Störsignale in Radargeräten und Methoden zu ihrer Unterdrückung

Autor(en): **Farner, F.**

Objekttyp: **Article**

Zeitschrift: **Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins : gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins (SEV) und des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätswerke (VSE)**

Band (Jahr): **61 (1970)**

Heft 16

PDF erstellt am: **31.05.2024**

Persistenter Link: https://doi.org/10.5169/seals-915966

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.
Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.
Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

Ein Dienst der *ETH-Bibliothek*
ETH Zürich, Rämistrasse 101, 8092 Zürich, Schweiz, www.library.ethz.ch

http://www.e-periodica.ch

Störsignale in Radargeräten und Methoden zu ihrer Unterdrückung

Vortrag, gehalten an der 32. Hochfrequenztagung des SEV vom 29. Januar 1970 in Lausanne,

von *F. Farner,* Zürich

1070 - 1081

621.396.969.3:621.396.62

1. Einleitung

Die ideale Funktion von Radargeräten im Sinne ihres Verwendungszweckes ist oft nicht gewährleistet, da neben der eigentlichen Nutzinformation über Antenne und Empfänger auch Störsignale aufgenommen werden. Diese können ihren Ursprung entweder in vom Radargerät unabhängigen Quellen haben oder es sind unerwünschte Nebeneffekte, die durch die Art des verwendeten Radarsystems selbst bedingt sind. Einige Eigenschaften solcher Störungen und Methoden zu deren Unterdrückung werden in dieser Arbeit beschrieben. Störungen, die infolge mangelhafter technischer Realisierung oder gar infolge von Defekten im Gerät entstehen, sollen dabei nicht berücksichtigt werden.

Als Ausgangspunkt sei das Arbeitsprinzip eines Radargerätes kurz in seinen Grundzügen rekapituliert. Mit einer direktiven Antenne werden leistungsstarke Mikrowellenimpulse ausgesendet. Treffen sie auf ein reflektierendes Objekt, wird ein Teil dieser Leistung wieder zurückgestrahlt und in der gleichen Antenne empfangen. Nach Verstärkung in einem Empfänger werden diese Signale auf eine Kathodenstrahlröhre geleitet oder anderswie ausgewertet.

Als Beispiel sei die Aufgabe eines Luftüberwachungsradars betrachtet, wie er auf Flugplätzen zur Überwachung und Leitung des Flugverkehrs oder als militärische Variante zur Alarmierung beim Eindringen von feindlichen Fliegern in den eigenen Luftraum und zur Einsatzlenkung der eigenen Abwehrmittel verwendet wird.

Beiden Anwendungen ist gemeinsam, dass man nur die sich in der Luft befindlichen Flugzeuge zur Anzeige bringen will. Ihre geographische Lage stellt die gewünschte Information dar. Alle anderen Signale, die durch die Antenne und den Empfänger eindringen und zur Anzeige gelangen, sind hier als Störung zu betrachten, die entweder falsche Ziele vortäuschen oder vorhandene Ziele verdecken können.

Wie bereits einleitend erwähnt, können zwei Kategorien von Störsignalen unterschieden werden. Als erste sind es aktive Störquellen, d. h. Leistungsquellen ausserhalb des Radargerätes. Sie sind vornehmlich in Betracht zu ziehen bei militärischer Verwendung von Radars, wobei ein Feind die Entdeckung oder Vermessung seiner Flugzeuge verunmöglichen will.

Unter die zweite Kategorie fallen Rückstrahlungen von anderen Objekten als Flugzeugen, z. B. «Geländeechos», die zwar bei gewissen Radaranwedungen, wie der Navigationshilfe auf Schiffen, durch das Sichtbarmachen der Küstenlinien auch eine nützliche und gewünschte Information darstellen, jedoch bei der Überwachung des Flugverkehrs störend sind. Im Gegensatz zur ersten Kategorie wird diese Art oft als passive Störung bezeichnet.

2. Die aktiven Störer

Obschon auch Interferenzen von Maschinen, industriellen Geräten, Funkverbindungen und anderen Radargeräten unter diesen Begriff fallen, ist ihr Einfluss wegen der hohen in Radargeräten verwendeten Frequenzen und der quasi-optischen Ausbreitungseigenschaften der Mikrowellen selten von grosser Bedeutung. Die Betrachtung sei daher beschränkt auf die absichtliche Störung von Radargeräten mit besonderen Störsendern; ein Problem von vorwiegend militärischer Natur. Statt einer Aufzählung von elektronischen Gegen- und Gegengegen-Massnahmen sollen mehr grundsätzliche Fragen Gegenstand dieser Darlegungen sein.

Es soll untersucht werden, unter was für Bedingungen es zu Störanzeigen auf einer Radardarstellung kommen kann. Die möglichen Massnahmen zur Unterdrückung der Störungen ergeben sich darauf meist zwangsläufig aus den abgeleiteten Gesetzmässigkeiten.

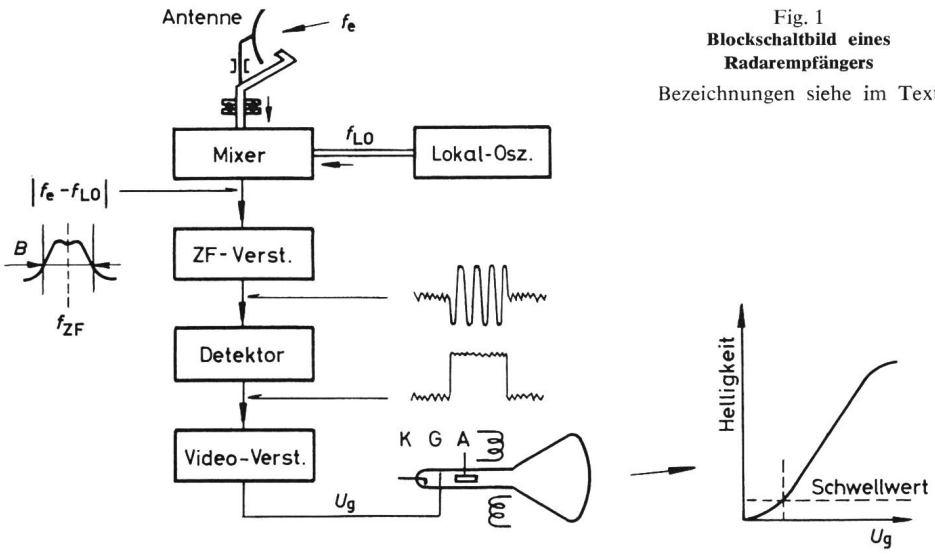


Fig. 1
Blockschaltbild eines Radarempfängers
Bezeichnungen siehe im Text

Die Funktion eines einfachen Radarempfängers sei an Hand von Fig. 1 erläutert. Die Empfangsleistung mit der Frequenz f_e, von dem meist relativ breitbandigen Antennensystem aufgenommen, wird nach dem Prinzip des direkten Überlagerungsempfängers in einem Mixer mit dem Lokaloszillatorsignal der Frequenz f_{LO} auf eine tiefere Frequenz umgesetzt. Falls das Mischprodukt in das Durchlassband des Zwischenfrequenzverstärkers mit der Mittenfrequenz f_{ZF} und der Bandbreite B fällt, wird es verstärkt, im Detektor gleichgerichtet und das entstehen-

