

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 53 (1962)
Heft: 23

Artikel: Monopuls-Radar
Autor: Klauser, H. / Farner, F. / Wernli, H.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-916992>

Nutzungsbedingungen

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

Conditions d'utilisation

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

Terms of use

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

Download PDF: 17.02.2026

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

BULLETIN

DES SCHWEIZERISCHEN ELEKTROTECHNISCHEN VEREINS

Gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins (SEV)
und des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätswerke (VSE)

Monopuls-Radar

Von H. Klauser, F. Farner und H. Wernli, Zürich

621.396.965

Nach einem kurzen Rückblick in die Entstehungsgeschichte der Monopuls-Technik werden in einer kurzen Einführung die grundsätzliche Arbeitsweise des Amplitudenvergleichs- und des Phasenvergleichs-Monopuls-Radars beschrieben. In einem nachfolgenden Abschnitt werden die für die Realisierung der Monopuls-Antennentechnik entscheidenden Probleme behandelt, wobei der Einfluss der Antennencharakteristik auf die Winkelfehlerfunktion diskutiert wird. Schliesslich folgt die Besprechung der vielfältigen Probleme des Monopuls-Empfängers, wobei ein Vergleich der Empfängereigenschaften bezüglich des Amplitudenvergleichs-Systems und des Phasenvergleichs-Systems angestellt wird. Ebenso werden die Einflüsse von Fehlern auf die Messgenauigkeit untersucht.

Après un bref historique de la technique des mono-impulsions, les auteurs décrivent le principe du fonctionnement du radar à mono-impulsions à comparaison d'amplitudes et comparaison de phases. Ils traitent ensuite des problèmes essentiels que pose la réalisation de la technique des antennes à mono-impulsions et discutent de l'influence de la caractéristique de ces antennes sur la fonction d'erreur angulaire. Enfin, ils examinent les multiples problèmes de la réception des mono-impulsions et établissent un critère entre les propriétés réceptrices du système à comparaison d'amplitudes et de celui à comparaison de phases, de même que l'influence d'erreurs sur la précision de mesure.

1. Einführung

Monopuls-Radar ist eine besondere Anwendung eines bereits während des Zweiten Weltkrieges bekannten Konzeptes der präzisen Winkelvermessung von Strahlungsquellen in der Radartechnik. Noch bevor man in Amerika und England zur Erkenntnis kam, dieses Konzept für Zielfolge-Radar zu modifizieren, lagen bereits Erfahrungen aus dem Gebiete der Radiopeilung vor. Dort hatte man erkannt, dass die Richtungsbestimmung von Radioquellen mit Hilfe von zwei oder mehreren Empfangs-Antennen mit grosser Genauigkeit möglich war. Dabei wurden entweder die Amplituden der mit Hilfe dieser Antennen empfangenen Signale oder deren Phasen bestimmt. Die bekannteste Anwendung dieser Peileinrichtungen ist das heute in vermehrtem Masse in der Radio-Astronomie angewendete Radio-Interferometer, welches die Winkelbestimmung von Radio-Sternen durch Phasenvergleich der in den Antennen eintreffenden Signale aus dem Weltraum ermöglicht. Bereits um 1940 wurde in England unter der Leitung von Sir Robert Watson-Watt eine Such-Radarstation mit Mehrfachantenne gebaut und etwa um die gleiche Zeit, aber unabhängig von diesen Untersuchungen, hat in den USA das Naval Research Laboratory versucht, den Empfang mit Mehrfachantennen in der Radartechnik auszuwerten.

Wie entstand nun die Bezeichnung Monopuls-Radar, und welche Bedeutung hat sie?

Bei Zielfolge-Radar kann die Zielablage gegenüber der Radarachse durch die konische Zielabtastung (Conical Scanning) vermessen werden [1]¹⁾. Bei diesem System wird bekanntlich der Richtstrahl der Radarantenne durch eine kleine Auslenkung aus der Antennenachse in eine rasche Rotation um diese Achse versetzt. Der Richtstrahl bewegt sich somit auf einem Kegelmantel, dessen halber Öffnungswinkel dem Auslenkwinkel (Splitwinkel) des Richtstrahles gegen die Antennenachse entspricht. Dadurch wird das im

Strahlungsbereich der Radarantenne sich befindliche Ziel von Radarimpulsen wechselnder Intensität getroffen. Die vom Ziel zurückgestrahlten, am Radarempfänger eintreffenden Impulse sind demnach mit der Strahlumlaufsfrequenz amplitudenmoduliert. Modulationstiefe und Phasenlage der Modulationsspannung gegenüber einer im Antennengetriebe mit der gleichen Frequenz erzeugten Referenzspannung sind ein direktes Mass für die Zielablage gegenüber der Antennenachse.

Die Rotation des Antennenstrahles erfolgt meistens durch eine mechanische Bewegung der Antenne selbst oder eines ihrer Teile, und ist deshalb auf niedere Umlaufsfrequenzen beschränkt. Schwankungen der Zielechoamplituden infolge der dauernden Veränderungen des Reflexionsquerschnittes des Zieles, deren Frequenz mit der Frequenz der konischen Abtastbewegung zusammenfällt, stören jedoch die Nutzinformation über die Zielablage.

In den vergangenen zehn Jahren sind umfangreiche Untersuchungen über das Rückstrahlverhalten von Flugzielen aller Art angestellt worden, deren Analyse zur Erfassung der spektralen Verteilung der Echofluktuations führte. Daraus war unschwer zu erkennen, dass die Echo-Modulationsfrequenz des Conical-Scan-Systems, welche bei den bis heute verwendeten konventionellen Zielfolge-Geräten etwa zwischen 20 und 60 Hz liegen mag, in den Spektralbereich der auftretenden Zielfluktuations fällt. Dies ist in Fig. 1 dargestellt. Daraus folgt, dass die Genauigkeit der Zielverfolgung eines Conical-Scan-Systems mit relativ tiefer Umlaufsfrequenz durch die Zielfluktuations beeinträchtigt wird.

Es ist nun naheliegend, das Konzept des Simultanempfangs aus mehreren Antennen auf Impuls-Radar-Geräte zu übertragen. Dadurch wird es möglich, die Information über die Lage des Zieles relativ zur Systemachse simultan zu erhalten. Dies bedeutet für ein gepulstes Radargerät, dass jeder einzelne Impuls die

¹⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

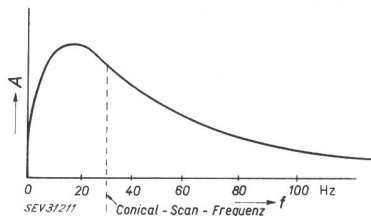


Fig. 1
Frequenzspektrum von Radar-Echosignalen
A Amplitude; f Frequenz

volle Information über die Zielablage enthält. Hieraus wurde die Bezeichnung Monopuls-Radar geschaffen, welche 1946 von H. T. Budenbom [2] erstmals vorgeschlagen wurde.

Der Vorteil des Simultan-Empfanges der Echosignale liegt also darin, dass die Lageinformation des Zieles mit der Impulswiederholungsfrequenz einläuft, welche in den meisten Fällen weit ausserhalb der in Fig. 1 dargestellten Spektralverteilung der Zielechofluktuationen liegt. Damit unterbleiben die durch diese erzeugten Störmodulationen, wie sie beim Conical-Scan-System auftreten, fast vollständig.

2. Grundsätzliche Arbeitsweise des Monopuls-Radars [3]

Wird von einer einfallenden Wellenfront einer ebenen Welle, herrührend von einer genügend weit entfernten Strahlungsquelle, mit Hilfe von zwei verschiedenen Antennen ein Signal gleichzeitig empfangen, so sind die Amplituden der beiden Signale an den Antennenausgängen sowie deren Phasenunterschied nur von der Einfallsrichtung der einfallenden Wellenfront abhängig. Dabei können die Antennen zunächst beliebig angeordnet sein.

Für die Monopuls-Anwendung ist es naheliegend, die Ablage des Zieles auf die Azimuth- und die Vertikalebene zu definieren und dementsprechend je zwei Empfangs-Antennen in diesen Ebenen anzuordnen. Eine weitere Antenne sorgt für die Ausstrahlung des Sendesignals. Je nach Anordnung der einzelnen Empfangsantennen kann nun erreicht werden, dass für die Ablagewinkel-Information nur die Amplitudenverhältnisse der paarweise auszuwertenden Signale oder deren Phasenunterschied massgebend ist. Daraus haben sich grundsätzlich die zwei wichtigsten Monopuls-Systeme abgeleitet, nämlich das Amplituden-Vergleichs-Monopulssystem und das Phasen-Vergleichs-Monopulssystem. Diese Systeme sollen nun kurz in ihrem Aufbau beschrieben werden.

2.1 Der Phasen-Vergleichs-Monopuls-Radar (Phasecomparison Monopulse Radar)

In Fig. 2 ist zunächst angedeutet, wie die Winkelinformation mit Hilfe zweier parallel gerichteter An-

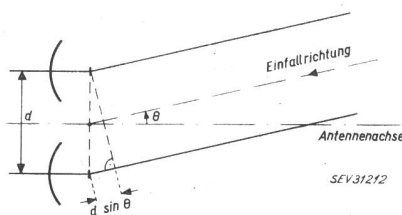


Fig. 2
Winkelinformation durch Phasenvergleich (Interferometer)
d Antennenabstand; θ Zielablagewinkel

tennen (nach dem Interferometerprinzip) gewonnen wird.

Die untere der beiden in Fig. 2 dargestellten Antennen empfängt das Zielsignal mit einer Phasenverschiebung:

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot \sin \theta \quad (1)$$

Für kleine Zielabweichungen θ ist der Phasenunterschied direkt proportional dem Produkt $d \cdot \theta / \lambda$. Durch Wahl des Antennenabstandes kann bei fester Wellenlänge λ eine beliebig grosse Ablageempfindlichkeit erreicht werden. Andererseits sinkt damit der Bereich der Winkelvermessung infolge des Zusammenrückens der 1. Interferenzminima, für welche gilt:

$$\varphi = \pm \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot \sin \theta = \pm \pi \quad (2)$$

woraus

$$\theta = \pm \arcsin \left(\frac{\lambda}{2d} \right) \quad (3)$$

Eine sehr einfache Ausführung eines Phasenvergleichs-Monopuls-Radars für automatische Zielverfolgung zeigt das Blockschaltbild in Fig. 3.

