrequenz unter der oben angegebenen Voraussetzung benutzt.

der Aufladung sich ändernden Anodenspannung konstant halten soll.

Der Ladestrom soll, wie vorausgesetzt, konstant sein. Nehmen wir ferner an, daß auch der Entladestrom konstant sei — eine Annahme, die zwar in der Praxis nur sehr angenähert erfüllt wird, die aber eine sehr anschauliche Betrachtung über den Einfluß

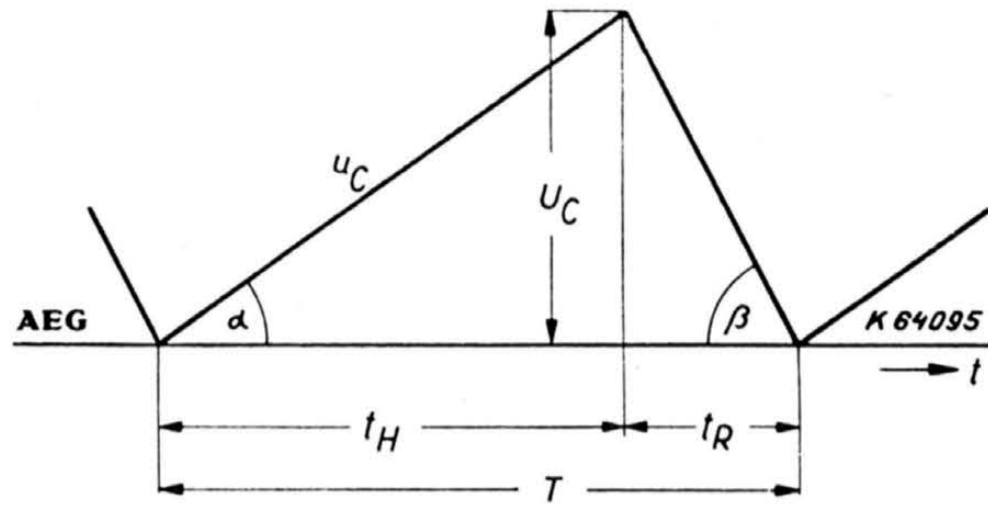


Bild 12. Verlauf der Kippspannung bei linearer Auf- und Entladung.

des Rücklaufs ermöglicht — so ergibt sich eine Spannungskurve ähnlich der in Bild 12. Es gilt dann

$$\text{tg } \alpha = \frac{U_C}{t_H} = \frac{J_L}{C} \quad \text{und} \quad (1)$$

$$\text{tg } \beta = \frac{U_C}{t_R} = \frac{J_E - J_L}{C}, \quad (2)$$

da für die Entladung des Kippkondensators C nur die Differenz aus dem Entladestrom J_E und dem Ladestrom J_L zur Verfügung steht. Daraus folgt, wenn zur Vereinfachung

$$U_C \cdot C = Q \quad (3)$$

gesetzt wird:

$$t_H = \frac{Q}{J_L} \quad \text{und} \quad (4)$$

$$t_R = \frac{Q}{(J_E - J_L)}. \quad (5)$$

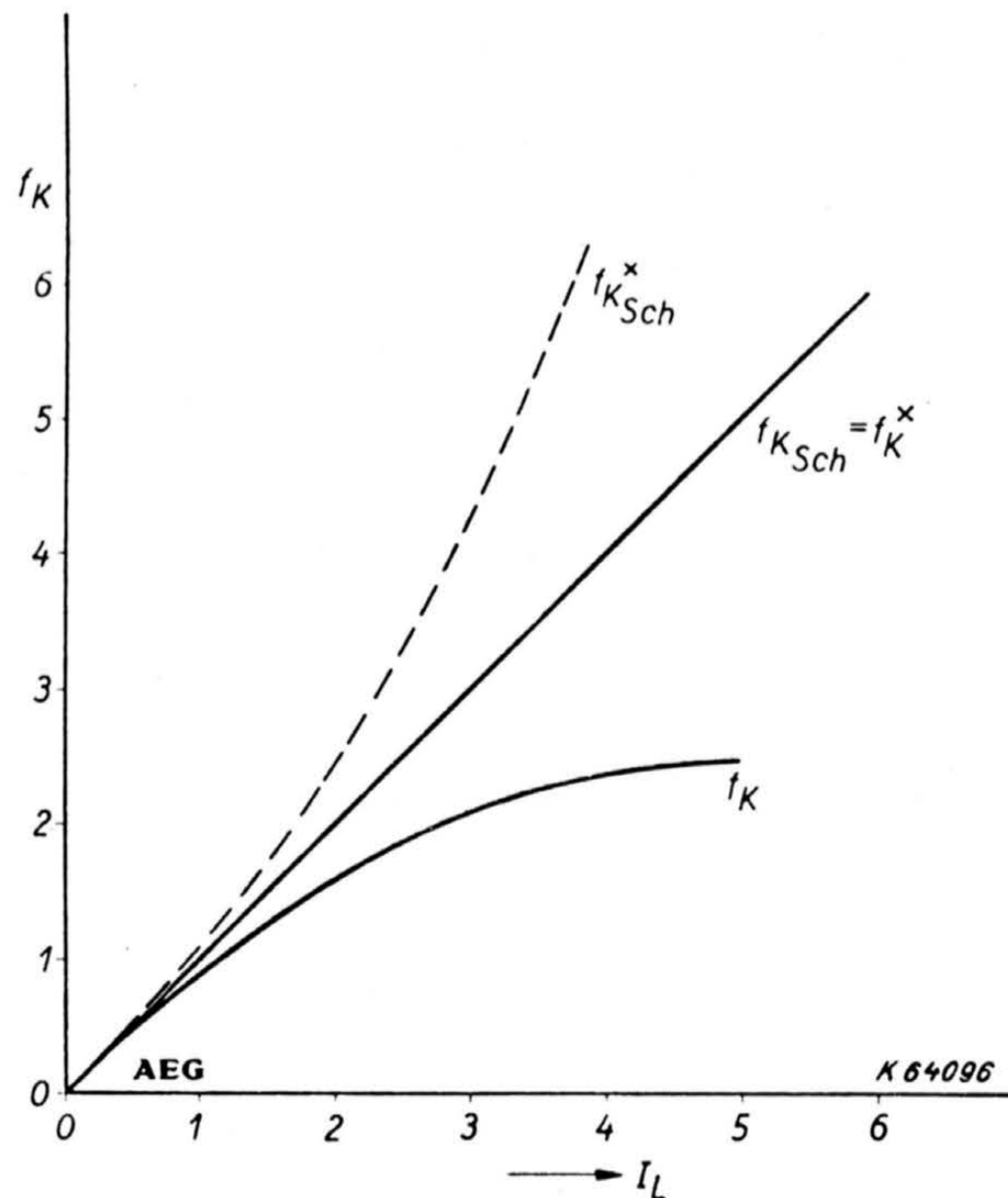


Bild 13. Rechnerischer Zusammenhang zwischen Kippfrequenz f_K und Ladestrom I_L bei linearer Auf- und Entladung.

Damit ergibt sich für die Gesamtperiode T :

$$T = t_H + t_R = Q \left(\frac{1}{J_L} + \frac{1}{J_E - J_L} \right) \quad (6)$$

und die Kippfrequenz f_k :

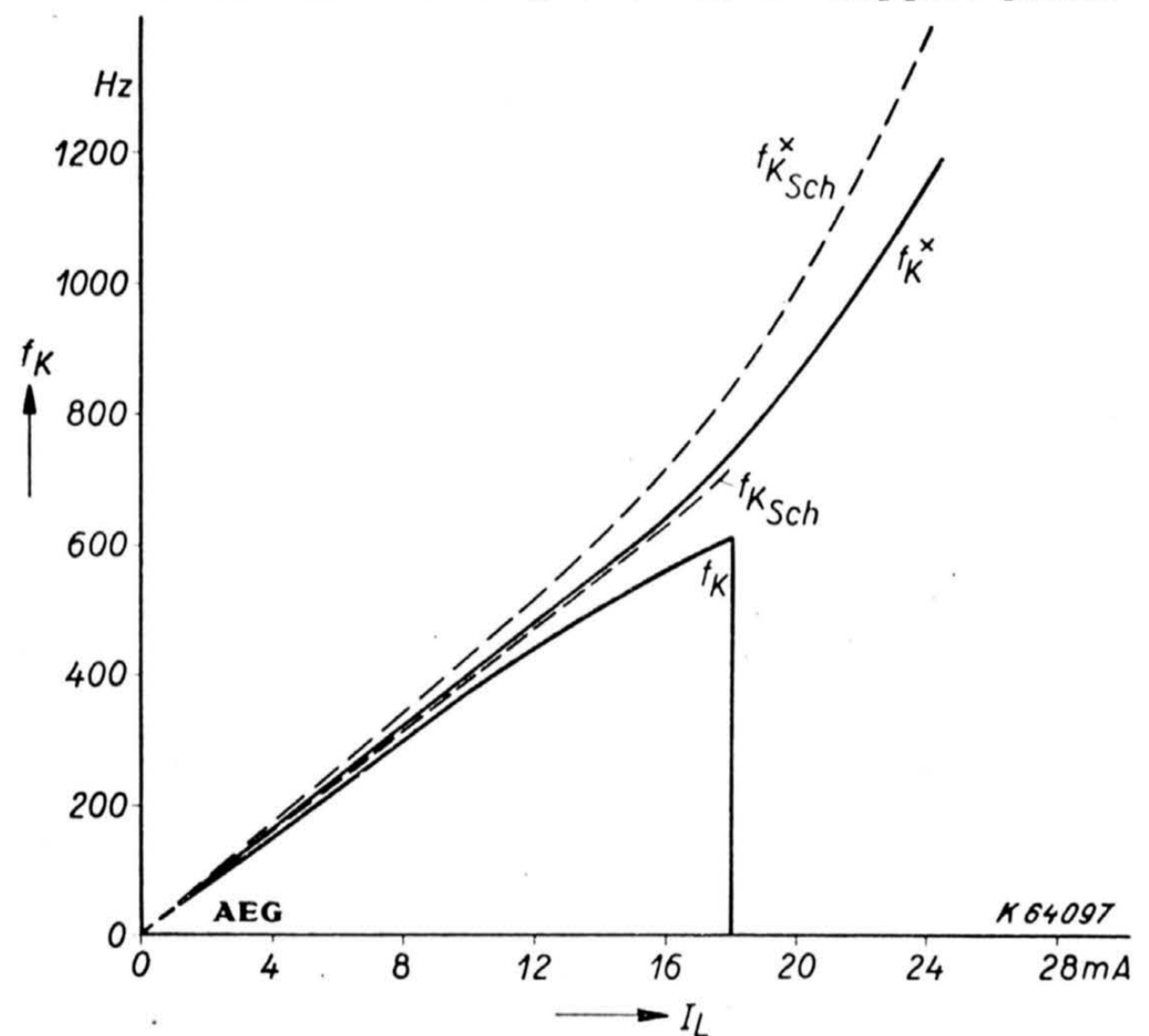
$$f_K = \frac{1}{T} = \frac{J_L}{Q J_E} (J_E - J_L). \quad (7)$$

Ist $J_E \gg J_L$, was bei sehr kleinem Rücklauf der Fall ist, so gilt

$$f_K = \frac{1}{Q} J_L. \quad (7a)$$

Wird der Rücklauf nicht mehr vernachlässigt, so wächst die Kippfrequenz nicht mehr verhältnismäßig mit dem Ladestrom, sondern erreicht für einen Strom von $J_L = \frac{J_E}{2}$ einen Höchstwert. Bei weiterer Vergrößerung von J_L nimmt die Kippfrequenz sogar ab! In der praktischen Ausführung nach Bild 9 hört die Anordnung dann auf zu kippen.

Bei Ablenkung des Elektronenstrahles mit der zu bestimmenden Kippfrequenz ist aus der Zahl der allein zum Hinlauf gehörenden Wellen einer bekannten Meßfrequenz leicht ein entsprechender Frequenzwert zu errechnen, den wir aus später zu erläuternden Gründen „scheinbare Kippfrequenz“



- f_K = Tatsächliche Kippfrequenz ohne Verriegelung der Laderöhre,
- f_{KSch} = Scheinbare Kippfrequenz ohne Verriegelung der Laderöhre,
- f_K^* = Tatsächliche Kippfrequenz mit Verriegelung der Laderöhre,
- f_{KSch}^* = Scheinbare Kippfrequenz mit Verriegelung der Laderöhre.

Bild 14. Zusammenhang zwischen Kippfrequenz f_K und dem durch eine Pentode konstant gehaltenen Ladestrom I_L bei einer Kippkapazität von $C = 0,1 \mu\text{F}$.

nennen wollen. Für die scheinbare Kippfrequenz f_{Ksch} gilt, da der Rücklauf außer acht gelassen wurde, die Gleichung (7a).

Diese errechneten Zusammenhänge zeigt Bild 13. Durch Messung ermittelte Kurven zeigen die Bilder 14 und 15, das eine Bild für eine große Kippkapazität und das andere für eine kleine. Es zeigt sich der erwartete Verlauf. In beiden Fällen wird jedoch bei weitem nicht die rechnerisch höchstmögliche Kippfrequenz erreicht; in Bild 14 hört die Anordnung bereits unter 20 mA auf, stabil zu kippen; in Bild 15 war dies etwa bei 24 mA der Fall. Dies ist darauf zurückzuführen, daß der Entladestrom nicht konstant bleibt und die Entladegeschwindigkeit stark abnimmt. Diese Tatsache steht der Erhöhung der Kippfrequenz durch Vergrößerung des Ladestromes besonders hinderlich entgegen.

Sollen hohe Kippfrequenzen erzeugt werden, so ist als Laderöhre eine möglichst ergiebige Pentode zu

verwenden, die außerdem infolge der erforderlichen großen Kippamplituden hoch belastbar sein muß, und zwar bei hohem Innenwiderstand, damit die Linearität der Zeitablenkung gewahrt bleibt. Daß die Anoden-Kathoden-Kapazität der Laderöhre die Kippkapazität vergrößert, ist klar; sie darf daher nicht zu groß sein. Die letzte Forderung ist aber aus den oben angegebenen Gründen nicht so kritisch. Zusammenfassend läßt sich sagen, daß die besten Ergebnisse mit sogenannten Breitbandverstärker-Pentoden erzielt werden.

Die Verringerung der Kippkapazität und die Vergrößerung des Ladestromes sind die einzigen Mittel, die Hinlaufzeit klein zu machen. Beide sind — wie gezeigt wurde — in ihrer Anwendbarkeit begrenzt, und zwar vor allem dadurch, daß die Entladung des Kippkondensators und die Umschaltung der Entladeröhre nicht schnell genug erfolgen. Diese Zeiten müssen daher erst recht klein gemacht werden.

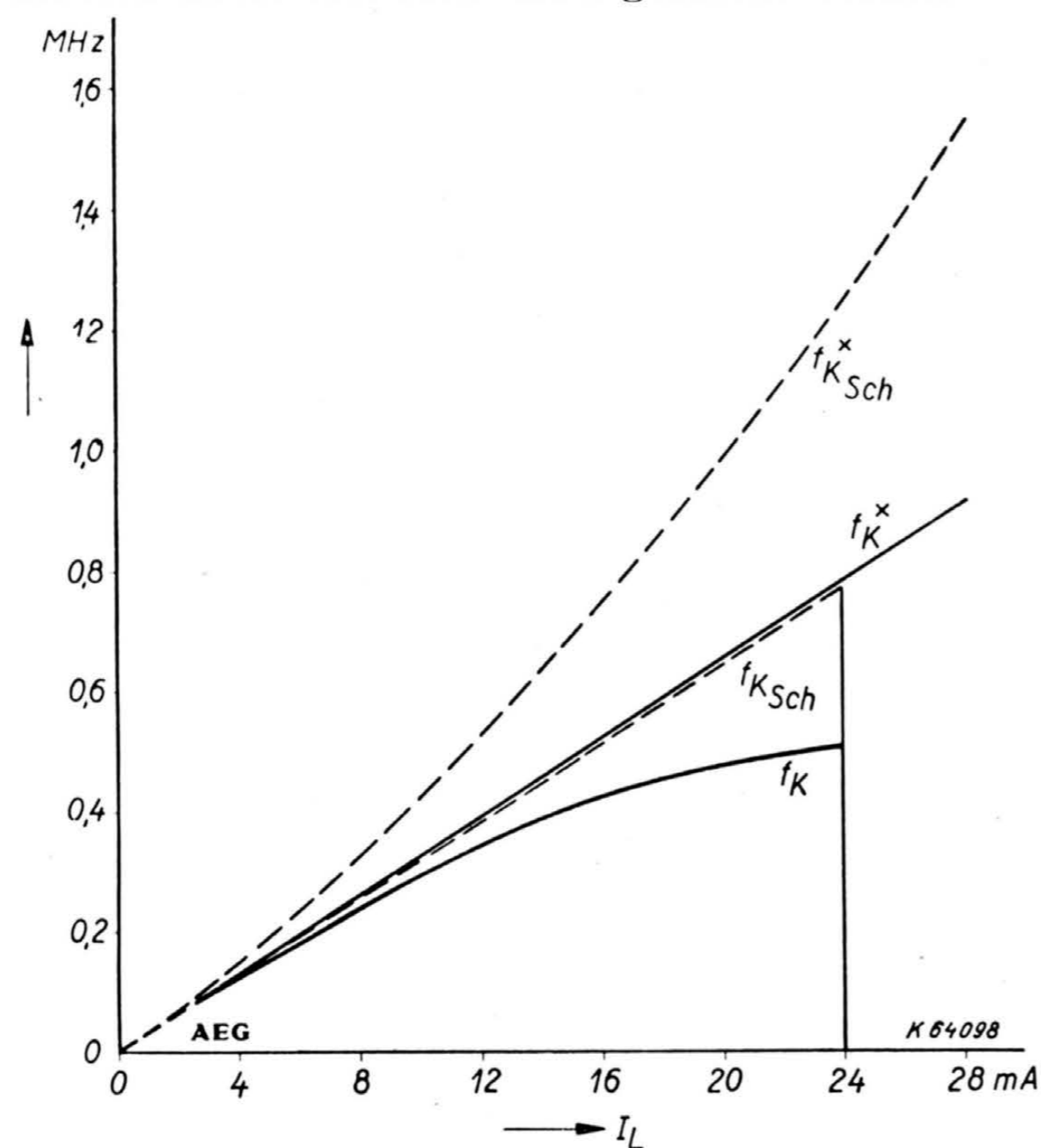


Bild 15. Zusammenhang zwischen Kippfrequenz und Ladestrom entspr. Bild 14, jedoch bei einer Kippkapazität von $C = 70$ pF.

2. Verringerung der Rücklaufzeit und ihres schädlichen Einflusses.

a) durch Wahl geeigneter Entladeröhren.

Die Wahl der Entladeröhre hat nach folgenden Gesichtspunkten zu erfolgen: Da der Kippkondensator möglichst schnell entladen werden soll, muß die Entladeröhre sehr ergiebig und hoch belastbar sein. Damit sie die Umschaltung sehr genau durchführt, ist eine große Steilheit erwünscht. Die Anoden-Kathoden-Kapazität geht nicht nur als schädliche Kapazität in die Kippkapazität ein, sondern ist noch darüber hinaus unerwünscht, da sie die Anstiegsgeschwindigkeit der Kondensatorspannung verringert, ohne einen Spannungsabfall am Entladewiderstand R_E hervorzurufen und dadurch einen Beitrag zum Steuerimpuls zu liefern; sie verlangsamt auf diese Weise sowohl den Hinlauf als auch den Rücklauf. Eine kleine Erdkapazität der Kathode ist auch erwünscht, aber nicht kritisch. Eine zu große Kapazität des Heizfadens, der üblicherweise mit 50-Hz-Heizstrom beschickt wird, kann dagegen aus anderen

Gründen unangenehm werden. Die Potentialschwankungen des Netzes können auf die in der Multivibratorschaltung fliegende Kathode über diese Kapazität übertragen werden, wenn die mit dieser in Reihe liegende Kapazität des Heizumspanners nicht sehr klein ist. Aus demselben Grunde ist eine Pentode in der üblichen Schaltung als Laderöhre unbrauchbar, da die im Takt des Kathodenpotentials gegen Erde schwankende Schirmgitterspannungserzeugung eine viel zu große Erdkapazität haben würde.

Gute Ergebnisse sind bei indirekt geheizten Trioden oder bei Pentoden mit gleitender Schirmgitterspannung zu erwarten. Sieht man einmal davon ab, daß die Pentode schon im Hinblick auf die Verstärkertechnik entwicklungsmäßig stärkere Beachtung gefunden hat und daher eine große Zahl sehr leistungsfähiger Typen zur Verfügung steht, so ist die Pentode insbesondere deshalb vorzuziehen, weil an ihr die Synchronisierung am besten durchgeführt werden kann (vgl. Abschnitt D). Bei der Auswahl der Röhren ist ferner darauf zu achten, daß die sogenannte Eingangskapazität, d. h. die Kapazität Gitter 1 — Kathode möglichst klein ist; denn während des Zusammenbruches der Anodenspannung der Steuerröhre S fließen über diese Kapazität Ver-

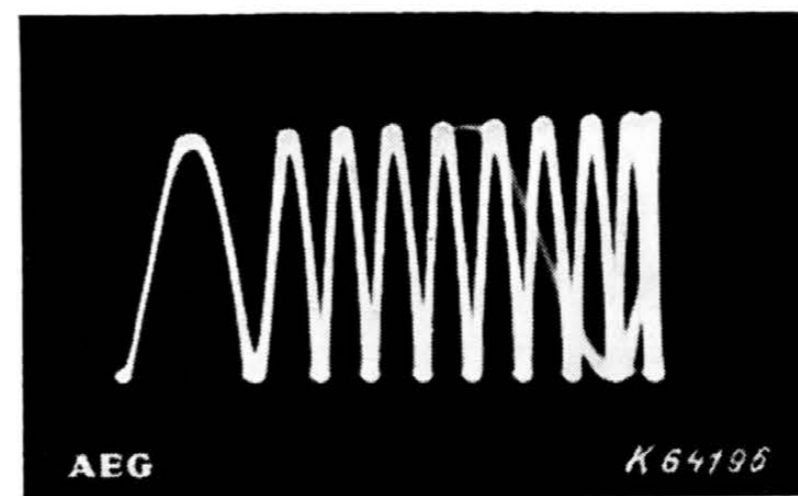


Bild 16. Unlinearität in einem Oszillogramm durch Verschiebungsströme über die Kapazität zwischen Gitter 1 und Kathode der Entladeröhre E . $f_M = 28,9$ MHz.

schiebungsströme, die bei hohen Kippfrequenzen, d. h. wenn die Umschaltzeiten in die Größenordnung der Hinlaufzeit kommen, eine mit wachsender Frequenz in immer stärker zunehmendem Maße in Erscheinung tretende Unlinearität zur Folge haben¹⁰⁾. Ein Beispiel für eine derartige unlineare Verzerrung durch Verschiebungsströme zeigt Bild 16.

b) Verringerung der Rücklaufzeit durch Dunkelsteuerung.

Bei niedrigen Frequenzen bereitet es im allgemeinen keine Schwierigkeiten, den Rücklauf im Verhältnis zum Hinlauf klein zu machen; denn man kann dabei mit kleinen Ladeströmen und kleinen Kippkapazitäten arbeiten. Bei höheren Frequenzen kann das Mittel der Verringerung der Kippkapazität nicht mehr angewendet werden, und man muß daher von der Möglichkeit, den Ladestrom zu vergrößern, um so mehr Gebrauch machen. Damit muß — wie schon erläutert — zwangsläufig der Rücklauf länger werden. Je länger aber der Anteil des Rücklaufs an der Gesamtperiode wird, desto störender tritt er in Erscheinung. Als Beispiel diene das Oszillogramm Bild 17. Von der Meßfrequenz $f_M = 43,5$ MHz sind insgesamt vier Wellen sichtbar; die Kippfrequenz betrug dabei also $f_K = 10,875$ MHz. Der Rücklauf einschließlich der Umschaltzeiten ist dabei genau so lang wie der Hinlauf.

¹⁰⁾ H. Lichtenberg, Hochfrequenztechn. 57 (1941) S. 84.

Das Oszillogramm Bild 18 zeigt eine Aufnahme bei gleicher Meß- und Kippfrequenz wie Bild 17. Der Unterschied zwischen beiden Aufnahmen ist ganz augenscheinlich. Die Unübersichtlichkeit des Oszillogrammes Bild 17, die durch den langen Rücklauf hervorgerufen wurde, ist dadurch beseitigt worden, daß der Elektronenstrahl während des Rücklaufs

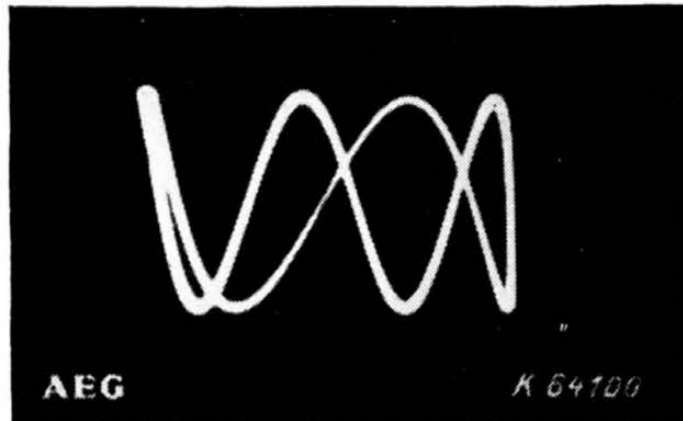


Bild 17. Oszillogramm einer Sender-spannung. Meßfrequenz $f_M = 43,5$ MHz; Kippfrequenz $f_K = \frac{1}{4} f_M = 10,875$ MHz.

dunkel gesteuert wurde. Es hat sich eingebürgert, in solchen Fällen von einer scheinbaren Kippfrequenz zu sprechen, wobei der Wert für f_{Ksch} durch Division der Meßfrequenz durch die Zahl der vom Hinlauf sichtbaren Wellen erhalten wird. Die scheinbare Kippfrequenz betrug daher in Bild 18: $f_{Ksch} = 21,75$ MHz.

Die Dunkelsteuerung des Elektronenstrahls erfolgt durch Senkung des Potentials an der Blende oder vorwiegend am Wehneltzylinder des Elektronenstrahlrohres während der Zeit, in der der Strahl unsichtbar werden soll. Soll also der Rücklauf dunkel gesteuert werden, um hierdurch eine einwandfreie Beobachtung des zu messenden Vorgangs zu ermöglichen, so muß während der Dauer des Rücklaufs dem Wehneltzylinder ein negativer Spannungsimpuls zugeführt werden. Ein solcher negativer Impuls tritt an dem Entladewiderstand R_E während der Stromführungszeiten der Entladeröhre E auf (vgl. Bild 10 oben). Durch eine kapazitive Ankopplung des Wehneltzylinders WZ an die Anode der Entladeröhre E (s. Bilder 9 und 31) wird so auf ein-

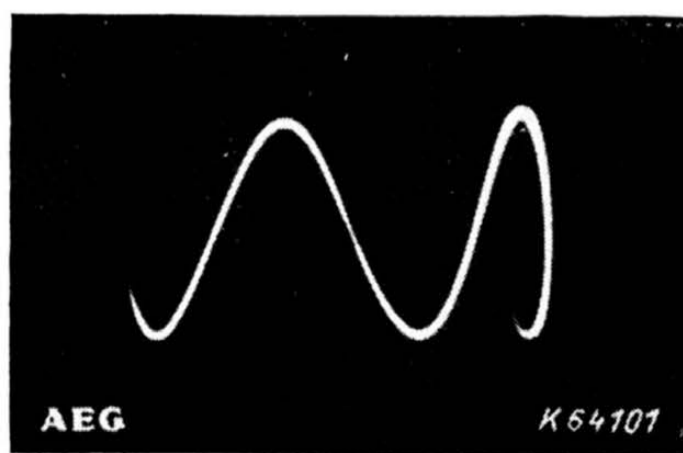


Bild 18. Oszillogramm wie Bild 17, jedoch mit dunkel gesteuertem Rücklauf. $f_{Ksch} = 21,75$ MHz. Belichtungsdauer 0,1 s, Spannungsanstiegs-Geschwindigkeit $\frac{du_c}{dt} = 5,22 \cdot 10^9$ V/s.

fachste Weise die gewünschte Rücklaufverdunklung erreicht.

Auf andere Möglichkeiten der Dunkelsteuerung sei in diesem Zusammenhang nicht näher eingegangen; es sei nur erwähnt, daß es auch vorteilhaft sein kann, den Hinlauf dunkel zu steuern¹¹⁾. Das hat zwar normalerweise keinen Sinn, erbringt jedoch im höchsten Frequenzbereich den Vorteil, daß man, wenn die Laderöhre z. B. aus Belastungsgründen

keine großen Ladeströme hergeben darf, infolge des steileren Spannungsanstiegs während der Entladung erheblich rascher verlaufende Vorgänge noch mit gleicher Dehnung in der Zeitachse betrachten kann. Trotz gleicher Kippfrequenz ist dann die Zeitdehnung größer, und zwar um so größer, je kleiner das Verhältnis von Rücklauf zu Hinlauf ist. Die Zeitachse ist hierbei nicht linear, kann auch nicht linear gemacht werden; aber für die Beobachtung ist die Unlinearität meist unbedenklich.