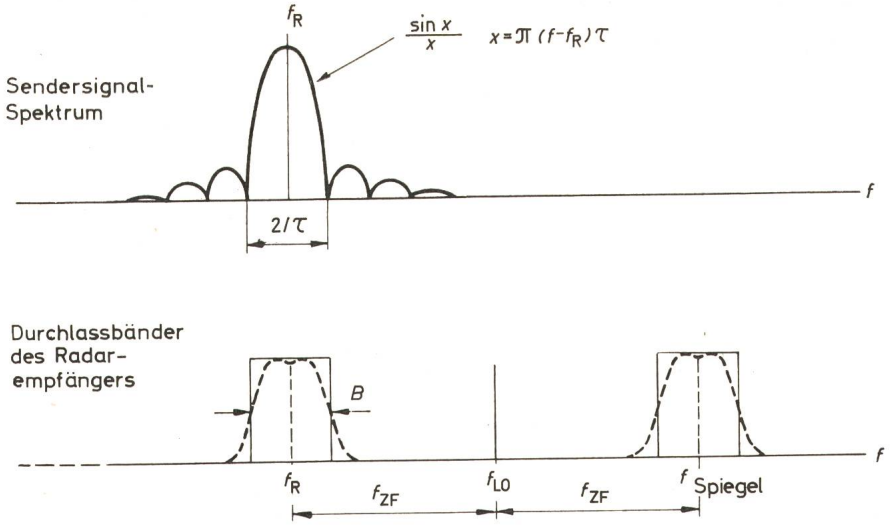


Fig. 2
Signalspektrum und Empfängerdurchlassband
Bezeichnungen siehe im Text

de Videosignal, welches der Amplitudenumhüllenden des Zwischenfrequenzsignals entspricht, im Videoverstärker auf einen Pegel von einigen zehn Volt verstärkt. Damit wird die Helligkeit der Anzeigeröhre gesteuert. Der prinzipielle Spannungsverlauf eines gepulsten Empfangssignals in der ZF- und Videofrequenzlage ist auch in Fig. 1 aufgezeichnet, ebenso die Transfercharakteristik der Anzeigeröhre. Letztere gilt in ähnlicher Form auch für andere Signalauswertungssysteme. Unter einer gewissen Gitterspannung U_g erreicht die Helligkeit den Schwellwert zur Wahrnehmung mit dem Auge nicht. Kleinere Signale werden also nicht angezeigt. Signale über einer gewissen Amplitude sättigen den Phosphor, und die Helligkeit kann nicht mehr weiter ansteigen.

Aus dieser Funktionsbeschreibung lassen sich die Bedingungen für die Anzeige eines Störsignals leicht erkennen:

a) *Frequenzbedingung.* Das Störsignal muss im Durchlassfrequenzband des Empfängers liegen.

b) *Leistungsbedingung.* Das Störsignal muss eine genügende Leistung aufweisen, damit es unter Berücksichtigung der Empfängereigenschaften ein erkennbares Videosignal erzeugt.

c) *Zeitbedingung.* Das Störsignal muss im gleichen Zeitintervall wie das Nutzsignal oder ein möglicherweise erwartetes Nutzsignal eintreffen.

Die qualitativen Eigenschaften dieser drei Bedingungen sollen im folgenden zuerst näher beschrieben und untersucht werden, worauf anschliessend einige quantitative Aspekte der Leistungsbedingung an Beispielen aufgezeigt werden.

2.1 Die Frequenzbedingung (Fig. 2)

Die Empfängerfrequenz muss auf die verwendete Senderfrequenz abgestimmt sein. Die notwendige Bandbreite des Empfängers ist gegeben durch die Bandbreite des Sendesignals, d. h. durch seine spektrale Zusammensetzung. So hat z. B. ein gepulstes Trägersignal das bekannte Spektrum mit der Amplitudenverteilung $\sin \chi / \chi$ um die Senderfrequenz f_R mit einer Bandbreite des Haupt-Lobes von $2/\tau$, wo τ die Pulslänge bedeutet. Normalerweise wird die ZF-Bandbreite B gleich 1...2mal $1/\tau$ gewählt, wobei das Optimum von Signal zu Rauschleistung am ZF-Ausgang bei $1{,}2/\tau$ erreicht wird. Die Seitenzipfel des Spektrums werden also nicht verstärkt, da der Beitrag der verstärkten Rauschleistung grösser wäre als das zusätzlich gewonnene Nutzsignal. Ein einfacher Empfänger wie ihn Fig. 1 zeigt, hat aber noch andere Durchlassbänder als nur um die Sendefrequenz f_R. So wird ein Empfangssignal auf der Spiegelfrequenz mit gleicher Empfindlichkeit verstärkt wie ein Signal auf der Senderfrequenz. Eine erste Antistörmassnahme ist also gegeben durch den Einbau eines Vorselektionsfilters im Mikrowellenpfad zwischen Antenne und Mixer. In der Praxis lässt sich dies leicht realisieren für Sender mit fester Frequenz, wobei allerdings die Durchlassdämpfung des Filters einen gewissen Leistungsverlust und damit eine Reduktion der Reichweite mit sich bringt. Bei abstimmbaren Sendern ist die Realisation schwieriger, da das Filter im Gleichlauf mit dem Sender abgestimmt werden muss. Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die Empfangsbreite dem Sendersignal optimal angepasst werden soll; man spricht dann von einem sog. «Matched Filter».

2.2 Die Leistungsbedingung

Der einfache Empfänger gemäss Fig. 1 hat dauernd die gleiche Verstärkung, die so eingestellt ist, dass die Spannungsspitzen des thermischen Rauschens des Empfängers gerade an die Anzeigeschwelle der Indikatorröhre heranreichen. Damit werden die kleinsten erkennbaren Empfangssignale noch sichtbar, und das Radargerät hat seine grösst-

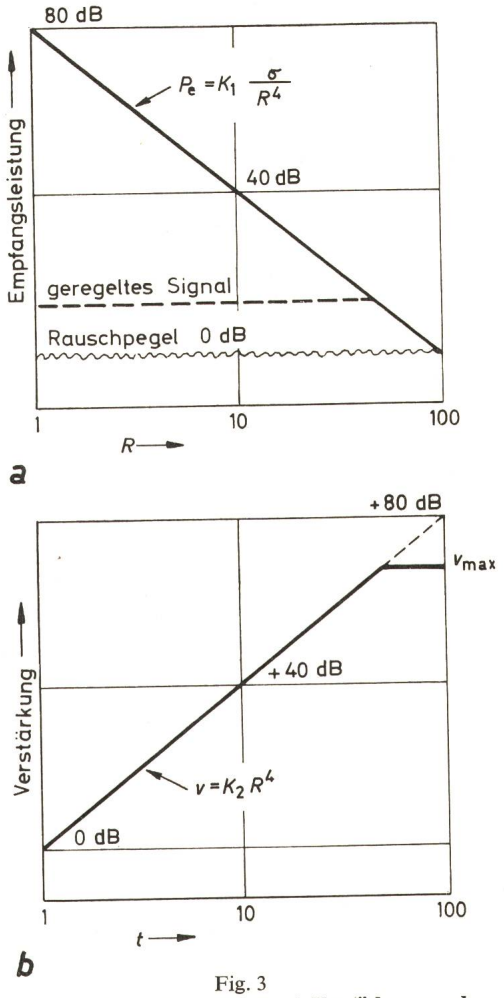
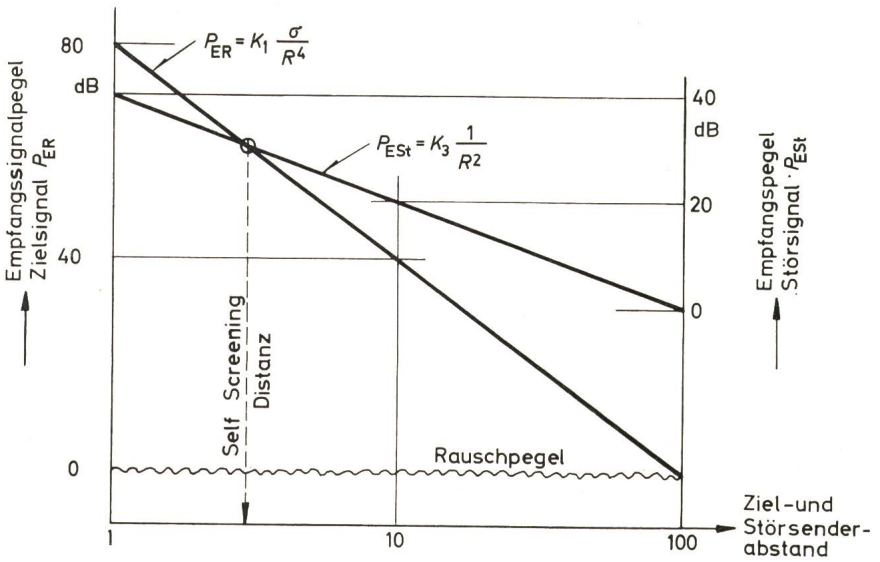


