

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 38 (1947)
Heft: 19

Artikel: Prinzipien und Apparate der Radartechnik
Autor: Heierle, J.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-1061440>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 03.04.2026

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

Prinzipien und Apparate der Radartechnik

Vortrag, gehalten an der 10. Hochfrequenztagung des SEV vom 26. September 1946 in Zürich, von J. Heierle, Bern

621.396.96

Nach einer kurzen Darlegung des allgemeinen Prinzips der impulsgesteuerten Radargeräte und der Diskussion der Reichweite solcher Anlagen werden einige konstruktive Lösungen von Richtsystemen gezeigt. Als Beispiele für Aufzeichnungsmöglichkeiten werden zwei Verfahren angeführt. Das für die Radartechnik besonders wichtige Problem der Erzeugung kurzzeitiger Modulationsimpulse grosser Leistung unter Zuhilfenahme einer Funkenstrecke und einer künstlichen Leitung für die Tastung der Magnetronsender wird eingehend beschrieben. Am Schluss wird eine Lösung für die automatische Verfolgung von bewegten Zielen angegeben.

Après un bref exposé des principes généraux des appareils radar à commande par impulsions, l'auteur examine la portée de ces appareils et expose quelques constructions de réflecteurs. Pour illustrer les possibilités d'enregistrement, l'auteur cite deux procédés. Il étudie ensuite en détail un problème particulièrement important: la production de brèves impulsions de forte intensité à l'aide d'un éclateur et d'une ligne artificielle pour la commande d'un émetteur à magnétron. Pour terminer l'auteur décrit une solution appliquée pour la poursuite automatique de buts mobiles.

Während der letzten 10 Jahre hat die Hochfrequenztechnik durch ein neues Gebiet, das unter dem Begriff «Radar» bekannt geworden ist, eine sehr bedeutende Erweiterung erfahren, und zwar bezüglich der theoretischen Erkenntnisse wie auch im Hinblick auf die Anwendungen und die konstruktive Gestaltung. Die Schaffung der neuzeitlichen Grundlagen, welche die Radartechnik bis zu ihrem gegenwärtigen Stande brachten, setzte den Einsatz von tausenden von Hochfrequenzfachleuten voraus, welche sich jahrelang ausschliesslich mit Radarproblemen befassten. Materiell kann die Bedeutung dieses neuen Gebietes etwa so umschrieben werden, dass seit dem Start der Radartechnik hunderte von Gerätetypen entworfen worden sind, und dass ein Teil dieser Varianten in Serien von Tausenden oder gar Zehntausenden fabriziert wurden [1, 2] ¹⁾.

Die Kriegereignisse bedingten während langer Zeit die Geheimhaltung des ganzen Radarkomplexes. Viele Erkenntnisse und Ergebnisse sind jedoch, namentlich in jüngster Zeit, bekannt geworden.

Unter dem Ausdruck Radar (d. h. Radio detection and ranging) versteht man die Ortsbestimmung von Gegenständen im Raum mit Hilfe elektromagnetischer Wellen, ohne dass dabei eine aktive Mithilfe der zu vermessenden Gegenstände notwendig ist.

Ueber die Wirkungsweise der hier zu besprechenden Radargeräte soll die einschränkende aber technisch wichtige Voraussetzung getroffen werden, dass die Anlagen auf dem Prinzip der Impulsmodulation beruhen ²⁾. Das Prinzip einer solchen Radaranlage veranschaulicht Fig. 1. Der Sender sendet, vermöge einer entsprechenden Modulationssteuerung, Impulse über ein Richtsystem in den freien Raum. Der Empfänger registriert ausser der unvermeidlichen Streustrahlung zeitlich verschobene Impulsgruppen, welche von Reflexionen an entfernten Gegenständen herrühren, die sich im Bereich der Senderstrahlung befinden. Eine Vorrichtung im Anzeigeteil ermöglicht die Messung der Zeitdifferenz zwischen dem Abgang der Impulse und der Ankunft dieser Reflexionsanteile.

Da die Ausbreitungsgeschwindigkeit von elektromagnetischen Wellen in Luft bekannt und konstant

ist, lässt sich mit dieser Vorrichtung die Entfernung der reflektierenden Gegenstände berechnen.

Für eine eindeutige Ortsangabe ist allerdings noch die Richtung festzulegen, welche z. B. in der Weise bestimmt werden kann, dass durch mechanische Aenderung der Richtung der Antennen das Energiemaximum ermittelt wird.

