

Die optimale Ausnutzung des PPI-Radarbildschirmes durch ein Übertragungssystem mit Frequenzbandkompression

Von H. Gillmann, Hannover

Mitteilung aus dem Institut für Hochfrequenztechnik der Technischen Hochschule Hannover

Die vom Schirmbild ausgehenden theoretischen Betrachtungen legen den üblichen radialen Rasteraufbau zugrunde. Unter der vereinfachenden Annahme einer Leuchtdichteverteilung im Leuchtfleck nach einer Gauß-Kurve wird die radiale und azimutale Auflösung des Schirmbildes in allgemeiner Form durchgerechnet. Die Rechnung ergibt einen „Frequenzgang“ für die radiale Auflösung und mit Rücksicht auf die Speichenbildung am Bildrand eine minimale Speichenzahl pro Umlauf für die azimutale Auflösung. Die durch eine sinusförmige Strahlwobbelung erreichbare Herabsetzung der minimalen Speichenanzahl wird ermittelt. Ferner ist in die Untersuchung der Einfluß der Antenne auf die azimutale Auflösung einbezogen. Die Ergebnisse der Rechnung werden in einer normierten Form im praktisch interessierenden Parameterbereich in Diagrammen dargestellt.

The theoretical analysis starts from the screen display and is based on the conventional radial display. Under the simplifying assumption that the luminous density is distributed over the luminous spot according to a Gaussian curve, the radial and azimuthal resolution of the screen display is calculated in a general form. The analysis yields a "frequency response" for the radial resolution and, in consideration of the visibility of the radii at the rim of the display, a minimum number of spokes per revolution for the azimuthal resolution. It is ascertained, how far the minimum number of radii can be reduced by a superimposed sinusoidal sweep in azimuthal direction. The influence of the antenna on the azimuthal resolution is also included in the study. The results of the analysis are presented in a standardized form in diagrams covering the parameter range of practical interest.

Die elektrisch-optische Signalumwandlung auf dem PPI-Bildschirm kann nur eine begrenzte Nachrichtenmenge übermitteln, die durch die Eigenschaften des Bildschirmes bestimmt wird. Im Gegensatz zur Fernsehtechnik mit ihrem, den Gegebenheiten angepaßten Normsignal ist in der Radartechnik in bestimmten Betriebszuständen der Bildschirm selbst — neben der Antenne — das begrenzende Element der Anlage. Der Aufwand in einem Signalkanal für die Fernübertragung und Speicherung von Radarbildsignalen ist deshalb zweckmäßig nur soweit zu treiben, wie es zur Darstellung eines Bildes in Originalqualität erforderlich ist [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7].

Ausgehend von den Eigenschaften des Bildschirmes soll in dem vorliegenden Beitrag theoretisch untersucht werden, welches Übertragungssystem eine optimale Ausnutzung des Bildschirmes ermöglicht. Die Umsetzung des Originalsignals in das frequenzbandkomprimierte Signal dieses Übertragungssystems muß durch Zwischenspeicher erfolgen. Von den möglichen Lösungen eines Zwischenspeichers sollen nur solche Systeme in Betracht gezogen werden, die in der Lage sind, einige Speichen des Bildes zu speichern (Linienpeicher), nicht aber solche, die ganze Bilder zu speichern vermögen (Flächenspeicher) [3, 5, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16]. Die Möglichkeiten der Bandkompression bei einer Umsetzung der radialen Form des Bildrasters in eine andere Rasterform sollen also nicht berücksichtigt werden.

Für diese theoretischen Untersuchungen müssen eine Reihe von idealisierenden Annahmen gemacht werden, deren Gültigkeit von Fall zu Fall diskutiert wird. Teilweise sind derartige Annahmen ungewiß in ihrer praktischen Auswirkung, da die für die Auswertung des Bildes so wichtigen augenphysiologischen Bedingungen theoretisch nicht erfaßt werden können

und experimentellen Untersuchungen vorbehalten bleiben müssen.

1. Möglichkeiten der Bandkompression mit Linienspeicher

Für die Einengung der Bandbreite des Bildsignals durch die Anwendung eines Linienspeichers lassen sich folgende Redundanzen ausnutzen:

- a) die Totzeit t_{tot} , das ist die Differenz zwischen der durch den eingestellten Entfernungsbereich bestimmten Ablenkdauer t_r und dem Sendepulsabstand T_r

$$t_{tot} = T_r - t_r \quad (1)$$

Das in die Totzeit fallende Signal wird nicht auf dem Bildschirm dargestellt und braucht also auch nicht übertragen zu werden.

- b) die begrenzte Auflösungsfähigkeit des Bildschirmes. Die während der Ablenkdauer t_r dem Bildschirm zugeführte Zahl der Bildelemente Z_r mit der Dauer t_i des Sendepulses ist in den größeren Entfernungsbereichen größer als die Zahl der durch den Bildschirm darstellbaren Bildelemente

$$Z_r = \frac{t_r}{t_i} \quad (2)$$

Z_r liegt bei den üblichen Systemen je nach eingestelltem Entfernungsbereich zwischen 100 und 10 000. Die Bildröhre kann aber nur einige hundert Bildelemente pro Speiche auf dem Schirm darstellen. Wenn man die Zahl der Bildelemente pro Speiche vor der Übertragung auf das durch den Bildschirm darstellbare Maß herabsetzt, kommt man so zu einer von dem gewählten Entfernungsbereich unabhängigen Zahl von Bildelementen pro Speiche.

c) die mit Rücksicht auf eine große Anzeigesicherheit gewählte hohe Speichenanzahl pro Umlauf. Die Speichenzahl kann soweit herabgesetzt werden, wie es mit Rücksicht auf die Bilddarstellung möglich ist. Dabei sind zwei Grenzen einzuhalten: Einmal darf das Bild keine sichtbare Speichenstruktur aufweisen, die zu einer Aufspaltung des Zielbildes führen würde, zum anderen darf die durch das Horizontaldiagramm der Antenne bestimmte azimutale Auflösung des Bildes nicht verschlechtert werden. Die durch die hohe Speichenzahl des Originalsignals bedingte Anzeigesicherheit muß beim Zwischenspeichern durch Summation über mehrere Speichen erhalten bleiben.

In den folgenden Untersuchungen ist die Ausnutzung der Totzeit vorausgesetzt. Die unter b) und c) genannten Gesichtspunkte bestimmen praktisch die Auswahl eines Übertragungssystems.

2. Vereinfachende Annahmen für den Rechnungsansatz

Um den mathematischen Aufwand in erträglichen Grenzen zu halten, müssen über die Eigenschaften des Bildschirms und des auf ihm erzeugten Leuchtflecks einige gegenüber dem tatsächlichen Verhalten vereinfachende Annahmen getroffen werden.

2.1 Schirmeigenschaften

Für den Schirm soll ein lineares Verhalten angenommen werden, d. h. die abgestrahlte Lichtleistung B soll proportional der zugeführten Strahlleistung sein. Die Leuchtdichte ist dann bei konstanter Beschleunigungsspannung proportional der Stromdichte:

$$B = \text{const.} \cdot i. \quad (3)$$

Ein linearer Zusammenhang zwischen Leuchtdichte und Steuerspannung der Bildröhre kann in normalen Betriebseinstellungen nicht angenommen werden.

