KRIEG IM AETHER

Vorlesungen an der Eidgenössischen Technischen Hochschule in Zürich
im Wintersemester 1961/1962
Leitung: Abteilung für Übermittlungstruppen, Oberstdivisionär E. Honegger

Grundlagen der elektronischen Stör- und Abwehrmassnahmen, II. Teil: Radarproblem

Referent: H. Steinmann

ELEKTRONISCHE KRIEGFUEHRUNG

II. TEIL: Radarprobleme

Mit Hilfe der Beziehungen zwischen der Detektionswahrscheinlichkeit, der Fehlanzeigewahrscheinlichkeit und dem Störabstand, wurde die Grundlage für die allgemeine Behandlung auch der Radarprobleme gegeben.

Am herkömmlichen Pulsradar wollen wir nun kurz einige Ueberlegungen über Reichweiten und Pulszahlen durchführen.

Ein hochfrequenter Impuls wird vom Sendesystem ausgestrahlt, am Ziel reflektiert und im Empfänger empfangen.

Die Reichweite eines solchen Radars ist also durch die Pulswiederholungsfrequenz begrenzt.

$$c \cdot t = 2 \cdot R \qquad t = \frac{1}{f_r} \qquad R\,[km] = 0{,}15 \cdot t\ [\mu s]$$

$$R = \frac{c}{2} \cdot t = \frac{c}{2 f_r} \qquad R\,[km] = \frac{150}{f_r}\ [kHz]$$

Die Energie des Radars wird stark gebündelt in eine Richtung abgestrahlt.

Die Winkelauflösung des Radars kommt dadurch zustande, dass ein sehr enger Strahl erzeugt wird. Dies heisst nicht, dass die gesamte Energie in eine Richtung abgestrahlt wird. Vielmehr ist das Richtdiagramm aufgezipfelt, sodass auch geringe Energieanteile in andere Richtungen abgestrahlt werden. Für den Empfang von Echosignalen gilt dasselbe. Das Richtdiagramm der Antenne spielt bei allen Betrachtungen, welche die Störempfindlichkeit eines Gerätes zum Ausgangspunkt haben, eine bedeutende Rolle.

In der Suchphase tastet die Antenne denjenigen Raumwinkel systematisch ab, in dem das Ziel vermutet wird. Da nun zum vornherein angenommen wird, dass die Wahrscheinlichkeit für das Auftauchen eines Zieles innerhalb des abgesuchten Raumwinkels gleich sei, erfolgt die Abtastung gleichförmig. Da die gleiche Antenne zum Senden und Empfangen dient, muss offenbar der Strahl solange auf das Ziel zeigen, dass mindestens ein Echoimpuls empfangen werden kann.

Die Zahl der pro Ziel empfangenen Echoimpulse hängt beispielsweise bei einem Rundumsuchprozess wie folgt von der Umlauffrequenz f_s, der Strahlhalbwertsbreite ψ_b und der Pulsrepetitionsfrequenz f_r ab:

$$\frac{T_i}{T_s} = \frac{\psi_b}{\psi_s} \qquad f_s = \frac{1}{T_s} \qquad n = T_i \cdot f_r \qquad \boxed{n = \frac{f_r}{f_s} \cdot \frac{\psi_b}{2\pi}}$$

T_i ist die sogenannte Integrationszeit, sie ist ein Mass dafür, wie lange der Strahl auf ein Ziel zeigt.

Beispiel:

$$f_r = 600\ Hz$$
$$\psi_b = 1^\circ$$
$$f_s = \frac{1}{6}\ Hz\ (10\ U/min.)$$

$$n = \frac{600}{\frac{1}{6}} \cdot \frac{1}{360} = 10$$

Jedes Ziel wird also mit 10 Impulsen pro Umgang abgetastet. Die im ersten Teil des Vortrages gemachten Angaben für die Detektionswahrscheinlichkeit bezogen sich immer auf einen einzigen Impuls pro Umgang.

Die Detektionswahrscheinlichkeit nimmt natürlich zu, sobald mehrere Impulse ausgewertet werden können, oder anders gesagt - bei gleicher Detektionswahrscheinlichkeit ist ein geringerer Störabstand erforderlich.

Dia 1/Dia 2 (p.2)

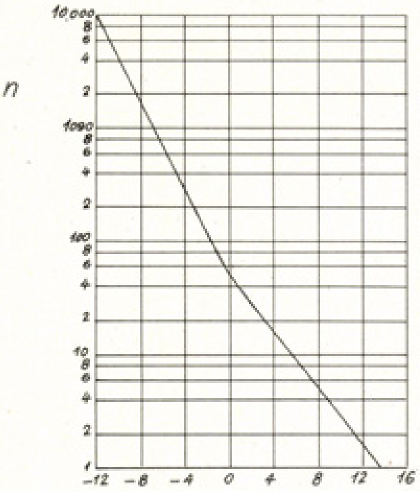
Die Integrationszeit spielt in den nachstehenden Betrachtungen eine wesentliche Rolle.