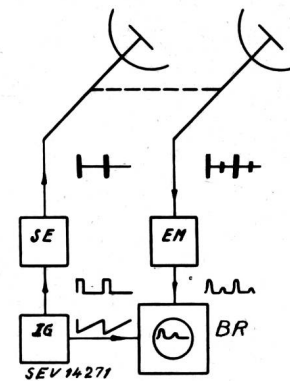


Fig. 1

Prinzipieller Aufbau einer impulsgesteuerten Radaranlage
 IG Impulsgenerator; SE Sender;
 EM Empfänger; BR Braunsche Röhre

Als naheliegendste Frage dürfte wohl die Reichweite einer solchen Radar-Vorrichtung interessieren [3]. Die unter der Bezeichnung «Radarformeln» allgemein bekannten Ausdrücke geben darüber Auskunft:

a) im freien Raum:

$$d \approx \sqrt[4]{\frac{1}{(4\pi)^2 KT} \frac{g}{n} \left(\frac{A}{\lambda}\right)^2 P t_a S \varrho}$$

b) bei kleinen Elevationswinkeln:

$$d_1 \approx \sqrt{d} \sqrt[4]{2 \frac{4\pi H h}{\lambda}}$$

c) bei maximaler Erdreflexion (Optimalfall):

$$d_{1max} \approx 2d$$

In diesen Formeln bedeuten:

| | |
|-------------------------------|--------------------------------------|
| K Boltzmannsche Konstante | t_a Impulstastzeit |
| T absolute Temperatur | S angestrahlte Zieloberfläche |
| g Antennengütefaktor | fläche |
| n Konstruktionsfaktor | ϱ Reflexionsfaktor des Ziels |
| A Antennen-Querschnittsfläche | H Flughöhe des Ziels |
| λ Wellenlänge | h Höhe des Reflektors über Boden |
| P Sender-Impulsleistung | |

Der erste Ausdruck veranschaulicht die Zusammenhänge für die Ausbreitungsverhältnisse der

¹⁾ siehe Literaturverzeichnis am Schluss.

²⁾ Ueber eine schweizerische Entwicklung eines Frequenzschaltungsgerätes orientiert ein Artikel von G. Guanella [10].

Radarstrahlung im freien Raum. Man sieht, dass für eine Verdoppelung der maximalen Reichweite im freien Raum z. B. die Sendeenergie 16mal zu vergrössern ist. Um denselben Effekt zu erhalten, könnte man andererseits, unter Beibehaltung aller übrigen Werte, die Wellenlänge 4mal verkleinern.

Die zweite Gleichung bezieht sich auf sehr kleine Elevationswinkel, bei welchen die abgestrahlte Energie nicht nur direkt auf das Ziel gelangt, sondern zu einem beträchtlichen Teil auf den Boden auftrifft und durch Bodenreflexionen die Feldstärke am Ort des Zieles wesentlich beeinflusst. Für diese kleinen Elevationswinkel ist eine Verkürzung der Wellenlänge sehr interessant, und auch die Höhe h des Radarreflektors ist nicht bedeutungslos.

Die dritte Gleichung drückt die optimalen Verhältnisse für den Fall der zweiten Gleichung aus. Dies tritt dann ein, wenn die Anteile der Bodenreflexionen in Phase mit den Beträgen der direkten Strahlung sind. Man sieht, dass die maximale Reichweite bei diesen besonderen Verhältnissen doppelt so gross ist, wie diejenige für den freien Raum.

Die Formeln lassen sich leicht für alle diejenigen Anlagen anwenden, welche die zu vermessenden Ziele mit maximaler Energie anstrahlen. Diese Systeme besitzen jedoch den Nachteil, dass sie für genaue Richtungsbestimmungen wegen der begrenzten Bündelungsmöglichkeit wenig geeignet sind. Der Öffnungswinkel der Strahlungsbündel (Halbwertbreiten) entspricht ungefähr der erreichbaren Genauigkeit der Richtungsbestimmung. Sie liegt in günstigen Fällen bei etwa 1° . Es ist deshalb verständlich, dass man, unter Verzicht auf optimale Anstrahlung und in der Folge auf maximale Reichweite, zu Strahlteilungsmethoden gegriffen hat, welche eine bedeutende Genauigkeitssteigerung ermöglichen.

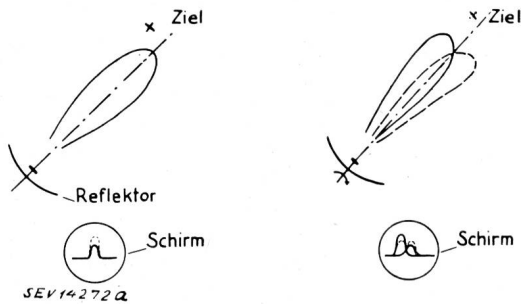


Fig. 2

Methoden zur Bestimmung der Richtung

Links: Die einzige im Schirmbild erscheinende Zacke wird auf maximale Höhe eingestellt

Rechts: Die beiden im Schirmbild erscheinenden Zacken werden auf gleiche Höhe eingestellt