Das für Radarbildschirme verwendete Schirmmaterial hat eine große Nachleuchtzeit. Die Nachleucht-Leuchtdichte B_n , zu einem diskreten Zeitpunkt nach der Anregung, soll proportional der zugeführten Energie sein, sofern die Energiezuführung innerhalb einer Zeit erfolgt ist, die klein ist gegen die Abklingzeit des Nachleuchtens*) [20]:

$$B_n = \text{const.} \cdot \int i dt. \quad (4)$$

2.2 Der ruhende Leuchtfleck

Für den ruhenden Leuchtfleck soll eine rotationsymmetrische Leuchtdichteverteilung angenommen werden. Die durch die elektronenoptischen und optischen Verhältnisse bedingte Form der Leuchtdichteverteilung im ruhenden Leuchtfleck soll durch die Gauß-Kurve angenähert werden [17] (Bild 1)

$$B = B_0 \cdot e^{-\frac{r^2}{h^2} \cdot \ln 2} = B_0 e^{-\xi^2 \ln 2}. \quad (5)$$

In Gleichung (5) ist $H = 2h$ der Halbwertsdurchmesser des ruhenden Leuchtflecks. In allen weiteren Rechnungen werden alle Längen auf h bezogen, um eine normierte Darstellung zu erhalten.

*) Nach Angaben der Fa. Valvo ist das für den F-Schirm bis zu Anregungszeiten von ca. 2 Sekunden recht gut erfüllt.

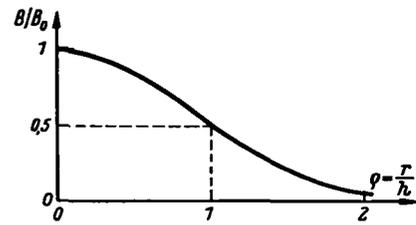


Bild 1. Leuchtdichteverteilung über dem Radius des Leuchtflecks

2.3 Der bewegte Leuchtfleck

Die Untersuchungen der Leuchtdichteverteilung auf dem Bildschirm müssen getrennt erfolgen für die radiale und azimutale Komponente, wobei die letztere durch eine tangentielle Darstellung angenähert wird.

Durch Umschreibung der normierten Darstellung in Gl. (5) in kartesische Koordinaten ξ und η , die auf den Leuchtfleckmittelpunkt bezogen sind, ergibt sich dann:

$$B(\xi, \eta) = B_0 e^{-(\xi^2 + \eta^2) \ln 2}. \quad (6)$$

Bei Bewegung des Leuchtflecks in (x-)Richtung (Bild 2) mit konstanter Helligkeit B_0 ergibt sich dann

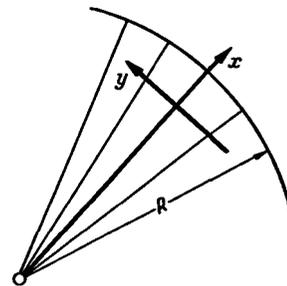


Bild 2. Koordinatenrichtungen auf dem Schirm

eine tangentielle Leuchtdichteverteilung B_y (Leuchtdichtequerschnitt der einzelnen Speiche):

$$B_y(\eta) = B_0 \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-(\xi^2 + \eta^2) \ln 2} d\xi \quad (7)$$

$$B_y(\eta) = B_0 \sqrt{\frac{\pi}{\ln 2}} e^{-\eta^2 \ln 2}$$

Entsprechend ergibt sich die radiale Leuchtdichteverteilung unter der Annahme unendlich dichter Speichen, wenn man auf jeder Speiche den Leuchtfleck kurzzeitig gegen seine Bewegungszeit anregt:

$$B_x(\xi) = B_0 \sqrt{\frac{\pi}{\ln 2}} e^{-\xi^2 \ln 2}. \quad (7a)$$

3. Radialauflösung

Unter der obigen Voraussetzung genügender Speichendichte und der zusätzlichen Bedingung, daß die Anregung der benachbarten Speichen mit der gleichen Zeit bzw. Ortsfunktion geschieht, genügt für die Untersuchung der Auflösung in radialer Richtung der Ansatz nach Gl. (7a).

Für die weitere Rechnung wird Gl. (7a) zur Vereinfachung umgeschrieben:

$$\frac{B_x}{B_0} \cdot \frac{\ln 2}{\pi} = b(\xi) = \sqrt{\frac{\ln 2}{\pi}} e^{-\xi^2 \ln 2}. \quad (8)$$

Zur Untersuchung der Radialauflösung soll der Leuchtfleck bei seiner radialen Bewegung sinusförmig in der Helligkeit moduliert werden (Bild 3):

$$b_{om} = 1 + \sin \omega t = 1 + \sin \frac{2 \pi x}{\lambda} \quad (9)$$

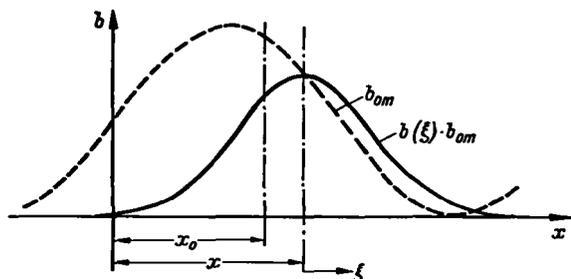


Bild 3. Sinusförmige Modulation längs einer Speiche

Hierin ist λ die normierte Wellenlänge der Modulationsfunktion auf dem Bildschirm.

An der Stelle x_0 wird dann die Nachleucht-Leuchtdichte b_n mit Gl. (4) und $\xi = x - x_0$:

$$b_n(x_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left(1 + \sin \frac{2 \pi x}{\lambda} \right) \cdot b(x - x_0) dx$$

$$b_n(x_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} b(x - x_0) dx + \int_{-\infty}^{+\infty} \sin \frac{2 \pi x}{\lambda} \cdot b(x - x_0) dx$$

$$= 1 + \tilde{b}_n(x_0) \quad (10)$$

Das 2. Integral in Gl. (10), bezeichnet mit $\tilde{b}_n(x_0)$, gibt damit die Modulation der Nachleucht-Leuchtdichte über dem Ort x_0 . Mit der Rück-Substitution $x - x_0 = \xi$ wird:

$$\tilde{b}_n(x_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sin \frac{2 \pi \xi}{\lambda} \cdot \cos \frac{2 \pi x_0}{\lambda} \cdot b(\xi) d\xi + \int_{-\infty}^{+\infty} \cos \frac{2 \pi \xi}{\lambda} \cdot \sin \frac{2 \pi x_0}{\lambda} \cdot b(\xi) d\xi \quad (11)$$

Da der Integrand des ersten Teils von Gl. (11) eine ungerade Funktion ist, verschwindet das erste Integral. Der zweite Teil enthält das Fourier-Integral:

$$\hat{b}_n \left(\frac{2 \pi}{\lambda} \right) = \int_{-\infty}^{+\infty} \cos \frac{2 \pi \xi}{\lambda} b(\xi) d\xi \quad (12)$$

welches die Amplitude der auf dem Bildschirm entstehenden sinusförmigen Nachleucht-Leuchtdichteschwankung längs einer Speiche in Abhängigkeit von der Wellenlänge der Modulation darstellt.

Wenn man die elektrisch-optische Signal-Umwandlung durch den Bildschirm als Vierpol auffaßt, stellt Gl. (12) das Übertragungsmaß dieses Vierpols dar. Es läßt sich also die wichtige Folgerung ziehen:

Die elektrisch-optische Signal-Umwandlung durch den Bildschirm läßt sich als linearer Vierpol mit Tiefpaßcharakter auffassen, d. h. es ist für das entstehende Bild gleichgültig, ob die jenseits der Grenzfrequenz dieses Tiefpasses liegenden Si-

gnalfrequenzen dem Bildschirm zugeführt werden oder nicht. Man kann also die Bandbreite des elektrischen Signals vor der Übertragung auf die „Bandbreite des Bildschirmes“ reduzieren, ohne jeglichen Qualitätsverlust für das Bild.

