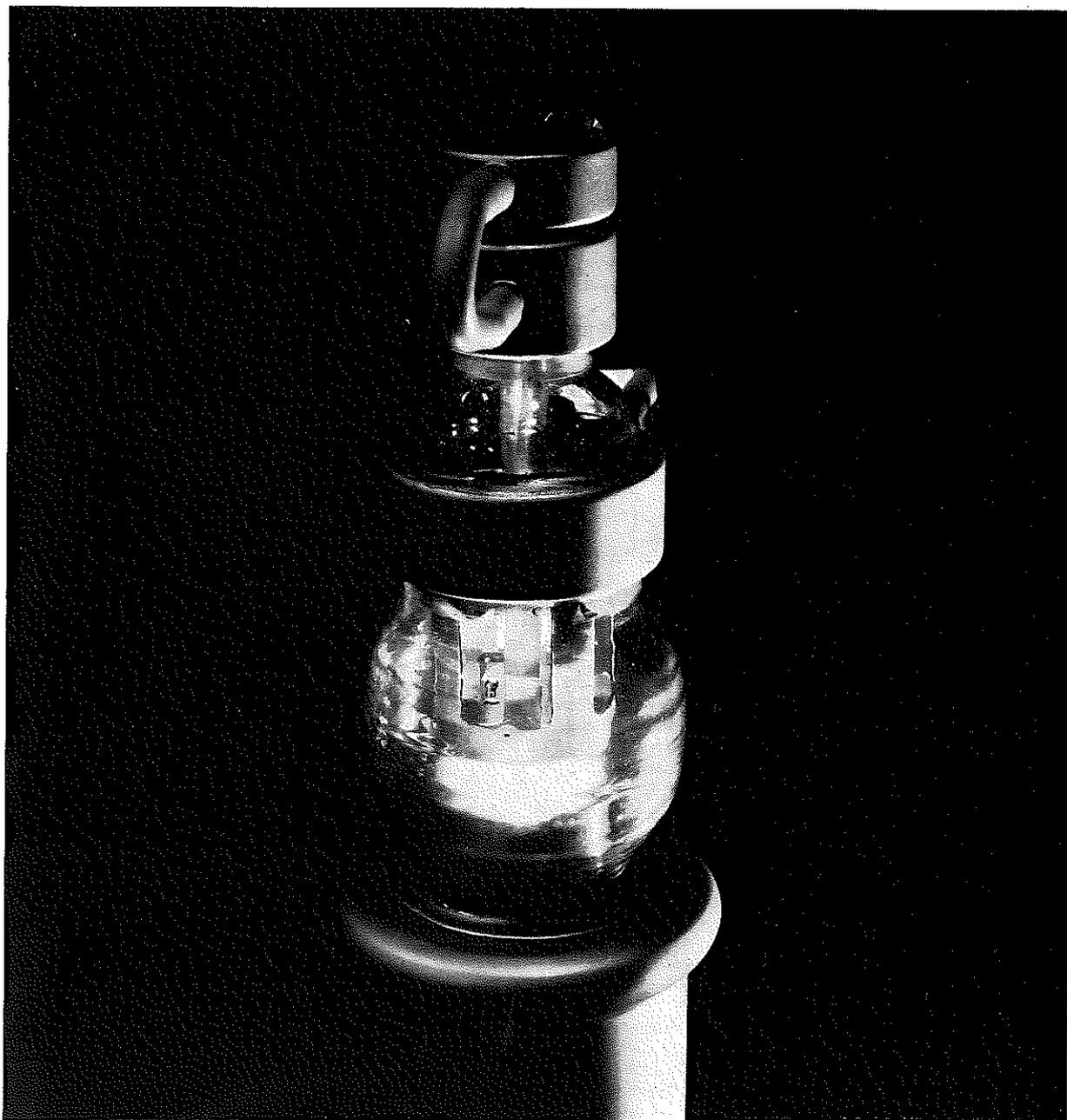


BROWN BOVERI MITTEILUNGEN

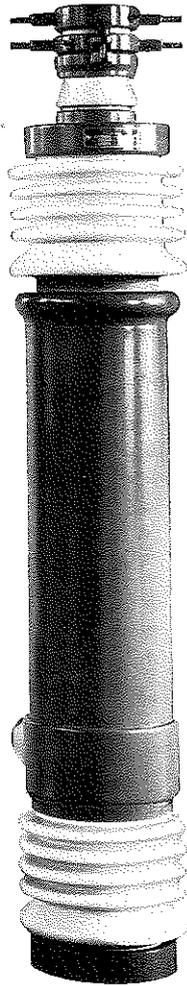


Demontierbare Brown Boveri-Senderöhre,
eine Neukonstruktion von wirtschaftlicher und betriebstechnischer Bedeutung.

1891 **BROWN
BOVERI** 1941

Sonderheft „Hochfrequenz-Technik“

Neue Entwicklungen auf allen Gebieten der Hochfrequenz



Gross-Sender für Rundfunk
und Nachrichtendienst

mit demontierbaren BROWN BOVERI-Senderöhren

Hochfrequenz-Generatoren für
Wissenschaft und Industrie

für tiefe und höchste Frequenzen

Klein-Sende-Empfangs-Geräte

für Militär, Polizei, Luftschutz usw.

Sender für Flugsicherungsdienst
und Schiffsverkehr

ortsfeste Stationen, Bordstationen

Fernsteuerung, Fernmessung,
Fernregulierung

mit leitungsgerichtetem Träger oder drahtlos

Aus neuer Forschung und altbekannter Präzisionsarbeit

entstehen

moderne BROWN BOVERI-Erzeugnisse

BROWN BOVERI MITTEILUNGEN

HERAUSGEGEBEN VON DER A.-G. BROWN, BOVERI & C^{IE} IN BADEN

XXVIII. JAHRG.

DEZEMBER 1941

Nr. 12

Die Brown Boveri Mitteilungen erscheinen in monatlichen Heften. Der Nachdruck von Aufsätzen und die Wiedergabe von Abbildungen sind unter Quellenangabe gestattet. Jahresabonnement für die Schweiz Fr. 10.—; Einzelheft für die Schweiz Fr. 1.—, ausschliesslich Verpackung und Portospesen.

INHALT:

	Seite		Seite
Einleitung	387	Flugfunk	414
Demontierbare Grossenderöhren	389	Frequenzmodulation	417
Generatoren für Mikrowellen	393	Theorie der Kopplungsschaltung zweier durch Energieleitung verbundener Schwingungskreise	423
Verfahren zur automatischen Sprachverschleierung	397	Neuere Ergebnisse kernphysikalischer Forschung	436
Moderne Polizeifunkanlagen	409	Rundfunk-Sender	446
Tragbare Militär-Funkgeräte	413		

EINLEITUNG.

Die auf den grundlegenden Gedanken und Arbeiten von Maxwell, Hertz und Marconi aufgebaute Hochfrequenztechnik hat, nachdem bereits vor dem ersten Weltkriege de Forest und von Lieben ihr durch die Erfindung der gittergesteuerten Hochvakuumröhre ganz neue Möglichkeiten eröffnet hatten, im Zusammenhang mit den darauf folgenden weltgeschichtlichen Ereignissen eine gewaltige Entwicklung genommen. Das Ende des Krieges fand die Technik genügend vorbereitet, um die neuen Errungenschaften auch der Friedenswirtschaft in vollem Masse dienstbar zu machen. Schon der Ausbau der kommerziellen Telegraphie und Telephonie durch Hochfrequenz hat das Gesicht der Nachkriegszeit stark beeinflusst. Dieser Einfluss tritt aber trotzdem vollständig in den Hintergrund gegenüber der tiefgreifenden Wirkung, welche durch den Rundfunk auf die Lebensgewohnheiten und die Einstellung breiter Bevölkerungsschichten ausgeübt wurde. Besonders in der heutigen Zeit, die wiederum Umwälzungen grössten Ausmasses auf militärischem und politischem Gebiete mit sich bringt, kann die Tatsache, dass Millionen von Menschen sozusagen ohne Zeitverschiebung, über alles wichtige Geschehen unterrichtet werden und sogar die Stimme ihrer leitenden Staatsmänner unmittelbar zu sich sprechen lassen können, nicht als bedeutungsvoll genug eingeschätzt werden.

Die Schweiz hat an den geschilderten Entwicklungen, die auch vom technischen Standpunkte aus in vollständiges Neuland geführt haben, nicht stark teilgenommen, sondern sich im wesentlichen

damit begnügt, gewisse Gegenstände mit genügendem Inlandabsatz herzustellen. Wer die Geschichte der Technik unseres Landes nicht kennt, mag dies ohne weiteres der Kleinheit desselben und der Beschränktheit seiner menschlichen und materiellen Mittel zuschreiben. Dabei würde er jedoch die äusserst beachtenswerten Pionierleistungen unseres Landes auf dem Gebiete der elektrischen Starkstromtechnik vergessen. Männer, wie Bürgin, Thury und C. E. L. Brown, um nur die hervorragendsten zu nennen, haben sich seinerzeit durch diese Verhältnisse nicht abschrecken lassen, ihren persönlichen Ruf, ihre Arbeit und ihre materiellen Mittel vollständig in den Dienst des neuen Gebietes zu stellen. Sie haben damit nicht nur persönliche Erfolge davongetragen, sondern noch mehr unserem Lande unschätzbare Dienste geleistet. Stellen wir die Frage, warum später auf dem Gebiete der Hochfrequenztechnik nicht Ähnliches zu beobachten war, so dürfen wir, neben dem Fehlen der durch die Schifffahrt gebotenen Anregungen, die Antwort wohl im Umstande suchen, dass, wie oben schon bemerkt, die Entwicklung in den Weltkrieg und besonders in die darauf folgenden Jahre fiel. Wir müssen wohl annehmen, dass unsere führenden Industriellen durch die damals auftretenden, von allen frühern ganz verschiedenen wirtschaftlichen Schwierigkeiten entmutigt waren, neue Arbeitsgebiete aufzusuchen. Aber auch unser Volk im ganzen, das ja die schöpferischen Kräfte immer wieder neu hervorbringen muss, befand sich in der Nachkriegszeit nicht in einer günstigen Geistesverfassung. Die

Einstellung, dass gleichzeitig die Arbeitsbedingungen erleichtert werden müssten und die persönliche Arbeitsleistung verringert werden dürfe, ist nicht diejenige, die auf irgendeinem Gebiete zum Erfolg führen kann. Wir sind überzeugt, dass diese Geisteshaltung heute überwunden ist und hoffen zuversichtlich, dass es so bleiben möge.

Wenn wir uns nun entschlossen haben, das in der Vergangenheit Versäumte, soweit es unsere relativ bescheidenen Kräfte gestatten, wettzumachen, so kann es sich allerdings nicht mehr um Pionierarbeiten derjenigen Art handeln, wie sie die Altmeister, an die wir oben erinnert haben, vollbrachten. Dazu ist die ganze Technik schon zu weit vorgeschritten. Es kann aber kein Zweifel bestehen, dass sie auch heute noch weit von der Vollendung entfernt ist und dass noch ganz grosse Lücken, zum Beispiel auf dem Gebiete der Zentimeter-Wellen, auszufüllen sind. Überhaupt wird man ja wohl in der Technik kaum je ein Ende erreichen. An der zukünftigen Entwicklung teilzunehmen, ist Jeder berufen, der, wenn auch mit verhältnismässig kleinen Mitteln, so doch mit Wagemut und klaren physikalischen Überlegungen an eine Sache herangeht. Das vorliegende Heft soll einige Aufschlüsse über die Wege, die wir beschritten haben und die wir zu beschreiten gedenken, geben.

Als ursprünglich vollständige Neulinge standen wir von Anfang an vor der Notwendigkeit, gleichzeitig zwei verschiedene Wege zu begehen. Einerseits mussten wir suchen, genügend rasch gewisse Bestellungen in Auftrag zu erhalten, um die Fühlung mit den Marktbedürfnissen herzustellen und unser Personal, welches naturgemäss zu einem grossen Teil aus jungen Leuten bestehen musste, einzugewöhnen. Andererseits wollten wir, entsprechend den Grundsätzen, die wir auch auf unseren übrigen Arbeitsgebieten verfolgen, zur Entwicklung der Technik beitragen, indem wir neue Probleme in Angriff nehmen. Bei der praktischen Durchführung dieses Programmes zeigte es sich, wie ja einigermassen verständlich, dass die beiden Richtungen nicht immer scharf getrennt werden können. Wir möchten sie aber immerhin begrifflich auseinanderhalten.

Für die erste Betätigung auf einem relativ schon bekannten Gebiete boten sich naturgemäss Sendeanlagen dar, nachdem die Fabrikation von normalen Empfängern auch bei uns schon von einer ganzen Reihe von Firmen aufgenommen

worden war. Wir erwähnen hier den Nahzonen-sender Kloten, der der Flugsicherung dient und schon im Jahre 1939 in Dienst gestellt wurde. Die Militärsende- und gleichzeitig Empfangsstation, die wir für die schweizerische Armee hergestellt haben, gab uns bereits Gelegenheit, gegenüber bestehenden Apparaten interessante Verbesserungen einzuführen, besonders was die Leistung bei gegebenem Gewichte anbelangt. Noch mehr Gelegenheit zu eigener technischer Arbeit wurde uns durch die Erstellung der Polizeifunkanlagen in Zürich geboten. Wir erwähnen unsere Versuche für die Sicherstellung des Gegensprechbetriebes mit fahrbaren Stationen im Stadtgebiet durch die gleichzeitige Verwendung von mittleren und ultrakurzen Wellen. Die Anwendung dieses Zweiwellensystems wurde daraufhin durchgeführt und zwar durch Verwendung der Frequenzmodulation, die in Europa bis jetzt kaum benützt wurde. Intensive Arbeit musste auch für die Entwicklung der tragbaren Empfänger aufgewendet werden, bei denen der Anruf besondere Schwierigkeiten bietet.

Neue Wege haben wir besonders im Röhrenbau zu beschreiten versucht. Demontierbare Hochleistungsröhren, bei denen die Kathode, nachdem sie ausgebrannt ist, ersetzt werden kann, statt dass die ganze Röhre verloren ist, werden sich für Gross-Sender wirtschaftlich sehr vorteilhaft auswirken. Diese Röhren haben auch interessante Möglichkeiten zur nachträglichen Anpassung ihrer Charakteristik an besondere Betriebsverhältnisse, die bei abgeschmolzenen Röhren naturgemäss fehlen. Wir haben unseren Röhrenbau auch in der Richtung der Erzeuger für Dezimeter- und Zentimeter-Wellen orientiert. Für diesen Zweck kommen bekanntlich die normalen Trioden auch unter Verwendung von Spezialschaltungen nicht mehr in Frage. Die bisher bestehenden Schwierigkeiten, solch kurze Wellen zu erzeugen, haben die Entwicklung der bezüglichen Technik bis jetzt behindert. Diese Wellen dürften aber z.B. für die Nachrichten-Technik oder für militärische Zwecke bedeutungsvolle Anwendungsmöglichkeiten bieten. Auch mit diesen beschäftigen wir uns.

Von den weiteren Arbeiten unseres Entwicklungs-Laboratoriums seien endlich noch die Verschlüsselungsgeräte für drahtlose Telephonie erwähnt, die allerdings mit der eigentlichen Hochfrequenztechnik nur noch in mittelbarem Zusam-

menhänge stehen. Wir glauben, dass die drahtlose Telephonie, und unter Umständen auch diejenige über Draht, noch weiterer Anwendungsmöglichkeiten fähig wären, wenn es gelänge, die ausgesendete Sprache für den Besitzer eines normalen Empfängers unverständlich zu machen. Solche Apparaturen sind aus der Übersee-Telephonie bereits bekannt, doch sind sie sehr schwer und gewährleisten gleichzeitig nur eine verhältnismässig geringe Geheimhaltung. Unsere Arbeiten haben bereits zum Bau eines tragbaren Gerätes geführt, dessen Geheimhaltungsmöglichkeiten ungefähr dieselben waren wie bei chiffrierten Telegrammen. Wir haben uns mit diesem Resultat nicht zufrieden geben wollen. Durch unsere weiteren Studien haben wir die Baugrundsätze für ein neues Gerät niedergelegt, von dem wir erwarten dürfen, dass die Geheimhaltung unvergleichlich besser als beim früheren Gerät sein wird. Das sehr schwierige Problem der gegenseitigen Synchronisierung von Sendergerät und Empfangsgerät hatten wir schon bei der alten Apparatur gelöst. Wir glauben daher zuversichtlich, dass dem endgültigen Bau eines unsere Forderungen erfüllenden Chiffriers nicht im Wege steht.

Zum Schlusse gereicht es uns zur besondern Freude, Herrn Prof. Dr. P. Scherrer von der Eidgenössischen Technischen Hochschule in Zürich auch an dieser Stelle unseren herzlichsten Dank aussprechen zu können für den Aufsatz „Neuere Ergebnisse kernphysikalischer Forschung“, den er in so liebenswürdiger Weise zu unserer vorliegenden Nummer beige-steuert hat.

Nachdem wir, als eine der ersten Arbeiten unserer Hochfrequenzabteilung, den Kurzwellensender für 40 kW und 20 m Wellenlänge gebaut hatten, der zur Speisung des Cyklotrons dient, welches das Physikalische Institut der ETH. installiert hat, lag es uns naturgemäss daran, unsern Lesern auch einige Mitteilungen über die Bedeutung des eben genannten Apparates für die künstliche Atomumwandlung zu machen. Herr Prof. Dr. Scherrer hat uns nicht nur diesen Wunsch erfüllt, sondern ist in seinen Ausführungen weit in die neuesten Gebiete der physikalischen und physiologischen Forschung vorgestossen. Wir sind überzeugt, dass unsere Leser Herrn Prof. Dr. Scherrer hiefür ebenso aufrichtigen Dank zollen werden, wie wir selbst.

(MS 811)

Th. Boveri.

DEMONTIERBARE GROSS-SENDERÖHREN.

Dezimalindex 611.396.615.16

Das wichtigste Element eines Senders ist die Senderöhre. Es werden hier neu entwickelte, demontierbare Konstruktionen in Metall-Keramik beschrieben, die sehr robust sind und auffallende wirtschaftliche und technisch-physikalische Vorteile haben. Sie können für die verschiedensten Leistungen, Spannungen und Frequenzen verwendet werden. Es sind dies die ersten Grosssenderöhren, die in der Schweiz gebaut worden sind.

I. EINLEITUNG.

Die Entwicklungsarbeiten auf diesem ganz neuen Gebiete sind zu Beginn des Jahres 1937 aufgenommen worden. Wir haben uns damals zum Ziel gesetzt, unsere Sendeanlagen mit Röhren eigener Technik auszurüsten. Der erste Schritt war die Festlegung der Bauart. Wir hatten die Wahl zwischen der üblichen abgeschmolzenen Konstruktion in Glas-Metall ohne Pumpe und der demontierbaren, robusten Bauweise in Keramik-Metall mit dauernd angeschlossener Hochvakuum-pumpe. Wir entschieden uns vorerst für die zerlegbare Konstruktion. Diese Wahl gab uns nämlich die Möglichkeit, die reichen vakuumtechnischen Erfahrungen des Mutatorbaues anzuwenden und mit den bestehenden Fabrikationseinrichtungen in nützlicher Frist brauchbare Senderöhren herauszubringen. Tatsächlich gelang es uns auch, schon im Herbst 1939 mit zwei Röhren für 150 kW in der Sendeanlage Beromünster Versuche durchzuführen, die

sehr gut verliefen. An einem Tage konnte eine kurz-dauernde offizielle Emission ohne Störung übernommen werden. Die Lösung dieser Aufgabe war dadurch erschwert worden, dass die Charakteristiken unserer Röhren denjenigen des bestehenden abgeschmolzenen Typs der Anlage genau angepasst werden mussten.

Es waren aber auch wirtschaftliche Überlegungen, die uns bewogen haben, die demontierbare Bauart zu entwickeln. Abgeschmolzene Senderöhren haben bekanntlich eine beschränkte Lebensdauer von einigen tausend Stunden, weil die Glühkathoden im Laufe der Zeit ausbrennen. Der Ersatz ist besonders für Hochleistungstypen eine kostspielige Angelegenheit, die sich periodisch wiederholt; eine Reparatur lohnt sich nicht. Unsere demontierbare Konstruktion hingegen erlaubt, die Kathode rasch und leicht auszuwechseln; die Kosten dafür betragen einige Prozent des Anschaffungspreises der Röhre. Wir können also mit einer unbeschränkten Lebensdauer rechnen.

Die pumpenlose Bauart wurde aber trotzdem nicht aus dem Auge gelassen. Heute haben wir eine eigene konstruktive Lösung, die es uns ermöglicht, defekte Kathoden zu ersetzen, ohne die Verschmelzungsstellen

zwischen Metall und Isolation zu berühren. Es handelt sich hier um eine partiell demontierbare Konstruktion aus Metall und Keramik.

Die demontierbare Bauart ist nicht neu. Schon vor 1920 versuchte man in England auf diesem Wege die damals sehr bescheidene Einheitsleistung der Glastypen von ca. 100 W auf einige kW zu steigern. Der Erfolg blieb deshalb aus, weil die verwendete Quecksilberdampfpumpe mit ihrem kleinsten Betriebsdruck von 10^{-3} mm Hg entsprechend dem Dampfdruck des Treibmittels bei Raumtemperatur ganz ungeeignet war. Bekannte Mittel zur Herabsetzung des Dampfdruckes auf zulässige Werte sind praktisch viel zu umständlich. Beim genannten Druck folgt die Steuercharakteristik wegen der Gasionisation nicht dem Raumladungsgesetz $I_a = K \cdot U^{\frac{3}{2}}$, sondern einem anderen Gesetz, das starke Verzerrungen bedingt, und damit die Röhre, besonders für Telephoniezwecke, unbrauchbar macht. Erst bei einem Druck von 10^{-5} mm Hg und weniger arbeitet eine Senderöhre einwandfrei. Wenige Jahre später wurden die Versuche in Frankreich aufgenommen und dabei eine rotierende Molekularpumpe verwendet, die bekanntlich einen absoluten Druck von $< 10^{-5}$ mm Hg erzeugt. Das Resultat waren brauchbare Senderöhren bis zu etwa 10 kW Anodenverlustleistung. Die Entwicklung in dieser Richtung blieb aber wieder jahrelang stehen. Man hatte inzwischen gelernt, grosse abgeschmolzene Typen herzustellen und erreichte bis 1935 Anodenverlustleistungen von 300 kW. Wenige Jahre früher erhielt auch die demontierbare Bauart einen neuen Impuls und zwar durch die Erfindung der Öldiffusionspumpe mit dem kleinen Betriebsdruck von nur 10^{-5} mm Hg. Man baute im Ausland versuchsweise Senderöhren bis zu 500 kW Anodenverlust. Brown Boveri ist heute auf Grund der gesammelten Erfahrungen in der Lage, demontierbare Senderöhren herzustellen, für alle Leistungen, Spannungen und Frequenzen, welche von der Praxis verlangt werden.

II. AUFBAU DER DEMONTIERBAREN SENDERÖHREN.

Die Abb. 1a und 1b zeigen in einer Gegenüberstellung den Unterschied zwischen der demontierbaren und der abgeschmolzenen Konstruktion in schematischer Darstellung. Es handelt sich hier um die bekannte Triode mit zylindrischer Anode 1 aus Kupfer, Spiralsteuergitter 2 aus Molybdän oder Wolfram und Drahtkäfigkathode 3 aus Wolfram. Die Anoden sind hier flüssigkeitgekühlt, Gitter und Kathode hingegen geben ihre Wärme hauptsächlich durch Strahlung an ihre Umgebung ab. An die gekühlten Flanschen 4 und 5 ist die Kathode bzw. das Gitter angeschlossen. Die Verbindungen aus Glas-Metall der Konstruktion 1b vertragen Temperaturen von über 100°C ; sie brauchen in der Regel keine Kühlung. Die Kühlung aller Flanschen der demontierbaren Bauart 1a hingegen ist notwendig, um das

Dichtungsmittel zwischen Metall und Keramik unter der höchstzulässigen Betriebstemperatur von 50°C zu halten. An die unten offene Senderöhre 1a wird bei 6 die Hochvakuumpumpe angeschlossen, die dauernd das Betriebsvakuum aufrechterhält. Senderöhren sind Apparate, die einer Reihe extremer Baubedingungen ge-

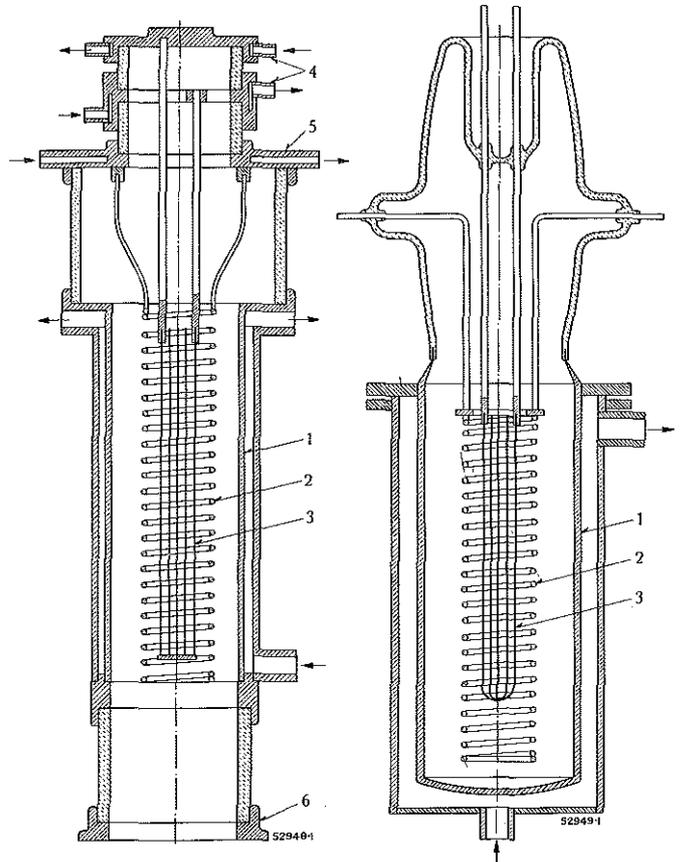


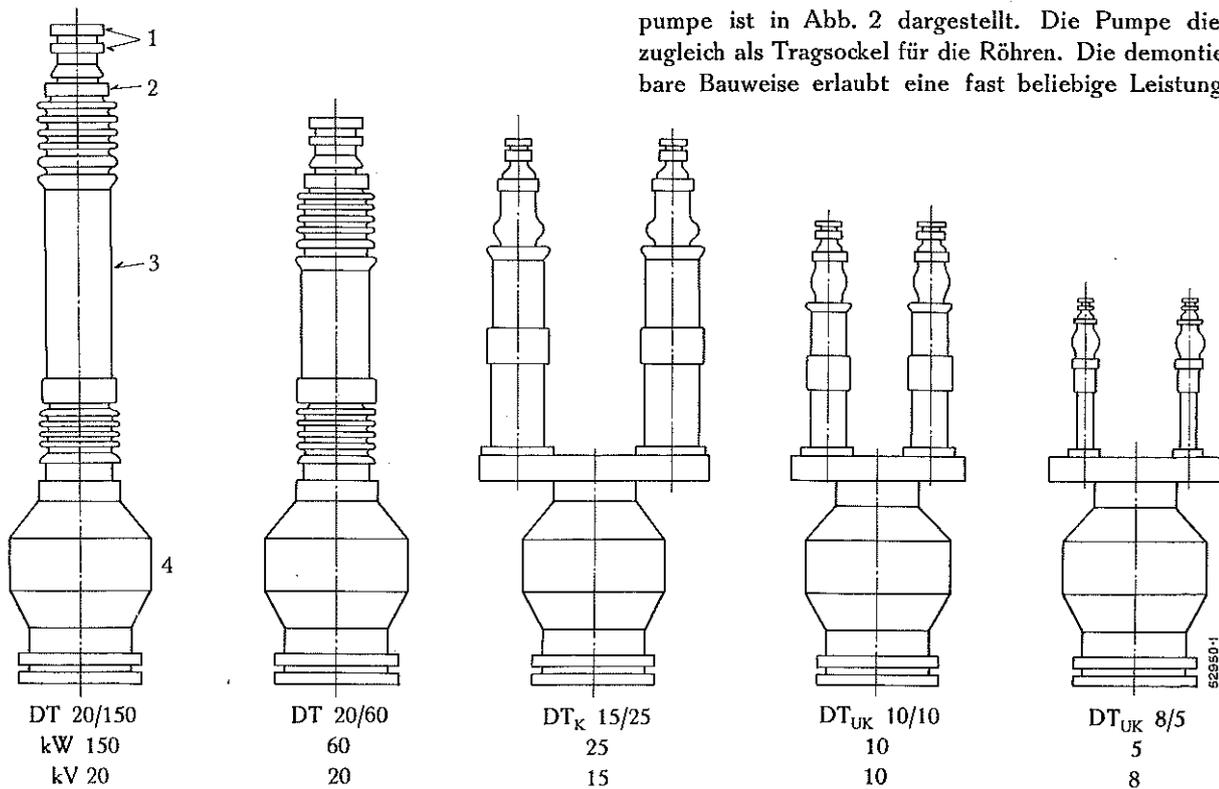
Abb. 1a. Demontierbare Senderöhre.

Abb. 1b. Abgeschmolzene Senderöhre.

Diese Gegenüberstellung zeigt wie robust die leicht demontierbare Metall-Keramikkonstruktion ist. Das Gewicht der Röhre allein wird trotzdem kaum grösser, weil die Anode, die den Hauptanteil ausmacht, spezifisch höher belastet werden kann als bei der abgeschmolzenen Konstruktion.

- 1 = Anode. 3 = Glühkathode. 5 = Gitterflanschen.
- 2 = Steuergitter. 4 = Kathodenflanschen. 6 = Pumpenflansch.
- = Kühlwasser.

nügen müssen. Sie arbeiten bei tiefsten Drücken von weniger als 10^{-5} mm Hg. Die Betriebsfrequenz geht bis zu einigen hundert MHz. Die keramischen Teile müssen bei vollkommener Vakuumdichtigkeit sehr kleine dielektrische Verluste aufweisen und bei höchsten Frequenzen gleichzeitig Temperaturen bis einige hundert Grad vertragen (Bergkristall genügt z. B. diesen Bedingungen). Die Betriebstemperatur der Glühkathode bewegt sich an den Grenzen zwischen 2200 und 2300°C . Die Energiedichte W/cm^2 an der Anode ist z. B. etwa fünfmal höher als an den Verdampferelementen eines Veloxkessels. Die an der Anode wirksame elektrische Energie wird in Wärme umgewandelt. Die Betriebsspannungen können bis etwa 50 kV bei Hochfrequenz und einige hundert kV bei Industriefrequenz betragen.



pumpe ist in Abb. 2 dargestellt. Die Pumpe dient zugleich als Tragsockel für die Röhren. Die demontierbare Bauweise erlaubt eine fast beliebige Leistungs-

Abb. 2. — Demontierbare, wassergekühlte Senderöhren.

- 1 = Kathodenanschlüsse.
- 2 = Gitteranschluss.
- 3 = Anode.
- 4 = Hochvakuumpumpe.
- kW = Anodenverlust.
- kV = Anodenspannung.

Die Hochvakuumpumpe dient als Tragsockel für die Senderöhren. Diese können je nach Leistung einzeln oder paarweise auf die Pumpe aufgebaut werden.

Für den Bau werden Materialien verwendet, die im Grossmaschinen- und Apparatebau gar nicht oder wenig gebräuchlich sind, wie reines Molybdän, reines Wolfram, Bergkristall oder Spezialkeramik. Der Zusammenbau verschiedener Senderöhrentypen mit der Hochvakuum-

und Spannungssteigerung (Brown Boveri Mitteilungen 1941, Nr. 10).

Abb. 3 zeigt einen luftgekühlten Typ kleiner Leistung und Abb. 4 endlich eine abgeschmolzene Konstruktion in Keramik-Metall, die partiell demontierbar

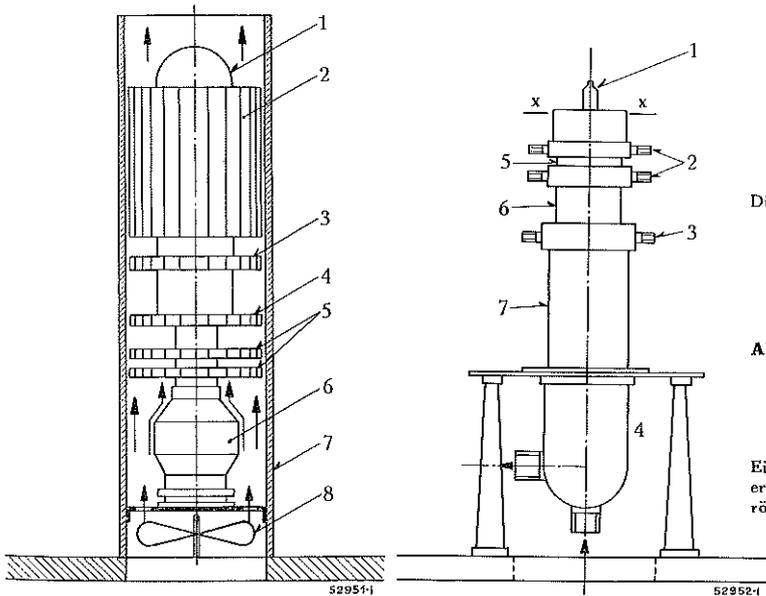


Abb. 3. — Demontierbare, luftgekühlte Senderöhre.

- 1 = Anode.
- 2 = Radiator zur Anode.
- 3 = Radiator zu Anodenflansch.
- 4 = Gitteranschluss mit Radiator.
- 5 = Kathodenanschlüsse mit Radiatoren.
- 6 = Hochvakuumpumpe.
- 7 = Luftführung.
- 8 = Ventilator.

Dieser luftgekühlte Typ eignet sich besonders für kleine Leistungen und da, wo die Flüssigkeitskühlung nicht in Frage kommt.

Abb. 4. — Abgeschmolzene partiell demontierbare Senderöhre in Keramik-Metall für Flüssigkeitskühlung.

- 1 = Abschmelzstutzen.
- 2 = Kathodenanschlüsse.
- 3 = Gitteranschluss.
- 4 = Anode.
- 5, 6, 7 = Isolatoren.

Eine ausgebrannte Kathode lässt sich auch bei dieser Bauart leicht ersetzen, nachdem die Röhre bei x-x aufgeschnitten ist. Die Senderöhre wird dann wieder zugeschweisst, evakuiert und abgeschmolzen.

Abb. 3.

Abb. 4.

ist. Sie kann wahlweise mit Luft oder einer Flüssigkeit gekühlt werden, je nach der verlangten Leistung und den örtlichen Kühlverhältnissen. Die Eigentümlichkeit dieses Typs liegt darin, eine ausgebrannte Kathode oder sogar ein defektes Gitter, wie bei der demontierbaren Konstruktion, leicht und sicher ersetzen zu können. Die Röhre wird zu diesem Zweck am Metallkopf x-x aufgeschnitten, die Kathode ersetzt, das Ganze neu zusammengebaut, entgast und dann wieder vakuumdicht zugeschweisst. Die Metall-Keramikverschmelzung braucht nicht berührt zu werden. Diese Operation ist natürlich nur in der Fabrik ausführbar; sie ist aber mehrmals möglich. Im Gegensatz dazu müssen abgeschmolzene Röhren aus Glas-Metall auf der Glasseite aufgeschnitten und nachdem die Kathode ersetzt ist, wieder zugeschmolzen werden. Bei kleineren Typen gelingen diese Reparaturen ein- oder zweimal, grosse Röhren müssen meistens ersetzt werden.

In Abb. 5 ist eine Reihe ausgeführter Senderöhren zu sehen, für Anodenverlustleistungen von 5 bis 150 kW, Spannungen von 8 bis 20 kV und den Wellenlängenbereich von 1 bis 100 m und mehr.

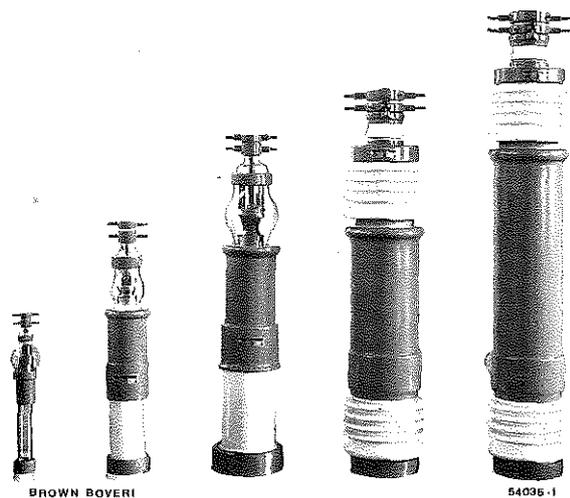


Abb. 5. — Ausgeführte demontierbare Senderöhren

für 5 bis 150 kW Anodenverlust.
 8 " 20 kV Anodenspannung.
 10 " 500 kW max. Nutzleistung.
 1 " 100 m Wellenlänge.

Diese einheitlich konstruierte Reihe ist verkaufsbereit.

Abb. 6 zeigt eine Senderöhre Typ DT 20/150 mit Pumpenkasten. Ein *Brown Boveri-Sender* für 100 bis 200 kW Nutzleistung mit zwei Röhren dieses Typs ist seit mehreren Monaten in einer Rundfunkstation mit gutem Erfolg in Betrieb. Der Typ DT_K 15/25 ist in der Cyclotronanlage der Eidg. Techn. Hochschule in Zürich montiert und arbeitet sehr zufriedenstellend. Zwei Röhren in Gegentaktschaltung geben eine Nutzleistung von über 40 kW bei einer Wellenlänge von 18 m. Bei Versuchen mit dem Typ DT_K 10/10 in Gegentakt und 5 m Wellenlänge hat man eine Nutzleistung von 10 bis 15 kW erreicht.

III. VORTEILE DER DEMONTIERBAREN RÖHREN.

Die demontierbare Bauweise hat, verglichen mit der üblichen abgeschmolzenen Ausführung in Glas-Metall, eine ganze Reihe Vorzüge wirtschaftlicher und technischer Art. Von den Vorteilen ist zu nennen, die schon erwähnte Möglichkeit, ausgebrannte oder defekte Kathoden rasch und leicht auszuwechseln zu können. Bei guter Vorbereitung sind z. B. für eine 150-kW-Röhre nicht mehr als 30 bis 40 Minuten notwendig. Bis zur

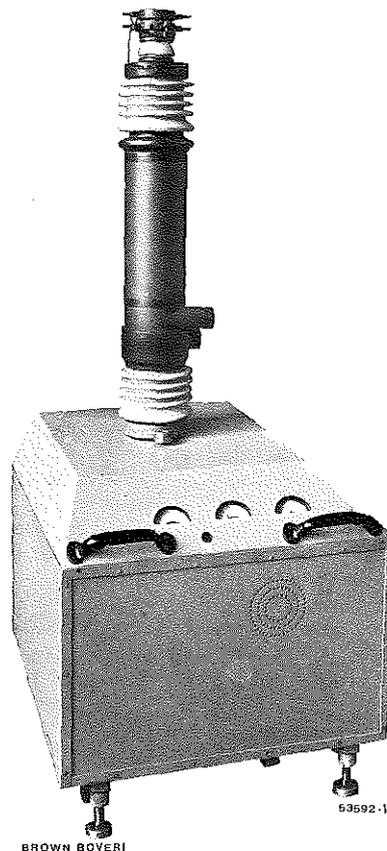


Abb. 6. — Demontierbare 150-kW-Röhre.

Kathode auswechselbar, daher unbeschränkte Lebensdauer. Die Hochvakuum- und die Vorvakuumpumpe mit zugehöriger Automatik sind in dem Kasten untergebracht. Die ganze Einheit beansprucht wenig Platz und ist fahrbar.

Inbetriebsetzung dauert es zwei bis drei Stunden länger, weil eine Entgasung der neuen Kathode notwendig ist. Entgaste und im Vakuum aufbewahrte Reservekathoden beanspruchen zusätzlich nur noch etwa 15 bis 30 Minuten. Man wird es aber zweckmässig nie bis zum Bruch der Kathode kommen lassen, sondern vorzeitig, nach einigen tausend Brennstunden, während einer längeren Betriebspause diese Arbeit vornehmen. Wichtige Anlagen sollten betriebsbereite Reserven halten. Die Auswechselbarkeit der Kathode bringt einen beachtenswerten wirtschaftlichen Vorteil, der um so grösser wird, je grösser die Leistung der Senderöhren ist.

Aber auch die technischen Vorteile sind bedeutend. Demontierbare Senderöhren vertragen dauernd Überlastungen von etwa 50 % der Nennleistung, was bei einer Leistungssteigerung des Senders wichtig ist, oder, wenn diese Apparate zur Erzeugung hochfrequenter Energie für industrielle Zwecke dienen sollen. Die robuste Bauart hat weiter zur Folge, dass das Gitter und die Zuführungen hochfrequente Ströme vertragen, die für abgeschmolzene Röhren unzulässig sind. Anfangs war man der Meinung, die demontierbare Bauweise habe nur für Leistungen über 50 kW Anodenverluste ihre Berechtigung. Im Laufe der Entwicklung ergab sich aber die überraschende Tatsache, dass auch kleine Typen bis zu 5 kW Anodenverlust interessant sind und zwar besonders für Ultrakurzwellen. Wir haben Konstruktionen gefunden, die kleinere innere Kapazitäten und Induktivitäten haben und so bei kurzen Wellenlängen noch verhältnismässig grosse Nutzleistungen erreichen lassen.

Eine weitere hervorragende Eigenschaft ist die Einstellbarkeit der Charakteristik innerhalb bestimmter Grenzen, z. B. während der Abstimmung eines Senders. Es lassen sich zwei Röhren, die in Gegentakt arbeiten, bezüglich der Charakteristiken in Übereinstimmung bringen. Dann kann man auch die Gittercharakteristik je nach Verwendungszweck der Senderöhren oder Belastbarkeit der Vorstufe innerhalb eines grösseren Bereiches wählen. Der Verlauf des Gitterstromes, in Abhängigkeit von der Gitterspannung, kann dabei steigend oder fallend sein und positive oder negative Werte haben. Bei der abgeschmolzenen, starren Bauart ist diese Regulierung ausgeschlossen. Diese Röhren müssen paarweise ausgewählt werden, um Übereinstimmung zu erreichen, denn die Art der Fabrikation bedingt immer

Demontierbare Senderöhren mit Wasserkühlung und dauernd laufender Hochvakuum-pumpe					
	Röhrentypen				
	DT _{uk} 8/5	DT _{uk} 10/10	DT _k 15/25	DT 20/60	DT 20/150
Zulässiger Anodenverlust kW	5	10	25	60	150
Anodenspannung . . . kV	8	10	15	20	20
Erreichbare Nutzleistung ¹⁾ kW	10	20	50	120	300
Bei einer Wellenlänge von m	6	8	12	50	70
Kleinste Wellenlänge . . m	0,9	2	3	4	6
Heizspannung V	7	10	12	16	32
Heizstrom A	75	145	145	430	430
Sättigungsstrom A	4	8	10	50	100

¹⁾ Pro Röhre.

Abweichungen der Lage von Gitter, Kathode und Anode zueinander und damit auch der Charakteristik.

Unsere Anordnung mit Hochvakuum-pumpe und Vor-pumpe scheint vielleicht etwas kompliziert und braucht mehr Platz. Das Pumpenaggregat, samt Vakuummess-einrichtung und Automatik hat sich aber ausgezeichnet bewährt. Einzelne Molekularpumpen haben schon über zwei Jahre störungsfreien Dauerbetrieb hinter sich. Die Vorpumpe arbeitet nur intermittierend.

Wir sind heute bereit, demontierbare Senderöhren für die verschiedensten Zwecke, Leistungen, Spannungen und Frequenzen zu liefern (siehe vorstehende Tabelle). Abgeschmolzene Typen kleiner Leistung mit Luft- oder Flüssigkeitskühlung werden in der allernächsten Zeit folgen.

(MS 812)

A. Gaudenzi.

GENERATOREN FÜR MIKROWELLEN.

Dezimalindex 621.395.615,14
621.385.029,6

Die Beeinflussung der Geschwindigkeit strömender Elektronen ist das Mittel zur Erzeugung kürzester Wellen. Durch Aussortierung werden in einer ursprünglich homogenen Elektronenströmung Elektronen-verdichtungen hervorgerufen, welche in einem Kondensator-Wechsel-feld Energie abgeben. Die konstruktive Verwertung dieses Prinzips führt einerseits auf den Transator, ein Resonanzgebilde, das zugleich die Rückkopplung vermittelt, und von einem Elektronenstrahl durchstossen wird; andererseits auf den Turbator, wo eine zirkuläre Elektronenströmung zur Anregung eines Hohlraumresonators dient.

I. EINLEITUNG.

Die Erweiterung des Wellenbandes auf Dezimeter- und Zentimeter-Wellen bedeutet für die Technik einen wesentlichen Fortschritt. Die starke Bündelungsfähigkeit dieser Wellen mit einfachsten hohlspiegelartigen Mitteln erlaubt eine Richtstrahltechnik, die eine grosse Anzahl neuer technischer Anwendungen ermöglicht. Weil die Wellenlänge noch relativ gross gegen Luft-moleküle und in der Atmosphäre schwebende Partikel

ist, haftet diesen jedoch nicht der grosse Nachteil der die Lichtstrahl- ausbreitung störenden Absorption und Zerstreuung an.

Im Gegensatz zu den Kurzwellen, deren Bedeutung für die Radiotechnik erst mit der Entdeckung ihrer grossen Reichweite erkannt wurde, waren für die Richt-strahltechnik zum voraus ganz bestimmte Anwendungsmöglichkeiten sichtbar. Es fehlte jedoch für so kurze Wellen vor allem noch der Generator. Aus dem weiten Anwendungsgebiet seien zwei besonders interessante Beispiele genannt, nämlich die Entfernungs- und Richtungsbestimmung sowie die drahtlose Mehrkanal-technik. Letztere kann besonders in ebenen Ländern, die noch nicht über ein grosses Fernsprechnetz verfügen, einen ausgedehnten Umfang erreichen. Es ist sogar denkbar, dass sie die heutige Fernkabeltechnik aus wirtschaftlichen Gründen weitgehend verdrängt.

An eine solche Mehrkanaltechnik mit *einer* Trägerwelle, welche infolge ihrer hohen Frequenz theoretisch die Aufmodulation mehrerer hundert Nachrichtenkanäle erlaubt, werden allerdings die höchsten Anforderungen bzgl. Linearität der Modulationskennlinie gestellt. Es ist zurzeit eine noch ungelöste Frage, wie weit sich die Realisierung in dieser Richtung treiben lässt.

Die Röhrentechnik hat heute einen sehr hohen Stand der Entwicklung erreicht, welcher allen Anforderungen bis hinab zu den Meter-Wellen der Fernsehtechnik genügt. Röhren für 1 m und weniger sind durch spezielle Konstruktionen mit kleinsten Abständen und kurzen, kapazitätsarmen Elektrodenzuführungen gekennzeichnet. Man denke beispielsweise an die Knopfröhren, die ein kleines technisches Wunder darstellen. Diese bekannten Röhren arbeiten noch mit praktisch momentaner Steuerung des Stromes durch die Gitterspannung, d. h. die Elektronenlaufzeit in der Röhre ist noch vernachlässigbar klein gegenüber der Schwingungsdauer. Wird diese Laufzeit jedoch vergleichbar mit der Schwingungsdauer, so tritt eine Phasenverschiebung zwischen Gitterspannung und gesteuertem Elektronenstrom auf, welche sich in einer Verflachung der Steilheit der Kennlinie bemerkbar macht. Für eine Rückkopplungsschaltung bedeutet dies Erschwerung der Anschwingbedingung und starkes Herabsetzen des Wirkungsgrades. Aus diesen Gründen sind in einer Knopfröhre für 60 cm bei ca. 200 V Betriebsspannung die Elektrodenabstände ein Zehntel-Millimeter und weniger.