Fig. 3
Leistungsverlauf Radarempfangssignal und Verstärkungsregelung (STC)
a Empfangsleistung
b STC-Regelcharakteristik

Fig. 4
Self Screening Distanz
Bezeichnungen siehe im Text



mögliche Reichweite. Nun ändert aber die Empfangsleistung eines Zieles in Abhängigkeit seiner Distanz gemäss der sog. Radarformel

$$P_e = K_1 \frac{\sigma}{R^4}$$

Die Konstante K_1 ist gegeben durch die Geräteparameter wie Senderleistung, Antennengewinn und Wellenlänge; σ ist eine zielabhängige Grösse und wird bezeichnet als dessen Radarreflexionsquerschnitt. Fig. 3a zeigt den Verlauf der Empfangsleistung in doppelt logarithmischem Maßstab. Man erkennt den sehr grosen Dynamikumfang, gegeben durch das R^4-Gesetz. Schon eine relativ kleine Annäherung eines Zieles unter die Grenzdistanz lässt das Empfangssignal so stark anwachsen, dass die Anzeigeröhre und auch die übrigen Verstärker gesättigt werden. Die Verstärkung ist also für kleinere Zieldistanzen viel grösser als eigentlich notwendig. Deshalb werden in diesem Zeitintervall infolge der hohen Verstärkung auch noch kleine Störleistungen, die weit unter dem Nutzsignal liegen, zur Anzeige gebracht. Eine naheliegende Antistörmassnahme liegt folglich darin, dass man die Verstärkung nach jedem Sendeimpuls zeitabhängig verändert, womöglich so, dass das Videosignal eines Zieles mit dem kleinsten geforderten Reflexionsquerschnitt unabhängig von der Zieldistanz eine konstante und noch gut erkennbare Ausgangsspannung liefert. Damit werden Störsignale, die an der Antenne kleiner als das Nutzsignal sind, nicht mehr dargestellt. Der notwendige Verstärkungsverlauf ist dargestellt in Fig. 3b und folgt dem Gesetz

$$v = K_2 R^4$$

wobei R substituiert werden kann durch die Zeit t ab Sendeimpuls und die Lichtgeschwindigkeit gemäss der Formel $t = 2 R/c$. Eine solche Regelung wird im Englischen «Sensitivity Time Control» oder abgekürzt STC genannt.

Es ist an dieser Stelle interessant, den distanzabhängigen Leistungsverlauf eines Störsignals im Empfänger zu betrachten, das durch einen auf einem Zielfugzeug mitgetragenen Störsender erzeugt wird. Da es sich dabei im Gegensatz zur Zweiwegausbreitung des Radarsignals um eine Einwegausbreitung handelt, folgt das Störsignal dem Gesetz

$$P_{ESt} = K_3 \frac{1}{R^2}$$

Die Leistungszunahme erfolgt also nur proportional zum Reziproken des Quadrates der Distanz. Die graphische Darstellung in Fig. 4 zeigt, dass es eine Distanz gibt, unter der das Radar Nutzsignal grösser wird als das Störsignal, da seine Leistung schneller ansteigt. Diese Distanz wird als Selbst-Abschirmungsdistanz (Self-Screening Range) bezeichnet und ist abhängig von den Geräteparametern des Radargerätes wie des Störsenders inklusive ihrer Antennen. Wie bereits erklärt, ist dieser Effekt auf einem Radarindikator nur erkennbar bei Anwendung der entfernungsabhängigen Verstärkungsregelung, sonst geht das Störsignal bei Annäherung des Störsenders nie unter die Anzeigeschwelle.

2.3 *Die Zeitbedingung*

Bei Rundsichtradars mit impulsmoduliertem Sendesignal sind zwei Zeitzyklen von Bedeutung: die Pulsrepetitionsfrequenz und die Antennenumlaufzeit.

Ein Einzelzielecho hat in Abhängigkeit seiner Entfernung eine gegebene feste Verzögerung auf jeden Sendeimpuls (Fig. 5). Ist ein Störsignal synchronisiert mit den Sendeimpulsen, jedoch nicht gleichzeitig mit dem Zielecho, so kann letzteres ungestört erkannt werden. Allerdings kann das Störsignal ein nicht vorhandenes, fiktives Ziel vortäuschen. Will ein Störer auf diese Weise in der Anzeige stillstehende oder stetig bewegte Ziele darstellen, muss er sich auf den vorhergehenden Sendeimpuls synchronisieren. Dabei entspricht die kürzest mögliche Anzeigedistanz derjenigen eines Zieles