Die obige Schlußfolgerung gilt für jede gerade Funktion $b(\xi)$, nicht nur für die hier verwendete Gauß-Funktion. Für $b(\xi)$ nach Gl. (8) wird der „Schirmfrequenzgang“ nach Gl. (12)

$$\hat{b}_n \left(\frac{2 \pi}{\lambda} \right) = \int_{-\infty}^{+\infty} \cos \frac{2 \pi \xi}{\lambda} \cdot e^{-\xi^2 \ln 2} d\xi$$

$$\hat{b}_n \left(\frac{2 \pi}{\lambda} \right) = e^{-\frac{\left(\frac{2 \pi}{\lambda} \right)^2}{4 \ln 2}} \quad (13)$$

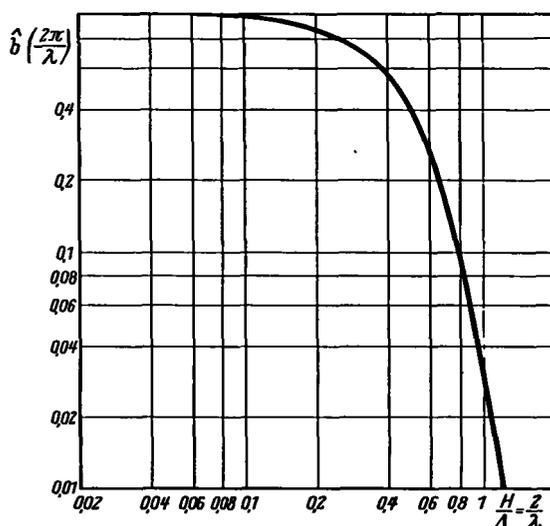


Bild 4. „Schirmfrequenzgang“ nach Gl. (13)

Diese Funktion ist in Bild 4 im logarithmischen Maßstab dargestellt mit $2/\lambda$ als Abszisse (für andere Funktionen $b(\xi)$ vgl. [17]). Es ist

$$\frac{2}{\lambda} = \frac{2h}{A} = \frac{H}{A} \quad (14)$$

das Verhältnis von Leuchtfleck-Halbwertsdurchmesser zur Wellenlänge des Sinussignals auf dem Bildschirm.

Als „Grenzfrequenz des Bildschirmes“ könnte man die Signalfrequenz angeben, für die die Wellenlänge λ des Signals gleich dem doppelten Halbwertsdurchmesser des Leuchtflecks wird:

$$\lambda_g = 2H.$$

Die Grenzfrequenz errechnet sich dann aus den Ablenkdaten und der Länge R der Radialablenkung auf dem Bildschirm zu

$$f_u = \frac{R}{2H} \cdot \frac{1}{t_r} \quad (15)$$

Hierin wird zur Ausnutzung der Totzeit bei Fernübertragung stets $t_r = T_r$ gesetzt sein. Für den praktischen Fall der Übertragung müßten noch etwa 20% der Radialablenkperiode T_r für Kipprücklauf und Synchronisierzeichen zur Verfügung gestellt werden,

so daß für die Fernübertragung etwa eine Bandbreite von

$$f_{\text{a}} = 1,2 \frac{R}{2H} \cdot \frac{1}{T_r} \quad (16)$$

anzusetzen wäre.

4. Azimutalauflösung

In Abschnitt 1.1 wurde bereits darauf hingewiesen, daß die Zahl der auf dem Bildschirm geschriebenen Speichen nach unten hin begrenzt ist durch die Bedingung, daß keine merkliche Speichenstruktur und keine Verschlechterung der Bildauflösung in tangentialer Richtung auftreten soll. Beide Gesichtspunkte werden getrennt untersucht.

4.1 Ablenkfrequenz und Speichenstruktur

Senkrecht zur Radialablenkringung (in γ -Richtung, Bild 2) hat eine Speiche eine Helligkeitsverteilung gemäß Gl. (7). Sie sei analog zu Gl. (8) umgeschrieben:

$$\frac{B_y}{B_0} \cdot \frac{\ln 2}{\pi} = b(\eta) = \sqrt{\frac{\ln 2}{\pi}} e^{-\eta^2 \ln 2} \quad (17)$$

Infolge der Integrationswirkung des Schirmes entsteht beim Nebeneinanderschreiben gleich heller Speichen senkrecht zur Ablenkrichtung eine Leuchtdichteverteilung B_y , wie sie z. B. in Bild 5 dargestellt

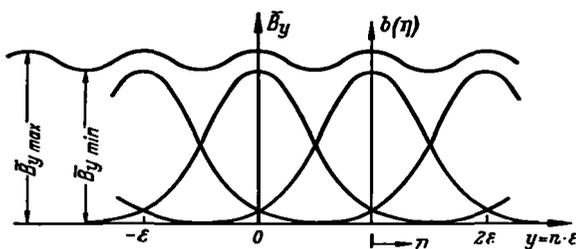


Bild 5. Tangentiale Leuchtdichteverteilung von Speichen gleicher Leuchtdichte

ist, wenn man zwischen den einzelnen Speichen einen Abstand ϵ annimmt (ϵ ist wie alle Längen normiert, d. h. $\epsilon = 2$ bedeutet einen Speichenabstand von einem Leuchtfleck-Halbwertsdurchmesser H). Da dieser Abstand ϵ am Bildrand am größten ist, soll diese Untersuchung der tangentialen Leuchtdichteverteilung für die Verhältnisse am Bildrand durchgeführt werden.

Es ergibt sich, wie unmittelbar einzusehen ist, für den Verlauf \bar{B}_y über y :

$$\bar{B}_y(y) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b(y - n \cdot \epsilon) \quad (18)$$

Diese Funktion wird, abhängig von ϵ , einen mehr oder weniger welligen Verlauf zeigen, der durch die Welligkeit γ

$$\gamma = \frac{\bar{B}_{y \text{ max}} - \bar{B}_{y \text{ min}}}{\bar{B}_{y \text{ max}} + \bar{B}_{y \text{ min}}} \quad (19)$$

charakterisiert werden soll. Diese Welligkeit, die ein Maß für den Grad der Speichenstruktur des Bildes ist, ist in Bild 6 in Abhängigkeit von ϵ aufgetragen.

Man sieht, daß sich je nach der zuzulassenden Welligkeit ein maximaler Speichenabstand ϵ_{gr} am Bildrand ergibt. Hieraus läßt sich dann unmittelbar die Zahl der erforderlichen Speichen pro Umlauf ermitteln:

$$Z_{r \text{ min}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot R}{\epsilon_{gr} \cdot \frac{H}{2}} \quad (20)$$

Diese Zahl wird in den praktischen Fällen stets größer sein als die Zahl der Antennen-Halbwertsbreiten pro Umlauf, d. h. daß mit Rücksicht auf die Speichenstruktur stets mehrere Speichen auf eine Antennen-Halbwertsbreite entfallen müssen.

