

Funk und Draht

Objektyp: **Group**

Zeitschrift: **Pionier : Zeitschrift für die Übermittlungstruppen**

Band (Jahr): **43 (1970)**

Heft 12

PDF erstellt am: **26.09.2024**

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

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

Zusammenfassung

Nach allgemeinen Bemerkungen über die operative Einsatzsituation moderner Boden-Luft-Abwehrsysteme gegen tief angreifende Flugzeuge und über die zukünftigen Möglichkeiten im Allwettereinsatz die Flugzeuge in geringen Flughöhen zum Zielobjekt zu führen, werden zwei Radarsysteme näher erläutert, welche in verschiedener Weise vom Dopplereffekt des Bewegtzielechos Gebrauch machen. Diese beiden Systeme sind einerseits das MTI-Radar (Moving Target Indication), welches zur Auslöschung von Festzeichenechos von Impulsperiode zu Impulsperiode gespeicherte Information verwendet, und andererseits das Pulsdopplerradar, welches die Dopplerfrequenz des Bewegtzieles auswertet. Die Eigenschaften beider Systeme und ihre technischen Grenzen werden beleuchtet.

1. Einleitung

Heute werden immer höhere Anforderungen an moderne Feuerleitradarsysteme gestellt, welche von einem einzigen System nicht alle in gleich optimaler Weise erfüllt werden können. Aus diesem Grunde müssen die einzelnen Radarparameter in ihrer Beziehung zueinander untersucht werden, um daraus eine für den Anwendungszweck optimale Lösung zu finden. Eine der wichtigen Forderungen an ein Abwehrsystem besteht darin, tieffliegende Flugzeuge mit Radar zu erfassen und zu vermessen.

Die Meinungen der Fachleute, was man unter tieffliegenden Flugzeugen verstehen soll, lassen sich nicht in technisch verwertbare Parameter fassen, werden doch die operativen Flughöhen mit 500 m bis 20 m über Grund bei Geschwindigkeiten zwischen 0 und 500 m/s angegeben. Der Techniker wäre nun versucht, extreme, jedoch wenig wahrscheinliche Parameterwerte erfüllen zu wollen und damit geneigt, ein solches System allzu einseitig auszulegen. Da die Systemplanung von heute den Abwehrgeräten von morgen gilt, müssen auch die heute bekannten Möglichkeiten der Tieffliegerführung in die Zukunft extrapoliert werden. Der Einsatz Erfolg der heute geplanten Boden-Luftabwehrsysteme hängt mit davon ab, wie gut die Systemplanung heute die realen Bedürfnisse von morgen mitberücksichtigen kann, oder doch die Systeme so auslegt, dass ihre Gebrauchsdauer nötigenfalls durch entsprechende Anpassungen an den Stand der Technik verlängert wird.

Es scheint, dass für den Tiefflieger die Tageszeit und die Witterung eine immer weniger den Einsatz vorbestimmende Rolle spielen wird; dazu kommt noch das Überraschungsmoment des Angreifers. Dies hat zur Folge, dass für das Abwehrsystem die Systemreaktionszeit zwischen Alarm und Feuerfreigabe immer kürzer anzusetzen ist. In dieser Zeitspanne muss für einen Erfolg der Abwehr der Angreifer vom Bodensystem erkannt, erfasst und bekämpft werden, und dies sehr oft von topographischen Standorten aus, die radarmässig kaum als ideal angesprochen werden können.

2. Elektronische Führungshilfen in Flugzeugen für den Tiefflug

Die heutigen Feuerleitssysteme in modernen Kampfflugzeugen werden nicht nur für den Kampf Luft-Luft eingesetzt, sondern können schon heute beschränkt für die Hindernis-

warnung verwendet werden. Dabei kann die Darstellungsebene des Flugzeugradars mit der Horizontalebene der momentanen Flughöhe (sog. Höhenkonturdarstellung) oder mit der momentanen Flugzeuglängsachse (sog. Hinderniswarnung in Flugrichtung) zusammenfallen (vgl. Fig. 1). Die letztere Abtastart in der Flugebene kann nun in Verbindung mit einem Radarhöhenmesser und einem Flugdatenrechner sowie der Kupplung mit dem Autopiloten zu einem Terrainfolgeradargerät ausgebaut werden. Es erlaubt nun unter Berücksichtigung der Flugdaten, der Höhe über Grund und der zulässigen Beschleunigungsparametern dem Geländeprofil mit konstanter Überhöhung bei hoher Flugeschwindigkeit zu folgen. Wegen der vorzunehmenden Ausweichmanöver, welche nicht mit beliebigen Beschleunigungswerten vorgenommen werden können, sinkt mit steigender Fluggeschwindigkeit die Geländefolgegenauigkeit und nimmt die operative Flughöhe aus den gleichen Gründen auch zu. Stellt man noch den erhöhten Triebstoffverbrauch bei Überschallgeschwindigkeiten in geringen Flughöhen in Rechnung, so sind bei geringen Flughöhen nur Unterschallgeschwindigkeiten zu erwarten. Ferner ist in Betracht zu ziehen, dass schon bei hohen Unterschallgeschwindigkeiten aus Gründen der zulässigen Beschleunigungen für Flugzeug und Piloten sich Abfanggradienten von mehreren Kilometern ergeben.