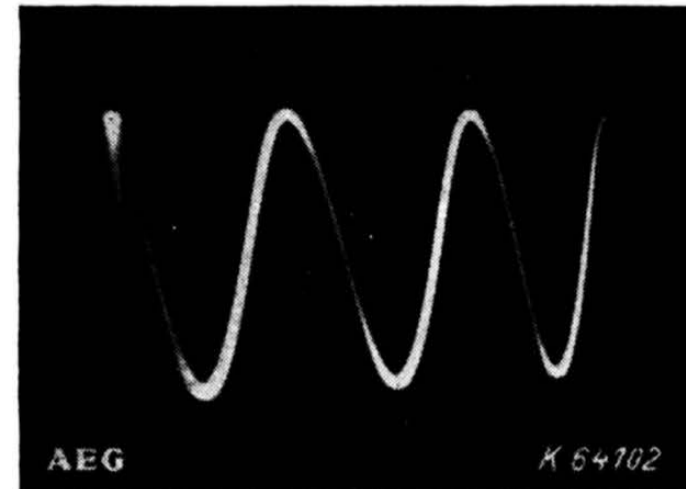


Bild 19. Helligkeitsmodulation durch Überlagerung der Meßfrequenz auf die Spannung des Wehnelt-Zylinders. $f_M = 17,5$ MHz.

Die beschriebene Art der Dunkelsteuerung durch Kopplung des Kippgerätes mit dem Wehneltzylinder bringt die Gefahr einer Helligkeitsmodulation mit sich, da im allgemeinen die Meßfrequenz zur Synchronisierung in den Gitterkreis der Steuerröhre eingeführt wird (s. Bilder 19 und 29). Durch Einschalten eines möglichst kapazitätsarmen Ventils, z. B. eines Sirutors, in die Ankopplungsleitung (s. Bild 31) kann dieser Helligkeitsbrumm weitgehend vermindert werden. Bild 20 zeigt die Verbesserung allein durch Einfügung eines Sirutors zwischen die Anode von E und den Ankopplungskondensator zum Wehneltzylinder. Eine weitere Verbesserung ergibt sich, wenn man die Synchronisierung an einer Stelle der Kippschaltung vornimmt, bei der die Übertragungsmöglichkeit der Meßfrequenz auf den Wehneltzylinder geringer ist, z. B. auf das Schirmgitter der Entladeröhre E (s. Schaltung Bild 28 und Oszillogramm Bild 30).

c) Verringerung der Rücklaufzeit durch Verriegelung der Laderöhre. Bei der Betrachtung über die zur Verfügung stehenden Mittel, die Hinlaufzeit klein zu machen, ist auch

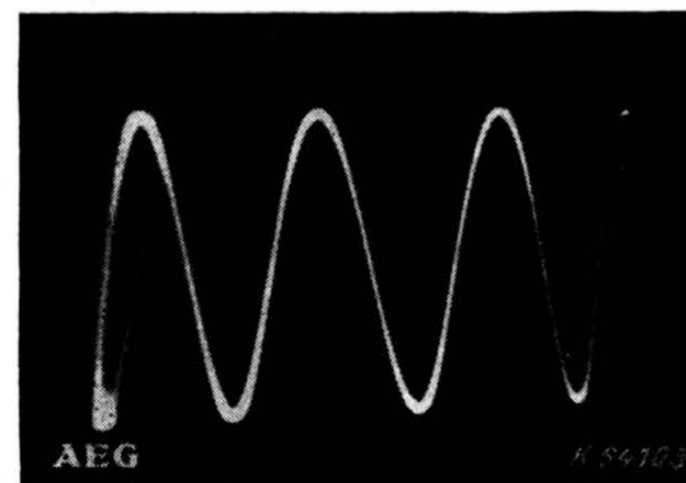


Bild 20. Oszillogramm wie Bild 19, jedoch mit Sirutor in der Ankopplungsleitung des Wehnelt-Zylinders.

die Frage der Vergrößerung des Ladestromes eingehend erörtert worden. Es ergab sich hierbei, daß der zulässige größte Wert des Ladestromes durch den Entladestrom maßgebend bestimmt wird, da für die Entladung des Kippkondensators nur die Differenz aus Entlade- und Ladestrom zur Verfügung steht. Die Lage ist also folgende:

¹¹⁾ K. J o h a n n s e n, Arch. Elektrotechn. 36 (1942) S. 1.

Für die Aufladung des Kippkondensators ist das Fließen eines Ladestromes unbedingt notwendig, und dieser Ladestrom muß um so größer sein, je höher die Kippfrequenz sein soll; andererseits verlängert dieser Ladestrom während der Entladung des Kippkondensators die Entladung nur unnötig, und zwar um so mehr, je größer er ist. Was liegt

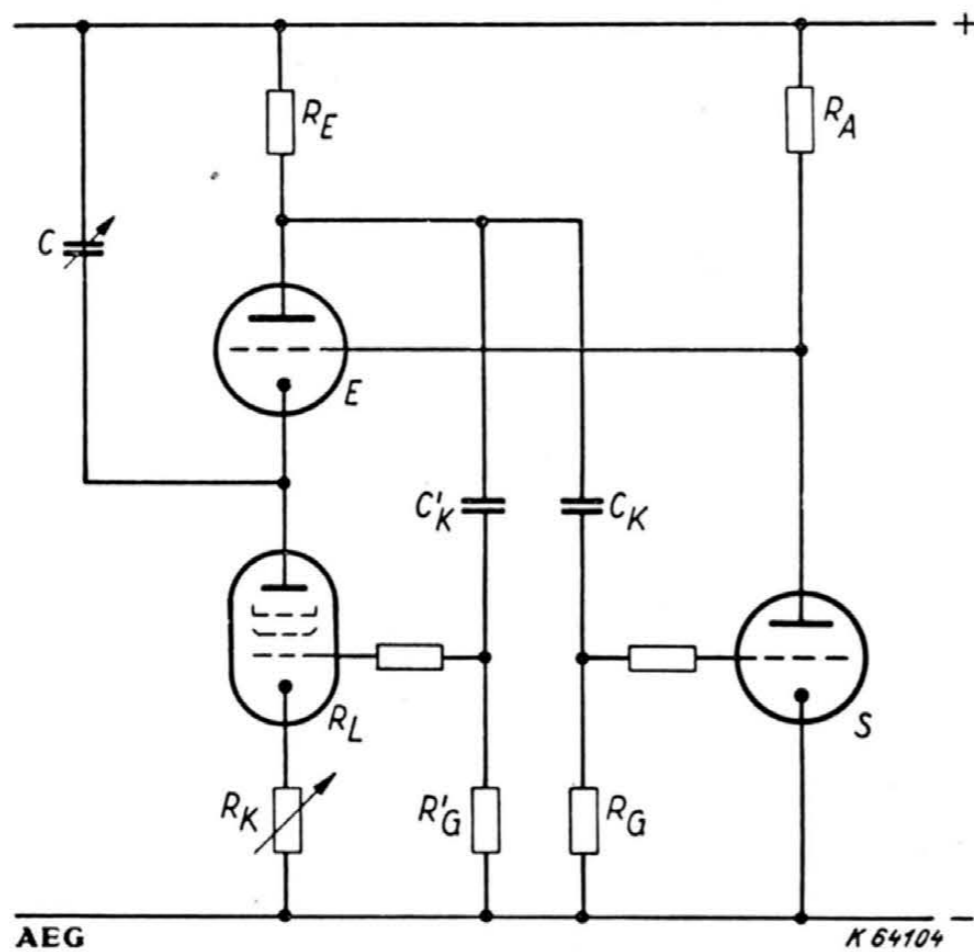


Bild 21. Multivibratorschaltung mit Verriegelung der Laderöhre während der Entladung des Kippkondensators C.

näher, als den Ladestrom während der Entladung zu unterdrücken?

Eine Überlegung über den Stromführungsrythmus der Steuerröhre S zeigt, daß diese Röhre — gerade um die Entladeröhre freigeben zu können — während der Entladung von C, d. h. während der Stromführungszeit der Entladeröhre E, nicht stromführend ist und umgekehrt (s. Abschnitt B 3). Eine Verriegelung der Laderöhre RL kann also, da sie ja die gleichen Stromführungszeiten wie die Steuerröhre haben soll, mit ähnlichen Mitteln vorgenommen werden, wie sie zur Sperrung der Steuerröhre S benutzt werden. Die einfachste Maßnahme ist die unmittelbare Verbindung der beiden Steuergitter der Röhren S und RL. Bessere Ergebnisse werden aber infolge der meist verschiedenen Charakteristiken der beiden Röhren mit einem zweiten Koppelkreis erzielt, der auch aus einem Koppelkondensator (CK') und einem Gitterwiderstand (RG') (Bild 21) besteht. Ihre Bemessung erfolgt entsprechend den Kenndaten der Laderöhre.

Zunächst wollen wir einmal rechnerisch die Verhältnisse betrachten, die sich ergeben, wenn während der Entladung des Kippkondensators nur der Entladestrom JE fließt. Nach Gleichung (6) ist die Periode der Kippspannung uC:

$$T = t_H + t_R = Q \left(\frac{1}{J_L} + \frac{1}{J_E - J_L} \right) \quad (6)$$

Fließt der Ladestrom JL nur während der Aufladung, so geht Gleichung (6) über in

$$T^* = t_H + t_{R^*} = Q \left(\frac{1}{J_L^*} + \frac{1}{J_E} \right) \quad (6^*)$$

Wir führen für den Ladestrom hier die Bezeichnung JL* ein. Dieser Wert ist während des Hinlaufs gleich dem JL in Gleichung (6). Der mit einem Drehspulstrommesser gemessene algebraische Mittelwert stimmt bei der Anordnung ohne Verriegelung mit dem JL der Gleichung (6) überein. Bei Verriegelung der Laderöhre wird jedoch ein entsprechend kleinerer

Mittelwert gemessen, und zwar mißt dann der Drehspulstrommesser folgenden Wert:

$$J_L = \frac{1}{\frac{1}{J_L^*} + \frac{1}{J_E}} \quad (8)$$

Bei einer Darstellung der Kippfrequenz in Abhängigkeit von dem einer einfachen Messung zugänglichen Wert JL ist daher JL* der Gleichung (6*) nach Gleichung (8) zu ersetzen.

Infolge der Verriegelung der Laderöhre wird der Rücklauf entsprechend Gleichung (6*) verkürzt und unabhängig vom Ladestrom, d. h. also konstant. Es ist dann für die Kippfrequenz fK*:

$$f_{K^*} = \frac{1}{Q} \frac{J_L^* \cdot J_E}{J_L^* + J_E} \quad (7^*)$$

Solange JE >> JL ist, d. h. bei zu vernachlässigender kleiner Rücklaufdauer tR, ergibt sich die gleiche Beziehung wie im Fall der Nichtverriegelung für die scheinbare Kippfrequenz fKsch (Gleichung 7a). Andererseits nähert sich die Kippfrequenz mit wachsendem Ladestrom JL* einem Grenzwert

$$f_{K^* \text{ grenz}} = \frac{1}{Q} J_E \quad (9)$$

Wird für den Fall der Verriegelung nur der Hinlauf in Betracht gezogen, so ist

$$T = Q \cdot \frac{1}{J_L^*} \quad (10)$$

und damit

$$f_{K^* \text{ sch}} = \frac{1}{Q} J_L^* \quad (7a^*)$$

Bezogen auf den zu messenden Wert JL gehen die Gleichungen (7*) und (7a*) aber über in

$$f_{K^*} = \frac{1}{Q} J_L \quad \text{und} \quad (11)$$

$$f_{K^* \text{ sch}} = \frac{J_E \cdot J_L}{Q (J_E - J_L)} \quad (12)$$

Die diesen beiden Gleichungen entsprechenden Kurven sind noch in das Bild 13 eingezeichnet worden. Die Kurven für die scheinbare Kippfrequenz ohne Verriegelung (fKsch) und für die tatsächliche Kippfrequenz mit Verriegelung (fK*) stimmen miteinander nach den angestellten Überlegungen überein. Die durch Messung ermittelten Kurven (Bilder 14 und 15) zeigen ebenfalls weitgehende Übereinstimmung. Die Abweichung von fK* nach höheren Werten ist vor allem durch die gleichzeitige Abnahme der Kippamplitude bedingt, was sich ebenfalls frequenzerhöhend auswirkt.

Die Kurven zeigen anschaulich, wie günstig sich die Sperrung der Laderöhre während der Entladezeit auf das Erreichen höherer Kippfrequenzen auswirkt. Neben der absoluten Steigerung der Kippfrequenz ist der Hauptvorteil der Verriegelung darin zu sehen, daß eine erhebliche und praktisch nur durch die Belastbarkeit der Laderöhre begrenzte Steigerung des zulässigen größten Ladestromes möglich wird, was eine weitere Vergrößerung der höchsten erreichbaren Kippfrequenz ermöglicht. Die bessere Ausnutzung der Belastungsmöglichkeit der Laderöhre ist eine weitere günstige Folge.

Die Oszillogramme der Bilder 22 und 23 zeigen die Spannung am Steuergitter der Laderöhre in Abhängigkeit von der Anodenspannung (das ist die

stoff als Füllgas von Thyratrons für Kippschaltungen ist daher vorteilhaft, da Helium- und Wasserstoffionen wegen ihrer geringeren Molekulargewichte eine geringere Trägheit haben.

Die Zeit zum Durchlaufen der Strecke *AB* ist durch diese Aufbauzeit gegeben. Kann diese Zeit, ver-

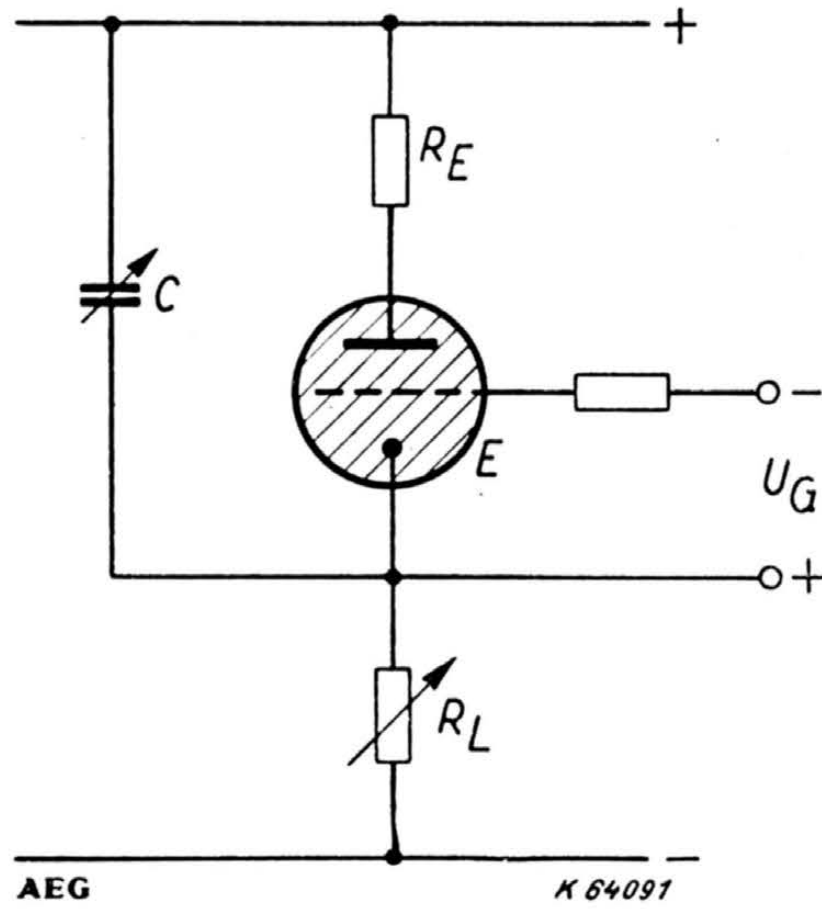


Bild 5. Kippschaltung zur Erzeugung von sägezahnförmigen Spannungen mit einem Thyatron.

glichen mit den übrigen Zeiten, nicht mehr vernachlässigt werden, so tritt bereits während der Aufbauzeit eine merkliche Entladung der Kippkapazität ein, d. h. die Stromspannungs-Kennlinie wird nicht in dem Punkt *B*, sondern in einem tiefer gelegenen Punkte getroffen. Eine spürbare Verringerung des Entladestromes ist eine weitere Folge⁵⁾.

Die Entladung der Kippkapazität bedeutet eine Bewegung auf dem rechten Ast der Stromspannungs-Kennlinie von *B* nach *D*. Die hierfür benötigte Zeit stellt die Rücklaufzeit dar. An dem Thyatron *E* und dem mit ihm in Reihe liegenden Widerstand *RE*, der zur Strombegrenzung dient, liegt eine Spannung, die in jedem Augenblick gleich der Kondensatorspannung ist. Der Entladestrom ist daher zuerst sehr groß, nimmt dann aber ab, und zwar so lange, bis Lade- und Entladestrom einander gleich werden. Voraussetzung für ein Erlöschen des Thyratrons ist, daß in dem Augenblick der Gleichheit von Lade- und Entladestrom die Anodenspannung so viel kleiner als die der jeweiligen Gitterspannung entsprechende statische Brennspannung ist, daß bei weiterem Sinken des Entladestromes das Wiederansteigen der Kondensatorspannung langsamer erfolgt als die zum Aufrechterhalten der Entladung notwendige Neuionisierung.

Aus dieser Betrachtung über den Mechanismus des Kippschwingvorganges mit Thyatron folgt als Grundbedingung für das Auftreten von Schwingungen, daß zu Beginn der Kondensatorentladung ein gewisser Ionenüberschuß im Thyatron entsteht, der so groß ist, daß die Anodenspannung unter die statische Brennspannung sinken kann, der aber auch klein genug ist oder schnell genug abfließt, daß der Bogen trotz wiederansteigender Anodenspannung erlischt. Der Widerstand *RE* spielt also offensichtlich eine wichtige Rolle: Ist *RE* zu klein, so werden im Anfang zu viel Ionen gebildet, die dann nicht schnell genug abfließen können; ist *RE* zu groß, so werden zu wenig Ionen

gebildet, und die Anodenspannung sinkt nicht tief genug unter die statische Brennspannung. Für jede Einstellung gibt es also einen günstigsten Wert. Die Verhältnisse lassen sich am besten an Hand von Bild 6 übersehen⁶⁾. Dort sind an Stelle einer Widerstandsgeraden eine Pentodenkennlinie und einige Brennspannungskurven schematisch dargestellt. Die Brennspannung *a* berührt gerade die Pentodenkennlinie. Der Berührungspunkt beider Kurven ergibt den für diese Anordnung kleinsten noch möglichen Strom. Wird versucht, diesen Strom durch weitere Absenkung der negativen Gitterspannung zu erniedrigen, so erlischt das Thyatron. Er stellt also den statischen Löschstrom dieser Schaltung dar. Die Brennspannungskurve *b* entspricht der am Thyatron festgestellten Gitterspannung nach Bild 5.

Für die dargestellten Verhältnisse ist der Ladestrom größer als der statische Löschstrom. Bei der Kondensatorentladung verläuft infolge des Ionenüberschusses die Brennspannung nicht nach Kurve *b*, sondern beispielsweise nach Kurve *c*. Die dynamische Brennspannung *c* liegt also am Ende der Entladung immer tiefer als die statische Brennspannung *b*; sie sinkt bis zum Schnittpunkt mit der Pentodenkennlinie und steigt dann wieder, da nun der Kondensator wieder aufgeladen wird. Ist der Kippkondensator groß genug, wie es für *c* der Fall sein soll, so erfolgt der Spannungsanstieg so langsam, daß das Thyatron weitgehend entionisiert wird und verlischt. Das Gitter erhält so seine Sperrfähigkeit wieder, auch wenn jetzt die

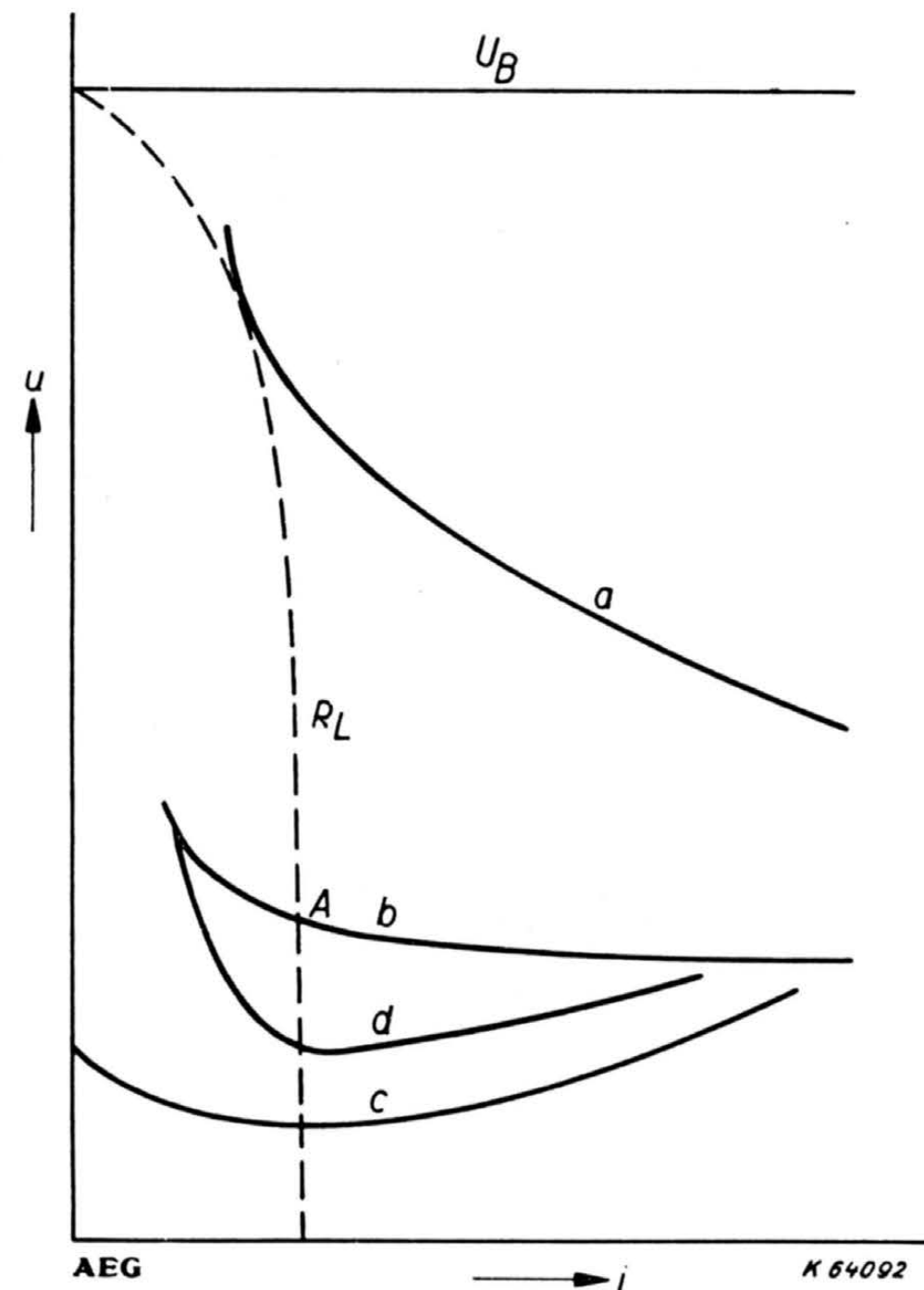


Bild 6. Schematischer Verlauf der statischen und dynamischen Kennlinien eines Kippgenerators nach Bild 5 mit Pentode als Ladewiderstand nach Pieplow.

Kondensatorspannung über die statische Brennspannung wieder ansteigt.

Bei einem kleineren Kippkondensator dagegen sinkt zunächst die Brennspannung nicht so tief, weil wegen des bei gleicher Netzspannung *UB* kleineren Energieinhalts des Kondensators der Überschuß an Ladungsträgern im Thyatron geringer ist; außer-

⁵⁾ s. a. P. D r e w e l l, Z. techn. Phys. 17 (1936), S. 249.

⁶⁾ H. P i e p l o w, Elektr. Nachr.-Techn. 15 (1938), S. 271.

zur Zeitablenkung benötigte Sägezahnspannung), und zwar für zwei verschiedene Ladeströme bei sonst unveränderter Anordnung. Das lange horizontale Stück zeigt die konstante Gitterspannung während der Aufladung des Kippkondensators. Die erhöhte Spannung zu Anfang ist auf die Aufladung des Koppelkondensators C_K' zurückzuführen. Mit zunehmendem Ladestrom, d. h. mit zunehmender Kippfrequenz, wird die Kurve immer stärker verschliffen. Der vor dem Gitter der Laderöhre angeordnete Widerstand hat die Aufgabe, Ultrakurzwellen-

von 48,1 kHz wurde allein durch Anwendung der Verriegelung und bei unveränderter Stellung des Gitterspannungsreglers R_K verdoppelt (Bild 21). Beim Kurzschließen von R_K wuchs die Kippfrequenz auf 98,5 kHz, wobei die Kurvenform auch weiterhin brauchbar bleibt (Bild 26). Der Rücklaufanteil τ_R betrug etwa 38%, war also beträchtlich kleiner als bei Nichtverriegelung (Bild 24), wo er 49% betrug. Darüberhinaus war noch eine ganz beträchtliche Steigerung des Ladestromes bis an die Grenze der Leistungsfähigkeit der verwendeten Laderöhre



Bild 22. Oszillogramm einer Spannung am Steuergitter der Laderöhre in einer Anordnung nach Bild 21 in Abhängigkeit von der Anodenspannung. $f_K \approx 0,8$ MHz; $I_L = 15,5$ mA.

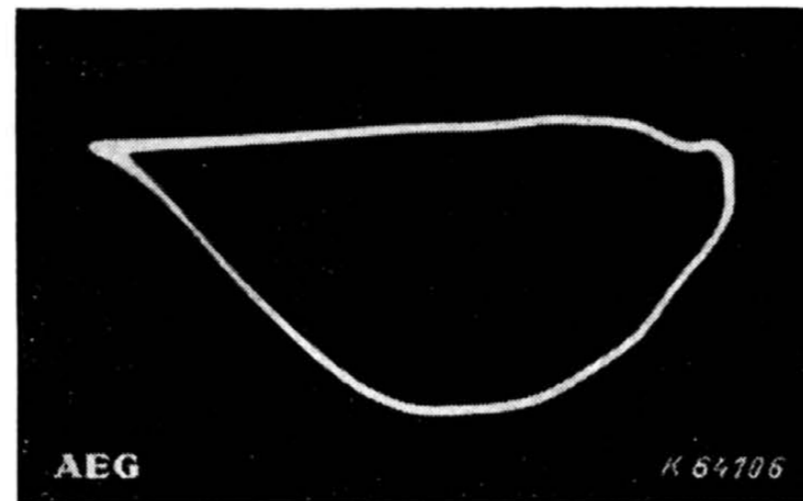


Bild 23. Oszillogramm wie Bild 22, jedoch mit $f_K \approx 5$ MHz; $I_L = 90$ mA.

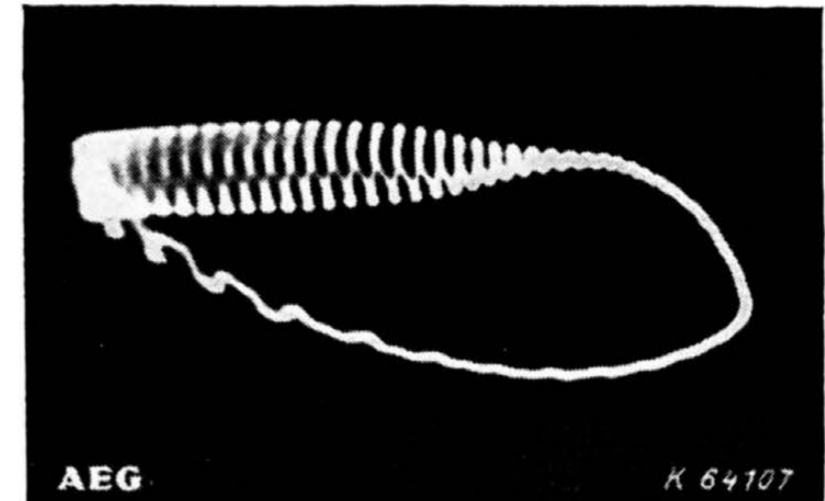


Bild 24. Oszillogramm wie Bild 22, jedoch ohne Schutzwiderstand vor dem Steuergitter. $f_K \approx 3$ MHz; $I_L = 52$ mA. Die Frequenz der Ultrakurzschwingungen beträgt über 150 MHz.

schwingungen zu unterdrücken, die bei den schnellen Gitterspannungsänderungen sehr leicht auftreten können, wie Bild 24 zeigt. Hier ist der Schutzwiderstand vor dem Gitter kurzgeschlossen.

Bei der Verriegelung der Laderöhre tritt noch eine weitere bemerkenswerte Erscheinung auf. Es ist nämlich hierbei auch möglich, Sägezahnspannungen zu erzeugen, bei denen der Hinlauf kürzer ist als Rücklaufzeit und Schaltzeiten zusammen; derartige Kurvenformen können mit Schaltungen nach Bild 9 und von ihr abgeleiteten Schaltungen sonst nicht erzeugt werden. Bei Verdunkelung des Rücklaufs treten diese langen schädlichen Zeiten auch nicht störend in Erscheinung, so daß gegen die Erzeugung derartiger Kurvenformen keine Bedenken bestehen könnten (vgl. z. B. Bilder 17 und 18).

möglich, was eine Erhöhung der Kippfrequenz auf 173,5 kHz (Bild 27) zur Folge hatte, also auf das 3,6fache gegenüber Bild 25. Der Rücklauf war hier sogar länger als der Hinlauf ($\tau_R = 78\%$); bei Verdunkelung des Rücklaufs ist aber die erzeugte Kippspannungskurve noch durchaus verwendbar.