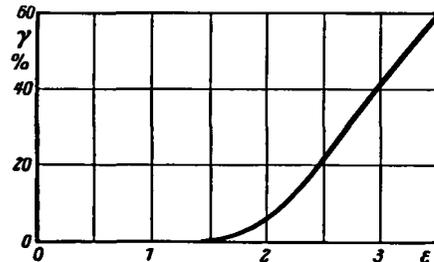


Bild 6. Welligkeit der tangentialen Leuchtdichteverteilung (ungewobelt) in Abhängigkeit vom normierten Speichenabstand ϵ

4.2 Störabstand-Gewinn durch Erhöhung der Ablenkfrequenz

Es erscheint nun zunächst sinnlos, die Radialablenkfrequenz über den durch (20) gegebenen Wert zu erhöhen, der erforderlich ist, um die Speichenstruktur zu vermeiden. Trotzdem werden stets im Radargerät höhere Radialablenkfrequenzen, d. h. Sendeimpulsfolgefrequenzen verwendet, um einen besseren Störabstand im geschriebenen PPI-Schirmbild zu erzielen. Dieser Gewinn an Störabstand ergibt sich dadurch, daß die von mehreren aufeinanderfolgenden Sendepulsen durch Reflexion am Ziel entstehenden Signalspannungen bzw. Leuchtdichten auf dem Schirm sich infolge des Integrationsverhaltens des Schirmes linear addieren, hingegen die durch Rauschen erzeugten Störsignale wegen ihrer statistischen, nicht korrelierenden Verteilung als Energien, d. h. quadratisch zu addieren sind.

Die Signalspannung der Amplitude 1 möge gemäß (18) also eine Leuchtdichte an der Stelle $y = 0$ erzeugen von

$$\bar{b}(y) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b(n \cdot \epsilon) = \sqrt{\frac{\ln 2}{\pi}} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{-(n \cdot \epsilon)^2 \ln 2} \quad (21)$$

Die Erhöhung der Signalleuchtdichte \bar{b}_y ist in Bild 7 aufgetragen als Funktion von ϵ .

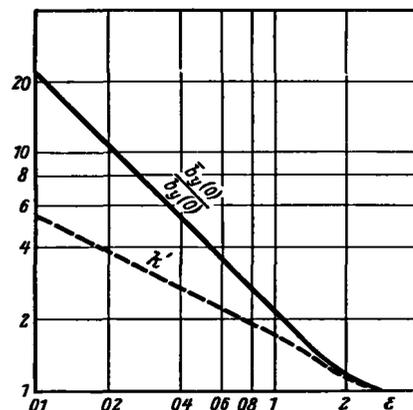


Bild 7. Relative Signal-Leuchtdichte $\bar{b}_y(0) / b_y(0)$ und Störabstand-Gewinn k' in Abhängigkeit vom Speichenabstand ϵ

Die mittlere statistische Helligkeitsschwankung der einzelnen Speiche, also das Störsignal, sei um den Faktor $1/k$ geringer als das Nutzsignal. In der Summation über alle zur Leuchtdichte des Zielbildes beitragenden Speichen wird dann wegen der quadratischen Addition der Störsignale, herrührend aus den einzelnen Speichen, die mittlere Leuchtdichteschwankung

$$\bar{b}_{y \text{ Stör}}(0) = \frac{1}{k} \sqrt{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} [b(n\epsilon)]^2} \quad (22)$$

$$\bar{b}_{y \text{ Stör}}(0) = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{\ln 2}{\pi}} \sqrt{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{-2(n\epsilon)^2 \ln 2}}$$

Faßt man in den Gln. (21) und (22) die Summe als Funktion von ϵ auf, so läßt sich schreiben:

$$\bar{b}_y(0) = \sqrt{\frac{\ln 2}{\pi}} \cdot f(\epsilon) \quad (21a)$$

$$\bar{b}_{y \text{ Stör}}(0) = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{\ln 2}{\pi}} \cdot \sqrt{f(\sqrt{2}\epsilon)} \quad (22a)$$

Der in der einzelnen Speiche vorhandene Störabstand

$$\frac{b_y(0)}{b_{y \text{ Stör}}(0)} = k$$

vergrößert sich durch die Ausnutzung mehrerer überlappt geschriebener Speichen zum Aufbau eines Zielbildes zu

$$\frac{\bar{b}_y(0)}{\bar{b}_{y \text{ Stör}}(0)} = k \cdot \frac{f(\epsilon)}{\sqrt{f(\sqrt{2}\epsilon)}} = k \cdot k' \quad (23)$$

Dieser Störabstand-Gewinn k' ist in Bild 7 ebenfalls aufgetragen als Funktion von ϵ .

Für genügend kleine ϵ ($\epsilon < 1$), d. h. für ϵ , bei denen keine merkliche Speichenstruktur mehr auftritt (vgl. Bild 6), läßt sich die Summe in Gl. (21) ersetzen durch das Integral

$$f(\epsilon) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{-(n\epsilon)^2 \ln 2} \approx \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-(n\epsilon)^2 \ln 2} dn = \frac{\sqrt{\pi}}{\epsilon \sqrt{\ln 2}} \quad (24)$$

Damit wird der Störabstand-Gewinn bei genügend kleinem ϵ in Gl. (23):

$$k' = \sqrt{\frac{1}{\epsilon} \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}}} = \frac{1,735}{\sqrt{\epsilon}} \quad (25)$$

Gl. (25) stellt den Störabstand-Gewinn gegenüber dem Störabstand der einzelnen Speiche dar. Dieser Gewinn an Störabstand verschwindet praktisch bei einem Speichenabstand $\epsilon = 2$.

Dieser Störabstand-Gewinn wird in der Radartechnik ausgenutzt, da die Signalbreite und damit — wegen der begrenzten Empfindlichkeit der Empfänger — auch der Störabstand des Signals im Videokanal des Radargerätes durch die geforderte Entfernungsaufklärung festgelegt sind.

Für die Fernübertragung wird der durch die erhöhte Sendepulsfrequenz im Originalbild erzeugte Störabstand-Gewinn ebenfalls verwertet, wenn der zur Bandbreitenkompression eingesetzte Zwischenspeicher die Integrationsaufgabe des Bildschirms der Wieder-

gaberöhre vorwegnimmt. Es wäre demnach durch die Verwendung einer höheren Ablenkfrequenz für das zu übertragende Bild kein Störabstand-Gewinn zu erzielen, solange nicht die Bandkompressions- und die Übertragungsanlage einen wesentlichen Anteil zum Störsignal liefern.

Man wird also für eine Fernübertragung eine Ablenkfrequenz $f_{r \text{ min}}$ verwenden, die durch die in Gl. (20) angegebene, mit Rücksicht auf die Speichenstruktur zulässige Mindestzahl an Speichen festgelegt ist:

$$\left(\frac{1}{T_r}\right)_{\text{min}} = f_{r \text{ min}} = \frac{Z_{r \text{ min}}}{T_u} = \frac{2\pi R}{\epsilon_{gr} \cdot \frac{H}{2} \cdot T_u} \quad (26)$$

Durch Einsetzen von Gl. (26) in Gl. (15) bzw. (16) ergibt sich dann die für eine Fernübertragung zu fordernde Bandbreite.

4.3 Herabsetzung der Ablenkfrequenz durch Wobbelung

In Abschnitt 4.1 wurde dargelegt, daß die Radialablenkfrequenz einen bestimmten Wert nicht unterschreiten darf, wenn man eine Speichenstruktur des Bildes vermeiden will. Es wäre möglich, bei niedrigerer Radialablenkfrequenz noch ein speichenfreies Bild zu erhalten, wenn man den Leuchtfleckdurchmesser vergrößert. Dies hätte aber eine Verschlechterung der Radialauflösung zur Folge, hingegen würde eine Verschlechterung der durch die Antenne bestimmten Azimutalaufklärung in vielen praktischen Fällen noch nicht eintreten.