Das Antennensystem besteht aus vier gleichen Richtantennen, deren eine, vom Sender gespiesen, zur Ausstrahlung der Radarimpulse dient. Die drei übrigen Antennen dienen als Empfangsantennen, wobei die zwei horizontal angeordneten A und B die Echoimpulse bezüglich Phase in der Horizontalebene auswerten, B und C diejenigen in der Vertikalebene. Die Antenne B wird dabei doppelt ausgenützt. Die Empfangssignale werden in den Mischstufen mit dem Lokaloszillator auf die Zwischenfrequenz transponiert. Am Ausgang der ZF-Stufen werden dann in Phasendetektoren die Fehlersignale der beiden Winkelkanäle gebildet. Zur Regelung des ZF-Ausganges auf konstante Amplitude dienen in beiden Kanälen automatische Verstärkungsregelungen. Die aus den Phasendetektoren erhaltenen Videosignale werden verstärkt und geglättet und dienen der Steuerung der für die Nachführung der Antennen vorgesehenen Servomotoren.

Das hier beschriebene Phasenvergleichs-Monopuls-Radargerät wurde 1944 von den General Electric Laboratories realisiert und wies bei $\lambda = 3$ cm, angeblich ohne Nachjustierung, eine Winkelstabilität der Radarachse von 0,4‰ auf, was eine bereits beachtliche Leistung darstellt [4]. Das Gerät selbst ist äusserst einfach im Aufbau des Mikrowellenteiles, da es keine Duplexerschaltung benötigt.

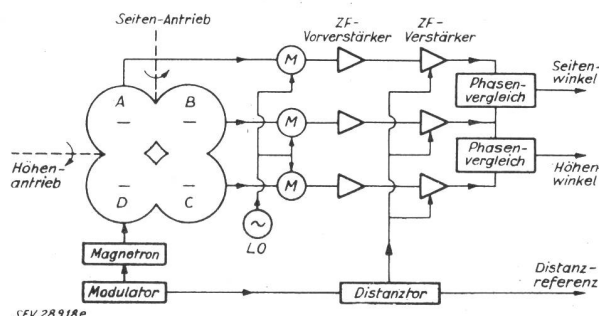


Fig. 3
Phasenvergleichs-Monopuls-Radar
M Mischstufe; LO Lokaloszillator; ZF Zwischenfrequenz;
A, B, C, D Teilantennen

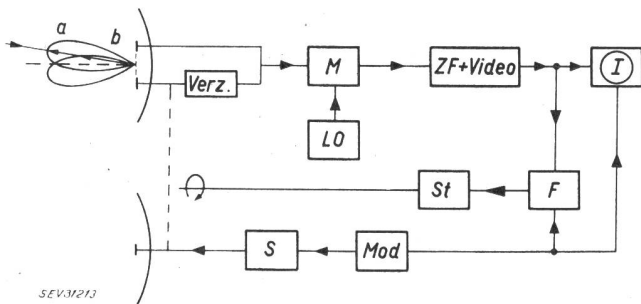


Fig. 4

Amplitudenvergleichs-Monopuls-Radar

a, b Strahlungsfeldstärken in Zielrichtung; S Sender; Mod Modulator; $Verz.$ Verzögerungsleitung; M Mischstufe; LO Lokalsoszillator; $ZF + Video$ Zwischenfrequenz- und Videoverstärker; I Indikator; F Fehlersignalerzeugung; St Servosteuerung

2.2 Das Amplitudenvergleichs-Monopuls-Radar

Eine frühe Ausführung dieses Systems wurde von *Sommers* entwickelt. Das Blockschema dieser Anlage ist in Fig. 4 dargestellt, wobei nur ein Winkelkanal angedeutet ist.

Über die zwei leicht gegeneinander verdrehten Empfangscharakteristiken der Empfangsantenne werden die beiden Echosignale dem Empfänger zugeführt, wobei das eine um mindestens eine Impulsbreite verzögert wird. Diese Technik gestattet die Verwendung des gleichen Empfängers für beide Signale, was, wie später gezeigt wird, die Kompliziertheit der Empfängerregelung für zwei oder mehr Kanäle erspart. Bei Verwendung eines logarithmischen Empfängers können, für die Gewinnung eines Fehlersignals, die beiden Impulse durch eine zweite Verzögerung wieder zur Dekkung gebracht und durch deren Subtraktion das Verhältnis der Empfangssignale gebildet werden, welches die Ablage von der Radarachse definiert. Der Nachteil des beschriebenen Systems liegt darin, dass die Distanzauflösung durch die Verzögerung des einen Empfangssignals gering ist, weil nur Ziele, deren Abstand mindestens der doppelten Impulsdauer entspricht, auflösbar sind. Will man dies vermeiden, so muss mit zwei getrennten Empfangskanälen gearbeitet werden.

2.3 Das Summen-Differenz-Vergleichssystem

Die heute verbreitetste Anwendung des Monopuls-Systems arbeitet nach dem Summen-Differenz-Verfahren. Es wurde von *R. M. Page* [5] im Naval Research Laboratory entwickelt. Es arbeitet wiederum mit den leicht verdrehten Antennencharakteristiken über welche die Empfangssignale eintreffen. Nun werden aber simultan die beiden gleichzeitig eintreffenden Signale in einem Kanal gleichphasig und in einem anderen gegenphasig addiert, d. h. es wird aus ihnen ein Summen-Signal und ein Differenz-Signal gebildet. Dabei wird das Differenz-Signal beim Durchgang der Zielrichtung durch die Radarachse zu Null und erfährt einen Phasensprung von 180° . Wird der Quotient der beiden Signale in Verhältnisdetektoren gebildet, so entsteht das gewünschte Fehlersignal. Fig. 5 erklärt die Konstruktion der Fehlersignalkurve aus den Summen- und Differenzdiagrammen.

Diese Art der Fehlerspannungsbildung zeigt nun eindeutige Vorteile gegenüber dem üblichen Conical-Scan-System, und ebenso gegenüber den vorerwähnten früheren Ausbildungsformen von Monopuls-Systemen:

1. Das Summensignal ist bezüglich der Antennenachse eine gerade Funktion und weist für die Winkelablage Null ein Maximum auf.

2. Das Verhältnis Differenzsignal zu Summensignal ist eine ungerade Funktion, enthält die Winkelinformation und ist zudem unabhängig von der eintreffenden Signalstärke.

3. Die Winkelvermessung geschieht allein beim Empfang. Für die Ausstrahlung des Sendersignales wird die Summencharakteristik benützt. Dies bedeutet eine Leistungszunahme in Zielrichtung und damit eine Reichweitevergrößerung gegenüber Conical-Scan-Radar. Zudem unterbleibt die Modulation der auf das Ziel einfallenden Radarsignale, was einer Zunahme der Störfestigkeit des Systems gleich kommt.

Das Summen-Differenz-Vergleichssystem lässt sich selbstverständlich für den Amplitudenvergleich wie für den Phasenvergleich anwenden. Beim Phasenvergleich werden aber getrennte Reflektoren mit parallelen Achsen benötigt, während beim Amplitudenvergleich ein einziger Reflektor mit einer entsprechenden Anzahl Primärstrahlern genügt. Dies ist wohl auch der Grund, weshalb heute vorwiegend das aufwand- und gewichtsmässig günstigere Amplituden-Summen-Differenz-System gebaut wird.

Ein solches System ist nachstehend kurz beschrieben. Die Summen- und Differenzbildung geschieht in den Mikrowellenkanälen mit Hilfe des sog. «Hybrid-T», einem Mikrowellenbauelement, welches später noch eingehend erklärt wird. Die Kanäle werden sowohl für das Sendesignal wie für das Empfangssignal benützt und durch die üblichen TR-Röhren entsprechend umgeschaltet. In Fig. 6 ist ein Amplitudenvergleichs-Summen-Differenz-Monopuls-Radar im Blockschaltbild dargestellt. Es umfasst die Winkelvermessung für Azimuth und Elevation und benützt eine Antenne mit vier defokussierten Primärstrahlern A, B, C, D [1]. Diese sind symmetrisch bezüglich des Brennpunktes einer Reflektorantenne angeordnet. Die Zuleitungen

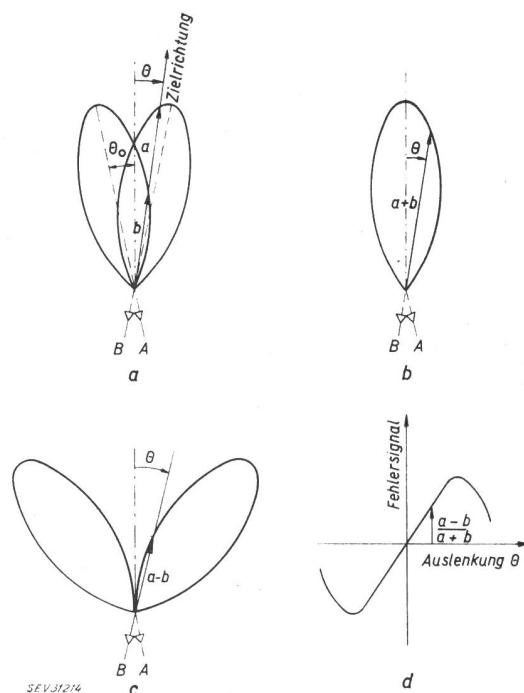


Fig. 5

Fehlersignalebildung beim Summen-Differenz-Verfahren

- A, B Antennen mit überlappender Strahlungscharakteristik;
- a, b Strahlungsfeldstärken in Zielrichtung; θ Zielablagewinkel; θ_0 Splitwinkel
- Summencharakteristik der Antennen A und B . $a+b$ Summenfeldstärken in Zielrichtung
- Differenzcharakteristik der Antennen A und B . $a-b$ Differenzfeldstärken in Zielrichtung
- Fehlersignal $\left(\frac{a-b}{a+b}\right)$ = Quotient aus Differenzsignal und Summensignal