Besonders anschaulich wird die Wirkung der Verriegelung der Laderöhre, wenn man die Dauer des Rücklaufs bei den einzelnen Aufnahmen vergleicht. Das Oszillogramm (Bild 25) zeigt die niedrigste Frequenz und hat, absolut betrachtet, die längste Rücklaufdauer ($t_R = 10,4 \mu s$). Durch die Verriegelung sinkt dieser Wert auf $3,9 \mu s$ (Bild 26). Selbst bei beträchtlichen Steigerungen des Ladestromes (Bild 27) bleibt die Rücklaufdauer praktisch unverändert. Sie steigt nur unwesentlich auf $4,5 \mu s$ und



Bild 25. Kippspannungskurve bei normaler Kippschaltung nach Bild 9 und bei größtmöglichem Ladestrom. $f_K = 48,1$ kHz; Kippkapazität $C = 3000$ pF; $I_L = 54$ mA; $R_K = 66 \Omega$; $U_B \approx 250$ V; $\tau_R = 49\%$.



Bild 26. Kippspannungskurve wie Bild 25, jedoch mit Verriegelung der Laderöhre nach Bild 21, $f_K = 98,5$ kHz, $I_L = 51$ mA; $R_K = 0 \Omega$; $\tau_R = 38\%$.



Bild 27. Kippspannungskurve wie Bild 26 mit weitergesteigertem Ladestrom durch Erhöhung der Schirmgitterspannung. $f_K = 173,5$ kHz; $I_L = 93$ mA; $R_K = 0$; $U_B \approx 200$ V; $\tau_R = 78\%$.

Dieses Verhalten sei noch an einigen Oszillogrammen gezeigt, die gleichzeitig ein anschauliches Bild für die Möglichkeiten der Frequenzsteigerung bei Anwendung der Verriegelung geben. Das Bild 25 zeigt die Kippspannung u_C in Abhängigkeit von der Zeit bei größtmöglichem Ladestrom ohne Verriegelung der Laderöhre. Bei weiterer Steigerung des Ladestromes hörte die Anordnung auf zu kippen, was die Form der Kippspannung mit nahezu horizontaler Tangente am Ende der Entladung bereits erwarten läßt. Die dabei erhaltene Kippfrequenz

bleibt damit noch kleiner als die Hälfte des Wertes von Bild 25.

3. Verringerung der Schaltzeiten.

a) durch Wahl geeigneter Steuerrohren.

Bei der Betrachtung über den Mechanismus des Kippschwingvorganges beim Multivibrator war bereits darauf hingewiesen worden, daß die höchste erreichbare Kippfrequenz entscheidend vom Auf-

bau des Steuerkreises beeinflußt wird. Der Auslegung dieses Kreises ist daher besondere Aufmerksamkeit zu widmen.

Der Steuerverstärker hat die Aufgabe, die an der Anode der Entladeröhre *E* auftretenden Impulse dem Gitter der gleichen Röhre umgekehrt wieder zuzuführen und zwar so schnell wie möglich. Andererseits erfordern große Kippamplituden entsprechend große Anodenspannungen an der Steuerröhre *S*. Die Steuerröhre muß also bei kleiner Ausgangskapazität eine verhältnismäßig hohe Anodenbelastbarkeit haben. Eine große Steilheit ist erwünscht, jedoch nicht unbedingt notwendig, da die Steuerimpulse meist hinreichend groß gemacht werden können.

Aus diesen Forderungen ergibt sich also, daß die besten Ergebnisse mit sogenannten Endverstärkerröhren und auch Kurzwellensenderöhren zu erwarten sind. Besonders gut erwiesen sich wegen ihrer kleinen Anoden-Kathoden-Kapazität Trioden mit nach oben ausgeführter Anode. Indirekte Heizung dieser Röhre ist notwendig, um jede Übertragungsmöglichkeit von Brummspannungen zu verringern. Der bei diesen Röhren übliche kleine Anodenwiderstand ergab die gewünschte kleine Zeitkonstante für den Gitterkreis der Entladeröhre. Besonders vorteilhaft erwies es sich, die Entladeröhre räumlich so anzuordnen, daß die Verbindung zwischen der Anode von *S* und dem Steuergitter von *E* so kurz wie nur irgend möglich ist. Diese Möglichkeit ist namentlich bei herausgeführter Anode der Steuerröhre gegeben. Da nämlich wegen der geforderten kleinen Kapazitäten in diesem Kreis eine Abschirmung sehr unzweckmäßig ist, werden auf diese Weise die für diese Leitung besonders unerwünschten Fremdbeeinflussungen weitgehend herabgesetzt.

b) Verringerung der Schaltzeiten durch geeignete Bemessung des Steuerkreises.

Die Trioden sind auch aus einem anderen Grunde Pentoden vorzuziehen: Da ihre Eingangskapazitäten viel kleiner als die der für diesen Zweck benötigten hochbelastbaren Endpentoden sind, ist die Verwendung von hochohmigen Gitterwiderständen R_G (s. Bild 9) möglich. Der Gitterwiderstand R_G bestimmt die Entladung des Koppelkondensators — die Aufladung wird durch Innenwiderstand der Strecke Gitter-Kathode der Steuerröhre vorwiegend bestimmt — und damit maßgeblich die Sperrzeit der Steuerröhre. Bei hohen Werten von R_G werden also große Kippamplituden — wie erwünscht — erzeugt, da die Steuerröhre lange gesperrt bleibt. Je kleiner nun die Gitter-Kathoden-Kapazität der Steuerröhre ist, desto größer kann bei gleicher Zeitverzögerung im Gitterkreis der Gitterwiderstand gewählt werden und desto größere Kippamplituden werden erzielt. Die hierbei auftretenden hohen Steuerimpulse sind gerade bei den vorgesehenen Trioden erwünscht. Die Tatsache, daß die während des Rücklaufs, d. h. während der Sperrung der Steuerröhre, angesammelte negative Ladung der Gitter-Kathoden-Kapazität von *S* bei großem R_G nicht so schnell abgeführt werden kann, hat zwar eine längere Schaltzeit nach Beendigung der Entladung zur Folge, bleibt jedoch selbst dann noch unbedenklich (vgl. den senkrechten Teil des Kurvenzugs rechts in Bild 17, im Gegensatz zu links). Diese Umschaltzeit betrug im Oszillogramm Bild 17 etwa 1×10^{-8} s.

D. Die Synchronisierung bei sehr hohen Frequenzen.

1. Der Einfluß der Synchronisierung auf die Grenze der Zeitauflösung.

Eine mit den bisher beschriebenen Anordnungen erzeugte sägezahnförmige Kippspannung ist für die Zeitablenkung von Elektronenstrahl-Oszillographen erst dann von Wert, wenn es gelingt, eine ganz bestimmte Kippfrequenz zu erzeugen und diese in bestimmtem Verhältnis zu einer anderen Frequenz zu erhalten; denn bei periodischen Vorgängen kann man ein stillstehendes Bild dieser Vorgänge auf dem Leuchtschirm nur dann bekommen, wenn die Kippfrequenz in Synchronismus mit der zu beobachtenden Meßfrequenz ist. Zur Synchronisierung muß der Kippkreis mit dem Meßkreis gekoppelt werden. Dabei muß der Kippkreis die Eigenschaft haben, sich nicht nur auf die gleiche Grundfrequenz, sondern auch so synchronisieren zu lassen, daß die Meßfrequenz ein ganzzahliges Vielfaches der Kippfrequenz wird, damit mehrere Wellen gleichzeitig betrachtet werden können.

Der Kippgenerator wird im allgemeinen durch periodische Veränderung des oberen oder unteren Wertes der Kippspannung mit der Frequenz der zu untersuchenden Spannung synchronisiert. Die Wirkungsweise der Synchronisierung durch Einfügung der Meßspannung in den Kippkreis ist bereits eingehend erläutert worden¹²⁾, so daß sich hier eine besondere Darstellung erübrigt.

Kippschwingungen haben nun die für den vorliegenden Zweck besonders angenehme Eigenschaft, daß sie sich im Gegensatz zu anderen Schwingungen leicht synchronisieren lassen; d. h. eine aufgedrückte fremde Spannung ist schon bei verhältnismäßig kleinen Werten ohne weiteres in der Lage, ihnen ihre eigene Frequenz aufzuzwingen. Für Meßfrequenzen bis zur Größenordnung von etwa 100 kHz bereitet auch die Synchronisation im allgemeinen keine Schwierigkeiten. Mit wachsender Frequenz wird aber die Synchronisierung immer schwieriger, und zwar weniger wegen der Eigenschaften des Kippgenerators als wegen der notwendigen Frequenzkonstanz der zu untersuchenden Meßspannung. Piepłow¹³⁾ hat nachgewiesen, daß die zum Erzielen feststehender Bilder auf dem Leuchtschirm noch zulässige Frequenzänderung der Meßspannung proportional der mittleren Meßfrequenz ist. Die „unwillkürlichen“ Frequenzschwankungen, die Röhrensender infolge der Veränderungen der Röhren- und Schwingkreisconstanten ausführen, wachsen aber mit steigender Frequenz und unter sonst gleichen Umständen schneller als linear mit der Frequenz. Soll das Oszillogramm photographiert werden, so sind die Anforderungen noch schärfer.

Aus diesem Grunde dürfte es nicht möglich sein, Meßspannungen von wesentlich mehr als 100 MHz noch zu synchronisieren. Damit ergibt sich auch das Ziel der vorliegenden Arbeit. Soll eine Meßspannung von etwa 100 MHz bei einer Länge der Zeitachse von etwa 50 mm noch mit einer genügenden, d. h. eine Auswertung ermöglichenden Zeitdehnung auf dem Leuchtschirm erhalten werden, so sind scheinbare Kippfrequenzen von etwa 10 bis 20 MHz anzustreben. Das entspricht dann einer Wellenlänge von 5 bis 10 mm auf dem Schirm, was für die Auswertung noch als ausreichend angesehen werden kann. Es erscheint daher wichtig, der Frage der Syn-

¹²⁾ Hudec, Arch. Elektrotechn. 22 (1929) S. 459 und Z. Hochfrequenztechn. 34 (1929) S. 207 und Demontvignier u. Touly, Bull. Soc. franç. Electr. 10 (1930) S. 506
¹³⁾ Arch. Elektrotechn. 35 (1941) S. 319.

chronisierung bei sehr hohen Meßfrequenzen besondere Aufmerksamkeit zuzuwenden.

2. Die Synchronisierungsmöglichkeiten des Multivibrators.

Die Synchronisierung erfolgt durch Einfügen eines Teiles der Meßspannung in den Kippkreis. Beim Multivibrator gibt es eine Reihe mehr oder weniger zweckmäßiger Synchronisierungsmöglichkeiten.

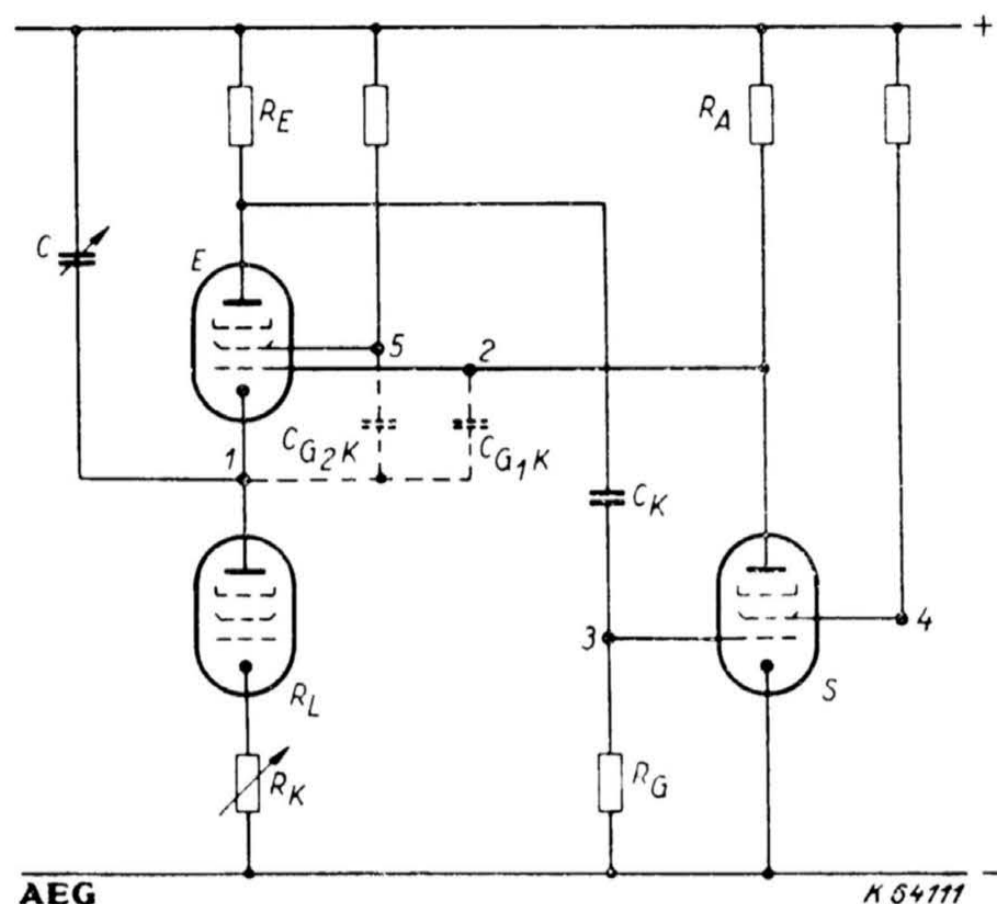


Bild 28. Synchronisierungsmöglichkeiten beim Multivibrator.

Es liegt sehr nahe, die Synchronisierung im Punkt 1 (Bild 28) durch unmittelbare Überlagerung der Sägezahnspannung mit der Meßspannung durchzuführen. Jedoch hat, abgesehen von dem verhältnismäßig hohen Bedarf an Synchronisierungsspannung, diese Art der Synchronisierung den Nachteil, daß sich die Synchronisierspannung bei der Zeitablenkung als Verzerrung infolge der Verformung der Sägezahnspannung bemerkbar macht. In Bild 29 ist die Modulation so stark, daß die Zeitachse sogar zeitweilig rückläufig wird. Außerdem ist in dem Bild eine Zeit-Nonlinearität durch den Verschiebungsstrom der Gitter-Kathoden-Kapazität der Entladeröhre E und eine Helligkeitsmodulation durch die Ankopplung des Wehnelt-Zylinders an den Gitterkreis der Steuerröhre S vorhanden¹⁰⁾.

Ähnlich ungünstig ist die Synchronisierung auf das Steuergitter der Entladeröhre E (Punkt 2 in Bild 28). Infolge des niedrigen Anodenwiderstandes der Steuerröhre wird hierbei die Synchronisierungsquelle unzulässig belastet; andererseits hat der Ausgangswiderstand dieser Spannungsquelle eine Verformung der Steuerimpulse und damit eine unangenehme Beeinflussung der Kippspannung selbst zur Folge. Diese Synchronisierung verbietet sich daher und wird auch in der Praxis nie angewandt. Als die geeignetste Form hat sich bisher die Synchronisierung auf das Steuergitter der Steuerröhre (Punkt 3 in Bild 28) erwiesen, die daher auch bevorzugt verwendet wird. Die Vorteile dieser Anordnung liegen vor allem darin, daß die Verstärkereigenschaften der Steuerröhre für die Synchronisierung ausgenutzt werden können. Die erforderlichen Synchronisierspannungen können daher verhältnismäßig klein sein. Außerdem kann die Belastung des Meßkreises durch Verwendung hochohmiger Gitterwiderstände R_G (s. Abschnitt C 3) klein gehalten werden. Bei Frequenzen bis etwa 100 kHz ergeben sich recht günstige Ergebnisse mit dieser Anordnung, bei höheren Frequenzen machen sich aber zwei im folgenden beschriebene Nachteile immer

unangenehmer bemerkbar, wenn man von der Helligkeitsmodulation, für deren Vermeidung bereits oben ein Weg angegeben wurde, absehen will.

Die Steuerröhre S hat während des Hinlaufs positives oder vorwiegend überhaupt kein von der Kathode abweichendes Potential am Steuergitter, jedoch während des Rücklaufs, d. h. während der Stromführungszeit von E, ein hohes negatives Gitterpotential. Die Synchronisierspannung kann sich daher nur während des Hinlaufs auswirken; während des Rücklaufs gelangen keine Impulse über die gesperrte Steuerröhre auf die Entladeröhre. Bei einer Synchronisierung auf das Gitter der Steuerröhre kann daher nur der Stromeinsatzpunkt der Entladeröhre, d. h. der Beginn des Rücklaufs synchronisiert werden. Wie schon erklärt wurde, schwanken die hochfrequenten Spannungsquellen sehr stark. Andererseits ist gerade bei hohen Kippfrequenzen der Rücklauf sehr lang, so daß sich Frequenzschwankungen auf den Hinlauf, also gerade auf das auf dem Schirm sichtbare Bild auswirken können, und zwar um so mehr, je höher die Meßfrequenz im Verhältnis zur Kippfrequenz ist.

Zweitens gelangt über die Gitter-Kathoden-Kapazität der Entladeröhre (C_{G1K}) die Meßspannung auf die Kippspannung und ruft dadurch die unangenehme Modulation von u_C (Bild 28) hervor, wobei noch der Umstand besonders schädlich ist, daß infolge der Frequenzschwankung bei hohen Frequenzen mit höheren Synchronisierspannungen gearbeitet werden muß. Diese Modulation tritt bei der Synchronisierung auf das Steuergitter von S leider nur im Hinlauf auf, im Rücklauf, wo sie nicht schaden würde, aber nicht, da die Steuerröhre während des Rücklaufs gerade gesperrt ist.

Ähnlich liegen die Verhältnisse, wenn bei Verwendung einer Pentode als Steuerröhre das Schirmgitter¹⁴⁾ zur Synchronisierung benutzt wird (Punkt 4 in Bild 28). Wenn hierdurch auch eine weitgehende Entkopplung zwischen Meß- und Kippkreis erreicht wird, so läßt sich diese Art doch nicht für höchste Kippfrequenzen anwenden, weil bei schwankendem Schirmgitterpotential das Anfachen von Störschwingungen begünstigt wird und weil außerdem der Ver-

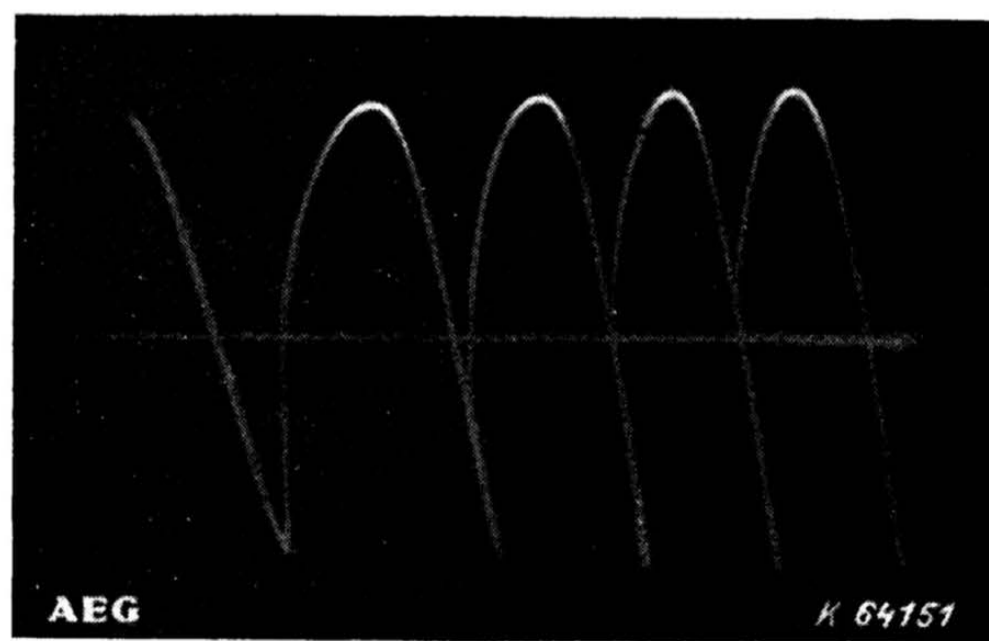


Bild 29. Verzerrung einer sinusförmigen Meßspannung durch Übersynchronisierung und Helligkeitsmodulation infolge unmittelbarer Ankopplung des Wehnelt-Zylinders (Lichtenberg).

lust an Schirmwirkung die bei hohen Frequenzen schon verringerte Kippspannungs-Amplitude noch weiter herabsetzt. Auch diese Anordnung ist daher nicht für hohe Frequenzen anwendbar.

Aus diesen Überlegungen ergeben sich folgende Forderungen: 1. soll die Meßspannung während des Hinlaufs weitgehend von der Kippspannung fern-

¹⁴⁾ L. H. Bedford und O. S. Puckle, J. Inst. Electr. Eng. N. Y. 75 (1934) S. 63.

gehalten werden, 2. muß die Synchronisierung auf den unteren Kipp-Punkt wirken, d. h. die Beendigung des Rücklaufs beeinflussen.

Beide Forderungen werden durch eine Synchronisierung im Punkt 5 (Bild 28) erfüllt. Zu diesem Zweck muß als Entladeröhre eine Pentode mit gleichender Schirmgitterspannung (s. Abschnitt C 2a)

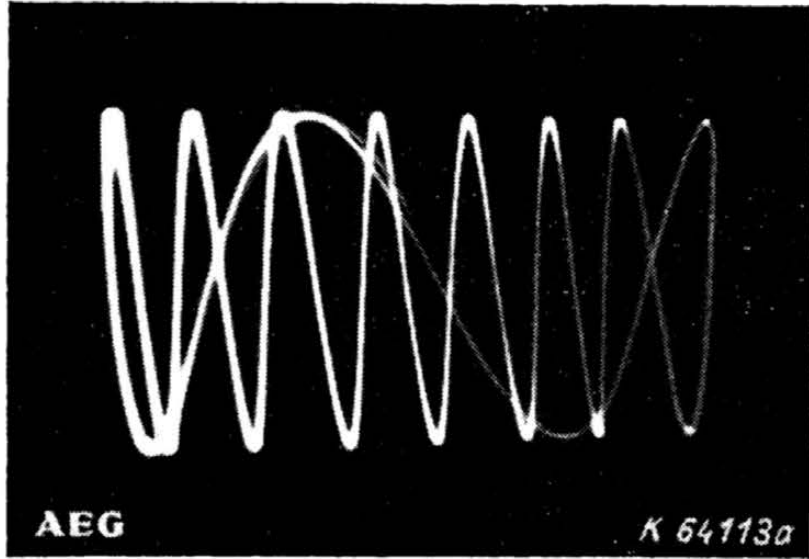


Bild 30. Oszillogramm mit Synchronisation auf das Schirmgitter der Entladeröhre E. $f_M = 13,65 \text{ MHz}$; $f_K = 1,52 \text{ MHz}$; Belichtungsdauer 10 s.

verwendet werden. Da die Entladeröhre E während des Hinlaufs immer gesperrt ist, kann über die Röhre selbst während dieser Zeit kein verzerrender Meßspannungsimpuls auf die Kippspannung gelangen. Da außerdem die Schirmgitter-Kathode-Kapazität (C_{G2K}) wesentlich kleiner als die Steuergitter-Kathode-Kapazität ist (z. B. bei EL 12 etwa $\frac{1}{6}$), ist die Übertragungsmöglichkeit der Meßfrequenz auf die Kippspannung auch aus diesem Grunde erheblich geringer.

Im Gegensatz zur Synchronisierung auf das Steuergitter der Steuerröhre S wirkt die Synchronisierung auf das Schirmgitter der Entladeröhre E sowohl auf dem oberen als auch auf dem unteren Kipp-Punkt. Allein schon hierdurch ist die letzte Art der ersten überlegen. Günstiger werden die Verhältnisse aber noch, wenn die aus den oben angegebenen Gründen zweckmäßigerweise doch einzusetzende Entkopplerröhre zwischen Meß- und Kippkreis während des Hinlaufs gesperrt wird, auch wenn bei sehr hohen Frequenzen ihre Verstärkung wesentlich unter Eins sinkt.

Diese Verriegelung erfolgt dann auf ähnliche Weise wie die der Steuerröhre und der Laderöhre. Da in diesem Fall jedoch die Synchronisieröhre gerade während der Stromführungszeiten dieser Röhren gesperrt sein soll, so erfolgt die Ankopplung dementsprechend an den Anodenwiderstand R_A der Steuerröhre S , und zwar zweckmäßigerweise nur an einem Teil von R_A , damit die schädliche Steuergitter-Kathode-Kapazität von E nicht noch weiter vergrößert wird (Bild 30). Da die Freigabe der Synchronisieröhre Sy (Bild 31) erst erfolgt, nachdem bereits der Kippvorgang am oberen Kipp-Punkt eingeleitet worden ist, wirkt die Synchroni-

sierspannung bei dieser Anordnung, wie gewünscht, nur auf dem unteren Kipp-Punkt, d. h. auf den Zeitpunkt am Ende der Entladung des Kippkondensators C und damit auf den Beginn des Hinlaufs ein. Bei nichtverdunkeltem Rücklauf ist die Wirkung dieser Maßnahme an einem Kurvenbild auf dem Leuchtschirm des Elektronenstrahlrohres gut zu beobachten. Während der Hinlauf vollkommen fest steht, „tanzt“ der Rücklauf und gibt auf diese Weise ein verschwommenes Bild.

Das Oszillogramm Bild 30 zeigt dieses Verhalten sehr klar. Der Rücklauf erscheint deutlich als breites, mehrfach geschriebenes Band. Die gute Synchronisierung nach dem angegebenen Verfahren geht aus der für derartig hohe Frequenzen ungewöhnlich langen Belichtungszeit von 10 s hervor. Durch die beschriebenen Maßnahmen — Synchronisierung auf das Schirmgitter der Entladeröhre und Sperrung der Synchronisieröhre während des Hinlaufs — war eine einwandfreie Synchronisierung eines in keiner Weise stabilisierten Hochfrequenzgenerators, beispielsweise noch bei Meßfrequenzen von 50 MHz, möglich. Das auf dem Leuchtschirm sichtbare Bild stand vollkommen ruhig, so daß auch photographische Aufnahmen mit längeren Belichtungszeiten durchgeführt werden konnten. Die gute Synchronisierbarkeit blieb auch bei einer Regelung der Frequenz, beispielsweise durch die Änderung des Ladestromes mit dem Kathodenwiderstand R_K erhalten, so daß sich gegenüber der Synchronisierung bei niedrigen Frequenzen praktisch kein Unterschied ergab.

E. Endgültige Schaltung.

Die Schaltung eines unter Berücksichtigung der bisher erörterten verschiedenen Gesichtspunkte gebauten Gerätes zeigt Bild 31, das besonders zur Erzeugung höchster Kippfrequenzen dienen soll. Bei niedrigen Kippfrequenzen kann eine Reihe von

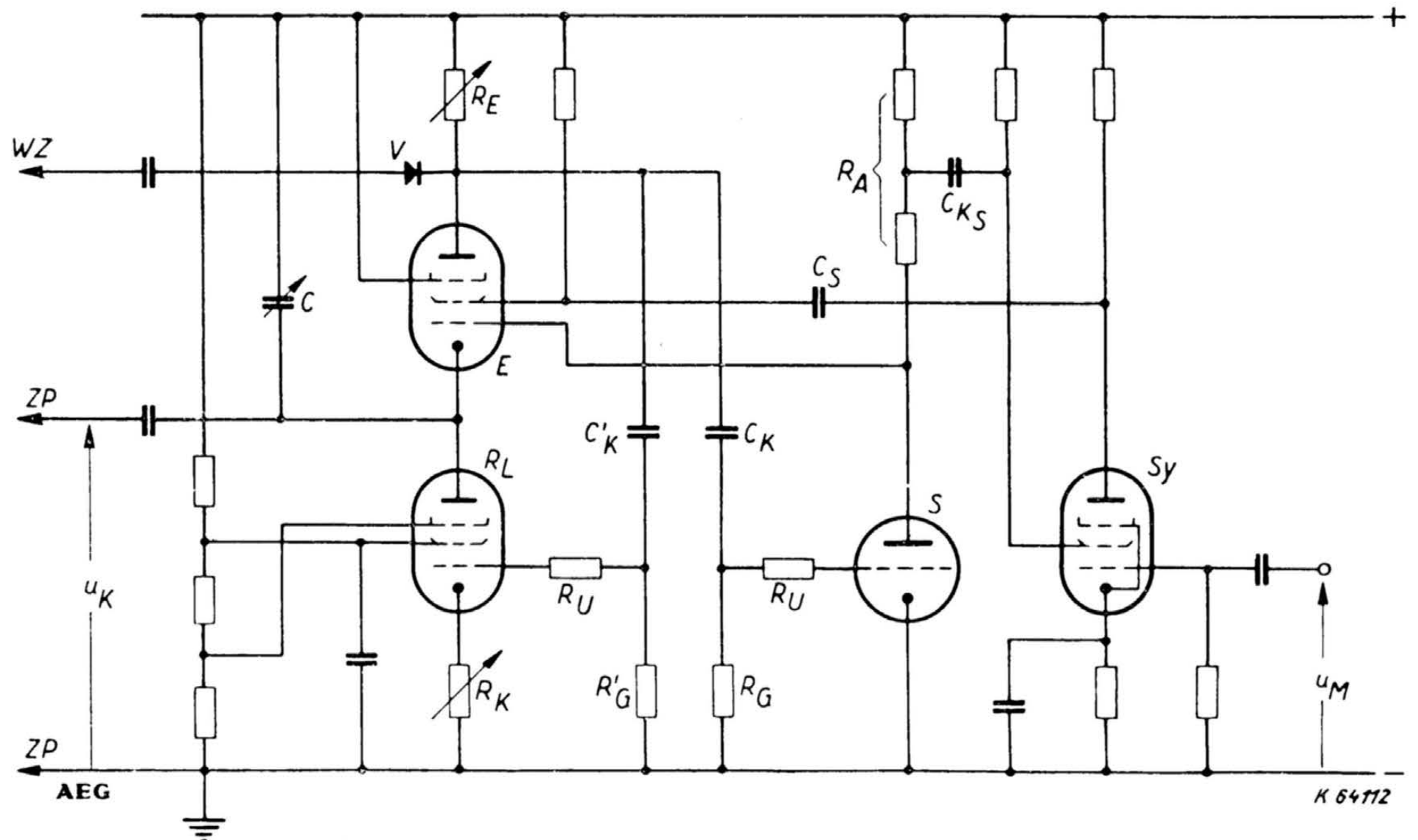


Bild 31. Vollständiges Schaltbild eines ausgeführten Kippgerätes.