Es wäre also zweckmäßig, dem Bildelement nicht eine runde Form zu geben, sondern seine tangentielle Ausdehnung gegenüber der radialen Ausdehnung zu vergrößern. Dies läßt sich erreichen mit der aus der Fernsehtechnik bekannten Strahlwobbelung [4, 17, 18]. Dazu wäre im vorliegenden Fall die Anbringung eines hochfrequenten tangentialen Ablenkfeldes senkrecht zur radialen Hauptablenkrichtung des Schreibstrahles erforderlich. Die Amplitude dieser — zweckmäßig durch einen sinusförmigen Strom erzeugten — Wobbelablenkung läßt man proportional zum jeweiligen Abstand des Leuchtflecks von der Bildmitte ansteigen, so daß bei genügend hoher Wobbelfrequenz die einzelne Speiche in Form einer sektorförmigen Fläche geschrieben wird (bedingt durch eine sägezahnförmige Modulation des Wobbelablenkstromes).

Durch dieses Verfahren wird bei genügend hoher Frequenz senkrecht zur radialen Hauptablenkrichtung eine definiert verbreiterte Leuchtdichteverteilung erzeugt, ohne daß eine Vergrößerung des Bildelementes in radialer Richtung eintritt. Die Form dieser neuen Leuchtdichteverteilung über dem Speichenquerschnitt ist abhängig von dem Verhältnis Wobbelablenkhöhe zum ursprünglichen Leuchtfleckdurchmesser. Es ist zu untersuchen, welche Verbreiterung des Bildelementes durch dieses Verfahren erreicht werden kann, ohne daß die erzeugte Leuchtdichteverteilung zu Bildfehlern führt.

Die tangentielle Leuchtdichteverteilung der ungewobbelten Speiche war nach Gl. (17)

$$b(\eta) = \sqrt{\frac{\ln 2}{\pi}} e^{-\eta^2 \ln 2} \quad (17)$$

Um den Faktor $\sqrt{\frac{\ln 2}{\pi}}$ nicht durch die ganze Rechnung mitnehmen zu müssen, sei eingeführt

$$\beta(\eta) = \frac{b(\eta)}{\sqrt{\frac{\ln 2}{\pi}}} = e^{-\eta^2 \ln 2}. \quad (27)$$

Für eine sinusförmige Änderung von η muß man in Gl. (27) η durch $\eta - \hat{\eta} \sin \omega t$ ersetzen, wobei durch $\hat{\eta}$ der Wobbelhub gekennzeichnet ist.

$$\beta(\eta, t) = e^{-(\eta - \hat{\eta} \sin \omega t)^2 \ln 2} \quad (28)$$

Läßt man diese sinusförmige Änderung schnell genug vor sich gehen, so kann man den zeitlichen Mittelwert der entstehenden neuen Leuchtdichteverteilung durch Integration über eine Wobbelperiode T ermitteln:

$$\bar{\beta}(\eta) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \beta(\eta, t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} e^{-(\eta - \hat{\eta} \sin \omega t)^2 \ln 2} d\omega t. \quad (29)$$

Gl. (29) läßt sich auswerten mit dem Ansatz [19]

$$e^{-u^2 + 2uv} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\bar{H}_n(v)}{n!} \cdot u^n,$$

worin \bar{H}_n für die Hermiteschen Polynome steht.

$$\bar{\beta}(\eta) = e^{-\eta^2 \ln 2} \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\bar{H}_n(\eta \ln 2)}{n!} (\eta \ln 2)^n \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \sin^n \omega t d\omega t \right] \quad (30)$$

Darin ist

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \sin^n \omega t d\omega t = \begin{cases} 1 & \text{für } n = 0 \\ 0 & \text{für } n = 1; 3; 5 \dots \\ \frac{n!}{2^n \left(\frac{n!}{2}\right)^2} & \text{für } n = 2; 4; 6 \dots \end{cases}$$

Es ergibt sich mit $n = 2m$

$$\bar{\beta}(\eta) = e^{-\eta^2 \ln 2} \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \frac{\bar{H}_{2m}(\eta \ln 2)}{2^{2m}} \left[\frac{(\eta \ln 2)^m}{m!} \right]^2 \right\} \quad (31)$$

Für die numerische Auswertung schreibt man die Hermiteschen Polynome besser in der Form

$$\frac{\bar{H}_m(x)}{2^m} = \tilde{H}_m(x), \quad (32)$$

womit sich die Rekursionsformel

$$\tilde{H}_{m+1}(x) = x \tilde{H}_m(x) - \frac{m}{2} \tilde{H}_{m-1}(x) \quad (33)$$

mit

$$\tilde{H}_0(x) = 1 \text{ und } \tilde{H}_1(x) = x$$

ergibt. Gl. (31) für die tangentielle Leuchtdichteverteilung wird dann

$$\bar{\beta}(\eta) = e^{-\eta^2 \ln 2} \left\{ 1 + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\frac{(\eta \ln 2)^{2m}}{(m!)^2} \cdot \tilde{H}_{2m}(\eta \ln 2) \right] \right\} \quad (34)$$

Dieser Ausdruck wurde mit einer programmgesteuerten Rechenanlage ausgewertet. Das Ergebnis ist in Bild 8 dargestellt, wobei die sich ergebenden Werte $\bar{\beta}(\eta)$ auf $\bar{\beta}(0)$ bezogen sind. Als Parameter ist der Wobbelhub $\hat{\eta}$ variiert.

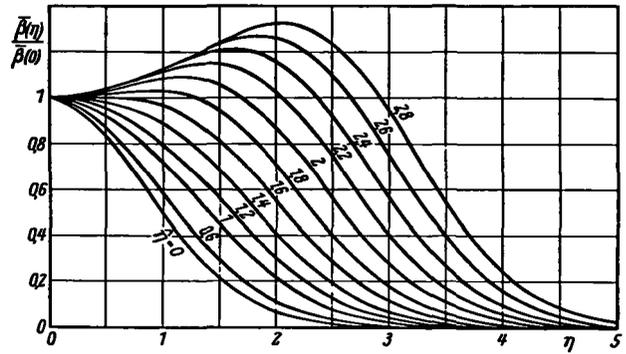


Bild 8. Relative tangentielle Leuchtdichteverteilung der einzelnen Speiche bei Anwendung der sinusförmigen Wobbelung mit Wobbelhub als Parameter

Aus Bild 8 läßt sich entnehmen, daß eine beliebige Vergrößerung der tangentialen Bildelement-Abmessungen durch das Verfahren der sinusförmigen Wobbelung nicht möglich ist, da dann ein zu großer Leuchtdichteunterschied zwischen Mitte und Rand der Speiche auftritt, und es somit im Extremfall zu einer scheinbaren Aufspaltung der Speiche führt. Bis etwa $\hat{\eta} = 2$ ist dies Verfahren anwendbar, d. h. mit einem Wobbelablenkhub von \pm Halbwertsdurchmesser des ursprünglichen Leuchtflecks. Die Halbwertsbreite der so entstehenden tangentialen Leuchtdichteverteilung beträgt dabei etwa das 2,5fache der Halbwertsbreite der Leuchtdichteverteilung bei ungewobbeltem Betrieb.