Fig. 2 zeigt schematisch die beiden erwähnten Methoden. Links ist die Methode für optimale Reichweite mit ungenauer Richtungsbestimmung dargestellt. Der Abgleich erfolgt meist durch Beobachtungen auf einer Kathodenstrahlröhre, deren Auslenkungsmaximum angestrebt wird. Rechts ist die Aufteilungs-Methode dargestellt. Die beiden Strahlungsdiagramme werden durch Rotation des Strahlungsgebildes erzielt. Die Richtungsbestimmung erfolgt durch Aufzeichnung der empfangenen,

vom Ziel reflektierten Energie auf dem Leuchtschirm eines Kathodenstrahlrohres und durch Einregulierung von 2 Auslenkzacken auf gleiche Höhe. Bei gleicher Zackenhöhe befindet sich das Ziel in der Spiegelachse. Diese Methode ermöglicht, bei gleicher Bündelung wie im vorhergehenden Fall der maximalen Anstrahlung, im allgemeinen eine etwa 10fache Genauigkeitssteigerung. Die Strahlauslenkung kann durch mechanische Exzentrizität oder durch elektrische Asymmetrie des Strahlungsdipoles erreicht werden³⁾.

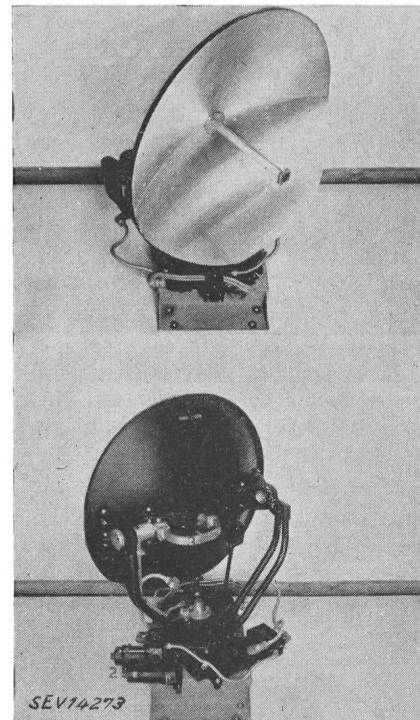


Fig. 3

Richtstrahlensystem eines 3-cm-Flieger-Radargerätes für Bodenorientierung

Oben: Vorderansicht Unten: Rückansicht

Trotzdem diese Anlagen nicht mehr dem neusten Stand der Technik entsprechen, ist die Genauigkeit der Richtungsbestimmung recht beachtlich. Der Fehler bei Vermessung eines ruhenden Zieles ist kleiner als $\pm 1/5^\circ$.

Neben denjenigen Radarantennen, welche allseitig möglichst starke Bündelung bewirken, gibt es noch wesentlich anders geartete Richtstrahler, die für spezielle Zwecke Verwendung finden. Eine solche Ausnahme bilden z. B. die Flugzeugrichtsysteme, die der Bodenorientierung dienen [4]. Fig. 3 zeigt einen typischen Vertreter dieser Art. Die Wirkung der Anordnung besteht darin, dass die Energie jedes abgehenden Impulses bildlich ausgedrückt «schnitzförmig», d. h. innerhalb eines vertikal liegenden, schmalen Sektors abgestrahlt wird. Weil dieses System zugleich langsam mechanisch rotiert, erfolgt eine radiale Abtastung des überflogenen Gebietes.

³⁾ Die Boden-Radaranlagen, welche an der 10. Hochfrequenztagung des SEV durch das Kommando Flieger und Flab vorgeführt wurden, arbeiten nach diesem Eingabelungsverfahren.

Fig. 4 zeigt eine Radaranlage, welche auf dem Dache des Gerätewagens eine Anzahl übereinander angeordneter Wellenleiter aufweist. Die abstrahlenden Gebilde sind Schlitze in diesen Hohlleitern. Der bestrahlte Höhensektor kann durch Variierung der Phasenlage der Erregung auf rein elektrischem Wege in verschiedenen Stufen reguliert werden.



Fig. 4
Radaranlage mit Antennensystem zur Abtastung verschiedener Höhensektoren

Mit Fig. 5 wird eine Anlage gezeigt, welche, je nach der Wahl der Antennen, das Absuchen in zwei verschiedenen Höhen-Sektoren erlaubt. Auf der Rückseite des im Bild sichtbaren Hohlleiters sind mehr als 100 Dipole eingekoppelt, welche die Azimutbündelung bewirken. Die Bündelung der Eleva-