Vereinfachungen vorgenommen werden, die sich bei der stufenweisen Umschaltung der Kippkapazität C durch einen entsprechend ausgelegten, gleichzeitig betätigten Umschalter auf verhältnismäßig einfache Weise durchführen lassen und daher fortgelassen sind, um das Schaltbild nicht unübersichtlich zu machen. (So können z. B. die Verriegelung der

Vereinfachungen vorgenommen werden, die sich bei der stufenweisen Umschaltung der Kippkapazität C durch einen entsprechend ausgelegten, gleichzeitig betätigten Umschalter auf verhältnismäßig einfache Weise durchführen lassen und daher fortgelassen sind, um das Schaltbild nicht unübersichtlich zu machen. (So können z. B. die Verriegelung der

Laderöhre und die Dunkelsteuerung des Rücklaufs, die Einstellung des Reglers für den Ladestrom auf einen Bereich, der kleinere Ladestromwerte ergibt, usw. fortgelassen werden.)

Die Elemente der Grundschaltung sind auch hier sofort wiederzufinden: Die Entladeröhre E mit dem Entladewiderstand R_E , der Kippkondensator C und der Ladewiderstand, bestehend aus der Laderöhre R_L mit dem Kathodenwiderstand R_K . Hinzu kommen: Der Steuerkreis, bestehend aus der Steuerröhre S mit dem Anodenwiderstand R_A und den Steuergliedern, dem Koppelkondensator C_K und dem Gitterwiderstand R_G , ferner der Synchronisierkreis mit der als Verstärker geschalteten Synchronisieröhre S_y . Schirm- und Bremsgitter der Laderöhre R_L erhalten ihre Spannungen aus einem Spannungsteiler. In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, daß eine geringe positive Bremsgitterspannung meist eine Verbesserung der Linearität zur Folge hat. Die Laderöhre R_L wird wie die Steuerröhre S während des Rücklaufs über die Koppelglieder C_K' und R_G' gesperrt. Die beiden Widerstände R_U vor den Steuergittern von S und R_L dienen zur Unterdrückung von Ultrakurzstörerschwingungen (Bild 24).

Die Meßspannung U_M oder ein Teil von ihr wird dem Steuergitter der Synchronisieröhre zugeführt und ein entsprechender Impuls von deren Anode über den Kondensator C_S auf das Schirmgitter der Entladeröhre E zur Synchronisierung gegeben. Die Sperrung der Synchronisieröhre erfolgt über den Koppelkondensator C_{KS} , der einen Teil des an dem Anodenwiderstand R_A auftretenden Impulses auf das Schirmgitter von S_y gibt, so daß diese Röhre immer während der Sperrzeiten der Steuerröhre S stromführend ist.

Die Dunkelsteuerung des Rücklaufs erfolgt durch Übertragung des während der Entladung von C an R_E auftretenden Impulses über einen Koppelkondensator an den Wehnelt-Zylinder WZ . Der dazwischen geschaltete Sirutor V dient zur Verminderung von Helligkeitsmodulationen.

Die mit dem Gerät erzeugte und von der Meßspannung synchronisierte Kippspannung u_K wird den Zeitplatten ZP zugeführt. Diese Spannung ist nicht erdsymmetrisch, so daß sich keine völlig gleichmäßige Schärfe des Leuchtfleckes über den ganzen Schirm ergibt.

Der gesamte Strombedarf des Kippgerätes hielt sich in erträglichen Grenzen und betrug bei höchstem Ladestrom und einer Netzspannung von $U_B = 495$ V rund 180 mA; das entspricht einer Gleichstromleistung von weniger als 90 W.

F. Ergebnisse.

Mit einem Gerät, das nach Schaltung Bild 31 unter Berücksichtigung vorstehender Untersuchungsergebnisse gebaut wurde, ließen sich folgende Ergebnisse erreichen:

Bei einer Gleichspannung von rund 500 V am Kippgerät beträgt die höchste erreichte Spannungsanstiegs-Geschwindigkeit im linearen Teil des Hinlaufs rund 6×10^9 V/s. Bei einer Ablenkempfindlichkeit der Zeitplatten von 0,20 mm/V ergibt sich damit als Zeitdehnung auf dem Schirm der Elektronenstrahlröhre $1,2 \times 10^6$ m/s. Dementsprechend erscheint die Periode einer 30-MHz-Schwingung ($\lambda = 10$ m) maximal auf 40 mm auseinandergezogen. Ein Oszillogramm einer derartig hohen Zeitdehnung zeigt

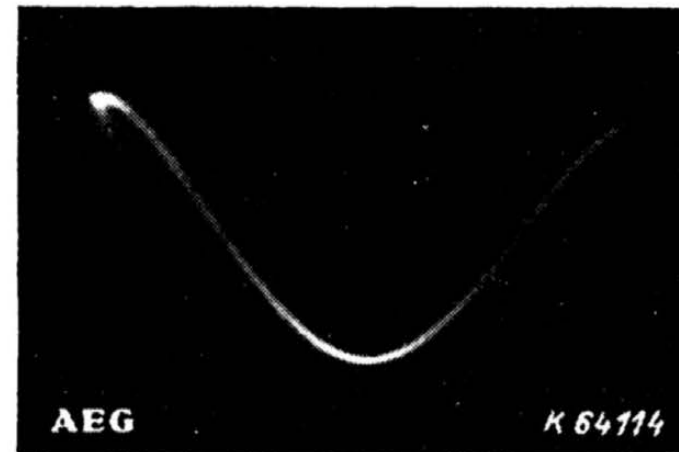


Bild 32. Oszillogramm mit möglichst großer Zeitdehnung. Meßfrequenz $f_M = 24,4$ MHz; scheinbare Kippfrequenz $f_{KSch} = 24,4$ MHz; tatsächliche Kippfrequenz $f_K = 6,1$ MHz. Spannungsanstiegs-Geschwindigkeit $\frac{du_c}{dt} = 6 \cdot 10^9$ V/s.

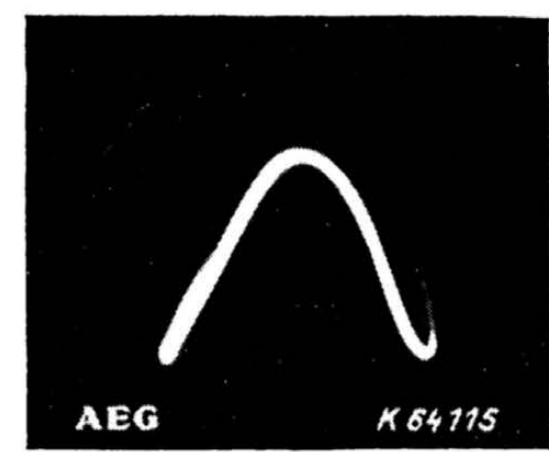


Bild 33. Oszillogramm mit höchster Kippfrequenz. $f_M = 28,75$ MHz = f_{KSch} ; $f_K = 14,37$ MHz; $\frac{du_c}{dt} = 3,34 \cdot 10^9$ V/s; Belichtungsdauer 0,1 s.

Bild 32. Der Rücklauf einschließlich der Umschaltzeiten ist hierbei dreimal so lang wie der Hinlauf, so daß die scheinbare Kippfrequenz viermal so hoch ist wie die tatsächliche Kippfrequenz.

Andererseits bereitet es keine Schwierigkeiten — allerdings unter Verzicht auf die hohe Zeitdehnung —, noch höhere Kippfrequenzen zu erzeugen. Das Oszillogramm Bild 33 ist hierfür ein Beispiel. Auch hier ist die scheinbare Kippfrequenz gleich der Meßfrequenz von 28,76 MHz, der Rücklauf und die Schaltzeiten sind aber in diesem Fall genau so lang, so daß sich eine tatsächliche Kippfrequenz von 14,38 MHz ergibt. Diese Steigerung der Kippfrequenz wurde durch Verringerung des Entladewiderstandes R_E erreicht, was ja auch in der Verkürzung der Rücklaufdauer zum Ausdruck kommt. Da aber andererseits hierdurch die Steuerimpulse kleiner werden, so muß die Kippamplitude abnehmen. Hinzu kommt die mit der Frequenz stark zunehmende Verschleifung der Impulse. Der Gewinn an Kippfrequenz kann daher diese Abnahme nicht ausgleichen, so daß die Spannungsanstiegs-Geschwindigkeit auf $3,34 \times 10^9$ V/s sinkt. Die Verbreiterung des Striches links im Bild 33 ist auf die verzögert einsetzende Dunkelsteuerung des Rücklaufs zurückzuführen.

Die Kippfrequenz wird bei konstant gehaltener Kippkapazität durch Veränderung des Ladestroms geregelt. Auch bei sehr hohen Frequenzen läßt sich die Kippfrequenz bei verschiedenen Verhältnissen von Meß- zu Kippfrequenz gleich gut synchronisieren. Die Bilder 34 und 35 zeigen Oszillogramme mit einem gegenüber Bild 18 stufenweise verkleinertem Ladestrom. Selbst bei Verhältnissen von Meß- zu Kippfrequenz über 10 war eine einwandfreie Synchronisation ohne jede Schwierigkeit möglich (Bild 36, vgl. Bild 30).

Die Oszillogramme der Bilder 17, 18, 30 und 32 bis 36 bestätigen die Brauchbarkeit des entwickelten Kippspannungserzeugers für die zeitliche Auflösung von Meßspannungen sehr hoher Frequenzen.

G. Zusammenfassung.

Ausgehend von einer eingehenden Erörterung des Kippmechanismus bei den wichtigsten Kippspannungserzeugern werden die Faktoren untersucht, die bei den einzelnen Ausführungsformen die höchste erreichbare Kippfrequenz bestimmen. Im Gegensatz zum bisher vorwiegend benutzten Kippgerät mit Thyatron wird bei Kippgeräten mit Elektronenröhren die Grenze der höchsten erreichbaren Kippfrequenz vorwiegend von den Verzögerungen im äußeren Kreis bestimmt. Es wird gezeigt, wie durch geeignete Maßnahmen und Bemessung die

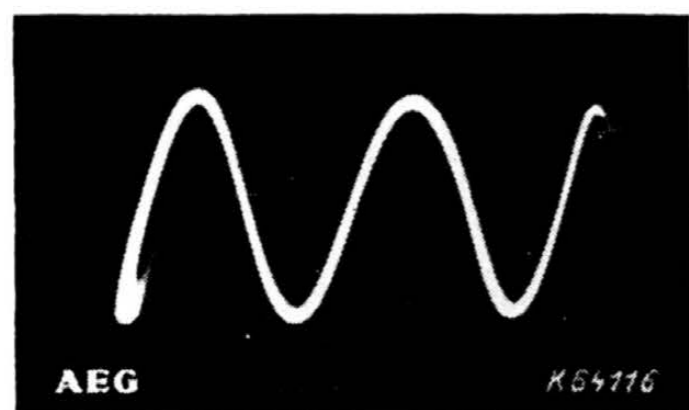


Bild 34. Oszillogramm wie Bild 17 und 18, jedoch mit verkleinertem Ladestrom.
 $f_M = 43,5 \text{ MHz}$; $f_{KSch} = 14,5 \text{ MHz}$;
 $f_K = 8,7 \text{ MHz}$; Belichtungsdauer 0,1 s.

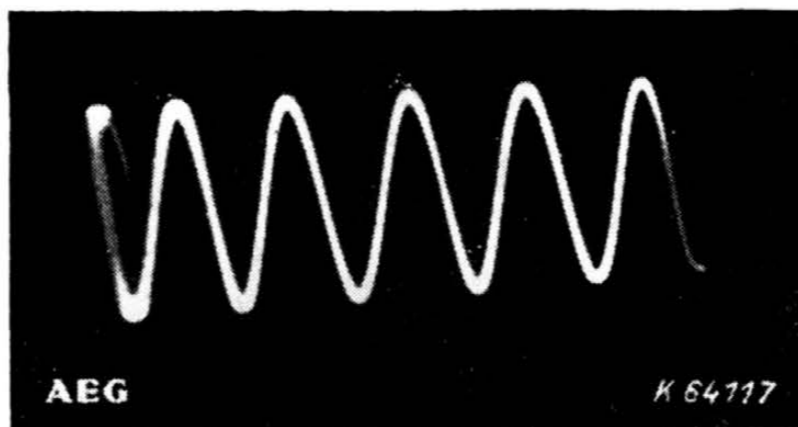


Bild 35. Oszillogramm wie Bild 34, jedoch mit weiter verringertem Ladestrom.
 $f_M = 28,75 \text{ MHz}$; $f_{KSch} = 4,78 \text{ MHz}$;
 $f_K = 3,2 \text{ MHz}$.

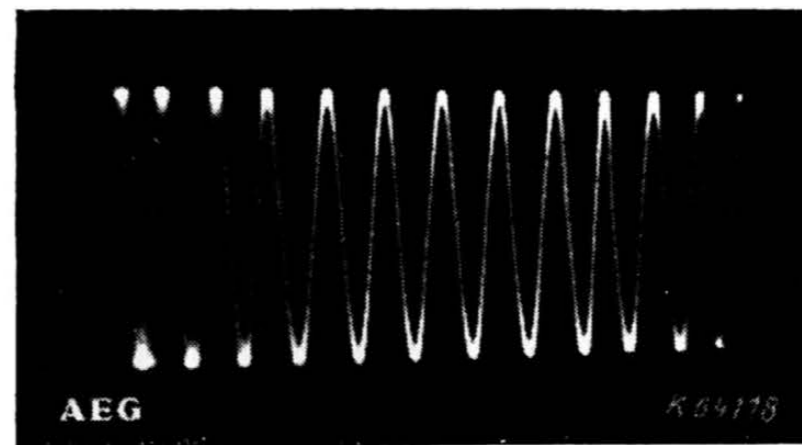


Bild 36. Oszillogramm wie Bild 34, jedoch
 $f_M = 42,5 \text{ MHz}$; $f_{KSch} = 3,54 \text{ MHz}$;
 $f_K = \frac{1}{17} f_M = 2,5 \text{ MHz}$.

Verzögerungen im einzelnen verringert werden können. Als besonders vorteilhaft hat sich hierbei die Verriegelung der Laderöhre während der Entladung des Kippkondensators erwiesen, die es erlaubt, mit praktisch beliebig großem, von dem Entladestrom unabhängigen Ladestrom zu arbeiten. Der Frage der Synchronisierung bei höchsten Frequenzen wird besondere Aufmerksamkeit gewidmet und eine Lösung angegeben, die auch bei höchsten Kippfrequenzen eine befriedigende Synchronisierung ergibt.

Als höchste Spannungsanstiegs-Geschwindigkeit im linearen Teil des Hinlaufs wurde ein du_c/dt von $6 \times 10^9 \text{ V/s}$ und als höchste Kippfrequenz ein f_K von $14,4 \text{ MHz}$ erzielt, wobei die scheinbare Kippfrequenz doppelt so hoch war. Bei einer Gleichspannung von rund 500 V betrug die größte Leistung hierbei etwa 90 W , blieb also, insbesondere im Vergleich zu bisher angegebenen Geräten, in erträglichen Grenzen. Die angegebenen Werte stellen Zahlen dar, die erheblich über denen bisher ausgeführter Kippgeneratoren liegen.

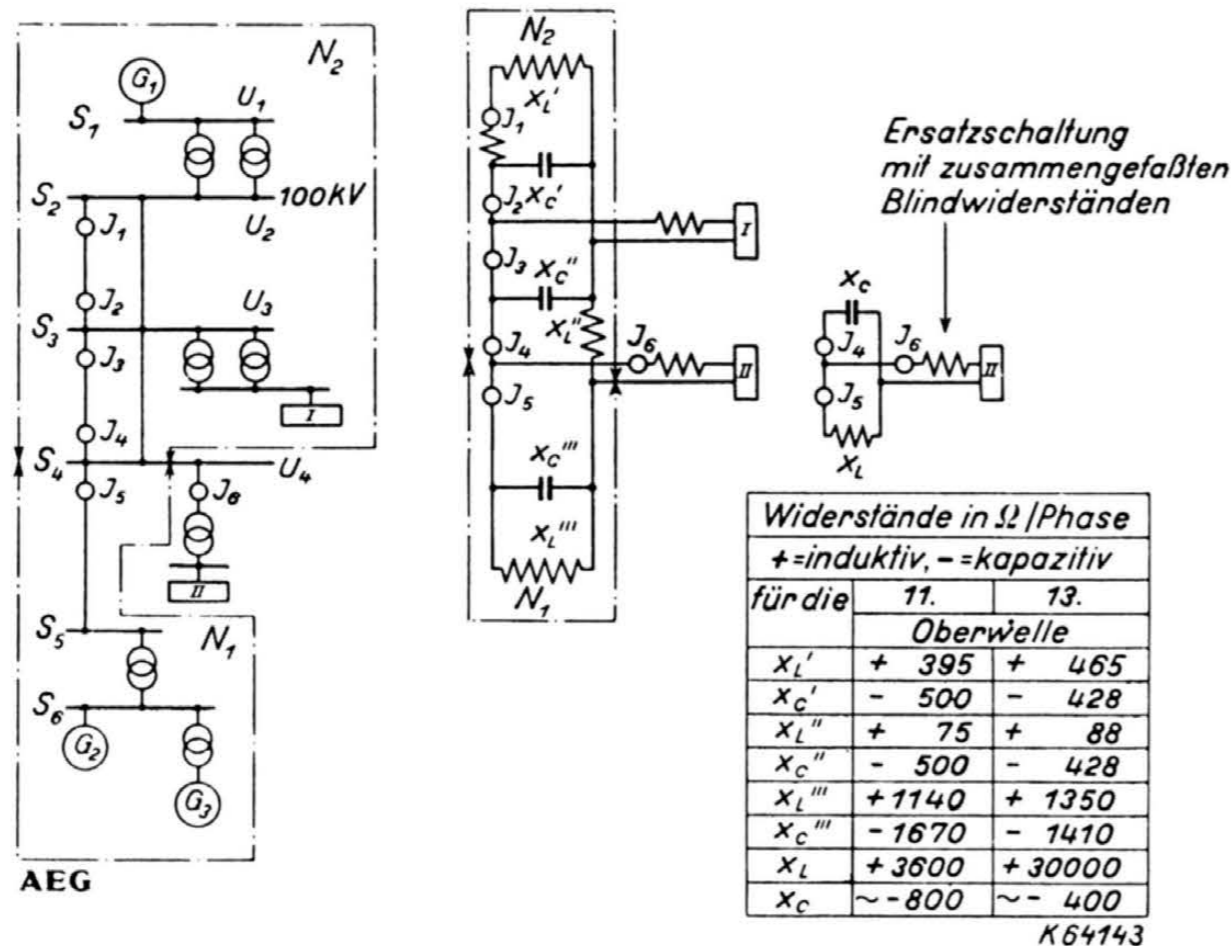
Beitrag zur Frage der Oberwellenbelastung von Drehstromnetzen.

Von Dr.-Ing. L. Lebrecht, Abteilung Industrie.

DK 621.316.13
621.3.018.3

In einer Arbeit „Stromrichterbelastung der Hochspannungsnetze“¹⁾ wurden im Jahre 1935 u. a. einige Vorgänge in einem 100-kV-Netz beschrieben, die von der Belastung dieses Netzes mit 11. und 13. Stromharmonischen verursacht wurden. Dieses Netz wurde in den letzten Jahren weiter ausge-

richterbelastung dem Netz normalerweise mit dem gut sinusförmigen Strom der 24-Phasen-Schaltung entnommen wird, bot sich vor zwei Jahren eine Gelegenheit, vorübergehend 12 000- bis 15 000-kVA-Zwölfphasen-Gleichrichterleistung zu entnehmen und die Vorgänge zu beobachten, welche die 11. und 13. Stromharmonischen unter den neuen Bedingungen hervorriefen. Im folgenden wird über die Beobachtungs-Ergebnisse berichtet; anschließend werden einige Erfahrungen bei der Verwendung von Spannungsresonanzkreisen in einem anderen Netz mitgeteilt.



$J_1 \dots J_6$ = Gemessene Ströme, $U_1 \dots U_4$ = Gemessene Spannungen,
 N = Netz, I und II = Stromrichter-Anlagen,
 S = Sammelschiene, $G_1 \dots G_3$ = Kraftwerke.

Bild 1. Schaltung und Ersatzschaltung eines 100-kV-Netzes.

baut; die induktiven Blindwiderstände wurden durch Vergrößerung der Leistung vermindert, die Kapazitäten durch Vergrößerung der Leitungslänge vermehrt, die Zahl der einspeisenden Kraftwerke erhöht, kurz, Schaltung und Konstanten des Netzes wurden verändert. Während die Strom-

Bild 1 stellt die Schaltung des 100-kV-Netzes dar. Die zwölfphasige Belastung der Anlage II wurde der Sammelschiene S_4 durch den Strom J_6 entnommen. Etwa 80 vH. der Leistung und des Stromes flossen der Sammelschiene S_4 durch Strom J_5 über eine 20 km lange Einfachleitung aus dem Netz N_1 zu, etwa 20 vH. der Leistung über die Ströme J_3 in der Doppelleitung aus dem mit N_1 gekuppelten Netzteil N_2 . Außer dieser letztgenannten Leistung floß der Sammelschiene S_3 elektrische Leistung zur Versorgung der Anlage I zu. Die Ströme J_1 und J_2 sind groß gegenüber J_3 und J_4 . In den Bildern 11 und 12 der ETZ 1935, S. 989, entsprechen die Ströme und Spannungen an den Meßstellen A_2 und A_3 sowie E_2 und E_3 den Strömen J_2 und J_1 und den Spannungen U_3 und U_2 in Bild 1 dieser Arbeit. Die induktiven und kapazitiven Blindwiderstände der Netzteile sind in Bild 1, Mitte, vermerkt. Sie sind in Bild 1, rechts, zu zwei Ersatz-Blindwiderständen zusammengezogen, die für das Teilnetz N_1 bei der 11. Harmonischen die Eigenschaften einer Drosselspule von 3600Ω /Phase und bei der 13. Harmonischen von etwa 30000Ω /Phase ergeben, während sich der Netzteil N_2 zu einem Kondensator von etwa 800Ω /Phase bei der 11. bzw. von etwa 400Ω /Phase bei der 13. Harmonischen zusammen-

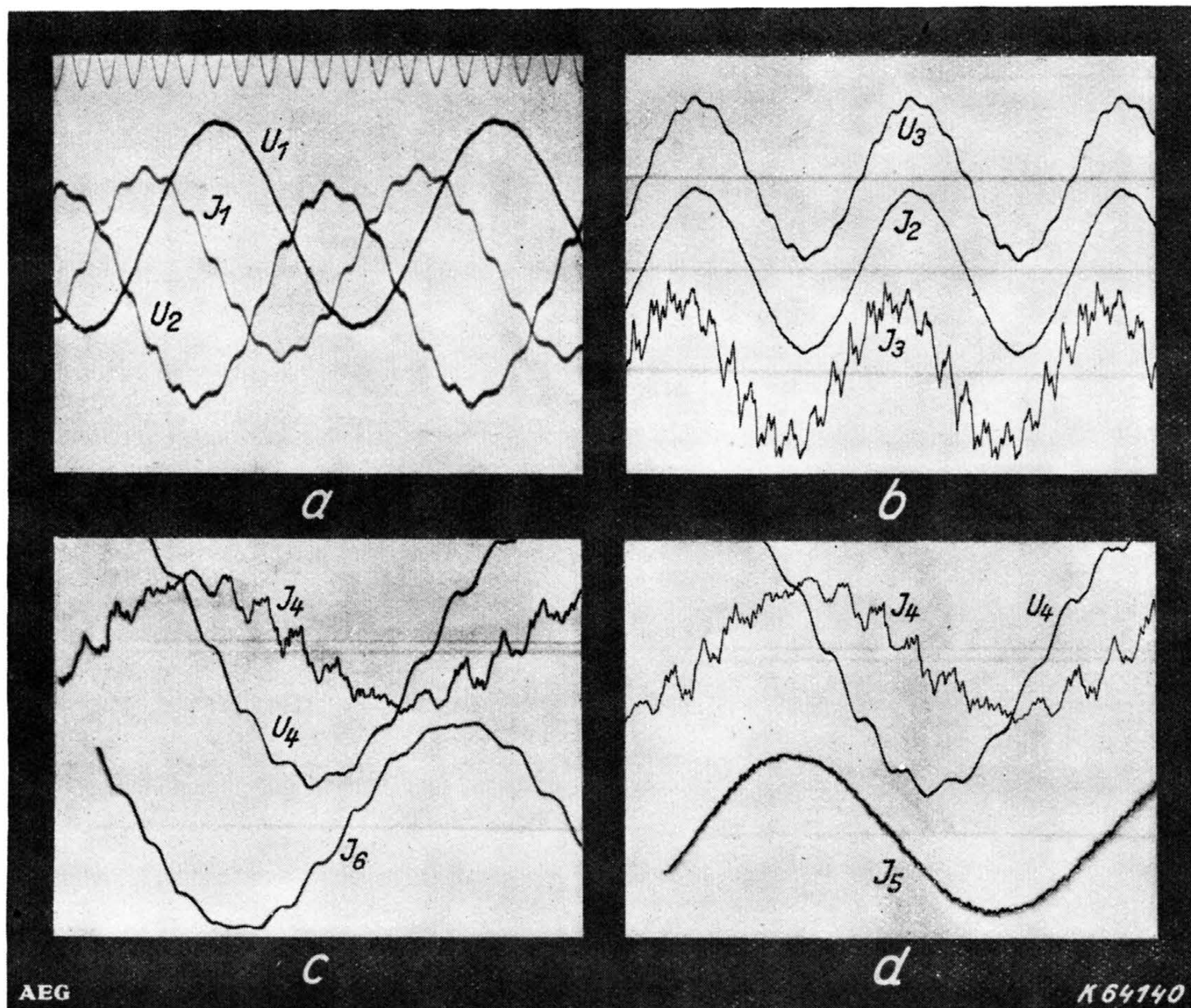
¹⁾ L. Lebrecht, Stromrichterbelastung der Hochspannungsnetze, ETZ (1935) S. 957, 987.

fassen läßt. Die angegebenen Werte sind teilweise geschätzt und daher mit einer größeren Toleranz behaftet. Als gesichert und für die Begründung der folgenden Überlegungen ausreichend kann jedoch gelten, daß der Blindwiderstand des Netzteils N_1 um ein Vielfaches größer ist als der Blindwiderstand des Netzteils N_2 .

Der gesamte Blindwiderstand des Netzes, dem der Strom J_6 entnommen wird, ist kleiner als bisher geworden. Hiermit stimmt überein, daß die Spannung U_4 (Bild 2c) ein geringeres Maß von Ver-

in der in J_6 enthaltenen vollen Größe auf, sondern sie überlagern sich außerdem dem kleinen Grundwellenstrom.

Der der Sammelschiene S_3 zufließende Strom J_2 (Bild 2b) ist dagegen der Sinusform viel stärker angenähert. Hier überlagern sich nämlich die aus der Leitung von S_2 nach S_3 in die Doppelleitung von S_3 nach S_4 noch hineinfließenden Oberwellenströme einem großen Grundwellenstrom, der die Anlage I mit Leistung versorgt. Sie treten daher im Oszillogramm des Stromes J_2 (Bild 2b) wieder



$J_1 \dots J_6$ – Gemessene Ströme, $U_1 \dots U_4$ = Gemessene Spannungen.