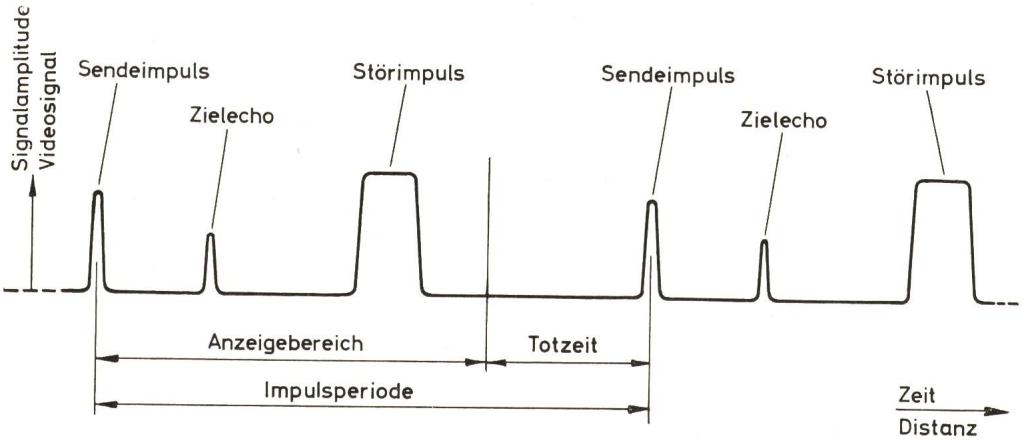


Fig. 5
Zeitlicher Verlauf des Radar-Videosignals

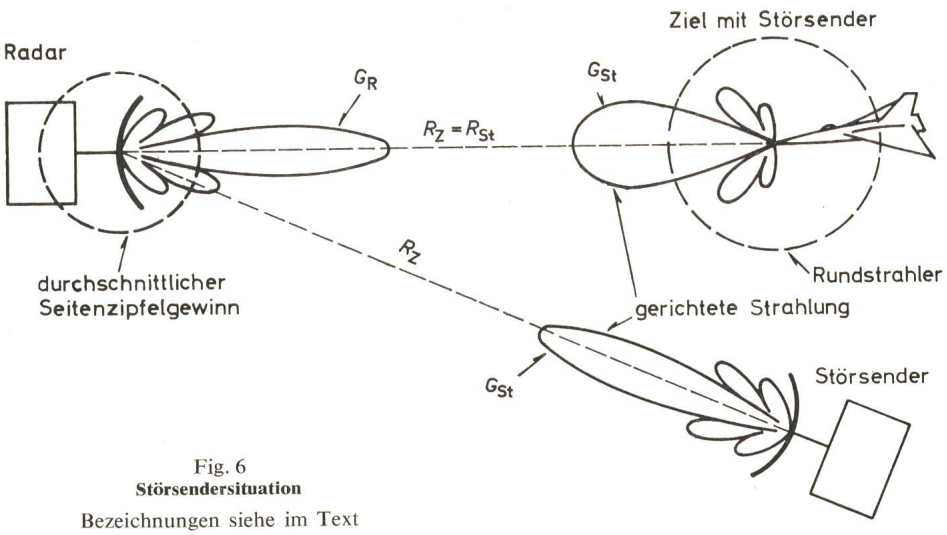


Fig. 6
Störsendersituation
Bezeichnungen siehe im Text

auf der Distanz des Störsenders, dann nämlich, wenn zwischen Empfang des Radarsendeimpulses und Aussenden des Störimpulses keine interne Verzögerung besteht. Diese Tatsache ergibt sich aus der Laufzeit der Signale. Will man kürzer liegende Ziele simulieren, so muss sich der Störer auf weiter zurückliegende Sendeimpulse synchronisieren, was bei konstanter Pulsrepetitionsfrequenz und damit konstanten Pulsabständen auch zu stetigen fiktiven Echos führt. Als Gegenmassnahme wird deshalb oft der Sendeimpulsabstand des Radargerätes statistisch variiert.

In analoger Weise wird ein Störsignal eine Zielanzeige nur stören, wenn es zur gleichen Zeit einfällt, in der die drehende Antenne des Radars in Richtung des Zieles oder dessen Umgebung gerichtet ist.

Zusammenfassend kann ausgesagt werden, dass bei gleichzeitigem Auftreten der drei Voraussetzungen für die Wirksamkeit einer aktiven Störung (der Frequenz-, Leistungs- und Zeitbedingung) das Störsignal nicht unterdrückt werden kann. Alle Gegengegenstörmassnahmen haben zum Ziel, dem Gegner die Erfüllung der einen oder anderen Bedingung zu verunmöglichen.

2.4 *Quantitative Aspekte der Leistungsbedingung*

Die von einem Störsender für eine wirksame Störung aufzubringende Leistung ist von vielen Parametern abhängig und kann infolgedessen innerhalb weiten Grenzen liegen. Deshalb ist es auch schwierig, genaue Voraussagen von Störsituationen in einem grösseren Dispositiv zu machen. Meist fehlt die genaue Kenntnis der in die Rechnung eingehenden Parameterwerte.

Zwei Grundsituationen, die in Fig. 6 schematisch aufgezeichnet sind, können unterschieden werden:

1. Der Störsender befindet sich auf dem zu maskierenden Ziel.
2. Der Störsender ist örtlich gegen dieses Ziel versetzt.

Im ersten Fall ist der Sende- und Empfangsgewinn der Radarantenne für das Zielsignal gleich dem Empfangsgewinn für das Störsignal, im 2. Fall wird das Störsignal im Zeitpunkt des Empfanges des Zielsignals nur über die viel kleineren Seitenzipfel der Radarantenne empfangen. Auch ist hier die Distanz Radar–Störsender im allgemeinen nicht gleich der Distanz Radar–Ziel. Dafür kann sich im 2. Fall der Störsender leichter einen Vorteil verschaffen, indem auch er eine Richtantenne verwendet, da die dafür notwendige Ausrüstung mit Peil- und Richtmitteln sowie die grosse Antenne auf dem Ziel selbst oft nicht tragbar ist.

Die wichtigsten zur Berechnung der Störverhältnisse zu berücksichtigenden Parameter sind in Tabelle I zusammengestellt. Durch den Radar gegeben sind seine Senderleistung P_R, seine Modulationsart des Sendersignals und seine Antennen-Charakteristik, der Gewinn G_R für Abstrahlung und Empfang des Zielsignals und der Gewinn $G_R{}^*$ für den Empfang des Störsignals.

Durch das *Ziel* gegeben ist sein Abstand R_Z vom Radar und sein Reflexionsquerschnitt σ. Durch den *Störsender* gegeben sind seine Senderleistung P_{St}, seine Modulationsart, sein Abstand R_{St} zum Radar und seine Antennencharakteristik mit dem Sendegewinn G_{St}.

Mit diesen Grössen berechnet man die Empfangsleistung im Radar mit folgenden Formeln:

für das Nutzsignal

$$P_{EN} = \frac{P_R\, G_R{}^2\, \lambda^2\, \sigma}{(4\,\pi)^3\, R_Z{}^4}$$

für das Störsignal:

$$P_{ESt} = \frac{P_{St}\, G_{St}\, G_R{}^*\, \lambda^2}{(4\,\pi)^2\, R_{St}^2}$$

(λ ist die Wellenlänge der Senderfrequenz)

Nimmt man an, der Störer werde wirksam, wenn das Verhältnis Störsignal zu Nutzsignal, auf die Bandbreite des Radarempfängers bezogen, den Wert 1 überschreitet, so kann durch Gleichsetzen beider Empfangsleistungen die notwendige minimale Störsenderleistung berechnet werden. Sie ist bezogen auf die gleiche Bandbreite wie die des Radarempfängers.

Allgemeiner Fall:

$$P_{St\,min} = \frac{1}{4\,\pi}\, P_R\, \sigma\, \frac{G_R{}^2}{G_R{}^*\, G_{St}} \cdot \frac{R_{St}^2}{R_Z{}^4}$$

Besonderer Fall: Störsender auf Ziel

$$G_R = G_R{}^* \quad \text{und} \quad R_{St} = R_Z$$

$$P_{St\,min} = \frac{1}{4\,\pi}\, P_R\, \sigma\, \frac{G_R}{G_{St}} \cdot \frac{1}{R_Z{}^2}$$

Bestimmungsgrössen der Störverhältnisse

Tabelle I

Durch Radar gegeben	Durch Ziel gegeben	Durch Störsender gegeben
Senderleistung P_R	Abstand zum Radar R_Z	Senderleistung P_{St}
Modulationsart	Reflexionsquerschnitt σ	Modulationsart
Antennencharakteristik:		Abstand zum Radar R_{St}
Sendegewinn G_R		Antennencharakteristik:
Empfangsgewinn in Richtung Störsender $G_R{}^*$		Sendegewinn in Richtung Radar G_{St}