II. PRINZIP DER MIKROWELLEN-GENERATOREN.

Will man nun zu noch kürzeren Wellen (unter 50 cm) übergehen, so muss auf einem vollständig neuen Prinzip der Elektronenstromsteuerung aufgebaut werden. Anstatt die Amplitude des Elektronenstromes durch die Gitterspannung direkt zu steuern, werden durch bestimmte Aussortiermechanismen in der ursprünglich homogenen Elektronenströmung Verdichtungen und Verdünnungen erzeugt, die sich mit der Elektronengeschwindigkeit weiter bewegen. Das Wesentliche liegt darin, dass diese Verdichtungen in einem Kondensator mit angeschlossenem Schwingkreis nach bekannten Gesetzen einen Strom influenzieren, der rückwirkend ein für die Elektronenpakete bremsendes Kondensatorfeld zur Folge hat. Dadurch wird die Gleichstromenergie des Elektronenstromes gerade unter Ausnützung der Elektronenlaufzeit in Wechselstromenergie umgesetzt; denn es ist klar, dass die Spannung am Kondensator ihr Vorzeichen während der Elektronen-Durchtrittszeit nicht oder nur in solcher Weise ändern darf, dass die bremsende Wirkung des Feldes die beschleunigende überwiegt.

Dieses allgemeine Prinzip liegt, wenn auch nicht überall ausdrücklich ausgesprochen, allen Laufzeitengenera-

toren zu Grunde, trotzdem sie äusserlich die verschiedensten Formen aufweisen. Es gehört seit längerer Zeit zum Allgemeingut der Hochfrequenztechnik, und die eifrige Beschäftigung der wissenschaftlichen und industriellen Hochfrequenzlaboratorien mit diesem Gegenstand gilt der konstruktiv sinnreichen Verwertung dieses Prinzips, d. h. dem Bau von stabilen, leistungsfähigen Generatoren für Dezimeter- und Zentimeter-Wellen.

Obige Kennzeichnung der Laufzeitschwingungen wäre jedoch unvollständig, wenn nicht noch drei weitere allgemeine und wesentliche Merkmale genannt würden:

1. Die Schwingung in solchen Generatoren muss sich selbst unterhalten bzw. anfachen. Es liegt dabei auch hier, wie den normalen Röhren, das *Rückkopplungsprinzip* zu Grunde. Durch die Rückkopplung wird in einem bestimmten Arbeitspunkt eine Labilität in der homogenen Elektronenströmung erzeugt, welche das Aufschaukeln der Schwingung verursacht. Allerdings ist diese Rückkopplung in den meisten Fällen so mit dem Elektronen-Bewegungsmechanismus verknüpft, dass sie äusserlich gar nicht sichtbar ist.
2. Die für so kurze Wellen erforderliche Kleinheit des Schwingkreises bedingt den *einheitlichen Zusammenbau* desselben mit dem oben erwähnten Koppelungselement, welches die Energieübertragung vom Elektronenstrom an den Kreis vermittelt. Alle diese Bauteile sind meist in der Röhre selbst untergebracht.
3. Neuerdings werden diese Resonatoren als *Hohlraumresonatoren* ausgebildet. Dies sind metallische Hohlkörper, die eine Abstrahlung verhindern und sich durch einen besonders hohen Gütefaktor (bis 10^5 gegen etwa 10^2 bei normalen Schwingkreisen) auszeichnen. Diese Eigenschaft ist bei denjenigen Generatoren von grosser Bedeutung, bei welchen die Elektronen bei einmaligem Durchgang abgebremst werden sollen, weil dazu eine hohe Wechselspannung erforderlich ist. Die Hohlraumresonatoren haben auch den technischen Vorteil, vollständige Metallkonstruktionen zu ermöglichen, wobei der Metallkörper des Resonators zugleich das Vakuumgefäss für die elektronische Entladung bildet.

Welche Anforderungen an die Präzision des Sortiermechanismus gestellt werden, kann man sich vergegenwärtigen, wenn man nicht die Wellenlänge, sondern die Periode, welche für die Laufzeiten massgebend ist, betrachtet. Bei einer 3-cm-Welle entsprechend einer Frequenz von 10^{10} Hz würde durch Oszillographieren während einer Sekunde bei einer Auflösung von 1 mm pro Periode der Filmstreifen 10 000 km lang!

Im folgenden sollen aus der Vielzahl der Bauformen diejenigen herausgegriffen werden, die nach eigenen Gesichtspunkten entwickelt worden sind und sich durch vorteilhafte Eigenschaften von bisher Bekanntem abheben.

III. AUSFÜHRUNGSFORMEN UND EIGENSCHAFTEN.

1. Der „Transator“.

Abb. 1 zeigt einen Generator für 25 cm Wellenlänge und 1,2 Watt Hochfrequenzleistung. Hier ist der Mechanismus der Schwingungserregung besonders durchsichtig und soll an diesem Beispiel etwas näher erläutert werden. Von der Kathode im untern Teil der Röhre fließt durch ein elektronenoptisches System, welches zugleich die Modulation ermöglicht, ein Elektronenstrahl in axialer Richtung. Der Schwingkreis besteht gemäss Abb. 2 aus einem auf der untern Seite kurzgeschlossenen Lechersystem mit den beiden Doppelgittern. Die Rechnung zeigt, dass durch Kopplung mit dem Elektronenstrahl stationäre Schwingungen entstehen können¹⁾.

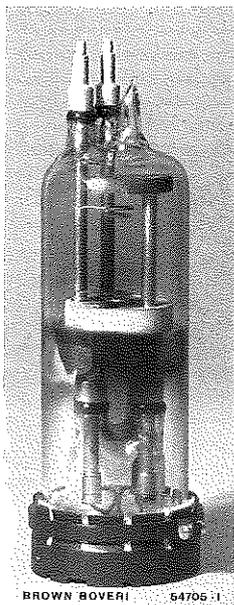


Abb. 1. — Transator für Dezimeterwellen.

Die Kathode ist in einem neuartigen keramischen Träger eingebettet. Die Lochung der Beschleunigungselektrode und der vier Gitter bezweckt eine gute Konzentration des Elektronenstrahls.

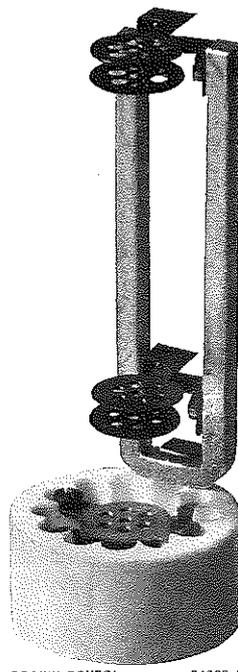


Abb. 2. — Schwingsystem des Transators nach Abb. 1.

Es ist als Lechersystem von Viertelwellenlänge ausgebildet. Der einfache robuste Aufbau ermöglicht auch die Kleinhaltung der Verluste.

Die Hochfrequenzspannung erzeugt am untern Doppelgitter eine Geschwindigkeitssteuerung der Elektronen, jedoch keine Stromsteuerung. Im Laufräum bis zum nächsten Doppelgitter entstehen durch die zeitlich aufeinanderfolgenden langsamen und schnellen Elektronen Einholungseffekte, sodass am obern Doppelgitter bereits

die gewünschte Paketierung vorhanden ist. Dieses wirkt in der vorher besprochenen Weise als Auskopplungskapazität für den Resonanzkreis. Ein Teil der an der Kapazität induzierten Spannung wird durch die untere Steuerelektrode abgegriffen, wodurch sich die Schwingung anfangen und aufrechterhalten kann.

Die Rückkopplung ist in diesem Falle äusserlich gut erkennbar. Die Hochfrequenzenergie wird durch direkte Ankopplung an den Resonanzkreis über ein Lechersystem nach aussen geführt. Die Anode im obern Teil der Röhre dient zum Auffangen der Elektronen. Die Kombination dieser Elemente zu einer organischen Einheit hat gegenüber der aus zwei getrennten aufeinander abgestimmten Resonanzkreisen gebildeten, welche durch eine Rückkopplungsleitung verbunden sind, den Vorteil äusserster Einfachheit.

Abb. 3 zeigt einen nach demselben Prinzip gebauten Generator. Hier besteht der Resonanzkreis aus einem beidseitig abgeschlossenen konzentrischen Lechersystem, das quer vom Elektronenstrahl durchstossen wird. Es stellt einen speziellen Hohlraumresonator dar, dessen Eigenwelle gleich der doppelten Länge des Zylinders ist. Die Steuerelektrode wird durch die Doppelwand der untern, die Auskoppel-elektrode durch die Doppelwand der obern Durchstossungsstelle des Elektronenstrahls gebildet. Die Länge des Laufraumes ist bestimmt durch den Durchmesser des inneren Rohres. Die Energieentnahme erfolgt auch hier durch direkte Kopplung an den Resonanzkreis. Die Kombination: Steuerelektrode, Laufräum, Auskoppel-elektrode und Rückkopplung bildet mit dem Resonanzkreis ein konstruktiv sehr einfaches System. Es lässt sich ausserdem wegen seiner geometrischen Einfachheit und weil keine Strahlungsverluste auftreten, quantitativ vollständig berechnen²⁾. Für die Radien der beiden konzentrischen Rohre sind bei gegebener Beschleunigungsspannung und Wellenlänge bestimmte Dimensionen festgelegt. Daraus lässt sich der Verlustwiderstand des Systems berechnen; er wird für eine 6-cm-Welle $6 \cdot 10^4$ Ohm. Daraus folgt ein

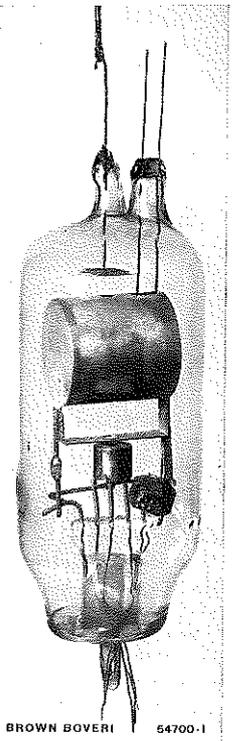


Abb. 3. — Transator mit zylindrischem Resonator.

Der als konzentrisches Lechersystem ausgebildete Resonator hat eine Länge von 3 cm entsprechend einer Wellenlänge von 6 cm.

¹⁾ F. Lüdi, Helv. Phys. Acta Vol. XIII, Fascic. Sec. (1940), S. 122, F. Lüdi, Helv. Phys. Acta Vol. XIII, Fascic. Sext. (1940), S. 498.

²⁾ F. Lüdi, erscheint demnächst in der Helv. Phys. Acta.

Elektronenstrom von 14 mA für das Anschwingen bei praktisch verschwindender Ankopplung des Belastungskreises. Die Frequenzstabilität bestimmt sich für dieses Beispiel bei einprozentiger Geschwindigkeitsänderung der Elektronen (entsprechend zweiprozentiger Spannungsänderung) zu 0,1 pro Mille. Bei einer 6-cm-Welle entspricht dies einer Frequenzänderung von $5 \cdot 10^5$ Hz. Eine solche verhältnismässig grosse Änderung tritt prinzipiell bei allen selbsterregten Laufzeitgeneratoren auf. Sie ist bedingt durch die Laufzeitänderung der Elektronenpakete, welcher stets eine Änderung der Rückkopplungsphase entspricht.

Das Kennzeichen der beiden besprochenen Generatoren ist die translatorische Bewegung der Elektronen durch ein Schwingensystem hindurch, welches aus einem einzigen Resonator besteht. Diese Bauformen erscheinen deshalb unter der Typenbezeichnung *Transator*.

2. Der „Turbator“.

Der in Abb. 4 dargestellte Resonator¹⁾ gehört zu einem Generator, welcher nach einem andern Konstruktionsgedanken arbeitet. Die Elektronenemission findet in der Achse des Systems statt. Durch das Zusammen-

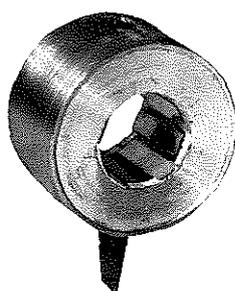


Abb. 4. — Schwingensystem eines Turbators.

Der Resonator besteht aus schwerschmelzendem, gut entgaste Metall.

wirken eines radialen elektrischen Gleichfeldes und eines axialen Magnetfeldes wird hier eine zirkulare Elektronenströmung verursacht. Die Segmente sind derart abwechselungsweise an den Seiten des zylindrischen Hohlraumresonators angebracht, dass zwischen benachbarten Segmenten eine Wechselspannung auftritt. Die Wirkung auf die Elektronen ist komplizierter als in den vorhergehenden Beispielen; sie lässt sich ebenfalls theoretisch erfassen²⁾. Das Bild, das sich ergibt, ist etwa folgendes: Das Wechselfeld in den Schlitzen erwirkt mit dem konstanten Magnetfeld je nach Startphase eine Beschleunigung oder Verzögerung der Elektronen in tangentialer Richtung; dadurch entsteht ein Sortierungseffekt. Es bilden sich in der anfänglich homogenen Zirkularströmung Verdichtungen und Verdünnungen. Diese Elektronenpakete geben dann ihre aus dem elektrischen Gleichfeld stammende Energie im Gegensatz zu den beiden vorangehenden Generatoren stufenweise an das Wechselfeld des Hohlraumresonators ab. Die Rückkopplung, obschon nicht sichtbar, ist auch hier vorhanden. Steuerelektrode und

Auskoppler werden durch ein und dieselben Segmente gebildet.

Äusserlich hat dieser Generator eine gewisse Ähnlichkeit mit einer Wechselstrommaschine. Der frequenzbestimmende Hohlraumresonator mit den Segmenten gleicht einem Stator, während die Rotation der Elektronenpakete der Bewegung des Rotors entspricht. Gemäss diesen Kennzeichen erscheint die Bauform unter der Typenbezeichnung *Turbator*.

Diese einfachste Bauart hat folgende Vorteile: Die zirkulare Elektronenströmung erübrigt eine Elektronenoptik, wie sie der Transator benötigt.

Die Wellenlänge ist bei dieser Konstruktion eindeutig durch den Hohlraumresonator festgelegt und zwar durch dessen Durchmesser und die Kapazität zwischen den Segmenten. Bei den älteren Magnetrons treten bekanntlich gleichzeitig eine ganze Anzahl benachbarter Wellen auf, ein Umstand, der für Übertragungszwecke nicht erwünscht ist. Die organische Verbindung der Segmente mit dem Hohlraumresonator bedeutet sowohl hinsichtlich der Anodenbelastung als auch der Möglichkeiten für die Beeinflussung der Emission eine sehr gute Lösung. Damit lässt sich auch eine robuste Ganzmetallausführung verwirklichen.

Eine erste Ausführung nach Abb. 4 hat ca. 1 Watt Hochfrequenzleistung ergeben, bei einer Wellenlänge von 10,2 cm, gemessen mit einem einstellbaren Hohlraumresonator, bei einer absoluten Genauigkeit von weniger als 0,1 mm. Die Röhre schwingt stabil, ohne dass das Netzanschlussgerät Stabilisierungsvorrichtungen benötigt, und zeigt auch keinen Rückheizungseffekt. Mit einer geeigneten Steuerelektrode gelingt eine fast hundertprozentige Aussteuerung der Röhre ohne merkbare Frequenzänderung. Das Magnetfeld beträgt dabei nur 400—500 Gauss.

Dieses schwache Feld ermöglicht die Verwendung von leichten permanenten Magneten, was für die apparative Technik von Bedeutung ist.

Die schon länger unter den Namen *Bremfeldröhre* und *Magnetron* bekanntgewordenen Generatoren für diese kurzen Wellen verwenden zur Paketierung der Elektronen einen andern Aussortiermechanismus. Dabei werden die sogenannten falschphasigen Elektronen durch eine besondere Elektrode aus der Elektronenströmung entfernt. Dieser Vorgang gelingt nur unvollständig. Aus diesem Grunde lassen sich nur kleine Leistungen bei geringen Wirkungsgraden erzielen.

Selbst hier ist es jedoch gelungen, die günstigen Verhältnisse der phasenfokussierten Elektronen im Zusammenhang mit der Verwendung von Hohlraumresonatoren zu erreichen. Nur durch genaueste Erforschung aller Elemente der Schwingungserzeugung sind solche und die oben gezeigten Fortschritte möglich geworden.

¹⁾ F. Lüdi, Tagungsbericht der schweiz. phys. Gesellschaft vom 7. u. 8. Sept. 1941.

²⁾ F. Lüdi, Helv. Phys. Acta, Vol. XIII Fasc. Sext. (1940) S.77.

VERFAHREN ZUR AUTOMATISCHEN SPRACHVERSCHLEIERUNG.

Dezimalindex 621.396.47

Die Wahrung des Gesprächsgeheimnisses ist nicht nur bei der militärischen Nachrichtenübermittlung, sondern auch bei der kommerziellen Telephonie von grosser Bedeutung. Dies gilt namentlich für die drahtlose Mehrkanalübertragung, welche noch ungeahnte Ausbaumöglichkeiten aufweist.

Wir befassen uns seit längerer Zeit mit dem Studium der Sprachverschleierungsprobleme und mit der Entwicklung von leistungsfähigen Apparaten zur automatischen Verschlüsselung telephonischer und telegraphischer Nachrichten.

Die grundsätzlichen Verschleierungsmethoden und die von uns entwickelten Verfahren zur Erhöhung der Geheimhaltung werden beschrieben und verglichen.

I. EINLEITUNG.

Drahtlos übertragene Nachrichten können bekanntlich in vielen Fällen durch Unbefugte empfangen werden. Auch bei Kabel- und Freileitungsübertragung bestehen Abhorchmöglichkeiten. Die zu übermittelnden Telegramme werden deshalb häufig chiffriert. Es gibt aber auch Verfahren zur automatischen Verschlüsselung gesprochener Nachrichten. Aus den übertragenen verschleierten Signalen erhält der befugte Empfänger mit einer Einrichtung, welche entsprechend dem vereinbarten Schlüsselungsprogramm einzustellen ist, wieder die ursprüngliche verständliche Meldung.

Ein bekanntes Mittel zur Erschwerung des Empfanges drahtlos übertragener Signale durch Unbefugte besteht in einer kontinuierlichen oder sprungweisen Änderung der Trägerwelle nach einem vereinbarten Programm. Mit genügender Bandbreite der Verstärker oder automatischer Schnellabstimmung ist ein brauchbarer Empfang solcher Sendungen immerhin auch ohne Kenntnis des Abstimmprogrammes möglich. Derartige Verfahren sind zudem wegen des beanspruchten grossen Frequenzbereiches unerwünscht. Auch andere Vorschläge zur Erhöhung der Geheimhaltung durch besondere Vorkehrungen bei der Modulation hochfrequenter Trägerschwingungen sind für ein möglichst vielseitig zu verwendendes Verschleierungssystem ungeeignet, weil die verschlüsselten Nachrichten oft über gewöhnliche Telephonleitungen mit begrenzter Frequenzdurchlässigkeit zu übertragen sind. In vielen Fällen ist z. B. Aufstellung der Schlüsselungsapparaturen in Telephonzentralen oder gar beim Telephonabonnenten erwünscht, ganz ungeachtet, ob der Übertragungskanal überhaupt Teilstrecken mit drahtloser Übertragung enthält. Dies führt zur Forderung einer Verschleierung der niederfrequenten Nachrichten, ohne Vergrösserung des benötigten Frequenzbandes.

Bei den bekannten Methoden zur Chiffrierung von Telegrammen werden gewöhnlich aufeinanderfolgende Zeichen oder Zeichengruppen nach einer bestimmten, meist programmässig veränderlichen Zuordnung durch entsprechende andere Zeichen oder Zeichengruppen ersetzt (Substitutionsverfahren). Häufig wird auch die Reihenfolge der Zeichen programmässig geändert

(Transpositionsverfahren). Diese Prozesse lassen sich mit geeigneten Apparaten automatisch durchführen.

Schwieriger ist die Verschleierung gesprochener Nachrichten und die Wiedergewinnung der ursprünglichen verständlichen Sprache aus den geschlüsselten Signalen. Denn die gesprochenen Worte und Sätze bestehen nicht aus einzelnen diskreten Zeichen, die sich ähnlich wie Buchstaben oder Zahlen zur Chiffrierung eignen, sondern die Sprachschwingungen stellen einen kontinuierlichen Vorgang dar, der entsprechend den zahlreichen Ausdrucksmöglichkeiten und Nuancen aus einer sehr grossen Anzahl verschiedener Schwingungsformen ungleicher Amplitude, Frequenz und Dauer aufgebaut ist.

II. ZUSAMMENSETZUNG DER SPRACHE UND VERSCHLEIERUNGS-MÖGLICHKEITEN.

Entsprechend der ungleichen Entstehungsweise haben Vokale und Konsonanten vollständig verschiedene Charakter. Die Vokale v entstehen aus einer Grundschwingung durch Bildung zahlreicher Oberwellen. Sie unterscheiden sich voneinander durch die Grundfrequenz

$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ und die Amplituden a der Komponenten:

$$v = V(t) \cdot \sum_{k=1}^n a_k(t) \cdot \cos \left[k \int \omega_0(t) dt + \varphi_k \right]$$

Die Einschaltfunktion $V(t)$ bringt die Unterbrechungen durch Sprechpausen und Konsonanten zum Ausdruck. Die in der Sprache verteilten Vokale stellen somit ein getastetes, amplituden- und frequenzmoduliertes Schwingungsgemisch mit Klangcharakter dar.

Die Konsonanten w weisen dagegen ein kontinuierliches Amplitudenspektrum ohne ausgeprägte Grundschwingungen auf, d. h. sie haben Geräuschcharakter:

$$w = W(t) \int_0^{\omega_m} \left\{ b(\omega) \cdot \cos(\omega t) + c(\omega) \cdot \sin(\omega t) \right\} d\omega$$

Durch automatische Sprachschlüsselung sind nun diese Schwingungsvorgänge nach vereinbartem Schlüssel zu verändern. Dabei ist zu beachten, dass die geringsten Merkmale der ursprünglichen Sprache durch das geübte Ohr leicht herausgehört werden. Sie können genügen, um einzelne Worte zu verstehen oder zu vermuten. Der unbefugte Mithörer kann auch versuchen, durch bestimmte systematische Veränderungen der geschlüsselten Signale den vermuteten Schlüsselungsprozess wenigstens teilweise rückgängig zu machen. Nach Entzifferung einzelner Nachrichtenbruchstücke gestaltet sich das weitere Vorgehen leichter, weil sich fortschreitend neue Vermutungen über den verbleibenden Inhalt machen lassen. Ein stets gleichbleibender Schlüssel, d. h. eine stets

gleichbleibende Beziehung zwischen ungeschlüsselten und geschlüsselten Signalen wäre nach Entzifferung eines kurzen Bruchstückes leicht ein für allemal zu ermitteln. Die Verschleierung muss deshalb nach ständig veränderlichem Programm erfolgen. Schliesslich besteht noch die Forderung nach genügender Verständlichkeit der beim befugten Empfänger entschlüsselten Nachricht.

Bei Berücksichtigung aller Schwierigkeiten und Ansprüche ist es verständlich, dass die meisten Vorschläge zur automatischen Sprachverschlüsselung technisch undurchführbar sind oder keine genügende Geheimhaltung gewährleisten.

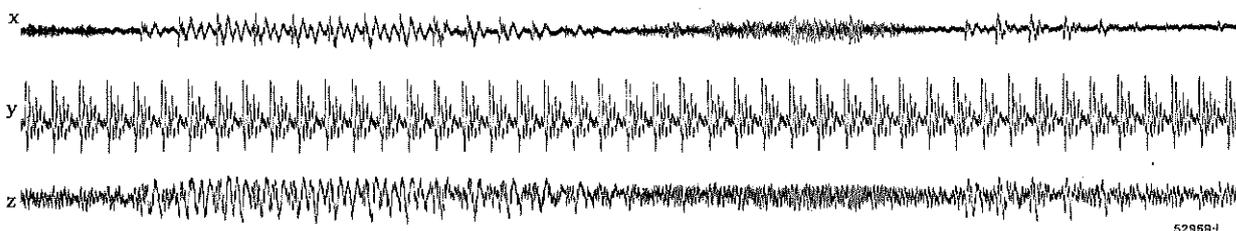


Abb. 1. — Störtonverfahren.

Durch Überlagerung des ursprünglichen Signals x und des Störtones y entsteht das verschleierte Signal z . Diese Verschleierung ist ungenügend, weil der Verlauf von x aus z noch gut zu erkennen ist.

Vollständig ungenügend sind beispielsweise additive Verfahren, wobei den Schwingungen ein Störton überlagert wird. In Abb. 1 ist als Sprachschwingung x ein Oszillogrammausschnitt des Wortes „Gesellschaft“ und als Störtschwingung y das Oszillogramm des Vokales z wiedergegeben. Im Oszillogramm des resultierenden Signales z sind Einzelheiten von x noch gut zu erkennen. Noch besser gelingt die Trennung durch das geübte Ohr. Auch wenn die Störampplituden ein Vielfaches der Sprachampplituden betragen, können einzelne Worte herausgehört werden. Durch die unvermeidlichen Amplituden- und Phasenverzerrungen der Übertragung werden übrigens die überlagerten Störsignale y derart verändert, dass eine Wiedergewinnung der unverzerrten Sprache x durch empfangsseitige Zuführung der Störzeichen mit umgekehrtem Vorzeichen nicht mehr denkbar ist.

Ebenso ungenügend sind Verfahren, bei denen die Nachricht zur Verschleierung über eine Einrichtung mit nichtlinearer Übertragungscharakteristik übertragen wird, wobei durch nochmalige nichtlineare Übertragung mit geeigneter Charakteristik auf der Empfangsseite wieder die ursprünglichen Zeichen zu gewinnen sind. Auch hier lässt sich eine vollständige Unverständlichkeit der geschlüsselten Nachricht niemals erreichen, und eine befriedigende Entzerrung ist beim berechtigten Empfänger wegen den unvermeidlichen Amplituden- und Phasenänderungen der Übertragung ebenfalls unmöglich. Das gleiche gilt für zahlreiche weitere Verfahren, bei denen die Nachricht zur Geheimhaltung durch Amplituden- oder Phasenverzerrungen, Zerschneiden oder Vermischung mit anderen Schwingungsvorgängen verstümmelt wird.

III. SUBSTITUTIONS-VERFAHREN.

Ein bekanntes Verschleierungsverfahren besteht in der Frequenzverschiebung der ursprünglichen Sprachschwingungen um vereinbarte Beträge. Diese Frequenz-Substitution kommt durch Modulation mit festen oder veränderlichen Hilfsfrequenzen zustande, die gewöhnlich ausserhalb des Sprachbereiches liegen.

Einfache Modulation der Sprachschwingung x mit einer Hilfsspannung g_1 ergibt am Ausgang des Modulators M zwei Schwingungsgemische, die aus den Summenfrequenzen bzw. den Differenzfrequenzen der Sprachkomponenten und der Hilfsspannung bestehen.

Gemäss Abb. 2 können die Summenfrequenzen durch ein Tiefpassfilter TP unterdrückt werden, sodass nur das Inversionssignal z_a zur Übertragung kommt, dessen Komponenten in den ursprünglichen Sprachfrequenzbereich fallen, wenn die Hilfsfrequenz mit der höchsten Sprachfrequenz übereinstimmt. Auf der Empfangsseite wird mit einer gleichen Einrichtung das Modulationsprodukt aus den übertragenen Schwingungen und der Hilfsspannung g_1 gebildet, wodurch wieder die verständliche Sprache entsteht. Diese oft angewendete Frequenzinversion genügt den praktischen Anforderungen nicht, weil sich die zur Entzifferung nötige Hilfsfrequenz leicht durch Versuche ermitteln lässt.

Oft werden die durch eine erste Modulation verschobenen Sprachfrequenzen durch eine zweite Modulation mit einer weiteren Hilfsspannung g_2 nochmals

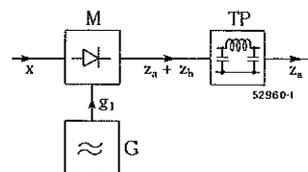


Abb. 2. — Inversionsverfahren.

Durch Bildung des Modulationsproduktes aus dem ursprünglichen Signal x und der Hilfsfrequenz g_1 entsteht das Inversionssignal z_a . Diese Verschleierung ist ungenügend, weil sich die benutzte Hilfsfrequenz g_1 leicht durch Versuche ermitteln lässt.

verschoben. Mit der Einrichtung Abb. 3 werden beispielsweise die Differenzfrequenzen des ersten Modulationsproduktes mit dem Hochpassfilter HP und die Summenfrequenzen des zweiten Modulationsproduktes

mit dem Tiefpassfilter TP unterdrückt, sodass ein Signal z_c verbleibt, dessen Komponenten um die Differenz beider Hilfsfrequenzen frequenzverschoben sind. Auch diese Verschiebung genügt jedoch den Anfor-

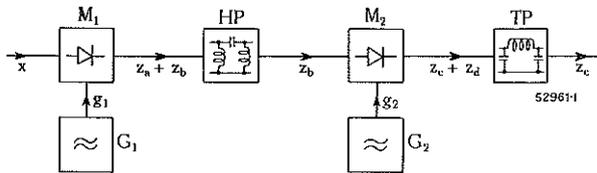


Abb. 3. — Frequenzverschiebung.

Durch zweimalige Modulation mit den Hilfsfrequenzen g_1 und g_2 entsteht aus dem ursprünglichen Signal x das verschleierte Signal z_c mit frequenzverschobenen Komponenten. Die Verschleierung ist ungenügend, weil sich die Frequenzverschiebungen durch Versuche leicht ermitteln lassen.

derungen nicht, denn die richtige Rückverschiebung ist leicht durch Versuche zu finden.

Zur Verbesserung der Geheimhaltung werden die zu übertragenden Sprachfrequenzen in n Frequenzbänder x_1 bis x_n unterteilt, die zur Bildung des geschlüsselten Signals z um ungleiche Frequenzbeträge verschoben werden. Auf diese Weise wird beispielsweise das m te Sprachfrequenzband x_m in den Frequenzbereich verschoben, der ursprünglich vom k ten Sprachfrequenzband x_k beansprucht wurde. Der Schlüssel für diese Frequenzverschiebungen ist durch die Beziehung zwischen m und k gegeben, wobei m die Lage des ursprünglichen Frequenzbandes und k die Lage des verschobenen Bandes angibt, z. B.:

m	k
1	3
2	4
3	1
4	5
5	2

Er kann durch eine Zahl S gekennzeichnet werden, die durch irgend eine Permutation aus der natürlichen Ziffernfolge 1, 2, 3 n entsteht. Im vorliegenden Fall ist $S = 34152$.

Die Durchführung dieser Substitutionsschlüsselung erfolgt mit einer Einrichtung nach Abb. 4. Das erste Sprachfrequenzband x_1 wird über das Bandfilter F_1 dem Modulator M_1 zugeführt, wo das Modulationsprodukt mit der Hilfsfrequenz g_1 des Generators G_1 entsteht. Das Summenfrequenzband y_1 fällt in den Durchlassbereich des Bandfilters BP und wird beispielsweise dem weiteren Modulator N_3 zugeführt. Die dort entstehenden Differenzfrequenzen bilden das dritte Frequenzband z_3 des geschlüsselten Signals, welches über das Tiefpassfilter TP entnommen wird. In gleicher Weise werden die übrigen Sprachfrequenzbänder verschoben. Für die Durchlassbereiche der Filter $F_1 \dots F_5$, BP und die Hilfsfrequenzen $g_1 \dots g_5$ der Generators G_1 und G_2 gelten beispielsweise die folgenden Werte:

F_1 : 200 ÷ 750 Hz	g_1 : 3850 Hz
F_2 : 750 — 1300 Hz	g_2 : 4400 Hz
F_3 : 1300 — 1850 Hz	g_3 : 4950 Hz
F_4 : 1850 — 2400 Hz	g_4 : 5500 Hz
F_5 : 2400 — 2950 Hz	g_5 : 6050 Hz
BP : 3100 — 3650 Hz	

Die Eingangsfiler F_1 bis F_5 können unter Umständen weggelassen werden, da die durch diese Filter zu sperrenden Frequenzen nach der ersten Modulation in den Sperrbereich der Filter BP fallen. Mit gleicher Einrichtung wird auf der Empfangsseite durch nochmalige Frequenzverschiebung wieder die ursprüngliche Sprache gewonnen.

In Abb. 5 ist als ungeschlüsseltes Signal z. B. das Oszillogramm des Wortes „Gesellschaft“ dargestellt.

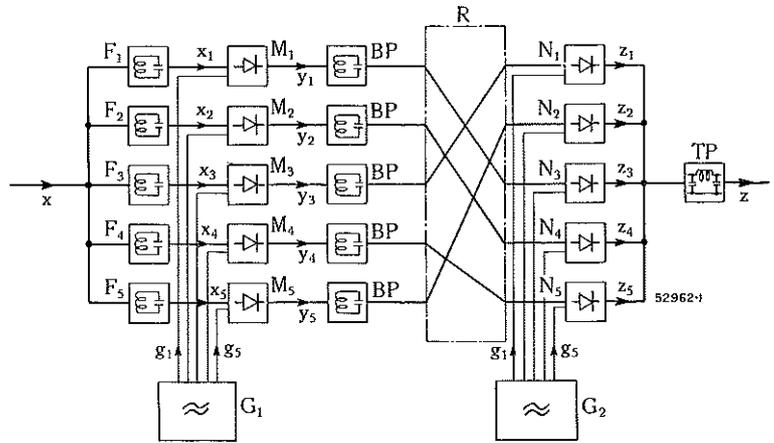


Abb. 4. — Substitutionsschlüsselung.

Aus dem ursprünglichen Signal x entsteht durch zweimalige Modulation mit den Hilfsfrequenzen $g_1 \dots g_5$ und wechselnde Vertauschung der Kanäle in R das verschleierte Signal z , dessen Frequenzbänder um wechselnde Beträge verschoben sind. Die Entschleierung durch Unbefugte ist mühsam, weil die richtige Rückvertauschung in kurzen Zeitabständen stets von neuem gesucht werden muss.

Darunter sind die einzelnen Frequenzbänder $x_1 \dots x_5$ und die nach dem erwähnten Schlüssel $S = 34152$ verschobenen Frequenzbänder $z_1 \dots z_5 = x_{31} \dots x_{46}$ wiedergegeben, wobei der erste Index jeweils die ursprüngliche Lage und der zweite Index die neue Lage jedes Frequenzbandes angibt.

Da sich der Schlüssel S durch Versuche leicht ermitteln lässt, wird er bei neueren Einrichtungen in bestimmten Zeitabständen t_0 geändert. Hierzu ist der Permutierschalter R vorgesehen, welcher die fünf Frequenzkanäle nach einem vereinbarten Programm wechselnd vertauscht. Dieses Programm ist z. B. durch die Schlüsselreihe $S_1 = 34152$, $S_2 = 51342$, $S_3 = 53421$ usw. gemäss nachstehendem Schema gegeben:

m	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	k_6
1	3	5	5	1	3	4
2	4	1	3	4	2	5
3	1	3	4	5	4	2
4	5	4	2	2	1	3
5	2	2	1	3	5	1

Das erste Sprachfrequenzband x_1 erscheint dabei abwechselnd als drittes, fünftes, fünftes, erstes usw. Frequenzband x_{13} , x_{15} , x_{16} , x_{11} des geschlüsselten Signals z .

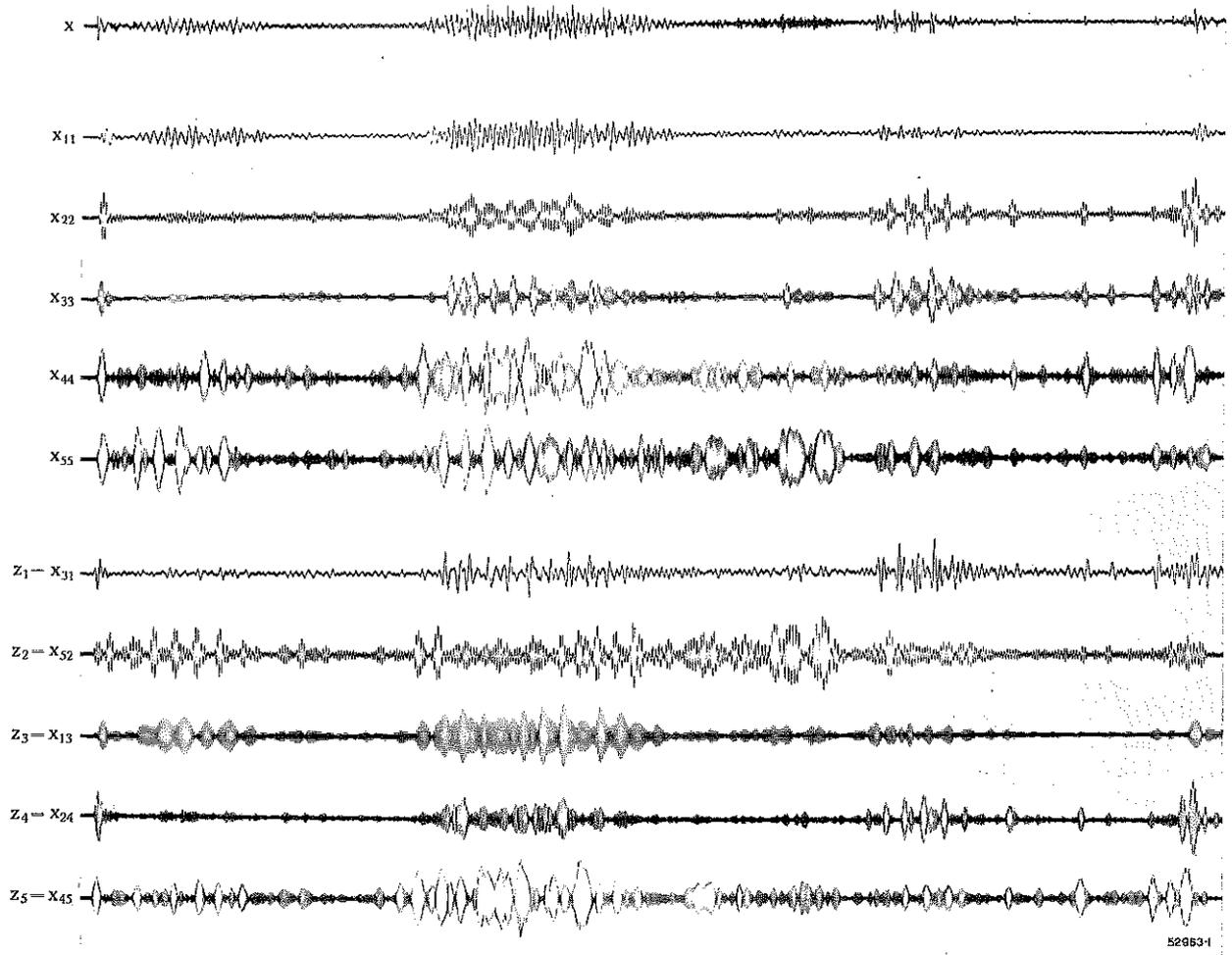


Abb. 5. — Substitutionsschlüsselung.

x = Oszillogramm des ungeschlüsselten Wortes „Gesellschaft“. $x_{11} \dots x_{55}$ = Oszillogramme der fünf Frequenzbänder des Wortes „Gesellschaft“. $z_1 \dots z_5$ = Oszillogramme der vertauschten Frequenzbänder, aus denen das geschlüsselte Signal aufgebaut ist. Durch versuchsweise Frequenzverschiebungen lässt sich eindeutig feststellen, dass z. B. das Frequenzband z_4 aus dem 2. Nachrichtenfrequenzband x_{22} gebildet wurde. Die Geheimhaltung ist deshalb begrenzt.

Die zu übertragende Nachricht x wird zweckmässig in die aufeinanderfolgenden Elemente a, b, c, ... von der Dauer t_0 unterteilt. Analog ist das erste Sprachfrequenzband x_1 in die aufeinanderfolgenden Elemente a_1, b_1, c_1, \dots zu unterteilen, das zweite Sprachfrequenzband in die Elemente a_2, b_2, c_2, \dots usw.

Die Nachricht x lässt sich dann wie folgt darstellen:

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & b_1 & c_1 & d_1 & e_1 & f_1 & g_1 & h_1 & i_1 & k_1 & \dots \\ a_2 & b_2 & c_2 & d_2 & e_2 & f_2 & g_2 & h_2 & i_2 & k_2 & \dots \\ a_3 & b_3 & c_3 & d_3 & e_3 & f_3 & g_3 & h_3 & i_3 & k_3 & \dots \\ a_4 & b_4 & c_4 & d_4 & e_4 & f_4 & g_4 & h_4 & i_4 & k_4 & \dots \\ a_5 & b_5 & c_5 & d_5 & e_5 & f_5 & g_5 & h_5 & i_5 & k_5 & \dots \end{pmatrix}$$

In jeder Zeile kommen dabei die aufeinanderfolgenden Elemente des entsprechenden Frequenzbandes zum Ausdruck, d. h. durch c_3 wird beispielsweise das dritte Element des zweiten Frequenzbandes bezeichnet.

Für das nach dem erwähnten Programm geschlüsselte Signal z gilt dann die Darstellung:

$$z = \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \\ z_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{31} & b_{21} & c_{51} & d_{11} & e_{41} & f_{51} & g_{41} & h_{31} & i_{11} & k_{21} & \dots \\ a_{52} & b_{52} & c_{42} & d_{42} & e_{22} & f_{32} & g_{52} & h_{42} & i_{52} & k_{42} & \dots \\ a_{13} & b_{33} & c_{23} & d_{63} & e_{13} & f_{43} & g_{23} & h_{53} & i_{23} & k_{13} & \dots \\ a_{24} & b_{44} & c_{34} & d_{24} & e_{34} & f_{14} & g_{14} & h_{14} & i_{34} & k_{54} & \dots \\ a_{45} & b_{15} & c_{15} & d_{35} & e_{55} & f_{25} & g_{35} & h_{25} & i_{45} & k_{45} & \dots \end{pmatrix}$$

In jeder Zeile sind hier die aufeinanderfolgenden Elemente eines Frequenzbandes der geschlüsselten Nachricht enthalten. Der erste Index gibt an, in welchem Frequenzband der ursprünglichen Sprache das betreffende Element auftrat, und der zweite Index gibt an, in welches Band es durch die Schlüsselung verschoben wird.

Der Zeitabstand zwischen zwei Schlüsselwechslern, d. h. die Elementlänge t_0 , beträgt bei bekannten Einrichtungen 1 Sekunde oder mehr. Eine Entzifferung der empfangenen und durch ein Aufzeichnungsver-

fahren registrierten Nachricht durch Unbefugte ist leicht möglich: Aus einem wiederholt abgespielten Element wird ein Frequenzband herausgegriffen und um wechselnde Frequenzbeträge verschoben, bis beim Abhören die bei unrichtiger Verschiebung auftretende unnatürliche Empfindung verschwindet. In gleicher Weise werden die übrigen Frequenzbänder dieses Elementes und die Frequenzbänder aller folgenden Elemente zurückverschoben, wodurch wieder die ursprüngliche verständ-

liche Sprache entsteht. Dieses Vorgehen führt bei einiger Übung erstaunlich rasch zum Ziel. Immerhin steigt der Zeitaufwand mit abnehmender Elementlänge. Zudem wird die Feststellung der „richtigen“ Rückverschiebung bei geringerer Elementlänge schwierig.

Durch ein besonderes Synchronisierungsverfahren ist es uns gelungen, die Elementlänge auf ca. 0,05 s zu vermindern, wodurch eine ganz erhebliche Verbesserung der Geheimhaltung dieser Substitutions-Schlüs-

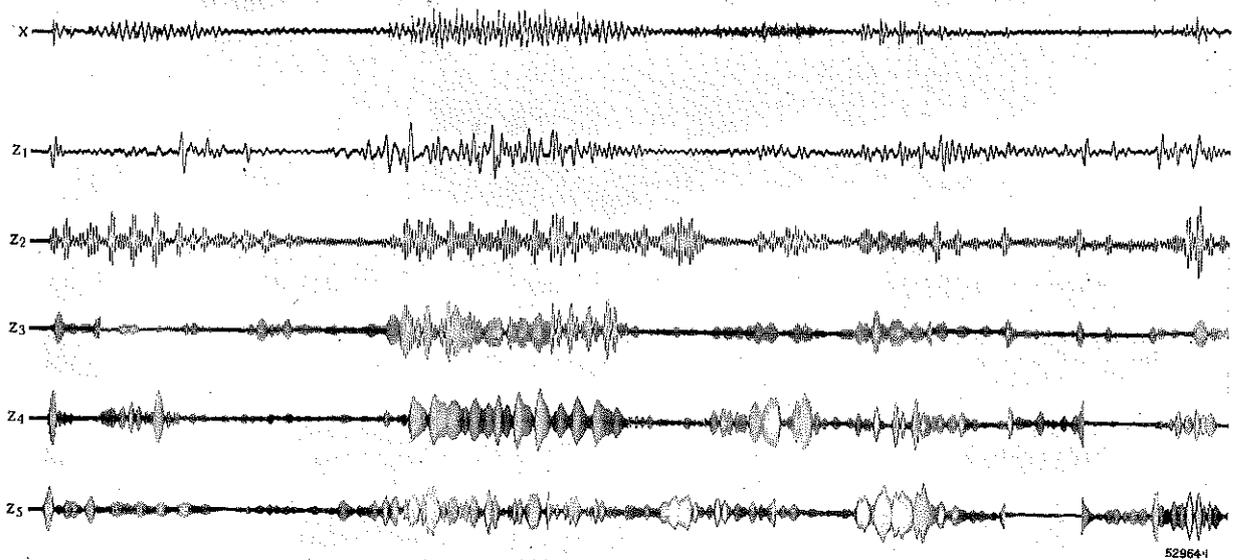


Abb. 6. — Substitutionschlüsselung mit wechselnder Frequenzverschiebung.

x = Oszillogramm des ungeschlüsselten Wortes „Gesellschaft“. $z_1 \dots z_5$ = Oszillogramme der wechselnd vertauschten Frequenzbänder von x. Durch die wechselnde Vertauschung wird die richtige Rückverschiebung der Frequenzbänder erschwert, wodurch eine wesentliche Verbesserung der Geheimhaltung zustande kommt.

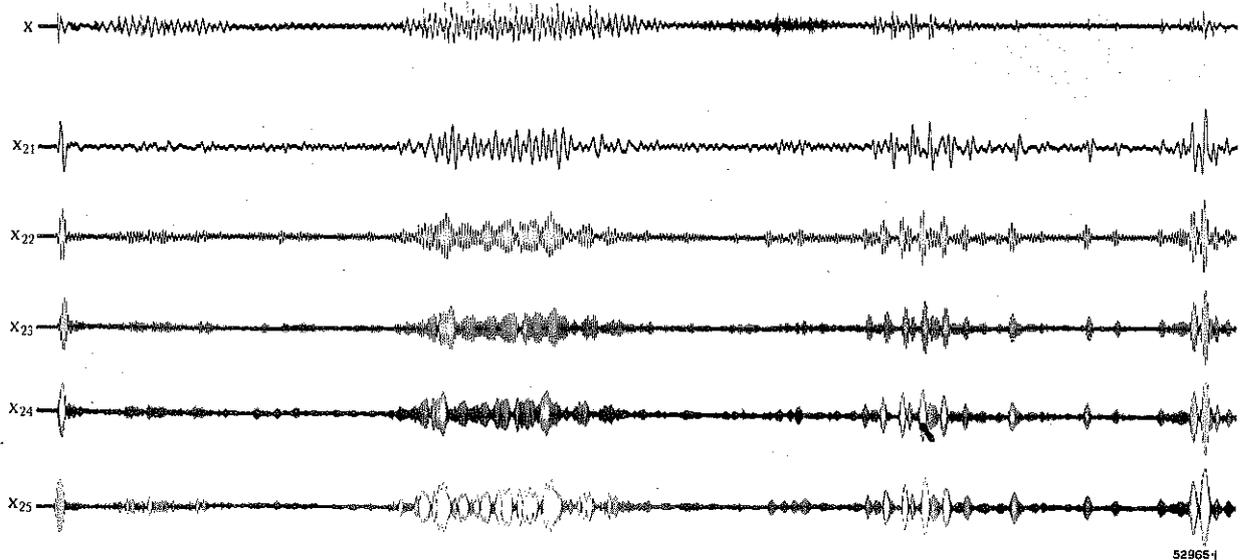


Abb. 7. — Frequenzbandverschiebung.

x = Oszillogramm des ungeschlüsselten Wortes „Gesellschaft“. $x_{21} \dots x_{25}$ = zweites Frequenzband von x nach Verschiebung in den ersten bis fünften Frequenzbereich.