Für einige Werte von γ ist in Bild 9 der Verlauf der tangentialen Helligkeitsverteilung für nebeneinander-

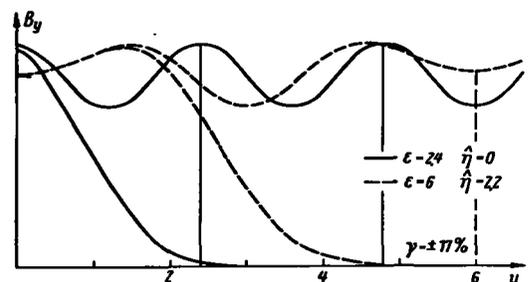
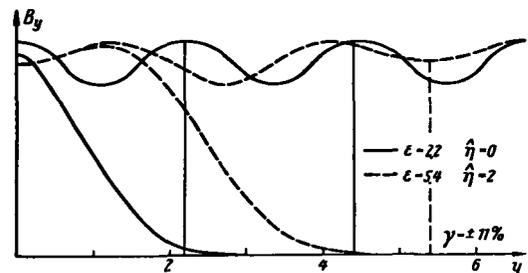
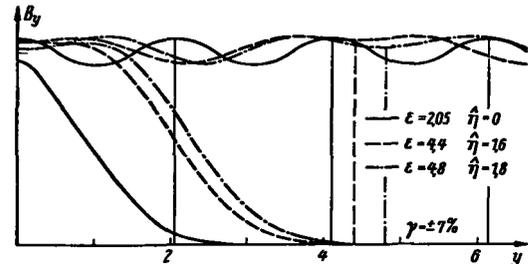


Bild 9. Tangentielle Leuchtdichteverteilung von Speichen gleicher Leuchtdichte bei vorgegebener Welligkeit ohne und mit Wobbelung. Vergleichsweise dazu die Leuchtdichteverteilung der einzelnen Speiche

liegende Speichen gleicher Helligkeit dargestellt. Dabei sind die Leuchtdichteverteilungen gleicher Welligkeit für ungewobbelten und gewobbelten Betrieb gegenübergestellt und vergleichsweise die Leuchtdichteverteilung der zugehörigen einzelnen Speichen eingetragen.

Man erkennt, daß bei vorgegebener Welligkeit der maximal zulässige Speichenabstand ε_{gr} durch die Anwendung der Wobbelung um den Faktor 2 bis 2,5 erhöht werden kann. Damit ergibt sich eine Herabsetzung der mit Rücksicht auf die Speichenbildung festgelegten minimalen Ablenkfrequenz um den gleichen Faktor.

4.4 Einfluß der Antennen-Halbwertsbreite auf die minimale Ablenkfrequenz

Die im vorhergehenden Abschnitt besprochenen Maßnahmen zur Herabsetzung der Ablenkfrequenz können nur bis zu der Grenze angewendet werden, bei der eine weitere Herabsetzung der Ablenkfrequenz zu einer Verschlechterung der azimutalen Auflösung des Schirmbildes führen und dann auch Einfluß auf die Peilgenauigkeit haben würde.

Die Antenne liefert beim Überstreichen eines punktförmigen Zieles Spannungen, die proportional dem Quadrat der jeweiligen Einzelwerte des Horizontaldiagrammes der Antenne sind. In der Umgebung des Maximums des Horizontaldiagrammes genügt die Antennenspannung E der Funktion

$$\frac{E(a)}{E(0)} = \left(\frac{\sin\left(a \frac{a}{a_A}\right)}{a \frac{a}{a_A}} \right)^2 \quad a = 1,392 \tag{35}$$

bei einer Halbwertsbreite $2 a_A$ des Horizontaldiagrammes.

Bei einer genügend hohen Zahl z_A von Speichen pro Antennen-Halbwertsbreite und genügend kleiner Halbwertsbreite der Leuchtdichteverteilung der einzelnen Speiche folgt auch die tangentielle Leuchtdichteverteilung auf dem Bildschirm dieser Funktion (unter Voraussetzung einer linearen Steuerkennlinie der Bildröhre) (Bild 10).

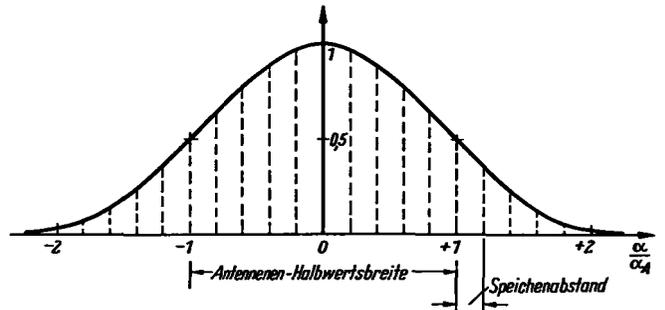


Bild 10. Verlauf der Empfangsspannung bei Abtastung eines punktförmigen Zieles nach Gl. (35)

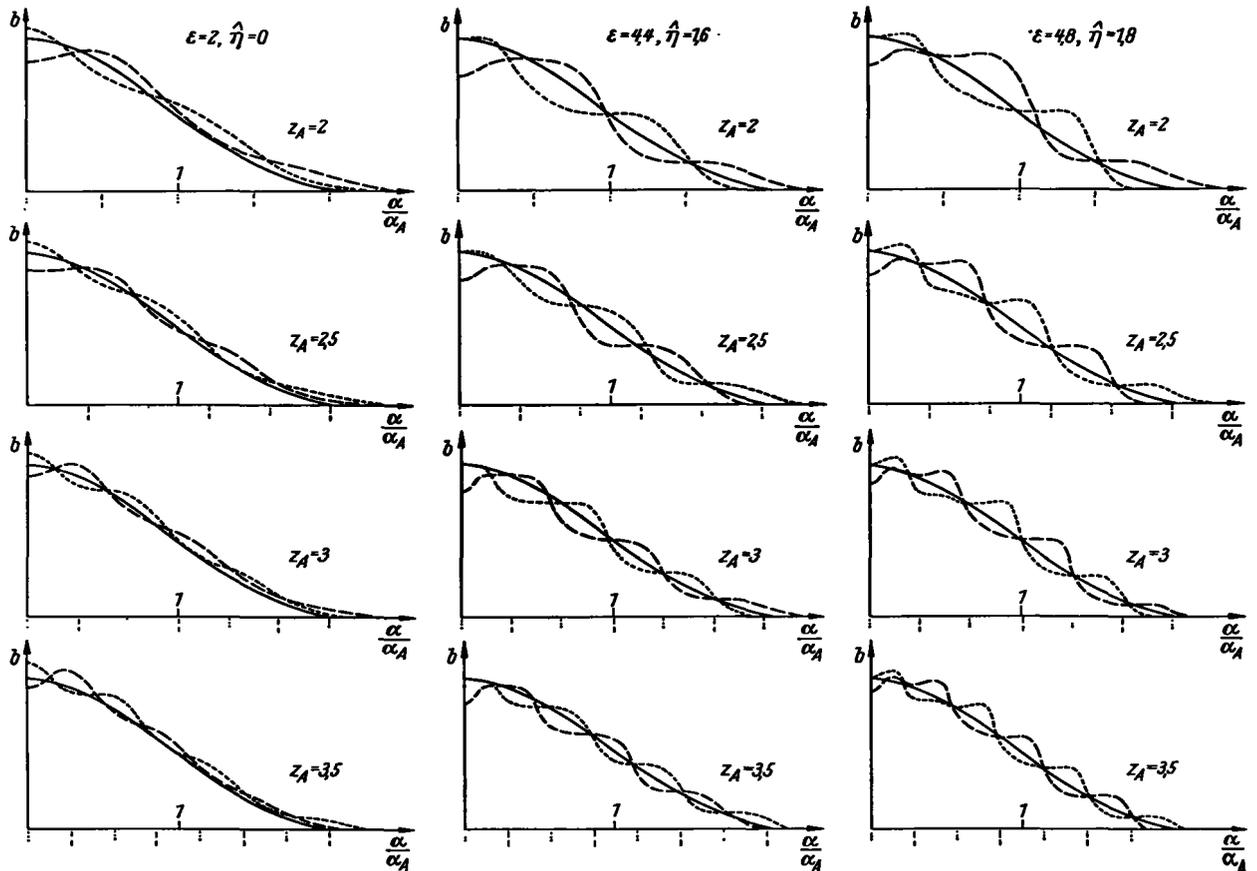


Bild 11. Tangentielle Leuchtdichteverteilung des Zielbildes eines punktförmigen Zieles für verschiedene Leuchtfleckdurchmesser bei gleichbleibender Halbwertsbreite der Antenne. Einige der in Bild 9 ausgewählten Fälle sind dar-

gestellt. Ausgezogen: Verlauf der Antennen-EMK, gestrichelt: tangentielle Leuchtdichteverteilung für zwei Phasenlagen zwischen Ziel und Abtastung

Ist die Halbwertsbreite der Leuchtdichte-Verteilung der einzelnen Speiche in der gleichen Größenordnung wie die Antennen-Halbwertsbreite, so tritt eine Verschlechterung der tangentialen Auflösung ein. Dies ist immer der Fall in der Mitte des Schirmbildes.