Das allgemeine Radar-Störkonzept

In jedem Empfänger tritt am Eingang die Wärmerauschleistung $P = kT \cdot B$ auf. ($kT = 4{,}1 \cdot 10^{-21}$ W/Hz, B ist die Zwischenfrequenzbandbreite).

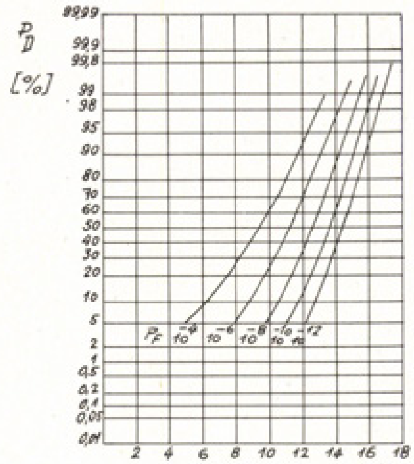
Durch das Eigenrauschen wird die thermische Eingangsrauschleistung, um die sogenannte Rauschzahl F, vergrössert:

$$F_{typ} = 10\ dB \text{ bei } 10\ GZz,\ 5\ dB \text{ bei } 1\ GHz$$



$\frac{P_N}{P_{st}}$ [dB] $P_F = 10^{-10}$

$P_D = 50\,\%$

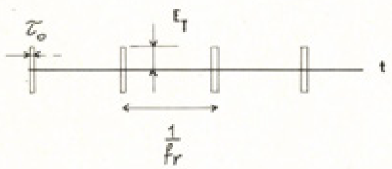


$\frac{P_N}{P_{st}}$ [dB] ($n = 1$)

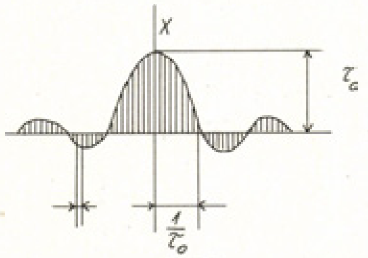
Somit wird die Empfängergrund-Rauschleistung

$$P_r = kT \quad BF$$

Die ZF-Bandbreite B muss nur so gross gewählt werden, dass das Spektrum des Nutzsignals passieren kann.



τ_o = Impulsdauer
f_r = Impulsrep.fr.
E_T = Ampl. der Trägerfr.
f_T = Trägerfr.



$$E_{pk} = \sum_{f_a}^{f_b} E_T \tau_o f_r \frac{\sin X}{X}$$

$$B = f_b - f_a$$

$$E_{pk} \approx E_T \frac{2}{\pi} Si(\pi \tau_o \frac{B}{2})$$

$$Si(u) = \int_0^u \frac{\sin x}{x} dx$$

$E_{pk} = E_T$ wenn $\tau_o B = \infty$

$E_{pk} = 0.99\, E_T$ wenn $\tau_o B = 1{,}2$ $\quad \boxed{\frac{1{,}2}{\tau_o}}$

Der Rauschabstand eines Pulsradar kann nun berechnet werden.

$$P_e = \frac{P_{pk}}{4\pi R^2} \; G_t \; \frac{\sigma}{4\pi R^2} \; A_e$$

σ = Rückstrahlfläche des Ziels (Isotroper Strahler)
R = Entfernung
P_{pk} = Spitzenleistung des Senders
G_t = Sendeantennengewinn
A_e = wirksame Fläche der Empfangsantenne
L = zusammengefasste Verluste
ψ_b = Strahlbreite (Raumwinkel)
N/R = Rauschabstand

$$\left(\frac{N}{R}\right)_{ZF} = \frac{P_N}{P_r} = \frac{P_{pk} \cdot G_t^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma \cdot L}{(4\pi)^3 \cdot kT \cdot F \cdot B \cdot R^4}$$

$$\text{Mit } P_{av} = P_{pk} \cdot \tau_o \cdot f_r \qquad \tau_o B = 1{,}2 \qquad G_t = \frac{4\pi}{\psi_b} \quad \frac{T_i}{T_s} = \frac{\psi_b}{\psi_s} \qquad T_s = \frac{1}{f_s}$$

Nach n empfangenen Impulsen $(n = T_i \cdot f_r)$

und kohärenter Integration wird $\left(\frac{N}{R}\right)_{eff} = n \cdot \left(\frac{N}{R}\right)_{ZF}$

$$\left(\frac{N}{R}\right)_{eff} = \frac{\sigma \cdot A_e \cdot P_{av} \cdot T_s \cdot L}{1{,}2 \cdot 4\pi \cdot kT \cdot F \cdot \psi_s \cdot R^4}$$

Die Entfernungsgleichung lautet:

$$\boxed{R^4 = \frac{\sigma \cdot A_e \cdot P_{av} \cdot T_s \cdot L}{1{,}2 \cdot 4\pi \cdot kT \cdot F \left(\frac{N}{R}\right)}}$$

Diese Gleichung gilt nun für alle möglichen Radarsysteme (P, PD, CW) und auch für alle noch nicht bekannten Radar.