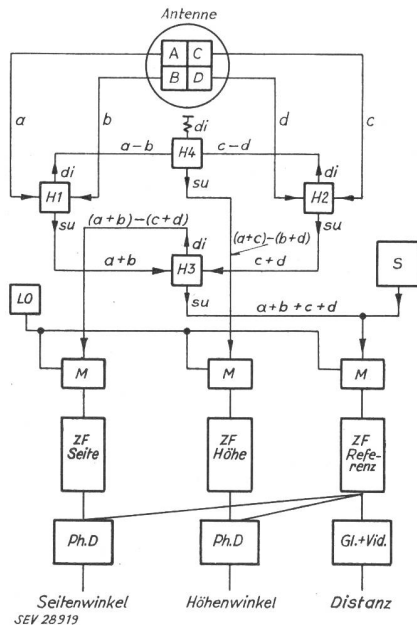


Fig. 6

Blockschaltbild eines Amplituden-Vergleichs-Monopuls-Radars nach dem Summen-Differenz-Verfahren

A, B, C, D Teilantennen; a, b, c, d Empfangssignale dieser Teilantennen; su Summe; di Differenz; H Hybrid-T; LO Lokaloszillator; S Sender; M Mischstufe; Ph.D Phasendiskriminator; Gl. + Vid. Gleichrichtung und Videostufe

a, b, c, d zu diesen vier Primärstrahlern werden den Hybrid-T-Schaltungen H1 und H2 zugeführt, wo die Summensignale $(a + b)$ und $(c + d)$ sowie die Differenzsignale $(a - b)$ und $(c - d)$ gebildet werden. In H3 wird einerseits das Summensignal $(a + b + c + d)$ gebildet und dem Referenz- bzw. Distanzkanal zugeführt, währenddem das Differenzsignal

$$(a + b) - (c + d)$$

bereits die Seitenwinkelinformation enthält. In H4 wird das Summensignal

$$(a - b) + (c - d) = (a + c) - (b + d)$$

gebildet, welches die Höhenwinkelinformation enthält. Das Differenzsignal

$$(a - b) - (c - d) = (a + d) - (b + c)$$

wird nicht verwendet und in einem Lastwiderstand vernichtet. Die Summen- und Differenz-Nutzsignale werden nun mit einem gemeinsamen Lokaloszillator gemischt, und die betreffenden ZF-Signale verstärkt. Durch Vergleich mit dem Referenz-Summenkanal werden die Differenzsignale in entsprechenden Phasendiskriminatoren zu Winkelfehlerspannungen verarbeitet, während das Summensignal als Träger der Distanzinformation gleichzeitig für die Zielerstellung in den Indikatoren verwendet wird.

Der Sender verzweigt seine Energie über H3 in die beiden Hybrid-T H1 und H2 und von hier gleichphasig in die vier Primärstrahlerleitungen a, b, c, d zu den entsprechenden Primärstrahlern A, B, C, D, von wo dann das Sende-Summensignal $a + b + c + d$ abgestrahlt wird. Jede der vier Antennenleitungen führt somit $\frac{1}{4}$ der Sendeenergie zur Antenne.

3. Probleme der Monopulsradar-Antenne

Für Monopuls-Radar können grundsätzlich verschiedene Arten von Richtantennen verwendet werden,

wie z. B. Linsensysteme, Helixsysteme, Anordnungen von Schlitzstrahlern, Reflektorsysteme usw. Bei kurzen Wellenlängen werden meist Parabolreflektorantennen mit Mehrfachausleuchtung gebaut, auf deren Beschreibung sich die folgenden Abschnitte beschränken.

3.1 Grundsätzliches über Reflektor-Antennensysteme

Ein Reflektor-Antennensystem besteht aus einem Primärstrahler, welcher den Sekundärstrahler, den Parabol-Reflektor, zweckmässig ausleuchtet. Das Strahlungszentrum des Primärstrahlers muss dabei in den Brennpunkt des Parabol-Reflektors zu liegen kommen (Fig. 7). Der Primärstrahler (Feed) besitzt eine bestimmte Richtcharakteristik, das Primärdiagramm. Ebenso muss die gesamte Antenne eine bestimmte Charakteristik, das Sekundärdiagramm, aufweisen. Dieses hängt nun, abgesehen von Wellenlänge und Grösse des Reflektors, von der Feldverteilung in dessen Öffnungsebene (Ausleuchtung) und damit vom Primärdiagramm ab. Eine Zusammenstellung der Abhängigkeit zwischen Ausleuchtung und Sekundärdiagramm ist in [6] angegeben. Allgemein lässt sich folgendes sagen:

Die Strahlbreite ist am kleinsten bei konstanter Ausleuchtung der Öffnungsebene, hingegen sind die Seitenzipfel sehr gross. Diese lassen sich reduzieren, indem man die Ausleuchtung gegen den Rand des Reflektors verringert, was allerdings auf Kosten der Strahlbreite und des Gewinnes geschieht. Für Radarantennen muss hier ein günstiger Kompromiss gefunden werden.

3.2 Splitwinkel und Ausleuchtung der Amplitudenvergleichs-Monopuls-Reflektorantenne.

Auswirkungen auf die Winkelfehlerkurven

Bei diesen Antennen treten insofern komplizierte Probleme auf, als für den Sende- und den Empfangsfall verschiedene Diagramme, durch mehrere Primärstrahler erzeugt, benötigt werden. Die Strahlungszentren dieser Primärstrahler liegen in der Brennebene des Reflektors. Dadurch, dass sie nicht auf der Symmetrieachse des Reflektors liegen, sind die einzelnen Sekundärdiagramme um den sog. Splitwinkel θ_0 von dieser Achse ausgelenkt. An die Primärstrahler angeschlossen ist das Summen-Differenz-Netzwerk, welches später noch eingehender beschrieben wird. Die Summen- und Differenzdiagramme lassen sich aus den einzelnen Sekundärdiagrammen berechnen und daraus die Winkelfehlerkurven. Im folgenden sei diese Berechnung für den ebenen Fall (bestehend aus zwei nebeneinanderliegenden Antennen) kurz skizziert. $E(\theta + \theta_0)$ und $E(\theta - \theta_0)$ seien die Feldstärke-Sekundärdiagramme der beiden Antennen; sie sind um den Splitwinkel $\pm \theta_0$ von der Antennenachse ausgelenkt. Das Summendiagramm E_S ist dann:

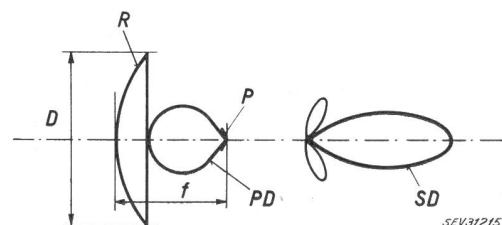


Fig. 7

Parabolreflektor-Antenne

R Parabolreflektor; P Primärstrahler; PD Primärdiagramm; SD Sekundärdiagramm; D Durchmesser des Parabolreflektors; f Brennweite des Parabolreflektors

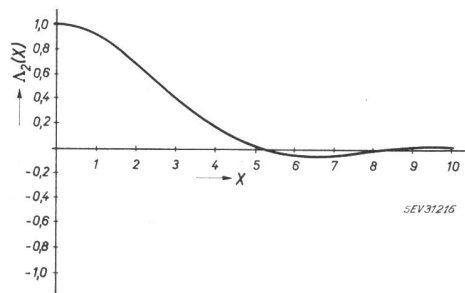


Fig. 8

Sekundärstrahlungsdiagramm bei parabolischer Ausleuchtung des Reflektors

$$A_2 \text{ Sekundärstrahlungsdiagramm; } x = \frac{\pi D}{\lambda} \theta$$

$$E_S = E(\theta - \theta_0) + E(\theta + \theta_0) \quad (4)$$

und das Differenzdiagramm E_D :

$$E_D = E(\theta - \theta_0) - E(\theta + \theta_0) \quad (5)$$

Als Winkelfehlermass F wird folgender Quotient gebildet:

$$F = \frac{E_D}{E_S} = \frac{E(\theta - \theta_0) - E(\theta + \theta_0)}{E(\theta - \theta_0) + E(\theta + \theta_0)} \quad (6)$$

Die Ableitung dieser Formel ist in [7] ausführlich dargestellt. Es müssen nun zuerst die einzelnen Sekundärstrahlungsdiagramme $E(\theta + \theta_0)$ und $E(\theta - \theta_0)$ bestimmt werden, die eine Funktion der Ausleuchtung des Reflektors durch den Primärstrahler, des Reflektordurchmessers und der Wellenlänge sind.

Nimmt man vorerst konstante Ausleuchtung in der Öffnungsebene an, so folgt für das Sekundärstrahlungsdiagramm $E(\theta)$ nach Silver [8]:

$$E(\theta) = A_1(\xi) \quad (7)$$

$$\xi = \frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta$$

wobei

$$A_1(\xi) = \frac{2}{\frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta} \cdot J_1\left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta\right) \quad (8)$$

λ Wellenlänge; D Reflektordurchmesser; θ Zielablagewinkel; J_1 Besselfunktion 1. Ordnung

Diese Ausleuchtung ergibt aber unzulässig grosse Seitenzipfel. Mit einer gegen den Rand des Reflektors abfallenden Feldstärkeverteilung, z. B. einer para-

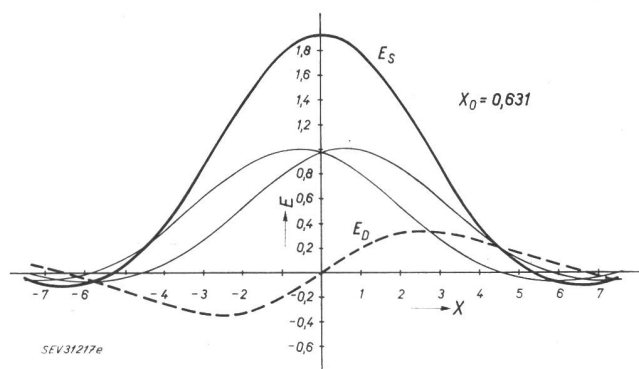


Fig. 9

Summen- und Differenzstrahlungsdiagramm für $x_0 = 0,631$

E Feldstärke; $x = \frac{\pi D}{\lambda} \theta$; E_D Differenzstrahlungsdiagramm; E_S Summenstrahlungsdiagramm