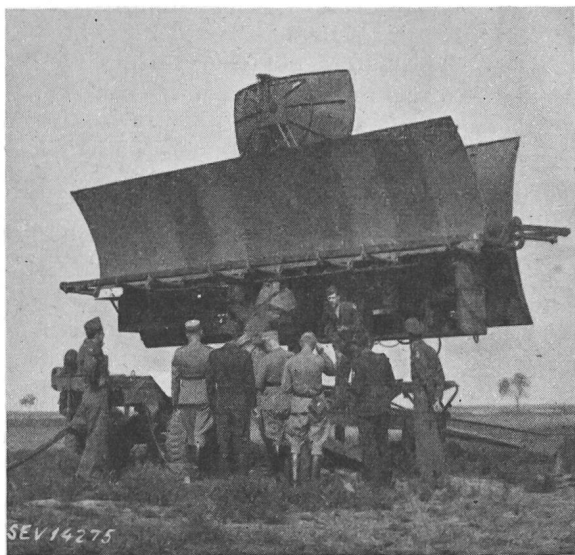


Fig. 5
Radaranlage mit zwei Antennensystemen zur wahlweisen Abtastung zweier verschiedener Höhensektoren

tion geschieht durch die Reflektoren. Die unmittelbar unter den Reflektoren montierten Kästen enthalten einen 750-kW-Sender für die Erzeugung der 10-cm-Wellen, den Modulator und den Empfänger-teil.

Aus Fig. 4 und 5 geht hervor, dass zum Senden und Empfangen dieselbe Antenne verwendet wird. Das ist möglich, weil die Energieleitung zur Antenne eine Vorrichtung aufweist, die eine elektronische Umschaltung von Senden auf Empfangen erlaubt. Da die Impulsfolge für Radargeräte, sofern es sich nicht gerade um die Mondvermessung handelt, in den Grenzen von einigen hundert bis einigen tausend Impulsen pro Sekunde variiert, ist eine mechanische Umschaltung aus Trägheitsgründen nicht möglich. Der elektronische Umschaltmechanismus kann aus Sperrimpulsen bestehen, welche in den Empfängereingang geführt werden. Diese Methode ist kompliziert und daher meist ziemlich stör anfällig. Eine andere Methode, die wesentlich einfacher ist, sieht den Einbau einer sogenannten TR-Zelle am Empfängereingang vor⁴⁾.

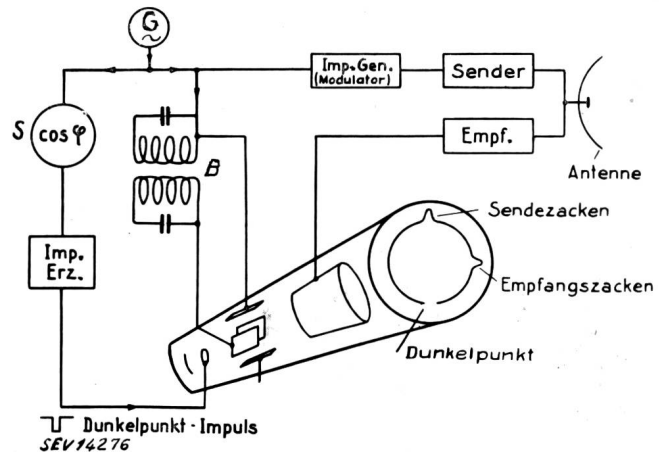


Fig. 6
Methode der Distanzmessung durch Kreisablenkung und Dunkelpunkt
(Erläuterungen im Text)

An Aufzeichnungsmethoden sind zurzeit mehr als ein Dutzend bekannt, von denen nachfolgend zwei erläutert sind. Fig. 6 zeigt die Aufzeichnungsmethode mit einer Kreisablenkung. Ein Generator G erzeugt eine sinusförmige Spannung, die an verschiedene Apparateile abgegeben wird. Im Impulsgenerator (Modulator) wird aus dieser sinusförmigen Spannung der Sendetastimpuls gewonnen, der dem Sender zugeführt wird. Ein Bandfilter B erzeugt eine um 90° verschobene sinusförmige Spannung. Die Grundschwingung und die verschobene Spannung werden auf die x- und y-Platten eines Kathodenstrahlrohres geführt und ergeben bei gleicher Amplitude eine kreisförmige Ablenkung für den Kathodenstrahl.

Der Empfängerausgang ist an ein zylindrisches Blech im Innern der Kathodenstrahlröhre geschaltet. Empfangssignale bewirken, je nach ihrer zeitlichen Lage in bezug auf die Grundschwingung, an

⁴⁾ Die TR-Vorrichtung wird im zweiten Referat der 10. Hochfrequenztagung durch R. Peter behandelt (siehe S. 586...601).

bestimmten Stellen der kreisförmigen Aufzeichnung Auslenkzacken. Um sich die quantitative Ausmessung auf der Kathodenstrahlröhre zu erleichtern, wird eine Dunkelpunktastung angewendet, bei wel-