Typische Kenndaten eines Suchradars und Störsenders

Tabelle II

Suchradar:			
Senderspitzenleistung	P_R	=	1000 kW
Pulslänge	τ	=	1 µs
Pulsrepetitionsfrequenz	PRF	=	1000 Hz
Tastverhältnis	δ	=	0,001
Mittlere Senderleistung	P_R	=	1 kW
Antennengewinn			
(über Hauptkeule)	G_R	=	30 dB
(über Seitenzipfel)	$G_R{}^*$	=	−10 dB
Empfängerbandbreite	B	=	1 MHz
Störsender:			
Antennengewinn			
(isotroper Rundstrahler)	G_{St}	=	0 dB
oder			
(mit Richtstrahler)	G_{St}	=	30 dB
Ziel:			
Reflexionsquerschnitt	σ	=	1 m² (Jagdflugzeug)

$$P_{St\,min} \text{ für } \frac{\text{Störsignal}}{\text{Nutzsignal}} = 1$$

Für den allgemeinen Fall ist die minimale Störsenderleistung proportional der Radarsenderleistung P_R, dem Zielreflexionsquerschnitt σ, dem Quadrat des Gewinns G_R der Radarantenne und des Störsenderabstandes R_{St}, umgekehrt proportional dem Produkt des Empfangsgewinns $G_R{}^*$ der Radarantenne für das Störsignal und des Antennengewinns G_{St} des Störsenders. Daraus erkennt man die Forderung nach kleiner Nebenzipfelstrahlung der Radarantenne.

Im besonderen Fall des Störsenders auf dem Ziel selbst, wo $G_R = G_R{}^*$ und $R_{St} = R_Z$ sind, vereinfacht sich die Gleichung durch Kürzen dieser Grössen.

Um die Auswirkungen dieser Gesetzmässigkeiten anschaulicher zu zeigen und einen Begriff der Grössenordnung der notwendigen Störleistungen zu geben, seien die Resultate der Berechnung einiger repräsentativer Fälle zusammengestellt. Dafür sind die Annahmen in Tabelle II zugrunde gelegt.

Für den ersten Fall, wo sich der Störsender auf dem Ziel selbst befindet, sind einige Werte für die minimale Störsenderleistung in Tabelle III aufgeführt, wobei als eine Variable drei verschiedene Ziel- und Störsenderdistanzen gewählt sind. Je näher das Ziel, umso grösser ist die notwendige Leistung. In den drei Zeilen sind die Leistungen für verschiedene Modulationsarten des Störsenders angegeben. Erstens eine schmalbandige Rauschmodulation entsprechend der Radar-Empfängerbandbreite. Zweitens ein getasteter Störsender, der ein Ziel simuliert und folglich auch ein Tastverhältnis von 1 : 1000 aufweist. Die Spitzenleistung ist hier gleich wie in der ersten Zeile, die mittlere Leistung jedoch 1000mal kleiner und damit im Vergleich zur mittleren Leistung des Radarsenders von 1 kW äusserst klein. Erst wenn wie in Zeile drei ein Breitbandstörer eingesetzt wird, z. B. wegen Unkenntnis der genauen Senderfrequenz des Radars, sind auf kurze Distanzen mit diesem verglichen grössere mittlere Leistungen erforderlich.

Minimale Störsenderleistung; Störer auf Zielflugzeug

Tabelle III

Modulationsart des Störsenders		Distanz Radar–Ziel bzw. Radar–Störsender		
		1 km	10 km	100 km
1. Schmalbandige Rauschmodulation $B = 1$ MHz	$\bar{P}_{St}$	80 W	0,8 W	8 mW
2. Getasteter Störsender zur Simulation eines Zieles	$\hat{P}_{St}$	80 W	0,8 W	8 mW
	$\bar{P}_{St}$	80 mW	0,8 mW	8 µW
3. Breitbandige Rauschmodulation $B = 100$ MHz	$\bar{P}_{St}$	8 kW ($> \bar{P}_R$)	80 W	0,8 W

Im zweiten Fall des abgesetzten Störsenders (Tabelle IV) sind zwei unabhängige Variablen vorzugeben, auf der Tabelle horizontal die Distanz Ziel–Radar, vertikal die Distanz Radar–Störsender. Ist letztere gross, was der Art dieses Einsatzes im allgemeinen entspricht, sind sehr hohe Leistungen erforderlich. Die fett gedruckten Zahlen sind Leistungswerte, die heute praktisch nicht realisiert werden können. Bei Verwendung von Richtstrahlantennen verbessert sich die Situation des Störers etwas. Verblüffend ist das Verhältnis der Leistungen in dieser Zusammenstellung, die von 8 µW bis zu 8 GW reichen.

Es könnten noch viele solche Tabellen aufgestellt werden mit anderen Störbandbreiten oder anderen Tastverhältnissen des Störsenders, Änderungen, die einen grossen Einfluss auf die notwendige Störsenderleistung haben. Der Sinn dieser Zusammenstellung war nur, einen Überblick über die Grössenordnungen zu vermitteln.

Minimale Störsenderleistung; Störer nicht in Zielrichtung

Tabelle IV

Bestimmungsgrössen der Störsituation	Distanz Radar–Störsender	Distanz Radar–Ziel 1 km	10 km	100 km
Schmalbandige Rauschmodulation B = 1 MHz, isotrope Störantenne Seitenzipfeldämpfung der Radarantenne 40 dB	1 km	**800 kW**	80 W	8 mW
	10 km	**80 MW**	8 kW	800 mW
	100 km	**8 GW**	**800 kW**	80 W
Wie oben, jedoch Störsender mit Richtstrahlantenne von 30 dB Gewinn	1 km	800 W	80 mW	8 µW
	10 km	**80 kW**	8 W	800 µW
	100 km	**8 MW**	800 W	80 mW

Die heutigen möglichen Störleistungen im Mikrowellengebiet liegen bei ca. 100...500 W für flugzeuggetragene kleinere Störsender und ca. 10 kW für stationäre Anlagen oder solche in Spezialflugzeugen.

2.5 Elektronische Gegen-Gegenmassnahmen

Zum Abschluss der Behandlung aktiver Störquellen sollen einige mögliche Gegen-Gegenmassnahmen erwähnt werden, abgekürzt ECCM für Electronic Counter-Counter-Measures oder auf Deutsch EGGM.

a) Die Erhöhung der Radar-Senderleistung, die aber insofern fragwürdig ist, als die gleiche Technik auch dem Störer zur Verfügung steht, der im allgemeinen weniger Leistung benötigt.

b) Modulationsverfahren im Radargerät mit grosser Frequenzbandbreite, die dem Störer auch eine grosse Bandbreite aufzwingen und somit seine Störleistung pro MHz Bandbreite verdünnen. Als Beispele seien erwähnt der *Frequency Agile Radar,* der jeden Puls auf einer anderen Frequenz aussendet und den Empfänger entsprechend nachstimmt. Ein anderes Gegenmit-