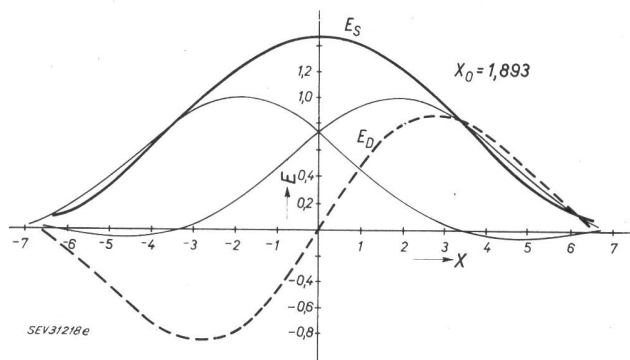


Fig. 10

Summen- und Differenzstrahlungsdiagramm für $x_0 = 1,893$
Bezeichnungen siehe Fig. 9

bolischen Ausleuchtung ergibt sich für das Sekundärstrahlungsdiagramm:

$$E(\theta) = A_2(\xi) \quad (9)$$

$$A_2(\xi) = \frac{8}{\left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta\right)^2} \cdot J_2\left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta\right) \quad (10)$$

J_2 Besselfunktion 2. Ordnung

Für kleine Zielablagewinkel gilt:

$$\sin \theta \approx \theta \quad (11)$$

$$E(\theta) = A_2(x) \quad (12)$$

mit

$$x = \frac{\pi D}{\lambda} \theta$$

$$A_2(x) = \frac{8}{\left(\frac{\pi D}{\lambda} \theta\right)^2} \cdot J_2\left(\frac{\pi D}{\lambda} \theta\right) \quad (13)$$

Die Funktion $A_2(x)$ ist in Fig. 8 dargestellt. Als Sekundärstrahlungsdiagramm einer Zielfolge-Antenne weist sie genügend kleine Seitenzipfel auf. In den Fig. 9, 10 und 11 sind die Summen- und Differenzstrahlungsdiagramme E_S und E_D für drei Splitwinkel

$$\theta_0 = x_0(\lambda/\pi D)$$

für die Werte $x_0 = 0,631$; $1,893$ und $3,155$ aufgezogen. Der Einfluss des Splitwinkels ist deutlich erkennbar, indem mit zunehmendem θ_0 die Differenzfeldstärke E_D im Nullpunkt steiler, und das Maximum von E_S flacher wird; es erscheint sogar eine Einsattelung. Eine weitere sehr wichtige Rolle spielen die

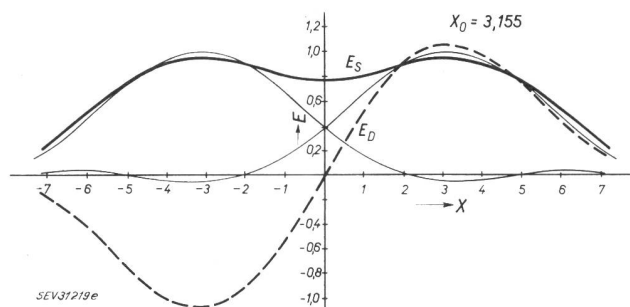


Fig. 11

Summen- und Differenzstrahlungsdiagramm für $x_0 = 3,155$
Bezeichnungen siehe Fig. 9

Seitenzipfel, da sie eine Umkehrung der Polarität des Winkelfehlermasses F verursachen. Nach der Formel

$$F = \frac{E_D}{E_S}$$

sind in Fig. 12 die Winkelfehlerkurven aufgetragen. Parameter ist der Splitwinkel $\theta_0 = x_0(\lambda/\pi D)$ für die Werte $x_0 = 0,631; 1,262; 1,577; 1,893; 2,524$ und $3,155$. Die Steilheit dieser Kurven im Nullpunkt nimmt mit θ_0 zu.

Zur Wahl des Splitwinkels sind verschiedene Kriterien massgebend. Erstens ist es wünschenswert, eine möglichst lineare Winkelfehlerkurve zu erhalten. Dies ist bei den berechneten Kurven (siehe Fig. 12) bei $x_0 = 1,577$ am besten erfüllt. Zweitens soll erst bei möglichst grossen Zielablagen das Vorzeichen des Winkelfehlermasses umkehren, da dies eine Steuerung der Antennenservomotoren in falscher Richtung bewirken würde. Der Ablagewinkel θ , bei dem dieser Vorzeichenwechsel auftritt, ist bestimmt durch die erste Nullstelle der Summen- oder Differenzcharakteristik (Ausnahmefall: Die beiden Nullstellen fallen zusammen). Weist die Summencharakteristik zuerst eine Nullstelle auf, so erscheint in der Winkelfehlerkurve beim Vorzeichenwechsel ein Pol. Hat jedoch die Differenzcharakteristik zuerst eine Nullstelle, so verläuft die Winkelfehlerkurve beim Vorzeichenwechsel stetig. Aus den Fig. 9, 10 und 11 ist zu entnehmen, dass dieser Vorzeichenwechsel bei umso grösseren Zielablagen auftritt, je grösser der Splitwinkel ist.

Ein drittes Kriterium ist die maximale Winkelablageempfindlichkeit. Diese ist bestimmt durch das Signal-zu-Rauschverhältnis im Differenzkanal. Je grösser dieses Differenzsignal für einen bestimmten Ablagewinkel ist, umso besser ist dieses Verhältnis. Das Optimum wird gefunden, indem man das Maximum der Funktion:

$$E_S(\theta) \cdot \left. \frac{dE_D(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=0} \quad (14)$$

sucht. Diese Bedingung lässt sich aus folgenden Überlegungen ableiten:

Bei einer konstanten vom Ziel zurückgestrahlten Leistung ist das Differenzsignal für einen bestimmten, jedoch kleinen Ablagewinkel proportional der Steilheit der Differenzcharakteristik E_D im Nullpunkt, d. h.

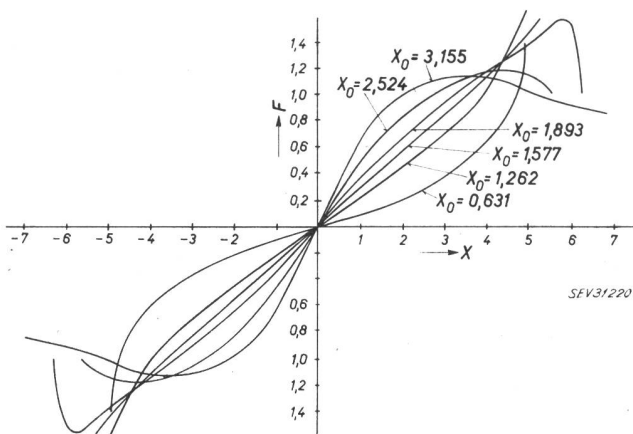


Fig. 12

Winkelfehlerkurven mit $x_0 = \frac{\pi D}{\lambda} \theta_0$ als Parameter

F Winkelfehlermass; $x = \frac{\pi D}{\lambda} \theta$

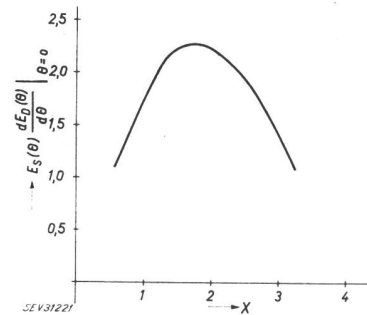


Fig. 13

Bestimmung des optimalen Splitwinkels für maximale Winkelvermessungsempfindlichkeit

$$x = \frac{\pi D}{\lambda} \theta; E_S \text{ Summendigramm;}$$

$\frac{dE_D}{d\theta}$ Steilheit des Differenzdiagramms; θ Zielablagewinkel

$$\left. \frac{dE_D(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=0}$$

Da jedoch die zurückgestrahlte Leistung proportional der abgestrahlten Leistung ist, muss der obige Differentialquotient mit $E_S(\theta)$ multipliziert werden. Lassen sich die Antennendiagramme in analytischer Form darstellen, so berechnet sich der optimale Splitwinkel nach der Extremalbedingung:

$$\frac{d}{d\theta_0} \left[E_S(\theta) \cdot \left. \frac{dE_D(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=0} \right] = 0 \quad (15)$$

Der optimale Splitwinkel kann auch graphisch bestimmt werden. Dies wurde für das vorher verwendete Beispiel in Fig. 13 durchgeführt. Es hängt vom Verwendungszweck und den Anforderungen an das betreffende Radargerät ab, nach welchem Gesichtspunkt der Splitwinkel gewählt wird. Meistens wird es notwendig sein, einen Kompromiss zwischen den einzelnen Kriterien zu schliessen.

3.3 Monopuls-Hybrid-Schaltung

Es wurde schon in Abschnitt 2.3 erwähnt, dass die Summen- und Differenzbildung mit Mikrowellenbauelementen, die unter dem Namen Hybrid-T oder Magic-T bekannt sind, realisiert werden kann. Anhand von Fig. 14 soll das Prinzip eines Magic-T erläutert werden.

Die vier Arme des Magic-T seien mit 1, 2, 3, 4 bezeichnet. Speist man in 3 ein Signal ein, so teilt es sich gleichphasig auf die beiden Arme 1 und 2 auf. In 4 erscheint kein Signal. Speist man dagegen in 4 ein, so teilt es sich gegenphasig in 1 und 2 auf, in 3 erscheint kein Signal. Die Arme 3 und 4 sind also ideal entkoppelt, jedoch nur dann, wenn die Arme 1 und 2 reflexionsfrei abgeschlossen sind. Der Vorgang lässt sich auch umkehren. Speist man in 1 und 2 gleichphasig,