Es ist deutlich ersichtlich, dass der Amplitudenverlauf durch diese Frequenzbandverschiebung nicht verändert wird. Die durch Frequenzsubstitution verschleierte Signale können deshalb u. U. durch Untersuchung des Energierhythmus entschlüsselt werden.

selung erzielt wird. Die bei einer Elementlänge von 0,03 s auftretenden Oszillogramme sind in Abb. 6 dargestellt. Eine Entzifferung wird natürlich auch erschwert durch Vermehrung der Frequenzbänder bei gleichzeitiger Verminderung ihrer Bandbreite. Damit wächst allerdings der Aufwand an Filtern und Modulatoren. Durch Verwendung von Modulationshilfsspannungen g mit kontinuierlich veränderlicher Frequenz können die sprunghaft wechselnden Frequenzverschiebungen zudem durch kontinuierlich ändernde Verschiebungen ersetzt werden.

Der zeitliche Verlauf der mittleren Amplitude $X_k = \sqrt{x_k^2}$ jedes Frequenzbandes wird durch die Frequenzverschiebungen nicht geändert. Dies ist beispielsweise aus Abb. 7 ersichtlich, welche das zweite Frequenzband x_2 des Wortes „Gesellschaft“ in mehreren Verschiebungen zeigt. Der Energierhythmus bleibt somit selbst bei beliebig raschem Schlüsselwechsel erhalten, und das Amplitudendiagramm $Z_0(t) = \sqrt{z_1^2 + z_2^2 + \dots}$ des gesamten geschlüsselten Signals z stimmt mit dem Amplitudendiagramm $X_0(t) = \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + \dots}$ des ursprünglichen Signals überein. Bei geschlüsselten Vokalen lässt sich zudem die charakteristische Grundfrequenz ω_0 als Differenz der einzelnen frequenzverschobenen Komponenten eines Bandes leicht ermitteln. Deshalb sind auch die Melodiediagramme $\omega_0(t)$ ohne Mühe aufzuzeichnen, welche den zeitlichen Verlauf der bei solchen Lauten auftretenden Grundfrequenzen angeben. Durch Vergleich der Amplituden- und Melodiediagramme $Z_0(t)$ und $\omega_0(t)$ der geschlüsselten Signale mit entsprechenden Diagrammen bekannter Worte und Wortfolgen kann also der unbefugte Empfänger versuchen, den Nachrichteninhalt zu ergründen. Obschon die erwähnten Diagramme in starkem Masse von den Sprechgewohnheiten, der Betonung usw. abhängen, besteht bei systematischer Anwendung dieser Methode und einiger Übung doch Aussicht auf Entzifferung der durch Frequenzsubstitution verschleierte Nachrichten.

In verhältnismässig einfacher Weise konnten wir auch dieser Entzifferungsmöglichkeit begegnen: Die einzelnen Frequenzbänder der geschlüsselten Nachricht werden vor der Übertragung um wechselnde Beträge abgeschwächt. Dadurch werden die Amplitudendiagramme geändert, sodass sie sich nicht mehr zur Entzifferung ausnutzen lassen. Beim befugten Empfänger können diese Schwankungen dagegen durch entsprechende Dämpfungsvermindernungen nach vereinbartem Programm leicht wieder rückgängig gemacht werden.

IV. TRANSPOSITIONS-VERFAHREN.

Die ursprünglich aufeinanderfolgenden Nachrichtenelemente a, b, c, \dots , deren Dauer je t_0 ist, können um ungleiche Beträge zeitlich verschoben werden. Nach einer Schlüsselzahl $T = 41532$ kommt beispielsweise das erste Element an vierte Stelle, das zweite Element an erste Stelle usw. zu liegen, sodass aus der ursprünglichen Elementfolge x eine veränderte Elementfolge z entsteht:

$$\begin{aligned} x &= a b c d e \\ z &= b e d a c \end{aligned}$$

Die praktische Durchführung dieses Transpositionsverfahrens erfolgt durch Speicherung der Nachrichtenelemente um ungleiche Zeiten, die voneinander um ganzzahlige Vielfache von t_0 abweichen. Da negative Speicherzeiten nicht möglich sind, werden in der erwähnten fünfstelligen Schlüsselzahl $T = 4 \bar{1} 5 \bar{3} \bar{2}$ die überstrichenen Ziffern um fünf Einheiten vergrößert, wodurch die Schlüsselzahl $T^* = 4 6 5 8 7$ entsteht, nach welcher man das realisierbare geschlüsselte Signal z^* erhält:

$$z^* = \dots a c b e d$$

Bei der Einrichtung Abb. 8 ist zur Speicherung das in Pfeilrichtung bewegte Stahlband L vorgesehen, auf dem die Sprachelemente mit den Schreibköpfen $K_1 \dots K_5$ in Form veränderlicher Magnetisierungen aufgezeichnet werden. Durch den Abtastkopf K_6 erfolgt die Abtastung und durch den Löschkopf K_7 die Löschung der Aufzeichnung. Zur Schlüsselung nach

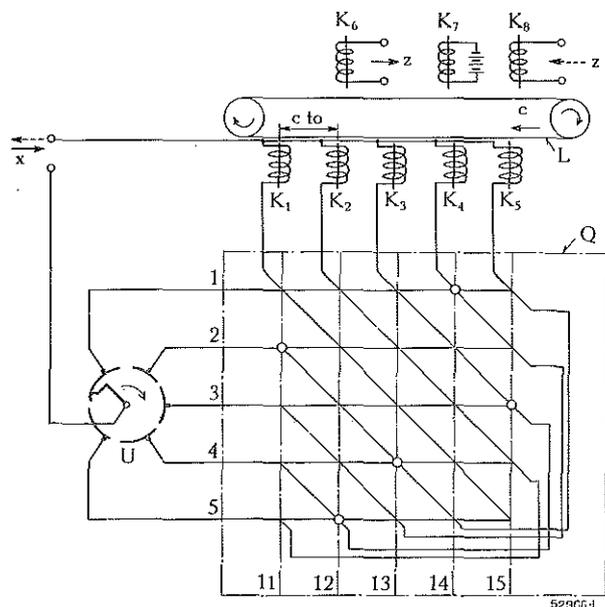


Abb. 8. — Transpositionsschlüsselung.

Das ungeschlüsselte Signal x wird über den Umschalter U und das Schlüsselfeld Q abwechselnd verschiedenen Schreibköpfen $K_1 - K_5$ zugeführt, sodass die Aufzeichnung der Elemente auf dem Stahlband L in veränderter Reihenfolge erfolgt. Die Abtastung der verschleierte Signale erfolgt mit K_6 und die Löschung mit K_7 . Zur Entzifferung kann die Signaldurchgangsrichtung umgekehrt werden (gestrichelte Pfeile).

dem periodisch wiederkehrenden Schlüssel T werden die Sprachschwingungen über den in Pfeilrichtung drehenden Umschalter U nacheinander den verschiedenen Horizontalleitern des Schlüsselfeldes Q zugeführt, dessen Diagonalleiter zu den Schreibköpfen führen. Die durch kleine Kreise angedeuteten Verbindungen sind entsprechend der Schlüsselzahl T beim ersten Horizontalleiter auf der vierten Kreuzung, beim zweiten Horizontalleiter auf der ersten Kreuzung usw. angeordnet. Das erste Sprachelement kommt dann bei der angegebenen Anfangslage des Umschalters auf dem Stahlband an vierter Stelle zur Aufzeichnung.

Nach Weiterdrehung des Schalters um einen Schritt und Weiterbewegung des Stahlbandes um Elementlänge wird das zweite Element an sechster Stelle aufgezeichnet usw. Nach einem Schalterumlauf sind die ersten fünf Elemente somit in veränderter Reihenfolge als geschlüsseltes Signal z aufgezeichnet, welches durch K_6 abgetastet wird. Bei weiterer Bewegung von Schalter und Stahlband wiederholt sich der gleiche Schlüsselungsvorgang periodisch.

Die Schlüsseleinstellung ist so zu wählen, dass nicht mehrere Elemente übereinander zur Aufzeichnung kommen und auch keine Aufzeichnungslücken entstehen. Die geschlüsselte Nachricht ist dann überdeckungs- und lückenfrei. Das Studium der einzelnen Aufzeichnungsphasen ergibt, dass diese Bedingung stets erfüllt ist, wenn auf jedem Horizontalleiter 1 ... 5 wie auch auf jeder Vertikalen 11 ... 15 eine einzige Verbindungsstelle liegt. Das führt zur Forderung, dass die Schlüsselzahl wie beim Substitutionsverfahren durch beliebige Permutation einer fortlaufenden Zifferfolge 123 ... n gebildet wird.

Mit einer gleichen Apparatur erhält man auf der Empfangsseite durch nochmalige Elementvertauschung wieder die ursprüngliche Nachricht. Die hierzu einzustellende Schlüsselzahl T_e entsteht durch Umstellung der Zifferfolge 1 2 3 ... n nach dem ursprünglichen Schlüssel T . Dem Sendeschlüssel $T = 41\ 532$ bzw. $T^* = 46\ 587$ ist somit der Empfangsschlüssel $T_e = 25\ 413$ bzw. $T_e^* = 25\ 468$ zugeordnet.

Durch Schlüsselung nach dem Sendeschlüssel T^* entsteht beispielsweise aus der Elementfolge $x = a\ b\ c\ d\ e$ das geschlüsselte Signal y , aus dem durch Entschlüsselung nach dem Empfangsschlüssel T_e^* das entzifferte Signal x_e entsteht, welches gegenüber x um fünf Elementlängen verzögert ist:

$$\begin{array}{l|l} x = a & b & c & d & e \\ y = & & & a & c & & b & e & d \\ x_e = & & & & & & a & b & c & d & e \end{array}$$

Zweckmäßiger werden die zu entschlüsselnden Signale durch einen besonderen Schreibkopf K_6 aufgezeichnet. Die mit den Köpfen $K_1 \dots K_5$ abgetasteten und über den Umschalter U entnommenen Elemente ergeben dann wieder die ursprüngliche Nachricht, wenn

die Schlüsseleinstellungen beider Apparaturen übereinstimmen.

Bei den meisten Schlüsseleinstellungen werden einzelne Schreib- bzw. Abtastköpfe mehrfach und andere überhaupt nicht benützt. Die in Abb. 8 gewählte Einstellung lässt z. B. die Köpfe K_1 und K_2 unbenützt. Einzelne Köpfe können somit bei entsprechender Reduktion der zulässigen Schlüsselzahlen weggelassen werden.

Ein unbefugter Empfänger wird durch versuchsweise Einstellung verschiedener Schlüssel versuchen, aus den empfangenen Signalen eine verständliche Nachricht zu gewinnen. Beim beschriebenen Transpositionsverfahren wird dieses Vorgehen wegen der schnellen periodischen Wiederholung des gleichen Verschachtelungsprogramms rasch zum Ziele führen.

Eine ausreichende Vergrößerung der Periode ist mit einem einzigen Umschalter wegen der begrenzten Stufenzahl nicht möglich. Es können aber sowohl für die Aufzeichnung wie auch für die Abtastung mehrere Magnete vorgesehen werden, die durch einen Aufzeichnungs- und einen Abtastumschalter ungleicher Umlaufdauer nach getrenntem Programm zur Einschaltung kommen. Eine Aufzeichnungsperiode von 10 Elementen und eine Abtastperiode von 11 Elementen ergibt bei dieser Kaskaden-Schlüsselung beispielsweise eine Gesamtperiode von 110 Elementen.

In Abb. 9 ist wieder ein Ausschnitt des Wortes „Gesellschaft“ im Oszillogramm gezeigt und darunter das durch Aufzeichnung nach dem Schlüssel $T_s = 46\ 587$ entstehende Zwischensignal y . Eine nochmalige Elementvertauschung bei der Abtastung nach dem Schlüssel $T_e = 437\ 658$ ergibt das gezeigte kaskadengeschlüsselte Signal z .

Von den zahlreichen Möglichkeiten zur weiteren Vergrößerung der Periode sei die Verwendung von Lochstreifen erwähnt. Abb. 10 zeigt eine Einrichtung zur Aufzeichnungs-Schlüsselung nach Lochstreifenprogramm unter Weglassung aller unwesentlichen Einzelheiten. Ein Loch O_{nm} , das an n ter Stelle in Längsrichtung und an m ter Stelle in Querrichtung des Streifens E liegt, korrespondiert mit dem m ten Schreibkopf und tritt bei Aufzeichnung des n ten Elementes in Funktion. Da sich das Stahlband bis zu dieser Aufzeichnung um $(n - 1)$ Elementlängen vorwärts bewegt hat, erfolgt die ent-

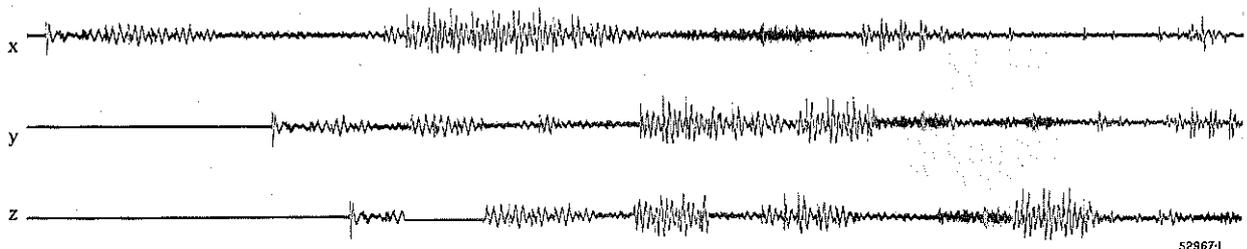


Abb. 9. — Transpositionsschlüsselung.

x = Oszillogramm des ungeschlüsselten Wortes „Gesellschaft“. y = Zwischensignal nach der ersten Elementvertauschung.
 z = Geschlüsseltes Signal nach der zweiten Elementvertauschung.

Wegen der veränderten Reihenfolge aller Elemente ist das verschlüsselte Signal unverständlich. Eine Entzifferung ist jedoch denkbar durch versuchsweise Rückvertauschungen.

sprechende Aufzeichnung an $(n + m - 1)^{ter}$ Stelle des Stahlbandes. Die Aufzeichnungsverhältnisse gehen aus dem in Abb. 10 rechts gezeichneten Schema hervor. Durch Ziehen horizontaler und schräger Verbindungslinien gelangt man vom n^{ten} Element der ungeschlüsselten Nachricht x über das Streifenloch O_{nm} zum $(n + m - 1)^{ten}$

in Unordnung gebracht. Eine unbefugte Entzifferung unter Ausnützung des Energierhythmus ist deshalb nicht mehr denkbar. Bei ungenügender Speicherzeit sind dagegen Vermutungen über den Nachrichteninhalte möglich durch Untersuchung der in einer Elementgruppe vertretenen Sprachlaute, die oft nach geeigneter Aneinanderreihung verständliche Worte ergeben. Ein willkürlicher Entzifferungsschlüssel bringt zuweilen mehrere Elemente annähernd in die ursprüngliche Reihenfolge. Mit einiger Übung lassen sich deshalb bei wiederholter Entzifferung nach verschiedenen Schlüsseln einzelne Worte vermuten.

Die Entzifferungsaussichten nehmen natürlich mit zunehmender Speicherzeit rasch ab. Damit steigt aber die Übermittlungszeit vom Eingang der Schlüsselungsapparatur bis zum Ausgang der Entzifferungseinrichtung, wodurch das Gegensprechen erschwert wird. Die kommerziellen Anwendungsmöglichkeiten sind deshalb begrenzt.

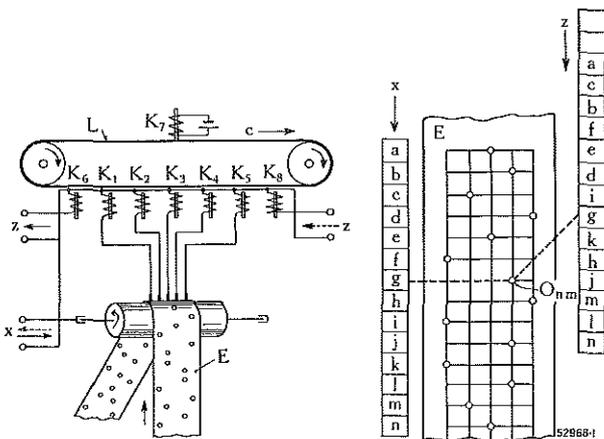


Abb. 10. — Transpositionsschlüsselung.

x = Ungeschlüsseltes Signal. \longrightarrow = Senderichtung.
 z = Geschlüsseltes Signal. \dashrightarrow = Empfängerichtung.

Die Vertauschung der Nachrichtenelemente kann durch wechselnde Einschaltung der Schreib- bzw. Abstastköpfe $K_1 \dots K_6$ mit dem Lochstreifen E erfolgen. Dadurch wird eine grosse Periode des Schlüsselprogrammes ermöglicht, wodurch eine Entzifferung wesentlich erschwert wird.

Element der geschlüsselten Nachricht z . Lücken- und Doppelbeschriftung werden vermieden, wenn im gezeigten Streifenschema auf jeder horizontalen von den ungeschlüsselten Nachrichtenelementen ausgehenden Verbindungslinie und auf jeder schrägen zu den geschlüsselten Nachrichtenelementen führenden Verbindungslinie jeweils ein Streifenloch liegt.

Für die Steuerung einer grösseren Zahl von Schreibköpfen lassen sich bei Verwendung entsprechender elektrischer Umsetzungseinrichtungen auch Lochzeichen ausnutzen, die aus zwei oder mehreren Löchern aufgebaut sind, wobei die erwähnten Bedingungen zur Vermeidung unerlaubter Aufzeichnungen ebenfalls zu berücksichtigen sind.

Bei normalem Sprechtempo variiert die Silbendauer der deutschen Sprache erfahrungsgemäss zwischen 0,05 und 0,5 s. Die Elementlänge t_0 sollte kleiner und die mittlere Elementverschiebung sollte grösser sein als die Silbenlänge. Für die praktische Durchführung kommen somit z. B. die Werte in Frage: Elementlänge = 0,05 s, max. Speicherzeit 0,8 s. Wir haben unter Zugrundelegung dieser Werte Schlüsselungsapparaturen gebaut, welche den praktischen Anforderungen hinsichtlich Genauigkeit der Synchronisierung und Verständlichkeit der entschlüsselten Sprache auch bei schwierigen Übertragungsverhältnissen sehr gut entsprechen. Der zeitliche Amplitudenverlauf, welcher bei normaler Substitutionsschlüsselung unverändert bleibt, wird durch die Elementvertauschung der Transpositionsschlüsselung gründlich

V. DAS KOMBINIERTES SCHLÜSSELUNGSVERFAHREN.

Sowohl die Frequenzband-Substitution wie auch die beschriebene Transpositionsschlüsselung genügen nicht immer den letzten Anforderungen hinsichtlich Geheimhaltung. Beim gewöhnlichen Substitutionsverfahren ist eine Entzifferung auf Grund der Amplituden- und Melodiediagramme denkbar und die Elementverschachtelung des Transpositionsverfahrens lässt bei ungenügender Speicherzeit Vermutungen über einzelne Gesprächsbruchstücke zu. In beiden Fällen sind natürlich geeignete Apparaturen und grösste Routine für jede unerlaubte Entzifferung erforderlich, welche zudem mit erheblichem Zeitaufwand verbunden ist.

Für alle Fälle, wo grösste Geheimhaltung auch gegenüber raffinierten Mithörern verlangt wird, haben wir ein Verfahren entwickelt, das die grundsätzlichen Mängel der beiden erwähnten Schlüsselungsmethoden vermeidet. Aus dem ursprünglichen Signal x , welches beispielsweise in fünf Frequenzbänder $x_1 \dots x_5$ zerfällt, wird dabei ein Signal z gebildet, dessen Komponenten um wechselnde Beträge frequenzverschoben und zudem in der zeitlichen Reihenfolge verschachtelt sind:

$$z = \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \\ z_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cdot & \cdot & a_{11} & b_{31} & c_{21} & e_{21} & f_{31} & f_{41} & h_{41} & g_{11} & g_{31} & \cdot & i_{41} & \cdot \\ \cdot & b_{22} & \cdot & a_{22} & a_{42} & c_{32} & g_{42} & b_{32} & e_{32} & k_{22} & h_{12} & i_{32} & \cdot & \cdot \\ a_{53} & \cdot & b_{53} & c_{13} & b_{43} & f_{53} & d_{23} & d_{33} & f_{13} & f_{23} & \cdot & \cdot & \cdot & k_{43} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & d_{44} & d_{54} & e_{14} & g_{54} & g_{24} & i_{54} & i_{24} & h_{34} & k_{54} & \cdot \\ \cdot & a_{55} & c_{55} & d_{15} & e_{45} & b_{15} & c_{15} & e_{35} & i_{15} & h_{55} & k_{35} & k_{15} & \cdot & \cdot \end{pmatrix}$$

Die ursprünglich aufeinanderfolgenden Nachrichtenelemente sind dabei wieder durch a, b, c, \dots bezeichnet. Der erste Index gibt jeweils die ursprüngliche Frequenzlage an, während aus dem zweiten Index die Frequenzlage nach der Verschiebung zu erkennen ist. Weil sowohl Vertauschungen von Frequenzbändern (Substitution) wie auch zeitliche Verschiebungen (Transposition) auftreten, wird von einem kombinierten Verfahren gesprochen.

Die neue Schlüsselung erfolgt auf dem Umweg über verschiedene Zwischensignale. Ein erstes Zwischensignal entsteht z. B. durch Frequenzverschiebung der fünf Bänder $x_1 \dots x_5$ in den gleichen Bereich, welcher mit dem zweiten Index 6 gekennzeichnet ist:

$$y_a = \begin{pmatrix} y_{a1} \\ y_{a2} \\ y_{a3} \\ y_{a4} \\ y_{a5} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{16} & b_{16} & c_{16} & d_{16} & e_{16} & f_{16} & g_{16} & h_{16} & i_{16} & k_{16} \\ a_{26} & b_{26} & c_{26} & d_{26} & e_{26} & f_{26} & g_{26} & h_{26} & i_{26} & k_{26} \\ a_{36} & b_{36} & c_{36} & d_{36} & e_{36} & f_{36} & g_{36} & h_{36} & i_{36} & k_{36} \\ a_{46} & b_{46} & c_{46} & d_{46} & e_{46} & f_{46} & g_{46} & h_{46} & i_{46} & k_{46} \\ a_{56} & b_{56} & c_{56} & d_{56} & e_{56} & f_{56} & g_{56} & h_{56} & i_{56} & k_{56} \end{pmatrix}$$

Zur Bildung eines zweiten Zwischensignales werden die fünf Kanäle wechselnd vertauscht:

$$y_b = \begin{pmatrix} y_{b1} \\ y_{b2} \\ y_{b3} \\ y_{b4} \\ y_{b5} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{36} & b_{26} & c_{56} & d_{16} & e_{46} & f_{66} & g_{46} & h_{36} & i_{16} & k_{26} \\ a_{56} & b_{56} & c_{46} & d_{46} & e_{26} & f_{66} & g_{66} & h_{46} & i_{66} & k_{36} \\ a_{16} & b_{36} & c_{26} & d_{66} & e_{16} & f_{46} & g_{26} & h_{56} & i_{26} & k_{16} \\ a_{26} & b_{46} & c_{36} & d_{26} & e_{36} & f_{16} & g_{16} & h_{16} & i_{36} & k_{56} \\ a_{46} & b_{16} & c_{16} & d_{36} & e_{66} & f_{26} & g_{36} & h_{26} & i_{46} & k_{46} \end{pmatrix}$$

Durch ungleiche Verzögerung der einzelnen Bänder erhält man daraus das weitere Zwischensignal:

$$y_c = \begin{pmatrix} y_{c1} \\ y_{c2} \\ y_{c3} \\ y_{c4} \\ y_{c5} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{36} & b_{26} & c_{56} & d_{16} & e_{46} & f_{66} & g_{46} & h_{36} & i_{16} & k_{26} & \dots \\ \dots & a_{56} & b_{56} & c_{46} & d_{46} & e_{26} & f_{66} & g_{66} & h_{46} & i_{66} & k_{36} & \dots \\ \dots & \dots & a_{16} & b_{36} & c_{26} & d_{66} & e_{16} & f_{46} & g_{26} & h_{56} & i_{26} & k_{16} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & a_{26} & b_{46} & c_{36} & d_{26} & e_{36} & f_{16} & g_{16} & h_{16} & i_{36} & k_{56} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & a_{46} & b_{16} & c_{16} & d_{36} & e_{66} & f_{26} & g_{36} & h_{26} & i_{46} & k_{46} \end{pmatrix}$$

Aus y_c entsteht schliesslich durch nochmalige wechselnde Vertauschung der einzelnen Kanäle nach einem neuen Permutierungsprogramm das Signal y_d :

$$y_d = \begin{pmatrix} y_{d1} \\ y_{d2} \\ y_{d3} \\ y_{d4} \\ y_{d5} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dots & a_{16} & b_{36} & c_{26} & e_{26} & f_{36} & f_{46} & h_{46} & g_{16} & g_{36} & \dots & i_{46} & \dots \\ \dots & b_{26} & \dots & a_{46} & c_{36} & g_{46} & h_{36} & e_{56} & k_{26} & h_{16} & i_{36} & \dots & \dots \\ a_{36} & b_{56} & c_{46} & b_{46} & f_{56} & d_{26} & d_{36} & f_{16} & f_{26} & \dots & \dots & k_{46} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & d_{46} & d_{56} & e_{16} & g_{56} & g_{26} & i_{56} & i_{26} & h_{26} & k_{56} & \dots \\ \dots & a_{56} & c_{56} & d_{16} & e_{46} & b_{16} & c_{16} & e_{36} & i_{16} & h_{56} & k_{36} & k_{16} & \dots \end{pmatrix}$$

Die einzelnen Bänder von y_d werden nun um ungleiche Beträge in den Sprachfrequenzbereich zurückverschoben, wodurch man das geschlüsselte Signal z erhält, das sich über einen normalen Sprachfrequenzkanal übertragen lässt.

Die bei reiner Transposition denkbare Entzifferung durch Umstellung von geschlüsselten Elementen ist wegen der Frequenzverschiebungen ausgeschlossen, und es können wegen der zeitlichen Verschachtelungen auch keine Energiediagramme mehr gebildet werden wie bei der gewöhnlichen Sub-

stitution. Die gefährlichen Entzifferungsmöglichkeiten dieser beiden Verfahren werden somit vermieden.

Eine Einrichtung zur praktischen Durchführung ist in Abb. 11 gezeigt. Durch $M_1 \dots M_5$ sind die Modulatoren zur Bildung der Differenzfrequenzen aus der ursprünglichen Nachricht und den Hilfsfrequenzen des Generators G dargestellt. Zur Bildung des Zwischensignals y_a wird mit den Filtern BP jeweils das Frequenzband $3100 \div 3650$ Hz aus den Modulationsprodukten ausgesiebt. Die verschobenen Frequenzbänder werden nun mit der Permutier-Schaltvorrichtung Q wechselnd vertauscht, sodass an den Ausgangsklemmen dieses Schalters die Bänder $y_{b1} \dots y_{b5}$ des Signals y_b auftreten. Die fünf Kanäle führen zu den gemeinsam angetriebenen Stahlbandverzögerungseinrichtungen $H_1 \dots H_5$, deren konstante Verzögerungszeiten voneinander um Elementlänge t_0 abweichen. An den Abtastköpfen $K_1 \dots K_5$ erhält man die fünf Bänder $y_{c1} \dots y_{c5}$ des Zwischensignals y_c , welches nötigenfalls durch weitere Bandfilter ZP von allfälligen Störfrequenzen ausserhalb des Zwischenfrequenzbereiches gereinigt werden kann. Nochmalige wechselnde Kanalvertauschung mit dem Permutierschalter P ergibt das Zwischensignal y_d , aus dem durch weitere Modulation mit den Hilfsfrequenzen $g_1 \dots g_6$ die Frequenzbänder $z_1 \dots z_6$ des geschlüsselten Signals z entstehen, die zusammen wieder den Bereich von $200 \div 2950$ Hz beanspruchen. Die bei dieser Modulation in $N_1 \dots N_6$ entstehenden Summenfrequenzen fallen in den Bereich über 6950 Hz und werden durch das gemeinsame Tiefpassfilter TP unterdrückt.

Die Apparatur lässt sich mit unveränderter Signaldurchgangsrichtung auch zur Entzifferung benutzen. Dabei sind lediglich die Steuerungen der Permutierschalter Q, P entsprechend zu vertauschen. Zudem ist

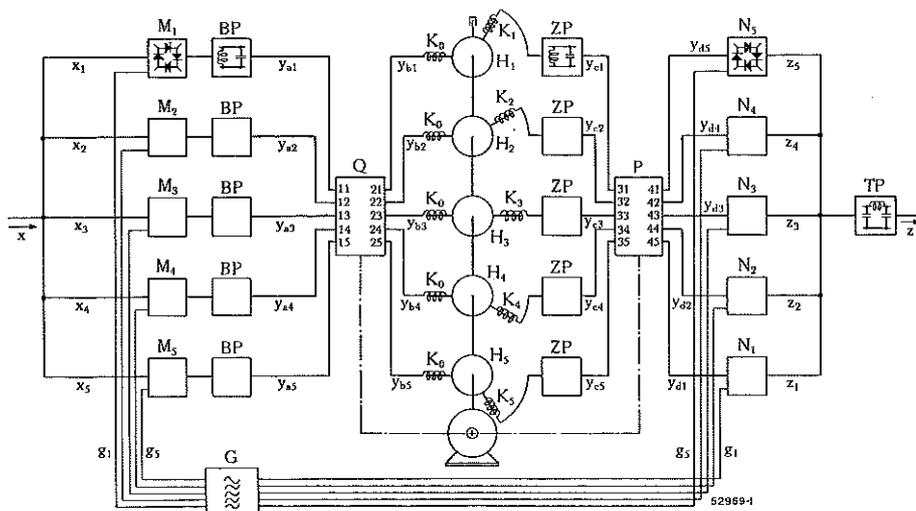


Abb. 11. — Kombinierte Schlüsselung.

Die Nachrichtenfrequenzbänder $x_1 \dots x_5$ werden durch Modulation mit den Hilfsfrequenzen $g_1 \dots g_5$ um wechselnde Frequenzbeträge verschoben und durch Speicherung mit den rotierenden Magnetträgern $H_1 \dots H_5$ um wechselnde Zeitbeträge verzögert. Diese doppelte Verschleierung ermöglicht grösste Geheimhaltung.

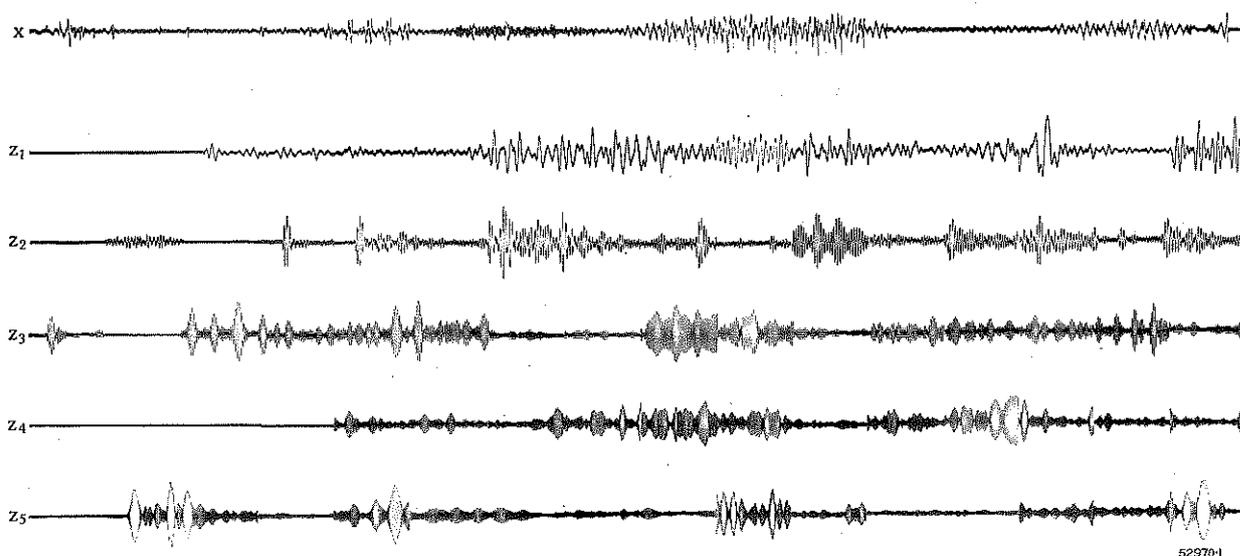


Abb. 12. — Kombinierte Schlüsselung.

x = Oszillogramm des ungeschlüsselten Signals.

$z_1 \dots z_5$ = Frequenzbänder des geschlüsselten Signals nach Verschiebung um wechselnde Zeit- und Frequenzbeträge.

Die wesentlichen Merkmale des ungeschlüsselten Signals x sind aus den verzögerten und vertauschten Frequenzbändern $z_1 \dots z_5$ nicht mehr erkennbar, und alle Entzifferungsversuche sind deshalb bei unbekanntem Vertauschungsprogramm praktisch aussichtslos.

die Steuerung des Empfangsschalters P gegenüber der Steuerung des Senderschalters Q um eine Zeit zu verzögern, welche der gesamten Durchgangszeit jedes Nachrichtenelementes durch beide Apparaturen entspricht. Diese Durchgangszeit kann im Gegensatz zum Transpositionsverfahren klein gehalten werden, sodass eine Erschwerung des Gegensprechens nicht eintritt.

In Abb. 12 sind unter dem Sprachoszillogramm x die Bänder $z_1 \dots z_5$ des Signals z dargestellt, welches durch kombinierte Schlüsselung nach den bereits benutzten Programmen bei einer Elementlänge von 0,03 s entsteht.

VI. ÜBERTRAGUNG VON KENNWERTEN.

Eine wirksame Verschleierung wird auch erreicht, wenn an Stelle der frequenzverschobenen, bzw. zeitlich vertauschten Sprachschwingungen nur bestimmte Kennwerte übertragen werden, welche das veränderliche Amplituden-Spektrum charakterisieren. Für eine getreue Übertragung wäre eine unermessliche Zahl solcher Kennwerte entsprechend der Unmenge von veränderlichen Teilamplituden mit den dazugehörigen Phasenwinkeln zu übermitteln.

Zweckmäßiger ist es, durch automatische Sprachanalyse die veränderliche Grundfrequenz der Vokale sowie die Amplituden einer grösseren Zahl von Sprachfrequenzbändern zu ermitteln. Zur Übertragung der entsprechenden veränderlichen Kennwerte genügt eine endliche Zahl von Übertragungskanälen, deren gesamte Bandbreite eher kleiner ist als der ursprüngliche Sprachfrequenzbereich. Zur Wiedererzeugung der

Sprache werden auf der Empfangsseite Schwingungsgemische erzeugt, deren Grundfrequenz bei Vokalen durch einen entsprechenden Kennwert mit der senderseitigen Grundfrequenz zur Übereinstimmung gebracht wird. Bei Konsonanten haben diese Schwingungsgemische dagegen wie auf der Sendeseite Geräuschcharakter. Durch die einzelnen Amplitudenkennwerte werden die Frequenzbänder dieser Schwingungsgemische derart amplitudengesteuert, dass der frequenzabhängige Amplitudenverlauf wenigstens annähernd mit den ursprünglichen Sprachsignalen übereinstimmt.

Auf diese Weise entstehen wieder Vokale und Konsonanten, die zwar mit den ursprünglichen Sprachschwingungen x keineswegs übereinstimmen. Sie sind trotzdem verständlich, weil ihr Schwingungscharakter und die Energieverteilung des Spektrums annähernd den ursprünglichen Sprachlauten entsprechen.

Die Durchführung dieses Kennwertverfahrens wird einfacher, wenn bereits auf der Sendeseite die Grundschwingung g der Vokale und ein Schwingungsgemisch h geringer Bandbreite aus den Konsonanten gewonnen und über einen besonderen Kanal zum Empfänger übertragen wird. Aus g bzw. h lassen sich auf der Empfangsseite durch nichtlineare Übertragung Schwingungsgemische v_0 bzw. w_0 erzeugen, welche aus Oberwellen von g mit Klangcharakter, bzw. aus einer unbegrenzten Zahl von Teilschwingungen mit Geräuschcharakter bestehen. Aus diesen Schwingungsgemischen werden durch Amplitudensteuerung der einzelnen Frequenzbänder in Abhängigkeit von den Kennwerten wieder verständliche Sprachlaute, Worte und Sätze gebildet.

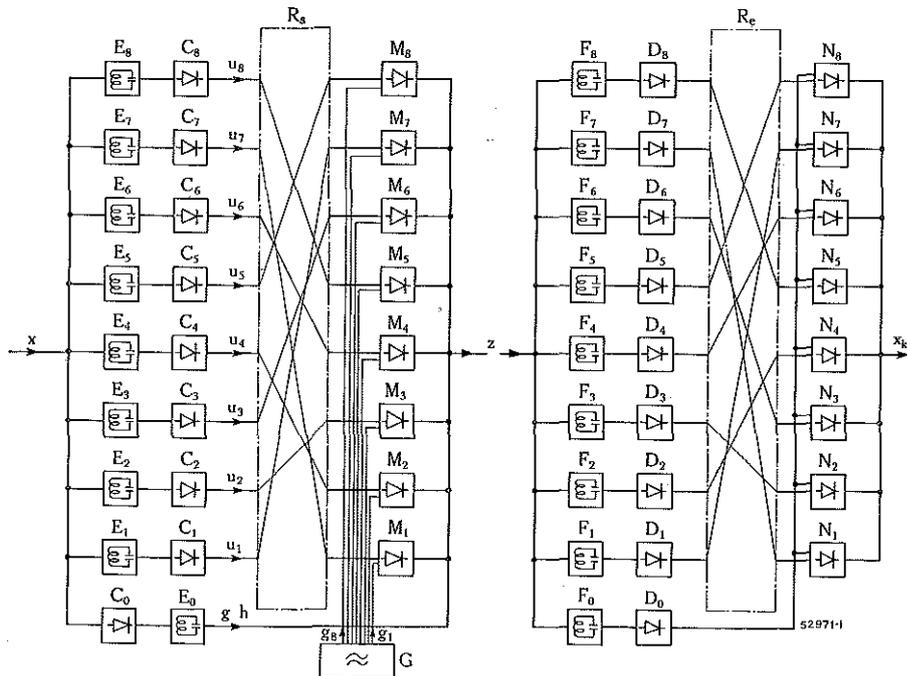


Abb. 13. — Kennwertschlüsselung.

Die Kennwerte $u_1 \dots u_8$, welche das Amplitudenspektrum des ungeschlüsselten Signals x charakterisieren, werden auf der Sendeseite mit dem Permuterschalter R_8 wechselnd vertauscht und auf der Empfangsseite mit dem Permuterschalter R_8 wieder rückvertauscht, sodass eine Wiedergewinnung von verständlichen Signalen x_k möglich ist.

Bei der Geheimhaltungseinrichtung Abb. 13 ist auf der Sendeseite das nichtlineare Übertragungsglied C_0 und das Tiefpassfilter E_0 zur Gewinnung von g bzw. h vorgesehen. Durch Ausfilterung der einzelnen Sprachfrequenzbänder in $E_1 \dots E_8$ und Gleichrichtung in $C_1 \dots C_8$ entstehen die Kennwerte $u_1 \dots u_8$. Für die Übertragung über einen gemeinsamen Kanal werden die im Generator G erzeugten niederfrequenten Trägerschwingungen $g_1 \dots g_8$ in den Modulatoren $M_1 \dots M_8$ mit diesen Kennwerten moduliert.

Auf der Empfangsseite werden die Kennwerte durch Trennung der modulierten Träger in den Bandfiltern $F_1 \dots F_8$ und Gleichrichtung in $D_1 \dots D_8$ wiedergewonnen. Am Ausgang des Tiefpassfilters F_0 erscheinen die Schwingungen g bzw. h , die zur Bildung der Schwingungsgemische v_0 bzw. w_0 über das nichtlineare Übertragungsglied D_0 geleitet werden. Die einzelnen Frequenzbänder der wiederzubildenden Sprache entstehen nun durch Amplitudensteuerung mit den langsam veränderlichen Kennwerten $u_1 \dots u_8$ in den Modulatoren $N_1 \dots N_8$.

Ein unbefugter Empfänger könnte mit einer geeigneten Empfangsapparatur ebenfalls verständliche Nachrichten erhalten. Aus diesem Grunde sind beispielsweise die Permutiervorrichtungen R_8 und R_8 vorgesehen, durch welche die Kanäle der übertragenen Kennwerte auf der Sendeseite wechselnd vertauscht und auf der Empfangsseite in entsprechender Weise rückvertauscht werden. An Stelle dieser Kanalvertauschung ist auch eine Transpositionsschlüsselung der Kenn-

werte mit Verzögerung um wechselnde Zeiten möglich. Schliesslich können die Kennwerte sowohl wechselnd vertauscht wie auch um ändernde Zeiten verzögert werden. Diese Kennwertschlüsselung ist somit nach dem Substitutions-, Transpositions- oder nach dem kombinierten Verfahren unter Verwendung der bereits beschriebenen Apparaturen durchzuführen. Der hierzu erforderliche Synchronlauf der sender- und empfangsseitigen Schlüssel-schalter wird durch unsere erprobte Synchronisierung auch bei sehr rascher Umschaltung einwandfrei gewährleistet.

Obschon die nach dem Kennwertverfahren übertragene Sprache gut verständlich ist, gehen gewisse Feinheiten verloren, weil bei der

Analyse und Synthese mit einer verhältnismässig geringen Zahl von Frequenzbändern gearbeitet wird.

VII. SCHLÜSSELPROGRAMM UND SYNCHRONISIERUNG.

Bei den beschriebenen Schlüsselungsverfahren (Substitution, Transposition, kombinierte Verfahren und Kennwertschlüsselung) handelt es sich um die Permutierung der Kanäle oder Nachrichtenelemente nach vorgegebenen Schlüsselzahlen, die zur Erhöhung der Geheimhaltung einem ständigen Wechsel unterworfen sind. Dieser Wechsel erfolgt nach einem Programm, das zwischen Sender und Empfänger vereinbart und in zweckmässiger Weise niedergelegt wird. Unter den zahlreichen Methoden zur Registrierung des Programmes weist die Lochstreifenaufzeichnung verschiedene Vorzüge auf: Der Streifen lässt sich zu einem endlosen Band beliebiger Länge kleben, d.h. die Periode eines Programmdurchlaufes ist frei wählbar und deshalb dem unbefugten Empfänger nicht bekannt. Die Entzifferung wird dadurch wesentlich erschwert. Man kann den Lochstreifen durch Aufzeichnung eines Schlüsselsatzes mit dem Lochstanzer leicht herstellen. Er ist auch leicht auswechselbar, von geringem Gewicht und lässt sich nötigenfalls leicht zerstören.

Jedem Lochzeichen ist normalerweise ein Schlüssel zugeordnet. Man kann aber auch zwei oder mehrere Streifen in der Weise gleichzeitig abtasten, dass jede Kombination der gleichzeitig zur Abtastung kommen-

den Zeichen einen bestimmten Schlüssel ergibt. Bei ungleicher Zeichenzahl der verschiedenen Streifen erhält man so eine sehr grosse Periode des resultierenden Gesamtschlüsselungsprogrammes.

Die Streifenabtastung und die Umsetzung der Lochzeichen in entsprechende Elementverschachtelungen bzw. Kanalvertauschungen lassen sich nach bekannten Methoden realisieren. Der Schlüsselwechsel von Zeichen zu Zeichen muss natürlich bei beiden Apparaturen genau gleichzeitig erfolgen. Von besonderer Bedeutung ist deshalb eine einwandfreie Synchronisierung der sende- und empfangsseitigen Apparaturen. Durch eingehende Versuche haben wir festgestellt, dass bei Elementlängen von 0,05—0,1 s Gleichlauffehler von 5% der Elementlänge bereits als störend empfunden werden, während die Verständlichkeit bei Gleichlauf Fehlern von 10% schon merklich abnimmt. Wir haben deshalb ein System entwickelt, das eine Gleichlaufgenauigkeit von 1—2% der Elementlänge, d. h. ca. $\frac{1}{1000}$ s gewährleistet. Die Synchronisierung bleibt bei vorübergehenden Übertragungsstörungen und -unterbrüchen von 0,5—1 min Dauer weiter bestehen, d. h. die Entschlüsselung kommt auch bei ungünstigsten Übertragungsverhältnissen nicht in Unordnung.

VIII. DIE PRAKTISCHE ANWENDUNG DER VERSCHLEIERUNGS-VERFAHREN.

Die jeweiligen Anforderungen sind für die Wahl des Systems entscheidend. Das Substitutionsverfahren, welches bereits seit einigen Jahren bekannt und praktisch angewendet wurde, erfuhr durch unser Synchronisierungsverfahren und die dadurch ermöglichte Verkürzung der Elemente eine wesentliche Verbesserung. Es eignet sich in Fällen, wo Entzifferungsversuche, die immerhin grössere Routine und die nötigen Apparaturen voraussetzen, nicht zu befürchten sind. Beim Transpositionsverfahren liess sich die Schlüsselfestigkeit auf Kosten der Übertragungszeit sehr weit treiben. Die dadurch bedingte Erschwerung des Gegensprechens schliesst jedoch eine allgemeine Einführung für kommerziellen Gebrauch aus. Wegen des Fortfallens der Filter sind Umfang und Gewicht der Apparaturen eher kleiner als beim Substitutionsverfahren. Die Transpositionsschlüsselung erscheint deshalb besonders geeignet für transportable Apparaturen, bei denen bezüglich Übermittlungszeit und Schlüsselfestigkeit gewisse Konzessionen erlaubt sind. In Fällen, wo ein Maximum an Geheimhaltung verlangt wird, empfiehlt sich die kombinierte Schlüsselung, welche Entzifferungsversuchen, die bei den erstgenannten Verfahren zum Erfolg führen könnten, standhält. Da hier mit sehr kleinen Speicherzeiten gearbeitet werden kann, eignet sich die kombinierte Schlüsselung auch für kommerzielle Zwecke. Die Nachrichtenübermittlung in Form von geschlüsselten Kennwerten bietet den Vorzug guter Ausnützung des

Übertragungskanal bei grösster Geheimhaltung. Eine gewisse Einbusse des persönlichen Sprachcharakters ist dabei allerdings in Kauf zu nehmen.

In vielen Fällen ist die Verwendung der Schlüsselungsapparaturen auch zur Geheimhaltung anderer Signale, wie Telegraphenzeichen usw. erwünscht. Trans-

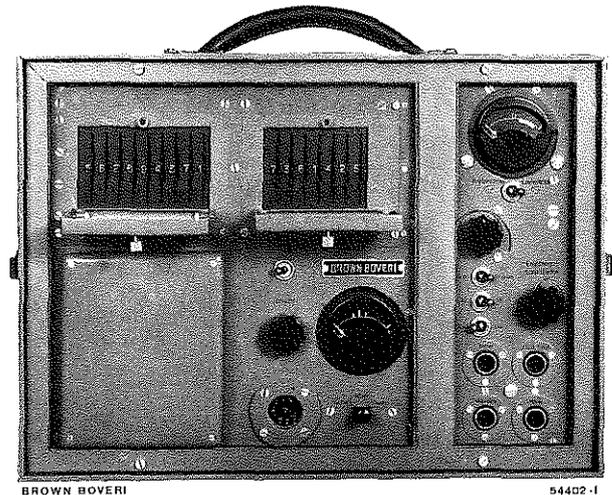


Abb. 14. — Tragbare Schlüsselungsapparatur.