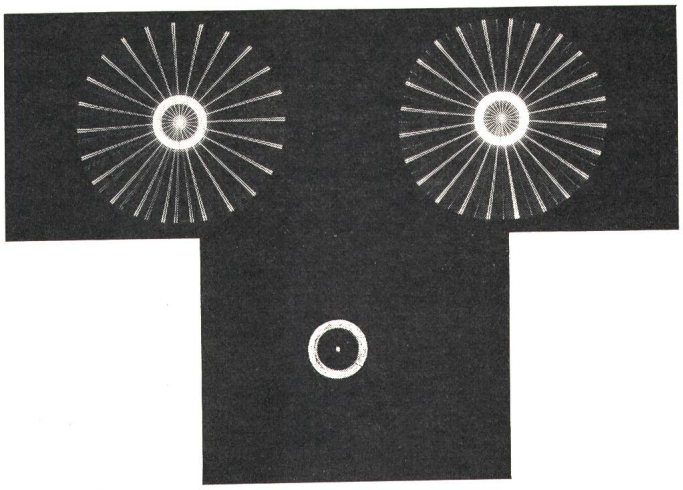


Fig. 7
Ergebnisse von Störversuchen
Erklärungen siehe im Text

tel ist der *Frequenz Diversity Radar,* der mit 2 Sendern verschiedener Frequenz und entsprechenden Empfängern arbeitet. Beide Empfangssignale werden durch Multiplikation korreliert. Falls der Störsender die beiden Kanäle nicht gleichzeitig stört, z. B. bei Verwendung einer nicht allzuschnellen Frequenzmodulation, ist das Produkt der Störsignale immer gleich Null. Die Fig. 7 und 8 zeigen Ergebnisse von Störversuchen an einem solchen Gerät, wie sie sich auf der PPI-Darstellung auswirken. Als Störsender ist ein frequenzmodulierter Signalgenerator verwendet, der ein so starkes Signal einstrahlt, dass die Anzeige über den ganzen Antennendrehwinkel gesättigt ist. Dies ergibt ein speichenförmiges Bild, auf dem in Fig. 7 deutlich das periodische Durchlaufen des Störsignals durch das Haupt- und Spiegelfrequenzband des Empfängers sichtbar ist. Daneben ist ein Nutzsignal gleichzeitig auf beide Kanäle, d. h. auf den 2 Empfangsfrequenzen, eingespeist, erkennbar in dem hellen Ring um das Zentrum. Die oberen beiden Bilder zeigen die Ausgangssignale der beiden Einzelkanäle vor der Korrelation, das untere Bild das Signal nach dem Korrelator, auf dem die Störsignale unterdrückt sind. Fig. 8 zeigt das Ergebnis der gleichen Versuchsanordnung, aber mit einer bedeutend rascheren Frequenzmodulation des Störsenders. Bei diesen Versuchen ist von den erwähnten Störbedingungen die Zeitbedingung nicht erfüllt, weshalb es möglich ist, die Störung zu unterdrücken.

c) Auch das einfache *Range-Gating* (auf Deutsch Distanztor-Ausblendung) bei Zielfolgeradars, d. h. die möglichst kurze Austastung des empfangenen Zielsignals, ist ein Mittel zur Ausnützung der Zeitbedingung. Alle Störsignale ausserhalb des Distanztores beeinflussen die Zielverfolgung überhaupt nicht, weshalb hier unsynchronisierte Pulsstörer praktisch wirkungslos sind.

d) Den gleichen Zweck verfolgt die *Pulsintegration* bei Suchradars. (Fig. 9) Wenn jedes Ziel von einer Mehrzahl von Sendeimpulsen getroffen wird, können die Empfangsimpulse begrenzt und nach Durchlaufen von Verzögerungsleitungen mit einer Laufzeit entsprechend dem Pulsabstand addiert werden. Nicht synchronisierte einzelne Störimpulse werden den entsprechend gelegten Anzeigeschwellwert am Ausgang nie überschreiten.

e) Noch wirksamere Modulationsmethoden verwenden codierte Radarsignale, die in einem längeren Zeitintervall eine grosse Bandbreite überdecken und beim Empfang in optimalen Filtern so verarbeitet werden, dass ihre integrierte Leistung, d. h. die volle Energie auf ein viel kürzeres Intervall konzentriert wird. Ein Beispiel ist der sog. *Chirp Radar,* der einen langen, linearfrequenzmodulierten Impuls aussendet, der beim Empfang durch Laufzeitfilter wieder zeitlich komprimiert wird. Der Vorteil liegt hier speziell darin, dass die mittlere Leistung ohne Erhöhung der Spitzenleistung gesteigert werden kann, ohne dass man an Distanzauflösung verliert.

Allen diesen Methoden ist gemeinsam, dass man die gesamte von einem Ziel empfangene Energie durch Integration über eine möglichst lange Zeit und unter Ausnutzung der Autokorrelationseigenschaften des Signals auf ein Maximum steigert. Gleichzeitig werden die Störsignale durch die dabei verwendeten Zeit- und Frequenzfilter möglichst unterdrückt.

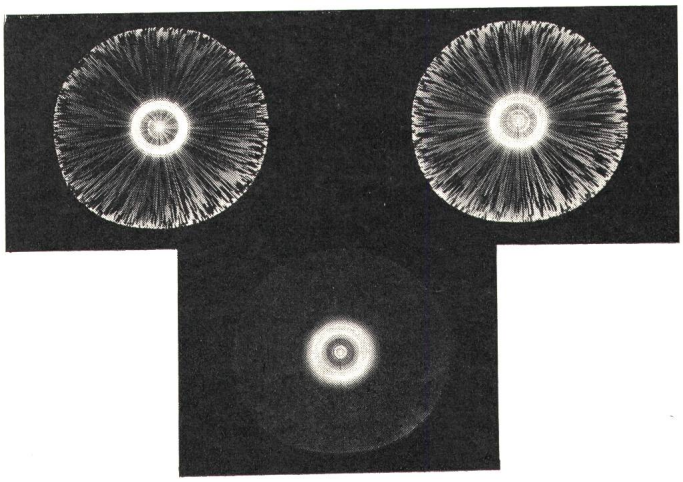


Fig. 8
Ergebnisse von Störversuchen bei rascherer Frequenzmodulation des Störsenders

3. Die passiven Störer

Diese zweite Kategorie von Störsignalen tritt sowohl in zivil wie militärisch vewendeten Radargeräten gleich unangenehm in Erscheinung. Unter ihnen sind diejenigen, die den Radaringenieur weitaus am meisten beschäftigen, die Geländereflexionen. Die wirksamste Methode der Unterdrückung dieses Echos bei gleichzeitiger Darstellung der Flugzeugechos beruht auf der Ausnützung des Dopplereffektes.

Die wichtigsten verwendeten technischen Lösungswege seien erklärt an 3 Prinzip-Blockschaltbildern:

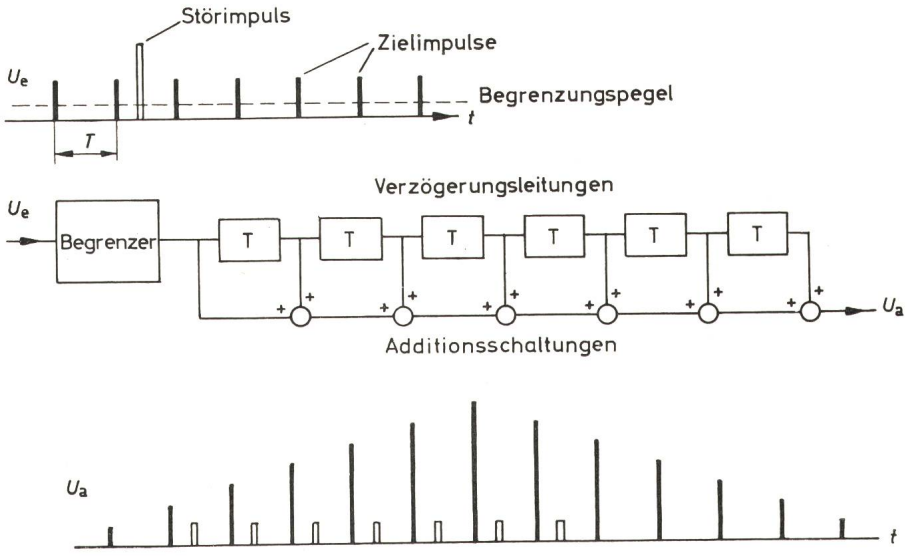


Fig. 9
Puls-Integrator
Bezeichnungen siehe im Text

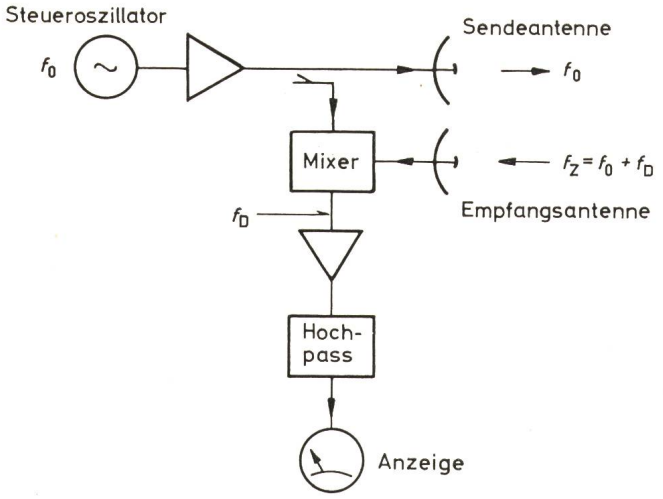


Fig. 10
CW-Radar, Prinzipschaltbild
Bezeichnungen siehe im Text

3.1 Der Continous Wave oder CW-Radar

Sein Blockschaltbild zeigt Fig. 10. Von einem hochstabilen Sender wird nur eine einzige Frequenz ausgestrahlt. Während die Frequenz der Signale der Bodenreflexionen genau der Radarsenderfrequenz entspricht, erleiden die Reflexionen von Flugzeugen mit einer Radialgeschwindigkeit v_r gegenüber dem Radar eine Dopplerfrequenzverschiebung und werden mit der Frequenz:

$$f_Z = f_0 + \frac{2\,v_r}{\lambda} = f_0\left(1 + 2\,\frac{v_r}{c}\right)$$

(λ = Wellenlänge)

empfangen. Die Dopplerverschiebung beträgt also:

$$f_D = \frac{2\,v_r}{\lambda} = f_0\,2\,\frac{v_r}{c}$$

Da für die Flugzeuge die Radialgeschwindigkeit v_r sehr klein ist gegenüber der Lichtgeschwindigkeit c, ist die relative Frequenzverschiebung äusserst klein. Dieser Umstand bewirkt, dass das Ausfiltern des dopplerverschobenen Signals ein schwieriges technisches Problem darstellt. Es ist beim CW-Radar nur zu lösen, wenn das Sendersignalspektrum schmal ist verglichen mit der Dopplerfrequenz.

Vom CW-Sender wird ein kleiner Teil der Leistung für den Empfangsmixer abgezweigt. Zur Isolation des Empfängers vom Sender verwendet man meistens zwei Antennen. Festzeichenechos werden durch den Mixer auf die Frequenz 0 umgesetzt, Bewegtziele auf die Dopplerfrequenz f_D. Letztere wird durch den Hochpass nicht unterdrückt und betätigt eine Anzeigevorrichtung. Das System ergibt keine Distanzformation, erlaubt aber durch Frequenzmessung eine einfache und genaue Radialgeschwindigkeitsbestimmung. Die bekannteste Anwendung ist wohl der Polizei-Verkehrsüberwachungsradar.

3.2 Der MTI-Radar

Will man die Entfernung der Bewegtziele bestimmen, muss das Sendersignal moduliert werden. Dabei tritt als zusätzliches Problem die Verbreiterung des Sendesignalspektrums auf, das zur Erzielung einer genügenden Distanzauflösung im allgemeinen viel breiter wird als es der Frequenzverschiebung durch den Dopplereffekt entspricht.

Eine schon lange bekannte Lösung der Festzeichenunterdrückung besteht im MTI-Radar mit Verzögerungsleitung in der Signalauswertung. MTI steht als Abkürzung für «Moving Target Indication» oder übersetzt «Bewegtzielanzeige». Fig. 11 zeigt das Prinzipschaltbild einer solchen Anlage. Das Signal eines stabilen Steueroszillators bringt man in einem gepulsten Leistungsverstärker auf eine hohe Spitzenleistung. Das Empfangssignal wird mit dem Steueroszillatorsignal in einem Phasendiskriminator detektiert. Empfangsimpulse von Festzeichen haben von Puls zu Puls die gleiche relative Phase zum Steueroszillator. Aufeinanderfolgende Empfangsimpulse haben daher am Ausgang des Phasendiskriminators konstante Aplituden. Pulse von Bewegtzielen ändern ihre Phase, und ihre Ausgangsamplitude ist im Takt der Dopplerfrequenz amplitudenmoduliert. Mit einer Verzögerungsleitung und einer nachfolgenden Subtraktionsschaltung werden die festen Signale unterdrückt, und nur die Bewegtziele gelangen zur Anzeige.

Oft sind MTI-Radars etwas anders aufgebaut und verwenden ein Magnetron als Sender. Da mit einem solchen keine aufeinanderfolgenden kohärenten Impulse erzeugt werden können, muss dann die Phase jedes Pulses gespeichert werden, was durch Vergleich mit einem sehr stabilen Lokaloszillator (Stalo) möglich ist. Für nähere Beschreibung sei auf die einschlägige Literatur verwiesen [1]).

3.3 Der Pulsdopplerradar

In einem etwas anderen System, das aber auch ein gepulstes Sendersignal verwendet, erfolgt die Unterdrückung der Festzeichensignale durch Bandpass-Frequenzfilter. Ein Prinzipschaltbild dieses meist als Pulsdopplerradar bezeichneten

[1]) Z. B. Band 1 der Radiation Laboratory Series des Massachusetts Institute of Technology, Abschnitt 16 von L. N. Ridenour.