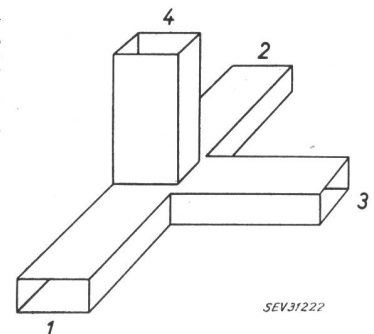


Fig. 14

Magic-T

1, 2, 3, 4 Arme des Magic-T

SEV31222

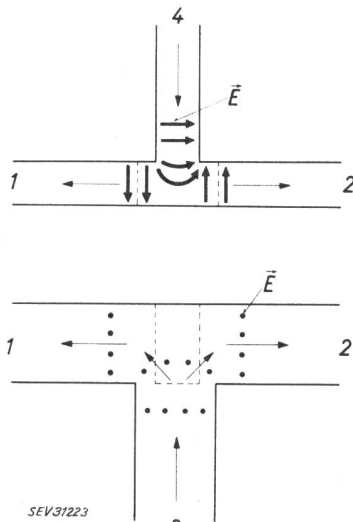


Fig. 15
Verlauf des elektrischen Feldes im Magic-T
 \vec{E} Elektrisches Feld; 1, 2, 3, 4 Arme des Magic-T

gleichgrosse Signale ein, so erscheint deren Summe in 3, speist man aber gegenphasig ein, so erscheint deren Summe in 4. Speist man zwei beliebige Signale ein, so erscheint deren Summe in 3 und deren Differenz in 4. Diese Zusammenhänge lassen sich sehr leicht aus den Feldlinienbildern im Rechteck-Wellenleiter erkennen (Fig. 15), oder ebenso aus einer Vektorbetrachtung der Spannungen im Niederfrequenzersatzschaltbild des Magic-T, welches in Fig. 16 dargestellt ist. Die Klemmenbezeichnungen 1, 2, 3, 4 stimmen mit den Wellenleiterarmen 1, 2, 3, 4 in Fig. 14 überein. Eine relativ komplizierte Schaltung in der Hochfrequenztechnik kann somit in der Höchstfrequenztechnik sehr einfach ausgeführt werden. Die Arme 1 und 2 des Magic-T können nun noch in 2 Ebenen geknickt werden, woraus sich in der *E*-Ebene oder in der *H*-Ebene gefaltete Magic-T (Folded-T) ergeben. Diese sind in Fig. 17 und 18 aufgezeichnet. In dieser Form werden sie für das Summen-Differenz-Netzwerk einer Monopuls-Radaranlage verwendet und auf diese Art können sie klein und kompakt gebaut werden. Es können, nach dem Beispiel in Fig. 6, zwei in der *H*-Ebene und zwei in der *E*-Ebene gefaltete Magic-T verwendet werden. Die Zuleitungen *a* und *b* sowie *c* und *d* werden den gefalteten Armen je eines in der *H*-Ebene gefalteten Magic-T zugeführt. Die Summensignale aus diesen beiden Magic-T werden den gefalteten Armen eines in der *E*-Ebene gefalteten Magic-T zugeleitet, ebenso die Differenzsignale (vgl. auch Abschnitt 2.3).

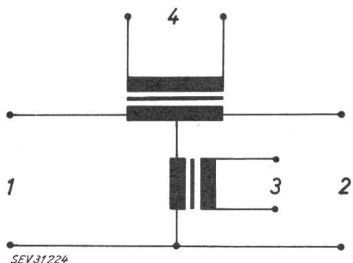
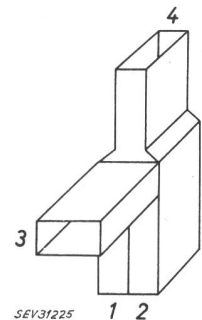


Fig. 16
Ersatzschaltbild des Magic-T in der Niederfrequenztechnik
1, 2, 3, 4 Klemmen des Ersatzschaltbildes, entsprechend den Armen des Magic-T

Fig. 17
In der *E*-Ebene gefaltetes Magic-T
1, 2, 3, 4 Arme des Magic-T;
1, 2 gefaltete Arme



4. Der Monopuls-Empfänger

4.1 Übersicht

Der Empfänger eines Zielvermessungsradars hat allgemein folgende Aufgaben: Er verstärkt die von der Antenne empfangenen Signale und verarbeitet sie, damit sie einerseits auf den Indikatoren sichtbar gemacht werden können und andererseits Fehlerspannungen liefern, die zur Steuerung der Winkelservomotoren der Antenne sowie des Distanznachlaufes dienen.

Da die einfallenden Signale sehr schwach sind, bildet man die Empfänger als Überlagerungsempfänger aus, d. h. das empfangene Signal wird in einem Mischer mit einem Lokaloszillatorsignal überlagert und anschließend in einem Zwischenfrequenzverstärker bis auf einen Pegel in der Grössenordnung von einigen Volt verstärkt, worauf dieses Zwischenfrequenzsignal in einem Videodemodulator gleichgerichtet wird. Bei den in Frage kommenden Signal-Frequenzen von einigen tausend Megahertz wird meist keine direkte HF-Vorverstärkung verwendet, sondern der Eingang besteht aus einem sog. Kristallmischer. Die Frequenzumsetzung erfolgt an der nichtlinearen Kennlinie von Kristalldioden. Ein wesentliches Merkmal eines Radarempfängers ist seine Rauschzahl, die das kleinste nutzbare Empfangssignal bestimmt. Sie ist hauptsächlich gegeben durch die Qualität der Empfängereingangsstufe. Da dieses Problem jedoch für alle Radarempfänger gilt und nicht ein spezifisches Problem des Monopulsempfängers ist, soll hier nicht weiter darauf eingegangen werden.

4.2 Die Erzeugung der Indikator- und Distanzfehlersignale

Für die gebräuchlichen Indikatoren (Plan-Position Indicator und A-Scope) wird ein Signal verwendet, das proportional der Echointensität ist. Es kann bei allen Monopuls-Systemen im Kanal abgenommen werden, in dem die Sendeleistung über den Duplexer eingespiessen wird. Beim Amplitudenvergleichs-Monopuls z. B. ist dies der Summenkanal. Nach der oben beschriebenen Verstärkung und Gleichrichtung wird das anfallende Videosignal in einem Videoverstärker weiter verstärkt und dann entweder auf das Gitter eines Plan Position Indicators zur Helligkeitssteuerung oder auf die Vertikalablenkplatten eines A-Scopes gegeben. Der Operateur kann von Hand eine Distanzmarke auf das ausgewählte Zielecho stellen, welchem nachher in bekannter Weise automatisch gefolgt werden kann durch Aus-

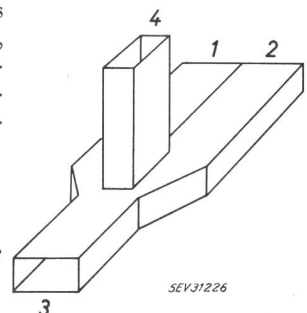


Fig. 18
In der *H*-Ebene gefaltetes Magic-T
1, 2, 3, 4 Arme des Magic-T;
1, 2 gefaltete Arme

blenden der vorderen und hinteren Echohälfte mit zwei nachlaufenden Distanztoren und durch Vergleich der darin enthaltenen Amplituden (siehe Fig. 2 in [1]).

4.3 Erzeugung der Winkelfehlersignale

Der Monopulsempfänger soll im Idealfall ermöglichen, für jeden einfallenden Zielimpuls die darin enthaltene Zielinformation zu ermitteln. Da sich sein Aufbau und seine Funktionsweise je nach der verwendeten Antenne und eines eventuell an diese angeschlossenen Mikrowellennetzwerkes wesentlich unterscheidet, sollen im folgenden verschiedene Systeme getrennt behandelt werden.

4.3.1 Empfänger des Amplitudenvergleichs-Monopulsradars

Zuerst soll nun der eindimensionale Fall eines ganz einfachen Systems betrachtet werden. Ein Antennensystem mit zwei Eingängen erzeugt zwei sich auf der sog. Boresight-Achse B (Symmetrieachse des Antennensystems) überschneidende Antennencharakteristiken (siehe Fig. 19). Ihre Achsen A_R und A_L sind um den Winkel θ_0 gegen die Boresight-Achse geneigt. Eine Strahlungsquelle in Richtung Z (z. B. ein vom Radar beleuchtetes Ziel) erzeugt im Antenneneingang rechts ein Signal a , das proportional der Strecke $O_R - a$ ist, im Antenneneingang links ein Signal b proportional der Strecke $O_L - b$. Die beiden Punkte O_R und O_L sind in der Praxis so nahe beieinander, dass keine nennenswerte Phasendifferenz zwischen a und b auftritt. Das Verhältnis der beiden Signale $a/b = R(\theta)$ wird im Verhältnisdetektor gebildet und ist nun offenbar ein Mass für die Zielablage θ . Es ist unabhängig von der Stärke der Strahlungsquelle und nur durch die Eigenschaften des Antennensystems gegeben. Auf der Boresight-Achse ist dieses Verhältnis $R(\theta) = 1$, für den Winkel $-\theta$ resultiert der reziproke Wert

$$R(-\theta) = \frac{1}{R(\theta)}$$

Da der Verhältnisdetektor nicht mit den sehr kleinen Antennensignalen arbeiten kann, müssen diese zuerst in den Verstärkern V_1 und V_2 verstärkt werden, woraus sich sofort eine grosse technische Schwierigkeit dieses Systems ergibt. Sind nämlich die beiden Verstärkungen nicht genau gleich, so ändert sich das Signalverhältnis am Eingang des Verhältnisdetektors, wodurch ein Fehler in der Winkelanzeige entsteht. Insbesondere ist dann auf der Achse B : $R \neq 1$. Nun ist

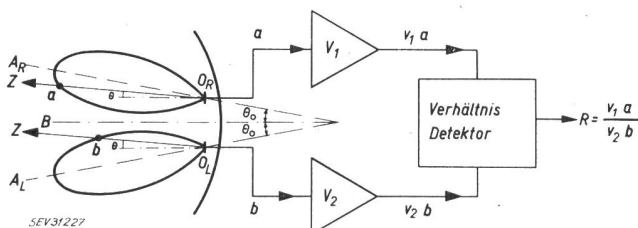


Fig. 19

Prinzipschema der Empfangsanlage eines einfachen Amplitudenvergleichs-Monopulsradars

a Zielechostärke, Antennenkeule rechts; b Zielechostärke, Antennenkeule links; v_1, v_2 Verstärkungsfaktoren; V_1, V_2 Verstärker; A_L Achse der linken Antennenkeule; A_R Achse der rechten Antennenkeule; B Boresight-Achse; O_L Phasenzentrum der linken Antennenkeule; O_R Phasenzentrum der rechten Antennenkeule; R Verhältnis der verstärkten Signale; Z Zielrichtung; θ Zielablagewinkel gegen B ; θ_0 Splitwinkel = Winkel der versetzten Antennenkeulen gegen die Boresight-Achse

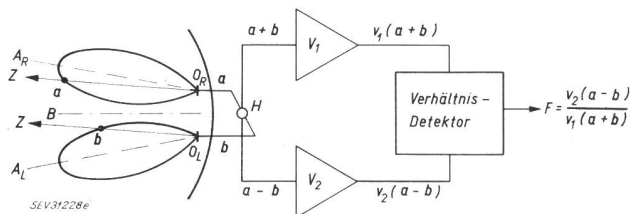


Fig. 20

Prinzipschema der Empfangsanlage eines Amplitudenvergleichs-Monopulsradars mit Summen-Differenznetzwerk

H Hybridschaltung (Magic-T); F Fehlersignal
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 19

aber die Konstanz der Boresight-Achse für alle Zielverfolgungsradsars ein erstes Erfordernis. Infolge der grossen Dynamik der Radar-Empfangssignale, deren Leistungen sich je nach Zielentfernung im Verhältnis 1:10⁸ oder mehr verändern können, lässt sich die Gleichheit der Verstärkungsgrade kaum mit genügender Genauigkeit gewährleisten. Eine einfache und elegante Lösung, welche das Problem der zwei parallelen Kanäle umgeht, ist die unter 2.2 beschriebene (Fig. 4), wobei das Signal des linken Antenneneinganges um etwas mehr als eine Pulslänge verzögert und dann beide Signale durch den gleichen Empfänger geleitet werden, womit die Gleichheit der Verstärkung gesichert ist. Bei zweidimensionalen Systemen wird aber damit die Distanzauflösung oft unzulässig verschlechtert, so dass eine andere Lösung gesucht werden muss. Diese wurde gefunden mit der sog. Hybridschaltung in Fig. 20 (siehe auch Abschnitt 3.3).