Wenn der Radar ein Ziel im Raumwinkel ψ_s in der Distanz R sucht, so sei seine Leistung gleichmässig auf die Fläche $\psi_s R^2$ verteilt.

Die Leistungsdichte auf dem Ziel ist also $\frac{P_{av}}{\psi_b \cdot R^2}$

die mittlere Echoleistung am Radar wird erhalten durch Multiplikation mit dem Zielquerschnitt: $\frac{\sigma}{4\pi R^2}$

Die Eingangsleistung am Empfänger wird: $A_e \cdot \frac{\sigma}{4\pi R^2} \cdot \frac{P_{av}}{\psi_b \cdot R^2}$

Die Energie der Echoimpulse für eine Abtastperiode wird:

$$W = \frac{P_{av} \cdot \sigma \cdot A_e \cdot L \cdot T_i}{\psi_b \cdot R^4 \cdot 4\pi}$$

Die Rauschleistungsdichte in der ZF ist

$$N_D = kTF$$

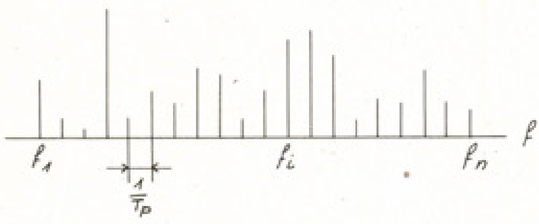
Somit wird $N/R = \frac{W}{1{,}2 \cdot N_D}$

Wir können also sagen, dass die Detektionswahrscheinlichkeit für alle Radarsysteme gleich ist (allgemeine Radargleichung).

Selbstverständlich ist die Erkennbarkeit nicht bei allen Radarsystemen überall gleich gut. So treten beispielsweise Echos von Festzielen beim einen oder andern System stärker hervor, die Auflösung ist unterschiedlich usw. Ueberall muss aber immer der gleiche Preis für die Detektierbarkeit bezahlt werden, nämlich: "Energie des Echoimpulses".

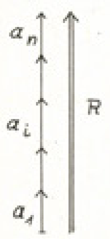
Die Störung des allgemeinen Radar

Ein allgemeiner Radar wird das folgende Spektrum aufweisen:



Der Gegner hat keine a priori Kenntnisse wie die Amplituden und Phasen unseres allgemeinen Radarsignals zusammenhängen.

Es dürfte also schwierig sein, einen Störer zu bauen, der unser allgemeines Radarsystem zu reproduzieren gestattet. Immerhin kann der Gegner unsere Signalform analysieren und die spektrale Verteilung der Fourierkomponenten bestimmen. Gelingt es ihm nicht, diese Komponenten phasenrichtig zu erzeugen, so tritt der Störeffekt in abgeschwächter Form zutage:



Voraussetzung ist die Verwendung eines kohärenten Detektors.

Koh. Nutzs. $(a_1 + \dots + a_i + \dots + a_n)$ Störs. $(a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_i^2 + \dots + a_n^2)$

Sind die Amplituden a_i ungefähr gleich gross, so gilt:

$$\frac{n \cdot a_i}{\sqrt{n \cdot a_i^2}} = \sqrt{n} = \frac{U_N}{U_{St}}$$

Im Falle des Pulsradar ist

$$n = \frac{1,2}{\tau_o f_r} \quad (\tau_o B = 1,2)$$

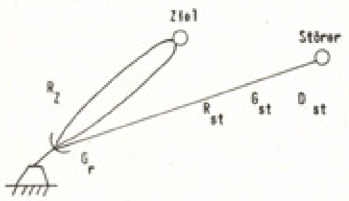
die Wirksamkeit des Störers würde also um den Faktor $\tau_o \cdot f_r$ vermindert (inkohärente Störung).

Das Ziel moderner Entwicklungen auf dem Gebiete des Radar muss also dahin gehen, dem Gegner die a priori Kenntnis der Phasenbeziehungen der Spektralkomponenten zu verunmöglichen (kodierte Radar, matched filters).