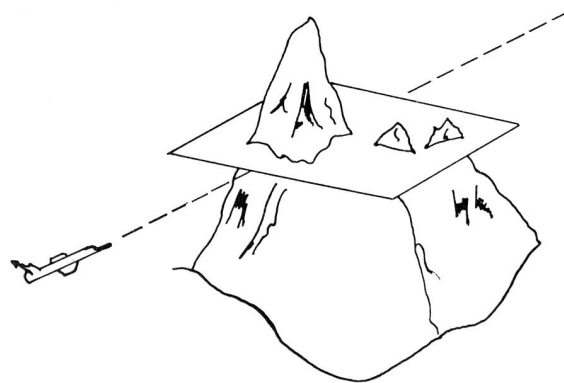


Fig. 1 Hindernis-Warnung

In naher Zukunft sind Verbesserungen der Terrainfolgeradargeräte zu erwarten, welche darauf hinzielen, das Flugzeug bei der Überfliegung einer Bergkuppe nicht mehr als notwendig zu demaskieren. Zusammenfassend kann gesagt werden, dass wir für die Systemauslegung des Bodenabwehrsystems mit Flughöhen von 100 m und hohen Unterschallgeschwindigkeiten für die zu bekämpfenden Flugziele rechnen müssen. Um nun ein solches Ziel mit Sicherheit und bei kleinstem Zeitverzug erkennen zu können, ist es unumgänglich, dass das Überwachungsradargerät die Festzielechos in hohem Masse in bezug auf die Bewegtzielechos abschwächt.

Für die automatische Zielverfolgung gelten diese Forderungen grundsätzlich ebenfalls, doch ist hier die Wahl der Systemparameter sehr sorgfältig zu treffen, da in der automatischen Verfolgungsphase Blindgeschwindigkeiten und die minimal detektierbare Radialgeschwindigkeit die Aufbe-

reitung der für die Bekämpfung benötigten Daten erschweren. Die Frage nach der Erkennung von Senkrechtstartern im Schwebefluge lässt sich nicht allgemein beantworten, während bei Helikoptern Reflexionen am Hauptrotor Dopplereffekte des Ziels erzeugen.

3. Dopplereffekt

Es ist bekannt, dass bewegte Objekte, welche von einer elektromagnetischen Welle beaufschlagt werden oder Wellen aussenden, bezüglich der Frequenz der Wellen den Dopplereffekt aufzeigen. Dabei ist es nicht gleichgültig, ob das bewegte Objekt als Beobachter (Empfänger) oder als Quelle (Sender) angesprochen werden muss. Bewegte, die Welle passiv reflektierende Objekte, treten bei der Wechselwirkung mit dem Strahlungsfeld als bewegter Beobachter auf, während sie bei der Wiederaussendung, das heisst der Reflexion der Welle als bewegte Quelle wirken.

Eine ruhende Quelle sendet eine Welle der Frequenz f aus. Auf einer sich mit der Geschwindigkeit v_r senkrecht zur auffallenden Wellenfront bewegendem Plattform messen wir dann eine Frequenz f' .

$$f' = f \left(1 \pm \frac{v_r}{c} \right)$$

wobei c die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle im betreffenden Medium ist. Bewegt sich die Messplattform auf die Quelle zu, so gilt das obere, bei einer Bewegung von der Quelle weg das untere Vorzeichen. Diese Frequenz f' nun induziert Felder an der Oberfläche des Reflexionskörpers, welche ihrerseits eine Aussendung einer Welle (der reflektierten Welle) zur Folge hat. Der Reflexionskörper wirkt nun als bewegte Quelle, welche eine Welle der Frequenz f' aussendet. Der ruhende Beobachter misst nun eine Frequenz f'' , die wiederum von der Frequenz f' und der Bewegung der Quelle abhängig ist.