Unter gleichen Annahmen wie beim Beispiel nach Fig. 19 erhält man am Ausgang dieses Netzwerkes die Signale:

$$\Sigma = a + b \quad (\text{Summensignal}) \quad (16)$$

$$\Delta = a - b \quad (\text{Differenzsignal}) \quad (17)$$

$$\frac{\Delta}{\Sigma} = \frac{a - b}{a + b} = F \quad (\text{Fehlersignal}) \quad (18)$$

Der Quotient $\Delta/\Sigma = F$ ist wiederum ein von der Stärke der vermessenen Strahlungsquelle unabhängiges Signal. Die Umformung von Gl. (18) zeigt dies auf einfache Weise:

$$\frac{a - b}{a + b} = \frac{\frac{a}{b} - 1}{\frac{a}{b} + 1} = \frac{R - 1}{R + 1} = F \quad (19)$$

Da R nur durch die Antenne gegeben ist, gilt das gleiche auch für F . Zudem gibt sich mit dieser Methode ein günstiger Zusammenhang zwischen $F(\theta)$ und $F(-\theta)$.

Es wurde gezeigt, dass:

$$R(-\theta) = \frac{1}{R(\theta)} \quad (20)$$

Folglich ist

$$\begin{aligned} F(-\theta) &= \frac{R(-\theta) - 1}{R(-\theta) + 1} = \frac{\frac{1}{R(\theta)} - 1}{\frac{1}{R(\theta)} + 1} = \\ &= \frac{1 - R(\theta)}{1 + R(\theta)} = -\frac{R(\theta) - 1}{R(\theta) + 1} = -F(\theta) \end{aligned} \quad (21)$$

Das Fehlersignal für die Ablage $-\theta$ ist gleich gross wie dasjenige für die Ablage $+\theta$, jedoch von umgekehrter Polarität. Das Fehlersignal F ist also eine bezüglich der Boresight-Achse ungerade Funktion von θ . Durch geeignete Formgebung des Antennendiagrammes lässt sich $R(\theta)$ so bestimmen, dass $F(\theta)$ eine möglichst lineare Funktion wird.

Für die Auswertung der kleinen Antennensignale im Verhältnisdetektor müssen diese wiederum zuerst verstärkt werden, wie dies Fig. 20 zeigt.

Der grosse Vorteil dieser Schaltung gegenüber derjenigen in Fig. 19 liegt darin, dass das Fehlersignal für ein Ziel auf der Boresight-Achse ($\theta = 0$; $a = b$) immer gleich Null ist, unabhängig vom Verhältnis der Verstärkungen der beiden Verstärker V_1 und V_2 . Die Konstanz der Boresight-Achse ist damit nur abhängig von passiven Elementen wie z. B. Antenne und Hybridschaltung. Die aktiven Elemente, im besonderen die Verstärker, bestimmen die Fehlersignalsteilheit S :

$$S = \frac{dF(\theta)}{d\theta} \quad (22)$$

Ein weiteres Problem ist die Realisierung des Verhältnisdetektors. Er muss das Verhältnis der Signale an den Zwischenfrequenzverstärkerausgängen, die aus pulsmodulierten Schwingungen der Zwischenfrequenz und Impulsbreiten von etwa $0,25 \dots 2 \mu s$ bestehen, nach Grösse und Polarität richtig bestimmen. Dies wird ausgeführt, indem der Nenner des Fehlersignalquotienten F in Fig. 20, welcher dem Summensignal entspricht, auf einen Wert N normalisiert wird.

Es muss somit gelten:

$$v_1(a+b) = N \quad (23)$$

woraus sich die notwendige Verstärkung im Summenkanal bestimmt mit:

$$v_1 = \frac{N}{a+b} \quad (24)$$

Sorgt man dafür, dass die Verstärkung im Differenzkanal:

$$v_2 = k v_1 = k \frac{N}{a+b} \quad (25)$$

beträgt, so wird damit die Grösse des Zählers des Fehlersignalquotienten:

$$v_2(a-b) = k \frac{N}{a+b} (a-b) \quad (26)$$

ein direktes Mass für den Winkelfehler.

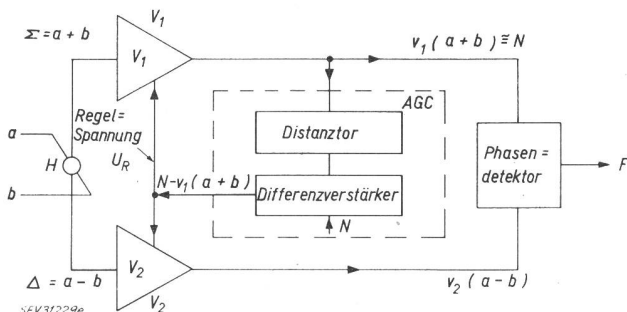


Fig. 21

Prinzipschema einer einfachen Verstärkungsregelung für 2 parallele Empfangskanäle

N normalisierte Signalgrösse; Δ Differenzsignal; Σ Summensignal; H Hybridschaltung (Magic-T)

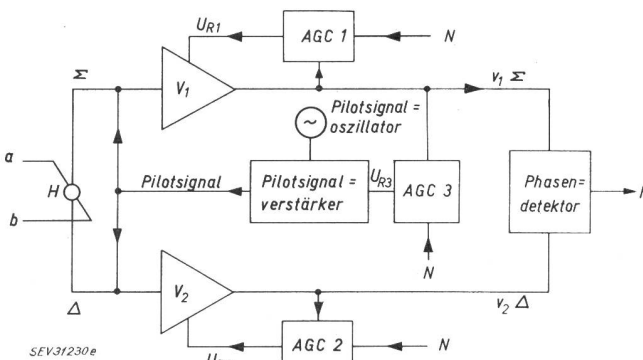


Fig. 22

Prinzipschema einer Verstärkungsregelung mit Pilotsignal für 2 parallele Empfangskanäle
Bezeichnungen siehe Fig. 21

Die beiden folgenden Abschnitte erklären eingehender, wie durch dieses Verfahren aus dem Differenzsignal das Winkelfehlersignal gebildet werden kann.

4.3.1.1 Die Verstärkungsregelung

Fig. 21 zeigt eine einfache Schaltungsanordnung zur Verstärkungsregelung beider Kanäle (AGC = Automatic Gain Control).

Die AGC-Schaltung gibt eine Regelspannung auf die beiden Zwischenfrequenzverstärker, die bewirkt, dass das Signal im Summenkanal immer die normalisierte Grösse N hat. Wenn beide Verstärker die gleiche Regelcharakteristik haben, d. h. $v_2(U_R) \equiv k v_1(U_R)$ ist, dann ist jeder Zielablage θ eindeutig ein bestimmter Wert $v_2(a-b)$ im Differenzkanal zugeordnet. Ändert sich jedoch die Regelcharakteristik des einen Verstärkers (z. B. durch Alterung der Röhren), so ändert sich auch die Fehlerfunktion $F(\theta)$. Um dies zu verhindern, wird für Systeme hoher Anforderung eine sog. Pilotsignalregelung angewendet (Fig. 22).

Über den Pilotsignalverstärker wird das Pilotsignal auf den Eingang beider Verstärker gegeben. Das Pilotsignal, das in die Mikrowellen- oder ZF-Kanäle eingespiessen werden kann, wird nur in der Totzeit des Radargerätes übertragen, damit es die Zielechos nicht stört. Die AGC 1 und AGC 2 vergleichen das verstärkte Pilotsignal mit dem Normsignal N und regeln die Verstärkung v_1 , bzw. v_2 so, dass das Pilotsignal am Ausgang beider Verstärker V_1 und V_2 die Grösse N erreicht. Da das Pilotsignal an den Verstärker-Eingängen gleich gross ist, wird somit durch die beiden unabhängigen Regelungen gewährleistet, dass die Verstärkungen v_1 und v_2 identisch sind. (Es lässt sich leicht zeigen, dass auch jedes beliebige konstante Verstärkungsverhältnis eingeregelt werden kann, indem man das Pilotsignal für einen Verstärker abschwächt oder verschiedene Normsignale wählt.)

Um den Regelkreis zu schliessen, wird jetzt durch Vergleich des ausgeblendeten Zielsignals mit dem Normsignal N im AGC 3 eine Regelspannung U_{R3} gebildet, die das Pilotsignal und damit die Verstärkung v_1 so regelt, dass das Zielsummensignal auf die Grösse N verstärkt wird. Damit ist jetzt mit Sicherheit erreicht, dass jeder Amplitude des verstärkten Differenzsignals eindeutig eine Zielablage zugeordnet ist.