Zur Einstellung der Schlüsselzahlen sind Wählschalter vorhanden. Das einfache und leicht zu bedienende Gerät wiegt nur 23 kg. Die Schlüsselfestigkeit ist hier begrenzt. Für grösste Schlüsselfestigkeit kommt das kombinierte Verfahren zur Anwendung.

positionsschlüsselung und kombiniertes Verfahren sind dazu ohne weiteres geeignet. Bei Verwendung gewisser Zusatzeinrichtungen ist auch Substitutionschlüsselung von Telegraphiezeichen möglich. Eine einzige Schlüsselungseinrichtung lässt sich dabei zur gleichzeitigen Verschleierung mehrerer Telegraphiekanäle verwenden.

In Abb. 14 wird eine tragbare Schlüsselungsapparatur gezeigt. Diese Einrichtung lässt sich zum Schlüsseln und zum Entschlüsseln verwenden. Die Umschaltung der Gesprächsrichtung erfolgt in einfacher Weise durch Drücken einer Taste des Mikrotelephons. Die Schlüssel werden dabei in Form von mehrstufigen Zahlen eingestellt. Zur Telegraphie-Schlüsselung ist ein Anschluss für Morsetaster vorgesehen. Die Apparatur, welche nach dem Transpositionsverfahren arbeitet, wurde mit gutem Erfolg auch unter schwierigen Betriebsverhältnissen praktisch erprobt. Die Sprachverständlichkeit beim Empfänger ist erstaunlich gut.

Die Geheimhaltung dieses verhältnismässig einfachen Gerätes genügt normalen Ansprüchen. Sie ist besser als bei den meisten bekannten und weit umfangreicheren kommerziellen Einrichtungen. Unter Beibehaltung der bewährten Konstruktions-Prinzipien befassen wir uns aber auch mit der Entwicklung grösserer Apparaturen, welche durch Anwendung der beschriebenen neuen Verfahren ein Maximum an Schlüsselfestigkeit gewährleisten.

(MS 814)

G. Guanella.

MODERNE POLIZEIFUNK-ANLAGEN.

Dezimalindex 621.396.99:351.74

Es wird auf die hohen Anforderungen, welche heute eine moderne Polizeiorganisation an ihre technischen Verbindungsmittel stellt, hingewiesen. Dabei wird gezeigt, dass das von Brown Boveri entwickelte Polizeifunksystem gegenüber früheren Einrichtungen grosse Vorteile aufweist, indem für den Gegensprechverkehr zwei getrennte Wellenbänder Verwendung finden, wobei das eine der beiden mit Frequenzmodulation betrieben wird. Andererseits wird auf ferngesteuerte UKW-Empfänger hingewiesen, deren Ein- und Ausschalten über das automatische Telephonnetz erfolgt.

Die Zuverlässigkeit einer Polizeiorganisation hängt heute nicht nur von einer gründlichen fachlichen Ausbildung des Personals ab, sondern sie beruht auch auf einer Vielzahl von Hilfsmitteln, welche die moderne Technik dem Kriminalbeamten zur Verfügung stellt. So stützen sich die heutigen Fahndungsmethoden weitgehend auf einen reibungslos funktionierenden Meldedienst, der bis anhin hauptsächlich auf den Drahtweg angewiesen war.

Die Hochfrequenztechnik wurde schon wiederholt herangezogen, um den Fahndungsdienst leistungsfähiger und rascher zu gestalten, doch wiesen die meisten verwendeten Funkgeräte eine gewisse Umständlichkeit in der Bedienung, verbunden mit relativ grosser Störanfälligkeit auf. Zudem setzten sie beim Beamten bestimmte fachliche Spezialkenntnisse voraus, was mitunter ein Grund mehr war, dass die drahtlose Telephonie in manchen Polizeiorganisationen nicht den erhofften Erfolg zeitigte.

Brown Boveri hat in der Entwicklung von kompletten Polizeifunkanlagen in mancher Hinsicht prinzipiell neue Wege beschritten, dies mit der Absicht, die Geräte dermassen zu vereinfachen, dass deren Bedienung und Unterhalt ungefähr denselben Aufwand erfordert, wie eine gewöhnliche Telephonanlage. Daraus ergibt sich ein sicherer Betrieb auch in Momenten, wo der Beamte durch seine eigentlichen Aufgaben voll und ganz in Anspruch genommen wird und nicht in der Lage wäre, eine komplizierte Einrichtung erst zum richtigen Funktionieren zu bringen. Die nachstehend ausführlich beschriebenen Geräte wurden auf der Annahme basierend entwickelt, dass der gesamte Funkverkehr einer Polizeiorganisation von deren zentralen Funkstelle aus geleitet und überwacht wird. Eine solche Anlage gliedert sich demnach, wie dies in Abb. 1 schematisch dargestellt ist, in einen ortsfesten *Senderempfangsteil* nebst zugehörigen Steuer- und Hilfseinrichtungen in unmittelbarer Nähe der Meldezentrale, in *fahrbare Senderempfänger*, montiert in Polizeipatrouillenwagen, in Motorbooten, auf Mannschaftstransportwagen oder auf andern Fahrzeugen der Polizei, ferner in *tragbare Empfänger*, die von den einzelnen Polizeimännern wie eine Kartentasche, an einem Tragiemen um die Schulter gehängt werden. Wo die topographischen Verhältnisse einen einwandfreien Funkverkehr zwischen den fahrbaren Stationen und der Funkleitstelle nicht zulassen, werden ferngesteuerte *Empfänger* aufgestellt, deren Standort so gewählt wird, dass man innerhalb des gesamten zu bestrei-

chenden Gebietes einwandfrei funktelephonisch verkehren kann. Durch zweckmässige Durchbildung der Geräte hat man es heute in der Hand, die Einrichtungen so weitgehend zu automatisieren, dass sowohl die fahrbaren wie die tragbaren Geräte gruppenweise von der Funkleitstelle aus erreichbar sind. Der Aufruf der fahrenden Stationen erfolgt dabei zweckmässig mit Tonfrequenz, währenddem die tragbaren Apparate bereits durch die ausgestrahlte Trägerwelle alarmiert werden.

Da erfahrungsgemäss die Organisationen der Kriminal- und Fahndungsdienste mit dem steten Wachstum der Städte oft umorganisiert und erweitert werden, sind die ortsfesten, wie auch die fahrbaren Einrichtungen so vorzusehen, dass die ganze Anlage universell verwendbar und in einem späteren Zeitpunkt ohne grosse Änderungen leicht ausgebaut werden kann. Die neueste von uns entwickelte ortsfeste Einrichtung,

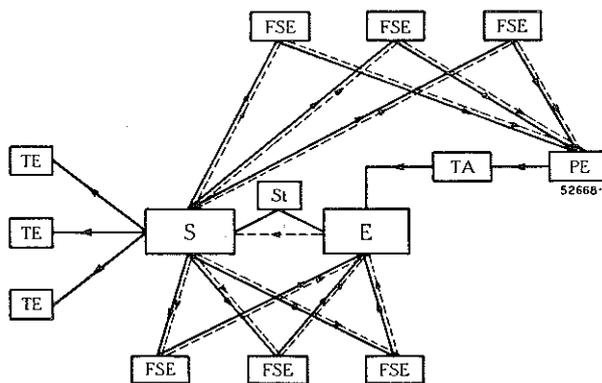


Abb. 1. — Schematische Darstellung einer modernen Polizeifunkorganisation.

- = Verkehr zwischen Leitstelle und fahrbaren, resp. tragbaren Stationen.
- - - = Verkehr zwischen den fahrbaren Stationen unter sich über den peripheren Empfänger oder über die Funkleitstelle direkt.
- S = Sender.
- E = Empfänger.
- TE = Tragbare Empfänger.
- PE = Peripherer Empfänger.
- FSE = Fahrbarer Sender und Empfänger.
- TA = Telephon-Amt.
- St = Steuerung.

Hier zeigen sich die mannigfachen Verbindungsmöglichkeiten, die praktisch alle Zweige einer Polizeiorganisation umfassen.

welche kürzlich in einer grösseren Schweizerstadt dem Verkehr übergeben wurde, die über eine ganz moderne Polizeiorganisation verfügt, arbeitet auf drei fixen, im Bereiche zwischen 110 und 220 m beliebig wählbaren und auf einer im obigen Bereiche kontinuierlich einstellbaren Welle. Diese Kombination der Frequenzen gibt grösstmögliche Elastizität im Betrieb und ein Maximum an Sicherheit, indem es unter Umständen möglich ist, die variable Welle innerhalb kürzester Zeit als Reservewelle für eine der drei Fixwellen in Betrieb zu nehmen. Abb. 2 zeigt das Äussere eines solchen Vierwellensenders, der drei einstellbare Lei-

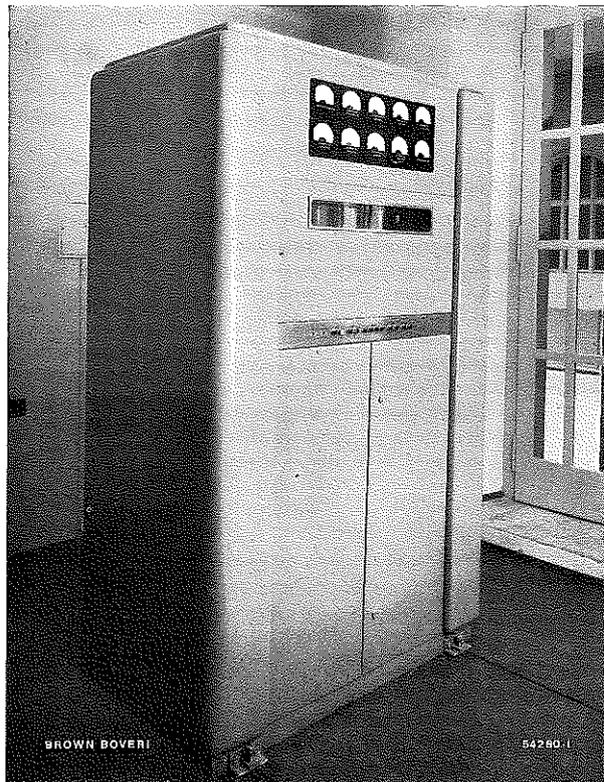


Abb. 2. — 500-W-Polizeisender, eingerichtet für Telephonie und tönende Telegraphie.

Leistung abstufbar auf 125 und 250 W. Wellenbereich 110 bis 220 m mit drei beliebig wählbaren Fixwellen und einer variablen Welle.

Die vollständig geschlossene Bauart gibt dem Sendeschrank ein fertiges, gediegenes Aussehen. Dabei enthält er neben dem eigentlichen Sende- und Modulationsteil sämtliche Hilfsapparate zum direkten Anschluss an ein Drehstromnetz.

stungsstufen zwischen 125 und 500 Watt aufweist. Wird der Sender für verschiedene Dienste verwendet, so erfolgt die Wellenzuteilung nach technischen und organisatorischen Gesichtspunkten, indem beispielsweise die eine Fixwelle auf jene des Ortssenders abgestimmt wird, sodass im Notfall die Polizeifunkstation für diesen einspringen kann. Eine zweite kann für den eigentlichen Polizeidienst Verwendung finden, währenddem eine weitere dem Kriminal- oder dem Feuerwehrkommando für Alarmzwecke zur Verfügung steht. Die vierte, variable Welle bleibt in Reserve, oder sie dient zur Lösung spezieller Fernsteuerungsprobleme, wie sie heute in luftschuttpflichtigen Ortschaften, die dem Verdunkelungsbefehl unterstellt sind, häufig auftreten. Die Einrichtung ist so durchgebildet, dass eine Besprechung an Ort und Stelle, wie auch über eine lange Fernsprechleitung ohne spezielle Anpassvorrichtungen möglich ist. Mit Rücksicht auf die Forderung, dass der Sender unter Umständen auch für die

Sendung von Rundspruchdarbietungen, als Lokalsender einspringen muss, sind sämtliche Teile so dimensioniert, dass der maximale Klirrfaktor bei voller Modulation 3% nicht übersteigt. Für die eigentlichen Polizeibedürfnisse, wo diese Rundspruchqualität nicht notwendig ist, lässt sich eine Filtereinrichtung in den Modulationskreis einschalten, die es ermöglicht, die Übertragung der tieferen Frequenzen zu dämpfen, wodurch die Verständlichkeit des gesprochenen Wortes noch wesentlich gewinnt.

Die Steuerung und Überwachung einer solchen ausgedehnten Funkanlage erfolgt, wie bereits eingangs erwähnt, von einer Funkleitstelle aus. Abb. 3 zeigt das Innere einer solchen Zentrale, woraus ersichtlich ist, dass auf dem Tisch, ausser dem Mikrophon, ein Überwachungs- und Kontrollgerät montiert ist. Hier laufen die Steuer- und Überwachungsleitungen zusammen, sodass der diensttuende Beamte immer über den Betriebszustand der ganzen Anlage informiert ist. Er hat die Möglichkeit, nicht nur den dezentralisiert untergebrachten Sender, sowie die peripher aufgestellten Empfänger einzustellen, sondern er kann durch Betätigung der entsprechenden Wählschalter gewisse Gruppen von Geräten selektiv erreichen und Alarmlösungen auslösen. Hier werden auch Verbindungen hergestellt, wenn eine fahrbare Station über das staatliche Telefonnetz direkt mit einer Sprechstelle verkehren will, oder wenn zwei Stationen untereinander während der Fahrt in Verbindung bleiben müssen.

Die zur Polizeifunkanlage gehörenden fahrbaren Sender weisen eine interessante Neuerung auf, indem hier erstmals in Europa für die Nachrichtenübermittlung *frequenzmodulierte Ultrakurzwellen* Verwendung finden. Auf Grund von zahlreichen Messungen und Versuchen wurde nämlich festgestellt, dass sich diese für den Verkehr innerhalb von Städten hervor-

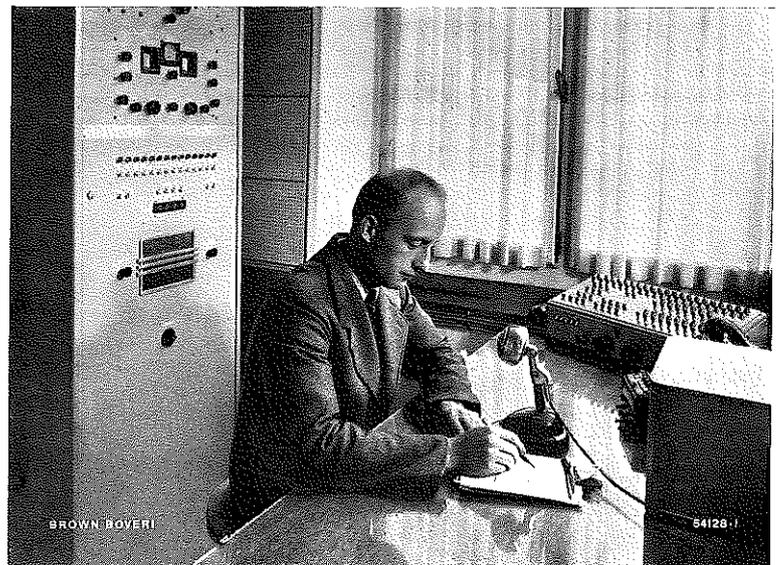


Abb. 3. — Inneres einer modernen Polizei-Funkleitstelle.

Links Empfängergestell mit Hilfsapparaturen. Rechts Mikrophon, Kommando- und Überwachungsgerät, Telefon-Linienwähler und Kontroll-Lautsprecher.

Augenfällig ist die zweckmässige Anordnung aller Geräte, die dem Beamten raschestes Arbeiten gestattet. Sämtliche zu bedienenden Schalter und Knöpfe kann er mühelos von seinem Sitz aus erreichen.

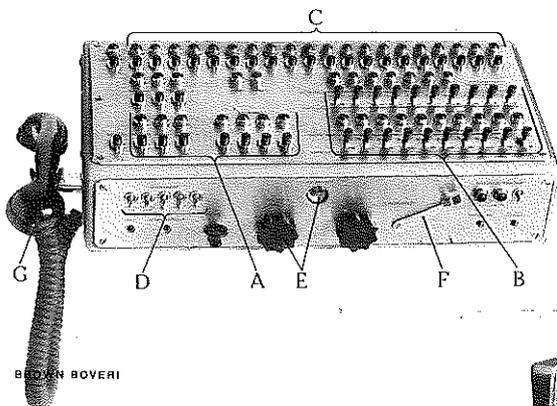


Abb. 4. — Kommando- und Überwachungsgerät.

- A = Steuerschalter für den ortsfesten Sender.
- B = Zughebelschalter für die Umschaltung ankommender Leitungen und Signale auf den Sender, ferner für die Fernsteuerung der peripheren Empfänger.
- C = Signallampen für die Anzeige des selektiven Aufrufs fahrender Stationen.
- D = Vorwahlschalter für selektiven Gruppenaufruf.
- E = Modulationskontrolle.
- F = Fernwählschalter für die peripheren UKW-Empfänger.
- G = Mikrotelephon.

Dies ist das eigentliche Gehirn der ganzen Anlage. Hier laufen etwa 300 Steuer- und Überwachungsleitungen zusammen. Mit einem Blick kann sich der Beamte über den Betriebszustand der ganzen Polizeifunkorganisation orientieren.

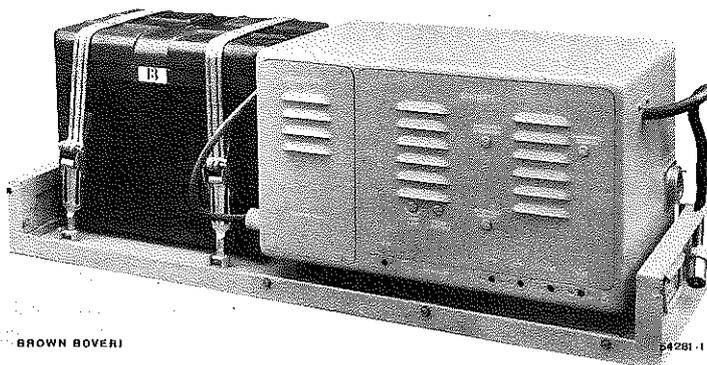


Abb. 5. — Fahrbarer UKW-Sender, frequenzmoduliert, Leistung 10 W mit Speiseakkumulator 105 Ah, montiert in Tragrahmen.

Besonders augenfällig ist die gedrungene, robuste Bauart. Die Rahmenmontage gestattet rascheste Auswechselbarkeit innerhalb aller Fahrzeuge einer Polizeifunkorganisation.

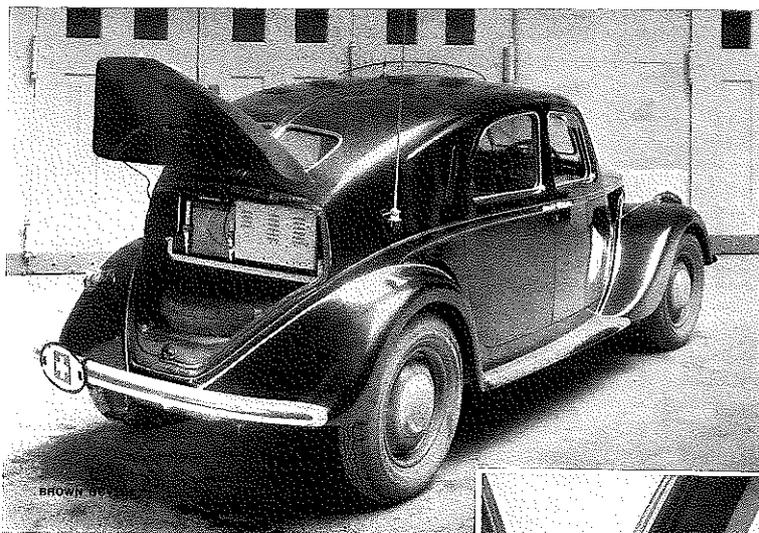


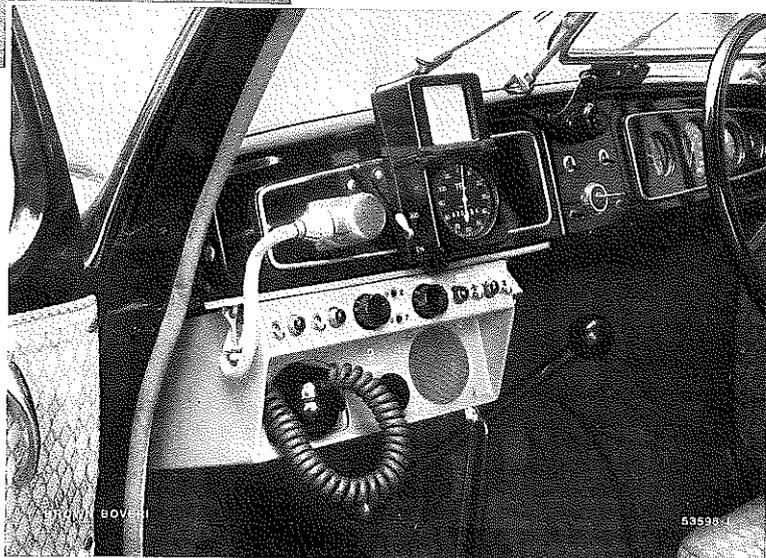
Abb. 6. — Polizeipatrouillenwagen mit im Kofferraum eingebautem UKW-Sender mit Stab-Sendeanenne und KW-Empfangsantenne auf dem Dach montiert.

Die Antennen-Anlage ist dem Äusseren der Wagen weitmöglichst angepasst und wirkt deshalb unauffällig. Dank der kompakten Bauweise ist die Unterbringung des Senders selbst im kleinsten Kofferteil möglich.

Abb. 7. — Fahrbarer KW-Empfänger und Steuergerät, eingebaut im Führersitz eines Polizeipatrouillenwagens.

Enthaltend KW-Empfänger mit Lautsprecher und Mikrotelephon, Steuerknöpfe für die Fernsteuerung des Senderteils sowie einer Einrichtung für die Durchgabe des automatischen Anrufes.

Auch hier sind die Abmessungen des Gerätes auf ein Minimum reduziert, da erfahrungsgemäss im Führersitz eines Polizeiwagens nie zu reichlich Platz vorhanden ist. Bei der Anordnung der Signale und Bedienungsknöpfe wurde auf gute Zugänglichkeit und Übersicht besonders Wert gelegt.



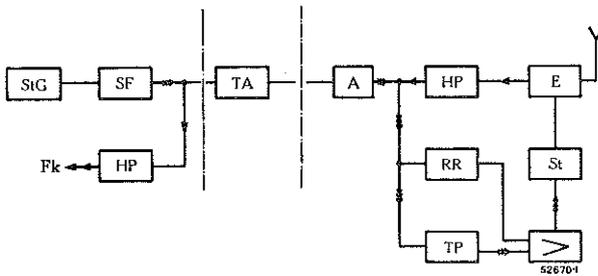


Abb. 8. — Prinzipschema für die Fernsteuerung eines durch Nummernwahl über einen Telephonkanal einschaltbaren peripheren UKW-Empfängers.

- | | |
|---------------------------|-------------------|
| Kommando-Station: | Empfangs-Station: |
| St = Steuerung. | HP = Hoch-Pass. |
| StG = Steuer-Generatoren. | TP = Tief-Pass. |
| SF = Sende-Filter. | E = Empfänger. |
| TA = Telephon-Amt. | RR = Ruf-Relais. |
| A = Anpassung. | Fk = Leitstelle. |
| | > = Verstärker. |

Wie aus dem Schema hervorgeht, arbeitet die von Brown Boveri entwickelte Steuereinrichtung mit einem Minimum von Schaltelementen, worauf der gute Wirkungsgrad und die hohe Übertragungsgüte beruhen.

ragend eignen, wo Störungen, herrührend von Automotoren und elektro-medizinischen Apparaten besonders stark sind. Diese neue Modulationsmethode ist gegen alle Arten von Störungen dermassen immun, dass heute in Städten mit normaler topographischer Gestaltung ein praktisch störungsfreier Betrieb garantiert werden kann. Ausgedehnte Versuche haben ferner gezeigt, dass entgegen herkömmlichen Ansichten, wonach

sich die Ultrakurzwellen nur innerhalb des optischen Sichtbereiches ausbreiten, diese Wellenart sich in Städten trotz ihren mannigfachen Hindernissen ausgezeichnet eignet, um selbst vom fahrenden Automobil aus mit der Funkleitstelle zu verkehren. Dabei ist die Übertragungsqualität jener über Draht mindestens ebenbürtig.

In mechanischer Hinsicht werden naturgemäss an die fahrbaren Stationen selber grosse Anforderungen gestellt, da gerade die Polizeipatrouillenwagen oft mit grösster Geschwindigkeit selbst durch unwegsames Gelände fahren. Die Funkapparatur wird meistens samt dem dazugehörigen Speiseakkumulator in einem speziellen Tragrahmen im Kofferraum der Patrouillenwagen untergebracht. Im Fahrersitz befindet sich lediglich der Empfangs- und Steuerteil, um zu verhüten, dass der oftmals knappe Raum durch Funkgeräte noch mehr belegt wird. Verfügt eine Polizeiorganisation über verschiedenartige Fahrzeuge, so gestattet die gewählte Konstruktion raschestes Auswechseln der einzelnen Anlageteile untereinander.

Wo die Ausdehnung von Städten so gross ist, dass ein Verkehr zwischen den fahrbaren Stationen unter sich oder mit der zentralen Funkleitstelle unmöglich wird, verwendet man zweckmässig in der Randzone aufgestellte, ferngesteuerte Empfänger. Wir haben für solche Stationen eine neuartige Steuerung entwickelt, die das Ein- und Ausschalten sowie die Fernregulierung während des Empfangs über einen einzigen Telephonkanal gestattet. In der Kommandostation erzeugen Steuergeneratoren Impulsspannungen, die über eine Filtereinrichtung auf einen vorher durch normale Fernwahl eingeschalteten Telephonkanal geleitet werden. Diese Steuerfrequenzen betätigen in der peripheren Empfangsstation eine Relaiseinrichtung, die ihrerseits den Ultra-Kurzwellenempfänger steuert. Sobald der Verkehr beendet ist, wird die Telefonschleife automatisch abgeschaltet und wieder für andere Zwecke freigegeben. Die ganze Einrichtung ist weitgehend betriebsicher, indem Vorkehrungen getroffen wurden, die jede absichtliche oder unabsichtliche Einschaltung der Empfangsanlage durch Unberufene, sei es zufolge Kenntnis der zu wählenden Nummer oder durch Fehlwahl einer anderen Nummer, verunmöglichen.

Im modernen Polizeidienst sollte jederzeit die Möglichkeit bestehen, die patrouillierenden Polizeimänner zu erreichen. Dies ist von besonderer Wichtigkeit im Falle eines Grossalarms. Zu diesem Zwecke werden diese mit tragbaren Empfängern ausgerüstet, deren Gewicht nur etwa 2 kg beträgt. Die Schaltung ist so gewählt, dass man selbst in einer Entfernung bis zu 10 km vom ortsfesten Sender, den Träger des Gerätes jederzeit alarmieren kann. Es liegt auf der Hand, dass es ohne weiteres möglich ist, auch fliegende Patrouillen auf Motorrädern mit solchen Geräten zu versehen, so dass diese ebenfalls in dauerndem Kontakt mit der Funkleitstelle bleiben können.

Eine solche bis ins kleinste Detail ausgebaute Polizeiorganisation stellt speziell dann ihre grosse Leistungsfähigkeit unter Beweis, wenn durch ausserordentliche Verhältnisse gewaltige Anforderungen entstehen.

(MS 815)

A. Wertli.



Abb. 9. — Polizeimann mit umgehängtem KW-Superregenerativ-Empfänger.

Im Empfänger sind Batterien, Antenne und Alarmvorrichtung eingebaut. Der Empfänger stellt eine besondere technische Leistung dar, indem auf kleinstem Raum sämtliche Schaltelemente, nebst den Energiequellen untergebracht sind. Das Bild zeigt deutlich, dass der Mann durch das Gerät in seiner Tätigkeit auf keine Weise gestört wird.

TRAGBARE MILITÄR-FUNKGERÄTE.

Dezimalindex 621.396.99:623

Es werden die verschiedenen Anforderungen aufgezählt, die in elektrischer und mechanischer Hinsicht an Militärfunkgeräte gestellt werden. Es zeigt sich, dass nur eine verhältnismässig komplizierte Schaltung den Anforderungen genügt und dass zwecks Erreichung kleinstmöglicher Gewichte und Abmessungen im Flugzeugbau ähnliche Konstruktionsrichtlinien anzuwenden sind. Ein von Brown Boveri ausgeführtes, vollständig nachschubfreies, tragbares Gerät wird beschrieben und im Bild gezeigt.

Auf die Bedeutung der drahtlosen Telegraphie und Telephonie in einer modernen Armee wird man kaum mehr hinweisen müssen. Die Ereignisse haben genügend bewiesen, dass gute Nachrichtenmittel von ausschlaggebender Bedeutung sind.

Für militärische Zwecke besonders interessant sind Funkgeräte, welche nachschubfrei, leicht transportierbar und mechanisch äusserst fest sind und in Bezug auf die elektrischen Eigenschaften dem letzten Stand der Technik entsprechen. Ferner sind einfache Bedienung des Gerätes, rasche Auffindung von Störungen und leichte Reparaturmöglichkeit bei Militärgeräten sehr hoch bewertete Eigenschaften.

Bei einer genaueren Durchsicht obiger Forderungen wird man bald feststellen, dass sie sich grösstenteils widersprechen. So ist ein 6-Röhren-Superheterodyne-

Empfänger mit grosser Empfindlichkeit, Selektivität und Klangtreue sicher viel störanfälliger und schwerer als ein 1-Röhren-Audion- oder Superregenerativ-Empfänger. Dasselbe gilt auch für einen 7-Röhrensender, eingerichtet für Telegraphie tönend und tönlos und für Telephonie mit Kristallmikrophon, im Vergleich mit einem 1-Röhrensender mit Kohlenmikrophon. Es scheint demnach, dass eine 1-Röhren-Sende-Empfangsschaltung die ideale Lösung für ein Militärfunkgerät darstellen würde. Tatsächlich wäre ein solcher Apparat äusserst leicht, die elektrischen Eigenschaften wären aber vollständig ungenügend und mit dem heutigen Stand der Technik nicht mehr vereinbar. Es ist also nicht mehr zu umgehen, einen hochwertigen Sender und einen Empfänger mit verhältnismässig komplizierter Schaltung zu bauen und diese auf so engem Raum zusammenzudrängen, dass Abmessungen und Gewicht trotzdem äusserst gering werden. Dies kann nur erreicht werden durch Verwendung der besten Werkstoffe und Anwendung der beim Flugzeugbau üblichen Konstruktionsrichtlinien.

Brown Boveri hat nun Geräte entwickelt, welche in Bezug auf Abmessungen, Gewicht und Leistung gegenüber den bisher verwendeten Apparaten wesentliche

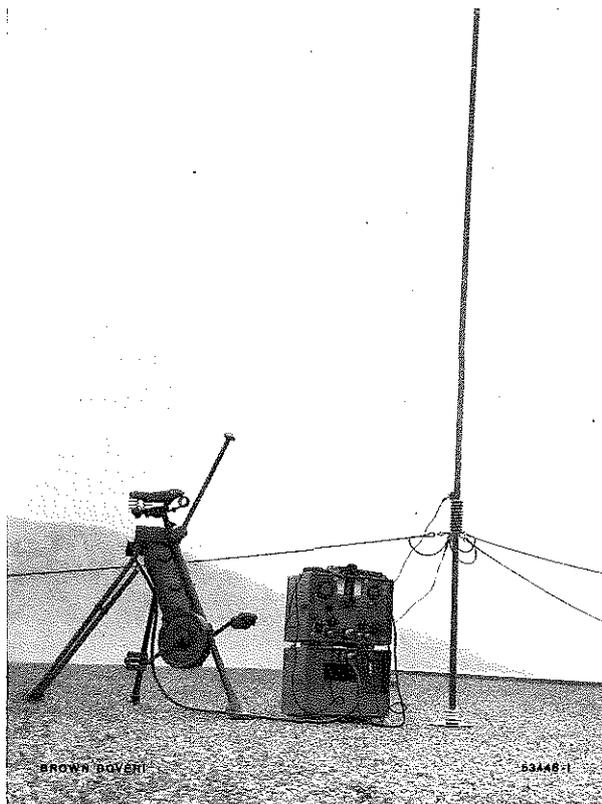


Abb. 1. — Betriebsbereites Militär-Funkgerät mit Tretgenerator.

Die Station besteht aus Sende-Empfangsgerät, Zubehörkasten, Antenne und Tretgenerator. Aufstellung und Bedienung sind sehr einfach und der Betrieb ist ohne jeden Nachschub möglich.

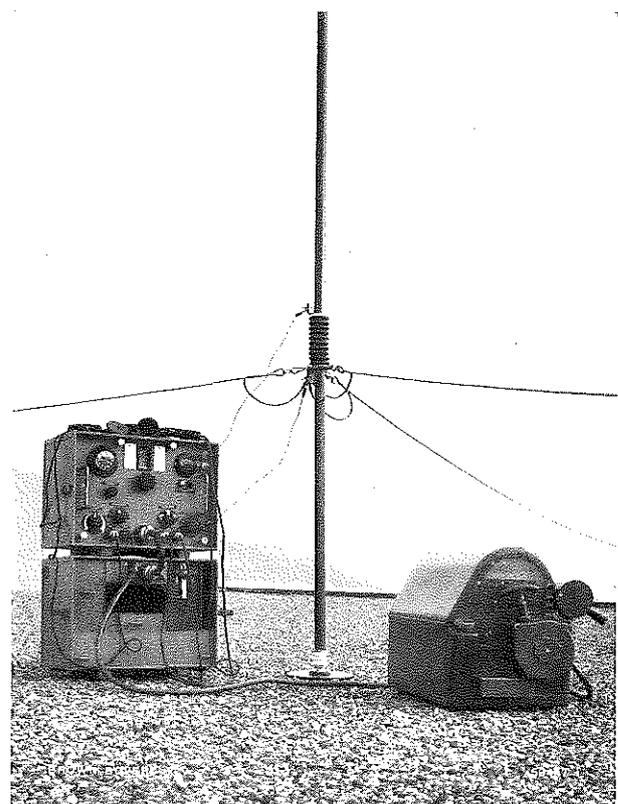


Abb. 2. — Betriebsbereites Militär-Funkgerät mit benzin-elektrischem Aggregat.

Das Stromlieferungs-Aggregat ist in einem geräuschdämpfenden Kasten eingebaut. Die Leistung reicht aus zum gleichzeitigen Betrieb einer Verschlüsselungs-Einrichtung.

Fortschritte aufweisen. Bei einem Gewicht der Sendempfangs-Apparatur von nur 23 kg gibt unsere Station Typ SET 2/10 eine Trägerwellenleistung von 10 W ab, sodass bei 100%iger Modulation die abgegebene Hochfrequenzleistung 15 W beträgt. Eine wesentliche Änderung gegenüber bisher verwendeten Geräten bedeutet die Möglichkeit der Regulierung der Antennen-Energie. Diese kann direkt mit einem Stufenschalter verändert werden, sodass stets nur mit der kleinstnotwendigen Energie gearbeitet werden kann. Durch Verwendung eines Kristallmikrophons wird bei einer Bandbreite von 300—5000 Hz eine Silbenverständlichkeit von 95% und eine Satzverständlichkeit von 99% erreicht. In vielen Fällen, z. B. bei der Übermittlung von Fliegerbeobachtungen, ist dies von grösster Bedeutung, da auf Rückfragen infolge schlechter Verständlichkeit unbedingt verzichtet werden muss.

Der Frequenzbereich dieses Gerätes hat das Verhältnis 1:3, wobei die grösste Welle 180 m, die kleinste Welle 20 m betragen darf. Die Einstellung der Frequenz erfolgt an einer 4 m langen, direkt in Kilohertz geeichten Spiralskala mit einer Einstellgenauigkeit von 0,1—0,2‰. Man hat dadurch die Möglichkeit, einem Störsender um wenige Kilohertz auszuweichen, und zwar auch auf der höchsten Sendefrequenz.

Der Empfänger ist eingerichtet für Telephonie- und Telegraphie-Empfang. Die Empfindlichkeit beträgt im Mittel ca. 5 μ V für 1 mW Ausgangsleistung. Die Selektivität und Spiegelfrequenzempfindlichkeit genügt den höchsten Anforderungen.

Als weitere Neuerung gegenüber bisher verwendeten Apparaten ist auch die vollständige Nachschubfreiheit zu nennen. Zur Speisung des Empfängers befinden sich im Zubehörkasten der Station ein Akkumulator und ein Umformer, der die bei anderen Geräten sonst durch Trockenbatterien gelieferte Anodenspannung erzeugt. Als Stromquelle für den Sendebetrieb dient ein Tretgenerator, mit dem auch der Akkumulator ständig aufgeladen wird.

Zum Ersatz des Tretgenerators bei längeren Betriebszeiten haben wir ein leichtes Benzinmotor-Generator-Aggregat entwickelt, das zur Vermeidung störender Motorgeräusche in einen schalldämpfenden Kasten eingebaut ist. Die Leistung dieses Aggregates ist derart bemessen, dass auch noch Zusatzapparaturen, wie z. B. eine Verschlüsselungseinrichtung, gleichzeitig damit betrieben werden können. Abb. 1 und 2 zeigen die Station Typ SET 2/10 betriebsbereit aufgestellt, mit Tretgenerator bzw. mit benzin-elektrischem Aggregat.

(MS 816)

Karl Lutz.

FLUGFUNK.

Dezimalindex 621.396.933

Nach einem kurzen Abriss über das Wesen des Flugfunkes wird auf einige Konstruktionen hingewiesen, die Brown Boveri auf diesem Gebiet ausgeführt hat. Es finden Erwähnung: Ein Nahzonen sender 150 W, ein Kurzwellensender für Wetterdienst und Spezialzwecke 2 \times 500 W und eine zwischen Flugplatz und Senderhaus erstellte Fernsteuerung.

Die fahrplanmässige Einhaltung der Kurse in der Verkehrsfluffahrt vor dem Krieg, die gegenwärtigen langen nächtlichen Militärflüge über verdunkelte Gebiete lenken oft die Aufmerksamkeit auch des Unbeteiligten auf die elektromagnetischen Wellen, die den Raum durchdringen und der Besatzung der Flugzeuge die Orientierung ermöglichen und den Weg weisen. Dabei tritt die ungeheure Wichtigkeit der Apparaturen in Erscheinung, die, vor wenigen Jahren noch unbekannt, heute nach einer raschen und erfolgreichen Entwicklungszeit in unzähligen Fällen die sichere Steuerung von Flugzeugen garantieren müssen.

Der gewaltigen Entfaltung des Flugfunkes musste die Entwicklung der Blindflugtechnik vorangehen. Sie allein ermöglicht das Fliegen ohne Sicht durch Nebel und Wolken, indem der Orientierungssinn des Flugzeugführers, der sich hauptsächlich auf das Auge stützt, durch Instrumente ersetzt wird. Diese steuern in der weitem Entwicklung der Technik, unter völliger Ausschaltung des Piloten, über eine Automatik das Flugzeug selbst. Nach diesem Hinweis auf ein mit der Flugfunktechnik in engem Zusammenhang stehendes

Gebiet soll diese Gegenstand eingehenderer Betrachtung sein.

Die zur Standortbestimmung benützte Funkpeilung scheint zunächst von besonderer Wichtigkeit zu sein. Sie beruht auf dem trigonometrischen Einmessen des Flugzeuges von zwei festen Punkten aus, was durch die Richtwirkung von Antennensystemen beim Abstrahlen oder Empfang von elektromagnetischen Wellen ermöglicht wird. Je nachdem ob diese Peilung vom Flugzeug aus nach zwei Bodensendern oder von zwei Bodenstellen aus nach dem Flugzeugsender durchgeführt wird, wobei die als Leitstelle bezeichnete Station das Resultat der Peilung dem Flugzeug übermittelt, unterscheidet man zwischen Eigenpeilung und Fremdpeilung. Bei wachsendem Flugverkehr wird die früher bekanntere Fremdpeilung durch die zu starke Belastung der Bodenstationen verunmöglicht, sodass der Eigenpeilung die Zukunft gehört. Dabei können sogenannte Funkfeuer, die, durch eine Schaltuhr gesteuert, in bestimmten Zeitintervallen ihre Rufzeichen mit dem Peilstrich ausstrahlen, als Bodensender benützt werden.

Die gesamte Organisation des Peilwesens für die zivile Luftfahrt stützte sich auf die Verwendung von Mittelwellen. Auch in diesem Wellengebiet mussten besondere Massnahmen getroffen werden, um die Wirkung von anomal polarisierten Wellen, die durch Re-

flektionen auftreten können, auszuschalten und dadurch mögliche Fehlpeilungen zu vermeiden. Dieses Ziel wurde weitgehend erreicht. Bei Kurzwellen und in vermehrter Masse bei Ultrakurzwellen überwiegt die reflektierte Strahlung bei grösseren Distanzen und verhindert deren Anwendung in der Peilung. Neuerdings werden aber auch diese Wellenbereiche erfolgreich ausgestrahlt, insbesondere für die Peilung von Militärflugzeugen.

Die Funkpeilung ist für das Fliegen bei schlechter Witterung, ohne Sicht, von ausschlaggebender Bedeutung; nicht weniger wichtig ist bei solchen Flügen aber auch die Landungsmöglichkeit am Bestimmungsort, die mittels des sogenannten Blindlandeverfahrens durchgeführt wird. Durch die in diesem Falle immer vorhandene quasioptische Sicht zwischen Flugplatz und Flugzeug kann die Landebake mit ihren Hilfsstrahlern für Vor- und Hauptsignal ultrakurzwellig betrieben werden. Mit der Bake wird eine Einflugschneise zum Flugplatz eindeutig festgelegt, entlang welcher das Flugzeug ohne Kollisionsgefahr auf den Flugplatz gleiten kann. Das zweite bekannte Schlechtwetterlandeverfahren, das sogenannte ZZ-Verfahren, beruht auf der normalen Fremdpeilung. Da gleichzeitig nur ein Flugzeug das Landungsmanöver durchführen kann, steht die Bodenstelle während dieser Zeit dem Flugzeug immer zur Verfügung.

Für den Streckendienst und Wetterdienst zwischen Flugzeug und Boden und zwischen den Bodenstellen wurde ebenfalls der Mittelwellenbereich benützt. Seit einigen Jahren findet jedoch auch das Grenzgebiet zwischen Mittel- und Kurzwellen und das Kurzwellengebiet selbst Eingang in den Flugfunk. Die letzte internationale Radiokonferenz 1938 in Kairo hat deshalb, in Voraussicht der zu erwartenden Weiterentwicklung in dieser Richtung, dem Flugfunk in allen Frequenzgebieten bestimmte Bänder reserviert. Die meisten Bodenstellen sind ausserdem mit Fernschreibern verbunden, sodass sich ein grosser Teil dieses Verkehrs über Draht abwickeln kann.

Der Luftverkehr, der vor Kriegsausbruch schon gewaltigen Umfang hatte, verlangte die Schaffung einer Organisation des Flugsicherungsdienstes. In Deutschland z. B. wurde das Reichsgebiet in 12 Flugsicherungsbezirke mit je einer oder mehreren Nebenpeilstellen eingeteilt. Die Schweiz war im Begriffe, die gleiche Organisation mit zwei oder drei Bezirken durchzuführen. Beim Einflug in einen solchen Bezirk hat sich jedes Luftfahrzeug bei der Bodenstation auf der bestimmten Aufruffrequenz zu melden. In einem Umkreis von ca. 30 km um den Flugplatz erstreckt sich jeweils die Nahzone, in die das Flugzeug wiederum nur mit Bewilligung der Bodenfunkstelle einfliegen darf. Diese Bestimmung ist besonders bei Schlechtwetterlandungen von erhöhter Wichtigkeit, um die Kollisionsgefahr zu beseitigen.

Die Ausrüstung einer Bodenfunkstelle ist durch den grossen Aufgabenkreis äusserst mannigfaltig. Eine Viel-

zahl von Empfängern dient dem Verkehr mit den auf dem Kurs befindlichen Flugzeugen, eine Anzahl Peilempfänger mit Richtantennensystem der Peilung. Eine Fernschreibanlage bewältigt einen Teil des Verkehrs mit den Bodenfunkstellen. Daneben wird eine Anzahl Sender für den Verkehr im Flugsicherungsbezirk und in der Nahzone, Funkfeuer für die Peilung und Kurzwellensender für Spezialzwecke, für Bodendienst und für Wetterdienst benötigt. Brown Boveri hat sich auf dem Gebiete des Senderbaues für den Flugsicherungsdienst erfolgreich eingeführt. Als einer der ersten Aufträge auf dem Gebiete der Hochfrequenztechnik wurde die Lieferung eines Nahzonensenders für einen schweizerischen Flugplatz übernommen. Dieser Sender (Abb. 1) wird meistens in tonloser Telegraphie betrieben; er ist aber ebenfalls für tönende Telegraphie und für Telephonie eingerichtet. In der ersteren Betriebsart gibt er eine Trägerwellenleistung von 150 Watt, in den beiden letzteren eine solche von ca. 75 Watt an die Antenne ab. Der verlangte Wellenbereich von 750—1200 m ist kontinuierlich einstellbar; innerhalb eines reduzierten Bereiches von 850—950 m, in welchem die normalerweise verwendeten Arbeitsfrequenzen liegen, sind vier Frequenzen (322, 327, 336 und 340 kHz) fest abstimmbar, sodass eine Umschaltung auf eine beliebige dieser Frequenzen augenblicklich möglich

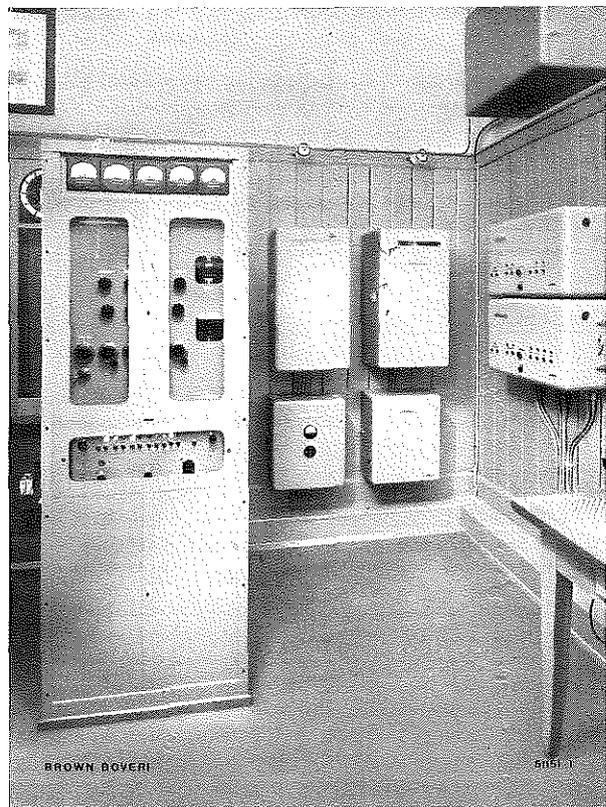


Abb. 1. — 150-W-Nahzonensender.