Bei abnehmender Zahl von Speichen pro Antennen-Halbwertsbreite wird der Verlauf der tangentialen Leuchtdichte-Verteilung auf dem Bildschirm immer weniger dem Verlauf der Antennenspannung folgen, auch wenn der mit Rücksicht auf die Speichenbildung ausgewählte Speichenabstand optimal ist. Dies kann im Extremfall zu Peilfehlern und zur Verschmelzung von Zielen führen.

Zur Ermittlung der minimalen Speichenzahl z_A pro Antennen-Halbwertsbreite ist für einige der in Bild 9 ausgewählten Speichenabstände in Bild 11 der Verlauf der tangentialen Leuchtdichte-Verteilung für einige verschiedene z_A dargestellt. Dabei sind noch zwei verschiedene Phasenlagen zwischen Ziel und geschriebener Speiche berücksichtigt. Vergleichsweise dazu ist jeweils der Verlauf der Antennenspannung eingetragen.

Man erkennt, daß die dargestellten Helligkeitsverläufe um den durch das Antennendiagramm festgelegten Wert pendeln. Welches Ausmaß an Pendelung als zulässig zu betrachten ist, ist theoretisch kaum zu entscheiden. Mit Rücksicht auf die entstehenden Azimutfehler der Bild-darstellung infolge der zufälligen Phasenlage sollte man aber wahrscheinlich die Zahl der Speichen pro Antennen-Halbwertsbreite $z_A = 2 \dots 2,5$ nicht unterschreiten.

Das gilt für einen linearen Übertragungsweg. Beim nichtkomprimierten Bild tritt durch die nichtlineare Steuerkennlinie der Bildröhre eine Verringerung der Halbwertsbreite der Zieldarstellung auf dem Schirm gegenüber der der Empfangsspannung, d. h. der Antennen-Halbwertsbreite, ein. Diese Verringerung der Halbwertsbreite der Bildelementleuchtdichte gegenüber der Antennen-Halbwertsbreite beträgt etwa 30%, wenn man einen Steuerkennlinienexponenten von 2,5 annimmt. Um diese an sich erwünschte Verringerung auch für das frequenzbandkomprimierte Bild zu erhalten, sollte man zweckmäßig die Anzahl der Speichen pro Antennen-Halbwertsbreite auf $z_A = 2,5 \dots 3$ erhöhen.

Aus diesen Überlegungen ergibt sich, daß der erzielbare Gewinn an Übertragungsbandbreite hier ebenfalls eine Grenze findet, die diesmal nicht durch die Eigenschaften der Bildröhre, sondern durch die Antennencharakteristik gesetzt wird. Die Festlegung auf $z_A = 2,5 \dots 3$ ist hier nur aus theoretischen Überlegungen erfolgt, praktische Untersuchungen könnten vielleicht ergeben, daß auch ein kleineres z_A noch ausreichend ist.

5. Zusammenfassung der Ergebnisse

Unter Berücksichtigung der im vorhergehenden diskutierten Gesichtspunkte ergeben sich einfache Beziehungen für die zur Übertragung eines Schirmbildes

erforderliche Bandbreite, die gleichzeitig auch als Maß für die Informationskapazität des Schirmbildes bei dieser radialen Rasterform gelten kann.

Für die minimale Zahl der Speichen pro Umlauf $Z_{r \min}$ sind zwei Bedingungen einzuhalten: Zur Vermeidung der Aufspeicherung des Bildes muß Z_r mindestens so groß sein, wie Gl. (20) angibt (Bedingung 36a), zur Vermeidung der Verschlechterung der azimutalen Bildauflösung darf aber außerdem die minimale Speichenzahl z_A pro Antennen-Halbwertsbreite nicht unterschritten werden (Bedingung 36b):

$$T_u \cdot f_{r \min} = Z_{r \min} \geq \begin{cases} \frac{4 \pi}{\epsilon_{gr}} \cdot \frac{R}{H} & (36a) \\ z_A \frac{360^\circ}{2 \alpha_A} & (36b) \end{cases}$$

Die Gl. (36) ist in Bild 12 dargestellt als Funktion von R/H , d. h. der Zahl der Leuchtfleck-Halbwertsdurchmesser pro Ablenklänge auf dem Schirm. Als

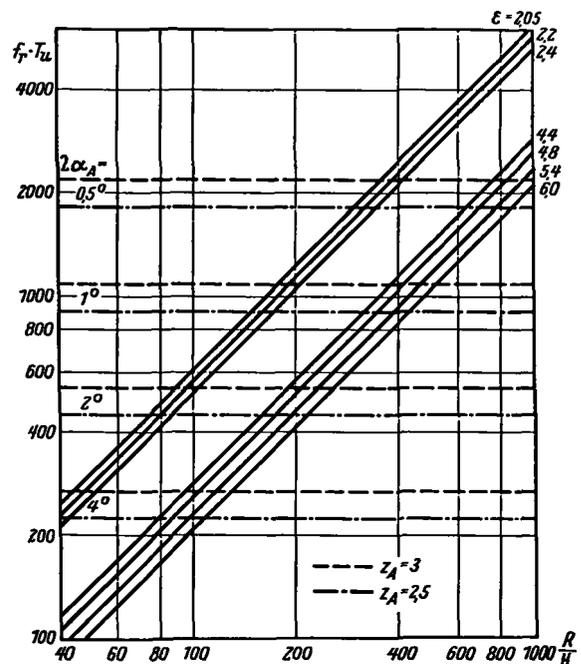


Bild 12. Minimale Zahl der Speichen pro Umlauf in Abhängigkeit von der Zahl der Leuchtfleck-Halbwertsdurchmesser pro Ablenklänge und der Antennen-Halbwertsbreite $2 \alpha_A$ für die Fälle von Bild 9 (nach Gl. 36)

Parameter ist ϵ_{gr} angegeben mit den in Bild 9 verwendeten Werten. Die horizontalen Linien geben die untere Grenze für $T_u \cdot f_r$ an, die durch Gl. (36b) dargestellt ist, mit der Antennen-Halbwertsbreite $2 \alpha_A$ als Parameter und für zwei verschiedene z_A .

Ausgehend von einem bestimmten R/H sind zur Ermittlung der minimalen Ablenkfrequenz beide Bedingungen der Gl. (36) einzuhalten, d. h. die Radialablenkfrequenz für ein Übertragungssystem muß oberhalb der aus den Daten des Schirmbildes und der

Antenne ermittelten beiden Geraden liegen, wenn kein Informationsverlust eintreten soll.