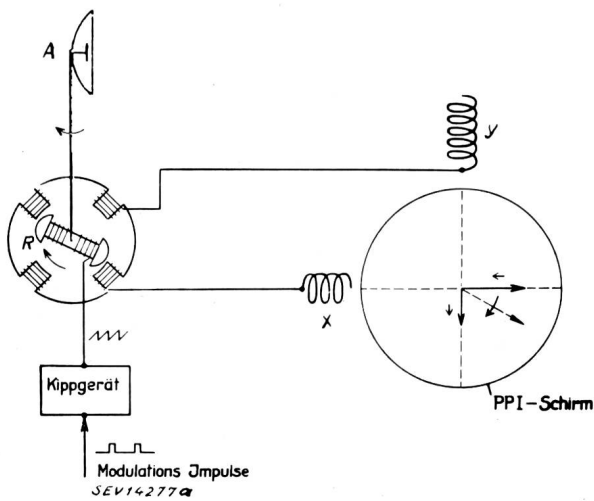


Fig. 7
Die PPI-Aufzeichnungsmethode
(Erläuterungen im Text)

cher der Kathodenstrahl kurzzeitig unterbrochen wird. Die Dunkelpunktimpulse werden ebenfalls aus der Grundschwingung gewonnen. Diese muss aber einen geeichten Phasenschieber *S* passieren, dessen mechanische Einstellung die Lage des Dunkelpunktes auf dem Schirmbilde bestimmt. Die vor-

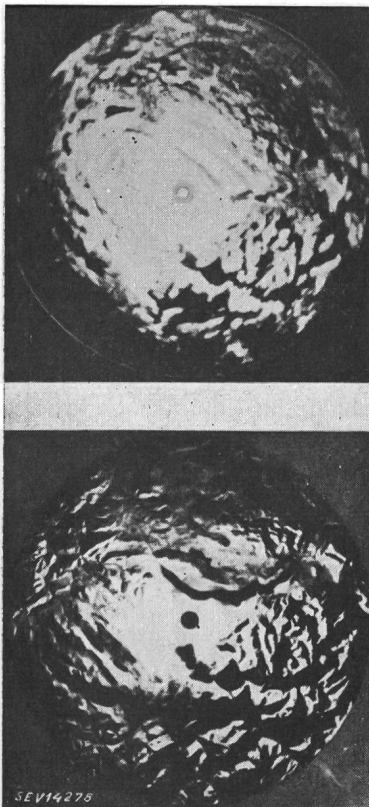


Fig. 8
Vergleich eines
PPI-Schirmbildes
(oben) mit dem
entsprechenden Relief
bel analoger
Ausleuchtung (unten)

zunehmende Abgleichung erfordert Uebereinstimmung von Dunkelpunkt und Auslenkzacken. Diese Methode kann in verschiedenen Beziehungen ver-

feinert werden, so dass Distanzmessungen einen Fehler von nur einigen Metern aufweisen.

Eine zweite Methode der Aufzeichnung ist unter der Abkürzung *PPI* bekannt, was Plan-position-indicator heisst. Der besondere Vorteil dieser Methode ist, dass hier Azimut und Entfernung auf einer einzigen Kathodenstrahlröhre aufgezeichnet werden. Die Zielmarkierung geschieht durch Helligkeitssteuerung. Das Zustandekommen dieser *PPI*-Aufzeichnung ist in Fig. 7 veranschaulicht.

Die Azimutwerte eines rotierenden Antennensystems *A* werden mechanisch auf einen Rotor *R* übertragen. Die Rotorwicklung ist an einen Kippspannungsgenerator angeschlossen, der mit den Modulationsimpulsen synchronisiert wird. In den Statorwicklungen werden nun Spannungen induziert, deren Beträge eine Funktion der Lage des Rotors sind. Die induzierten Spannungen werden auf die *x*- und *y*-Ablenkspulen einer Kathodenstrahlröhre geführt, wo die beiden Feldkomponenten auf den Kathodenstrahl einwirken und die radialen Ablenkungen zur Folge haben. Die Richtung dieser Radialen ist durch die maximalen Spannungen an den beiden Spulenpaaren bestimmt, und da die angelegten Spannungen eine Funktion der Rotorlage sind, ist die Lage eines Radius auch eine eindeutige Funktion der momentanen Antennenposition. Das *PPI*-Bild ist deshalb in bezug auf Azimutwerte unverzerrt. Die Komponentenaufteilung für die Steuerung der *x*- und *y*-Platten der *PPI*-Röhre kann, ausser auf dem hier genannten mechanisch-elektrischen Wege, auch rein elektrisch erfolgen [6].

Wie nützlich diese *PPI*-Aufzeichnungsmethode u. a. für Flieger ist, zeigt Fig. 8, in welcher eine *PPI*-Aufnahme einem entsprechenden Reliefausschnitt gegenübergestellt ist.

Trotz der äusserlichen Verschiedenheit der Aufzeichnungsmethoden ist allen Anzeigegeräten ein wesentliches Merkmal gemeinsam. Die Modulatoren und die Aufzeichnungssysteme sind miteinander synchronisiert. Damit ist ein starrer Zusammenhang zwischen den abgehenden Sendepulsen und den Startzeiten für die Aufzeichnung der Zeitmaßstäbe geschaffen. Wegen dieser starren Verbindung brauchen die Modulatoren keine hohe Genauigkeit bei der Innehaltung der Frequenz aufzuweisen. Die Modulatoren können deshalb z. B. aus normalen Impulsschaltungen bestehen, wie sie in der Fernseh-technik üblich sind.