Neben dem Nahzonensender sind die Fernsteuer-Schränke für diesen und zwei weitere Sender sichtbar.

ist. Sämtliche Einstellknöpfe sind unter Verschluss angeordnet; eine Verstellung durch Unberechtigte kann daher nicht erfolgen. Im Sendeschrank ist neben dem zweistufigen Hochfrequenzgenerator ein 10-Watt-Modulator für die Betriebsarten A_2 und A_3 eingebaut, er enthält ferner sämtliche Gleichrichter für die Anoden-

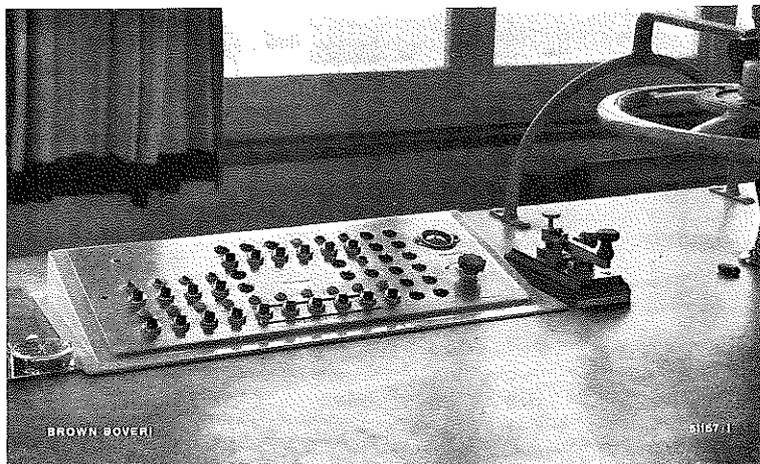


Abb. 2. — Kommandotafel für die Fernbedienung des Nahzonen senders von einer Peilstation aus.

Das kleine, im Peiltisch eingebaute Steuerpult ermöglicht die Steuerung des 10 km entfernten Nahzonen senders.

und Gitterspannungen. Dagegen ist der Antennentransformator in einem separaten Kasten unmittelbar bei der Antenneneinführung angeordnet und wird durch Relais bei Wellenwechsel automatisch eingestellt. Die Antennenmessungen haben ergeben, dass die Antennencharakteristik bei der häufig vorkommenden Rauheisbildung stark ändert. Um auch diesen Verhältnissen richtig Rechnung tragen zu können, enthält der Transformator die dazu nötigen Abstimm-Mittel. Dieser Nahzonen sender wurde im Sommer 1939 dem Betrieb übergeben. Schon die ersten Messungen erwiesen seine hohe Qualität; Frequenzkonstanz, obere Harmonische der Trägerwelle, Frequenzgang und Klirrfaktor liegen innerhalb der zulässigen und garantierten Werte. Ausbreitungsmessungen haben bei der Leistung von 150 Watt eine Reichweite bis zu 250 km ergeben. Besonders erwähnenswert ist aber die hohe Betriebsicherheit; in der nun mehr als zweijährigen Betriebszeit sind keine Störungen aufgetreten.

Antennenanlagen von Flugfunk sendern sind in unmittelbarer Nähe eines Flugplatzes unerwünscht, da sie Flughindernisse darstellen, die besonders bei Schlechtwetterflügen für die blindlandenden Flugzeuge gefährlich werden. Auf dem bereits erwähnten Flugplatz wurde die Gelegenheit der Aufstellung des Nahzonen senders benützt, um das Senderhaus mit dem Flugplatz durch eine Brown Boveri-Fernsteuerung zu verbinden. Die Bedienung der Sender, die vorher durch das Betriebspersonal der Funkstation gemäss den telephonisch übermittelten Befehlen, oft unter Zeitverlust, ausgeführt

wurde, erfolgt nun direkt durch die den Verkehr leitenden Telegraphisten. Dies hat dem Betriebspersonal eine wesentliche Entlastung gebracht, was bei dem steten Ausbau von ausserordentlicher Bedeutung ist. Die Anlage umfasst die Fernsteuerung von drei Sendern: des Nahzonen senders und der bereits bestehenden Bezirks- und Meteo-Sender. Die Steuerung des Nahzonen senders und Bezirks senders kann wahlweise von zwei Peilstationen des Flugplatzes aus erfolgen, diejenige des Meteo-Senders von einem dritten Flugplatzgebäude aus. Für die vorliegende, durch das Vorhandensein mehrerer Kommandostellen nicht einfache Situation, hat sich das Brown Boveri-Einfachimpuls-System (EI-System) besonders gut geeignet. Tastung, Besprechen und Fernsteuern eines Senders erfolgen über dieselbe Leitung, die Tastung mit Wechselstrom, die Steuerung mit Gleichstrom. Die Zuordnung von 25 möglichen Doppelsignalen, bestehend je aus Befehl und Rückmeldung, führt ein Schrittwähler aus, dessen synchrones Weiterschalten wechselseitig von Kommandostation und Fern-

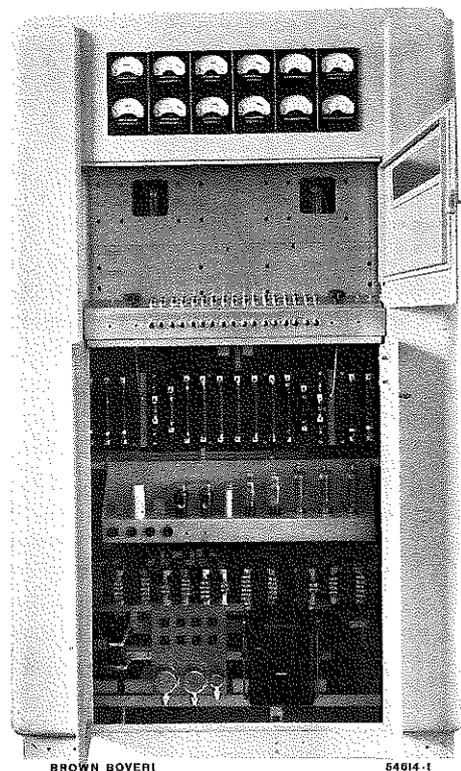


Abb. 3. — Kurzwellensender für den Flugsicherungsdienst 500 W/1000 W.

Der Kurzwellensender dient dem Verkehr mit andern Flugplätzen und dem Wetterdienst. Trotz gedrängtem Aufbau sind sämtliche Einzelteile übersichtlich und leicht zugänglich angeordnet.

station aus veranlasst wird, sodass praktisch eine Fehlschaltung ausgeschlossen ist. Ein Wählschalterumlauf über die 25 Doppelstellungen benötigt ca. 10 Sekunden. Diese Zeit ist erforderlich für den Vollzug des der letzten Schalterstellung zugeordneten Befehls. Die nach Wichtigkeit der Befehle selektive Anordnung auf dem Schalter vermeidet jedoch jede unliebsame Betriebsverzögerung. In Abb. 1 sind Teile der Fernsteuerung für die erwähnten Sender sichtbar. Abb. 2 zeigt eines der gut eingepassten und übersichtlich einfachen Kommando-tableaux der Peilstation. Nachdem einmal die bei der ersten Inbetriebnahme aufgetretenen Leitungsstörungen durch Messungen erkannt und beseitigt waren, erfolgte der Betrieb während zwei Jahren ebenfalls reibungslos und störungsfrei.

Ein Kurzwellensender für denselben Flugplatz soll an dieser Stelle noch Erwähnung finden, obschon er erst in nächster Zeit zur Aufstellung kommt. Dieser Sender ist in erster Linie für den Wetter- und Bodendienst vorgesehen, soll daneben aber noch anderen Spezialzwecken dienen. Der mögliche Wellenbereich von 20—110 m wird durch zwei in einem einzigen Schrank eingebaute Hochfrequenzsender gedeckt, von

welchen der erste für den Bereich von 20—45 m, der zweite für den Bereich von 30—110 m gebaut ist. Jeder der beiden Sender kann eine maximale Hochfrequenzleistung von 500 Watt, im gemeinsamen Bereich, bei Steuerung beider Endstufen durch die Vorstufe des einen Senders beide zusammen max. 1 kW erzeugen. In jedem der Bereiche sind zwei Frequenzen fest abgestimmt und durch Umschaltung sofort betriebsbereit. Abb. 3 zeigt den fertiggestellten Sender im äusseren Aufbau. Dieser Aufbau ist normalisiert.

Die Forderung nach Eignung für Dislokation inklusive Fernsteuerung, welche letztere bei Verwendung des Senders für Spezialzwecke über Distanzen bis ca. 100 km wirken muss, verunmöglichte die Anwendung des in der Anlage bereits bestehenden EI-Systems und veranlasste die Einrichtung des Impuls-Kombinationssystems (Brown Boveri-IK-System), bei dem ausschliesslich Wechselstromimpulse übertragen werden. Die 11 zur Steuerung des Senders notwendigen Signale können über normale Verstärker der Telephonleitung verstärkt und weitergeleitet werden, sodass die Übertragungsdistanz beliebig vergrössert werden kann. (MS 817) *Dr. W. Lindecker.*

FREQUENZMODULATION.

Dezimalindex 621.396.619.018.4

Die Eigenarten der Frequenzmodulation und deren Vorteile gegenüber der Amplitudenmodulation werden erläutert.

Wir befassen uns seit längerer Zeit mit diesem neuen Modulationsverfahren, welches in Amerika in starkem Aufschwung begriffen ist. Durch unsere Versuche und die Erfahrungen mit einer von uns erstellten Anlage werden die erwarteten günstigen Eigenschaften der Frequenzmodulation bestätigt.

Die Übertragung niederfrequenter Signale kann bekanntlich in Form einer modulierten Hochfrequenzschwingung erfolgen. Für eine solche Schwingung mit der Amplitude a und der Kreisfrequenz ω gilt allgemein:

$$e = a \cdot \sin \varphi(t) = a \cdot \sin \int \omega dt \quad (1)$$

Bei der *Amplituden-Modulation* (AM) bleibt die Kreisfrequenz ω konstant, während die Amplitude a entsprechend dem Momentanwert des Niederfrequenzsignals um den veränderlichen Betrag a_n von einem Mittelwert a_0 abweicht. Dieses Signal kann beispielsweise aus einer Wechselspannung mit der durch grossen Index gekennzeichneten Kreisfrequenz $\omega_N = 2\pi f_N$ bestehen. Dann ist in (1):

$$a = a_0 + a_n = a_0 (1 + m_a \cdot \sin \omega_N t); \quad \omega = \omega_0 = \text{const.} \quad (2)$$

Der Modulationsgrad m_a kann entsprechend der Signalamplitude bis zum Wert 1 ansteigen.

Bei *Frequenzmodulation* (FM) bleibt dagegen die Amplitude a konstant, während die momentane Kreisfrequenz ω entsprechend dem zu übertragenden Signalbetrag vom Mittelwert ω_0 abweicht:

$$\omega = \omega_0 + \omega_n = \omega_0 (1 + m_f \cdot \sin \omega_N t); \quad a = a_0 = \text{const.} \quad (3)$$

Die durch kleinen Index gekennzeichnete Abweichung $\omega_n = 2\pi f_n$ zwischen momentaner und mittlerer Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ bzw. $\omega_0 = 2\pi f_0$ hat den Maximalwert $\omega_n = 2\pi f_n = m_f \cdot \omega_0 = 2\pi \cdot m_f \cdot f_0$. Der Frequenzhub, d. h. die maximale Frequenzabweichung $f_n = m_f \cdot f_0$ ist im allgemeinen bedeutend kleiner als die Mittelfrequenz f_0 , d. h. der Modulationsgrad m_f bleibt bei FM klein gegenüber 1.

Ein Vergleich beider Modulationsarten ergibt nun trotz den aus (2) und (3) ersichtlichen Analogien ganz erhebliche Unterschiede des Schwingungscharakters, der auftretenden Störungen und Verzerrungen, wie auch der Übertragungsapparaturen.

Die amplitudenmodulierten Schwingungen zerfallen bekanntlich in eine Trägerfrequenz f_0 und zwei Seitenfrequenzen, welche um die Signalfrequenz f_N nach oben und unten von f_0 abweichen. Bei Frequenzmodulation ergibt die Fourierzerlegung ein ausgedehntes Frequenzspektrum zahlreicher um die Mittelfrequenz f_0 grup-

pierter Komponenten, die voneinander wieder um die Signalfrequenz f_N abweichen. Schon aus dieser Gegenüberstellung ist ersichtlich, dass bei FM ein erheblich breiterer Übertragungskanal nötig ist als bei AM.

I. VERZERRUNGEN UND STÖRUNGEN.

Durch *nichtlineare Übertragung* in den beteiligten Kreisen (Röhren mit gekrümmter Kennlinie usw.) entstehen bekanntlich stets nichtlineare Verzerrungen, welche sich in der Bildung von Oberwellen, Kombinationsfrequenzen usw. der übertragenen Signale äussern. Bei Übertragung einer Sinusschwingung über eine nichtlineare Kennlinie mit dem Verlauf $a_z = f(a)$ werden ausser der Grundschwingung a_1 mit der Kreisfrequenz ω_N noch zahlreiche Störkomponenten a_μ mit der Kreisfrequenz $\mu \cdot \omega_N$ gebildet:

$$a_1 = A_1 \cdot \sin(\omega_N \cdot t) \quad (4)$$

$$a_\mu = A_\mu \cdot \sin(\mu \cdot \omega_N \cdot t) \quad (5)$$

Der Anteil der Störkomponenten wird durch die Störfaktoren c_μ charakterisiert:

$$c_\mu = \frac{A_\mu}{A_1} \quad (6)$$

Die Unterdrückung der nichtlinearen Verzerrungen bereitet bei Amplitudenmodulation oft erhebliche Schwierigkeiten.

Bei Frequenzmodulation ist allein die momentane Kreisfrequenz ω für die übertragenen Signale massgebend. Die durch Nichtlinearitäten verursachten Amplitudenschwankungen können durch besondere Amplitudengrenzer empfangsseitig unterdrückt werden. Da die Frequenz sich dabei nicht ändert, entstehen praktisch keine hörbaren Signalverzerrungen.

Die im Übertragungsweg enthaltenen Schwingkreise, Filter usw. verursachen zudem *Phasenverzerrungen* der modulierten Schwingungen, weil das Phasenübertragungsmass solcher Kreise nach bestimmter Charakteristik $\varphi_z = f(\omega)$ frequenzabhängig ist. Während diese Verzerrungen bei AM von untergeordneter Bedeutung sind, können die den zusätzlichen Phasendrehungen entsprechenden zusätzlichen Frequenzschwankungen bei FM nichtlineare Signalverzerrungen zur Folge haben.

Bei Frequenzmodulation der Hochfrequenzschwingung im Takte der niederen Signalfrequenz $f_N = \frac{\omega_N}{2\pi}$ treten gemäss (3) periodische Änderungen ω_h der momentanen Kreisfrequenz auf. Diese Frequenzänderungen verursachen am Ausgang der phasenverzerrenden Kreise zusätzliche periodische Phasenschwankungen φ_z , die wieder in zahlreiche Komponenten zerfallen:

$$\varphi_1 = \Phi_1 \cdot \sin(\omega_N t) \quad (7)$$

$$\varphi_\mu = \Phi_\mu \cdot \sin(\mu \cdot \omega_N t) \quad (8)$$

Wenn die verzerrende Phasencharakteristik $\varphi_z = f(\omega)$, im bestrichenen Bereich den gleichen Verlauf hat wie die nichtlineare Übertragungscharakteristik $a_z = f(a)$, so stehen die Komponenten φ_μ im gleichen Verhältnis zueinander wie die Störkomponenten a_μ einer durch nichtlineare Übertragung verzerrten Schwingung a_z :

$$\frac{\Phi_\mu}{\Phi_1} = \frac{A_\mu}{A_1} = c_\mu \quad (9)$$

Die zusätzlichen Phasenschwankungen führen zu entsprechenden Störkomponenten der momentanen Kreisfrequenz:

$$\omega_z = \frac{d\varphi_z}{dt} \quad (10)$$

$$\omega_1 = \frac{d\varphi_1}{dt} = \Phi_1 \cdot \omega_N \cdot \cos(\omega_N t) \quad (11)$$

$$\omega_\mu = \frac{d\varphi_\mu}{dt} = \Phi_\mu \cdot \mu \cdot \omega_N \cdot \cos(\mu \cdot \omega_N t) \quad (12)$$

Das durch Demodulation gewonnene Niederfrequenzsignal ist den momentanen Frequenzabweichungen $\omega_n + \omega_z$ der Hochfrequenzschwingung proportional. Es enthält also Störkomponenten, die im gleichen Amplitudenverhältnis zur Nutzkomponente stehen, wie die Maximalwerte $\Omega_\mu = \Phi_\mu \cdot \mu \cdot \omega_N$ und $\omega_h = 2\pi f_h$ der entsprechenden periodischen Frequenzschwankungen ω_μ und ω_n . Für die Störfaktoren k_μ , welche das Niederfrequenz-Klirrspektrum charakterisieren, gilt also:

$$k_\mu = \frac{\Omega_\mu}{\omega_h} = \frac{\Phi_\mu \cdot \mu \cdot \omega_N}{\omega_h} = c_\mu \cdot \frac{\Phi_1}{\omega_h} \cdot \mu \cdot \omega_N \quad (13)$$

Da der Quotient aus der maximalen Phasenänderung Φ_1 und der diese Schwankung verursachenden maximalen Frequenzänderung ω_h mit der Übertragungslaufzeit T_o übereinstimmt, erhält man:

$$k_\mu = c_\mu \cdot T_o \cdot \mu \cdot \omega_N \quad (14)$$

Die Laufzeit ist wegen der erforderlichen grossen Bandbreite aller abgestimmten Kreise sehr klein, sodass das Produkt $T_o \cdot \mu \cdot \omega_N$ auch dann klein gegenüber 1 bleibt, wenn mehrere Filterkreise im Übertragungskanal enthalten sind.

Aus diesem Grunde können die nichtlinearen Signalverzerrungen bei FM leicht sehr klein gehalten werden. Diese Modulationsart empfiehlt sich also u. a. in allen Fällen, wo grosse Ansprüche hinsichtlich Linearität der Übertragung bestehen, beispielsweise für die Mehrkanalübertragung. Die FM ermöglicht zudem im Gegensatz zur AM eine getreue Übertragung von Gleichstromwerten, so z. B. der Gleichstromkomponente von Fernsehsignalen, welche die mittlere Bildhelligkeit charak-

terisiert. Da wegen dem Faktor $\mu \cdot \omega_N$ von k_μ keine Verzerrungskomponenten verschwindender Frequenz auftreten, erscheint die FM besonders geeignet zur Übertragung von Messwerten. Wir entwickeln deshalb Fernmeßsysteme, bei denen die Messwerte durch die veränderliche Frequenz einer Trägerschwingung charakterisiert sind.

Von besonderem Interesse sind die durch Störschwingungen, Röhrenrauschen usw. verursachten *Empfangsstörungen*, durch welche die Reichweite bei AM stark begrenzt wird. Eine Untersuchung der entsprechenden Verhältnisse bei FM ist anhand des Vektordiagrammes Abb. 1 möglich. Der Vektor a_o , welcher mit dem wachsenden Winkel $\varphi(t)$ dreht, stellt die empfangene

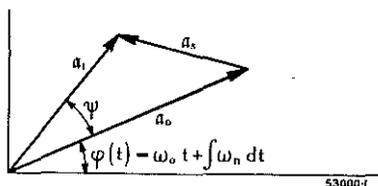


Abb. 1. — Vektordiagramm der gestörten Empfangsschwingung.

- a_o = Ungestörte Empfangsschwingung.
- a_s = Störschwingung.
- a_t = Gestörte Empfangsschwingung.
- ψ = Resultierender Phasenfehler.

Die gestörte Empfangsschwingung weicht in der Phasenlage um den Winkel ψ von der ungestörten Empfangsschwingung ab.

Nutzschwingung (1) dar. Durch den Vektor a_s ist eine Störschwingung mit der Amplitude a_s gekennzeichnet. Die Amplitude a_t der tatsächlichen Empfangsschwingung kann durch Amplitudenbegrenzung stets auf konstanten Wert gebracht werden. Dagegen ist die Phase um den Winkel $\psi(t)$ verschoben, d. h. man erhält die verzerrte Empfangsschwingung:

$$e = a_o \cdot \sin [\varphi(t) + \psi(t)] \quad (15)$$

Der Extremwert des Phasenfehlers ψ ist durch einfache geometrische Betrachtung zu ermitteln:

$$\Psi = \arcsin \left(\frac{a_s}{a_o} \right) \quad (16)$$

Bei kleiner Störampplitude ist somit Ψ proportional dem AM-Störfaktor:

$$\Psi \approx \frac{a_s}{a_o} = p \quad (17)$$

Wenn der Phasenfehler ψ im Takte der Kreisfrequenz ω_s sinusförmig zwischen den Extremwerten $\pm \Psi$ schwankt,

so entsteht ein entsprechend periodisch veränderlicher Frequenzfehler ω_z :

$$\psi = \Psi \cdot \sin(\omega_s t) \quad (18)$$

$$\omega_z = \frac{d\psi}{dt} = \Psi \cdot \omega_s \cdot \cos(\omega_s t) \quad (19)$$

Die durch ω_z verursachte Störkomponente des Niederfrequenzsignales verhält sich zur maximalen Nutzamplitude wie die beiden zugehörigen maximalen Schwankungen der Kreisfrequenz $\omega_z = \Psi \cdot \omega_s$ und $\omega_h = 2\pi f_h$. Der Störfaktor ist also:

$$q_s = \frac{\omega_z}{\omega_h} = \frac{\Psi \cdot \omega_s}{\omega_h} = \frac{a_s}{a_o} \cdot \frac{\omega_s}{\omega_h} = p \cdot \frac{f_s}{f_h} \quad (20)$$

Die hörbaren Störungen wachsen demnach mit zunehmender Frequenz und sind am grössten, wenn ihre Frequenz die maximale Signalfrequenz f_H erreicht, wobei sie durch die Niederfrequenzfilter gerade noch nicht unterdrückt werden:

$$q_H = p \cdot \frac{f_H}{f_h} \quad (21)$$

Gegenüber dem bei AM geltenden Störfaktor p tritt auch in diesem ungünstigsten Fall noch eine erhebliche Verbesserung auf, entsprechend dem Verhältnis zwischen der hörbaren Grenzfrequenz f_H und dem Frequenzhub f_h . Da der Störfaktor mit verschwindender Störfrequenz f_s gleich Null wird, ist FM auch im Hinblick auf Fremdstörungen für die Übertragung von Gleichstromwerten (z. B. Fernmessung) besonders geeignet.

Bei diesen Betrachtungen wurde allerdings vorausgesetzt, dass die Amplitude a_s der empfangenen Stör-

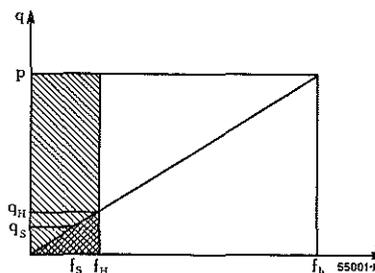


Abb. 2. — Störfaktoren bei AM und FM.

- f_h = Frequenzhub.
- f_H = Maximale Signalfrequenz.
- f_s = Hörbare Störfrequenz.

$$p = \frac{a_s}{a_o} = \text{Störfaktor bei AM.}$$

$$q_s = p \cdot \frac{f_s}{f_h} = \text{Störfaktor bei FM.}$$

$$q_H = p \cdot \frac{f_H}{f_h} = \text{maximaler Störfaktor bei FM.}$$

Bei grossem Frequenzhub f_h sind die Störfaktoren q_s der FM klein gegenüber den Störfaktoren p der AM. Die mittleren Störfaktoren verhalten sich zueinander wie die schraffierten Flächen.

spannung kleiner ist als die Nutzamplitude a_0 . Denn nur in diesem Falle äussern sich die Empfangsstörungen lediglich in bestimmten und verhältnismässig kleinen Phasenschwankungen ψ innerhalb der Grenzen Ψ gemäss (15) und (16). Sobald p den Wert 1 überschreitet, steigen die hörbaren Störungen rapid an und übertönen das Nutzsignal.

In Abb. 2 ist die Beziehung (20) graphisch dargestellt. Die durch FM gewonnene mittlere Abschwächung Q_i der hörbaren periodischen Störspannungen entspricht dem Inhaltsverhältnis der beiden schraffierten Flächen, d. h. es ist:

$$Q_i = \frac{p}{q_m} = \frac{2 f_h}{f_H} \quad (22)$$

Ein ähnliches Ergebnis erhält man bei den durch Röhrenrauschen usw. verursachten statistischen Störungen. Hier verhalten sich die Störleistungen wie die Summen der Amplitudenquadrate aller Störschwingungen, d. h. wie die Integrale der Ordinatenquadrate beider schraffierten Flächen. Die Abschwächung Q_r der Signalstörungen entspricht dann der Wurzel aus diesem Leistungsverhältnis:

$$Q_r = \sqrt{3} \frac{f_h}{f_H} \quad (23)$$

II. PRAKTISCHE VERHÄLTNISSE.

Aus den Beziehungen (22), (23) ist ersichtlich, dass die Empfangsverbesserung mit zunehmendem Frequenzhub f_h ansteigt. Eine Grenze des Frequenzhubes ist jedoch gegeben durch die zur Übertragung verfügbare Bandbreite. Zudem nimmt mit wachsender Bandbreite der Empfangsfilter der Störfaktor p zu, der auf alle Fälle kleiner als 1 bleiben muss. Praktische Überlegungen und Versuche führen zur Wahl eines Frequenzhubes, der drei- bis fünfmal grösser ist als die maximale Signalfrequenz. Bei der Sprachübertragung mit maximalen Signalfrequenzen von 3000 Hz kommt man deshalb mit einem Frequenzhub von 10—15 000 Hz aus, während bei Musikübertragung ein Hub von 50—75 kHz zweckmässig ist.

Der Faktor Q , welcher die Verminderung der Signalstörungen durch FM kennzeichnet, ist unter diesen Verhältnissen etwa gleich 10, d. h. der hörbare Störpegel wird bei gleicher Empfangsamplitude um etwa 2,5 Neper vermindert. Da das Verhältnis p von Störampplitude zu Nutzamplitude der empfangenen Schwingungen entsprechend vergrössert werden darf, erhält man eine

wesentliche Erweiterung des mit einem Sender zu versorgenden Bezirkes.

Diese günstigen Ergebnisse fanden in umfangreichen praktischen Versuchen ihre Bestätigung, welche wir unter verschiedenen Orts- und Empfangsverhältnissen durchgeführt haben.

Gemäss (14) und (20) wächst die Amplitude der durch Phasenverzerrungen und Fremdstörungen verursachten, hörbaren Störtöne mit der Frequenz. Andererseits treten die Signal-Nutzkomponenten höherer Frequenz im allgemeinen nur mit geringer Amplitude auf. Aus diesem Grunde empfiehlt sich eine Amplitudenanhebung der hohen Signalfrequenzen vor der senderseitigen Modulation und eine entsprechende Abschwächung nach der empfangsseitigen Demodulation. Der Frequenzhub wird dadurch nur unwesentlich vergrössert; dagegen erhält man durch die erwähnte Abschwächung eine wesentliche Amplitudenverminderung der besonders unerwünschten höheren Störtöne.

Ein besonderer Vorteil der FM liegt darin, dass beim Empfang von zwei modulierten Hochfrequenzschwingungen stets die schwächere von der stärkeren unterdrückt wird. Denn die Schwingung geringerer Amplitude, welche als Störschwingung betrachtet werden kann, ergibt gemäss (15), (17) nur verhältnismässig kleine Phasenschwankungen $\psi \leq p$ der stärkeren Schwingung, sodass die entsprechenden Frequenzfehler nur geringe hörbare Störungen verursachen. Die Verwirrungszone zwischen zwei auf gleicher Frequenz arbeitenden frequenzmodulierten Sendern ist deshalb viel kleiner als bei AM.

Auch diese Tatsache wird durch unsere Versuche bestätigt, welche mit einem frequenzmodulierten und einem amplitudenmodulierten Sender durchgeführt wurden. Bei gleichzeitiger Besprechung beider Sender war der Empfang mit einem AM-Empfänger vollständig unbrauchbar. Mit einem FM-Empfänger wurde dagegen jeweils nur der stärkere Sender gehört: Bei $12,7 \mu\text{V}$, Empfangsfeldstärke der AM-Welle und $14,0 \mu\text{V}$, d. h. 10% grösserer Empfangsfeldstärke der FM-Welle war im FM-Empfänger das Signal des FM-Senders mit einigen Zischlauten allein hörbar und gut verständlich. Nach Verminderung der FM-Empfangsfeldstärke auf $11,5 \mu\text{V}$ wurde dagegen der AM-Sender, welcher gleichzeitig eine ungewollte geringe FM aufwies, im gleichen Empfänger allein und gut verständlich hörbar.

Beim „Gleichwellenbetrieb“, d. h. bei der Aussendung des gleichen Programmes über mehrere Sender, treten keine hörbaren Überlagerungsstörungen auf, wenn für einen geringen Frequenzunterschied der verschiedenen Sender gesorgt wird. Die bei AM erforderliche Synchron-

nisierung der ausgesandten Schwingungen fällt dabei weg. Bei der Rundfunksendung mit frequenzmodulierten Wellen können also an Stelle von wenigen grossen Sendern mit entsprechend grosser Reichweite zahlreiche kleinere Sender geringer Leistung eingesetzt werden, die beispielsweise in der Nähe von Städten aufgestellt sind. Der Gesamtaufwand für die Rundfunkversorgung eines Landes und die dazu erforderliche Gesamtleistung lassen sich auf diese Weise erheblich reduzieren.

Ein weiterer Vorzug der FM besteht darin, dass die durch Schwunderscheinungen verursachten Amplitudenschwankungen durch einfache Amplitudenbegrenzung vollständig ausgeglichen werden, sodass auch bei raschem Fading keine merklichen Signalschwankungen entstehen. Während bei AM Übermodulation bekanntlich zu sehr unangenehmen Verzerrungen führt, sind kurzzeitige Überschreitungen des maximalen Frequenzhubes bei FM meist ohne grossen Nachteil. Es ist deshalb nicht die gleiche strenge Überwachung des senderseitigen Signalpegels erforderlich.

Wegen der grossen Bandbreite der frequenzmodulierten Signale, welche ungefähr mit dem 2,5-fachen Frequenzhub übereinstimmt, ist eine Anwendung im Gebiete der mittleren Rundfunkfrequenzen allerdings heute nicht möglich. Bei den sehr hohen Frequenzen von ultrakurzen Wellen wirkt diese Bandbreite jedoch nicht mehr erschwerend. Es kommen deshalb vor allem Wellenlängen von einigen Metern in Frage. Natürlich eignen sich auch Frequenzlücken längerer Wellen, die für andere Zwecke nicht beansprucht werden.

Bei Leitungsübertragung von frequenzmodulierten Schwingungen äussert sich die geringe Störanfälligkeit in einer entsprechenden Verminderung des Übersprechens. Mit verhältnismässig sehr schlechter Entkopplung der Kanäle wird bereits eine allen Anforderungen genügende Übersprechdämpfung der durch FM übertragenen Signale gewährleistet.

III. SENDE- UND EMPFANGS-APPARATUREN.

Bei der AM wird gewöhnlich die Amplitude einer gegebenen hochfrequenten Trägerschwingung entsprechend dem zu übertragenden Signal gesteuert. Ein analoges Verfahren ist zur FM im allgemeinen nicht geeignet, da sich die Frequenz eines gegebenen Trägers mit einfachen Mitteln nicht modulieren lässt. Aus diesem Grunde wird beim frequenzmodulierten Sender gewöhnlich die Abstimmung des Schwingungsgenerators entsprechend den Signalen verändert. Die Abstimmungsbeeinflussung erfolgt z. B. mit wattlos rückgekoppelten

Elektronenröhren, deren Reaktanz von der steuerbaren Steilheit abhängt. Man kann auch die Induktivität von Schwingspulen durch Änderung der Vormagnetisierung eines Eisenkerns beeinflussen. Schliesslich ist eine Abstimmungssteuerung auch mit Trockengleichrichtern möglich, die bei Anlegung einer Vorspannung in Sperrichtung verhältnismässig verlustarme Kapazitäten darstellen. Durch eingehende Versuche haben wir festgestellt, dass sich diese Kapazitäten in weitem Bereich durch Veränderung der Vorspannung steuern lassen.

Von grosser Bedeutung ist eine lineare Abhängigkeit der Frequenzänderung von der Steuerspannung. Bei der Reaktanzsteuerung mit Röhren ist deshalb eine möglichst steile Type mit möglichst weitem linearem Bereich der Gitterspannungs-Steilheitscharakteristik zu wählen. Obschon kleine Frequenzauswanderungen wegen der ohnehin schon grossen Bandbreite des übertragenen Frequenzspektrums von geringerer Bedeutung sind als bei AM, ist eine möglichst genaue Konstanthaltung der mittleren Sendefrequenz erwünscht. Durch Frequenzvergleich mit einer Hochfrequenzschwingung konstanter Frequenz kann beispielsweise eine Regelspannung

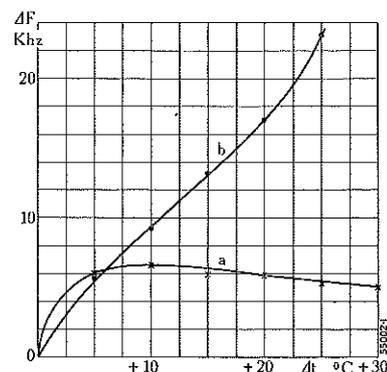


Abb. 3. — Temperaturabhängige Frequenzauswanderung.

- a = Frequenzauswanderung des kompensierten Oszillators.
b = Frequenzauswanderung eines quarzgesteuerten Oszillators (Vergleichskurve).

Bei unserem kompensierten Oszillator ist die Frequenzstabilität besser als bei einem normalen quarzgesteuerten Oszillator.

gewonnen werden, die dem jeweiligen mittleren Frequenzfehler entspricht und im Sinne einer Verminderung der Abstimmfehler auf den Schwingungsgenerator wirkt. Bei sorgfältiger Kompensation der Temperatur- und Spannungsschwankungen im frequenzmodulierten Schwingungsgenerator ist immerhin auch ohne derartige Regleinrichtungen bereits eine Frequenzkonstanz von ca. 0,025—0,1 % zu erreichen.

Da eine direkte Abstimmungssteuerung bei Frequenzen über 20 MHz gewisse Schwierigkeiten bereitet, wird der gesteuerte Oszillator gewöhnlich mit geringerer Fre-

quenz betrieben, wobei die höhere Sendefrequenz durch Frequenzvervielfachung gewonnen wird.

Bei einer von uns erstellten Anlage beträgt die mittlere Oszillatorfrequenz z. B. etwa 10 MHz. Durch Frequenzverdoppelung in der Ausgangsstufe und Frequenzverdreifachung in der Vorstufe entsteht dann die mittlere Sendefrequenz von etwa 60 MHz. Die mechanische, thermische und elektrische Stabilität erwies sich bei dieser fahrbaren Anlage als vorzüglich: Durch die Erschütterungen des Fahrens entsteht keine merkliche Modulation. Da aus Gewichtsrücksicht auf eine automatische Frequenzstabilisierung verzichtet werden musste, wurde eine Temperaturkompensation vorgesehen, wodurch die temperaturabhängigen Frequenzschwankungen kleiner als 0,1 ‰ gehalten werden. Bei Erreichung der normalen Betriebstemperatur nach Aufheizung der Röhren sind die Temperatureinflüsse gemäss Abb. 3 sogar bedeutend kleiner als bei einem normalen quarzgesteuerten Röhrenoszillator. Durch besondere Schaltungsmassnahmen wurde auch eine sehr gute elektrische Stabili-

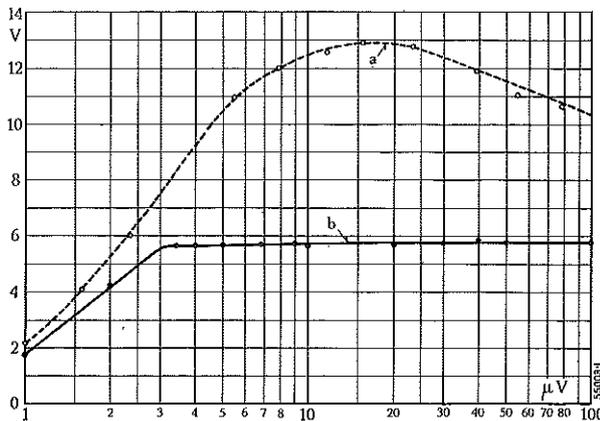


Abb. 4. — Begrenzer-Kennlinien.

(Amplitude der begrenzten Spannung in Funktion der Empfangsfeldstärke.)

- a = Gemessene Kennlinie eines normalen Begrenzers.
b = Gemessene Kennlinie des neuen Begrenzers.

Im Gegensatz zu den üblichen Begrenzerschaltungen wird durch unseren Begrenzer in weitem Bereich eine praktisch vollkommene Konstanz der Spannungsamplituden erzielt.

tät erreicht: Eine Senkung der Anodenspannung um 25 ‰ hat eine Frequenzänderung von nur ca. 0,02 ‰ zur Folge.

Der Frequenzhub wurde bei dieser Anlage auf 15 kHz festgelegt. Die Schwankungen der Oszillatorfrequenz betragen also $\pm 2,5$ kHz. Für die Gesamtübertragung vom Signaleingang des Senders bis zum Demodulator des Empfängers wurden Klirrfaktoren gemessen, die selbst bei Übermodulation mit einem Frequenzhub von 20 kHz unter 1 ‰ bleiben.

Zur Demodulation können die Frequenzschwankungen der auf konstante Amplitude gebrachten Empfangsschwingungen durch Übertragung über verstimmte Kreise in entsprechende Amplitudenschwankungen umgeformt werden, worauf normale Gleichrichtung folgt. Nach einem

heute allgemein üblichen Demodulationsverfahren wird die Niederfrequenzspannung durch Bildung des Modulations-Produktes aus Eingangs- und Ausgangs-Spannung eines Netzwerkes mit frequenzabhängiger Phasendrehung gewonnen.

Von grosser Bedeutung für einen ungestörten Empfang ist die Amplitudenbegrenzung der empfangenen Schwingungen, wodurch die Amplitude unabhängig von den überlagerten Störschwingungen auf den konstanten Wert a_0 gebracht wird. Da die bekannten Begrenzerschaltungen den Anforderungen nur zum Teil genügen, haben wir einen Begrenzer nach neuen Gesichtspunkten entwickelt, welcher eine praktisch konstante Ausgangsamplitude bei sehr grossen Schwankungen der Eingangsspannungen gewährleistet: Gemäss Abb. 4 verläuft die gemessene Amplitudencharakteristik in weitem Bereich praktisch vollkommen geradlinig, während sie bei bekannten Begrenzern durchgehend gekrümmt ist.

Die Sendeapparaturen für FM zeichnen sich durch grossen Wirkungsgrad der Leistungsstufen aus, welche stets voll ausgesteuert bleiben, wobei die nichtlinearen Verzerrungen praktisch belanglos sind. Gegenüber amplitudenmodulierten Sendern gleicher Trägerleistung sind Einsparungen von 20 bis 40 ‰ an Gewicht, Volumen und Leistungsverbrauch möglich, die natürlich stark von den jeweiligen Verhältnissen abhängen. Noch bedeutend grösser werden die Einsparungen, wenn man berücksichtigt, dass für gleiche Reichweiten erheblich kleinere Senderleistungen ausreichen.

Die Empfangs-Apparaturen sind dagegen bei FM eher umfangreicher als bei AM; einerseits, weil wegen der grossen Bandbreite und der hohen Frequenzen eine grössere Zahl von Verstärkerstufen nötig ist, und andererseits wegen den zusätzlichen Mitteln zur Amplitudenbegrenzung und Demodulation.

Die Kostenverschiebung vom Sender auf den Empfänger ist bei der Anwendung der FM zur kommerziellen Nachrichten-Übertragung nur von Vorteil; dies gilt auch für die meisten militärischen Zwecke. Beim Rundfunk, d. h. bei der Versorgung sehr vieler Empfänger durch wenige Sender ist eine solche Verschiebung dagegen natürlich unerwünscht. In Fällen, wo minimaler Aufwand für den Empfänger ohne Rücksicht auf die Empfangsqualität gefordert wird, erscheint FM ungeeignet. Wenn man dagegen die Verbesserung der Empfangsqualität berücksichtigt, welche bei AM überhaupt nicht, oder dann nur mit sehr grossem Aufwand möglich ist, so wird man sich von der FM auch auf diesem Anwendungsgebiet grosse Erfolge versprechen.

Bei der Erstellung einer der ersten grösseren Anlagen Europas mit FM hatten wir verhältnismässig früh Gelegenheit, dieses Modulationsverfahren eingehend zu studieren. Die dabei gewonnenen Erfahrungen und die günstigen Betriebsergebnisse ermutigen uns, die FM auch bei andern Projekten zu berücksichtigen.

(MS 819)

G. Guanella und J. Schwartz.

THEORIE DER KOPPLUNGS-SCHALTUNG ZWEIER DURCH ENERGIELEITUNG VERBUNDENER SCHWINGUNGSKREISE.

Dezimalindex 621.396.611.3

Die Schaltung von zwei Schwingkreisen, die durch eine Energieleitung miteinander verbunden sind, ist, z. B. bei Sendern und Verstärkern, oft anzutreffen. Das Betriebsverhalten solcher Anordnungen bei verschiedenen Belastungen und Dimensionierungen der beteiligten Elemente wird untersucht.

I. EINLEITUNG.

In Senderschaltungen ist die Kopplungsschaltung zweier Schwingungskreise, welche durch eine mehr oder weniger lange Paralleldrahtleitung verbunden sind, öfters anzutreffen, sei es, dass zwei aus verschiedenen Gründen erforderliche Schwingkreise miteinander zu verbinden sind, oder dass Hochfrequenzenergie über eine gewisse Strecke zu übertragen ist, was die Zwischenschaltung einer Energieleitung erfordert. Der letztere Fall liegt bei Verbindung des Senders mit der Antenne fast durchwegs vor. Im Ausgang des Senders befindet sich der Tankkreis. Die Antenne stellt ihrerseits einen Schwingungskreis dar. Durch die Energieleitung werden beide verbunden. Innerhalb des Senders ist die Anordnung eines Anoden- und eines Gitterkreises zwischen zwei aufeinanderfolgenden Stufen, besonders bei Kurzwellensendern, nicht immer zu umgehen, sodass wieder dieselbe Koppelschaltung entsteht, welche gewissermassen als Aufbauelement angesprochen werden kann.

Obschon in ihrem Aufbau recht einfach, sind doch die gegenseitigen Abhängigkeiten sehr mannigfach und nicht ohne weiteres zu übersehen. Wenn sich auch die gegenseitigen Grössenbeziehungen durch einige Formeln erfassen lassen, so sind diese für den projektierenden



Abb. 1. — Koppelschaltung zweier durch Energieleitung verbundener Schwingungskreise.

Ingenieur und den Betriebstechniker von geringem Nutzen, wenn sich daran nicht eine Analysis nach den gegenseitigen Abhängigkeiten und Beeinflussungen anschliesst, namentlich bezüglich jener Grössen, die betriebsmässig geändert werden können oder die betrieblichen Veränderungen unterliegen. Nur die Betrachtung des Betriebsverhaltens zeigt, wie die für die Disponierung in Überzahl vorhandenen Freiheitsgrade auszunützen sind, um sofort zur richtigen Lösung zu gelangen. Es zeigt sich, dass durch die Forderungen des Betriebsverhaltens die scheinbare Unterbestimmtheit vollständig

in Anspruch genommen wird, sodass sich im allgemeinen eine einzige richtige Lösung bestimmen lässt und freie Annahmen nicht möglich sind.

Die vorliegenden Betrachtungen erstrecken sich auf eine Analysis in dieser Richtung. Das Schema Abb. 1 zeigt den grundsätzlichen Aufbau der zu betrachtenden Schaltung.

II. EINGANGSSEITE.

a) BEZEICHNUNGEN DER EINGANGSSEITE.

L_1	Schwingkreis-Induktivität
L_2	Koppel-Induktivität
L'_2	Serieinduktivität zur Koppelspule
M	Gegenind. zwischen L_1 und L_2
C_1	Schwingkreis-Kapazität
C_2	Kapazität im Koppelkreis
\mathfrak{Z}_1	Impedanz der Schwingkreis-Induktivität (Vektor)
Z_1	Impedanz der Schwingkreis-Induktivität (Absolutwert)
Z_q	Z_1 auf die Sekundärseite übertragen
R_p	resultierender Parallelwiderstand von \mathfrak{Z}_1
R_s	resultierender Seriiewiderstand von \mathfrak{Z}_1
R_q	R_p auf die Sekundärseite übertragen
\mathfrak{R}_2	Belastungsimpedanz im Koppelkreis
R_2	Belastungswiderstand im Koppelkreis
R_{20}	optimaler Belastungswiderstand im Koppelkreis
X_p	resultierende Parallelreaktanz von \mathfrak{Z}_1
X_s	resultierende Seriereaktanz von \mathfrak{Z}_1
X_q	X_p auf die Sekundärseite übertragen
$X_{2\lambda}$	totale Streuinduktivität auf den Koppelkreis bezogen
X_{2s}	zusätzliche Seriireaktanz im Koppelkreis
\mathfrak{Y}_1	Admittanz der Schwingkreis-Induktivität
G	Konduktanz der Schwingkreis-Induktivität
B	Suszeptanz der Schwingkreis-Induktivität
k	Koppelfaktor
k_s	Koppelfaktor für Seriebelastungskreis
k_p	Koppelfaktor für Parallelbelastungskreis
k_0	Minimalkoppelfaktor
Q	Gütefaktor des Schwingungskreises
ω	Kreisfrequenz
U_1	Vektor und Effektivwert der Schwingkreisspannung
U_2	Vektor und Effektivwert der Spannung an der Koppelspule
U_c	Vektor und Effektivwert der Spannung am Kondensator im Koppelkreis
I_1	Vektor und Effektivwert des Stromes in der Schwingkreisinduktivität
I_2	Vektor und Effektivwert des Stromes in der Koppelspule
I_c	Vektor und Effektivwert des Stromes im Kondensator im Koppelkreis

b) BELASTUNG DURCH REIN OHMSCHEN WIDERSTAND.

In richtig eingestelltem Betriebszustand ist die Energieleitung mit einem rein Ohmschen Widerstand gleich dem Wellenwiderstand der Leitung abgeschlossen. Es interessieren somit in erster Linie die Abhängigkeiten bei rein Ohmscher Belastung gemäss dem Schema von Abb. 2.

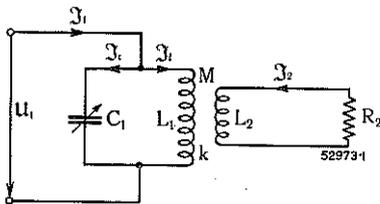


Abb. 2. — Rein Ohmisch belastete, angekoppelte Energieleitung.

Gegeninduktivität M und Koppelfaktor k sind mit den beiden Induktivitäten L₁ und L₂ durch die allgemeine Beziehung

$$M = k \sqrt{L_1 L_2}$$

verbunden.