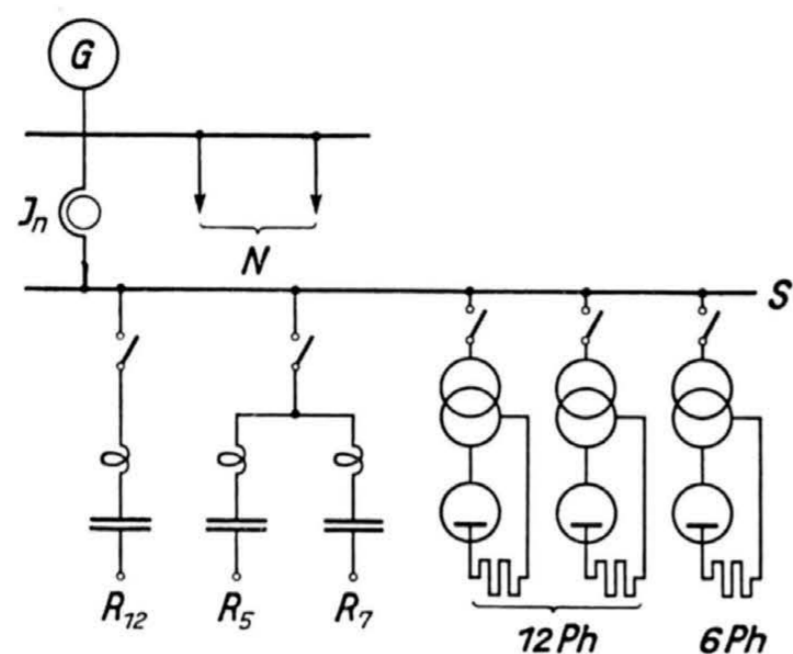
Bild 2. Ströme und Spannungen in einem 100-kV-Netz.

änderung zeigt als vorher, und daß der Strom J_6 (Bild 2c) noch einen größeren Betrag der 11. und 13. Oberharmonischen enthält. Der Strom J_6 teilt sich an der Sammelschiene S_4 in einen aus dem Netz N_1 kommenden Strom J_5 und zwei aus N_2 kommende Anteile J_4 , die sich auf die Doppelleitung von S_3 nach S_4 gleichmäßig verteilen (Bild 2d). Die Oszillogramme Bild 2c und d lassen erkennen, daß die Kurvenform der Ströme J_4 , J_5 und J_6 sehr verschieden ist. Während $J_5 = 80$ vH., $J_4 = \frac{20}{2}$ vH. = 10 vH. des Grundwellenstromes J_6 mit den Turbinenreglern beliebig eingestellt werden können, verteilen sich die oberharmonischen Ströme entsprechend den durch die Blindwiderstände des Netzes gegebenen Bedingungen. Die hohen Blindwiderstände im Netzteil N_1 drängen die oberharmonischen Ströme 11. und 13. Frequenz in den Netzteil N_2 ab. Das ist der Grund, weshalb der Strom J_5 (Bild 2d) fast Sinusform hat, während im Strom J_4 die 11. und 13. Harmonischen sehr stark hervortreten (Bild 2c). Hier treten nämlich nicht nur die Oberharmonischen praktisch

zurück. Der Strom J_1 dagegen (Bild 2a) läßt wieder eine ausgesprochene 11. Harmonische erkennen. Sie bildet den Ladestrom, den die 11. und 13. Harmonischen in der Spannung $U_2 \approx U_3$ über die Kapazitäten der Leitungen zwischen den Sammelschienen S_2 und S_3 treiben. Dieser Ladestrom belastet das Kraftwerk G_1 , wie bereits 1935¹⁾ nachgewiesen wurde, und ist am Ende der Leitung in J_2 nicht mehr sichtbar.

Eine Belastung des Netzteils N_1 mit einer größeren Leistung zwölfphasigen Gleichrichterstromes ohne Parallelschaltung des Netzteils N_2 ist nicht zulässig, weil der Blindwiderstand des Netzteils N_1 für die 11. und 13. Harmonischen viel zu hoch ist. Der Netzteil N_2 ist zwar für die oberharmonischen Ströme besser aufnahmefähig als N_1 , auch besser als vor fünf Jahren, doch ist die Veränderung der Spannungskurven im 100-kV-Netz und die Erregung von Resonanzkreisströmen (J_1) noch so groß, daß eine Neuanlage in 36-Phasen-Schaltung gebaut wurde. Im ganzen lehrt das Beispiel, daß die Zusammenschaltung und Vermaschung von Netzen für die Oberwellenbelastung vorteilhaft ist.

Die Resonanzanlage des Netzes hat sich nur in geringem Maße zur 7. Harmonischen nach abwärts verschoben, weil sich die induktiven und kapazitiven Blindwiderstände zwar ihrem Absolutwert nach, weniger aber ihrem Verhältnis nach verändert haben.



Resonanzkreise:	R_{12}	R_5	R_7
Resonanzfrequenz: Hz	600	250	350
Kondensatorleistung: kVar	1350	900	450
Drosselspule: mH/p.Ph	0,58	5	5

AEG
G = Kraftwerk, J_n = Netzstrom, N = Fabriknetz, S = Sammelschiene
Bild 3. Schaltung eines Netzes mit drei Gleichrichtergruppen gleicher Leistung und drei Resonanzkreisen für 600, 250 und 350 Hz.

In einer anderen Arbeit²⁾ wurde gezeigt, daß auch Spannungsresonanzkreise für die Oberwellenentlastung herangezogen werden können, insbesondere dann, wenn Kondensatoren zur Verbesserung des Leistungsfaktors ohnehin vorhanden sind oder eingebaut werden müssen, und wenn die angewandten Mittel ausreichen, den abgestimmten Kreisen für den Oberwellenstrom einen wesentlich kleineren Widerstand zu geben, als ihn das Netz für die Oberharmonischen bietet. In den letzten Jahren ist dieses Mittel wiederholt angewandt worden. Im folgenden wird über die in einem Fall gemachten Erfahrungen einiges berichtet.

In Bild 3 ist G ein Kraftwerk, das außer anderen Fabrikanlagen auch eine mit etwa 14000 kVA Gleichrichter-Nennleistung belastete Sammelschiene S mit „Netzstrom“ versorgt. Zwei Drittel der Gleichrichterleistung werden zwölfphasig, ein Drittel sechsphasig entnommen. Größere Kapazitäten waren mangels Kupplung mit einem Überlandnetz im Drehstromteil nicht wirksam. Die Kupplung war jedoch für später vorgesehen. Da Kapazitäten im allgemeinen das Problem komplizierende Wirkungen haben, wurden von vornherein die für die Verbesserung des Leistungsfaktors erforderlichen Kondensatoren in Spannungsresonanzkreisen, welche auf die Frequenzen 600, 350 und 250 Hz abgestimmt sind, eingebaut, wie in Bild 4 dargestellt ist. Da die Gleichrichterleistung teils zwölfphasig, teils sechsphasig ist, enthält der Primärstrom entsprechende Anteile 5., 7., 11. und 13. Harmonischer. Zur Aufnahme der Oberwellenströme 5. und 7. Ordnung dienen die Resonanzkreise für 250 und 350 Hz, für die 11. und 13. Harmonischen ist ein auf die Frequenz 600 (12. Harmonische) abgestimmter Kreis vorhanden, dessen Ersatzblindwiderstand bei den benachbarten Frequenzen 550 und 650 (11. und 13. Harmonische) noch genügend klein ist, um den Oberwellenströmen dieser Frequenz einen leicht-

teren Schließungsweg als das Netz bieten zu können.

Während das Netz vor Einschalten der Gleichrichter die in Bild 5a wiedergegebene Spannungs-kurve hatte, veränderte sich die Netz-Spannungskurve durch den in Bild 5b dargestellten Netzstrom in die Form 5c; die veränderte Netzspannungskurve 5c enthält die 5., 7., 11. und 13. Harmonischen, die auf Grund der Gleichrichterbelastung zu erwarten waren. Jedoch tritt keine Frequenz besonders hervor. Das deutet auf das Fehlen von im Drehstromnetz wirksamen Kapazitäten hin. Wenn man nun alle drei Kreise einschaltete, so nahmen Netzstrom und Netzspannung die in 5d und e wiedergegebene Kurvenform an. Die von der Gleichrichteranlage angeforderten Oberwellenströme fließen nun zwischen den Gleichrichtergruppen und den Resonanzkreisen, so daß der Netzstrom nur die Grundwelle übertragen muß. Die Netzspannung enthält nur den im Oszillogramm 5e nicht mehr erkennbaren Rest Oberharmonischer, der benötigt wird, um den Oberströmen in den Resonanzkreisen den Verlustwiderstand und Ungenauigkeiten der Abstimmung überwinden zu helfen.

Wenn man nur die Kreise 250 und 350 Per/s einschaltete, so mußte das Netz die 11. und 13. Harmonischen aufbringen. Sie gaben dem Netzstrom den Zwölfphasencharakter, den Bild 5f erkennen läßt und der Netzspannung die entsprechende Veränderung in Bild 5g.

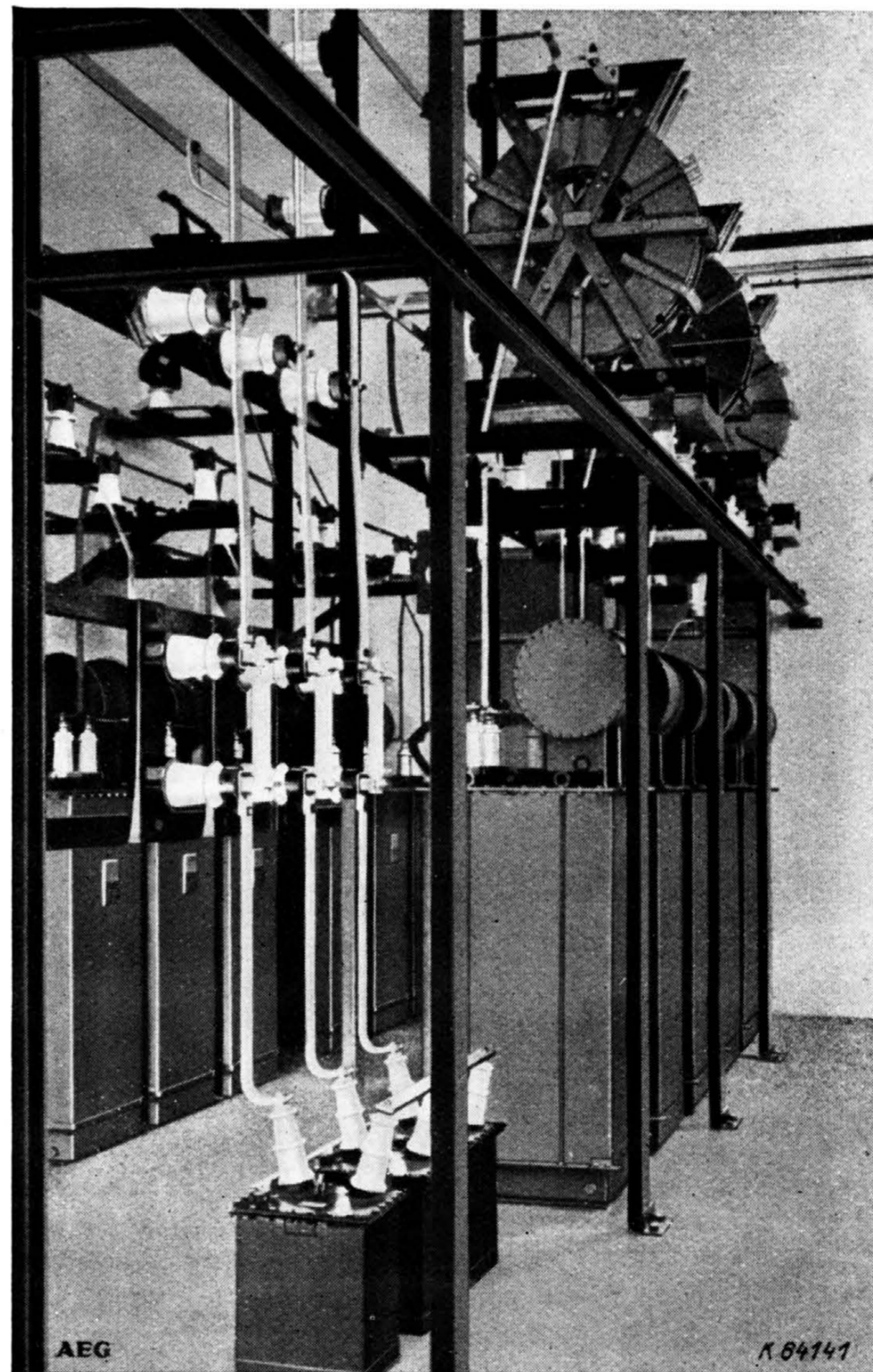
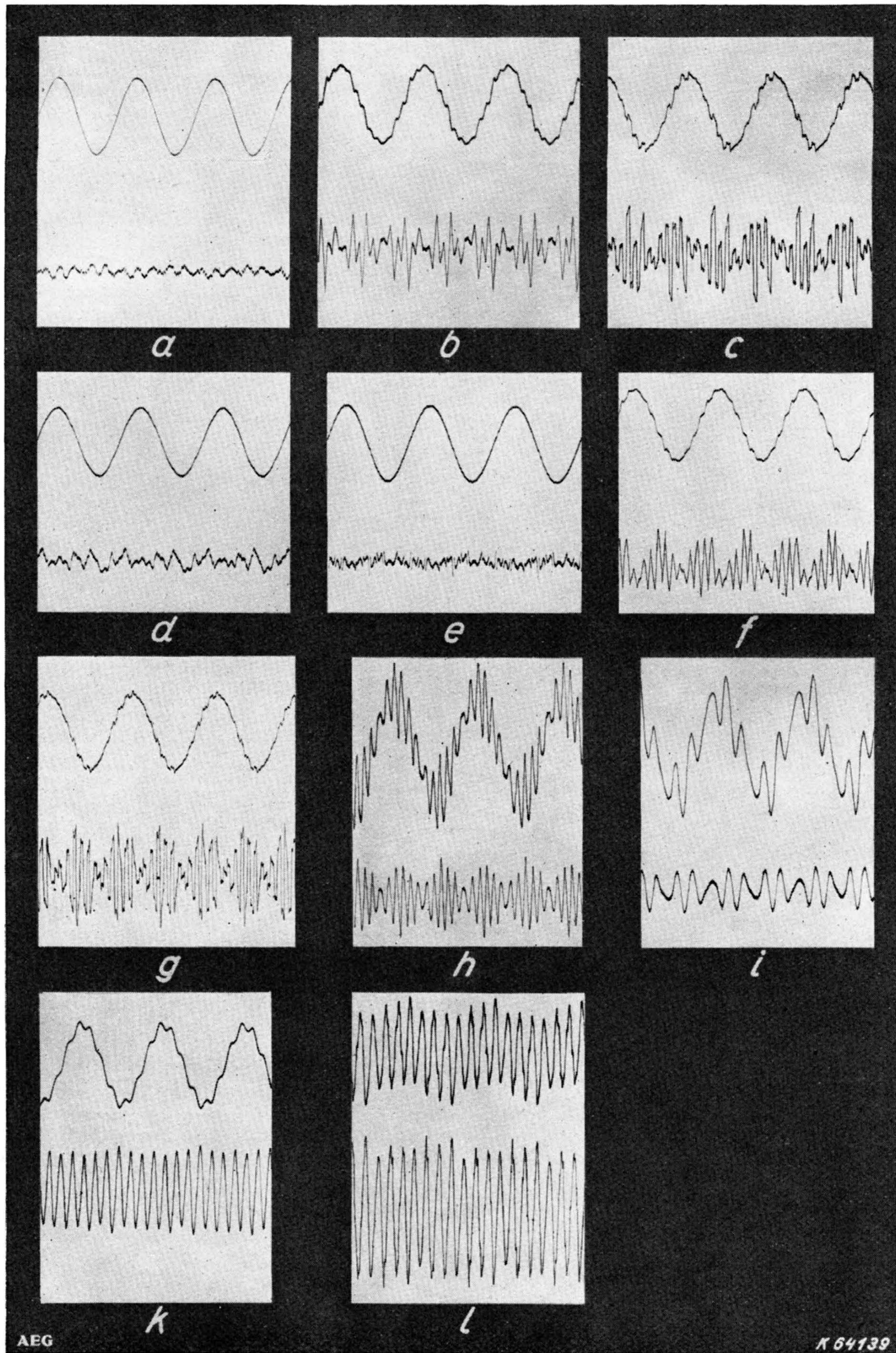


Bild 4. Spannungsresonanzkreise zur Glättung einer Dreiphasenspannung (vorn 250-Hz-Kreis, hinten 600-Hz-Kreis).

²⁾ L. Lebrecht, Spannungsresonanzkreise zur Beseitigung von Stromrichterrückwirkungen in Drehstromnetzen, AEG-Mitt. 1938, S. 489.



- a = Netzspannung vor Einschalten der Gleichrichter und Resonanzkreise,
 b = Netzstrom } bei eingeschalteten Gleichrichtern ohne Resonanzkreise,
 c = Netzspannung }
 d = Netzstrom } bei eingeschalteten Gleichrichtern mit Resonanzkreisen (600, 350, 250 Hz),
 e = Netzspannung }
 f = Netzstrom } bei eingeschalteten Gleichrichtern und mit 250- und 350-Hz-Kreis,
 g = Netzspannung }
 h = Strom im 600-Hz-Kreis,
 i = Strom in der gemeinsamen Zuleitung zu den 250- und 350-Hz-Kreisen,
 k = Spannung an den Kondensatoren des 350-Hz-Kreises,
 l = Spannung an der Drosselspule des 350-Hz-Kreises.

Bild 5. Ströme und Spannungen in einem mit 3 Gleichrichtergruppen belasteten Netz und an den Resonanzkreisen nach Bild 3.

(Unter sämtlichen Oszillogrammen des Bildes ist der Oberwellengehalt bei unterdrückter Grundwelle aufgezeichnet).

Während die Oberwellenströme vom Netz durch die Resonanzkreise abgezogen werden, treten sie in den Resonanzkreisen selbst auf. Bild 5h zeigt die

einem Grundwellenstrom überlagerten 11. und 13. Harmonischen im 600-Hz-Kreis, Bild 5i die 5. und 7. Harmonischen in der gemeinsamen Zuleitung zu

beiden Kreisen. Auch hier ist der unterlagerte Grundwellenstrom erkennbar.

Die Netzspannung ist durch die Resonanzkreise bis auf unbedeutende Reste von den Oberharmonischen befreit. An den Drosselpulen und Kondensatoren der Resonanzkreise treten jedoch Spannungen mit der Resonanzkreisfrequenz auf. Die Spannungen sind die Spannungsabfälle des Oberwellenstromes in den Resonanzkreisen an den Blindwiderständen der Drosselpulen und Kondensatoren und setzen sich zu den genannten kleinen Resten, praktisch zu Null, zusammen. Bild 5k zeigt die Spannung der 7. Harmonischen an den Kondensatoren, Bild 5l die Spannung an den Drosselpulen des 350-Hz-Kreises. Das Oszillogramm in Bild 5k ist zugleich ein Maß für die

Ausnutzung der Kondensatoren mit Oberströmen. Die Kondensatoren haben zusammengefaßt eine Leistung von 2700 kVar. Die zum Abstimmen erforderliche Vorschaltung von Luftdrosselpulen setzt den Blindwiderstand der Spannungsresonanzkreise für die Grundwelle um einige Prozent herab und den aufgenommenen kapazitiven Blindstrom entsprechend hinauf. Von dieser erhöhten Blindleistung der Kondensatoren wird ein Teil in den vorgeschalteten Drosselpulen verbraucht. Der Rest ist in den einzelnen Kreisen immer noch 1 bis 4% größer als die Grundleistung der Kondensatoren ohne Drosselspule und steht dem Netz zur Verbesserung des Leistungsfaktors der Grundwelle zur Verfügung. Der 250- und 600-Hz-Kreis ist in Bild 4 zu sehen.

Bedienungsgeräte und Schalttafeln für Fernwirkanlagen.

Von B. Fleck, Abteilung Schaltanlagen und W. Venzke, Abteilung Kraftwerke und Kraftübertragung.

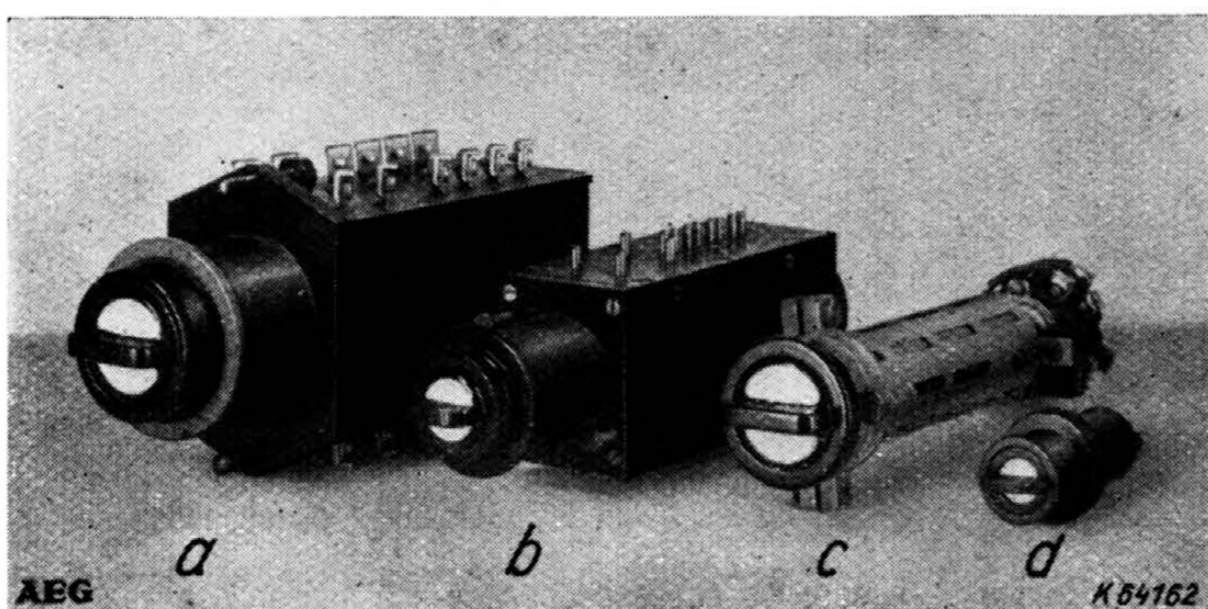
DK 621.398

Beim Entwerfen von Schalttafeln für die Betriebsüberwachung und die Bedienung von Schaltanlagen ist man von jeher bestrebt gewesen, Meßinstrumente und Betätigungsapparate auf der Vorderseite der Tafeln und Hilfsleitungen und Anschlußklemmen auf der Rückseite so anzuordnen, daß die ganze Tafel größtmögliche Übersichtlichkeit und Betriebssicherheit aufweist¹⁾. Mit der

Beim Bau umfangreicher Netzwarten stellte es sich bald heraus, daß es wegen der verhältnismäßig großen Abmessungen unzweckmäßig war, die in Kraftwerkswarten gebräuchlichen Steuer- und Anzeigemittel anzuwenden. Daher mußte eine Anzahl von Bedienungs- und Signalgeräten entwickelt werden, die durch ihre geringen Abmessungen den raumsparenden Aufbau von Fernsteuertafeln ermöglichten.

Die Entwicklung dieser Apparate war beherrscht von dem Bestreben, funktionsmäßig zusammengehörige Teile auch konstruktiv zusammenzufassen; sie war aber auch durch die Tatsache begünstigt, daß die Fernbedienungseinrichtungen im allgemeinen Schwachstromgeräte darstellen. Zunächst hat man den Versuch gemacht, die auf dem Schwachstromgebiet bewährten Steuer- und Anzeigemittel, insbesondere die bekannten Kellogg-Kippschalter und Telefonlämpchen, auch für Fernbedienungseinrichtungen von Starkstromnetzen zu verwenden. Man verzichtete aber bald auf diese Geräte, vor allem wohl deshalb, weil ihre Abmessungen doch zu gering waren und die Betriebsleiter ein berechtigtes Mißtrauen zeigten, mit so kleinen, gegen zufällige Betätigung zu wenig geschützten Bedienungselementen die Hochleistungsschalter der Landesnetze fernzusteuern.

Inzwischen entstand der Steuerquittungsschalter, der in geschickter Weise alle für die Stellungsmeldung und Steuerung eines Hochspannungsschalters erforderlichen Elemente auf engstem Raum in sich vereinigte. Neben der Starkstromausführung (Bild 1a) wurde insbesondere für Fernsteueranlagen eine kleinere Ausführungsform dieses Schalters entwickelt (Bild 1b), bei der die Isolationsabstände, Signallampen und Kontakte für Schwachstrom bemessen wurden. Bild 1 zeigt, daß die äußere Form und die mechanische Festigkeit des Schwachstromschalters der Ausführungsform des Starkstromschalters entspricht. Vor allem wird er ebenso bedient wie dieser; das ist deshalb günstig, weil die Fernsteueranlage räumlich oft innerhalb einer Nahbedienungsanlage liegt und vom gleichen Schaltwärter überwacht werden muß, so daß man schon aus diesem Grunde möglichst für beide Anlagen die gleichen Schaltmittel verwendet.



a = Starkstrom-Steuerquittungsschalter,
b = Schwachstrom-Steuerquittungsschalter,
c = Starkstrom-Quittungsschalter,
d = Schwachstrom-Quittungsschalter.

Bild 1. Steuerquittungs- und Quittungsschalter in Starkstrom- und Schwachstromausführung.

gerade im letzten Jahrzehnt ständig angewachsenen Anwendung von Fernbedienungseinrichtungen wurde es notwendig, die diesem Ziel entsprechenden Maßnahmen in verstärktem Maße durchzuführen. Insbesondere bei umfangreichen Fernsteueranlagen, bei denen die Bedienungsmittel und Meßgeräte für eine größere Anzahl von Außenstationen an zentraler Stelle — in der Netzwarde — vereinigt werden, kommt es sehr darauf an, die Schalttafeln in möglichst gedrängter, aber auch übersichtlicher Form zu bauen, um die Gesamtabmessungen derartiger Netzwarten in erträglichen Grenzen zu halten und damit der Betriebsführung den jeweiligen Schalt- und Belastungszustand in übersichtlicher Form zur Kenntnis zu bringen.

¹⁾ H. Probst, Gesichtspunkte für die Anordnung von Meß-Betätigungs- u. Signalapparaten in den Schaltwarten von Kraftwerken. AEG-Mitt. (1930) 6, 124.