4.3.1.2 Der Phasendiskriminator

Zur Bildung des Fehlersignals kann ein Phasendiskriminator gemäss Fig. 23 verwendet werden. Die

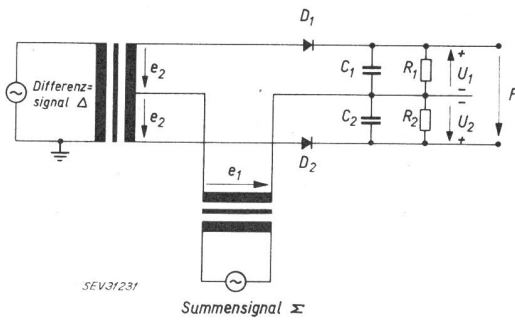


Fig. 23

Phasendiskriminator

e_1 Spannungsvektor des Summensignals; e_2 Spannungsvektor des Differenzsignals; C_1, C_2 Ladekondensatoren; D_1, D_2 Gleichrichterdioden; F Fehlersignal; R_1, R_2 Lastwiderstände; U_1, U_2 gleichgerichtete Spitzenspannungen

am Ausgang auftretende Fehlerspannung ist proportional der Amplitude des Differenzsignals, ihre Polarität ist positiv bei Phasendifferenz Null zwischen Summen- und Differenzsignal und negativ bei Phasendifferenz von 180° .

Das Spannungsdiagramm in Fig. 24 zeigt die Spannungsvektoren über der Diode $D1$ und $D2$. Der Kondensator C_1 lädt sich auf den Spitzenwert U_1 der über $D1$ liegenden Spannung auf, C_2 auf U_2 . Wenn U_1 und U_2 der Amplitude des Differenzsignals getreu folgen soll, muss die Zeitkonstante CR entsprechend kurz sein. Die Fehlerspannung F ist gleich $U_1 - U_2$. Bei Gleichphasigkeit von Σ und Δ ist F positiv, bei Gegenphasigkeit negativ.

Es soll darauf hingewiesen werden, dass dieser Phasensprung beim Durchgang durch die Boresight-Achse von der Hybridschaltung herrührt. Das Vorzeichen der Ablage ist also hier durch die Phase des Differenzsignals gegeben, während beim zuerst beschriebenen, einfachen Amplitudenvergleich mit Quotientenbildung das Über- oder Unterschreiten von $R = 1$ das Kriterium für die Richtung der Ablage ist.

Da das Fehlersignal nur im kurzen Zeitintervall des Zielechos, das der Senderimpulslänge entspricht, gebildet wird, sind wiederum wie bei der Verstärkungsregelung zeitselektive Torschaltungen notwendig, die die Fehlerspannung im richtigen Moment ausblenden und bis zum nächsten Puls speichern. Entweder kann z. B. der Differenzverstärker nur kurzzeitig aufgetastet werden oder die Torschaltung befindet sich nach dem

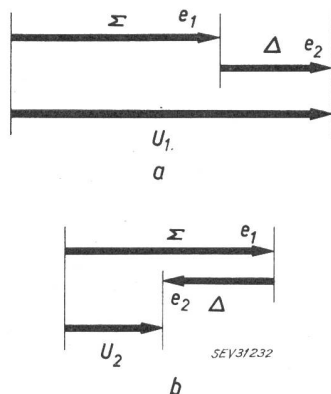


Fig. 24

Vektordarstellung der Spannungen am Phasendiskriminator

a Spannung über Diode $D1$; b Spannung über Diode $D2$

Bezeichnungen siehe Fig. 23

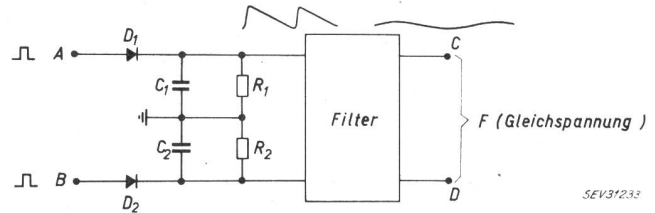


Fig. 25

Schaltung zur Speicherung und Glättung der Winkelfehlerimpulse
Bezeichnungen siehe Fig. 23

Phasendiskriminator. Eine einfache Methode der Speicherung des Fehlerimpulses ist in Fig. 25 veranschaulicht.

Die ausgeblendeten Fehlerimpulse werden über die Diode $D1$ und $D2$ verlängert. Die Zeitkonstanten $C_1 R_1$, bzw. $C_2 R_2$ werden zweckmäßigerweise in der Größenordnung des Impulsabstandes gewählt. Ein nachgeschaltetes Filter glättet die welligen Gleichspannungen. Die an seinem Ausgang $C - D$ auftretende Fehlerspannung kann nach entsprechender Verstärkung zum Steuern der Winkelservomotoren verwendet werden, welche die Antenne immer so positionieren, dass die Fehlerspannung gleich Null wird und die Boresight-Achse genau auf das Ziel gerichtet ist.

4.3.2 Phasenvergleichsmonopuls-Empfänger

Das einfache Prinzipschema ist nochmals in Fig. 26 wiedergegeben. Das Sendersignal werde über die Antenne links ausgestrahlt und das Empfangssignal für die Indikatoren und die Distanzdiskriminatoren hinter dem Duplexer abgenommen. Wir beschränken uns im weiteren auf die Auswertung der Winkelinformation.

Die Phasendifferenz der von beiden Antennen empfangenen Echosignale ist eine Funktion des Zielablenkwinkels θ . Diese Phasendifferenz ist gegeben durch:

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta s = \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot \sin \theta \quad (1)$$

wo d der gegenseitige Abstand beider Antennen ist. Die Amplitude des Empfangssignals trägt keine Winkelinformation, sie wird am Ausgang der Verstärker entweder durch zwei unabhängige AGC oder durch zwei Begrenzer konstant gehalten.

Für den Phasendiskriminator wird die gleiche Schaltung verwendet wie die in Fig. 23 gezeigte. Damit aber ein phasenabhängiges Ausgangssignal ent-

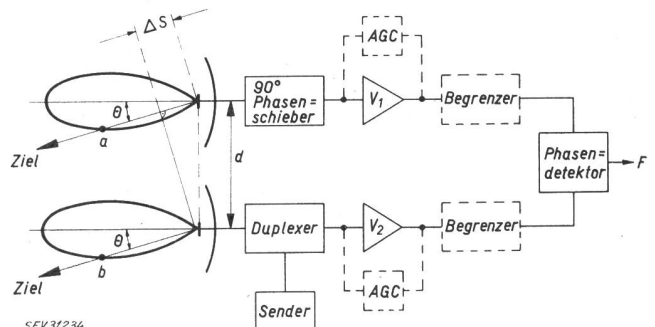


Fig. 26

Prinzipschema der Empfangsanlage eines einfachen Phasenvergleichs-Monopulsradars

d Abstand der Phasenzentren der beiden Antennen; Δs Weglängendifferenz zwischen den beiden Phasenzentren und Ziel; F Fehlersignal

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 19

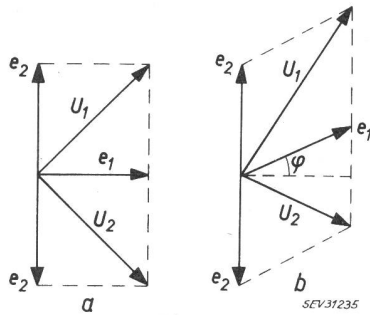


Fig. 27

Vektordarstellung der Spannungen am Phasendiskriminator beim Phasenvergleichs-Monopulsradar
a Ablagewinkel $\theta = 0$, $\varphi = 0$; b Ablagewinkel $\theta \neq 0$, $\varphi \neq 0$
Bezeichnungen siehe Fig. 23

steht, müssen die beiden Phasendetektor-Eingänge mit um 90° verschobenen Spannungen gespeisen werden für gleichphasigen Eingang an beiden Antennen. Deshalb ist im Kanal rechts ein 90° -Phasenschieber eingeschaltet. Das hier gültige Spannungsdiagramm zeigt Fig. 27.

Bei einem Ziel auf der Boresight-Achse ist $\theta = \varphi = 0$. Wie Fig. 27a zeigt, sind dann die beiden im Phasendiskriminator gleichgerichteten Spannungen U_1 und U_2 gleich gross, das Fehlersignal als Differenz davon somit gleich Null. Bei einer Ablage θ stehen e_1 und e_2 nicht senkrecht aufeinander, sondern unter einem Winkel $90^\circ \pm \varphi$. U_1 und U_2 sind jetzt ungleich (Fig. 27b). Das Fehlersignal als Differenz davon ist, negativ oder positiv, abhängig vom Richtungssinn von φ und somit der Ablage θ . Die Lage der Boresight-Achse, die in diesem System gegeben ist durch $\varphi = 0$, kann sich sehr leicht verschieben, wenn die Phasenlaufzeiten im Verstärkerkanal links und rechts nicht gleich sind. Dieses einfache Phasenvergleichssystem ist also in gleicher Art empfindlich auf Phasenveränderungen wie das einfache Amplitudenvergleichssystem auf Verstärkungsveränderungen. Auf ähnliche Art lässt sich diese Schwierigkeit auch hier beheben, indem man an die Antennenausgänge ein Summen-Differenznetzwerk einfügt, z. B. ein Magic-T. Es lässt sich durch eine Vektorbetrachtung zeigen, dass unter der Voraussetzung gleicher Amplituden der Signale a und b, die Amplitude des Differenzsignals für kleine Phasenwinkel proportional der Phasendifferenz der Eingangssignale ist. Es kann daher nach einer Phasendrehung um 90° auf gleiche Art weiterverarbeitet werden wie dies im Abschnitt 4.3.1 für das Amplitudenvergleichsmonopuls-System beschrieben wurde.

5. Fehlereinflüsse und Messgenauigkeit

Die Ausführungen des vorhergehenden Abschnittes lassen erkennen, dass in bezug auf systematische Fehler eine weitgehende Dualität zwischen dem Amplitudenvergleichsmonopuls-System und dem Phasenvergleichsmonopuls-System besteht. Vorerst seien auf die einfachen Systeme (Fig. 19 und 26) verwiesen, wo die Empfangskanäle unabhängig bis zum Phasendetektor geführt werden. Beim Amplitudenvergleichssystem bewirken ungleiche Amplitudengänge in den beiden Kanälen eine Verschiebung der Boresight-Achse, beim Phasenvergleichssystem haben ungleiche Phasengänge die selbe Wirkung.

Wird ein Summen-Differenznetzwerk hinter die Antenne geschaltet, so wird für beide Systeme die Lage

der Boresight-Achse unabhängig von Unsymmetrien in den Empfangskanälen hinter diesem Netzwerk, falls zwischen Antenne und Netzwerk absolute Symmetrie herrscht. Einzig die Fehlerspannungssteilheit ändert sich durch Unsymmetrie in Phase oder Amplitude hinter dem Differenznetzwerk.