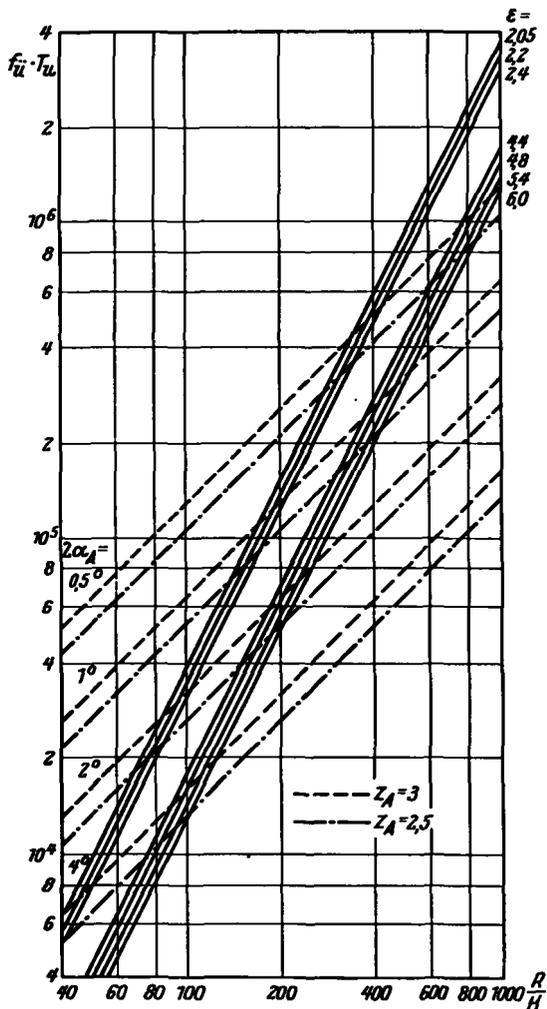


Bild 13. Optimale Übertragungsbandbreite für Radar-schirmbilder in Abhängigkeit von der Zahl der Leuchtfleck-Halbwertsdurchmesser pro Ablenklänge und der Antennen-Halbwertsbreite $2\alpha_A$ für die Fälle von Bild 9 (nach Gl. 37)

Das Diagramm zeigt, daß bei gegebenem R/H eine Wobbelung nur dann sinnvoll ist, wenn die dadurch erzielbare Herabsetzung der Speichenzahl pro Umlauf nicht zu einer Verschlechterung der durch die Antenne gegebenen tangentialen Auflösung führt.

Entsprechend läßt sich für die zu wählende Grenzfrequenz des Übertragungssystems nach Gl. (16) angeben:

$$T_u \cdot f_u \min \geq \begin{cases} \frac{2,4 \pi}{\epsilon_{gr}} \cdot \left(\frac{R}{H}\right)^2 & (37a) \\ 0,6 Z_A \frac{360^\circ}{2\alpha_A} \left(\frac{R}{H}\right) & (37b) \end{cases}$$

Die durch diese Gleichung festgelegte Beziehung ist in Bild 13 für die gleichen Parameter dargestellt, wie sie in Bild 12 verwendet sind. Für die Ermittlung der erforderlichen Grenzfrequenz gilt wieder das gleiche wie oben: Bei vorgegebenem R/H muß f_u oberhalb der durch ϵ_{gr} und der durch $2\alpha_A$ bestimmten Geraden liegen.

6. Schlußbemerkungen

Die nach diesen theoretischen Überlegungen ermittelten Daten eines Radarübertragungssystems dürften einen brauchbaren Anhalt für den Aufwand zur Übertragung von Schirmbildern geben. Da es sich um rein theoretische Berechnungen handelt, sind natürlich gewisse, durch die Annahmen bestimmte Unsicherheiten vorhanden, die vor allen Dingen in dem Problem der minimalen Radienzahl pro Antennen-Halbwertsbreite und der nichtlinearen Steuerkennlinie der Bildröhre begründet sind, jedoch dürften die nach den hier gemachten Angaben ermittelten Daten eines Übertragungssystems kaum zu einer zu geringen Qualität des übertragenen Bildes führen. Welche Sicherheitsfaktoren eventuell noch zu hoch veranschlagt sind, läßt sich nur durch praktische Untersuchung am Schirmbild mit entsprechenden Signalen ermitteln.

Literaturzusammenstellung:

- [1] Steimel: Betrachtungen zum Nachrichteninhalt eines Radarbildes. Bücherei der Funkortung Bd. 5/VI (1955).
- [2] Meinke: Theorie und Praxis der Fernübertragung von Radarschirmbildern mit Frequenzkompression. Bücherei der Funkortung Bd. 5/VI (1955).
- [3] Meinke, Groll: Übertragung von Radarschirmbildern mit komprimierter Bandbreite. NTZ 9 (1956), S. 214.
- [4] Meinke: Die zweckmäßige Wahl der Bandbreite der Fernübertragung frequenzkomprimierter Radarschirmbilder. Bücherei der Funkortung Bd. 6/VII (1957).
- [5] Pederzani: Die Fernübertragung von Radarbildern unter besonderer Berücksichtigung der Haf radar-Probleme. Bücherei der Funkortung Bd. 6/VII (1957), Teil III C.
- [6] Zetzmann: Über den Aufwand bei Radarschirmbildübertragungen. Bücherei der Funkortung Bd. 7 (1959).
- [7] Schröter: Radarbildübertragung: 1. Grundlagen und Grundlagen. Telefunken Ztg. 32 (1959) H. 125, S. 152.
- [8] Schröter: Möglichkeiten zur Verminderung des Frequenzbandaufwandes beim Teleran-System. Bücherei der Funkortung Bd. 5/VI (1955).
- [9] Rihaczek: Verfahren zur Kompression des Frequenzbandes bei der Übertragung von Radarschirmbildern. Diss. Technische Hochschule München 1957.
- [10] Groll, Dinter, Lange: Frequenzkompressionsanlage zur Fernübertragung und Magnetbandaufzeichnung von Radarschirmbildern. Elektronische Rundschau 11 (1957) H. 5.
- [11] Lange: Elektronischer Linienspeicher zur Kompression des Frequenzbandes periodisch wiederkehrender Signale, insbesondere Radarschirmbildern. NTZ 11 (1958), S. 619.
- [12] Buchta: Einige Beiträge zur Technik der Radarbildübertragung. Bücherei der Funkortung Bd. 7 (1959), Teil III C.
- [13] Jekelius: Bandbreitenkompression von Radarsignalen mittels Speicherkondensatoren. Bücherei der Funkortung Bd. 7 (1959), Teil III C.
- [14] Dinter: Betriebserfahrungen bei der Fernübertragung bei Luft-lagebildern. Bücherei der Funkortung Bd. 7 (1959), Teil III C.
- [15] Otto, Schaffernicht: Radarbildübertragung: 2. Die Speicherröhren. Telefunken Ztg. 32 (1959) H. 125, S. 162.
- [16] Dinter: Radarbildübertragung: 3. Einengung des Frequenzumfanges von Radarsignalen unter Verwendung der Zeilenspeicherröhre mit Kreisablenkung des Elektronenstrahls. Telefunken Ztg. 32 (1959) H. 125, S. 174.
- [17] Schröter: Fernsehtechnik Tl. 1, Springer 1956.
- [18] Dillenburger: Messungen an einer neuen Röhre zur Bildaufzeichnung. Elektronische Rundschau 13 (1959), S. 115.
- [19] Schmeidler: Integralgleichungen mit Anwendungen in Physik und Technik, Leipzig 1955.
- [20] Schröter: Probleme des PPI-Leuchtschirms. Bücherei der Funkortung Bd. 2/II (1953).