Die Grenzen der abgebbaren Leistung und der erreichbaren Flankensteilheit dieser mit Hochvakuumröhren versehenen Schaltungen sind allgemein bekannt. Es handelt sich dabei letzten Endes um ein Röhrenproblem.

Eine interessante Neuheit bilden dagegen die Vorrichtungen zur Erzeugung kurzzeitiger Impulse mit grossen Leistungen unter Zuhilfenahme einer Funkenstrecke und einer künstlichen Leitung [7, 8, 9]. Die Wirkungsweise soll an Hand der Fig. 9 an einem typischen Beispiel erklärt werden.

Nach Einschaltung des Schalters *S* lädt sich die Tiefpasskette über die Induktivität *L* auf. Nach Erreichung eines bestimmten Ladezustandes tritt

eine Funkenentladung ein. Im Moment, wo die Spannung über der Funkenstrecke die Zündspannung U_0 erreicht, sinkt, wenn der Belastungswiderstand (hier Magnetron, das getastet werden soll) mit dem Wellenwiderstand der künstlichen Leitung übereinstimmt, die Spannung an der linken Seite des Tiefpasses plötzlich auf den halben Betrag, also

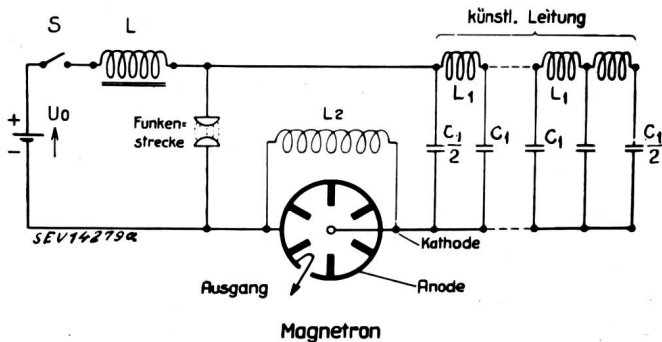


Fig. 9
Prinzipschaltung zur Erzeugung kurzzeitiger Impulse
(Erläuterungen im Text)

um störende Oszillationen, die als Folge von Fehlanpassungen entstehen können, zu verhindern, usw.

Die Zusammenhänge zwischen den Impulsbreiten T , den Flankenverzerrungen n und den Werten der verwendeten Elemente (L_1, C_1, Z) können mit einigen Vernachlässigungen mathematisch erfasst werden. Das Nomogramm der Fig. 10 zeigt die Auswertung. Die angegebene Schaltungsart stellt nur ein typisches Beispiel dar. Es bestehen zahlreiche andere Ausführungsmöglichkeiten, die hier nicht näher erläutert werden können [5].

Es wurde bis jetzt stillschweigend angenommen, dass für die Abgleichung, d. h. die eigentliche quantitative Ermittlung des Messresultates, eine manuelle Bedienung vorliege. Es gibt aber Fälle, wo man auf eine genaue und kontinuierliche Vermessung eines Zieles ganz besonderen Wert legt. Automatische Verfolgung ist denn auch heute bereits an der Tagesordnung und kann unter Umständen selbst dann noch verwendet werden, wenn der Störpegel beträchtlich grösser ist als das Nutzsignal. Fig. 11 zeigt

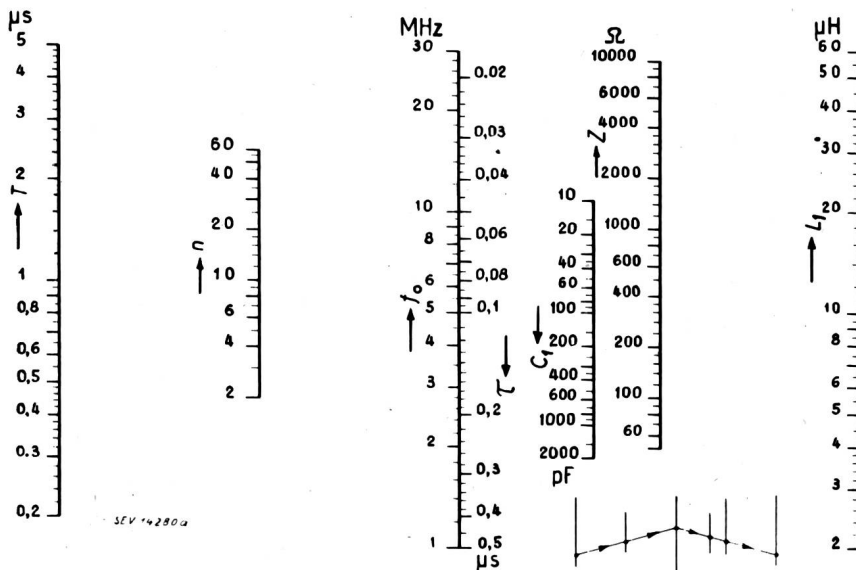


Fig. 10
Nomogramm zur Berechnung der Schaltelemente einer künstlichen Leitung nach Fig. 9