Ausgang der Untersuchung sei die Impedanz

$$\mathfrak{Z}_t = \frac{U_1}{\mathfrak{I}_1}$$

des belasteten induktiven Zweiges des Kreises. Zur Bestimmung führen die beiden Gleichungen:

$$\begin{aligned} U_1 &= \mathfrak{I}_1 j \omega L_1 + \mathfrak{I}_2 j \omega M \\ U_2 &= \mathfrak{I}_2 j \omega L_2 + \mathfrak{I}_1 j \omega M + \mathfrak{I}_2 R_2 = 0 \end{aligned}$$

Durch Ausrechnung von \mathfrak{I}_2 aus der zweiten Gleichung und Einsetzung in der ersten, entsteht das Resultat:

$$\mathfrak{Z}_t = \frac{j \omega L_1 R_2 - \omega^3 L_1 L_2 (1 - k^2)}{R_2 + j \omega L_2} \quad (1)$$

oder rationalisiert:

$$\mathfrak{Z}_t = \frac{\omega^2 L_1 L_2 R_2 k^2 + j \omega L_1 [R_2^2 + \omega^2 L_2^2 (1 - k^2)]}{R_2^2 + (\omega L_2)^2}$$

Als Serienschleife gedacht beträgt der Wirkwiderstand:

$$R_s = R_2 \frac{\omega^2 L_1 L_2 k^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \quad (2)$$

und die Induktanz, welche durch eine in Serie liegende Kapazität zu kompensieren ist

$$X_s = \omega L_1 \frac{R_2^2 + (\omega L_2)^2 (1 - k^2)}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} = \frac{1}{\omega C_1} \quad (3)$$

$$\therefore C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1} \frac{R_2^2 + (\omega L_2)^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2 (1 - k^2)}$$

Solange $R_2 \gg \omega L_2$ ist, erhält C_1 den Wert für die Leerabstimmung des Kreises. Mit Verkleinerung von R_2 bis 0 erhöht sich C_1 (Nachstimmung des Kreises) um den Faktor $\frac{1}{1 - k^2}$.

Da nach Abb. 2 C_1 zu L_1 parallel liegt, muss \mathfrak{Z}_t zur Beurteilung in Parallelkomponenten aufgeteilt werden (Aufteilung der Admittanz).

$$\mathfrak{Y}_t = \frac{\omega L_2 R_2 k^2 - j [R_2^2 + (\omega L_2)^2 (1 - k^2)]}{\omega L_1 [(\omega L_2)^2 (1 - k^2)^2 + R_2^2]} = G + j B$$

es wird der Parallelwiderstand $R_p = \frac{1}{G}$.

Die Parallelinduktanz X_p wird durch Abstimmung mit C_1 kompensiert.

$$X_p = \frac{1}{\omega C_1} \text{ oder } B = \omega C_1$$

$$R_p = \frac{L_1}{L_2 R_2 k^2} [(\omega L_2)^2 (1 - k^2)^2 + R_2^2] \quad (4)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1} \frac{R_2^2 + \omega^2 L_2^2 (1 - k^2)}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2 (1 - k^2)^2} \quad (5)$$

R_p hat von R_2 die in Abb. 3 dargestellte Abhängigkeit (k als Parameter).

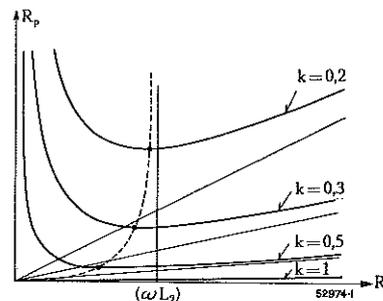


Abb. 3. — Parallelbelastung des Kreises in Abhängigkeit des Leitungswiderstandes und der Ankopplung.

Zu jedem Kopplungsrad gehört ein bestimmter Leitungswiderstand R_{20} , welcher den Kreis maximal belastet, d. h. in R_p ein Minimum ergibt. Die Rechnung ergibt für

$$R_{20} = \omega L_2 (1 - k^2) \quad (6)$$

Da k praktisch kaum über 0,5 steigt und meistens sogar ziemlich darunter bleibt, kann R_{20} praktisch $= \omega L_2$ gesetzt und über den variablen Ankopplungsbereich als konstant angesehen werden.

Mit $R_{20} = \omega L_2$ hängt R_p nur noch von L_1 und k ab.

$$R_p = \omega L_1 \frac{1 + (1 - k^2)^2}{k^2}$$

Das erreichbare Minimum in R_p beträgt dann für $k = 1$

$$R_{p \min} = \omega L_1$$

Mit $k < 1$ wird $R_{p \min}$ entsprechend grösser.

Mit $R_{20} = \omega L_2 (1 - k^2)$, (R_2 wird der Kopplung fortwährend angepasst), hängt R_p von L_1 und k wie folgt ab:

$$R_p = 2 \omega L_1 \frac{1 - k^2}{k^2} \quad (7)$$

R_p kann mit steigender Kopplung bis auf Null reduziert werden.

Abgesehen von der verstimmenden Wirkung (siehe weiter unten), wird R₂ auf die Primärseite mit einem Übersetzungsverhältnis übersetzt, das nicht bloss von $\frac{L_1}{L_2}$ und k, sondern auch noch von R₂ selbst abhängt.

$$\text{Es ist } \frac{R_p}{R_2} = \frac{L_1}{L_2 k^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{\omega L_2}{R_2} \right)^2 (1-k^2)^2 \right] \quad (8)$$

Statt $\frac{L_1}{L_2 k^2}$ kann auch $\frac{L_1^2}{M^2}$ gesetzt werden.

Mit fallendem R₂ nimmt die Übersetzung von ihrem Idealkwert bei R₂ = ∞, der $\frac{L_1}{L_2 k^2}$ beträgt, zu, bis für R₂ = R₂₀ die Übersetzung $\frac{R_p}{R_2}$ doppelt so gross wird.

Auf Grund der Rechnung und der Vektordarstellung lassen sich die Abhängigkeiten gemäss Abb. 4 vektoriell darstellen.

R_q ist der auf die Sekundärseite übertragene Primär-Parallelwiderstand R_p.

$$R_p = R_q \left(\frac{L_1}{M} \right)^2 = R_q \frac{L_1}{L_2 k^2} \quad (9)$$

X_q ist die auf die Sekundärseite übertragene verstimmende zusätzliche Parallelreaktanz.

$$X_p = X_q \left(\frac{L_1}{M} \right)^2 \quad (10)$$

Damit die Verstimmung gering bleibt, muss X_q gross sein.

Aus der Darstellung ist ersichtlich, wie R_q wenig grösser als R₂ ist, solange R₂ gross ist, verglichen mit der gesamten Streuinduktanz X_{2λ} = ω L₂ (1 - k²). Mit abnehmendem R₂ geht R_q immer langsamer zurück, um bei R₂ = ω L₂ (1 - k²) das Minimum zu erreichen und nachher wieder zuzunehmen. X_q nimmt ständig ab, d. h. die verstimmende Wirkung wird immer grösser. Im Falle R₂ = ω L₂ (1 - k²) ist R_q = 2 R₂. Für R₂ » ω L₂ (1 - k²) ist X_q sehr gross. Die Kreisabstimmung stimmt praktisch mit der Leerabstimmung überein. Mit abnehmendem R₂ bedingt die zukommende Parallelinduktivität ein Nachstimmen nach höherem C₁ und zwar für R₂ = ω L₂ (1 - k²) um den Faktor $\frac{2-k^2}{2(1-k^2)}$, um schliesslich für R₂ = 0, wo die ganze Streuinduktanz dem Kreis parallel liegt, den Faktor $\frac{1}{1-k^2}$ anzunehmen.

Um bei gegebenem R_p, d. h. gegebenem R_q ∞ R₂ und $\left(\frac{L_1}{M} \right)^2$ eine möglichst geringe Verstimmung (Unabhängigkeit bei variabler Kopplung), d. h. möglichst grosses X_q zu erhalten, muss ω L₂ (1 - k²) möglichst klein sein. L₂ k² ist durch M = k √L₁ L₂ als unveränderlich gegeben. Daraus folgt: Es muss k möglichst gross und L₂ möglichst klein sein.

Unter Benützung von Q = $\frac{R_p}{\omega L_1}$ als Gütefaktor des Schwingungskreises, lässt sich Gleichung (7) in folgender Form schreiben:

$$Q = \frac{R_p}{\omega L_1} = 2 \frac{1-k^2}{k^2} \quad (11)$$

Daraus folgt, dass unter optimalen Bedingungen, d. h. wenn ω L₂ (1 - k²) = R₂ gemacht wird zur Erreichung einer geforderten Kreisbelastung, ein gewisses k nötig ist. Dieses k ist das minimal notwendige, indem bei nicht optimaler Anpassung im Ausgangskreis noch stärkere Kopplungen erforderlich werden. Es wird

$$k_{\min} = \sqrt{\frac{2}{Q+2}} \quad (12)$$

Für verschiedene Q's ergeben sich folgende, minimal notwendige k.

Q =	5	10	20	50	100
k _{min} =	0,53	0,41	0,30	0,19	0,14

Aus dem Diagramm von Abb. 4 sind folgende Abhängigkeiten von der Streuinduktivität X_{2λ} = ω L₂ (1 - k²) ersichtlich.

R₂ » ω L₂ (1 - k²) Verminderung von X_{2λ} ergibt schwache Verminderung von R_q und starke Erhöhung von X_q, d. h. Abstimmung nähert sich der Leerabstimmung.

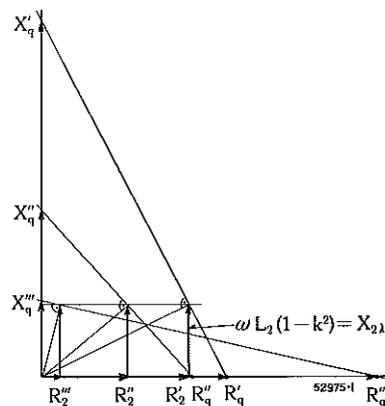


Abb. 4. - Vektorielle Bestimmung der auf die Sekundärseite bezogenen (Übersetzung konstant = $\left(\frac{L_1}{M} \right)^2$) Parallelersatzwiderstände und Induktanzen bei rein Ohmscher Belastung.

$R_2 = \omega L_2 (1 - k^2)$ Verminderung von $X_{2\lambda}$ ergibt direkte Verminderung von R_q ohne Verminderung von X_q . Mit $X_{2\lambda}$ wird hier somit nur das Übersetzungsverhältnis, d. h. R_p beeinflusst, während R_2 nur die Abstimmung beeinflusst (Phasendrehung um 90°).

$R_2 \ll \omega L_2 (1 - k^2)$ Verminderung von $X_{2\lambda}$ ergibt starke Verminderung von R_q und von X_q . Die Abstimmung wird gegenüber $R_2 \gg \omega L_2 (1 - k^2)$ in der Gegenrichtung beeinflusst.

c) BELASTUNG DURCH WIDERSTAND UND REAKTANZ IN SERIE.

Den gleichen Effekt wie die Veränderung von $X_{2\lambda}$ ergibt eine in Serie geschaltete Reaktanz X_{2s} .

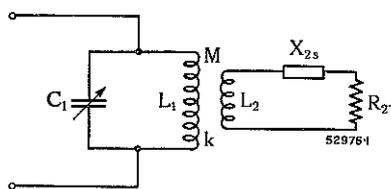


Abb. 5. — Mit Widerstand und Reaktanz belasteter Ausgang.

Wenn an Stelle von ωL_2 in vorstehender Rechnung $\omega L_2 + X_{2s}$ eingesetzt wird, so entsteht folgender Ausdruck für die Übersetzung:

$$\frac{R_p}{R_s} = \frac{L_1}{L_2 k^2} \left[1 + \left(\frac{\omega L_2 (1 - k^2) + X_{2s}}{R_2} \right)^2 \right] \quad (13)$$

(X_{2s} in Serie mit L_2 im Nenner hebt sich heraus.) Wie zu erwarten ist, beeinflusst X_{2s} die Leerlaufübersetzung $\frac{L_1}{L_2 k^2}$ nicht, sondern tritt nur in Serie zur Streuinduktivität auf.

Wenn X_{2s} durch eine Induktivität L'_2 verursacht wird, kann diese natürlich auch zu L_2 gezählt werden, wodurch dann jedoch das bezügliche k kleiner wird. Da M konstant bleibt, wird k jetzt zu

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 (L_2 + L'_2)}}$$

Diese Werte in die Formel ohne X_{2s} eingesetzt, ergeben genau dasselbe Resultat, wie man sich durch Einsetzen leicht überzeugen kann.

Mit X_{2s} als Kapazität kann $X_{2\lambda}$ kompensiert werden.

$$X_{2s} = \frac{1}{\omega C_2} = X_{2\lambda} = \omega L_2 (1 - k^2)$$

(14)

$$\text{oder } \omega C_2 = \frac{1}{\omega L_2 (1 - k^2)}$$

Es kann damit R_q auf R_s reduziert werden. Die erreichbare Reduktion ist natürlich um so grösser, je grösser das Verhältnis $\frac{\omega L_2 (1 - k^2)}{R_2}$ ist. Bei Überkompensation nimmt R_q in gleicher Weise wieder zu.

In Funktion der Kapazität (Maßstab = Vielfaches von R_2) mit dem Verhältnis $\frac{\omega L_2 (1 - k^2)}{R_2}$ als Parameter ergeben sich die Kurven von Abb. 6, welche die relative Belastung des Kreises im Relativmaßstab

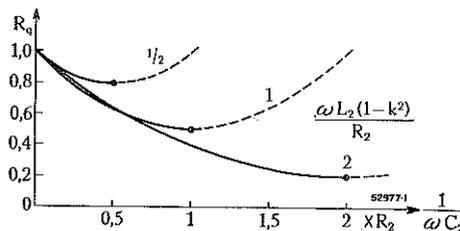


Abb. 6. — Relative Belastung des Kreises in Funktion der Seriekapazität bei verschiedenen Kopplungsverhältnissen.

R_q darstellen, wenn sämtliche Kurvenanfänge auf den Wert 1 bezogen werden. Die Kurven geben auf diese Art ein übersichtliches Bild über die durch die Seriekapazität verursachte Reduktion.

Soll ein bestimmter Übersetzungsbereich mit dieser Kompensation überstrichen werden, so sind die Werte folgendermassen zu bestimmen: Das minimale Übersetzungsverhältnis (kleinstes R_p für gegebenes R_s) wird zu

$$\frac{R_{p \min}}{R_2} = \frac{L_1}{L_2 k^2} = \left(\frac{L_1}{M} \right)^2 \quad (15)$$

Daraus folgt M oder $L_2 k^2$.

Der Faktor, um den das maximale Übersetzungsverhältnis grösser ist (Bereichfaktor), ist

$$\frac{R_{p \max}}{R_{p \min}} = \frac{R_q}{R_2} = 1 + \left(\frac{\omega L_2 (1 - k^2)}{R_2} \right)^2 \quad (16)$$

Mit dem bekannten Wert $L_2 k^2$ lässt sich daraus L_2 und k bestimmen. Der überstreichbare Bereich ist um so grösser, je kleiner k und je grösser L_2 ist (je schlechter die Kopplung ist).

d) BELASTUNG DURCH WIDERSTAND UND REAKTANZ IN PARALLELSCHALTUNG.

Besteht die Belastung X_2 aus einem Schwingungskreis, so beeinflusst dessen Reaktiv-Widerstand ebenfalls die Übersetzung. Die Abstimmung soll sich, wie üblich, nur auf die reaktive Parallelkomponente auswirken, während der Aktivwiderstand R_2 konstant bleibt. Mit kapazitiver Einstellung kann die Streuinduktivität kompensiert werden, wodurch R_p erniedrigt werden kann. Um die Wirkung zu erfassen, wird die Parallelschaltung von R_2 und $\frac{1}{\omega C_2}$ (wenn C_2 die resultierende Parallelkapazität darstellt) am einfachsten in eine Serieschaltung $R'_2 + jX'_2$ umgewandelt, welche in die abgeleiteten Formeln eingesetzt werden kann.

Es wird
$$R'_2 = \frac{R_2}{1 + (\omega C_2 R_2)^2}$$

$$X'_2 = -\frac{\omega C_2 R_2^2}{1 + (\omega C_2 R_2)^2}$$

Eingesetzt entsteht nach einigen Umformungen:

$$R_p = \frac{R_2 L_1}{L_2 k^2} \left(\frac{\omega L_2 (1-k^2)}{R_2} \right)^2 \left[1 + \left(\frac{R_2}{\omega L_2 (1-k^2)} - \omega C_2 R_2 \right)^2 \right] \quad (17)$$

Wenn anhand dieses Ausdruckes untersucht wird, wie weit R_p unter dem Einfluss der Parallelkapazität C_2 erniedrigt werden kann, so ist dafür der Inhalt der eckigen Klammer massgebend. Wird dieser mit dem Inhalt der entsprechenden Klammer für Serieschaltung von Formel (13) verglichen, welche folgendermassen geschrieben werden kann:

$$\left[1 + \left(\frac{\omega L_2 (1-k^2)}{R_2} - \frac{1}{\omega C_2 R_2} \right)^2 \right]$$

so fällt sofort eine enge Verwandtschaft auf. Da die Buchstabenausdrücke reziprok zueinander stehen, muss für die Parallelschaltung nach Abb. 7 ein Diagramm mit genau gleichen Kurven wie in Abb. 6 entstehen, wenn die Abszissen-Achse mit der reziproken Grösse ωC_2 (Maßstab = Vielfaches von $\frac{1}{R_2}$) versehen wird und für den Parameter die reziproken Werte der entsprechenden Werte von Abb. 6 eingetragen werden. Die Kurven sind wiederum im Relativmaßstab R_q aufgetragen, mit auf den Wert 1 bezogenen Kurvenanfängen.

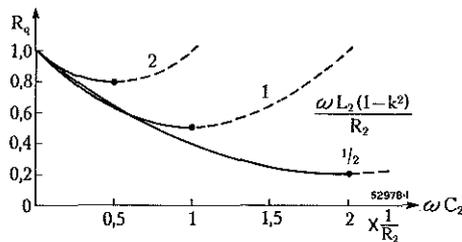


Abb. 7. — Relative Belastung des Kreises in Funktion der Parallelkapazität bei verschiedenen Kopplungsverhältnissen.

Im Gegensatz zur Regulierung mit Serienskapazität ist hier der Regulierbereich um so grösser, je kleiner die Streuung ist.

Das Minimum von R_p wird wiederum erreicht, wenn:

$$\omega C_2 = \frac{1}{\omega L_2 (1-k^2)}$$

wird, und erhält den Wert

$$R_{p \min} = \frac{\omega^2 L_1 L_2}{R_2} \frac{(1-k^2)^2}{k^2} \quad (18)$$

Das minimale Übersetzungsverhältnis wird zu

$$\frac{R_{p \min}}{R_2} = \frac{\omega^2 L_1 L_2}{R_2^2} \frac{(1-k^2)^2}{k^2} \quad (19)$$

Eine bessere Übersicht über die Vorgänge und zugleich einen Einblick in die relativen Belastungsverhältnisse erhält man, wenn man analog zu Abb. 4 die Vektordiagramme auch für den Parallel-Belastungsfall aufzeichnet. Die Vektorortskurve der Impedanz eines Widerstandes R_2 mit einem parallelen, variablen Kondensator ergibt nach Abb. 8 einen Halbkreis, der an

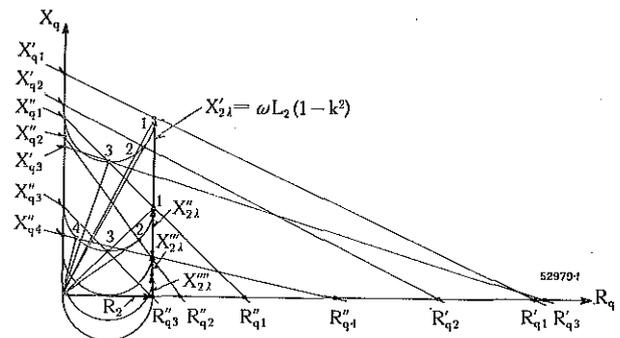


Abb. 8. — Vektorielle Bestimmung der auf die Sekundärseite bezogenen (Übersetzung konstant = $\frac{L_1}{M}$)² Parallelwiderstände und Induktanzen bei Ohmscher und kapazitiver Parallelbelastung.

Stelle von R_2 im bisherigen Diagramm einzusetzen ist. Die Spitze des Streuinduktivitätsvektors beschreibt dann ebenfalls einen solchen Kreis, nur um die Strecke $X_{2\lambda}$ verschoben. Wie die für einige Punkte ausgezogene Konstruktion für die beiden Fälle $\frac{\omega L_2 (1-k^2)}{R_2} = 1$ und 2 erkennen lässt, nimmt R_q entsprechend den Kurven von Abb. 7 zuerst immer ab, um nachher wieder zuzunehmen, X_q vollführt eine ähnliche Bewegung.

e) VERGLEICH DER KAPAZITÄTS-SERIE UND PARALLELSCHALTUNG.

Um die Vor- und Nachteile der Kapazitätsserieschaltung mit der Parallelschaltung zu vergleichen, müssen verschiedene in Frage kommende Anwendungsfälle untersucht werden.

Da interessiert zunächst der Vergleich der beiden Schaltungen, wenn es darum geht, mit der Zusatzkapazität einen gewissen Belastungsbereich in R_p (bzw. R_q) überstreichen zu können. Wird dieser z. B. 1 : 5 (0,2 : 1) angenommen, so bedingt dies bei Serieschaltung ein Verhältnis $\frac{\omega L_{2s} (1-k_s^2)}{R_2} = 2$ (allg. = a)

und eine Kapazitanzvariation $\frac{1}{\omega C_3}$ von 0 bis $2R_2$, entsprechend einer Kapazitätsvariation von ∞ bis $\frac{1}{2\omega R_2}$ analog bei Parallelschaltung ein Verhältnis

$$\frac{\omega L_{2p} (1-k_p^2)}{R_2} = \frac{1}{2} \quad (\text{allg.} = \frac{1}{a})$$

und eine Suszeptanzvariation ωC_2 von 0 bis $\frac{2}{R_2}$, entsprechend einer Kapazitätsvariation von 0 bis $\frac{2}{\omega R_2}$

Auffallend ist zunächst der inverse Sinn der Kapazitätsvariation. Was die konstruktive Grösse der Kapazität im Punkt des R_p -Minimums anbelangt, so ist darüber folgendes zu sagen. Bestimmend für die räumliche Grösse ist die VA-Zahl. Nun ist, um den Vergleich durchzuführen, an ein und demselben Belastungswiderstand mit unveränderlicher Betriebsspannung U_2 und unveränderlichem Betriebsstrom \mathfrak{I}_2 im ersten Fall eine Kapazität von $2R_2$ (allgemein $a \cdot R_2$) in Serie, und im zweiten Fall eine solche von $\frac{R_2}{2}$ (allgemein $\frac{R_2}{a}$) parallel geschaltet.

Es entstehen damit folgende VA-Werte:

$$\begin{aligned}
 1. \text{ Fall} \quad \mathfrak{I}_c &= \mathfrak{I}_2 \quad U_c = \mathfrak{I}_2 \cdot a R_2 \quad U_c \cdot \mathfrak{I}_c = \mathfrak{I}_2^2 \cdot a R_2 \\
 2. \text{ Fall} \quad U_c &= U_2 \quad \mathfrak{I}_c = \frac{a U_2}{R_2} \quad U_c \cdot \mathfrak{I}_c = U_2^2 \cdot \frac{a}{R_2} \\
 &\text{mit } U_2 = \mathfrak{I}_2 \cdot R_2 \text{ entsteht } U_c \cdot \mathfrak{I}_c = \mathfrak{I}_2^2 \cdot a R_2
 \end{aligned}$$

Für beide Fälle entstehen genau dieselben Kapazitätsgrössenwerte. Es bleibt noch zu untersuchen, wie sich der Variationsbereich auswirkt. Für beide Fälle gilt, dass die Erhöhung von R_p mit der im allgemeinen konstant bleibenden Schwingkreisspannung gleichbedeutend mit einer Belastungsreduktion von R_2 ist. Wenn also im zweiten Fall die Kapazitätsvariation mit einem Drehkondensator üblicher Bauart vorgenommen wird, so wird dessen Spannungsbeanspruchung $U_c = U_2$ mit der Kapazitäts-Verminderung nur verkleinert und seine Dimensionierung für den Zustand von $R_p = \text{Minimum}$ gibt volle Sicherheit. Im ersten Falle würde dieselbe Bauart zu einem Kondensator führen, der für die Regulierung wesentlich vergrössert werden müsste. Indessen kann hier die Regulierung durch Verkleinern der Plattendistanz vollzogen werden. Die Kapazität wächst indirekt proportional mit kleiner werdender Distanz. Bei konstantem Strom verkleinert sich somit die indirekt proportional mit der Kapazität variierende Spannung direkt proportional mit der Distanz. Unter Berücksichtigung des abnehmenden Stromes wird somit auch hier die Spannungssicherheit im Regulierbereich nicht verkleinert, und die Dimensionierung für den Betriebspunkt von $R_p = \text{Minimum}$ ergibt auch hier die richtige Kondensatorgrösse.

Ausser in der Bauart unterscheiden sich somit die Kondensatoren für die beiden Schaltungen in der räumlichen Grössenausdehnung nicht.

Es bleibt noch zu untersuchen, ob die beiden Schaltungen in der Kopplung wesentlich verschiedene Spulenanordnungen verlangen. Es muss in beiden Fällen $R_{p \min}$ gleich gross sein. L_1 als zum Schwingkreis gehörend, muss dabei durch andere Bedingungen (Q des Kreises) als unveränderlich festgelegt betrachtet werden. Die diesbezüglichen abgeleiteten Formeln lauten:

$$1. \text{ Fall} \quad R_{p \min} = \frac{R_2 L_1}{L_{2s} k_s^2} \quad \text{vergl. (15)}$$

$$2. \text{ Fall} \quad R_{p \min} = \frac{\omega^2 L_1 L_{2p} (1 - k_p^2)^2}{R_2 k_p^2} \quad \text{vergl. (18)}$$

Oder um das konstante ωL_1 zu eliminieren unter Benützung von

$$Q_{\min} = \frac{R_{p \min}}{\omega L_1}$$

$$1. \text{ Fall} \quad Q_{\min} = \frac{R_2}{\omega L_{2s}} \cdot \frac{1}{k_s^2} \quad (20)$$

$$2. \text{ Fall} \quad Q_{\min} = \frac{\omega L_{2p} (1 - k_p^2)^2}{R_2 k_p^2} \quad (21)$$

Ausser dem ungleichen Faktor $(1 - k_p^2)^2$ unterscheiden sich die beiden Formeln namentlich dadurch, dass die Verhältnisse $\frac{R_2}{\omega L_{2s}}$ bzw. $\frac{\omega L_{2p}}{R_2}$ reziprok zueinander stehen. Dies ist jedoch zur Angleichung der beiden Werte notwendig, da die konstante Regulierbreite ebenfalls diese reziproke Beziehung bedingt:

$$\frac{\omega L_{2s} (1 - k_s^2)}{R_2} = a = \frac{R_2}{\omega L_{2p} (1 - k_p^2)}$$

Die Kombination der letzten drei Gleichungen führt auf die sehr einfache Bedingung

$$k_s = k_p$$

Die Kopplung muss in beiden Fällen genau gleich gross sein, d. h. die Spulenanordnung muss in beiden Fällen die gleiche sein.

Der wesentliche Unterschied zwischen beiden Schaltungen liegt einzig darin, dass L_2 bei Serieschaltung bedeutend grösser sein muss als bei Parallelschaltung. Bei Serieschaltung ist ferner die Spannung an L_2 grösser, jedoch der Strom um ebensoviel kleiner als bei Parallelschaltung. Konstruktiv bedeutet dies, dass bei Serieschaltung innerhalb desselben Wickelraumes ($k = \text{konstant}$) mehr Windungen kleineren Leiterquerschnittes untergebracht werden müssen als bei Parallelschaltung.

Nicht ausser acht gelassen werden darf, dass bei der betrachteten Regulierungsart für R_p jede Verstellung des Kondensators C_2 eine Nachstimmung des Kreises bedingt. In beiden Fällen nimmt jedoch die Abstimmung an beiden Enden des Bereiches bei $R_{p \max}$ und $R_{p \min}$ dieselbe Stellung ein, wie ein Blick auf die Vektordiagramme zeigt.

Ein gleichlautendes Resultat entsteht, wenn die beiden Schaltungen hinsichtlich ihrer Eignung zur Erzeugung eines minimalen R_p bzw. des entsprechenden Q , unabhängig von jeglichem Regulierbereich verglichen werden. Das Problem erhält Bedeutung, wenn das geforderte Q so klein ist, dass

die Übersetzung ohne Zusatzkapazität nicht möglich ist. Ohne Kapazität gilt für das erreichbare Q die Beziehung

$$Q_{\min} = 2 \frac{1 - k_o^2}{k_o^2} \quad \text{vergl. (11)}$$

Das Problem tritt auch auf, wenn k_o aus irgendeinem Grunde (Distanzierung zufolge hoher Spannung) nicht auf den nötigen hohen Wert gebracht werden kann. Für diesen Vergleichsfall ist damit k als mehr oder weniger festliegend zu betrachten. Für die beiden Kapazitätsschaltungen gelten wiederum die Formeln:

$$\text{Serieschaltung } Q_{\min} = \frac{R_2}{\omega L_{2s}} \frac{1}{k_s^2} \quad (20)$$

$$\text{Parallelschaltung } Q_{\min} = \frac{\omega L_{2p}}{R_2} \frac{(1 - k_p^2)^2}{k_p^2} \quad (21)$$

Die Kapazitätsschaltungen gestatten somit im wesentlichen durch die Faktoren $\frac{R_2}{\omega L_{2s}}$ bzw. $\frac{\omega L_{2p}}{R_2}$ eine Verbesserung zu erzielen gegenüber dem Faktor 2 im kapazitätslosen Fall.

Nun zeigen aber gerade die Untersuchungen vom vorangehenden Vergleichsfall, dass bei konstantem k die beiden Kapazitätsschaltungen für gleiches Q_{\min} zu gleicher räumlicher Kondensatorgrösse führen.

Wiederum muss also auch zu diesem Vergleich festgestellt werden, dass die beiden Schaltungen einander gleichwertig sind mit dem Unterschied, dass L_2 bei Serieschaltung mehr Windungen kleineren Leiterquerschnittes erhält als bei Parallelschaltung. Welche Variante im einzelnen Fall günstiger ist, hängt neben konstruktiven Vorbedingungen von der absoluten Grösse von L_2 , mithin von der Betriebsfrequenz ab. Bei Kurzwellen, wo L_2 so klein werden kann, dass eine einzige Windung schon zuviel Induktivität ergibt, wird man eher von der Induktivitätserhöhung bei der Serieschaltung Gebrauch machen als bei Langwellen, wo die Verhältnisse umgekehrt liegen.

Als dritter Vergleichsfall soll eine Schaltung betrachtet werden, welcher wegen ihrem grossen Variationsbereich der Übersetzung besondere Bedeutung zukommt, und zwar die Schaltung mit Variation der Kopplung, sei es durch Schwenk- oder Drehspulenanordnung der Koppelspule. Da bei solchen Anordnungen die Kopplung bis auf Null reduziert werden kann, liegt der Grenzwert von R_p bei ∞ , d.h. die Übersetzung kann bis zum Leerlauf gelöst werden. Wiederum muss, um den Vergleich einwandfrei durchzuführen, den beiden Schaltungen dasselbe $R_{p\min}$ zugrunde gelegt werden. Damit schliesst der Vergleich unmittelbar an das Resultat des vorangehenden Vergleichsfall an. Der Unterschied besteht einzig darin, dass die Kopplung variabel eingerichtet werden muss, was einige Einschränkungen bezüglich des Koppelfaktors bedingt; es kann dieser nicht mehr

so hohe Werte annehmen. (Bei Schwenkspulen ca. 0,2 bis 0,3.) Bleibt noch zu untersuchen, welche Unterschiede des Betriebsverhaltens die beiden Variationsarten bedingen. Hier sticht nun die Serieschaltung als bedeutend günstiger hervor und zwar bezüglich Belastungsvariation in der Blindkomponente oder anders ausgedrückt, in der Notwendigkeit der Nachstimmung des Schwingkreises bei Kopplungsänderung. Bei Serieschaltung besteht praktisch vollständige Unabhängigkeit der beiden Einstellungen, während bei Parallelschaltung, ausgenommen in gewissen Spezialfällen, stets eine gewisse Abhängigkeit der Abstimmung von der Kopplung in Kauf genommen werden muss. Die Abhängigkeiten sind in anschaulicher Weise aus den Vektordiagrammen der Abbildungen 4 und 8 herauszulesen. Zuerst sei festgestellt, dass für $k = 0$ der Belastungskreis vom Schwingkreis vollständig getrennt ist und der Schwingkreis somit auf Leerabstimmung eingestellt sein muss. Diese Einstellung kann nun beim Zukoppeln unverändert bleiben, wenn keine reaktive Parallelbelastung dazukommt. Aus den vorangehenden Ableitungen folgt, dass bei Serieschaltung die induktiv belastende Streuinduktivität $X_{2\lambda}$ durch die Seriekapazität gerade kompensiert wird. Die Vektoren $X_{2\lambda}$ in Abb. 4 werden somit zu Null und die Konstruktion ergibt für X_q den Wert ∞ , d.h. die hinzukommende Reaktiv-Belastung wird $= 0$. Eine kleine Beeinflussung, die aber praktisch zu vernachlässigen ist, solange $\omega L_2 (1 - k^2)$ nicht sehr gross gegenüber R_2 wird,

verbleibt, insofern als die Kompensation $X_{2\lambda} = \frac{1}{\omega C_2} = \omega L_2 (1 - k^2)$ nur bei maximaler Kopplung als erfüllt gelten kann. Jedenfalls muss für den ungünstigsten Fall vorausgesetzt werden, dass die Abstimmung von C_2 bei maximaler Kopplung vorgenommen wird. Bei schwächerer Kopplung nimmt dann der Faktor $(1 - k^2)$ einen grösseren Wert an und die Kompensation geht verloren. Indessen ist die Änderung sehr gering. So variiert dieser Faktor für den Bereich von $k = 0,2$ bis $k = 0$ nur zwischen 0,96 und 1, also nur um 4%. Die maximale Reaktivbelastung, die übrigens nur zwischen den Grenzwerten $k = 0$ und 0,2 auftreten kann, also an einer Stelle, wo die Abweichung von der Kompensation noch geringer ist, wird selbst für den Fall $\omega L_2 (1 - k^2) = 2 R_2$ vernachlässigbar klein. Die Konstruktion im Vektordiagramm mit ca. 2% Kompensationsfehler zeigt, dass in diesem Fall X_q immer noch 25-mal grösser ist als $R_q = \text{praktisch} = R_2$.

Ganz anders liegen die Verhältnisse bei Parallelschaltung. Abb. 9 zeigt die Konstruktion von X_q und R_q , wenn für maximale Kopplung $\omega L_2 (1 - k^2) = R_2/2$ gemacht wird (ergibt gleiches $R_{p\min}$ wie bei Serieschaltung $\omega L_2 (1 - k^2) = 2 R_2$).

Wie ersichtlich, wird X_q nur etwa 2 mal grösser als R_q . Dies bedeutet, dass bei maximaler Kopplung die

Leerabstimmung zu stark verstimmt wird, um beibehalten werden zu können. Wird indessen die Abstimmung bei maximaler Kopplung richtig eingestellt, so entsteht umgekehrt bei Auskopplung auf $k=0$ eine ebenso grosse kapazitive Kreisverstimmung.

Eine Möglichkeit, auch bei Parallelschaltung eine ähnliche Kopplungsunabhängigkeit wie bei Serieschaltung zu erhalten, besteht, wenn C_2 nicht für $R_p = \text{Min}$, sondern so eingestellt wird, dass der resultierende Belastungsvektor Z_q in die Widerstandsachse fällt, wie dies in Abb. 9 punktiert und mit den Werten C_2' Z_q' R_q und

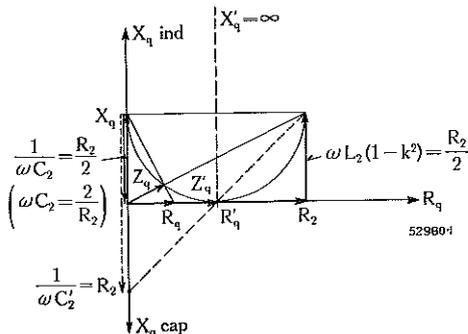


Abb. 9. — Parallelsatzbelastung X_q und R_q für $R_p = \text{Min}$. bzw. X_q' und R_q' für Verstimmung = 0, wenn $\omega L_2 (1 - k^2) = R_2/2$ ist.

X_q' eingetragen ist. C_2' wird halb so gross wie C_2 . Diese Prozedur ist nur möglich, wenn der Kreis die Widerstandsachse berührt oder schneidet, also wenn $\omega L_2 (1 - k^2) < R_2/2$ ist. Der Vorteil der Unabhängigkeit wird erkaufte durch Verzicht auf $R_{p\text{min}}$ (im vorliegenden Beispiel wird $R_p' = 2R_p$) und Inkaufnahme eines komplizierteren Abstimmverfahrens für C_2 .

Der Vergleich ist unvollständig, wenn nicht noch ein weiterer Vorteil der Serieschaltung vor der Parallelschaltung hervorgehoben wird: Eine Veränderung des Belastungswiderstandes R_2 wird bei der Serieschaltung amplituden- und phasentreu auf den Schwingkreis übersetzt. Dies folgt ganz einfach aus der Tatsache, dass bei praktischer

Kompensation ($X_{2\lambda} = \frac{1}{\omega C_2}$) $R_2 = Z_q$ wird.

Ungünstiger liegen die Verhältnisse bei Parallelschaltung, wie die Diagramme von Abb. 10 und 11

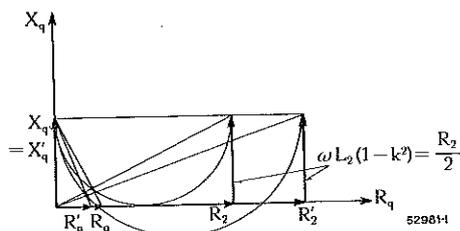


Abb. 10. — Verkleinerung von R_q auf R_q' bei Vergrößerung von R_2 auf R_2' um 40% bei Einstellung auf $R_p = \text{Min}$.

zeigen. Nach Abb. 10 wird bei Einstellung von C_2 für maximal mögliche Belastung $R_p = \text{Min}$ der Lastwiderstand auf den Kreis verringert, wenn der Aussenwiderstand R_2 vergrößert wird. (Phasendrehung von R_2 würde in X_q und in R_q Änderungen ergeben.)

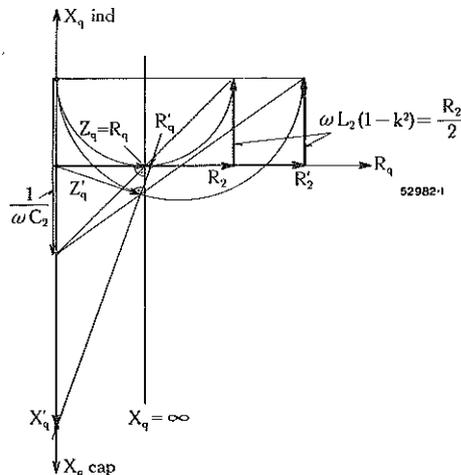


Abb. 11. — Vergrößerung von R_q auf R_q' und Entstehung der Reaktivbelastung X_q' bei Vergrößerung von R_2 auf R_2' um 40% bei Einstellung auf Nachstimmung = 0.

Abb. 11 zeigt die Veränderungen, wenn die Einstellung von C_2 so vorgenommen wurde, dass bei Änderung von k keine Nachstimmung des Kreises nötig wird. In diesem Fall ändert nicht bloss R_q in einem schwer ersichtlichen Zusammenhang mit R_2 , sondern es tritt durch die Veränderung von $X_q = \infty$ auf X_q' eine kapazitive Kreisbelastung hinzu.

III. ENDSEITE.

a) BEZEICHNUNGEN DER ENDSEITE.

- L_1 Koppel-Induktivität
- L_2 Schwingkreis-Induktivität
- M Gegen-Induktivität
- C_2 Schwingkreis-Kapazität
- C_{res} Resonanz-Kapazität
- ΔC Verstimmungs-Kapazität
- \mathfrak{Z}_1 Impedanz der Koppelspule (Vektor)
- Z_1 Impedanz der Koppelspule (Absolutwert)
- \mathfrak{Z}_2 Belastungsimpedanz an L_2
- R_p resultierender Parallelwiderstand von \mathfrak{Z}_1
- R_2 Parallel-Belastungswiderstand im Schwingkreis
- k Koppelfaktor
- \ddot{u} Übersetzungsverhältnis
- ω Kreisfrequenz
- U_1, U_1 Vektor und Effektivwert der Spannung an der Koppelspule
- U_2, U_2 Vektor und Effektivwert der Schwingkreisspannung
- I_1, I_1 Vektor und Effektivwert des Stromes in der Koppelspule
- I_2, I_2 Vektor und Effektivwert des Stromes in der Schwingkreisinduktivität

b) BELASTUNGS-VERHÄLTNISSE.

Ähnlich der Eingangsseite interessieren auch hier die Abhängigkeiten der Primärimpedanz und des Übersetzungsverhältnisses von der sekundären Belastung, die im wesentlichen aus der Kreiskapazität C_2 besteht. Die hauptsächlichsten Bestimmungsgrößen sind dem Schema von Abb. 12 zu entnehmen.

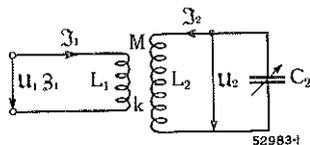


Abb. 12. — An Energieleitung angekoppelter Schwingungskreis.

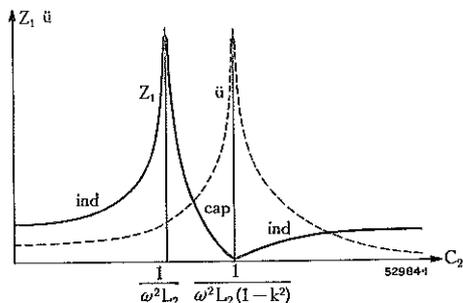


Abb. 13. — Eingangsimpedanz Z_1 und Übersetzungsverhältnis \bar{u} als Funktion der Kreiskapazität.

Nach Gleichung (1) gilt für einen Transformator, der sekundärseits mit R_2 belastet ist, die Beziehung:

$$\mathfrak{Z}_1 = \frac{j \omega L_1 R_2 - \omega^2 L_1 L_2 (1 - k^2)}{R_2 + j \omega L_2} \quad (1)$$

An Stelle von R_2 ist jetzt $\frac{1}{j \omega C_2}$ zu setzen.

$$\mathfrak{Z}_1 = \frac{\frac{\omega L_1}{\omega C_2} - \omega^2 L_1 L_2 (1 - k^2)}{j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)}$$

$$\mathfrak{Z}_1 = j \omega L_1 \frac{\frac{1}{\omega C_2} - \omega L_2 (1 - k^2)}{\frac{1}{\omega C_2} - \omega L_2} \quad (22)$$

Die Beziehung, deren kurvenmässige Darstellung bereits unter Berücksichtigung eines gewissen Dämpfungswiderstandes in Abb. 13 enthalten ist, weist folgende Singularitäten auf.

Es wird für

$$C_2 = 0 \quad \mathfrak{Z}_1 = j \omega L_1$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \quad \mathfrak{Z}_1 = \infty \text{ Resonanz}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2 (1 - k^2)} \quad \mathfrak{Z}_1 = 0 \text{ maximale Übersetzung (siehe weiter unten)}$$

$$C_2 = \infty \quad \mathfrak{Z}_1 = j \omega L_1 (1 - k^2)$$

zwischen $C_2 = 0$ und $\frac{1}{\omega^2 L_2}$ ist \mathfrak{Z}_1 induktiv

zwischen $C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2}$ und $\frac{1}{\omega^2 L_2 (1 - k^2)}$ ist \mathfrak{Z}_1 kapazitiv

zwischen $C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2 (1 - k^2)}$ und ∞ ist \mathfrak{Z}_1 induktiv.

Der Abstand ΔC zwischen $\mathfrak{Z}_1 = \infty$ und 0 wird zu

$$\Delta C = \frac{1}{\omega^2 L_2 (1 - k^2)} - \frac{1}{\omega^2 L_2}$$

$$\Delta C = \frac{1}{\omega^2 L_2} \frac{k^2}{1 - k^2}$$

oder
$$\Delta C = C_{res} \frac{k^2}{1 - k^2} \quad (23)$$

Zur Berechnung des Spannungsübersetzungsverhältnisses $\bar{u} = \frac{u_2}{u_1}$ wird am einfachsten vom Gleichungssystem des Transformators ausgegangen.

$$u_1 = \mathfrak{Z}_1 \cdot j \omega L_1 + \mathfrak{Z}_2 j \omega M$$

$$u_2 = \mathfrak{Z}_2 \cdot j \omega L_2 + \mathfrak{Z}_1 j \omega M$$

Dazu kommt noch die Gleichung für die angeschaltete Last:

$$u_2 = - \mathfrak{Z}_2 \frac{1}{j \omega C_2}$$

Aus den drei Gleichungen lässt sich durch einige Umformungen leicht folgende Gleichung ableiten:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{M}{L_1 - \omega^2 C_2 (L_1 L_2 - M^2)} \quad \text{oder}$$

$$\frac{u_2}{u_1} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{1}{1 - \omega^2 C_2 L_2 (1 - k^2)}$$

Der Verlauf ist in Abb. 13 mitenthalten.

Es wird für

$$C_2 = 0 \quad \frac{u_2}{u_1} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{M}{L_1}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \quad \frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{L_2}{M}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2 (1 - k^2)} \quad \frac{u_2}{u_1} = \infty$$

$$C_2 = \infty \quad \frac{u_2}{u_1} = 0$$

Im Gegensatz zu der Widerstandsübersetzung, mit welcher auf der Eingangsseite gerechnet wurde, stellt dieses Übersetzungsverhältnis, angepasst an die praktischen Bedürfnisse, das Spannungsverhältnis von der sekundären zur primären Seite dar. Um den Zusammenhang mit der Eingangsseite zu erhalten, muss der reziproke Wert genommen und ins Quadrat erhoben werden. Für eine allgemeine Belastung \mathfrak{Z}_2 statt $\frac{1}{j\omega C_2}$ ist ωC_2 durch $\frac{1}{j\mathfrak{Z}_2}$ zu ersetzen. Es entsteht der Ausdruck

$$\frac{U_2}{U_1} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{1}{1 + \frac{j\omega L_2}{\mathfrak{Z}_2} (1 - k^2)} = \frac{M}{L_1 + \frac{j\omega(L_1 L_2 - M^2)}{\mathfrak{Z}_2}}$$

Wird für \mathfrak{Z}_2 R_2 eingesetzt, der Absolutwert gerechnet und reziprok ins Quadrat erhoben, so entsteht daraus die Formel Nr. 8 für $\frac{R_p}{R_2}$, der Übersetzung eines alleinigen, Ohmschen Belastungswiderstandes von der Sekundär- auf die Primärseite. $R_p = \bar{u}^2 R_2$ wobei $\bar{u} = \frac{U_1}{U_2}$. Wird C_2 ein relativ grosser Ohmscher Widerstand R_2 parallel geschaltet, so überträgt er sich mit der obigen Übersetzung auf die Primärseite.

$$R_p = \left(\frac{U_1}{U_2}\right)^2 \cdot R_2$$

Also z. B. für Resonanz

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} : R_p = \left(\frac{M}{L_2}\right)^2 R_2$$

Im Diagramm von Abb. 14 findet sich neben dem durch Gleichung (22) gegebenen Verlauf von X_p auch der so entstehende Verlauf des parallelen Wirkwiderstandes mit eingetragen.

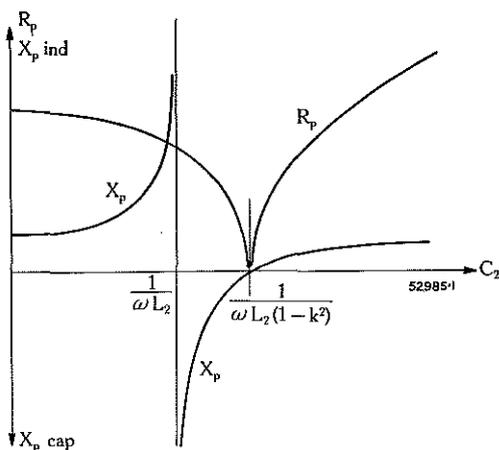


Abb. 14. — Impedanzgang der Endseite in Parallelkomponenten.