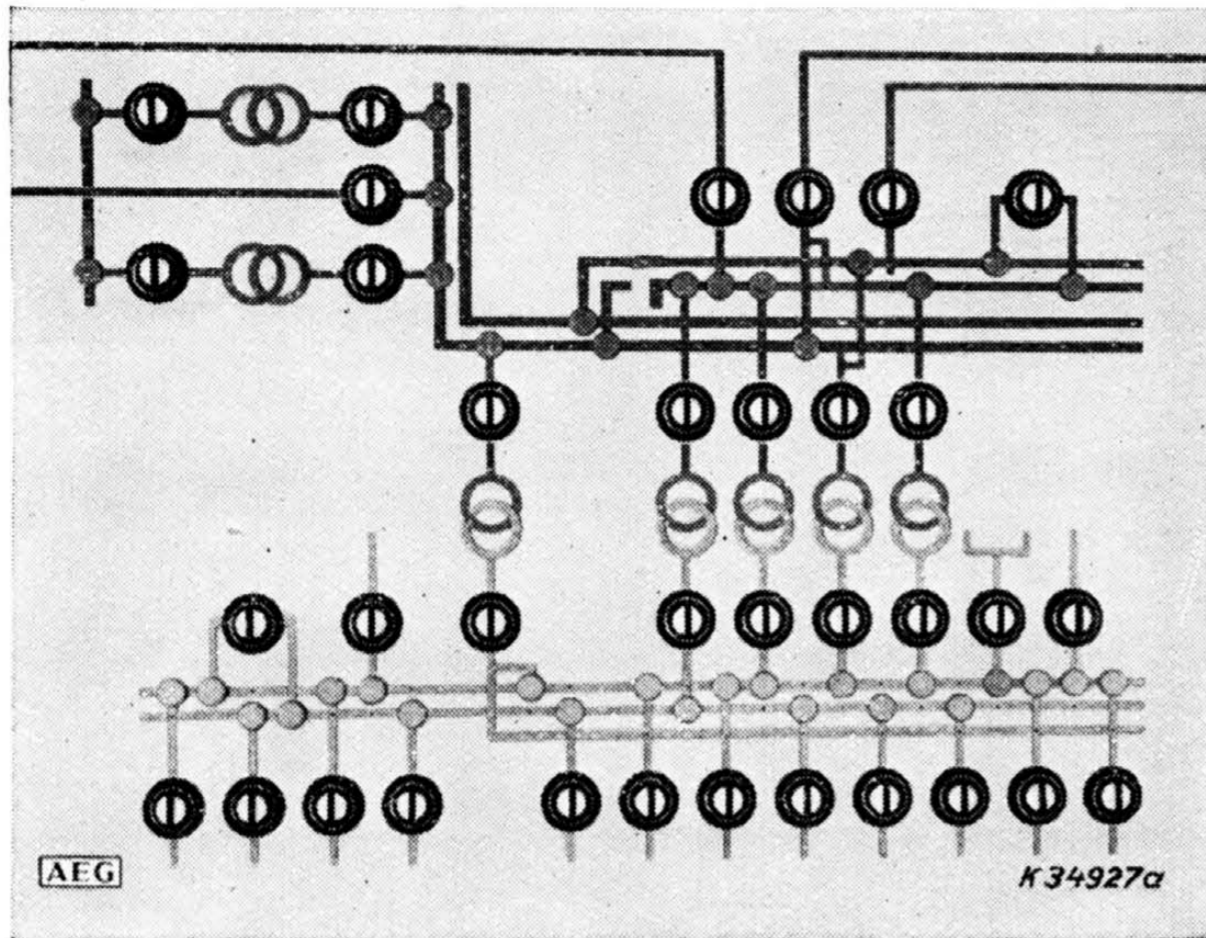


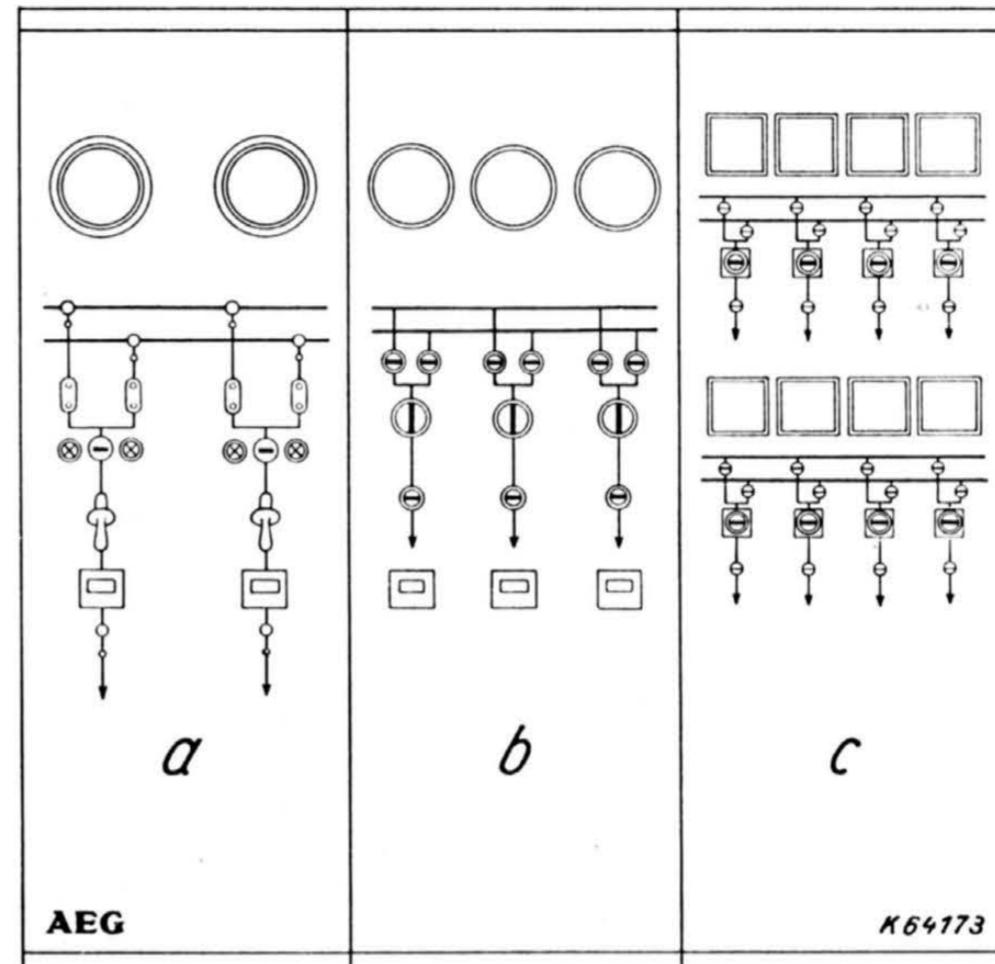
Bild 2. Teilansicht einer Fernsteuertafel mit Blindschaltbild.

Mit Steuerquittungsschaltern lassen sich die Bedienungsmittel auf der Schalttafel besonders übersichtlich anordnen, z. B. in den Leitungszügen eines Blind- oder Leuchtschaltbildes (Bild 2). Die Schalterstellung wird in unzweideutiger Form durch die Stellung des Knebels des Steuerquittungsschalters zum Ausdruck gebracht, der je nach seiner Lage — im Zuge der Leitung oder quer zur Leitung — die „Ein“- oder „Aus“-Stellung des fernbedienten Schalters anzeigt. Auf Änderungen der Schalterstellung wird durch Aufleuchten — auch mit Blinklicht — der in den Schalter eingebauten Signallampe aufmerksam gemacht. Die Änderungsmeldung wird durch Umlegen des Stellungsmeldeknobels quittiert und die Signallampe damit abgeschaltet. Ausgesendet werden die Schaltbefehle durch Betätigen des Schaltringes des Steuerquittungsschalters, wobei die Schaltrichtung „Ein“ bzw. „Aus“ durch die entsprechende Drehung des Schalterknobels festgelegt wird.

Bild 3 läßt den gegenüber älteren Ausführungen erzielbaren Raumgewinn erkennen. Während bei der

die Bedienungsmittel von drei, bei zweireihiger Anordnung sogar die von sechs bzw. acht Hochspannungsabzweigen auf gleichem Raum ohne weiteres untergebracht werden, wenn nicht allzu viele Meßgeräte erforderlich sind.

Für die Stellungsanzeige nur ferngemeldeter, aber nicht ferngesteuerter Schalter wird an Stelle des Steuerquittungsschalters der Quittungsschalter, mitunter auch Meldeschalter genannt, verwendet, bei dem Bedienungsweise und Aufbau



- a = Schalttafel mit Betätigungsschaltern (2 Abzweige je Feld),
- b = Schalttafel mit Starkstrom-Steuerquittungsschaltern (3 Abzweige je Feld),
- c = Schalttafel mit Schwachstrom-Steuerquittungsschaltern (8 Abzweige je Feld).

Bild 3. Entwicklungsstufen von Steuertafeln gleicher Abmessungen.

unter Fortfall des Steuerteils weitgehend mit der Ausführung des Steuerquittungsschalters übereinstimmen (Bild 1c). Auch für den Quittungsschalter wurde eine Schwachstromausführung mit wesentlich kleineren Abmessungen geschaffen (Bild 1d). Bild 4 zeigt, in wie großer Zahl dieser kleine Meldeschalter in übersichtlicher Anordnung auf einer

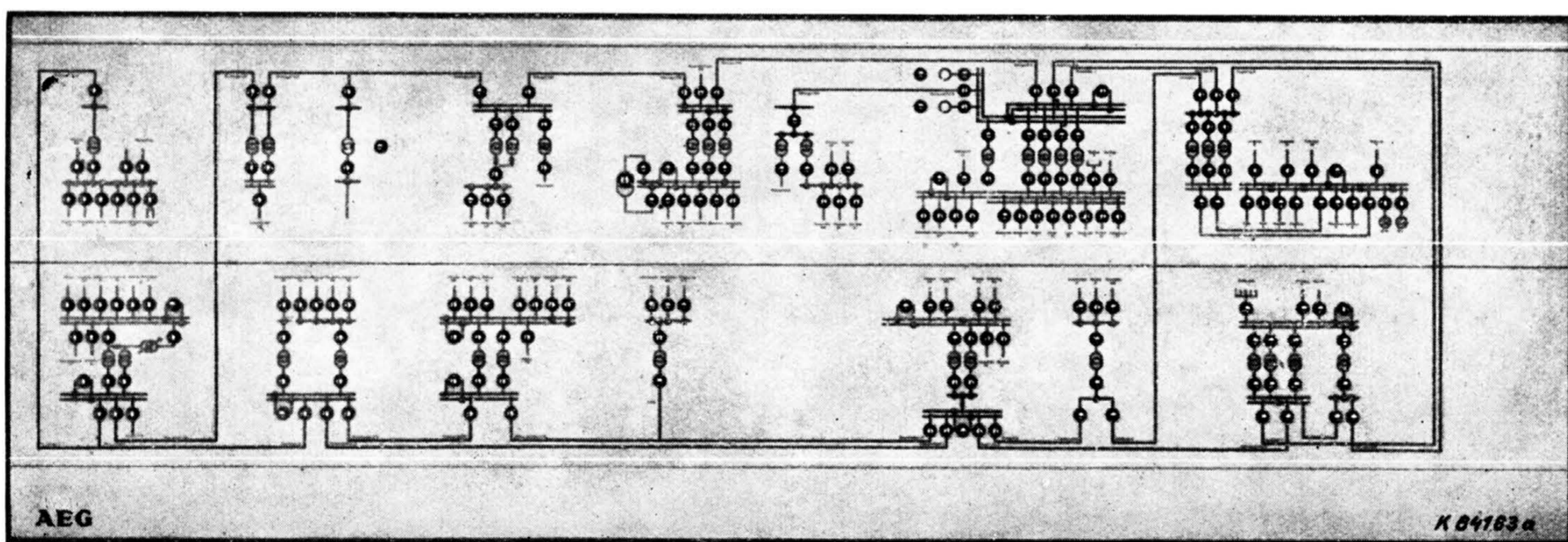


Bild 4. Fernbedienungstafel mit Schwachstrom-Steuerquittungsschaltern.

früher üblichen Ausführung mit Betätigungsschaltern und getrennten Signallampen die Steuer- und Meßgeräte für nur zwei Hochspannungsabzweige auf einem Schalttafel von etwa 750 mm Breite untergebracht werden konnten (Bild 3a), können bei dem großen Steuerquittungsschalter (Bild 3b) und dem neuen kleinen Steuerquittungsschalter (Bild 3c)

Schalttafel von üblicher Höhe und etwa 6 m Breite untergebracht werden kann.

In einfachen Fernbedienungsanlagen begnügt man sich häufig mit einer Fernüberwachung der Leistungsschalter, während die Trennschalterstellungen auf Grund der anderweitig, z. B. fernmündlich vermittelten Kenntnis des Schaltzustandes lediglich durch

von Hand einstellbare Markierungseinrichtungen im Blindschaltbild angezeigt werden. Sind auf diese Weise Trennschalter im Zuge von Leitungsnachbildungen darzustellen, so werden mit Raststellungen versehene, drehbare Symbole verwendet, die zweckmäßig gegen unbeabsichtigtes Verstellen

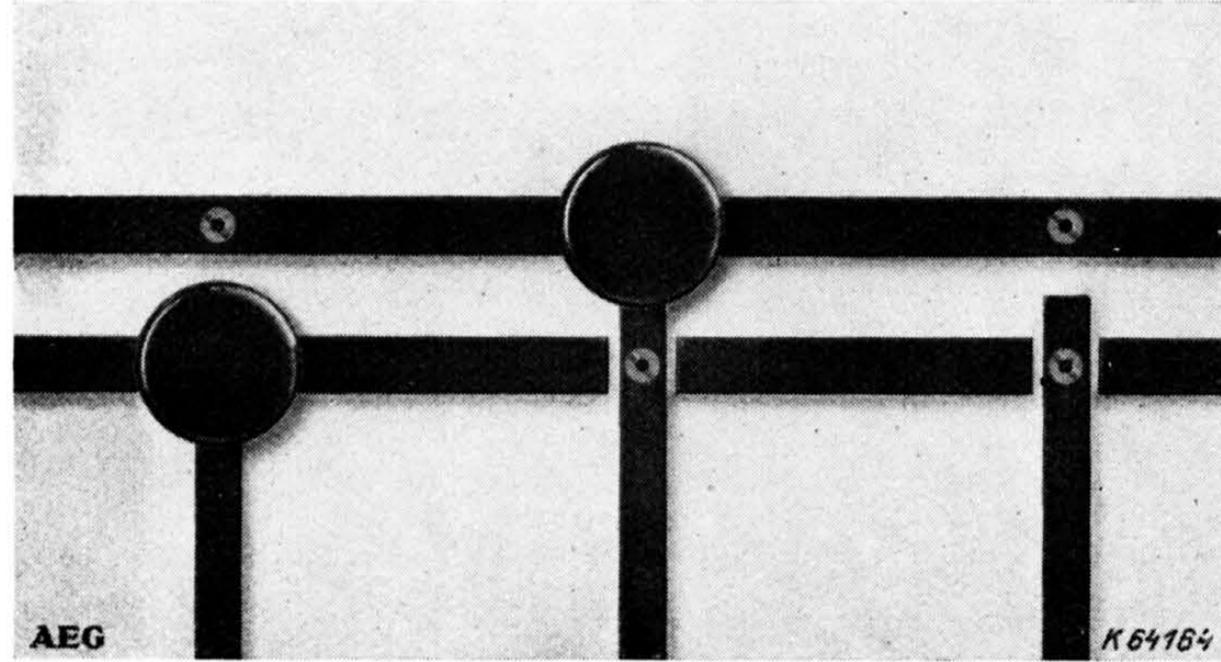
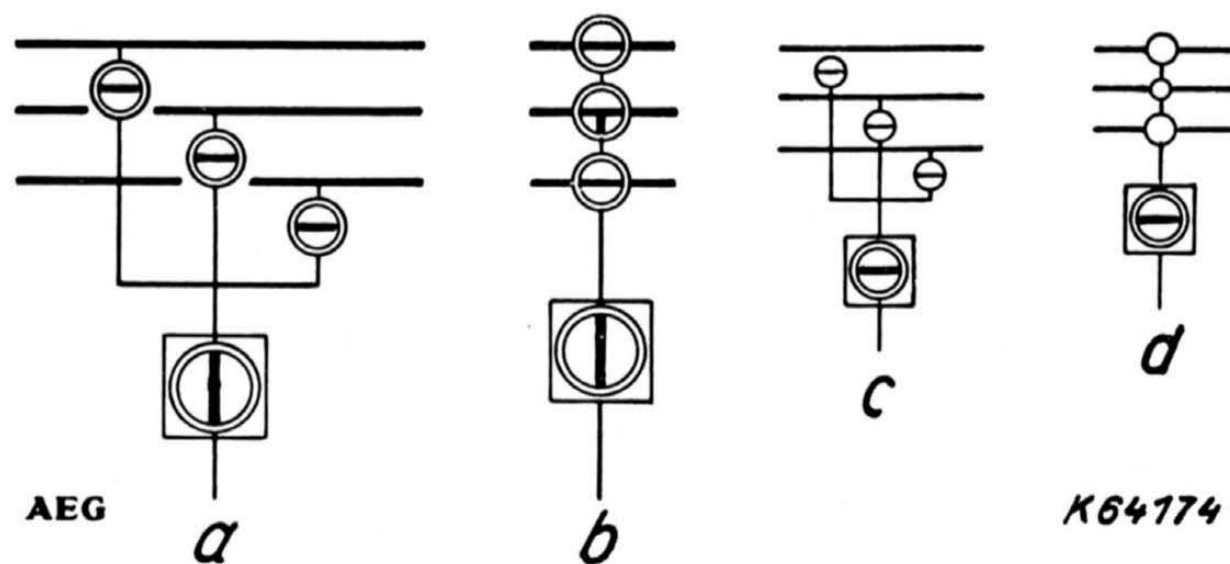


Bild 5. Umsteckknöpfe für die Anzeige der Stellungen von Sammelschienen-Trennschaltern im Blindschaltbild.

dadurch gesichert sind, daß der bewegliche Teil erst durch Herausziehen aus der Tafelebene entriegelt werden muß, bevor eine Umstellung des Knebels möglich ist.

In Bild 2 sind in den oberen beiden Sammelschienen derartige Trennschaltersymbole zu erkennen. Dieses Bild zeigt außerdem ein einfaches und raumsparendes Verfahren, die Stellungen von Sammelschienen-trennschaltern im Blindschaltbild durch umsteckbare Knöpfe darzustellen. Der mit federndem Stecker versehene Umsteckknopf ist in Bild 5 in verschiedenen Stellungen getrennt gezeigt. Die Länge des in die Sammelschienen hineinragenden Teils der Abzwegleitung ist dabei so zu bemessen, daß dieses Leitungsstück in der unteren Lage des Markierungsknopfes vollständig verdeckt ist, in der oberen Lage des Knopfes dagegen den Übergang zwischen Abzwegleitung und oberer Sammelschiene ohne Zwischenraum vermittelt.

Bei der Fernbedienung umfangreicher Schaltanlagen mit mehreren Sammelschienensystemen und mit



- a = Starkstrom-Quittungsschalter mit Drehknebel, m = 380 mm,
 b = Starkstrom-Quittungsschalter mit T-Stück, m = 85 mm,
 c = Schwachstrom-Quittungsschalter mit Drehknebel, m = 150 mm,
 d = Schwachstrom-Umsteck-Quittungsschalter, m = 60 mm.
 m = Mindest-Mittenabstand zwischen zwei Abzweigdarrstellungen im Blindschaltbild mit Rücksicht auf die Steuer- und Meldegeräte.

Bild 6. Darstellungsmöglichkeiten für Sammelschienen-Trennschalter im Blindschaltbild.

Längs- und Querkuppelschaltern kann man auf eine zwangsläufige Meldung der Trennschalterstellungen meist nicht verzichten. Zur Anzeige der Stellungen der Sammelschienen-trennschalter im Blindschaltbild sind dann Quittungsschalter erforderlich, die entweder mit einfachem Knebel in den Abzwegleitungen

nach den Bildern 6a oder 6c, oder mit T-Symbol nach Bild 6b im Zuge der Sammelschienen angeordnet werden. Die Anordnung nach Bild 6b erfordert zum deutlichen Sichtbarmachen des T-Symbolen immer Quittungsschalter großer Ausführung. Auch bei Verwendung von Schwachstrom-Dreh-Quittungsschaltern (Bild 6c) ist der Platzbedarf immer noch erheblich.

Um an Platz zu sparen, wurde ein neuer Quittungsschalter geschaffen (Bild 7), der eine Weiterentwicklung der Steckknöpfe nach Bild 5 darstellt und eine übersichtliche Darstellung von Sammelschienen-Trennschalterstellungen bei geringstem Platzbedarf ermöglicht (Bilder 6d und 8). Dieser Umsteck-Quittungsschalter enthält wie der bisher übliche Quittungsschalter außer der Signallampe den für die Quittierung erforderlichen Umschalter, der bei diesem Schalter jedoch nicht durch Verstellen eines Knebels, sondern durch Aufstecken und Abnehmen einer Lampenblende betätigt wird. Der Schalter wird, ähnlich wie der Quittungsschalter mit Knebel, in der Weise bedient, daß die bei jedem Stellungswechsel aufleuchtende Lampe durch Einstecken bzw. Abziehen der größeren Lampenblende zum Erlöschen gebracht wird. Der quittierte Zu-

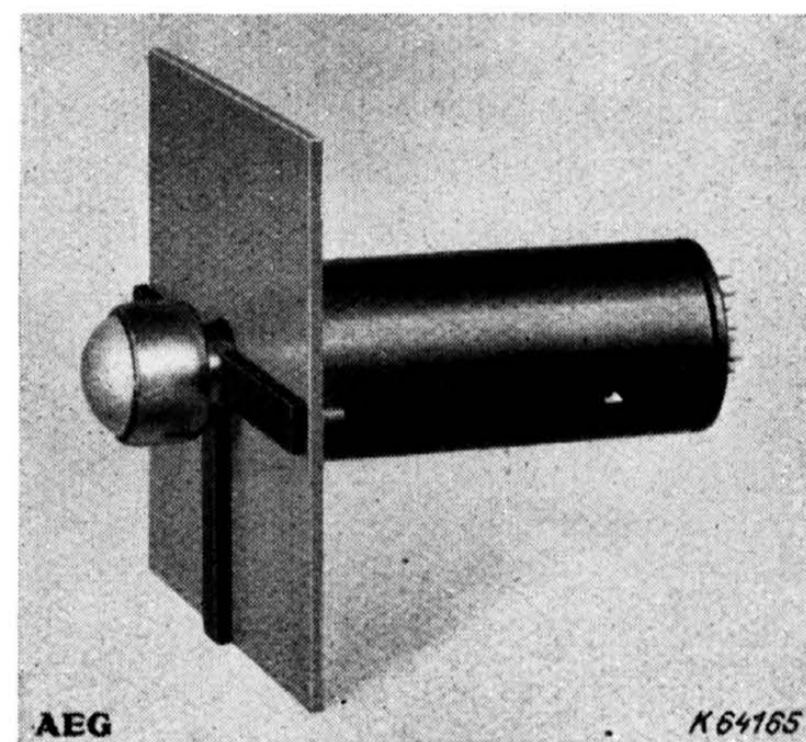


Bild 7. Umsteck-Meldeswitcher.

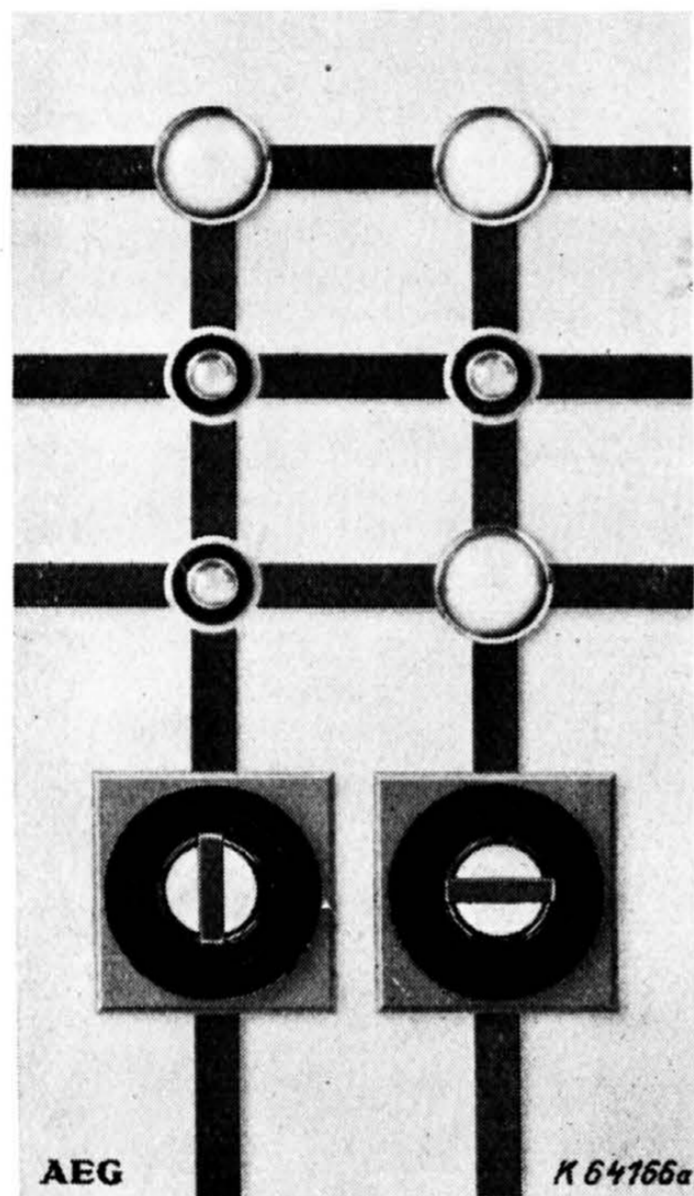
stand ist je nach der Stellung des überwachten Schalters entweder bei aufgesteckter oder bei abgezogener großer Lampenblende erreicht. Dabei zeigt die aufgesteckte große Lampenkalotte den Einschaltzustand des Trennschalters sinnfällig als Abzweig- oder Knotenpunkt der Sammelschienen an, während, wenn die sonst durch die aufsteckbare größere Blende verdeckte feste kleine Lampenblende sichtbar ist, angezeigt wird, daß der Trennschalter offen, die Abzwegleitung also nicht mit der Sammelschiene verbunden ist.

Eine hinsichtlich der Verringerung der Abmessungen bis an die Grenze der Bedienbarkeit gehende Entwicklung wurde bei den Bausteinschaltbildern²⁾ durchgeführt. Diese waren anfänglich nur mit von Hand steckbaren Symbolen für Trenn- und Leistungsschalter versehen. Neuerdings wurden einige neue Bauelemente entwickelt, so daß das Bausteinschaltbild nunmehr auch für die selbsttätige Schalterstellungsmeldung mit Quittungsschaltern und für die Rückmeldung des Spannungszustandes einzelner Netzpunkte angewendet werden kann. Die für die selbsttätige Rückmeldung und Quittierung entwickelten Quittungsschalter kleinster Abmessungen in Bausteinform bestehen im wesent-

²⁾ Fr. Zeidler, „Das Baustein-Schaltbild, ein neues Hilfsmittel für die Betriebsüberwachung“, AEG-Mitt. (1939) 5, 257.

lichen aus Plexiglas und werden von der Rückseite her mit Dauer- oder Flackerlicht beleuchtet, sobald zwischen der Stellung des beispielsweise über ein Wählergerät selbsttätig gemeldeten Hochspannungsschalters und der Stellung des Drehknebels des Schaltersymbols im Bausteinschaltbild keine Übereinstimmung besteht. Der Quittungsschalter ist mit Umschaltkontakten versehen und nimmt auf der Vorderseite des Bausteinbildes nur den Platz eines normalen Bausteines mit 15 mm Kantenlänge ein, während auf der Rückseite der Platz von zwei Bausteinen benötigt wird (Bild 9).

In Bild 10, das einen anderen Teilausschnitt eines Bausteinbildes zeigt, ist ein einfacher handbetätigter Stufenanzeiger zu erkennen, der zur Stellungsmeldung von Regelschaltern, Erdschlußspulen usw. benutzt wird und durch seinen drehbaren, einrastenden Knebel die Stufenstellung des überwachten Gerätes



Kleine feste Blende bedeutet: Schalter ausgeschaltet,
 Große Aufsteckblende bedeutet: Schalter eingeschaltet,
 Meldung einer Stellungenänderung: Lampe leuchtet,
 Meldung quittiert: Lampe dunkel.

Bild 8. Anzeige der Stellungen von Sammelschienen-Trennschaltern durch Umsteck-Meldeschalter.

anzeigt. Bild 10 zeigt auch die Versuchsausführung³⁾ eines kleinen Meßinstrumentes, das vielleicht in Zukunft im Zusammenhang mit Bausteinbildern von Bedeutung sein wird. Die Abmessungen dieses Instrumentes sind so gewählt, daß es den Raum von drei Bausteinen einnimmt. Trotz seinen geringen Abmessungen kann es zweifellos in vielen Fällen dazu dienen, mit ausreichender Genauigkeit beispielsweise die Belastungsverhältnisse von Kabelabzweigen oder die Gesamtleistung eines Werkes im Bausteinbild anzuzeigen, wobei in Verbindung mit Fernmeßeinrichtungen die genauere Anzeige oder auch Aufzeichnung der Meßwerte durch größere, an anderer Stelle untergebrachte Meßinstrumente keine Schwierigkeiten bereitet.

Für die Anzeige von Warnungs- oder Störungsmeldungen werden in nahbedienten Anlagen die bekannten Dreistellungs-Melderelais verwendet. Die Wirkungsweise dieser Melderelais ist so, daß bei Eintreten einer Störung die Fallklappe

³⁾ Das Instrument wurde in der Zählerwerkstatt der Abt. Stromwirtschaft des HGW entwickelt.

aus ihrer Ruhelage in die Störlage geht und über Kontakte ein Lautsignal einschaltet. Durch einen Rückstell-Druckknopf am Melderelais wird die Meldung unter gleichzeitigem Abstellen der Signallupe zur Kenntnis genommen. Dabei geht die Fallklappe in eine Warnstellung zurück, in der sie bis zum Verschwinden der Störung verbleibt und an das soeben

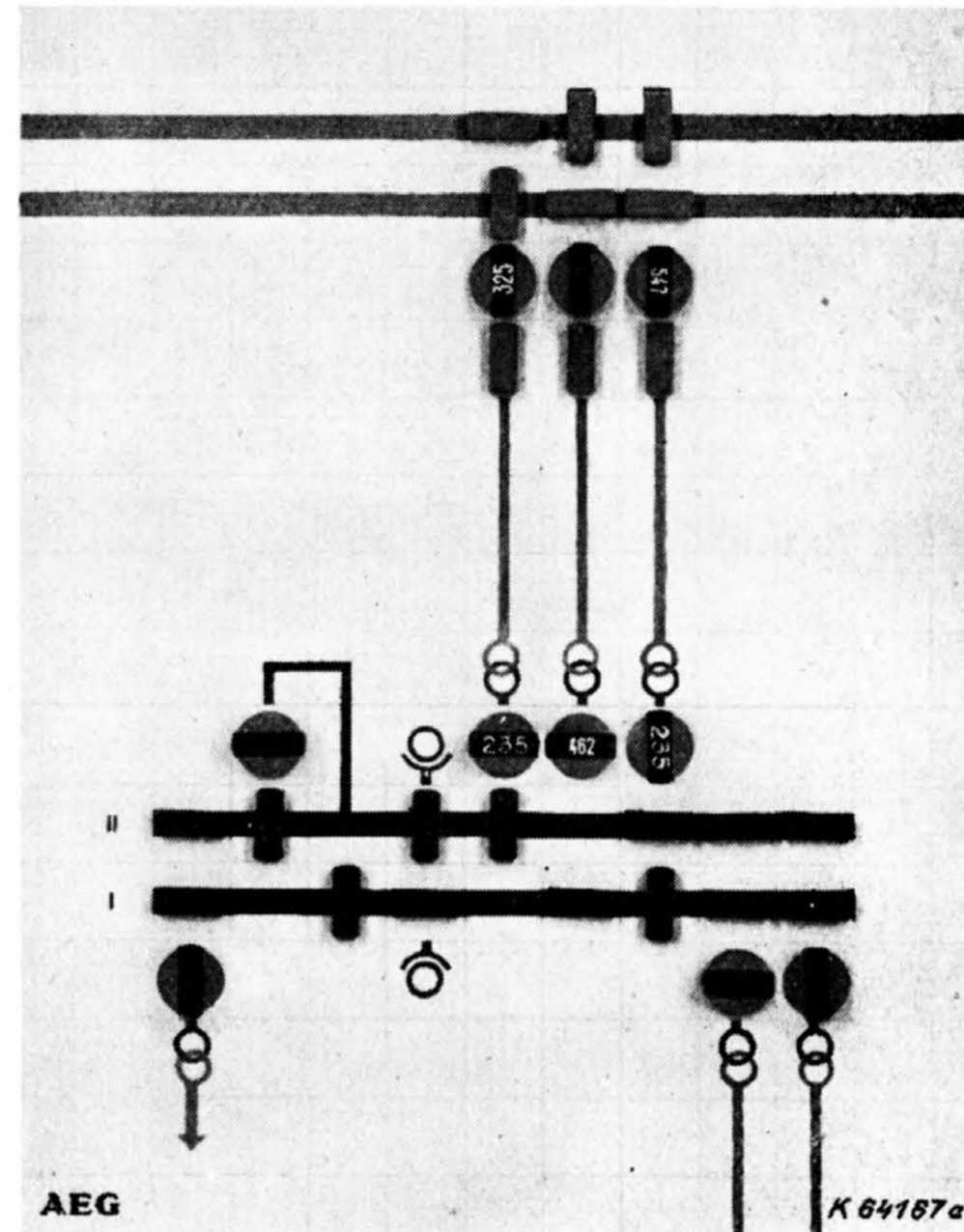


Bild 9. Teilansicht eines Bausteinbildes.

zur Kenntnis genommene Signal erinnert. Nach Verschwinden der Störungsursache geht die Fallklappe selbsttätig in die Ausgangsstellung zurück.