T Impulsbreite; n Verzerrungsmass; f_0 Impulsfrequenz; L_1, C_1, Z Grössen der Schaltelemente der künstlichen Leitung

auf den Wert $U_0/2$. Dieser Spannungssprung pflanzt sich durch die Glieder der künstlichen Leitung fort. Auf der rechten Seite des Tiefpasses erfolgt, weil die Leitung offen ist, eine vollkommene Reflexion. Der Entladestrom erfährt hier ausserdem einen Phasensprung von 180° . Nun setzt die rückläufige Bewegung der Unstetigkeitsstelle ein. Mit der Erreichung des linken Endes ist die Entladung der Leitung vollzogen. Während der ganzen Hin- und Rücklaufbewegung ist das Magnetron von einem kontinuierlichen und konstanten Strom durchflossen worden.

Das ist in kurzen Worten die Wirkungsweise der Modulatoren, welche eine Funkenstrecke und eine offene künstliche Leitung verwenden. In der praktischen Ausführung kommen dann allerdings noch eine Anzahl Einzelheiten hinzu. So wird die Zündung für die Funkenstrecke mit einer Hilfselektrode eingeleitet. Dioden müssen eingebaut werden,

die grundsätzliche Wirkungsweise einer automatischen Vermessung, welche jedoch noch nicht den letzten Stand der erreichten Vervollkommnung berücksichtigt.

Ein Eingrenzungsimpuls, der in der Radartechnik als «Strobe-Impuls» bezeichnet wird, dient als Ausgangspunkt (1). Ihm wird das einmal manuell erfasste Signal überlagert (2). Ein um den halben Betrag dieser Breite verlagertes Strobe-Signal (3) und ein inverses Zeichen davon (4) dient in einer Gegentaktschaltung abwechselnd zur Sperrung bzw. Freigabe der beiden Röhren während je einer halben Strobe-Zeit. Das Resultat an den Anoden (5) und (6) wird in einer Brückenschaltung verglichen. Die Differenz der Signale dient zur Erzeugung der Regelspannung.

Der Fehler einer derart wirkenden automatischen Vermessungsmethode für die Verfolgung bewegter

Ziele kann auch über grosse Distanzen in so engen Grenzen gehalten werden, dass es für die Kontrolle

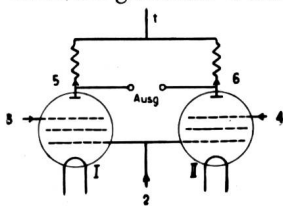
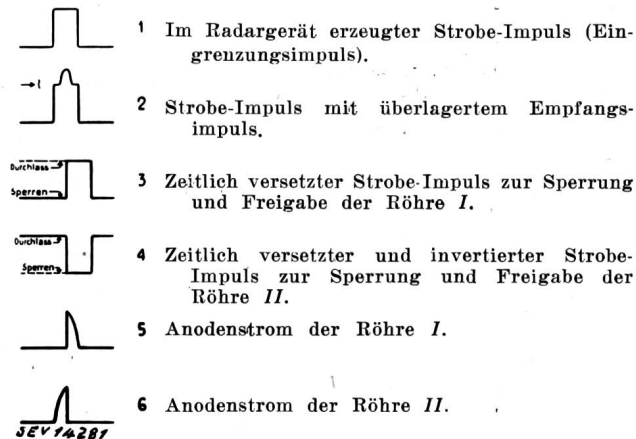


Fig. 11

Prinzip der Steuerschaltung
einer automatischen
Entfernungsverfolgung



der Genauigkeit zurzeit überhaupt keine Messmöglichkeit mehr gibt.