Ein solches raffiniertes Radarsystem wird in gewisser Beziehung einem Chiffriermechanismus ähnlich sein. Die Pulsform wird fortlaufend nach quasi statistischen Gesetzmässigkeiten geändert und das Echosignal mit dem Modellsignal verglichen.

Man zwingt den Gegner auf diese Weise eine rauschmodulierte, breitbandige Störung anzuwenden.

Betrachten wir nun noch den Fall, wo das Nutzsignal durch ein Störsignal beeinträchtigt wird.



Ohne Störer würde das Ziel in der Entfernung R_o erkannt. $\left(\frac{N}{S} \text{ für } P_D, P_F\right)$

Wird der Störer in der Distanz R_{st} eingeschaltet, so ist die Stör - (Rausch) Leistungsdichte am Empfänger-eingang:

$$\frac{D_{st} \cdot G_{st}}{4\pi \cdot R_{st}^2} \cdot \frac{G_r \cdot \lambda^2}{4\pi} + kT \cdot F$$

$$\frac{N}{S} = \frac{P_{av} \cdot G \cdot T_s \cdot L \cdot A_e}{1{,}2 \cdot 4\pi \cdot \Psi_s \cdot R_{st}^4 \left(\frac{D_{st} \cdot G_{st} \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot R_{st}^2} + kT \cdot F \right)}$$

D_{st} = Störleistungsdichte

N = Nutzsignal

S = Störsignal

Soll der Radar den gleichen Rauschabstand für die Detektion eines Signals mit oder ohne Störer haben, so gilt:

$$\frac{N}{R} = \frac{N}{S}$$

Die Verringerung der Detektions-Reichweite auf Grund der Störung kann demnach wie folgt ausgedrückt werden:

$$\boxed{\begin{aligned} \left(\frac{R_{st}}{R_o}\right)^4 &\approx \frac{(4\pi)^2 \cdot kT \cdot F \cdot R_{st}^2}{\lambda^2 \cdot D_{st} \cdot G_{st} \cdot G_r} \\ = \frac{\left(\frac{N}{R}\right)_{st}}{\left(\frac{N}{R}\right)_o} &\approx \frac{(4\pi)^2 \cdot kT \cdot F \cdot R_{st}^2}{\lambda^2 \cdot D_{st} \cdot G_{st} \cdot G_r} \end{aligned}}$$

Die Formeln gelten unter der Annahme, dass die Störleistung die Empfängergrundrauschleistung übersteigt.

<u>Beispiel</u>:

Ein Radar arbeite im X-Band auf 10 GHz. Der Nebenzipfelgewinn G_r der Radarantenne in Richtung des Störers betrage 6 dB, die Empfängerrauschzahl F sei 10 dB.

Der Störer befinde sich in 50 km Entfernung und strahle 500 W im Bande zwischen 9750 und 10250 MHz.

$$\left(D_{st} = \frac{500}{500} \cdot 10^{-6} = 10^{-6} \ W/Hz\right)$$

Der Antennengewinn in Richtung des Radar betrage 20 dB.

$$\frac{(4\pi)^2 \cdot 4{,}1 \cdot 10^{-21} \cdot 10 \cdot (50 \cdot 10^3)^2}{(3 \cdot 10^{-2})^2 \cdot 10^{-6} \cdot 10^2 \cdot 4} \approx 4{,}5 \cdot 10^{-2}$$

$$\left(\frac{R_{st}}{R_o}\right)^4 = 4{,}5 \cdot 10^{-2} \quad \frac{R_{st}}{R_o} = 0{,}21 \qquad \frac{\left(\frac{N}{R}\right)_{st}}{\left(\frac{N}{R}\right)_o} = 4{,}5 \cdot 10^{-2} \mathrel{\hat{=}} -13{,}5 \ dB$$

Der Störer reduziert also den Rauschabstand um 13,5 dB und verringert die Detektionsreichweite auf 21 %.

<u>Radar-Gegenmassnahmen</u>

Die einfachste Störmassnahme besteht in der Aussendung eines breitbandigen Störgeräusches über den Arbeits-Frequenzbereich des gegnerischen Radargerätes. Auf diese Weise sind nur geringe Vorkenntnisse über das gegnerische Gerät erforderlich. Ein Störeffekt kann in jedem Fall erzielt werden.

Sobald schmalbandig gestört werden soll, wird der Aufwand auf der Störerseite beträchtlich grösser, dafür sinkt der Leistungsbedarf.

In beiden Fällen wird jedoch ein bestimmtes Mass an Leistung und Komplexität (Intelligenz) der Schaltung nicht überschritten werden können.

Der geringste Leistungsaufwand wird dann benötigt, wenn das zu störende Signal exakt dupliziert werden kann; diese Massnahme ist zugleich mit höchstem Apparate-Aufwand verbunden (Kohärenz !)

H. Steinmann