Bei der Anzeige von Betriebsmeldungen für fernbediente Anlagen wird stets aus Sicherheitsgründen nicht nur die Störung, sondern auch der Zustand der ungestörten Betriebsbereitschaft durch je eine besondere Meldung übertragen. Bei Verwendung der normalen Melderelais würde zwar die Störungsmel-

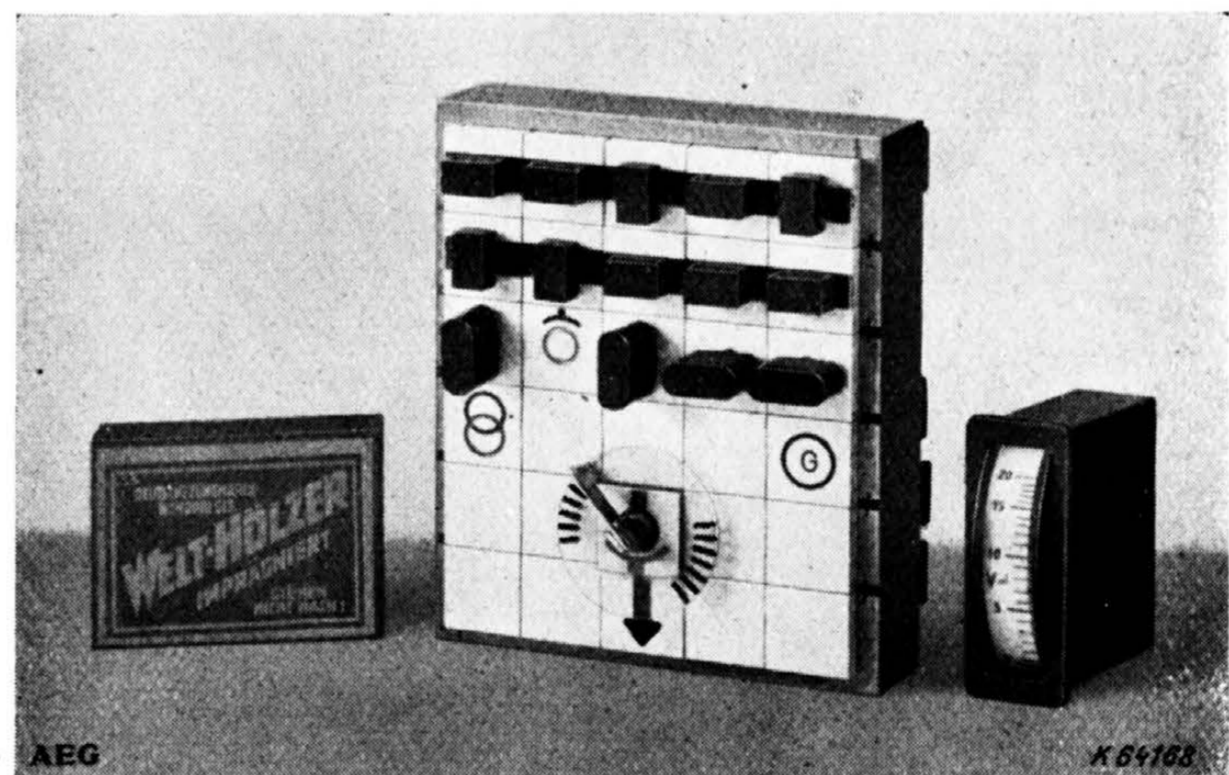
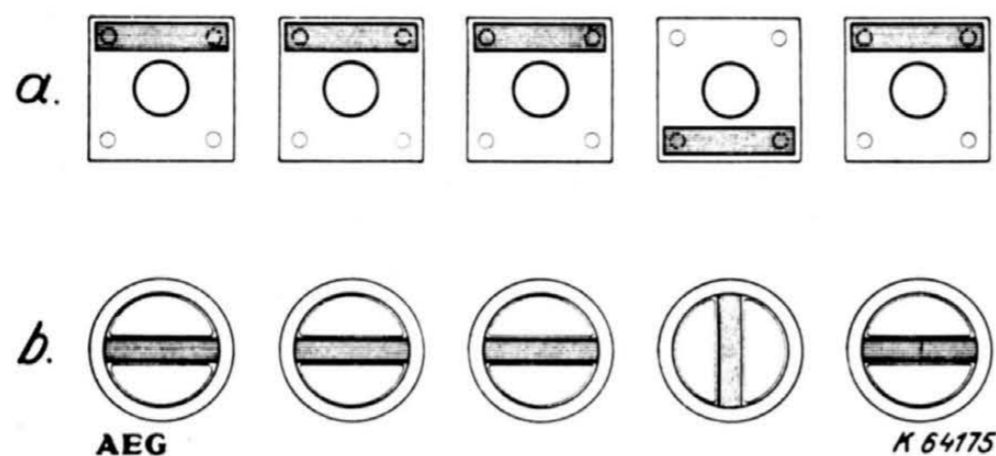


Bild 10. Bausteinbildmuster mit Versuchsausführung eines Kleinst-Profilinstruments.

dung durch Hochstellen der Fallklappe in die Mittelstellung quittiert werden können; jedoch wäre es nicht möglich, den Schaltwart auf das Eintreffen der Gegenmeldung durch eine besondere quittierbare Meldung aufmerksam zu machen. Diese Bedienungsweise, bei der nicht grundsätzlich jede Meldung be-

sonders quittiert werden muß, ist in Fernbedienungsanlagen unzulässig. Sie könnte für den Bedienungsmann, der sich im Gegensatz zu den Verhältnissen in einer nahbedienten Anlage nicht mehr um jede Einzelheit kümmern kann, die Gefahr von Irrtümern in sich bergen.



a = Störungsanzeige durch Steckvorrichtungen,
b = Störungsanzeige durch Quittungsschalter.

Bild 11. Anzeige von Störungsmeldungen.

In fernüberwachten Anlagen werden daher Betriebs- und Störungsmeldungen zweckmäßig durch Apparate angezeigt, bei denen Meldung und Gegenmeldung durch je einen besonderen Quittungsvorgang

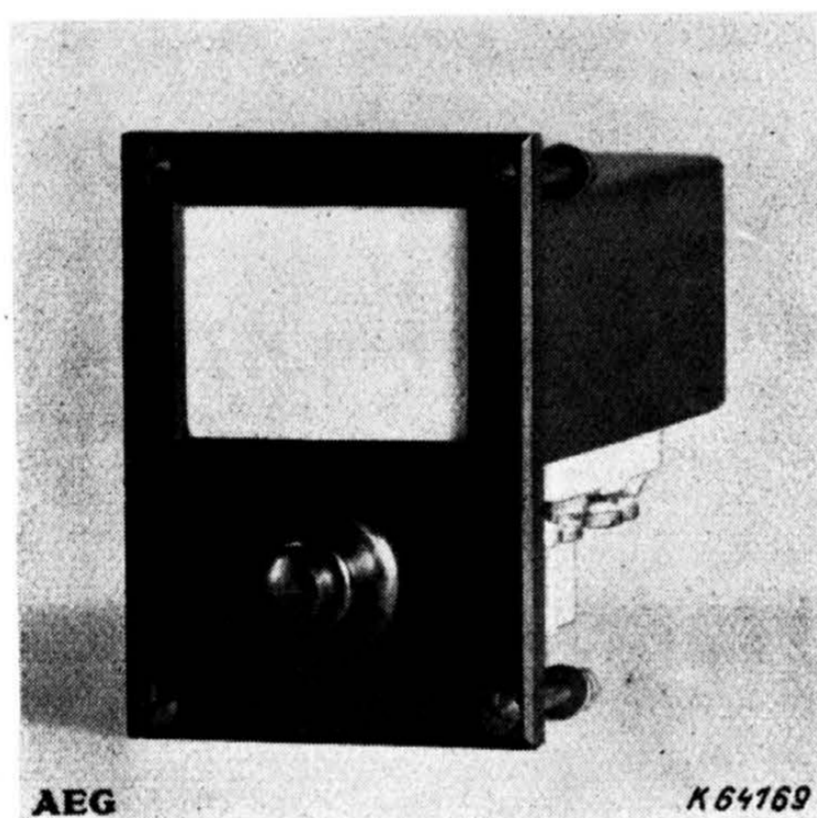


Bild 12. Meßwert-Auswahl-Element.

zur Kenntnis genommen werden. Bild 11a zeigt eine Anordnung, bei der die Anzeigemittel lediglich aus Steckvorrichtungen mit eingebauten Änderungslampen bestehen. Die Signallampe zeigt durch ihr

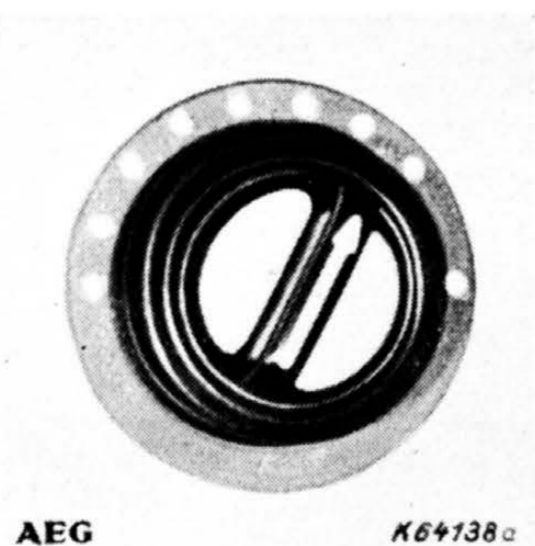


Bild 13. Meßwert-Auswahl-Schalter.

Aufleuchten jeweils eine Änderung des Betriebszustandes an. Die Meldung wird durch Umstecken des Steckerknobels zur Kenntnis genommen, wodurch die Lampe erlischt. Das Umstecken bedeutet eine Parallelverschiebung des Steckers in dem mit den übrigen Steckvorrichtungen in einer waagerechten

Reihe angeordneten Steckbauteil. Da bei allen Betriebsmeldungen immer zwischen dem ungestörten Betriebszustand und einer Störungsmeldung unterschieden werden kann, wird die Schaltung so angeordnet, daß die Quittungsstecker in der quittierten, den ungestörten Betriebszustand anzeigenden Lage sämtlich in einer waagerechten Reihe liegen. Eine Störungsmeldung wird nach ihrer Kenntnisnahme durch Umstecken des Steckers eindrucksvoll dadurch angezeigt, daß sich der zugehörige Stecker außerhalb der Reihe der übrigen Stecker befindet. Dabei sind die Grundplatten der Steckbauteile so beschriftet, daß der Stecker in seiner quittierten Lage die jeweils zutreffende Meldung freigibt.

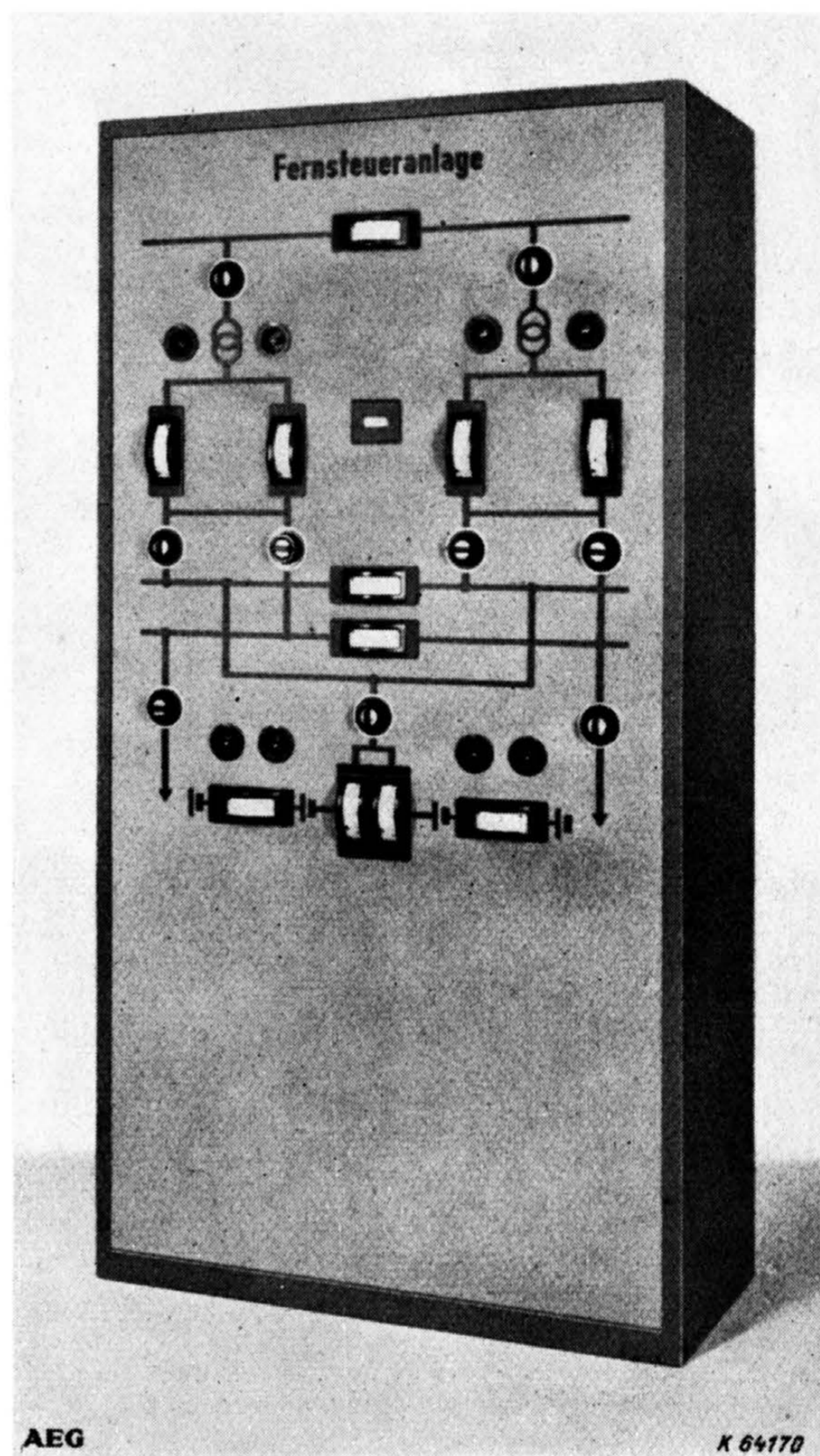


Bild 14. Fernsteuertafel für eine Gleichrichterstation mit Meßinstrumenten im Blindschaltbild.

Ganz ähnlich, jedoch mit Quittungsschaltern üblicher Ausführung, ist die Anordnung nach Bild 11b. Auch hier liegen im ungestörten Betrieb die Knebel der Schalter ausgerichtet in einer Reihe, während beim Vorliegen einer Störungsmeldung der Quittungsknebel des entsprechenden Schalters quer zu dieser Knebelreihe steht.

Im Zusammenhang mit der Fernbedienung von Schaltanlagen ist es fast immer notwendig, auch Meßwerte zu übertragen. Geeignete Fernmeßverfahren stehen zur Verfügung. Um an Übertragungskanälen zu sparen, wird sehr häufig das Verfahren der Anwahlmessung angewendet. Es beruht darauf, daß mit Hilfe des Fernbedienungsgerätes aus einer Anzahl von Fernmeßsendern im Unterwerk derjenige Sender ausgewählt und an den nur einmal vorhandenen Meßwert-Übertragungskanal an-

geschaltet wird, dessen Meßwert gerade übertragen werden soll. Die Übertragung erfolgt dann so lange, bis ein anderer Meßwertsender ausgewählt wird. Auf der Fernüberwachungstafel ist für sämtliche nacheinander anwählbare Meßwerte gleicher Art ein einziges Empfangsinstrument angebracht, um außer an Kosten auf der Schalttafel auch wesentlich an Platz zu sparen. Zur Anwahl der einzelnen Meßwerte und zur Anzeige der erfolgten Auswahl sind Steuer- und Signalmittel notwendig, die z. B. als Meßwertauswahlbauteil nach Bild 12 ausgeführt und auf der Fernsteuertafel entweder zusammengefaßt unter dem gemeinsamen Instrument oder im Blindschaltbild einzeln dort angeordnet werden können, wo sich an entsprechender Stelle der fernüberwachten Anlage der zugehörige Fernmeßgeber befindet. Für die Auswahl mehrerer Meßwerte kann auch der im Bild 13 dargestellte Auswahl-schalter verwendet werden, der aus den Grundbauteilen eines Steuerquittungsschalters aufgebaut wurde und eine besonders raumsparende Anordnung darstellt. In Übereinstimmung mit dem bei Steuerquittungs- und Quittungsschaltern in Blindschaltbildern angewendeten Grundsatz der Dunkel-schaltung ist die Signallampe dieses Auswahl-schalters nur dann dunkel, wenn sich der Knebel in der dem angewählten Meßwert entsprechenden Lage befindet.

Die Meßgeräte sind mitbestimmend für die Größe der Schalttafel-felder, gleichgültig, ob sie außerhalb oder innerhalb des Blindschaltbildes angeordnet werden. So ging nicht nur für Fernmeßgeräte, sondern allgemein für Schalttafelinstrumente das

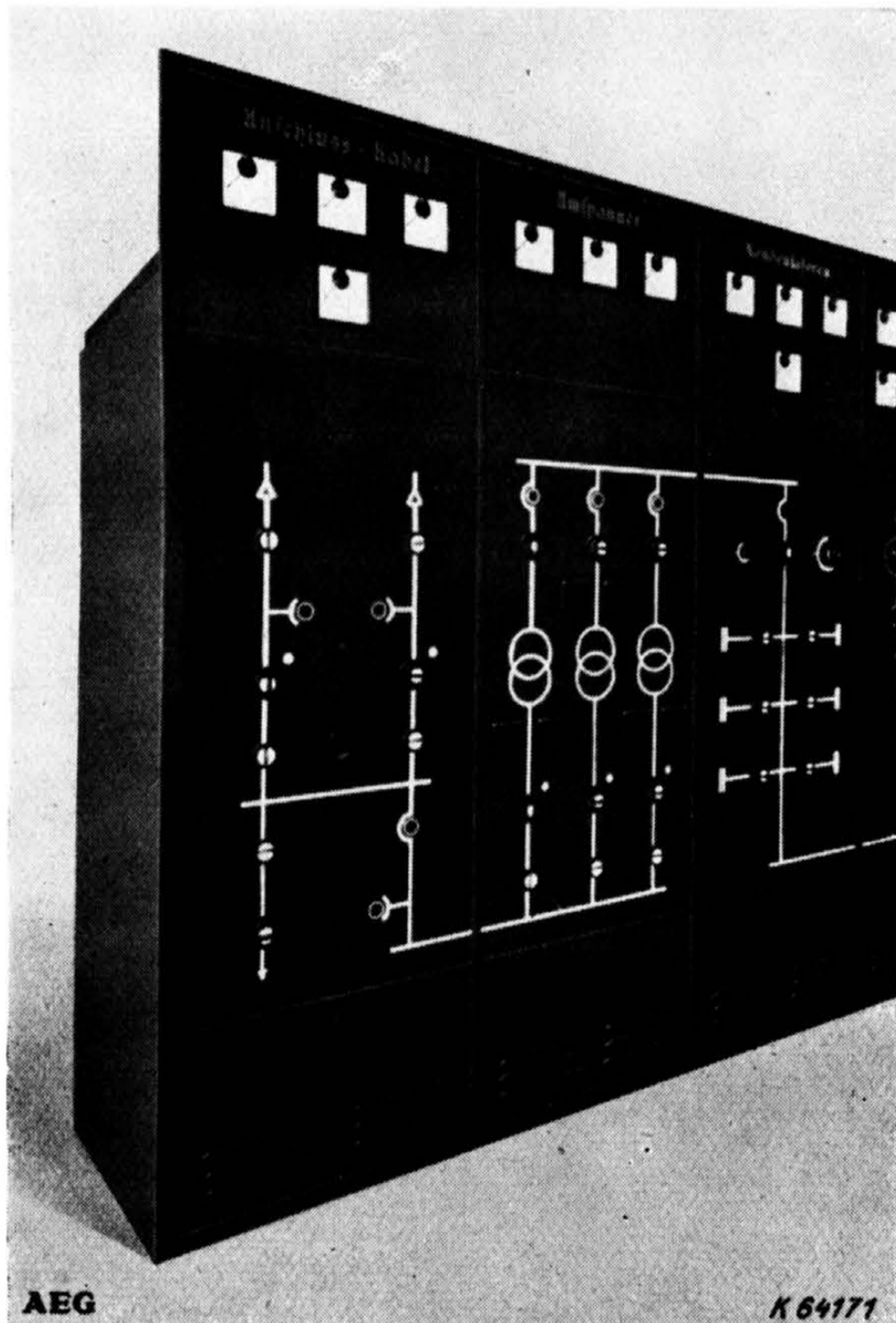


Bild 15. Teilansicht einer Steuertafel für eine Stromversorgungsanlage mit Leuchtschaltbild.

Bestreben dahin, bei möglichst geringen Abmessungen der Geräte doch eine gute Ablesbarkeit zu erzielen. Die neueren Schalttafel-Instrumente mit schmalen Frontrahmen haben in quadratischer Form die Abmessungen $144 \times 144 \text{ mm}^2$, in runder Form

einen Durchmesser von 130 bzw. 185 mm und schließlich in der Ausführung als Profilgeräte Front-rahmenabmessungen von $72 \times 144 \text{ mm}^2$ als Mindestabmessungen erhalten. Da sämtliche Fernmeßverfahren den Meßwert auf der Empfangsseite schließ-

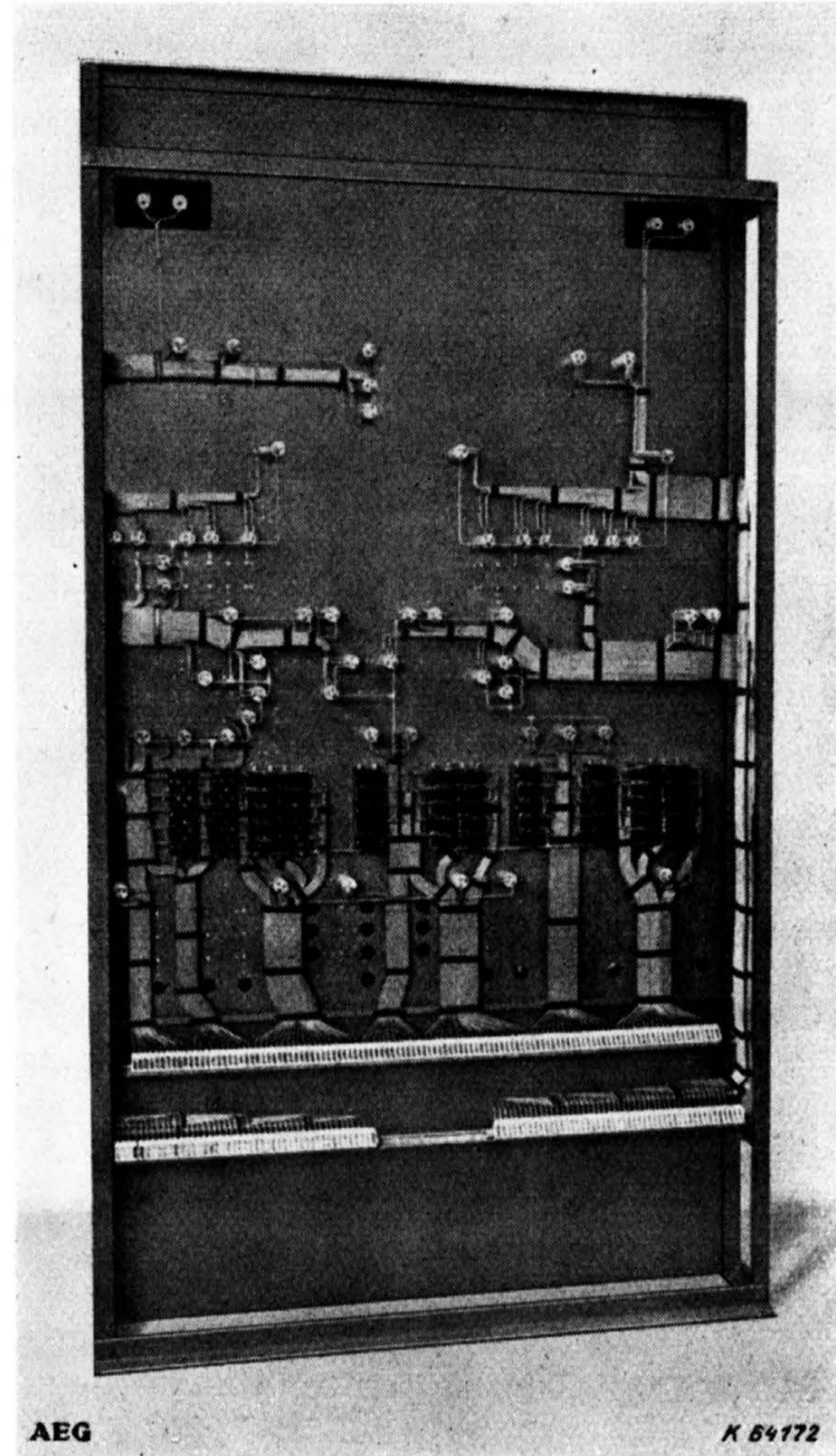


Bild 16. Rückansicht eines Fernsteuertafelfeldes.

lich in Form einer ihm proportionalen Gleichspannung von beispielsweise 0 bis 10 V zur Verfügung stellen, werden für Meßwerte jeder Art, also auch für Leistungsmesser, immer Drehspulmeßgeräte verwendet, was dem Streben nach Verkleinerung der Abmessungen durch die Kleinheit des Meßsystems der Fernmeß-Empfangsinstrumente in weitem Maße entgegenkommt.

Schalttafeln für die Fernbedienungsanlagen sind stets mit einem Übersichtsschaltbild der fernüberwachten Anlage versehen, in dessen Leitungszüge an entsprechender Stelle die Quittungs- und Steuerschalter für die fernbedienten Geräte eingesetzt werden. Zur klaren Kennzeichnung des betrieblichen Zusammenhangs werden auch die Meßinstrumente in die Stationsnachbildung auf der Fernsteuertafel eingesetzt, sofern sich dieses zwanglos ermöglichen läßt. Bild 14 zeigt als Beispiel die Fernbedienungstafel einer kleineren Gleichrichteranlage mit vier Kolben für umschaltbaren Bahn- oder Lichtbetrieb sowie mit einer Drei-Leiter-Batterie.