Literatur

- [1] *Office of Scientific Research and Development: Radar, a Report on Science at War.* Washington u. London, 1945.
- [2] *Baxter, James Phinney: Scientists against Time.* 3. ed. Boston, 1946.
- [3] *Schneider, Edwin G.: Radar. Proc. Inst. Radio Engr.* Bd. 34(1946), Nr. 8.
- [4] *Radiation Laboratory of the MIT: Low Altitude Navigation Antennas Developed in Connection With AN/ AKS-10.* Bibliogr. Sci. Ind. Rep. Nr. 615. Washington, 1944.
- [5] *Versch. Autoren: Principles of Radar.* 2. ed. New York u. London, 1946.
- [6] *Radiation Laboratory of the MIT: Plan Position Indicators.* Bibliogr. Sci. Ind. Rep. Nr. 621. Washington, 1942.
- [7] *Golay, Marcel J.E.: The Ideal Low-Pass Filter in the Form of a Dispersion Less Lag Line. Proc. Inst. Radio Engr.* Bd. 34(1946), Nr. 3.
- [8] *Kallmann, Heinz E.: Equalized Delay Lines. Proc. Inst. Radio Engr.* Bd. 34(1946), Nr. 9.
- [9] *Experimental Hydrogen Thyatron Modulator PB Nr. 2463.* Bibliogr. Sci. Ind. Rep. Nr. 485, Washington, 1944.
- [10] *Guanella, G.: Systemfragen der Radar-Technik. Interavia* Bd. 1(1946), Nr. 2, S. 52...55, u. Nr. 8/9, S. 48...54.

Adresse des Autors:

J. Heierle, Ingenieur der Kriegstechnischen Abteilung des EMD, Bern.

Physik und Technik der Hohlleiter

Vortrag, gehalten an der 10. Hochfrequenztagung des SEV vom 26. September 1946 in Zürich,

von R. Peter, Zürich

621.392.26

Es wird kurz dargelegt, warum gerade in der Mikrowellentechnik die Hohlleiter die günstigsten Energieleiter sind. Nach einer ausführlichen Behandlung der Feldverteilung im Hohlleiter bei verschiedenen Schwingungsformen wird vor allem ein Ueberblick über den gegenwärtigen Stand der Hohlleitertechnik und der Mikrowellen-Messtechnik gegeben.

Après avoir montré pourquoi les guides d'ondes sont particulièrement avantageux pour les ondes ultra-courtes, l'auteur traite de la distribution du champ dans les guides d'ondes pour différentes formes d'oscillations. Ensuite il donne un aperçu de l'état actuel des solutions techniques réalisées dans le domaine des guides d'ondes et de la mesure des ondes ultra-courtes.

1. Einleitung

Die gewaltige Entwicklung der cm-Wellen-Technik während des letzten Krieges brachte die Hohlleiter (englisch: wave guides) in kurzer Zeit zu einer ungeahnten Bedeutung. Vor ziemlich genau 50 Jahren veröffentlichte Rayleigh die ersten Berechnungen über die Fortpflanzung elektromagnetischer Wellen in einem runden Rohr. Heute verwenden alle Mikrowellen-Radargeräte ausschliesslich Hohlleiter zum Transport der ausserordentlich grossen momentanen Impulsleistungen vom Sender zur Antenne.

2. Vergleich zwischen Koaxial- und Hohlleitern

Als Hochfrequenzleitungen wurden bis in die neueste Zeit Zweidrahtleitungen und besonders koaxiale Leitungen verwendet. Ist die Wellenlänge gross gegenüber den Quersdimensionen der Leitung, so liegen in einer Ebene senkrecht zu den Leitern quasistationäre Verhältnisse vor, d. h. quer zur Fortpflanzungsrichtung der Welle erfüllt das Feld die Laplacesche Differentialgleichung. Mit ändern Worten: die elektrischen und die magnetischen Feldlinien verlaufen in der Transversalebene, und zwar in jedem Zeitmoment gleich wie bei statischer Belastung. In der amerikanischen Literatur werden

solche Wellen als transversal - elektromagnetische (TEM) Wellen bezeichnet.

Will man die Forderung, dass die Quersdimensionen der Leitung im Vergleich zur Wellenlänge klein sind, auch im cm-Wellengebiet aufrechterhalten, so treten drei wesentliche Schwierigkeiten auf:

1. Da der Querschnitt sehr klein wird, wachsen die *Skinverluste* und damit auch die *Dämpfung*.
2. Die *Spannungsfestigkeit* nimmt stark ab, denn die Feldstärke am dünnen Innenleiter überschreitet bald die Durchschlagfestigkeit normaler Luft von etwa 30 000 V/cm. (Gerade bei Radargeräten handelt es sich aber um momentan sehr grosse Spitzenspannungen.)
3. Die *mechanischen Schwierigkeiten* bei der Abstützung des dünnen Innenleiters mit kurzgeschlossenen $\lambda/4$ -Stützen nehmen zu. Dielektrische Stützperlen kommen nicht mehr in Frage, da ihre maximal zulässige Erwärmung die Dauerleistung zu stark beschränkt.

Verzichtet man auf die Forderung eines quasistationären Feldes im Querschnitt, d. h. verkürzt man die Wellenlänge, ohne den Querschnitt im gleichen Mass zu verkleinern, bis der Umfang grösser wird als die Wellenlänge, so macht sich die endliche Ausbreitungsgeschwindigkeit geltend. Die Ladungsverteilung über dem Leiterquerschnitt entspricht nicht mehr der statischen. Die Wellen beginnen auch in der Querrichtung, längs dem Umfang