Für gewisse Zwecke nützlicher ist die Darstellung des Impedanzganges in Vektorortskurvenform, wie dies in Abb. 15 geschehen ist. Da das Vektordiagramm die Impedanz in Seriekomponenten enthält, muss diese von den Parallelkomponenten von Abb. 14 umgewandelt werden. Die Überführung kann punktweise erfolgen, indem der jeweilige Ortsvektor für zwei zusammengehörige und auf den X- und R-achsen aufzutragende Wertepaare gleich der Senkrechten auf die Verbindungslinie ist.

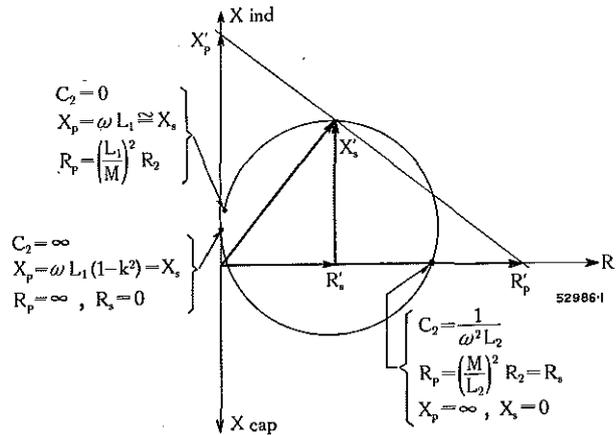


Abb. 15. — Impedanzgang der Endseite als Vektorortskurve.

In einem praktisch vorliegenden Falle, in dem R_2 (Belastung durch Gitter der nachfolgenden Röhren) bekannt ist, muss für einen gegebenen Primärwiderstand (Wellenwiderstand der Linkleitung) ein bestimmtes Übersetzungsverhältnis $\frac{L_2}{M} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$ erreicht werden.

Da L_2 meist durch andere Forderungen gegeben ist (Bandbreiteforderung) und nicht mehr frei gewählt werden kann, muss somit $k^2 L_1$ einen bestimmten Wert annehmen. Die Frage der Unterteilung, ob k klein und L_1 gross oder umgekehrt zu wählen ist, ist zugunsten von einem k möglichst gegen 1 und dafür kleinerem L_1 zu beantworten, weil dadurch die Verstimmung bis zum Kurzschlusspunkt

$$\Delta C = C_{res} \frac{k^2}{1 - k^2} \text{ gross wird. Dies hat zur Folge, dass}$$

\bar{u} beim Abstimmen um C_{res} nur schwach von C_2 abhängig wird. Andernfalls würde ein Abstimmungspunkt gefunden, der nicht rein Ohmsche Belastung ergibt, indem mit etwas über C_{res} steigendem C zwar wohl \mathfrak{Z}_1 auf der Leitung infolge der dazukommenden kapazitiven Komponente etwas zurückgeht und die Anpassung an die vorangehende Stufe dadurch ungünstiger wird, gleichzeitig aber \bar{u} grösser wird, was den Spannungsrückgang auf der Leitung kompensiert.

IV. ZUSAMMENARBEIT BEIDER SEITEN.

Für richtige Zusammenarbeit der Kreise auf beiden Seiten muss die Transformation auf der Endseite so eingestellt sein, dass der gegebene Lastwiderstand, von der Leitung her gesehen, auf einen Widerstand gleich dem Wellenwiderstand transformiert wird. Auf der Eingangsseite muss dann seinerseits dieser Widerstand auf den notwendigen Anpassungswiderstand umgesetzt werden. Auf diese Art können sich auf der Leitung keine stehenden Wellen bilden; die Spannung bleibt vielmehr längs der ganzen Leitung konstant und die Übertragung wird vollständig unabhängig von der Länge dieser Leitung. Stimmt der Abschlusswiderstand nicht mit dem Wellenwiderstand überein, so überträgt sich dieser Fehler in verschiedener Weise auf den Anfang, je nachdem wie lang die Leitung ist. Im Prinzip dreht der Fehlvektor gegenüber dem Wellenwiderstandsvektor in Funktion der Länge der Leitung um die Spitze des Wellenwiderstandsvektors um eine ganze Drehung für eine Leitungslänge gleich der halben Wellenlänge. Ist z. B. der Abschlusswiderstand etwas kleiner als der Wellenwiderstand, so transformiert sich dieser bei einer $\lambda/8$ langen Leitung zu einem Anfangswiderstand gleich dem Wellenwiderstand mit etwas induktivem Phasenwinkel. (Serieinduktanz gleich annähernd dem Fehlwiderstand.) Nach einer $\lambda/4$ -Leitung wird der Widerstand wieder rein Ohmsch, jedoch um so viel grösser als der Wellenwiderstand, als er am Anfang kleiner ist (prozentual ausgedrückt). Nach einer $3\lambda/8$ -Leitung ist der Anfangswiderstand wieder gleich dem Wellenwiderstand mit jedoch kapazitivem Phasenwinkel, um bei einer $\lambda/2$ -Leitung wieder mit dem Abschlusswiderstand übereinzustimmen.

Wenn nun untersucht wird, wie sich die verschiedenen betrieblichen und anderen Veränderungen an der Endseite über die Leitung auf die Eingangsseite übertragen, so entstehen recht komplizierte und unübersichtliche Abhängigkeiten. Einfacher ist das Zusammenspiel für den Fall der kurzen Leitung zu übersehen, der bei der Kopplung zwischen zwei Verstärkerstufen in einem Sender meist vorliegt.

So zeigt das Diagramm von Abb. 16 die Zusammenhänge für die reine Schaltung nach Abb. 1 für den Fall $\omega L_2 (1 - k^2) = 2 R_2$ auf der Eingangsseite. Vom Diagramm der Abb. 8 unterscheidet sich dieses lediglich dadurch, dass das Kreisdiagramm unter der Spitze von $\omega L_2 (1 - k^2)$ nicht mehr tangential anliegt, wie das sein muss, wenn der Endkreis direkt in die Leitung eingeschaltet ist, sondern entsprechend Abb. 15 etwas

verschoben liegt, verursacht durch die Streuinduktivität in der Ankopplung am Endkreis.

Unter diesem Einfluss liegt das Minimum für R_p nicht genau an der Stelle, an der es nach Abb. 7 liegen müsste, indessen ist der Einfluss gering. Die zugehörigen Werte im Diagramm sind R'_q, X'_q, β'_1 . Sie gehören zum Abstimmepunkt P' . Wie ersichtlich, entsteht für

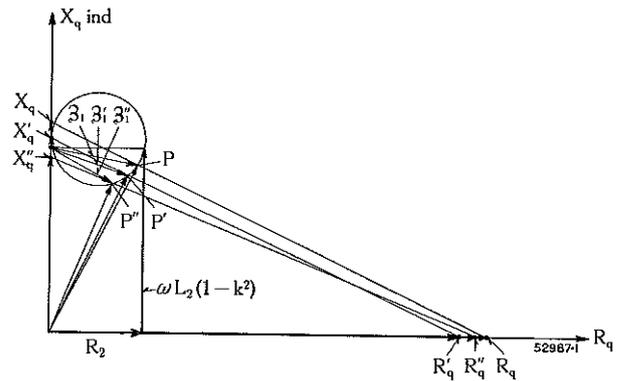


Abb. 16. — Vektordiagramm der Kopplungsschaltung mit kurzer Leitung für $\omega L_2 (1 - k^2) = 2 R_2$.

den Abschlusswiderstand β'_1 der Leitung kein rein Ohmscher, sondern ein kapazitiv gerichteter Widerstand, d. h. dass die maximale Belastung des Eingangskreises bei leicht kapazitiver Verstimmung des Endkreises gefunden wird. Wird der Kreis von dieser Stellung etwas induktiv zu Punkt P oder etwas kapazitiv zu Punkt P'' verstimmt, so wird in beiden Fällen R_q grösser, die Belastung also geringer und damit auch die Spannung im Endkreis geringer. Wenn R_p am Eingangskreis an die vorangehenden Verstärkerröhren richtig angepasst ist, so hat diese Änderung auf die Leistung noch keinen merklichen Einfluss. Die Einstellung wird dann relativ unkritisch. Dies äusserst sich insbesondere auch mit Vorteil dahingehend, dass bei der Abstimmung zuerst der Eingangskreis abgestimmt werden kann, wenn der Endkreis noch komplett verstimmt ist und dass nachher nach Zustimmung des Endkreises der Eingangskreis nicht mehr nachgestimmt werden muss, was eine neue Nachstimmung des Endkreises erforderlich machen würde (wechselseitige Nachstimmung). (Das Kriterium dafür ist das Übereinstimmen von X'_q mit dem X_q , wenn der Endkreis vollständig verstimmt ist.)

Speziell zu beachten ist eine Eigenschaft, die man gefühlsmässig umgekehrt erwarten würde, nämlich dass die Korrektur am Eingangskreis auf eine Kapazitätsverkleinerung am Endkreis ebenfalls in einer Kapazitätsverkleinerung besteht. Bei Kapazitätsverkleinerung verschiebt sich der Abstimmepunkt am

Endkreis nach induktiver Phase, also von P' nach P . Dadurch ändert die Reaktanzbelastung am Eingangskreis von X'_q auf X_q , d. h. die parallel geschaltete Induktanz wird grösser. Damit die Abstimmung erhalten bleibt, muss die Kapazität auch entsprechend zunehmen, d. h. es muss die Kapazität verkleinert werden.

Wesentlich anders liegen die Verhältnisse, wenn $\omega L_2(1-k^2) < R_2$ ist, also z. B. wenn $\omega L_2(1-k^2) = R_2/2$ ist, wie dies in Abb. 17 dargestellt ist. Es soll hier

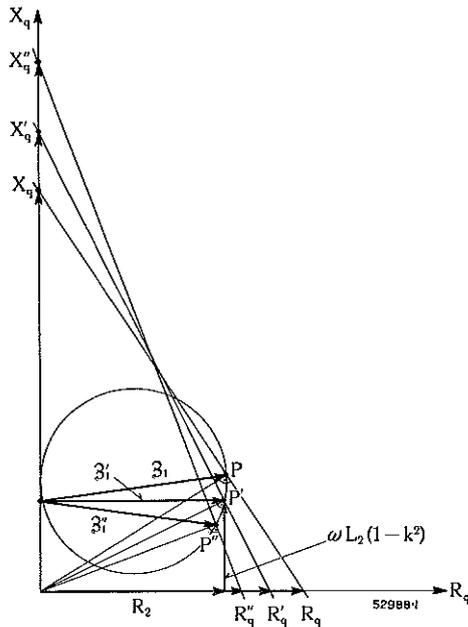


Abb. 17. — Vektordiagramm der Kopplungsschaltung mit kurzer Leitung für $\omega L_2(1-k^2) = R_2/2$. Ohmsche Belastung der Leitung.

angenommen werden, dass die Abstimmung durch irgendwelche Messeinrichtungen auf den Punkt P' einreguliert werden kann und dass die Anpassung auf der Eingangsseite auf den Widerstand R'_q vorgenommen wurde. Ein Spannungsmaximum im Endkreis ergibt sich für diese Abstimmungslage nur auf Grundlage der Anpassung, da, wie ersichtlich, R'_q nicht mehr das Widerstandsminimum bedeutet. Die umgekehrte Reihenfolge von X_q , X'_q und X''_q gegenüber Abb. 16 zeigt, dass für $\omega L_2(1-k^2) < R_2$ die gegenseitige Verstimmung der beiden Kreise umgekehrten Sinn annimmt, dass also eine Kapazitätsverkleinerung im Endkreis jetzt durch eine Kapazitätserhöhung im Eingangskreis kompensiert werden muss.

Wird auf die künstliche Einstellung des Punktes P' in Abb. 17 verzichtet und die Abstimmung normal auf das Minimum von R_p gerichtet, so entstehen die Zusammenhänge von Abb. 18. Wie ersichtlich, wird gemäss den Ableitungen von Seite 427 R_q und damit

auch R_p bedeutend geringer. Hingegen kann von einer rein Ohmschen Belastung der Verbindungsleitung nicht mehr gesprochen werden. Die notwendige sehr kapazitive Einstellung des Endkreises verhindert eine Anpassung an den Wellenwiderstand der Leitung, und dieser Fall bleibt in der Anwendung beschränkt auf die sehr kurze Verbindungsleitung. Bei einer eventuellen Berechnung ist auf die Verstimmung Rücksicht zu nehmen, welche den Eingangswiderstand des Endkreises wesentlich verkleinert (ü des Endkreises nähert sich seinem Maximalwert). Was den Richtungssinn der gegenseitigen Verstimmung anbelangt, so zeigt die Reihenfolge von X_q , X'_q und X''_q , dass hier die Kreise wieder im gleichen Sinn verstimmt werden müssen.

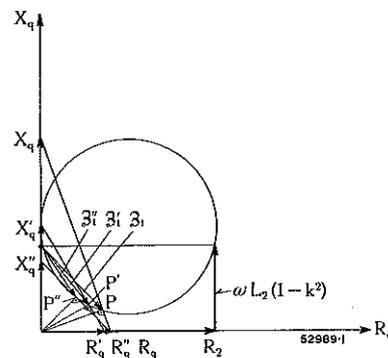


Abb. 18. — Vektordiagramm der Kopplungsschaltung mit kurzer Leitung für $\omega L_2(1-k^2) = R_2/2$. Abstimmung auf $R_p = \text{Min.}$

Die Betrachtung der vorangehenden Betriebsfälle zeigt, dass dann, wenn die richtige Einstellung anhand der Betriebsmessinstrumente ohne Zuhilfenahme von Messbrücken gefunden werden soll, also wenn z. B. einfach auf das Belastungsmaximum einreguliert wird und wenn die Energieleitung eine nicht mehr zu vernachlässigende Länge hat, einzig der Fall $\omega L_2(1-k^2)$ grösser als R_2 vernünftige Resultate ergeben kann.

Wesentlich günstiger liegen die Verhältnisse, wenn auf der Eingangsseite mit Seriikapazität gearbeitet wird. Das Vektordiagramm nimmt dann die Form von Abb. 19 an. Die Grösse von $\omega L_2(1-k^2)$ ist hier gleichgültig, da sie stets mit der Seriikapazität C_2 kompensiert wird. Wie ersichtlich, kann die Abstimmung des Endkreises in weiten Grenzen geändert werden, ohne dass der Belastungswiderstand R_q sich merklich ändert. Eine Änderung entsteht nur in dem Masse, als der Kreismittelpunkt neben dem Vektor $R_2 = \beta'_1$ liegt. Würde dieser auf R_2 liegen, so würde bei jeder beliebigen Verstimmung stets der Lastwiderstand $R_q = R_2$ (immer kurze Leitung voraus-

Leitung in Abhängigkeit der Kreisabstimmung. Der Impedanzgang durchläuft zweimal einen rein Ohmschen Wert, einmal als Widerstandsmaximum und das andere Mal als Widerstandsminimum, wobei das Maximum normalerweise als Betriebspunkt in Frage kommt. Das Übersetzungsverhältnis nimmt vom Widerstandsmaximum gegen das Widerstandsminimum zu, um bei diesem sein Maximum zu erreichen. Bei amplitudenmässiger Abstimmung entsteht aus diesem Grunde auf der Leitung eine Verstimmung von der rein Ohmschen Belastung, die um so grösser ist, je näher die beiden Extremwerte beieinander liegen. Die Distanz, ausgedrückt als Abstimmkapazitätsdifferenz, kann als einfache Funktion des Koppelfaktors abgeleitet werden, aus welcher hervorgeht, dass zur Vermeidung der Verstimmung die Kopplung möglichst stark gemacht werden muss.

Die durch die Zusammenarbeit der beiden Kreise entstehenden Erscheinungen werden ausserordentlich kompliziert und schwer erfassbar, wenn die Länge der Verbindungsleitung gegenüber der Wellenlänge nicht vernachlässigbar klein ist. Selbst bei kurzer Leitung

müssen zufolge ihrer Erscheinungsformen verschiedene Betriebsfälle voneinander unterschieden werden. Wesentlich entscheidend ist dabei, ob die auf die Leitungsseite bezogene Streureaktanz der Eingangsseite grösser oder kleiner als der Übertragungswiderstand ist. Im ersten Fall entsteht bei amplitudenmässiger Abstimmung des Systems eine wesentliche Reaktivbelastung der Leitung. Eine Verstimmung der Endseite kann unter Verzicht an Belastungsfähigkeit des Eingangskreises (Erhöhung des Lastwiderstandes) durch Nachstimmen in gleicher Richtung am Eingangskreis kompensiert werden. Eine rein Ohmsche Belastung der Verbindungsleitung entsteht bei derselben Prozedur, wenn die Streureaktanz auf der Eingangsseite durch einen Seriendensator kompensiert wird. Eine Verstimmung der Endseite kann in diesem Falle ohne Änderung der Belastungsverhältnisse durch Nachstimmen des Eingangskreises in Gegenrichtung vollständig kompensiert werden. Die Möglichkeit des gegenseitigen Kapazitätsaustausches gestattet der Abstimmung freien Spielraum, sodass diese unkritisch wird.

(MS 820)

Dr. Max Dick.

NEUERE ERGEBNISSE KERNPHYSIKALISCHER FORSCHUNG.

Dezimalindex 539.152.1 — 539.17

Unter den wissenschaftlichen Leistungen der letzten Jahre stehen wohl die Forschungen über künstliche Atomumwandlung an erster Stelle. Ein neuer Zweig der Physik ist hier in rascher Entwicklung begriffen. In sicherem Experimente können die Physiker heute nicht nur bekannte chemische Elemente ineinander umwandeln, sondern auch eine grosse Zahl von neuen, bisher unbekanntem Atomsorten künstlich herstellen. Unter diesen Elementen sind namentlich die ca. 300 künstlich radioaktiven Atomarten von grossem Interesse. Die zur künstlichen Atomumwandlung benötigten Atomkerne höchster Geschwindigkeit werden am elegantesten mit Hilfe des Cyclotrons hergestellt. Die künstliche Radioaktivität ist für die Chemie und namentlich für die Untersuchung biologischer Vorgänge von grösster Bedeutung, und die ungeheuren, bei Atom-Umwandlungen frei werdenden Energien scheinen ungeahnte Möglichkeiten technischer Verwertung in sich zu schliessen.

I. KERNBAUSTEINE UND KERNKRÄFTE.

Die Physiker sind heute der Ansicht, dass das ganze materielle Naturgeschehen auf die durch Felder vermittelte Wechselwirkung weniger einfacher *Elementarbausteine der Materie* zurückgeführt werden könne. Diese Elementarteilchen, denen wir nach der Wellenmechanik zugleich Korpuskel- und Wellennatur zuschreiben müssen, teilen wir in leichte und schwere Teilchen ein.

Zur Gruppe der *leichten Elementarteilchen* gehören vor allem die *Elektronen*. Sie kommen sowohl negativ geladen als Negatronen $-\epsilon$ als auch positiv geladen als Positronen $+\epsilon$ vor. Die Masse eines Elektrons beträgt in Atomgewichtseinheiten 0,000543. (Masse des Sauerstoffatoms willkürlich = 16,000 gesetzt.) Ein Elektron ist also ca. 2000mal leichter als ein Wasserstoffatom. Neben diesen leichten Elektronen existieren die

sogenannten *Mesonen* oder schweren Elektronen. Sie tragen dieselben Ladungen wie die Elektronen, sind aber ca. 160mal schwerer als diese. Zu den leichten Teilchen wollen wir auch die Lichtquanten oder *Photonen* zählen: Das sind die Elementarteilchen, welche die Energieübertragung bei allen Arten elektromagnetischer Strahlung vermitteln, also bei γ Strahlen, Röntgenlicht, ultraviolett, sichtbarem und ultrarotem Licht. Als letztes bekanntes leichtes Teilchen ist noch das hypothetische

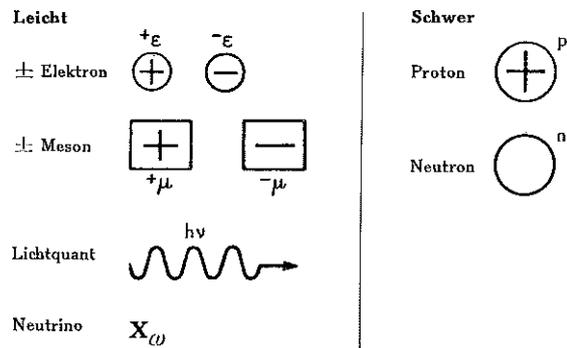


Abb. 1. — Elementarteilchen.

Neutrino zu nennen, dessen Existenz nur indirekt aus Experimenten erschlossen wird und das bis jetzt nicht direkt sichtbar gemacht werden kann. Photonen und Neutrino sind ungeladen und haben die Ruhmasse null,

d. h. sie existieren nur in Bewegung und ihre Masse ist einfach durch ihre kinetische Energie (resp. ihren Impuls) bedingt.

Daneben kennen wir zwei *schwere Elementarteilchen*, nämlich das *Proton* p und das *Neutron* n . Das Proton besitzt dieselbe positive Ladung wie das positive Elektron, das Neutron ist ungeladen. Die beiden Teilchen haben in Atomgewichtseinheiten ungefähr die Masse 1, d. h. sie sind ziemlich gleich schwer wie das Wasserstoffatom.

Alle diese Elementarteilchen haben einen Drall, dessen Betrag für die Teilchen, genau wie z. B. ihre Masse oder ihre Ladung, charakteristisch ist. Der Drall ist quantisiert und ist ein ganzes Vielfaches einer naturgegebenen Grundeinheit $\left(\frac{h}{4\pi} = \frac{\text{Planckkonstante}}{4\pi}\right)$.

Unter diesen Bausteinen der Materie darf man sich aber nicht unzerstörbare, unveränderliche Teilchen vorstellen, deren Zahl in der Natur konstant bleibt: Es gibt mannigfache *Umwandlungsprozesse*, welche die Elementarteilchen ineinander überführen. Bei der *Paarerzeugung* oder „*Materialisation des Lichts*“ ver-

welchem sich ein $+$ und ein $-$ Elektron in, gewöhnlich zwei, Lichtquanten auflösen, wobei die Ladung der Elektronen spurlos verschwindet. Die Paarvernichtung ist der Grund dafür, dass positive Elektronen nur vorübergehend vorkommen: sie finden in der Materie stets negative Elektronen und zerstrahlen. Ebenso kann das Meson sich spontan, nach Art eines radioaktiven Prozesses in ein gewöhnliches Elektron und ein Neutrino umwandeln. Der Prozess wird in der Höhenstrahlung, wo das Meson frei vorkommt, häufig beobachtet.

Auch zwischen den beiden schweren Elementarteilchen, dem Proton und dem Neutron, gibt es Übergänge. Es sind dies die sogenannten *β -Prozesse*, bei welchen die *β -Strahlen* der radioaktiven Elemente entstehen: Das Neutron kann sich spontan in ein Proton umwandeln, wobei ein negatives Elektron und ein Neutrino ausgesandt werden. Da die Masse des Neutrons 1,00895 beträgt, ist sie hinreichend, um diejenige des entstehenden Protons und Elektrons (1,00759 resp. 0,00054) zu decken. Es bleibt noch ein Masseüberschuss, welcher als kinetische Energie dem Elektron und dem Neutrino zugute kommt. Auch das Proton kann sich, allerdings nur unter Energiezufuhr, in ein Neutron und ein positives Elektron umwandeln.

Das Atom ist, wie wir seit Rutherfords klassischen Untersuchungen sicher wissen, ein „*Kernatom*“. Es besteht aus einem kleinen, schweren und positiv geladenen *Kern*, welcher von der weit ausgedehnten, nur die leichten negativen Elektronen enthaltenden *Hülle* umgeben ist. Der Kern enthält nur schwere Elementarteilchen, Protonen und Neutronen, er enthält keine Elektronen. Aus der Tatsache, dass das Atomgewicht von Proton und Neutron fast genau 1 ist, erklärt sich die ziemlich genaue Ganzzahligkeit der Atomgewichte der einzelnen Atomsorten. Die Zahl z der Protonen, welche die Ladung des Kerns bestimmt, ist gleich der Atomnummer des Elements im periodischen System. Diese *positive Kernladung* ist deshalb absolut ausschlaggebend für das *chemische Verhalten* des Atoms, weil sie die Zahl und Anordnung der negativen Elektronen in der Atomhülle bestimmt und die chemischen Prozesse sich ja ausschliesslich in der Elektronenhülle abspielen. Die Zahl der Neutronen im Kern ist ungefähr gleich derjenigen der Protonen, bei schweren Elementen etwas grösser. Um die Zahl der Protonen und Neutronen in einem Kern direkt ablesen zu können, wird die Zahl der Protonen links unten neben das chemische Symbol des Elementes gesetzt und das rohe Atomgewicht (Zahl der Protonen + Zahl der Neutronen) rechts oben vermerkt. Zum Beispiel bedeutet ${}_{8}^{16}\text{O}$ einen Sauerstoffkern, der acht Protonen und acht Neutronen enthält, dessen rohes Atomgewicht also 16 beträgt.

Die positiven Protonen des Kerns müssen sich nach dem Coulombschen Gesetz bei den kleinen Abständen von der Grössenordnung $3 \cdot 10^{-13}$ cm, die ihnen im Kern zur Verfügung stehen, äusserst stark abstossen. Diese

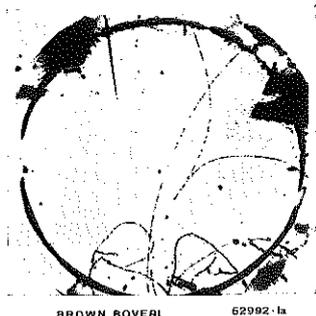


Abb. 2. — Wilson-Aufnahme der Paarerzeugung; in der Gasfüllung der Wilson-Kammer entsteht ein Elektronenpaar. Das $+$ und $-$ Elektron zeigen von dem Entstehungspunkte ausgehende, im Magnetfeld entgegengesetzt gekrümmte Bahnen.

wandelt sich ein ungeladenes Photon (z. B. ein Lichtquant der γ -Strahlung, das dabei verschwindet) in ein Elektronenpaar $+\epsilon$ und $-\epsilon$. Bei diesen Umwandlungsprozessen gelten die Erhaltungssätze für elektrische Ladung und für „Masse + Energie“, d. h. es entsteht immer ein $+$ und ein $-$ Elektron zugleich, und die Energie des Lichtquants findet sich genau wieder in der Masse und der kinetischen Energie des gebildeten Elektronenpaares. Wir haben hier einen schönen experimentellen Beweis für die Äquivalenz von Energie und Masse: Masse und Energie sind nur verschiedene Namen für dieselbe Naturgrösse. Deswegen gibt es einen festen Umrechnungsfaktor zwischen Masse und Energie:

$$\text{Masse} = \frac{\text{Energie}}{(\text{Lichtgeschwindigkeit})^2}$$

Der Umkehrprozess zur Paarerzeugung ist die „*Annihilation der Materie*“ oder *Paarvernichtung*, bei

Abstossung erreicht für ein mittleres Atomgewicht ca. 20 kg Gewicht für ein Proton, das ist für ein so kleines Gebilde eine ungeheure Kraft. Infolge dieser Abstossung würde der Atomkern auseinanderfliegen, wenn nicht starke Anziehungskräfte zwischen den Kernbestandteilen wirksam wären. Tatsächlich wissen wir heute, dass zwischen den Kernbausteinen primär eine ungeheuer starke, aber äusserst kurzreichweitige Anziehungskraft vorhanden ist; diese Anziehungskraft hat mit der elektrischen Coulomb-Wechselwirkung nichts zu tun. Die Theorie dieser Kernkräfte wird heute ausserordentlich intensiv bearbeitet. Es ist äusserst wahrscheinlich, dass diese Kräfte den Charakter von Austauschkräften haben. Solche kurzreichweitige Austauschkräfte, die auf Grund der klassischen Partikelvorstellung überhaupt nicht verstanden werden können, ergeben sich bei einer konsequenten Anwendung der Quantenmechanik „von selbst“. Die Anziehung zwischen Proton und Neutron zum Beispiel kommt dadurch zustande, dass in sehr rascher Folge die Ladung des Protons auf das Neutron übergeht und das Proton dadurch zum Neutron wird und umgekehrt. In ähnlicher, jedoch komplizierterer Weise, ziehen sich auch Proton-Proton und Neutron-Neutron an. Die elektrische Coulomb-Abstossung der Protonen ist dieser Anziehung einfach überlagert. Solche Platzwechselkräfte spielen

keitströpfchen die Moleküle infolge ihrer gegenseitigen Anziehung (Van der Waals-Kräfte) zusammenhalten, so halten auch Protonen und Neutronen infolge ihrer

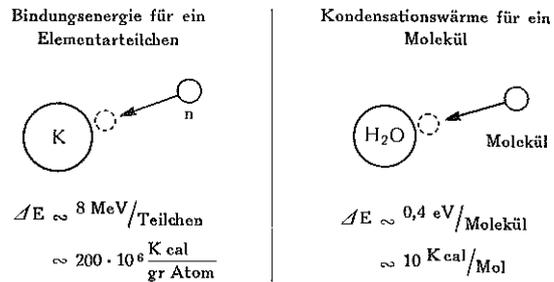


Abb. 4. — Tröpfchenmodell des Kerns.

Anziehung zusammen. Bei der Anlagerung eines Wassermoleküls an ein Wassertröpfchen gewinnt man Energie, es wird die Kondensationswärme frei. Umgekehrt muss man beim Verdampfen eines Moleküls vom Tröpfchen weg die Verdampfungswärme aufwenden. Diese Energie beträgt pro Wassermolekül 0,4 eV¹⁾. Analog gewinnt man bei der Anlagerung eines Neutrons oder Protons an einen Atomkern infolge der kurzreichweitigen Kernkraft einen grossen Energiebetrag als „Kondensationswärme“. Dieser ist allerdings viel grösser als im Falle eines Wassermoleküls, nämlich ca. 8 Millionen eV. Die Anlagerungsenergie wird oft in Form von γ -Strahlen vom Kern ausgesandt, oft aber erleidet ein Kern nach Anlagerung eines Protons oder Neutrons andere, radioaktive, Umwandlungen, bei denen die Anlagerungsenergie wieder frei wird.

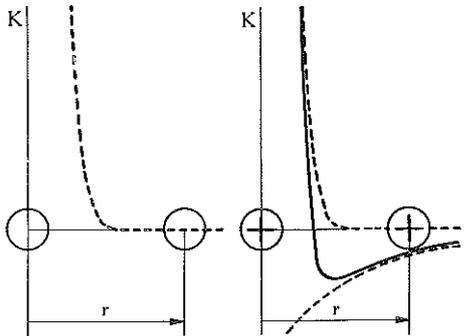


Abb. 3. — Kernkräfte: Bei zwei Neutronen existiert nur die in kleinem Abstand r plötzlich einsetzende Anziehung. Bei Proton-Proton-Wechselwirkung ist dieser kurzreichweitigen Anziehungskraft noch die mit $\frac{1}{r^2}$ (langsamer) abklingende elektrische Abstossung überlagert.

auch bei der chemischen Bindung eine Rolle; die starke Anziehung der zwei Wasserstoffatome im Wasserstoffmolekül wird durch den raschen Platzwechsel der beiden Hüllenelektronen des Wasserstoffmoleküls quantitativ erklärt.

Beim Aufbau eines Atomkerns aus Proton und Neutron wird wegen dieser starken Anziehung zwischen den Kernbausteinen sehr viel Energie frei; dieselbe Energie würde man wieder aufwenden müssen, um einen Atomkern in seine Bestandteile zu zerreißen.

Für einfache Überlegungen stellt man sich den Atomkern am besten als ein geladenes kleines Flüssigkeitströpfchen vor. Genau wie im gewöhnlichen Flüssig-

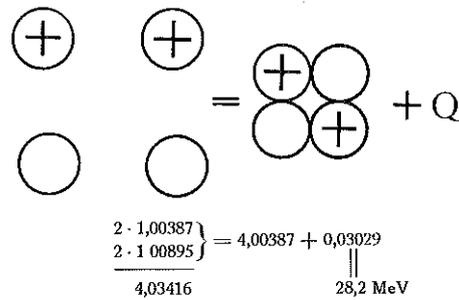


Abb. 5. — Energietönung beim Aufbau des Heliumkernes aus Proton und Neutron: Der Heliumkern besteht aus zwei Protonen und zwei Neutronen.

Die Masse dieser vier Bausteine beträgt zusammen 4,03416. Der Heliumkern wiegt aber nur 4,00387 Atomgewichtseinheiten. Es sind also bei Zusammenbau des Kerns 0,0303 Atomgewichtseinheiten in Form von Energie fortgegangen. Dies entspricht einer Bindungsenergie von 28,2 MeV/He-Kern.

Die beim Aufbau eines Kerns frei werdenden Energien sind so gross, dass sie leicht wägbare Beträge erreichen und direkt als sogenannter „Massendefekt“

¹⁾ In der Kernphysik rechnet man immer mit dem Elektronvolt, eV, als Energieeinheit. 1 eV ist die Energie, welche ein Elektron beim Durchfallen einer Potentialdifferenz von 1 Volt erhält: 1 eV = 1,6 · 10⁻¹⁹ Coulomb. 1 Volt = 1,6 · 10⁻¹⁹ Joule = 1,6 · 10⁻¹² erg ... 10⁶ eV = 1 MeV.

in Erscheinung treten: *Der Kern wiegt weniger als die ihn zusammensetzenden Bestandteile.* Ein Teil der Masse ist eben bei der Bindung als Energie fortgegangen. So ist z.B. die Masse der vier Elementarteilchen, 2 Protonen und 2 Neutronen, aus denen der Heliumkern aufgebaut ist, 4,03308 Atomgewichtseinheiten, während der Heliumkern nur 4,00276 Atomgewichtseinheiten wiegt. Die Massendifferenz, ca. $30,3 \frac{\text{mg}}{\text{Mol He}}$, ist also bei der Bindung in Form von Energie ausgestrahlt worden. Dieser frei gewordene Energiebetrag entspricht nach dem Äquivalenzprinzip von Energie und Masse ungefähr 28 Millionen eV/He Kern oder 600 000 000 kcal/4 g He. Berechnet man auf Grund des Tröpfchenmodelles die Bindungsenergien für verschiedene Atomkerne, indem man nur kurzreichweitige Anziehung und Coulomb-Abstossung berücksichtigt, so erhält man sehr gute Übereinstimmung zwischen den berechneten und beobachteten Massendefekten.

Man kann sich nun durch Zusammenlagerung einer beliebigen Zahl von Protonen und Neutronen Kerne aufgebaut denken und fragen, ob diese Kerne in der Natur vorkommen. Tatsächlich gibt es in der Natur zwischen dem leichtesten Element, dem Wasserstoff und dem schwersten, dem Uran, nur etwa 285 stabile Atomkernsorten. Die meisten Kerne, welche wir ad hoc aufbauen, sind instabil: sie gehen von selbst in stabile Kerne tieferer Energie über. Es gilt auch hier dasselbe Gleichgewichtsprinzip wie in der Statik, dass der Gleichgewichtszustand des Kerns der Zustand der tiefsten Energie ist.

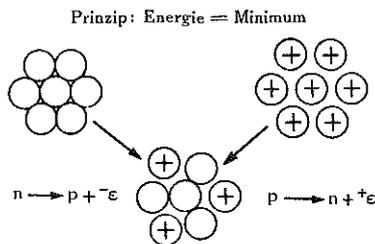


Abb. 6. — Stabile Kerne.

Ein aus 7 Neutronen aufgebauter Kern ist instabil; er kann z. B. dadurch in einen tieferen Energiezustand übergehen, dass sich einige der in ihm vorhandenen Neutronen in Protonen verwandeln. Ebenso wäre ein nur aus Protonen aufgebauter Kern instabil; er würde durch Umwandlung einiger Protonen in Neutronen in einen stabilen Zustand (${}^7_3\text{Li}$) übergehen.

Denken wir uns einmal einen Kern aus sieben Neutronen aufgebaut, so hält diese Anordnung von Teilchen zunächst fest zusammen, weil die Neutronen sich ja äusserst stark anziehen. Es gibt aber einen energetisch tieferen Zustand, in welchen dieser Kern übergehen wird: Einige der Neutronen müssen sich in Protonen verwandeln, wobei negative Elektronen abgespalten werden und Energie frei wird. Unser nur aus Neutronen bestehender Kern würde in einen stabilen Lithiumkern ${}^7_3\text{Li}$, bestehend aus drei Protonen

und vier Neutronen, übergehen. Weil mit wachsender Kernladung infolge der grösser werdenden Coulomb-Energie sich die Kernenergie wieder erhöhen würde, gehen nicht alle Neutronen in Protonen über, sondern nur deren drei. Auch ein Kern, den wir uns aus lauter Protonen aufgebaut denken, wäre nicht stabil. Er könnte ebenfalls unter Energieabgabe in den ${}^7_3\text{Li}$ -Kern übergehen, indem sich vier Protonen unter Emission von positiven Elektronen in Neutronen umwandeln. Der Übergang Proton-Neutron erfordert zwar etwas Energie, aber diese Energie würde dem Coulomb'schen Energievorrat, der sich ja bei Abnahme der Ladung vermindert, entnommen werden. Auch wird die Packung des Kerns bei Abnahme der Coulomb-Abstossung unter Energieabgabe etwas dichter.

Ausser der durch die Kräfte bedingten potentiellen Energie besitzen die Kernbausteine auch grosse kinetische Energie. Ähnlich den Elektronen der Hülle, die sich ja auch in einer starken, durch die Gesetze der Quantenmechanik bestimmten Bewegung befinden, ist auch die kinetische Energie von Protonen und Neutronen im Kern sehr gross. Man versinnbildlicht sich diese Energien oft dadurch, dass man die sog. „Entartungstemperatur“ der Bewegung angibt. In einem Wassertropfen von Zimmertemperatur wäre die

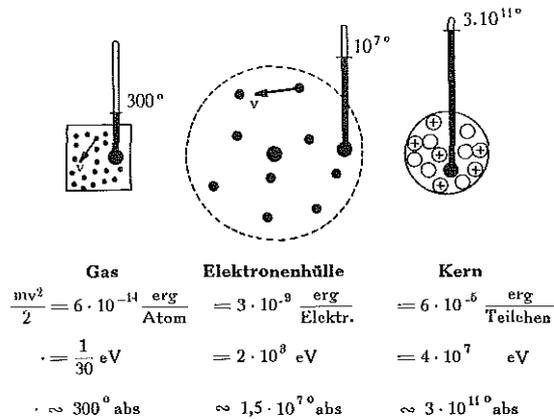


Abb. 7. — Atomare Energien.

Die kinetischen Energien von Elementarteilchen im Atom können durch eine „scheinbare Temperatur“ charakterisiert werden. Die Elektronen in der Elektronenhülle eines Atoms bewegen sich so stark, als ob sie ein klassisches Gas von 10^7 ° Celsius wären; die Kernbausteine gar sind in so starker Bewegung, dass man dieselbe kinetische Energie nur in einem Gas von 10^{11} ° Celsius antreffen würde.

Translationsenergie eines Moleküls $\approx 10^{-14}$ erg entsprechend einer Temperatur von 300° abs. In der Elektronenhülle beträgt die mittlere Energie eines Elektrons ca. 10^{-9} erg entsprechend einer „scheinbaren Temperatur“ von 10^7 ° abs. Im Kern beträgt die Translationsenergie eines Teilchens ca. 10^{-5} erg entsprechend einer scheinbaren Temperatur von 10^{11} ° abs. Diese enorme „Entartungstemperatur“ erklärt die Tatsache, dass man den Kern mit den uns zur Verfügung stehenden Temperaturen überhaupt nicht beeinflussen kann.

II. KERN-UMWANDLUNG.

a) Im Prinzip kann man eine Kernumwandlung hervorbringen durch blosse *Energiezufuhr*. Genau so, wie man bei einem Wassertröpfchen durch Erwärmung einige Wassermoleküle verdampfen kann, so können auch beim Kern durch Energiezufuhr Neutronen oder Protonen zur „*Verdampfung*“ gebracht werden. Nur müssen die Energiebeträge beim Kern natürlich ganz bedeutend grösser sein. Zum Beispiel lässt sich durch

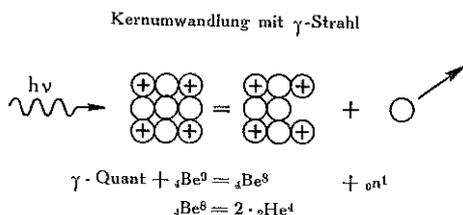
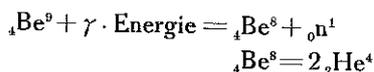


Abb. 8. — Kernphotoeffekt.

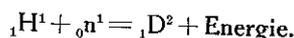
Durch ein genügend energiereiches Lichtquant kann die Abspaltung eines Neutrons aus einem Berylliumkern bewirkt werden.

Bestrahlung des Beryllium-Atomkerns mit γ -Strahlen des Radiums ein Neutron verdampfen, nach dem Schema:



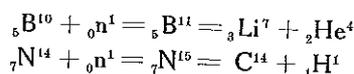
Aus dem Berylliumkern mit dem Atomgewicht 9 entstehen der isotope Berylliumkern mit dem Atomgewicht 8, und ein Neutron. Beryllium 8 ist instabil und spaltet sich in zwei Heliumkerne auf. Dieser sogenannte „Kernphotoeffekt“ ist bei sehr vielen Kernen beobachtet worden. Leider sind die natürlichen γ -Strahlen wenig energiereich (max. 2,62 MeV); man kann aber heute mit Hilfe von Atomumwandlungsprozessen sehr energiereiche γ -Strahlen bis 17 MeV herstellen, welche für diese Prozesse viel geeigneter sind.

b) Eine andere Kernreaktion ist die einfache *Anlagerung eines Neutrons* an einen vorhandenen stabilen Atomkern. Zum Beispiel kann man so aus leichtem Wasserstoff sogenannten „schweren Wasserstoff“ oder Deuterium vom Atomgewicht 2 herstellen nach dem Schema:



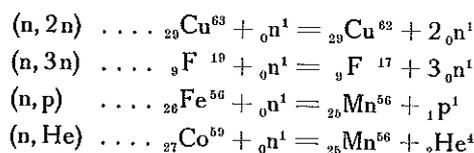
Bei dieser Anlagerung wird die Energie in Form von Photonen (γ -Strahlen) frei.

c) Neutronen-Einbau in einen bestehenden Kern führt oft auch zu sogenannten *Austauschreaktionen*: Die Anlagerung des langsamen Neutrons führt zu einem Zwischenkern, der nicht stabil ist, sondern sofort in zwei Teile zerfällt. Beispiele für solche Prozesse sind:



(das Neutron wird im ersten Fall gegen einen He-Kern, im zweiten Fall gegen ein Proton ausgetauscht). Die Zwischenkerne sind nicht die gewöhnlichen Bor¹¹- und Stickstoff¹⁵-Kerne, welche auch stabil vorkommen, sondern „angeregte Kerne“, welche beim Neutronen-Einbau einen Energieüberschuss bekommen haben. Ein solcher angeregter Kern ist vergleichbar einem überhitzten Wassertröpfchen. Genau wie ein solches plötzlich teilweise verdampft, stösst der angeregte Kern ein Teilchen ab. Er kann auch unter Aussendung von γ -Quanten in den Grundzustand übergehen, doch ist dies seltener.

d) Durch Beschiessung mit sehr *schnellen* energiereichen *Neutronen* kann man natürlich jeden Kern auf mannigfache Weise zum Zerfall bringen. Die Energie des hineingeschossenen Neutrons „erhitzt“ den Kern so stark, dass er zum Teil „verdampft“. So gibt es (n,2n)- oder (n,3n)-Reaktionen, bei welchen ein schnelles Neutron hineingeschossen und dadurch zwei oder drei Neutronen zur Verdampfung gebracht werden. Ebenso sind sehr viele (n,p)-, (n,d)- und (n,He)-Reaktionen bekannt; das sind Prozesse, wo ein Neutron in den Kern hineingeschossen und dieses gegen ein Proton (p), gegen ein Deuteron d oder gegen ein He-Teilchen He ausgetauscht wird. Je nach dem Kern sind natürlich die Energieverhältnisse ganz verschieden. Beispiele:



Diese Kernumwandlungen mit schnellen und langsamen Neutronen sind wohl im Prinzip die einfachsten. Das Neutron, welches sich einem Kern nähert, erfährt keine Kraft, bis es in unmittelbare Nähe des Atomkerns gelangt. Dann erst wird es von der oben besprochenen Kernkraft erfasst und in den Kern hineingerissen.

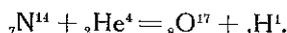
Nun stehen dem Physiker aber für Kernumwandlungen nicht ohne weiteres Neutronen zur Verfügung, denn diese kommen nicht frei in der Natur vor. Freie Neutronen haben in der Materie nur eine kurze Lebensdauer, weil sie von den Atomkernen gierig verschluckt werden.

e) Der Physiker muss für seine *Atomumwandlungsprozesse* von natürlich vorkommenden stabilen Atomkernen ausgehen. Er muss sie zur Berührung bringen, damit sie miteinander reagieren und Bestandteile austauschen können.

Wegen der positiven Ladungen der Atomkerne stossen sich diese gegenseitig stark ab, und zur Überwindung der Abstossung müssen die Kerne grosse kinetische Energien zur Verfügung haben: Wir kennen leider bis heute kein anderes Mittel, die Kerne zur Berührung zu bringen, als die primitive *Beschiessung ruhender*

Atomkerne mit äusserst rasch bewegten anderen Atomkernen. Die Benützung dieser rasanten Geschosse zur künstlichen Atomwandlung hat zur Vorstellung von der „Atom-Zertrümmerung“ geführt, obwohl natürlich solche Kernreaktionen auch eintreten würden, wenn man zwei Kerne mit grosser Kraft, aber ohne jede Geschwindigkeit zur Berührung bringen würde. Man spricht also besser von Kernreaktionen als von Atomzertrümmerungen.

Die erste Atomumwandlung dieser Art wurde von Rutherford durchgeführt: Er benützte die schnellen ${}^4_2\text{He}$ -Kerne, welche vom RaC' als α -Strahlen ausgesandt werden und die eine Energie von 7,83 MeV¹⁾ besitzen, zur Beschiessung von Stickstoff, und er konnte folgende Kernreaktionen beobachten:



Mit α -Strahlen gelingt es, bei sehr vielen leichten Elementen Kernreaktionen hervorzubringen. Bei der Untersuchung solcher Prozesse hat die Wilsonsche Nebel-

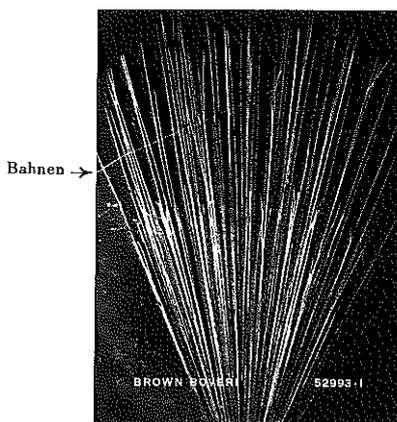


Abb. 9. — Wilson-Aufnahme einer künstlichen Atom-Umwandlung. Ein α -Teilchen trifft einen Stickstoffkern, mit welchem es reagiert. Es entsteht ein Sauerstoff- und ein Wasserstoffkern, deren Bahnen sichtbar sind.

kammer unschätzbare Dienste geleistet, weil sie gestattet, die Bahnen der an den Reaktionen beteiligten Kerne direkt sichtbar zu machen und die Energien und Impulse der Teilchen zu messen.

Will man die für Kernreaktionen nötigen schnell fliegenden Atomkerne künstlich herstellen, so muss man Apparaturen haben, in welchen Atomkerne durch sehr hohe Spannungen beschleunigt werden. Es sind in den letzten Jahren eine grosse Reihe Anlagen gebaut worden, in denen mit Hilfe von Transformatoren und Gleichrichtern oder nach dem elektrostatischen Prinzip mit schnell-laufenden Bändern hohe Gleichspannungen von mehreren Millionen Volt erzeugt wer-

1) Ein solcher He-Kern hat ca. $\frac{1}{15}$ der Lichtgeschwindigkeit, d. h. $20\,000 \frac{\text{km}}{\text{s}} = 72\,000\,000 \frac{\text{km}}{\text{h}}$.

den können. In Kanalstrahlröhren werden dann Teilchenstrahlen, bei welchen die Einzelteilchen Energien von mehreren Millionen eV erhalten, hergestellt. Vorläufig liegt die Grenze solcher Anlagen bei etwa 4 Millionen Volt.