Liegen jedoch Unsymmetrien zwischen Antenne und Summen-Differenznetzwerk vor, so fällt die Boresight-Achse nicht mehr mit der geometrischen Symmetrieachse des Antennensystems zusammen. Bezeichnet man als Mass für die Amplitudenunsymmetrie der Antennen bis und mit Summendifferenznetzwerk das Verhältnis der Eingangsamplituden für Differenzausgang $= 0$ mit dem Faktor k , und den relativen Phasenunterschied auf den gleichen Wegen mit $\Delta\varphi$, sowie den Phasenunterschied für die Empfangskanäle hinter dem Summendifferenznetzwerk mit $\Delta\xi$ (das Verstärkungsverhältnis nehmen wir in diesen Kanälen als konstant an), so erhält man für die Verschiebung der elektrischen Boresight-Achse gegenüber der mechanischen Symmetrieachse folgende Ausdrücke:

Für das Amplitudenvergleichsmonopuls-System:

$$\Delta\theta \sim (k-1) \cos \Delta\xi + \Delta\varphi \cdot \sin \Delta\xi \quad (27)$$

Für das Phasenvergleichsmonopuls-System:

$$\Delta\theta \sim (k-1) \sin \Delta\xi + \Delta\varphi \cdot \cos \Delta\xi \quad (28)$$

Diese Formeln leiten sich ab aus einer Vektorbetrachtung der Signale. Da in der Praxis $\Delta\xi$ kaum völlig konstant gehalten werden kann, ist grösstes Gewicht darauf zu legen, dass $k = 1$ und $\Delta\varphi = 0$ sind. Das Amplitudenvergleichsmonopuls-System ist empfindlicher auf eine Variation von k , das Phasenvergleichsmonopuls-System auf eine solche von $\Delta\varphi$.

Der Einfluss der Zielechoffluktuationen auf die Verfolgungsgenauigkeit von Zielfolgeradars wurde bereits im Abschnitt 1 erwähnt. Verfolgungsfehler durch Amplitudenänderungen werden durch das Monopulsprinzip eliminiert. Dagegen muss darauf hingewiesen werden, dass auch der Monopulsradar den sog. Angle Noise (Winkelrauschen), der vom Wandern des Reflexionsschwerpunktes auf und sogar um das Ziel herum entsteht, nicht unterdrücken kann. Hier hilft nur eine Glättung der Antennenbewegung, z. B. durch Einführung einer gegenüber der Störfrequenz grossen Zeitkonstanten. Praktische Erfahrungen mit amerikanischen Geräten haben gezeigt, dass für grosse Distanzen, d. h. kleine Winkelgrösse des Zieles, die mittleren Verfolgungsfehler (root mean square) für gute Monopulsradar in der Grössenordnung von $0,5 \dots 1\%$ der 3-db-Breite des Antennenstrahldiagramms liegen. So wurde mit einem Gerät mit einer Strahlbreite von $0,4^\circ$ eine Verfolgungsgenauigkeit von $0,05\%$ im Winkel erreicht, was auf eine Distanz von 200 km einem Fehler von 10 m beim Ziel entspricht[9].

6. Schlussbetrachtungen

Die vorliegende Arbeit soll dem Radaringenieur ermöglichen, die wesentlichen Vorteile der Monopuls-Technik für die präzise Vermessung von Flugzielen gegenüber der bisher üblichen Conical-Scan-Technik zu erkennen. Ferner soll sie ihm einen Einblick in die beiden möglichen Monopuls-Systeme, das Amplitudenvergleichs-System und das Phasenvergleichs-System, sowie deren duale Zusammenhänge vermitteln. Es kann weiterhin festgestellt werden, dass der mechanische

Aufwand der konischen Strahlbewegung des Conical-Scan-Radars beim Monopuls-Radar infolge der Simultanabtastung des Zieles in einen elektronischen Aufwand umgewandelt wird. Ferner wird mit der Verwendung des Summen-Differenzverfahrens die Konstanz der Boresight-Achse wesentlich gesteigert und damit die Vermessungsgenauigkeit erhöht. Bezüglich der Auswirkung des Winkelrauschens der Radarachse zeigt sich, dass die Vorteile von Monopuls-Radar erst bei der Vermessung von weitentfernten Zielen voll zur Geltung kommen, da für solche beinahe punktförmigen Ziele der Beitrag des Winkelrauschens verschwindend klein wird.

Literatur

- [1] Braun, A. F.: Technik und Probleme von Zielverfolgungsradar. Bull. SEV 51(1960)14, S. 689...700.

- [2] Budenbom, H. T.: Monopulse Automatic Tracking and the Thermal Bound. IRE Convention Rec. of 1st Nat. Convention Military Electronics, 17...19. Juni 1957. S. 387.
[3] Rhodes, D. R.: Introduction to Monopulse. New York: McGraw-Hill 1959.
[4] Blewett, J. P., S. Hansen, R. Troell und G. Kirkpatrick: The Multilobe Tracking System. GE Res. Lab. Rep., 5. Januar 1944.
[5] Page, R. M.: Monopulse Radar. IRE Convention Rec. 3(1955), Part 8, S. 132...134.
[6] Klauser, H. U.: Radar-Antennen und Scannereinrichtungen. Scientia electr. 6(1960)2, S. 53...74. (S. 61).
[7] Hellgren, G.: On the Principles and Angular Accuracy of Monopulse Radar. TN 42 SAAB Techn. Not., 18. März 1959. Linköping: Saab Aircraft Co. 1959.
[8] Silver, S.: Microwave Antenna Theory and Design. New York: McGraw-Hill 1949.
= MIT (Massachusetts Institute of Technology), Radiation Lab. Series, Bd. 12, S. 194.
[9] Mason, J. F.: New Pulse Trackers Readied for Space Ranges. Electronics 34(1961)50, S. 26...27.

Adresse der Autoren:

Hans Klauser, Frank Farner und Hans Wernli, Ingenieure der Albiswerk Zürich AG, Albisriederstrasse 245, Zürich 9/47.

Particularités de l'équipement électro-mécanique de la centrale d'Erlenbach

Par J. Wahl, Petit-Lancy

621.311.21 (494.246.6)

La S.A. des Forces Motrices du Simmental (SKW) a été fondée le 11 juin 1955 pour la mise en valeur des eaux du Simmental. En première étape, la centrale d'Erlenbach fut réalisée pour l'exploitation des eaux des Kirel et Filderich, affluents sur rive droite de la Simme. L'aménagement, équipé pour 16 930 kW (23 000 ch) environ, est semi-automatique. L'effectif du personnel est de 4 agents. Cette particularité a conduit à apporter des solutions nouvelles aux problèmes de la commande de la sécurité et de la surveillance de l'équipement. Les études, la direction et la surveillance des travaux ont été confiées à la Société Générale pour l'Industrie à Genève.

Die Simmentaler Kraftwerke AG wurden am 11. Juni 1955 zur Ausnützung der Gewässer vom Simmental gegründet. Für die erste Etappe wurde das Kraftwerk Erlenbach erstellt, um die Gewässer des Kirel und des Filderich, Nebenflüsse des rechten Ufers der Simme, auszunutzen. Die Einrichtung wurde für ungefähr 16 930 kW (23 000 PS) ausgestattet und ist halbautomatisch. Das Personal besteht aus vier Angestellten. Dieser Umstand hat zu neuen Lösungen verschiedener Probleme betreffend die Steuerung, die Sicherheit und die Überwachung der Anlagen geführt. Die Projektierung und die Bauleitung wurden der Société Générale pour l'Industrie anvertraut.

I. Introduction

La mise en valeur par les Forces Motrices du Simmenthal S. A. des ressources hydro-électriques de la Vallée de la Simme a débuté par la réalisation de l'aménagement d'Erlenbach permettant, en première étape, l'exploitation des eaux du bassin du Filderich.

L'équipement et les installations ont été conçues pour permettre une marche semi-automatique. La présence du personnel n'est requise que pendant les heures normales de travail pour l'exécution de l'entretien courant.

L'aménagement est exploité au fil de l'eau; il est néanmoins équipé d'un bassin de compensation journalière. Les données techniques principales en sont les suivantes:

a) Prises d'eau et conduites d'adduction

Prise d'eau «Kirel» du type latéral (crête à 1077,5 m) avec dispositif automatique de limitation du débit à max. 2 m³/s
Prise d'eau «Filderich» du type latéral (crête à 1017,5 m) avec dispositif automatique télécommandé d'ajustage du débit dérivé de 0...6 m³/s

Conduite à veine libre Kirel-Filderich . . en galerie 1,533 km
en tuyaux 1,107 km
Galerie à veine libre Filderich-Bergli . . 4,952 km
débit 6 m³/s
Conduite à flanc de coteau en tuyaux . . 0,850 km
diamètre 1,25...1,5 m

b) Bassin de compensation de Bergli (Egelsee)

Volume utile 130 000 m³
Variation du plan d'eau de 984,0...989,1 m

c) Galerie sous pression et conduite forcée

Galerie sous pression 0,375 km
diamètre 1,8 m
Conduite forcée 864 m
diamètre 1,25...1,5 m
débit nominal 6,6 m³/s

d) Centrale

Chute brute moyenne 306,1 m
(niveau de restitution des eaux: 683 m)
2 groupes Francis / alternateur triphasé
8535 kW (11,600 ch) / 10 600 kVA
Production annuelle moyenne env. 50 GWh
Raccordement direct au réseau aérien 16 kV et par 2 transformateurs 16/50 kV au réseau 50 kV des Forces Motrices Bernoises.

e) Hydrologie

Bassin versant env. 104 km²
Altitude moyenne env. 1700 m
Glaciation 0 %

1.1 Situation

Le captage principal est situé à 1016 m d'altitude, sur le Filderich, dans la région Oeyen-Riedli. Les eaux dérivées du Filderich, augmentées des débits prélevés sur le cours supérieur du Kirel, passent à la prise Filderich par une vanne de réglage, un dessableur et une vanne de sécurité. De là, elles sont amenées par une conduite à veine libre à l'Egelsee-Bergli, lac naturel aménagé en bassin de compensation, puis à la centrale par la conduite forcée (fig. 1).