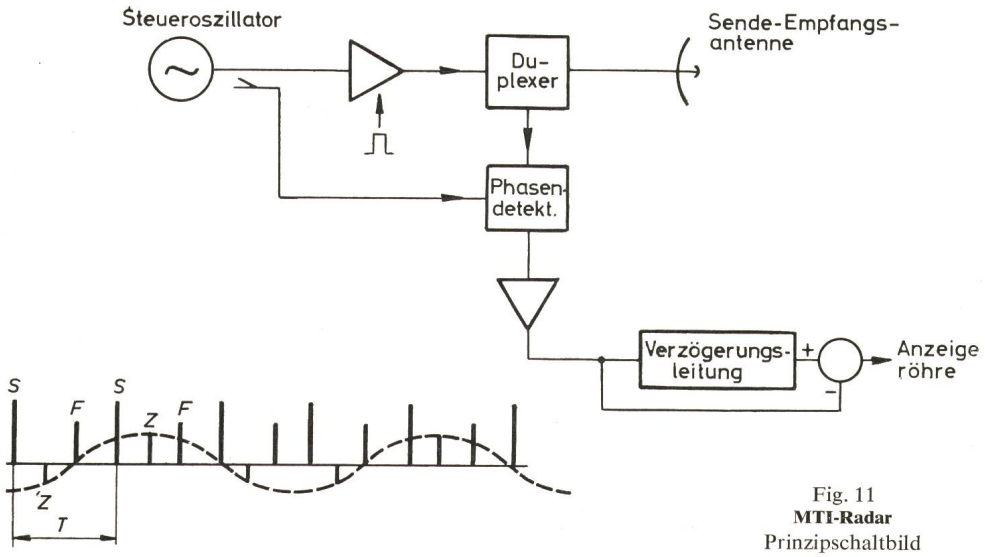


Fig. 11
MTI-Radar
Prinzipschaltbild

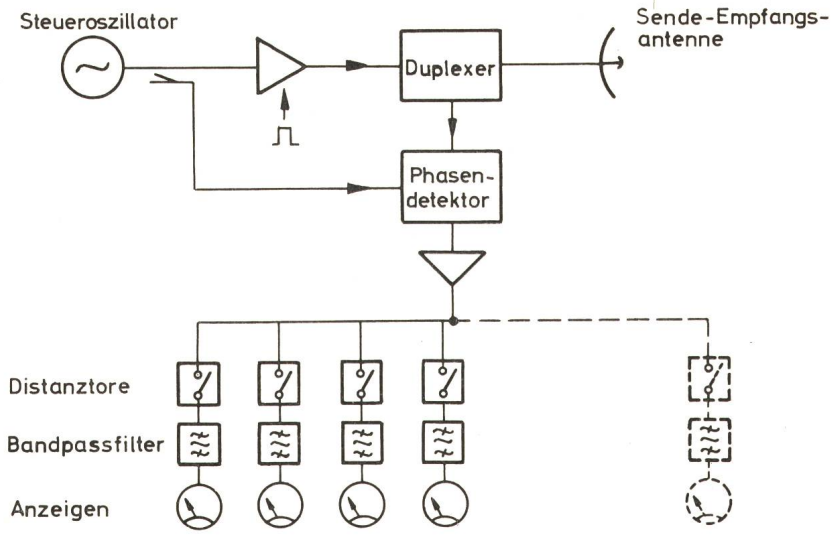


Fig. 12
Pulsdopplerradar
Prinzipschaltbild

Systems ist in Fig. 12 dargestellt. Der Sendeteil und der Empfangspfad bis zum Phasendetektor kann gleich aufgebaut sein wie beim MTI-Radar. Das entstehende Videosignal wird aber nicht auf eine Unterdrückungsschaltung mit Verzögerungsleitung, sondern auf Frequenzfilter gegeben. Da durch die Filterung die Distanzinformation verlorengeht, wird eine ganze Filterbank benötigt, wobei für jedes Distanzelement ein Filter mit einem vorgeschalteten elektronischen Distanztor verwendet werden muss. Somit werden nur jene Filter angeregt, in deren Distanztor sich ein Bewegtzielecho befindet. Durch Parallelschaltung von mehreren Filtern mit verschiedenen Durchlassbändern bietet sich hier noch die zusätzliche Möglichkeit an, Information über die Radialgeschwindigkeit von Zielen zu erhalten und mehrere Ziele im gleichen Distanzelement, aber mit verschiedener Radialgeschwindigkeit gegeneinander zu diskriminieren.

Die Komplexität solcher MTI- und Pulsdopplerradars ist naturgemäss viel grösser als die eines einfachen Pulsradars. Will man dazu noch Massnahmen gegen aktive Störer mit einbeziehen, kommt man zu nochmals aufwendigeren Geräten, deren Behandlung den Rahmen dieser mehr auf das Prinzipielle gerichteten Arbeit überschreiten würde.

Adresse des Autors:
F. Farner, Dipl. Elektroingenieur, Entwicklungsabteilung der Albiswerk Zürich AG, 8047 Zürich.

Weitere Vorträge der 32. Hochfrequenztagung folgen

Technische Mitteilungen — Communications de nature technique

Elektrische Energie-Technik und -Erzeugung
Technique et production de l'énergie

Einfluss der Netzparameter auf Höhe und Verlauf von Schaltspannungen

621.316.1.027.7 : 621.316.5.06

[Nach *H. Glavitsch* u. a.: Einfluss verschiedener Netzparameter auf Höhe und Verlauf von Schaltspannungen. ETZ-A 91(1970)4, S.206...211]

Schaltspannungen gewinnen in Höchstspannungsnetzen ein Übergewicht gegenüber Gewitterüberspannungen. Die Mindestabstände der Luftisolation werden somit durch die mit der Betriebsspannung wachsenden inneren Überspannungen (z. B. bei Schaltvorgängen) bestimmt. Überspannungen beim Zuschalten leerlaufender Leitungen sowie solche auf den ungestörten Leitern bei Lastabwurf und gleichzeitigem Erdkurzschluss erreichen ihre Höchstwerte besonders bei grossen Leitungslängen und schwach speisendem Netz.

Zur Beurteilung der Abhängigkeit dieser Überspannungen von den Netzparametern hält man zweckmässigerweise betriebsfrequente und transiente Anteile auseinander und führt diese als auf die betriebsfrequente Leiter-Erd-Spannung bezogene Grössen ein

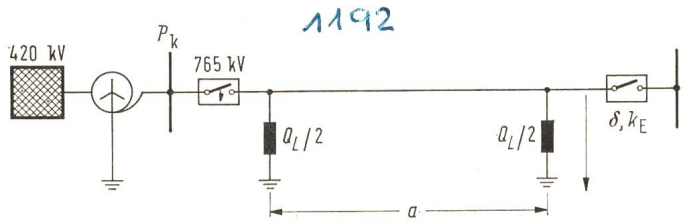


Fig. 1
Schema der untersuchten 765-kV-Übertragung
P_k Kurzschlußleistung des Netzes; Q_L Blindleistung der Kompensationsdrosselspulen; a Leitungslänge; δ, k_E bezogene Faktoren der Spannungserhöhungen

(auf Speiseseite des Schalters vor dem Zuschalten). Man unterscheidet somit bezogene betriebsfrequente Spannungserhöhungen und durch Einschwingvorgänge darüber hinausgehende transiente Überspannungen. Aus diesen Anteilen resultiert ein Überspannungsfaktor k_E mit seinem Höchstwert $k_{E\,max}$. Fig. 1 zeigt die untersuchte 765-kV-Übertragung beim Zuschalten leerlaufender Leitungen der Länge a. Besonders bei grossen Leitungslängen können beträchtliche Maximalwerte von $k_{E\,max}$ auftreten. Für eine wirtschaftliche Isolationsbemessung sollte k_E für 765-kV-Systeme zwischen etwa 1,8 und 2,2 liegen.

Als praktische Möglichkeiten zur Herabsetzung betriebsfrequenter Überspannungen dienen Kompensationsdrosselspulen (Fig. 1). Für die Verminderung transienter Überspannungen erweisen sich Einschaltwiderstände als wirksam, die nach Abklingen der Ausgleichvorgänge kurzgeschlossen werden.

Moderne Überspannungsableiter sind als weiteres Hilfsmittel in der Lage, die Energien und Ladungen bei Schaltspannungen abzuleiten und Spannungsspitzen auf das Schutzniveau zu begrenzen.

M. Schultze

Kernkraftwerke mit heliumgekühlten Hochtemperaturreaktoren

621.311.25 : 621.039

[Nach *E. Böhm* und *K. Bammert:* Hochtemperaturreaktoren mit Heliumturbinen. Atom und Strom 16(1970)1, S. 13...19]

Durch die fortschreitende technische Entwicklung sind heute die Voraussetzungen gegeben, um für den Hochtemperaturreaktor eine hohe Wirtschaftlichkeit voraussagen zu können. Seine direkte Einschaltung als Wärmequelle in einen geschlossenen Gasturbinenkreislauf mit Helium als Kühl- und Arbeitsmedium führt zu einem Kernkraftwerk mit verhältnismässig niedrigen Investitionskosten, bedingt durch einen im Vergleich zu einer Dampfturbine kleinen Gasturbosatz, einfachere Anlage und Einsparung an Bau- und Raumaufwand.