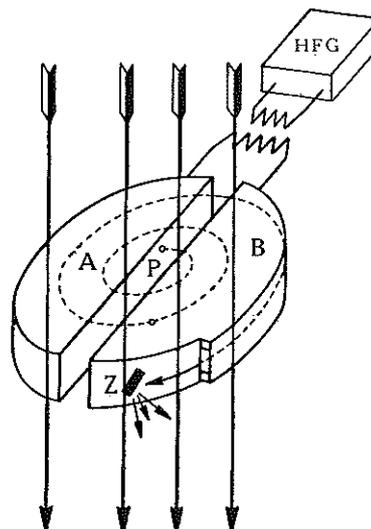


Abb. 10. — Prinzip des Cyclotrons.

A und B sind die beiden Hälften einer Metalldose, P ist die Protonenquelle; die punktierte Spirale bedeutet die Bewegungsbahn des Protons. Z ist der Zielkörper, auf den das Teilchen aufprallt und dessen Atome zertrümmert werden. HFG ist der Hochfrequenzgenerator.

Elegant und wirkungsvoller ist als Höchstgeschwindigkeitsgenerator das *Cyclotron*, bei dem eine relativ niedrige, aber hochfrequente Wechselspannung mehrmals hintereinander denselben Atomkern beschleunigt. Das immer schneller fliegende Teilchen muss dabei stets wieder im richtigen Synchronismus in das beschleunigende elektrische Wechselfeld zurückgelenkt werden. Diese Umlenkung geschieht durch ein starkes Magnetfeld.

Zwischen den beiden Polen eines grossen Elektromagneten befindet sich eine zylindrische Kammer von ca. 1 m Durchmesser und 25 cm Höhe, welche hoch-evakuiert ist. Diese enthält die beiden Beschleunigungselektroden, welche aussehen wie die beiden Hälften einer in der Mitte durchgeschnittenen Dose. Zwischen diesen beiden Hälften, welche voneinander und von der Kammerwand isoliert sind, wird eine hochfrequente Wechselspannung von ca. 50 000 V angelegt. In der Mitte der Kammer befindet sich eine Ionenquelle, aus welcher positive Atomkerne, z. B. Protonen oder Deuteronen in den Spalt zwischen die beiden Dosenhälften gebracht werden. Diese Atomkerne werden vom elektrischen Feld erfasst, hin- und hergerissen, und sie beginnen dann in dieser Dose eine spiralförmige Bahn zu beschreiben. Ein neu entstandenes Ion wird z. B. ins Innere der rechten Dosenhälfte gerissen, wenn diese im Augenblick negatives, und die linke Dosenhälfte positives Potential besitzt. Im vom elektrischen Felde freien Raum im Inneren der Dose

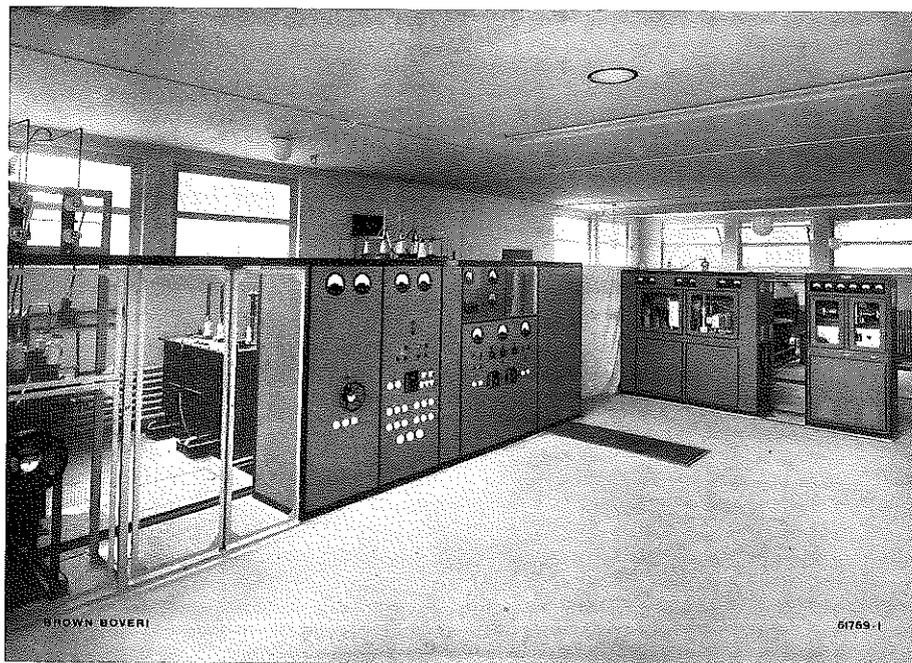


Abb. 11. — Gesamtansicht der Cyclotron-Anlage.

Links: Starkstromanlage und 15-kV-Hochspannungsmutator zum Betrieb der Hochfrequenzendstufe.
Mitte: Schrank der Hochfrequenzendstufe für maximale 50 kW Hochfrequenzleistung.
Rechts: Schrank der Hochfrequenzvorstufen. Zwischen den Schränken ist ein Teil des grossen Magneten sichtbar.

Die Eidgenössische Technische Hochschule Zürich besitzt ein Cyclotron, mit welchem Deuteronen auf 14 MeV und α -Teilchen auf 24 MeV beschleunigt werden können. Der von der Maschinenfabrik Oerlikon gebaute Magnet wiegt 40 Tonnen. Er hat einen Poldurchmesser von 90 cm und gibt bei einer Poldistanz von 15 cm eine Feldstärke von 18000 A/cm. Die Erregerleistung des Magneten beträgt 200 kW.

Die *Hochfrequenzanlage des Cyclotrons* wurde von Brown Boveri gebaut. Es handelt sich um einen Kurzwellengenerator mit einer Leistung von 50 kW bei 20 m Wellenlänge. In einer Steuerstufe werden elektrische Schwingungen erzeugt, deren

Frequenz durch passende Massregeln besonders konstant gehalten wird. In zwei weiteren Stufen wird diese Erregerschwingung unter zweimaliger Frequenzverdoppelung verstärkt und dabei die nötige Steuerleistung von ca. 1 kW für die Endstufe erreicht.

kann das Ion jedoch keine geradlinige Bewegung ausführen, es wird von der Lorentzkraft zu einer Kreisbahn gezwungen. Nach einer gewissen Zeit kommt es wieder in den Spalt. Gerade in dieser Zeit hat aber die Polarität der Dosenhälfte gewechselt, wodurch das Ion jetzt in die linke Dosenhälfte beschleunigt wird. Der Radius der nun durchlaufenen Kreisbahn wird gerade um so viel grösser als die Geschwindigkeit zugenommen hat, sodass das Ion nach genau derselben Zeit wieder in den Spalt kommt, nach welcher der Wechsel der Polarität das nächste Mal stattgefunden hat (Theorem von Larmor). Weil die Zeit eines solchen durch die Stärke des Magnetfeldes bedingten Umlaufes äusserst kurz ist, nämlich $\frac{1}{80\,000\,000}$ s, muss auch die Polarität der Wechselspannung 30 000 000 mal pro s wechseln, d. h. es muss Hochfrequenzspannung angelegt werden. Um mit jedem Durchgang einen möglichst grossen Geschwindigkeitszuwachs zu erhalten, muss sie ferner eine Hochspannung sein. Wie leicht zu ersehen ist, entsteht bei einer Umlaufgeschwindigkeit von 15 000 000 U/s am Umfange von 50 cm Radius eine Austrittsgeschwindigkeit von $\frac{1}{10}$ Lichtgeschwindigkeit, d. h. ca. 30 000 km/s.

Die Endstufe enthält zwei demontierbare, nicht abgeschmolzene Brown Boveri-Hochleistungsrohren. Es



Abb. 12. — Hochfrequenzvorstufen (rechts) und Hochfrequenzendstufe (links). Im Innern des Schrankes links sind eine demontierbare Brown Boveri-Senderöhre sowie Teile des Anodenschwingkreises zu erblicken.

handelt sich dabei um wassergekühlte, durch Molekular-Pumpen evakuierte Trioden. Sie arbeiten in Gegentaktschaltung Klasse C.

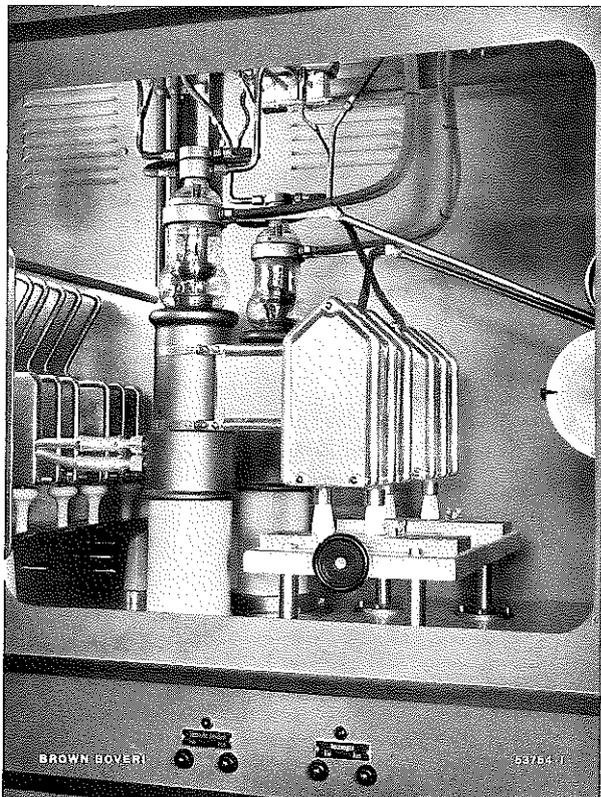


Abb. 13. — Wassergekühlte, demontierbare Brown Boveri-Senderöhren mit Neutralisierungskondensatoren rechts und Anodenschwingkreis-Kondensator links davon.

Die Röhren stehen über die Isolationszylinder mit der unter dem Abschirmblech befindlichen Hochvakuum-pumpenanlage in ständiger Verbindung.

Die Cyclotronkammer wurde im Physikalischen Institut der Eidgenössischen Technischen Hochschule Zürich entworfen. Sie weist gegenüber bekannten Konstruktionen wesentliche Änderungen auf. Der Hoch-

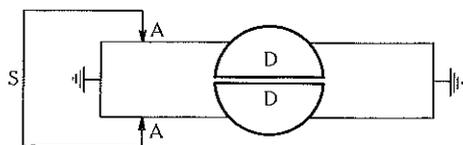


Abb. 14. — Beschleunigungssystem.

Die beiden Dosenhälften, in welchen die Atomkerne beschleunigt werden, sind in der Mitte eines Lechersystems angebracht, welches mit $\lambda/2$ schwingt. Die hochfrequente Wechselfspannung wird bei A A zugeführt.

frequenzteil in der Kammer, mit den Beschleunigungselektroden DD, ist als verkürztes Lechersystem von der effektiven Länge $\frac{\lambda}{2}$ ausgebildet. Diese Anordnung bringt eine Reihe von Vorteilen mit sich:

1. Eine symmetrische Spannungsverteilung längs des Beschleunigungsspalt;
2. die Möglichkeit einer stabilen Befestigung der Elektroden unter Wegfall von Isolatoren (die beiden Enden des Systems befinden sich auf Erdpotential);
3. Möglichkeit einer genauen Anpassung des Systems an die Energiezuleitung;
4. die Hochfrequenz wird an einer Stelle eingeführt, wo die Spannung am Lechersystem ca. 25 mal niedriger ist als an den Ablenkelektroden. Das Lechersystem wirkt also als Transformator für die Ablenkspannung. Die Ionen werden in einer kleinen Gaskammer durch einen Niedervoltbogen erzeugt. Die ganze Beschleunigungskammer wird durch eine im Institut gebaute selbsttätig fraktionierende Ölpumpe von 1000 l/s Saugleistung evakuiert.

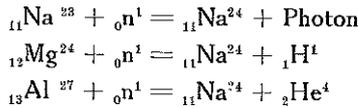
Das grösste, bisher gebaute Cyclotron (in Berkeley, Kalifornien) hat einen Magneten von 400 Tonnen Gewicht und 2,5 m Poldurchmesser. Mit dieser Apparatur wurden schnelle Deuteronen von 16 MeV, und He-Kerne von 32 MeV Energie erhalten. Das Cyclotron dient namentlich auch als stärkste Neutronenquelle und zur Herstellung künstlich radioaktiver Substanzen. Meist wird die Kernreaktion ${}_3\text{Li}^7 + {}_1\text{D}^2 = 2{}_2\text{He}^4 + {}_0\text{n}^1$ zur Neutronenherstellung benützt, die eine sehr hohe Ausbeute an Neutronen liefert. Für ein noch grösseres Cyclotron, das hauptsächlich biologischen und medizinischen Zwecken dienen soll und dessen Magnet 4000 Tonnen wiegt, liegt ein Projekt vor; es soll in Berkeley in ca. 3—4 Jahren fertiggestellt werden.

Bis heute wurden mit diesen Apparaturen die mannigfaltigsten Kernreaktionen durchgeführt, Energietönungen gemessen und eine sehr grosse Reihe von neuen, bisher unbekanntem Atomarten hergestellt.

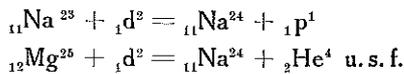
III. KÜNSTLICH-RADIOAKTIVE STOFFE.

Unter diesen künstlich hergestellten Atomen sind hauptsächlich interessant die *künstlich-radioaktiven Atomarten*, von denen heute über 300 bekannt sind: Sehr viele der bei Kernreaktionen entstehenden Atome sind nicht im stabilen Gleichgewicht; sie gehen, meist durch die oben erwähnte Umwandlung von Proton-Neutron oder Neutron-Proton, in ein stabileres Element über. Dabei werden positive oder negative Elektronen emittiert, oft auch γ -Strahlen. Sehr interessant ist für den Physiker, dass auch die Herstellung der natürlichen radioaktiven Elemente Radium E (β -Strahler) und Polonium (α -Strahler), ausgehend vom nicht radioaktiven Wismut, gelingt.

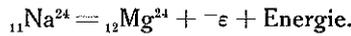
Als Beispiel eines künstlich hergestellten radioaktiven Elementes sei das radioaktive Natrium erwähnt, welches das Atomgewicht 24 hat, während das bekannte stabile Natrium das Atomgewicht 23 aufweist. Man kann dieses Na^{24} durch viele Umwandlungsprozesse herstellen, z. B. mittels Neutronen durch Anlagerung oder Austausch:



oder mittels Deuteronen:



Das radioaktive ${}_{11}\text{Na}^{24}$ zerfällt als β -Strahler nach dem Schema



Die ausgesandten Elektronen haben eine Energie von max. 1,4 MeV, daneben werden auch γ -Strahlen beobachtet. Die Halbwertszeit beträgt 14,8 h, d. h. von einem Präparat ist nach ca. 15 Stunden die Hälfte der Atome zerfallen, nach 2 mal 15 h ist nur noch $\frac{1}{4}$ der radioaktiven Atome da u. s. f.

Diese künstlich radioaktiven Elemente sind berufen, in der Chemie und namentlich in der Biologie und Medizin eine hochbedeutende Rolle zu spielen. In der Biologie des Stoffwechsels und in der pharmazeutischen Chemie ist wohl seit der Entdeckung des Mikroskops keine so wichtige Erfindung mehr gemacht worden wie diejenige der künstlichen Radioaktivität.

Die Anwendbarkeit der radioaktiven Atome in Chemie und Biologie beruht darauf, dass sich ein radioaktives Element von seinem stabilen Isotop chemisch und physiologisch *überhaupt nicht* unterscheidet, solange als die Wirkung der radioaktiven Strahlung vernachlässigt werden kann. Das radioaktive Natrium benimmt sich chemisch ganz genau so wie gewöhnliches Natrium. Doch sind Atome des radioaktiven Elementes *durch ihre Radioaktivität gezeichnet*, sozusagen mit einem kleinen Anhängeschild versehen, an dem man sie jederzeit von den chemisch gleichen, stabilen Atomen unterscheiden kann. Es ist klar, dass man durch radio-

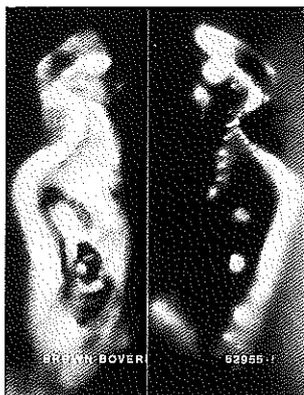


Abb. 15. — Autoradiogramm der Einlagerung von radioaktivem Phosphor (links) und von radioaktivem Strontium (rechts) in einer Ratte.

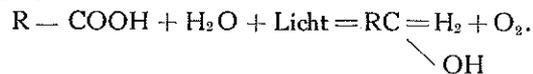
Die radioaktiven Substanzen haben sich durch ihre Strahlung selbst photographiert. Man erkennt, wie der dem Organismus zugeführte Phosphor sich in Knochen und Geweben viel gleichmässiger verteilt als das Strontium, das in den Knochen stark selektiv eingelagert wird.

aktive Messungen leicht die Verteilung in den verschiedenen Geweben verfolgen kann, welche eine kleine Menge von, als NaH_2PO_4 zugeführter, radioaktivem Phosphor erfährt. Schon vorher im Körper vorhandener, gewöhnlicher Phosphor stört bei diesen Messungen nicht, weil sich der frisch zugeführte, durch seine Radioaktivität sofort vom schon vorhandenen Phosphor unterscheiden lässt.

Eines der interessantesten Beispiele der Verwendung dieser markierten Atome bildet die Anwendung radioaktiven Kohlenstoffs bei der *Untersuchung des Assimilationsvorganges in der grünen Pflanze*. Mit Hilfe der radioaktiven Methode, die ja etwa eine Million mal empfindlicher ist als die chemische Methode, konnte gezeigt werden, dass die klassische Theorie der Assimilation unrichtig ist. Diese klassische Theorie nimmt an, dass CO_2 von der grünen Pflanze nur bei Belichtung aufgenommen und zu Formaldehyd und Sauerstoff reduziert werde: $\text{CO}_2 + \text{H}_2\text{O} + \text{Licht} = \text{CH}_2\text{O} + \text{O}_2$. Mit Hilfe von Kohlen säure, in welcher der Kohlenstoff durch radioaktiven Kohlenstoff ersetzt ist, kann leicht gezeigt werden, dass die Pflanze die Kohlen säure schon *im Dunkeln* bindet, und zwar wird der aus der Kohlen säure stammende radioaktive Kohlenstoff in einer Kohlen säure $\text{R}-\text{C}=\text{O}$ quantitativ wieder gefunden.



R ist dabei ein Radikal vom Molekulargewicht ~ 1000 . Erst unter der Einwirkung des Lichts wird bei Gegenwart von Chlorophyll die COOH -Gruppe dieser Säure zu einer Alkoholgruppe reduziert, wobei Sauerstoff abgespalten wird:



Mit Hilfe der radioaktiven Messungen kann nachgewiesen werden, dass bei Gerste z. B. die von der Pflanze aufgenommene Kohlen säure in zwei Stunden zu 20% in Zucker umgewandelt wird. Es ist klar, dass diese Untersuchungen ohne radioaktiven Kohlenstoff niemals hätten durchgeführt werden können. Man hätte ja die aus der Kohlen säure stammenden C-Atome nicht von den vielen schon in der Pflanze vorhandenen C-Atomen unterscheiden können.

Von grosser Wichtigkeit sind die künstlich radioaktiven Elemente auch bei Stoffwechseluntersuchungen beim Menschen geworden. Man kann jetzt durch Einverleibung von Stoffen mit radioaktiv markierten Elementen die Aufnahme, den Transport und die Verarbeitung dieser Stoffe oder Medikamente im Organismus mit Leichtigkeit verfolgen. Dabei braucht man, wegen des hochempfindlichen Nachweises, welcher bei radioaktiven Substanzen mit Hilfe von Zählrohren heute möglich ist, dem Organismus nur äusserst geringe Mengen zuzuführen. Ja, es ist oft möglich, solche Untersuchungen am intakten Körper vorzunehmen, weil die γ -Strahlen des radioaktiven Elementes infolge ihres

grossen Durchdringungsvermögens aus dem Organismus herauskommen und aussen mit Hilfe von Zählrohren nachgewiesen werden können. Als Beispiel sei die *Jodaufnahme und -verarbeitung durch die Schilddrüse* erwähnt. Es ist bekannt, dass die Jodkonzentration in allen Geweben des menschlichen Körpers mit Ausnahme der Schilddrüse ausserordentlich niedrig ist. In der Schilddrüse aber, wo sie 10 000 mal grösser ist als anderswo, wird das Jod zu Thyroxin verarbeitet, einer organischen Jodverbindung, welche die Verbrennungsgeschwindigkeit im Körper regelt. Bei Thyroxin-Mangel wird die Sauerstoffaufnahme des Körpers gering und der ganze Stoffwechsel verlangsamt. Bei übermässiger Thyroxinproduktion wird die Sauerstoffaufnahme und die Verbrennung stark gesteigert. Wenn man dem Körper einige Milligramm Kaliumjodid mit radioaktivem Jod zuführt, so kann man mit Hilfe eines Zählrohres in der Halsgegend die Ankunft des radioaktiven Jods in der Schilddrüse schon nach einigen Minuten feststellen. Bei normalen Versuchsindividuen wird nach ein bis zwei Tagen eine Sättigung der Schilddrüse mit Jod erreicht: Ungefähr 4% des zugeführten Jodes finden sich in der Schilddrüse wieder, während der Rest vom Körper zum grössten Teil ausgeschieden wird. Bei Personen mit Basedowscher Krankheit, bei denen die Schilddrüse übermässig stark arbeitet, ist die Jodaufnahme äusserst gesteigert. Schon nach wenigen Stunden hat ihre Schilddrüse ca. 12–15% des zugeführten radioaktiven Jods aufgenommen, aber ebenso rasch wird das Jod, zu Thyroxin verarbeitet, in den Blutkreislauf zurückgeführt, wo es dann den gesteigerten Stoffwechsel hervorruft. Bei Individuen mit unternormaler Schilddrüse bleibt die Jodaufnahme sehr gering.

Die Einlagerung radioaktiver Substanzen in den Körper ist oft *äusserst selektiv*; so wird z. B. Radiostrontium fast ausschliesslich in den *Knochen* eingebaut. Es besteht so die Hoffnung, dass man gewisse Organe selektiv radiotherapeutisch behandeln kann, ohne andere Organe zu schädigen; doch liegt bis jetzt noch wenig Versuchsmaterial in dieser Richtung vor. Sehr interessante Versuche existieren über die Aufnahme und den Einbau des Phosphors in Pflanzen, ebenso über den sehr kompliziert, in Stufen verlaufenden Einbau radioaktiven Eisens in Hämoglobin des Blutes.

Natürlich haben die künstlich radioaktiven Stoffe, wie das radioaktive Natrium, von welchem man sehr aktive, starke Präparate herstellen kann, schon grosse Bedeutung für *therapeutische Zwecke* erlangt.

In der *Metallurgie* wird Anwendung von den radioaktiven Metallen gemacht, um Mischungs-, Selbstdiffusions- und Ausscheidungsvorgänge zu untersuchen.

Leider gelingt es bis heute nicht, grössere wägbare Mengen eines Elementes umzuwandeln; immer handelt es sich um sehr geringe, chemisch eben noch nachweisbare Substanzmengen. Dies wird von den Physikern nicht als Übelstand empfunden, weil die Natur dem Tech-

niker ja übergenug Stoffe und Ersatzstoffe zur Verfügung stellt. Jedoch ist es sehr bedauerlich, dass die enormen, bei Kernreaktionen auftretenden *Wärmetönungen* nicht technisch nutzbar gemacht werden können; denn für die Energie gibt es keinen Ersatzstoff. Ganz besonders gross ist diese Wärmetönung bei der Spaltung des Urankerns. Uran ist das letzte Element im periodischen System, der Urankern ${}_{92}\text{U}^{238}$ besteht aus 92 Protonen und 143 Neutronen. Man kann auf Grund des einfachen Tröpfchenmodells leicht einsehen, dass ein solcher Kern nahe der Stabilitätsgrenze ist, und dass die elektrischen Coulombschen Abstossungskräfte hier bei der hohen Kernladung beinahe so stark sind, dass sie gegenüber den anziehenden Kernkräften das Übergewicht erlangen. Tatsächlich genügt die Hinzufügung eines langsamen Neutrons zum Kern, um die *Form-Instabilität des Uran-235-Kerns* herbeizuführen: Er zerfällt nach Anlagerung des Neutrons in zwei kleinere Kerne. Diesen Zerfall hat man sich so vorzustellen, dass das durch Energiezufuhr labil gewordene Kerntropfen sich infolge der Abstossungskräfte einschnürt und in zwei Teile spaltet. Dabei „verdampfen“ meist noch zwei bis drei Neutronen. Sind die beiden kleineren Kerne entstanden, so fahren sie wegen der starken Coulomb-Abstossung auseinander. Dabei erhalten sie ganz enorme kinetische Energien: Die pro zerfallendes Uranatom frei werdende Energietönung beträgt ca. 160 MeV. Könnte man ein kg Uran auf diese Weise zum Zerfall bringen, so würden ca. 16 Milliarden kcal frei, entsprechend der Verbrennungswärme von 2 Millionen kg Kohle.

Es ist klar, dass die Physiker eifrig nach einem Wege suchen, diese Energien nutzbar zu machen. Es sind dabei aber enorme Schwierigkeiten zu überwinden: Einmal geht die Uranumwandlung in der geschilderten Art nur bei einem von den drei Isotopen, aus denen das natürliche Uran aufgebaut ist. Uran besteht aus drei Uranatomsorten mit den Atomgewichten 238, 235 und 234. Das Uran 235, welches sich so leicht spalten lässt, kommt aber in diesem Gemisch nur zu ca. 0,7% vor. Man versucht heute, mit neu entwickelten Isotopen-Trennverfahren das U^{235} stark anzureichern. Wenn man U^{235} hätte, müsste man aber den Zerfall der Atome als Kettenreaktion zum Ablauf bringen, d. h. die beim Zerfall eines Atoms auftretenden Neutronen müssten sofort weitere Atome zum Zerfall bringen, sodass die Reaktion, einmal eingeleitet, von selbst sukzessive die ganze Uranmenge durchlaufen würde. Man weiss schon heute, dass nur langsame Neutronen den Uranzerfall bewirken; daher ist fast sicher, dass die Reaktion durch die infolge der hohen auftretenden Temperaturen immer schneller werdenden Neutronen selbsthemmend verlaufen würde. Dieser Umstand ist sehr erwünscht, weil dann eine Explosion bei der Einleitung der Uranspaltung nicht eintritt, sondern die Energie-Entwicklung nach Art der Verbrennung von Kohle langsam vor sich geht.

Wir wissen heute mit Sicherheit, dass Kernumwandlungsprozesse im *Energiehaushalt der Sterne* die mächtigen Energiequellen bilden, welche viele Millionen mal mehr Energie liefern als chemische Reaktionen dies tun können. Im Falle der Sonne, die ja durch Strahlung so enorme Energiemengen verliert, dass sie, wenn sie aus Kohle und Sauerstoff bestünde und die Energie durch Verbrennung erzeugt würde, nur 3000 Jahre Energie abgeben könnte, kennt man die Prozesse, welche sich abspielen, genau. Es wird mit Hilfe von Kohlenstoff als Katalysator Wasserstoff in Helium umgewandelt. Der Prozess verläuft in fünf Stufen und er entwickelt pro g umgewandelten Wasserstoff ca. 150 000 000 kcal. (Die Verbrennungswärme pro g Wasserstoff beträgt nur 48 kcal.) Trotz der enormen Temperatur von ca. 20 000 000°, welche im Sonnenmittelpunkt herrschen muss, geht der Ablauf dieser Kernreaktionen zum Glück nur langsam vor sich, denn nur wenige Atomkerne haben die hohe Geschwindigkeit, welche nötig ist, um die Coulomb-

Abstossung zu überwinden und Kernreaktionen auszulösen.

Auch das plötzliche Aufflammen der *Supernovae*, wo Sterne unter ungeheurer Ausstrahlung von bis 60-millionenfacher Sonnenintensität in ein neues Gleichgewicht übergehen, lässt sich auf Grund kernphysikalischer Überlegungen genau verstehen.

Die Untersuchungen über künstliche Atomumwandlung werden, namentlich in amerikanischen Instituten mit ihren riesigen Mitteln und Mitarbeiterstäben, enorm rasch gefördert. Die physikalische Erkenntnis ist durch die vielen gelösten Kernprobleme in kurzer Zeit in ungeahnter Masse erweitert und bereichert worden, namentlich hat unser Wissen über die Elementarteilchen und ihre Wechselwirkungen sehr an Tiefe gewonnen. Es bleibt eine spannende, aber leider nicht mit Sicherheit zu beantwortende Frage, ob dieses Gebiet nicht schon in nächster Zeit auch für die Technik fruchtbar gemacht werden kann.

(MS 818)

Prof. Dr. P. Scherrer.

RUNDFUNK-SENDER.

Dezimalindex 621.396.712

Nach Abschluss vieler Entwicklungsarbeiten auf dem Gebiete der Hochfrequenztechnik und nach Ausführung verschiedenartiger Sender kleiner und mittlerer Leistungen, aber besonders nach der Herstellung unserer technisch und wirtschaftlich vorteilhaften demontierbaren Großsenderöhren, haben wir auch mit der Ausführung *vollständiger Rundfunksender* begonnen.

Brown Boveri ist wie nur wenige Firmen in der Lage, hierfür alles, d. h. den Starkstrom, Tonfrequenz- und Hochfrequenzteil in eigenen Konstruktionen zu liefern. Schon lange vor der Aufnahme des Hochfrequenzgebietes haben wir wichtige Teile grosser Rundfunksender hergestellt. Seit 1929 bis heute ist von uns eine grosse Zahl von Hochspannungs-Mutatoren für Spannungen bis zu 21 kV und Leistungen bis zu 1500 kW erstmalig mit Kurzschlusslöschung durch Gittersteuerung für Rundfunkstationen dem Betrieb übergeben worden. Dazu lieferten wir auch die Siebkreisketten, Heizgruppen und Modulationstransformatoren hoher Leistungen für das In- und Ausland.

Zur Aufnahme des Rundfunksenderbaues wurde vor einem Jahr im Röhrenlaboratorium ein Versuchssender für Trägerleistungen bis zu 300 kW erstellt. Die erreichten Resultate waren so günstig, dass sich die Gene-

raldirektion der P.T.T., Bern, bereit erklärte, diesen Sender versuchsweise in der grössten schweizerischen Sendestation für den allgemeinen Rundfunk zu verwenden. Im Frühjahr 1941 konnte mit der Aufstellung und Anpassung des Senders an Ort und Stelle begonnen und bereits Mitte Juli die täglichen Sendungen übernommen werden. Bis Mitte Dezember 1941 ist der Versuchssender mit unseren demontierbaren Senderöhren Typ DT 20/150 mit einer Trägerleistung von 80 kW mit über 1500 Stunden auf die Antenne in Betrieb gewesen, wobei trotz Versuchsausführung die Sendestörzeit kleiner als eine Stunde, also sehr gering geblieben ist. Obwohl hier die Modulation provisorisch im Anodenkreis der drittletzten Stufe erfolgt, konnte ein Klirrfaktor von 3,9 bis 4,3% für 80% Modulationstiefe, ein Geräuschpegel von -64 dB, bezogen auf den Modulationsgrad von 100% erreicht werden. Ferner ergab sich ein sehr guter Frequenzgang, wie aus nachstehender Tabelle ersichtlich ist.

Frequenzgang (bezogen auf 1000 Hz):

F in Hz:	35	50	100	200	1000	2000	4000	6000	8000	10000
Abwei- chung in dB	+1,1	+0,4	+0,1	0	0	+0,1	+0,3	+0,6	+1,2	-1,3

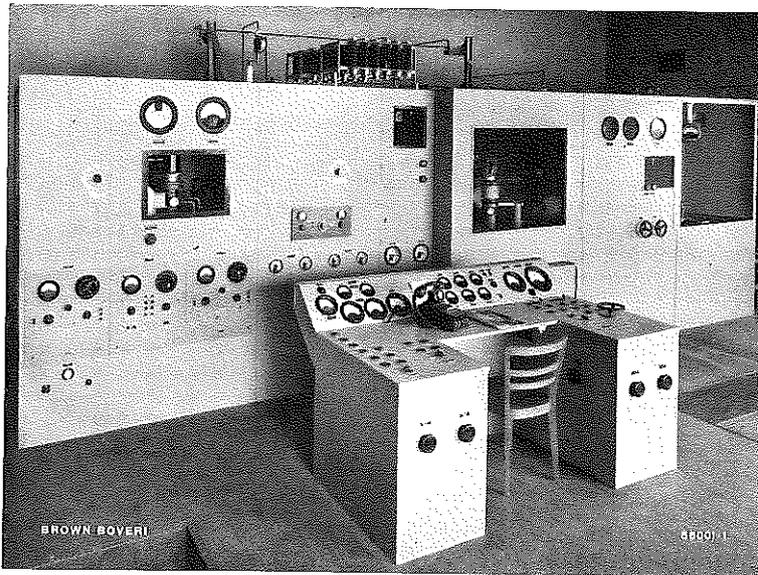


Abb. 1. — Brown Boveri-Versuchssender für 80 kW Trägerleistung.

In der Mitte der Anlage ist das Feld mit den demontierbaren Senderöhren, Typ DT 20/150, ersichtlich.

Die in den CCJR-Vorschriften verlangten Frequenz-Stabilitätsbedingungen wurden eingehalten, ebenso blieben die oberen Harmonischen innerhalb zulässiger Grenzen.

Die guten Ergebnisse beim Versuchssender gestatten nun, dessen Trägerleistung von 80 kW auf 100 kW mit den gleichen demontierbaren Röhren bei gleichzeitiger Verbesserung der Übertragungsqualität zu erhöhen, was nach Ablieferung des zurzeit in Arbeit stehenden grossen Modulators durchführbar ist. Wenn die internationalen Vereinbarungen für die europäischen Rundfunkstationen es gestatten würden, könnte die Trägerleistung mit diesem Sender sogar auf 150 kW gebracht werden.

Die zuvor erwähnten guten Resultate führten auch dazu, an Stelle der bekannten Triode CAT 14 des ursprünglichen Senders ebenfalls unsere demontierbaren Röhren des gleichen Typs wie im Versuchssender ab Januar 1942 für den allgemeinen Rundfunk zu verwenden.

Ein Ersatz alter, abgeschmolzener Röhren durch demontierbare Brown Boveri-Röhren ist aus wirtschaftlichen Gründen, aber auch wegen deren leichten Einstellbarkeit, d.h. der Möglichkeit, die Röhrencharakteristik bei Gegentaktschaltung auf einfachste Weise in Übereinstimmung zu bringen, sehr zu empfehlen.

Ganz unabhängig von diesem Versuchssender bauen wir gegenwärtig Sender mittlerer Leistungen, in besonderen Fällen bis zu 150 kW, in modernster Bauweise, nach dem sogenannten Blocksystem und mit vollkommener automatischer Steuerung. Für solche Stationen ist eine Schaltung entwickelt worden, die eine relativ kleine Leistungsaufnahme ergibt. Die einzelnen Blocks dieser Sender umfassen selbständige Stufen, die automatisch von einem zentralen Kommandopult gesteuert werden

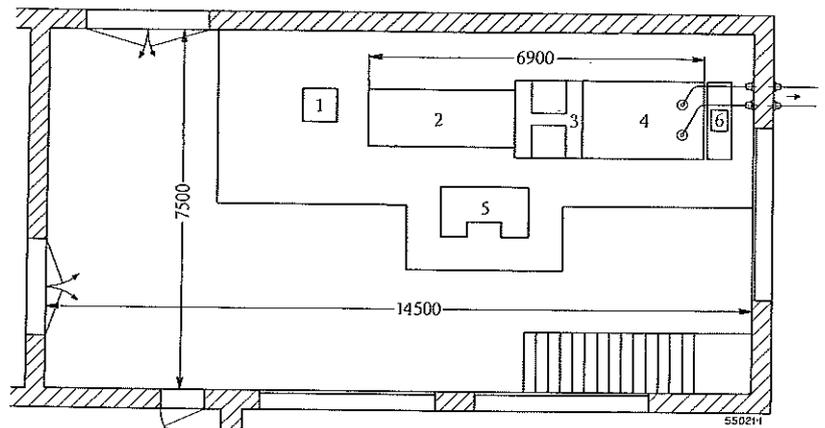


Abb. 2. — Grundriss des oben abgebildeten Versuchssenders.

- | | | | |
|----------------|-----------------------|-------------------------|------------------|
| 1 = Modulator. | 3 = Endstufen-Röhren. | 5 = Kommandopult. | 7 = Zur Antenne. |
| 2 = Vorstufen. | 4 = Endstufe. | 6 = Künstliche Antenne. | |

können. Die so gebauten Sender sind leicht transportierbar und können an Ort und Stelle in kürzester Zeit aufgestellt und betriebsbereit gemacht werden. Über solche Stationen werden wir nach abgeschlossener Normung ausführlich berichten.

(MS 821)

F. Schmidlin. / E. Aubort.

INHALTSVERZEICHNIS — JAHRGANG 1941

	Seite		Seite
Allgemeines.			
Rückblick auf die Entwicklung der Brown Boveri-Konstruktionen im Jahre 1940	3	Die heutige Veloxbauweise als Ergebnis mehrjähriger Betriebs- fahrungen	221
Die Zusammenhänge zwischen Erdschluss-, Kurzschluss- und Über- spannungsschutz in Hochspannungsnetzen	120	Dampf- und Gasturbinen mit Zubehör.	
Übersicht über den heutigen Stand des Erdschlussschutzes durch Löschspulen	143	Aufladung, Velox- und Gasturbine. Ein Rückblick über Entstehung und Entwicklung bei Brown Boveri	183
Massnahmen zur Verminderung der Isolations-Beanspruchung des Nullpunktes von Transformatoren und der daran angeschlossenen Löschspulen	150	Einige Bemerkungen über Werkstoff-Fragen zur Gasturbine	209
Erhöhter Schutz für das Bedienungspersonal bei Gummiwalzwerken Maschinen, wie Sie sie brauchen	177	Über die Berechnung von Wärmeaustauschern	228
Alarm! Verdunkelung!	177	Das Werden der Brown Boveri-Dampfturbine	343
Der Einfluss vielstufiger Kühlung auf den Wirkungsgrad, gezeigt am Beispiel des neuen Brown Boveri-Turboverdichters „Isotherm“	196	Über die Endverluste der Turbinenschaufeln	356
Über die Berechnung von Wärmeaustauschern	228	Mehrfachregelungen für Dampfturbinen	362
Die Bestimmung des Zustandsverlaufes in Turbomaschinen mit Hilfe der Entropiezunahme	232	Über Dampfstrahl-Luftsauger	382
Widerzeugung und Winderhitzung in Hüttenwerken	240	Elektrische Maschinen und Transformatoren.	
Die Nullpunktterdung in Wechselstrom-Höchstspannungsnetzen	294	Massnahmen zur Verminderung der Isolations-Beanspruchung des Nullpunktes von Transformatoren und der daran angeschlossenen Löschspulen	150
Das Problem der Befehls- und Nachrichtenübermittlung	333	Der wirtschaftliche Betrieb des Transformators und seine Temperatur- überwachung	163
Von den Anfängen des Hochdruckdampfes	353	Der stufenlose Reguliertransformator für Niederspannung	175
Neuere Untersuchungen an Segmentkammern	366	Der Eisenkern des Grosstransformators für Höchstspannung	307
Beitrag zur Theorie der Getriebeschmierung und der Beanspruchung geschmierter Zahnflanken	374	Eine neue Einrichtung zur Messung der Klemmenspannung von Transformatoren	311
Anwendung und Übertragung der elektrischen Energie.			
Elektrische Gastrocknung, ein kriegswirtschaftliches Gegenwarts- problem der Schweiz	75	Die Schaltung der Transformatoren für die Gleichstrom-Hochspan- nungsübertragung	314
Erhöhter Schutz für das Bedienungspersonal bei Gummiwalzwerken Der Elektromotor hilft bei der Feldarbeit	177	Die Hochvakuum-Mutatoren für Gleichstrom-Übertragung	319
Der Vergleich der Wirtschaftlichkeit der Energieübertragung auf weite Entfernungen mit Drehstrom und mit Gleichstrom	249	Die Disposition einer Endstation für Hochspannungs-Fernübertragung Die Fernwirkung der Übertragungs-Leitungen mit hochgespanntem Gleichstrom	325
Die Stabilitätsfrage bei der Drehstrom-Fernübertragung	264	Apparate.	
Freileitungen und ihre Kosten	279	Druckgasisolierte Wandler	84
Die Anwendung der gelenkigen Bauart auf Höchstspannungsleitungen Neue Wege zur Übertragung elektrischer Energie durch Wechselstrom Die Nullpunktterdung in Wechselstrom-Höchstspannungsnetzen	287	Die Projektierung des Relaischutzes in Hochspannungs-Übertragungs- netzen	126
Die Erscheinungsformen des Erdschluss-Lichtbogens in einer Gleich- strom-Übertragungsleitung mit isoliertem Mittelpunkt	289	Schnelldistanzschutz	130
Die Erde als Stromleiter bei Fernübertragungen	303	Messende Hauptstromrelais zum Schutze gegen Kurzschluss und Überlast	134
Die Schaltung der Transformatoren für die Gleichstrom-Hochspan- nungsübertragung	314	Die neueste Entwicklung des Druckluft-Schnellschalters	137
Die Hochvakuum-Mutatoren für Gleichstrom-Übertragung	319	Übersicht über den heutigen Stand des Erdschlussschutzes durch Löschspulen	143
Die Disposition einer Endstation für Hochspannungs-Fernübertragung Die Fernwirkung der Übertragungs-Leitungen mit hochgespanntem Gleichstrom	325	Die automatische Regulierung der Erdschlusslöschspule	147
Apparate.			
Druckgasisolierte Wandler	84	Fortschritte auf dem Gebiet der Überspannungsableiter	153
Die Projektierung des Relaischutzes in Hochspannungs-Übertragungs- netzen	126	Betriebsverfahren mit Brown Boveri-Schnelldistanzrelais	155
Schnelldistanzschutz	130	Die Stern dreieck-Motorschutzschalter Typ OS und ihre Anwendungs- möglichkeiten	169
Messende Hauptstromrelais zum Schutze gegen Kurzschluss und Überlast	134	Prüfstand für Abgasturbinen	211
Die neueste Entwicklung des Druckluft-Schnellschalters	137	Ein Wechselstrom-Schnellschalter für höchste Betriebsspannung und Abschaltleistung	292
Übersicht über den heutigen Stand des Erdschlussschutzes durch Löschspulen	143	Über Dampfstrahl-Luftsauger	382
Die automatische Regulierung der Erdschlusslöschspule	147	Dampferzeuger und Elektrokessel.	
Fortschritte auf dem Gebiet der Überspannungsableiter	153	Die Anwendung von Veloxkesseln in Heizanlagen	89
Betriebsverfahren mit Brown Boveri-Schnelldistanzrelais	155	Aufladung, Velox- und Gasturbine. Ein Rückblick über Entstehung und Entwicklung bei Brown Boveri	183
Die Stern dreieck-Motorschutzschalter Typ OS und ihre Anwendungs- möglichkeiten	169	VERZEICHNIS DER TITEL- UND EINSCHALTBILDER	
Prüfstand für Abgasturbinen	211	Allgemeines.	
Ein Wechselstrom-Schnellschalter für höchste Betriebsspannung und Abschaltleistung	292	Transport einer 30 000-kW-Turbogruppe	2
Über Dampfstrahl-Luftsauger	382	Regelventile und Gehäuse einer Hochdruck-Vorschaltturbine mit aufgeschweissten Regelventilgehäusen und angeschweissten Dampf- leitungen	341
Dampferzeuger und Elektrokessel.			
Die Anwendung von Veloxkesseln in Heizanlagen	89	Anwendung und Übertragung der elektrischen Energie.	
Aufladung, Velox- und Gasturbine. Ein Rückblick über Entstehung und Entwicklung bei Brown Boveri	183	Elektrischer Trocknungsapparat mit neuartigem Wärmerückgewin- nungssystem für die wirtschaftliche Herstellung von Trockengras Handgesteuerte Elektro-Bodenkulturmaschine mit Brown Boveri- Antrieb	157
Apparate.			
220-kV-Druckluftschnellschalter	70	Apparate.	
Eine Spitzenleistung im Bau von Löschspulen	118	220-kV-Druckluftschnellschalter	70
Dampferzeuger und Elektrokessel.			
Zwei 50-t/h- und ein 18-t/h-Velox-Dampferzeuger kurz vor der Beendigung ihrer Werkstattmontage	195	Eine Spitzenleistung im Bau von Löschspulen	118
Transport der Brennkammer eines 100-t/h-Velox-Dampferzeugers	227	Dampferzeuger und Elektrokessel.	

VERZEICHNIS DER TITEL- UND EINSCHALTBILDER

	Seite		Seite
Allgemeines.			
Transport einer 30 000-kW-Turbogruppe	2	Dampf- und Gasturbinen mit Zubehör.	
Regelventile und Gehäuse einer Hochdruck-Vorschaltturbine mit aufgeschweissten Regelventilgehäusen und angeschweissten Dampf- leitungen	341	Rotor einer Gasturbine	181
Anwendung und Übertragung der elektrischen Energie.			
Elektrischer Trocknungsapparat mit neuartigem Wärmerückgewin- nungssystem für die wirtschaftliche Herstellung von Trockengras Handgesteuerte Elektro-Bodenkulturmaschine mit Brown Boveri- Antrieb	157	Regelventile und Gehäuse einer Hochdruck-Vorschaltturbine mit aufgeschweissten Regelventilgehäusen und angeschweissten Dampf- leitungen	341
Apparate.			
220-kV-Druckluftschnellschalter	70	Dampfturbine 50 000 kW, 3000 U/min der Anlage St. Denis, Paris	342
Eine Spitzenleistung im Bau von Löschspulen	118	Elektrische Maschinen und Transformatoren.	
Dampferzeuger und Elektrokessel.			
Zwei 50-t/h- und ein 18-t/h-Velox-Dampferzeuger kurz vor der Beendigung ihrer Werkstattmontage	195	Montagehalle für Grosstransformatoren der A.-G. Brown Boveri & Cie., Baden	73
Transport der Brennkammer eines 100-t/h-Velox-Dampferzeugers	227	Hochfrequenz.	
Apparate.			
220-kV-Druckluftschnellschalter	70	Gross-Sendeanlagen	74
Eine Spitzenleistung im Bau von Löschspulen	118	Demontierbare Brown Boveri-Gross-Senderöhre	385
Dampferzeuger und Elektrokessel.			
Zwei 50-t/h- und ein 18-t/h-Velox-Dampferzeuger kurz vor der Beendigung ihrer Werkstattmontage	195	Schaltanlagen.	
Transport der Brennkammer eines 100-t/h-Velox-Dampferzeugers	227	Gekapselte Niederspannungs-Schaltanlagen	158
Traktion.			
Transport der Brennkammer eines 100-t/h-Velox-Dampferzeugers	227	Krafterzeugungsgruppe der ersten Gasturbinen-Lokomotive der Welt	1



Verlag: A.-G. Brown, Boveri & Cie., Baden (Schweiz). — Druck: Buchdruckerei Effingerhof A.-G., Brugg.
Ausschliessliche Bezugsquellen: Die Buchhandlungen A. Francke A.-G. Bern und Rouge & Cie., Lausanne.