Da die Steuerschalter mit Rücksicht auf leichte Bedienbarkeit auf der Schalttafel höchstens etwa 1,8 bis 1,9 m über dem Erdboden angeordnet werden können, so bleibt bei der üblichen Schalttafelhöhe von 2,2 bis 2,6 m oberhalb des Übersichtsschaltbildes von selbst noch Platz übrig für die Unterbringung

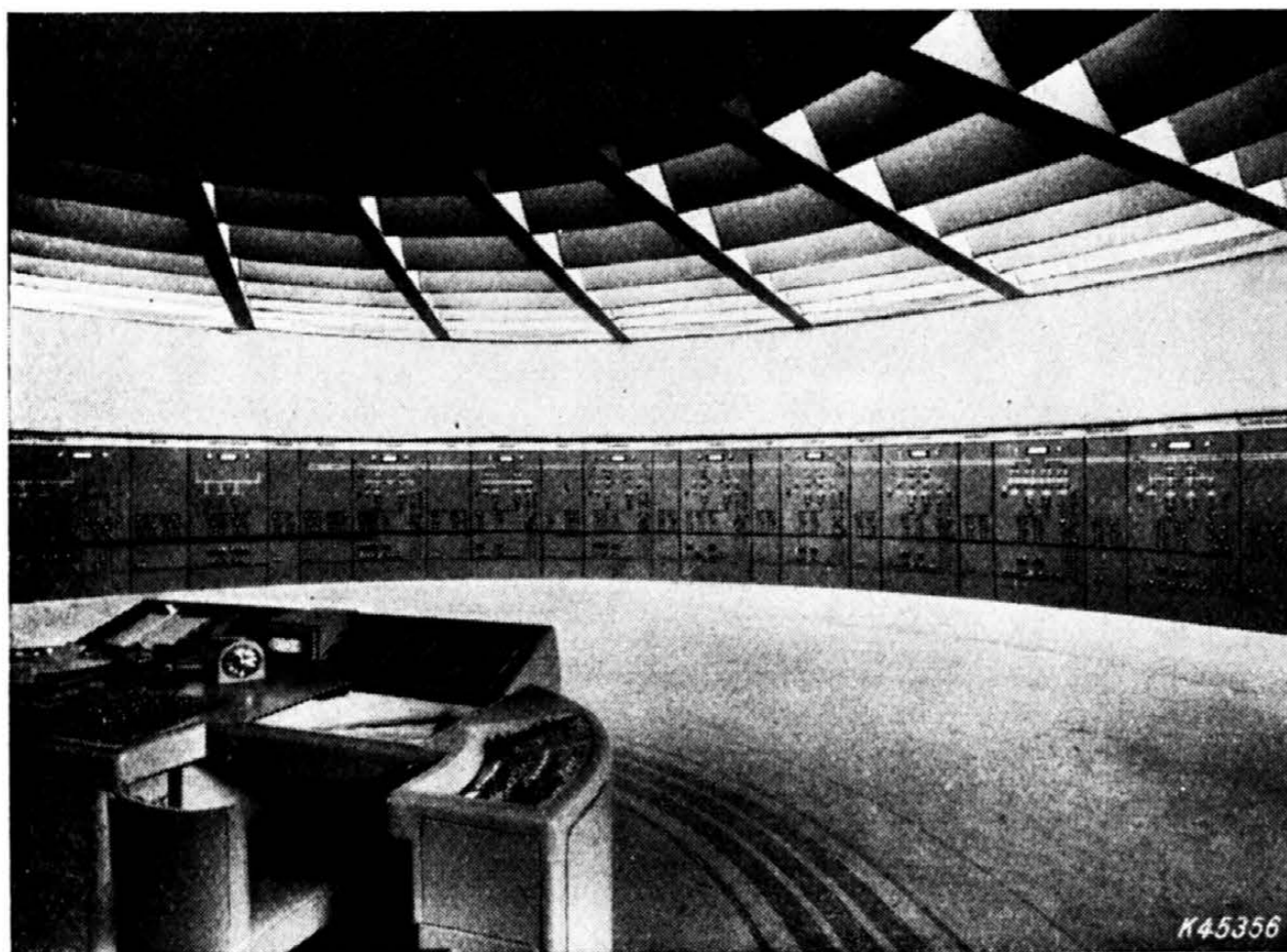


Bild 17. Fernbedienungs-Netzwanne für eine Bahnanlage.

von weiteren Meßgeräten. An dieser Stelle werden zweckmäßig diejenigen Geräte angebracht, deren Angaben sich allgemein auf das fernüberwachte Werk in seiner Gesamtheit beziehen.

Das Übersichtsschaltbild auf der Fernsteuertafel wird in den weitaus meisten Fällen als Blindschaltbild ausgeführt, bei dem die Leitungszüge und die Apparatenachbildungen durch aufgebraute Leisten und Formstücke aus Metall, Kunstharz oder Hartpapier dargestellt werden. Zur Verbesserung der Übersichtlichkeit werden unterschiedliche Betriebsspannungen oder Stromarten der dargestellten Anlagen im Blindschaltbild durch verschiedene Farben voneinander unterscheidbar gemacht.

Bei sehr umfangreichen und im Aufbau verwickelten Anlagen kann es zweckmäßig sein, auf der Bedienungstafel an Stelle des Blindschaltbildes ein Leuchtschaltbild zu verwenden, bei dem die Leitungszüge und die Apparatenachbildungen bei-

spielsweise je nach dem Spannungszustand der Anlage beleuchtet oder unbeleuchtet sind. Ein derartiges Leuchtschaltbild gibt eine besonders gute Übersicht über den jeweiligen Betriebszustand der Anlage und erleichtert das Überwachen verwickelter maschineller Zusammenhänge in Industrieanlagen oder die Kontrolle des Anlaufvorganges in Pumpspeicherwerken. Gegenüber Blindschaltbildern ist die bessere Übersicht dadurch gegeben, daß der Spannungs-, Druck- oder sonstige Betriebszustand durch das verschiedenfarbige Aufleuchten der betreffenden Symbole sinnfällig angezeigt werden kann. Zustandsänderungen können durch Flacker-signal gekennzeichnet werden. Der wesentlich höhere Preis des Leuchtschaltbildes gegenüber dem Blindschaltbild ist mit ausschlaggebend für die ganz überwiegende Verwendung des Blindschaltbildes. Hinsichtlich der Kosten ist nicht nur an das eigentliche Leuchtschaltbild zu denken, sondern vor allem auch an die für den Aufbau der spannungsabhängigen Schaltung notwendigen Hilfskontakte, Hilfsrelais, Klemmen und Verbindungsleitungen. Schließlich wird auch eine eigene Stromversorgung für das Leuchtschaltbild erforderlich. Bild 15 zeigt ein Leuchtschaltbild, bei dem die Steuerquittungsschalter unmittelbar in den Leitungszügen angebracht sind. Für die Anordnung der Reihenklemmen und für das Verlegen der Hilfsleitungen innerhalb der Schaltfelder gelten bei Fernsteuertafeln die gleichen Richtlinien wie bei den Tafeln für nahbediente Anlagen. Da bei Fernsteuertafeln eine große Anzahl von Apparaten auf verhältnismäßig engem Raum untergebracht ist, so folgt daraus innerhalb der Tafel eine Häufung von Leitungen und Klemmen, die eine besonders sorgfältige und übersichtliche Verlegung der Leitungsbündel und Reihenklemmen erfordert. Bild 16 läßt erkennen, daß trotz der großen Zahl von Geräten eine übersichtliche Anordnung der Verbindungsleitungen und Reihenklemmen möglich ist. Bild 17 zeigt schließlich die Gesamtansicht einer Netzwanne für die Fernbedienung und Fernüberwachung von 25 Unterwerken an einer elektrisch betriebenen Bahnstrecke.

Ein neues Gerät zur Prüfung der Isolation von Hochspannungsfreileitungen und Schaltanlagen im Betrieb.

Von B. Koske, MEW.

DK 621.317.333.6
621.315.17
621.316.37

Schon frühzeitig hat man erkannt, daß die Überwachung des Isolationszustandes von Hochspannungsanlagen im Betrieb mit den bisher üblichen Hilfsmitteln trotz einer Reihe vorgenommener Verbesserungen nicht ausreicht, Betriebsstörungen zu verhindern. Oft genug kommt es vor, daß beispielsweise eine Hängekette (Bild 1) oder eine Durchführung (Bild 2) im Betrieb ohne jeden äußerlich erkennbaren Anlaß durchschlägt. An solchen beschädigten Anlageteilen läßt sich die Ursache in den meisten Fällen nicht mehr mit Sicherheit feststellen. Abgesehen davon, daß bei Schäden an Durchführungen meist noch benachbarte, völlig gesunde Anlageteile in Mitleidenschaft gezogen werden, fehlen mit der Erkenntnis der Fehlerursache die sich daraus sonst ergebenden, so überaus wich-

tigen Hinweise für die Weiterentwicklung betriebssicherer Anlageteile.

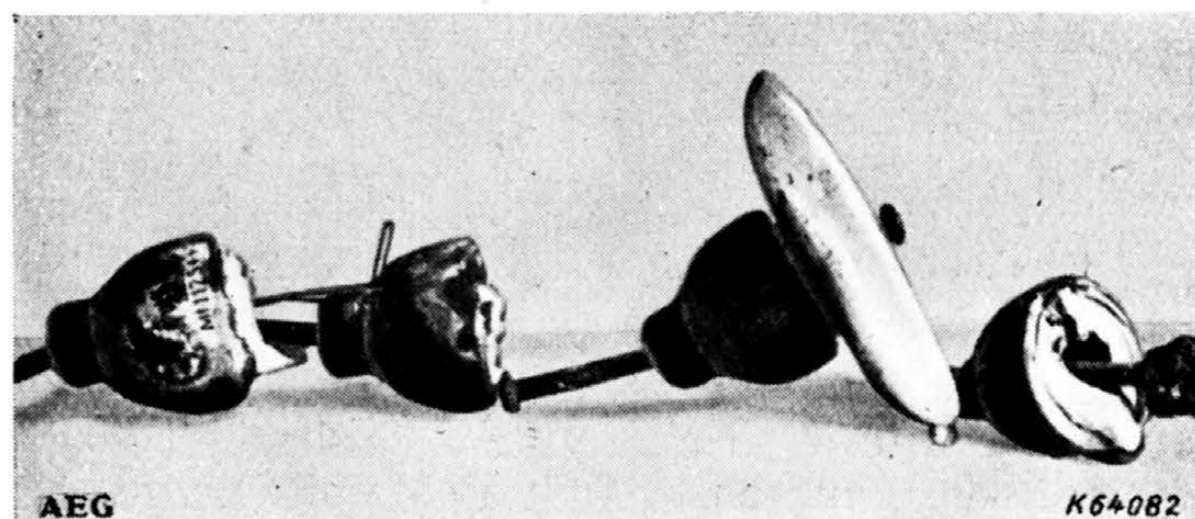


Bild 1. Durchschlag sämtlicher Glieder in einer Isolatorenkette.

Eingehende Untersuchungen durch Beobachtungen und Messungen zeigen, daß es möglich ist, die Prüfung der Isolation von Hochspannungsfreileitungen und Schaltanlagen im Betrieb auf einfachste Weise



Bild 2. Durchschlag einer Durchführung.

durch Messung der hochfrequenten Felder so durchzuführen, daß jeder vorkommende Isolationsfehler schon in seinem Anfangszustand ermittelt

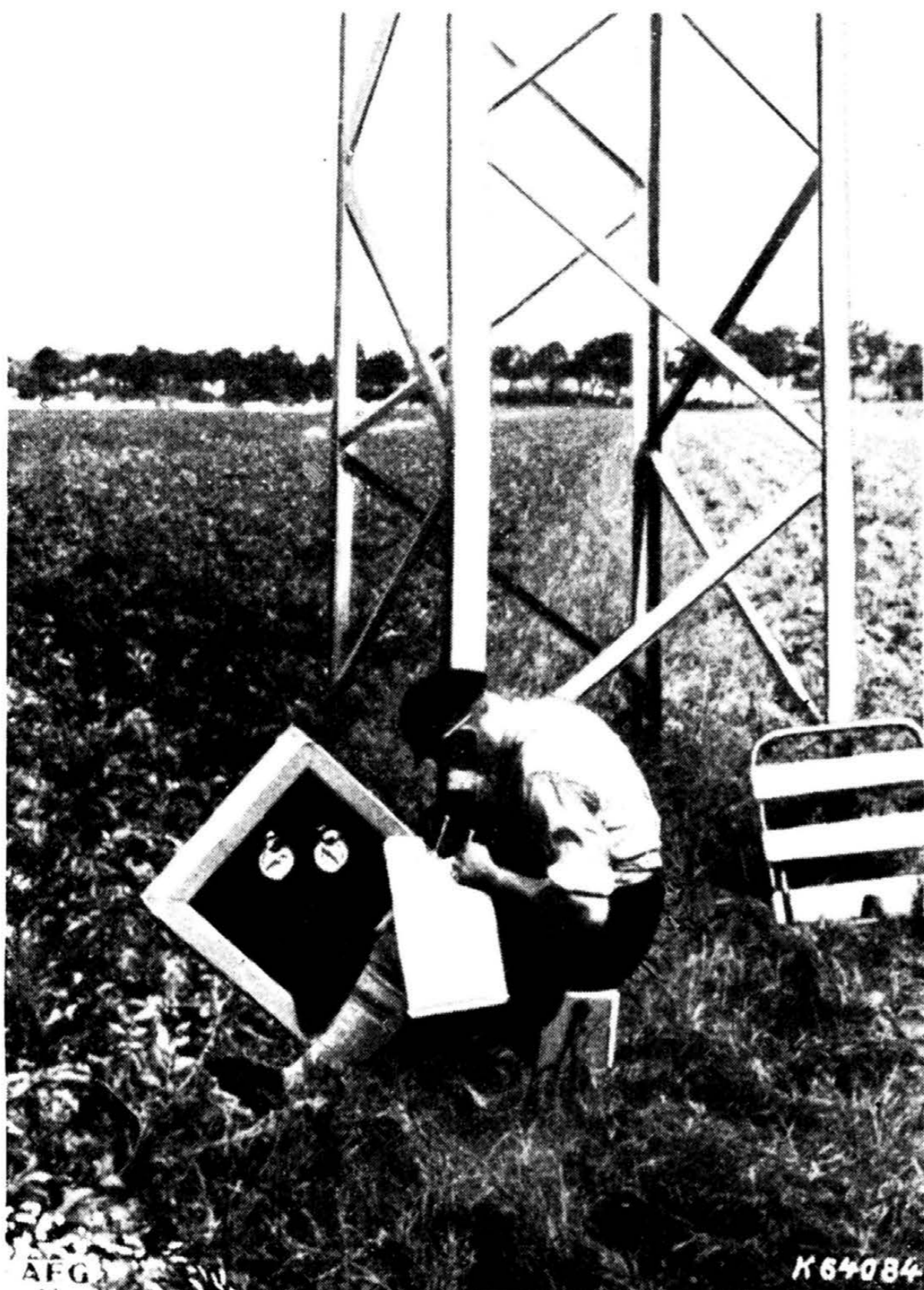


Bild 3. Isolatorenprüfung am Mastfuß.

werden kann. Bei Prüfung der Isolation von Hochspannungsfreileitungen hat dieses neuartige Verfahren noch den besonderen Vorteil, daß nicht, wie bisher, alle Masten bestiegen werden müssen, sondern nur diejenigen, bei denen bei der Prüfung am Mastfuß (Bild 3) Isolationsfehler angezeigt werden. Für die Ermittlung der einzelnen fehlerhaften Glieder in der Kette der auf diese Weise geprüften Maste wird das Hochfrequenz-Prüfverfahren zusammen mit dem bekannten Taststangen-Prüfverfahren angewendet.

Ein solches Prüfgerät (Bild 4) wird unter dem Namen „Hochspannungs-Fehlersucher“ seit längerer Zeit hergestellt und findet vor allem in den

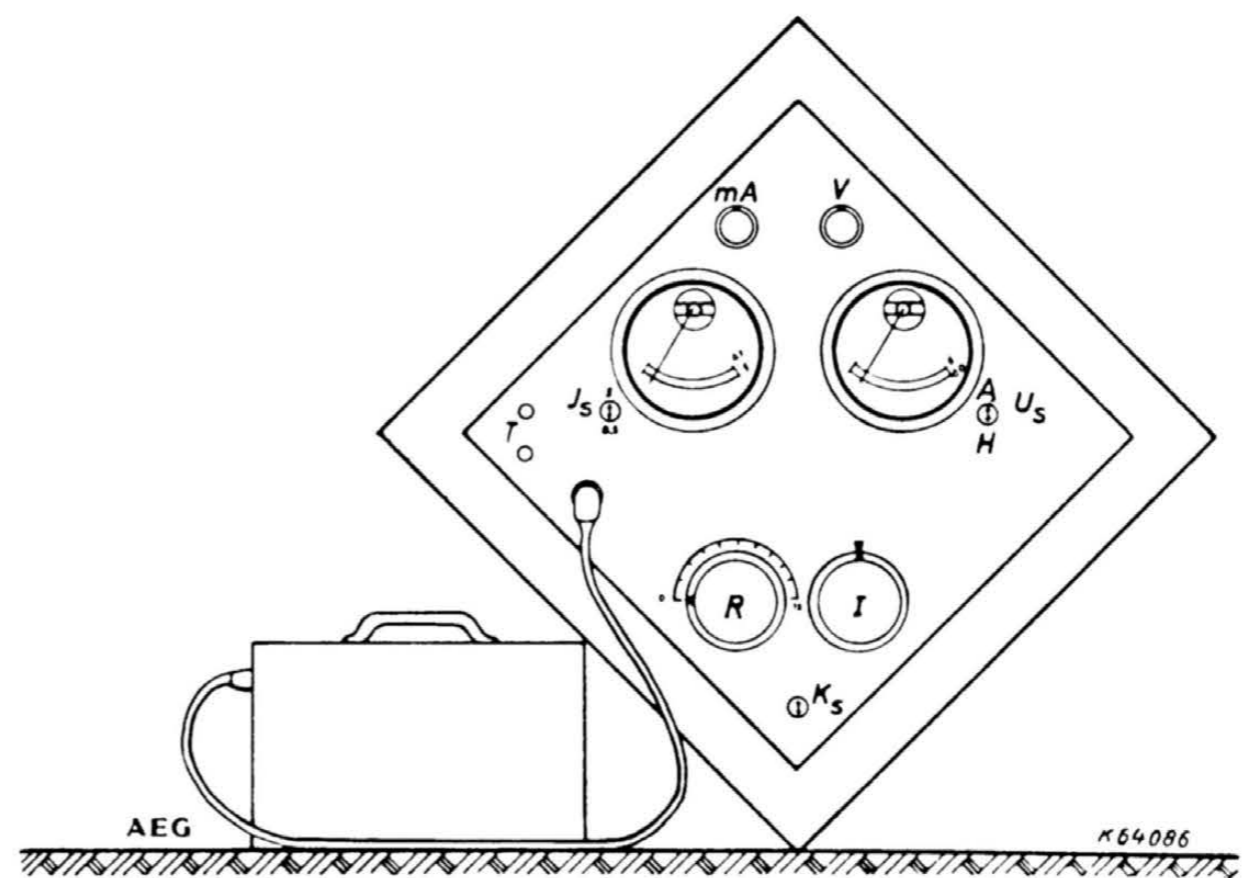


Bild 4. Hochspannungsfehlersucher.

Elektrizitätsversorgungs-Unternehmungen des In- und Auslandes sowie in Prüffeldern einschlägiger Betriebe in steigendem Maße Anwendung. Welche Bedeutung dem neuen Prüfverfahren beizumessen ist, geht am besten aus folgendem Beispiel hervor: Bei einer Untersuchung von geprüften Isolatorenketten, bei denen durch Gewitter Überschläge stattgefunden hatten (Bild 5), wurde nicht ein einziger Isolator gefunden, der irgendeinen Isolationsfehler (außer der durch Überschlag beschädigten Glasur) aufwies.

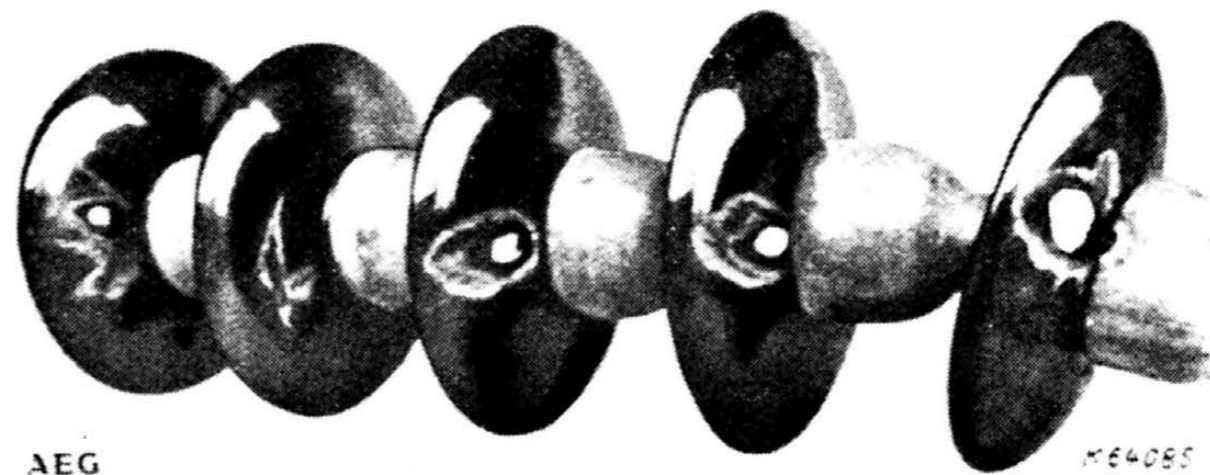


Bild 5. Durch Blitzschlag beschädigte Isolatorenkette.

Auch die Betriebsunterbrechungen in kVA-Minuten durch Isolationsfehler konnten durch den AEG-Hochspannungs-Fehlersucher ständig gesenkt werden.

Damit dürfte eine seit langem bestehende Lücke in der Isolationsüberwachung geschlossen sein¹⁾.

¹⁾ Im Buchverlag W. Girardet, Essen, ist kürzlich ein Buch mit 95 Seiten A 5 und 62 Abbildungen, Preis kart. RM 3,50, erschienen, das das Sondergebiet der Isolationsprüfung auf hochfrequentem Wege ausführlich behandelt.

Ausstellungen.

Vom OKH veranstaltete Gemeinschaftsausstellung AEG — Siemens & Halske über das Schweißen von Schalt- und Leitungsdrähten. 28. Mai bis 3. Juni 1942.



Bild 1. Ausstellungsstand der AEG.

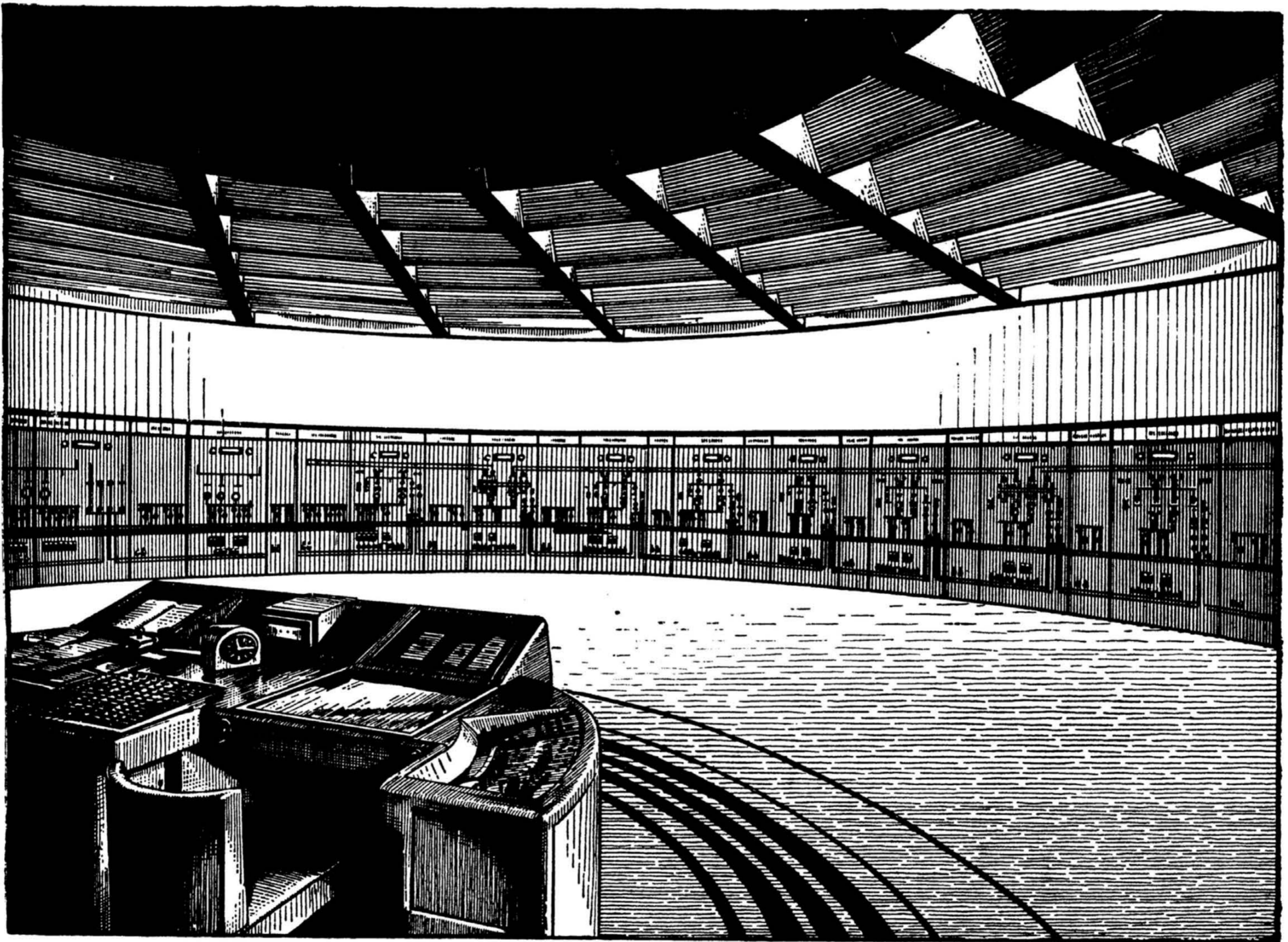


Bild 2. Vorführung der AEG-Kleinschweißzange.

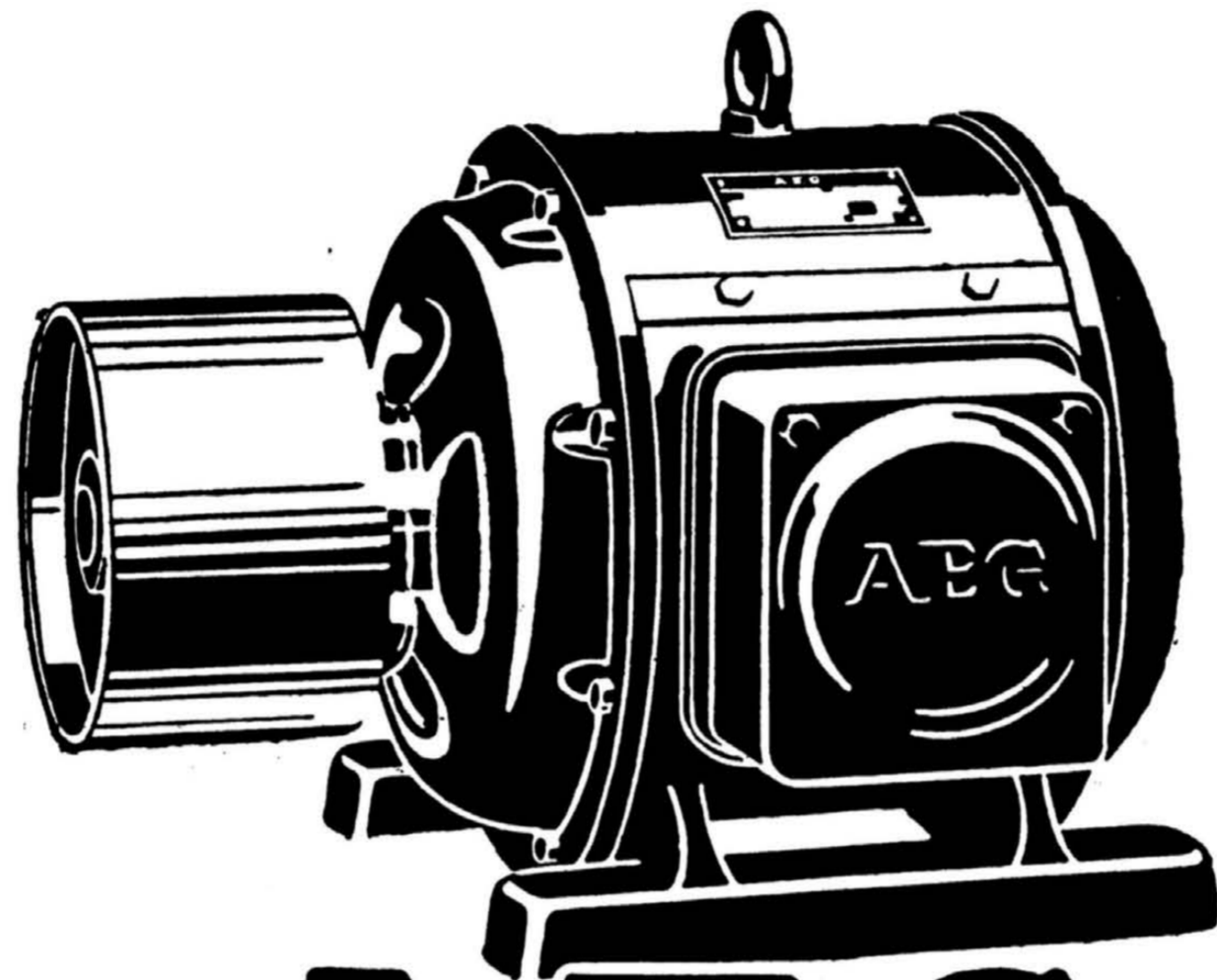
AEG

Fernwirk-Anlagen

Fernsteuerung • Fernmessung • Fernregelung



ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS - GESELLSCHAFT



AEG