Ist v_r' die Geschwindigkeit der Quelle in Richtung des ruhenden Beobachters, so wird

$$f'' = \frac{f'}{1 \pm \frac{v_r'}{c}}$$

Auch hier gilt wieder die Regel, dass für eine Bewegung auf den Beobachter zu das obere, bei einer Bewegung vom Beobachter weg das untere Vorzeichen zu nehmen ist.

Fallen die Ursprungsquelle der Frequenz f und der die Frequenz f'' messende Beobachter zusammen, wie dies bei einem Radargerät der Fall ist, so ist $v_r = v_r'$, und wir erhalten:

$$f'' = f \frac{1 \pm \frac{v_r}{c}}{1 \mp \frac{v_r}{c}}$$

Ist nun v_r sehr viel kleiner als die Ausbreitungsgeschwindigkeit c , so können wir den Nenner entwickeln:

$$f'' \simeq f \left(1 \pm \frac{v_r}{c} \right)^2$$

oder bei Vernachlässigung des quadratischen Gliedes $\left(\frac{v_r}{c} \right)^2$:

$$f'' \simeq f \left(1 \pm \frac{2v_r}{c} \right)$$

Wir definieren nun eine Dopplereffektverschiebung f_D :

$$f'' = f + f_D$$

so dass

$$f'' \simeq f \pm 2v_r \frac{f}{c} = f \pm \frac{2v_r}{\lambda} = f + f_D$$

oder

$$f_D = \pm \frac{2v_r}{\lambda}$$

wo λ die Wellenlänge der von der Ursprungsquelle ausgesendeten Welle bedeutet.

Betrachtet man nun elektromagnetische Wellen und bewegte Flugziele, so sieht man, dass die auf die Trägerfrequenz f bezogene Dopplereffektverschiebung f_D/f in der Größenordnung von 10^{-6} liegt. Da im Radarsystem diese Verschiebung der empfangenen Echofrequenz gemessen werden muss, werden an die Frequenzstabilität der Sender und Oszillatoren sehr grosse Anforderungen gestellt. Tabelle 1 zeigt für verschiedene Wellenlängen die bei $v_r = 45$ m/s bzw. 450 m/s auftretenden Dopplereffektverschiebungen f_D . Sie liegen meist im Tonfrequenzgebiet.

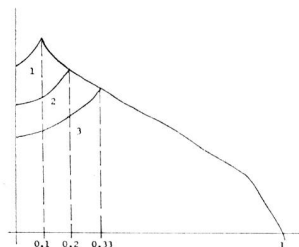
Wellenlänge cm	Trägerfrequenz GHz	Dopplereffektverschiebung f_D bei Radialgeschwindigkeit	
		$v_r = 45$ m/s	$v_r = 450$ m/s
25	1,2	0,36 kHz	3,6 kHz
12	2,5	0,75 kHz	7,5 kHz
6	5,0	1,5 kHz	15 kHz
3	10,0	3,0 kHz	30 kHz
1,8	16,7	5,0 kHz	50 kHz
1,2	25,0	7,5 kHz	75 kHz
0,8	37,5	10,25 kHz	102,5 kHz

4. Radialgeschwindigkeit des Zieles

Da für den Dopplereffekt nur die radiale Zielgeschwindigkeit v_r und nicht die wahre Fluggeschwindigkeit v massgebend ist, seien noch einige Überlegungen über ihren Zusammenhang angeführt.

Wir nehmen an, dass im Erfassungsbereich des Radargerätes die Flugzeuge der Geschwindigkeit v jede beliebige Flugrichtung mit gleicher Wahrscheinlichkeit einhalten. Ferner sei in einem vorgegebenen Geschwindigkeitsbereich $v_{\min} \leq v, v \leq v_{\max}$ jede Geschwindigkeit v gleich wahrscheinlich. Unter diesen Annahmen lässt sich die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $p(v_r)$, das heisst die Wahrscheinlichkeit, dass die Radialgeschwindigkeit des Flugzieles zwischen v_r und $v_r + dv_r$ liegt, angeben [2]. Fig. 2 zeigt diesen Zusammenhang, normiert auf den Geschwindigkeitsbereich $(v_{\max} - v_{\min})$.

$p(v_r) \times$
 $(v_{max} - v_{min})$



1. $\frac{v_{max}}{v_{min}} = 10$

2. $\frac{v_{max}}{v_{min}} = 5$

3. $\frac{v_{max}}{v_{min}} = 3$

$\frac{v_{radial}}{v_{max}}$

Fig. 2 Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der relativen Geschwindigkeit

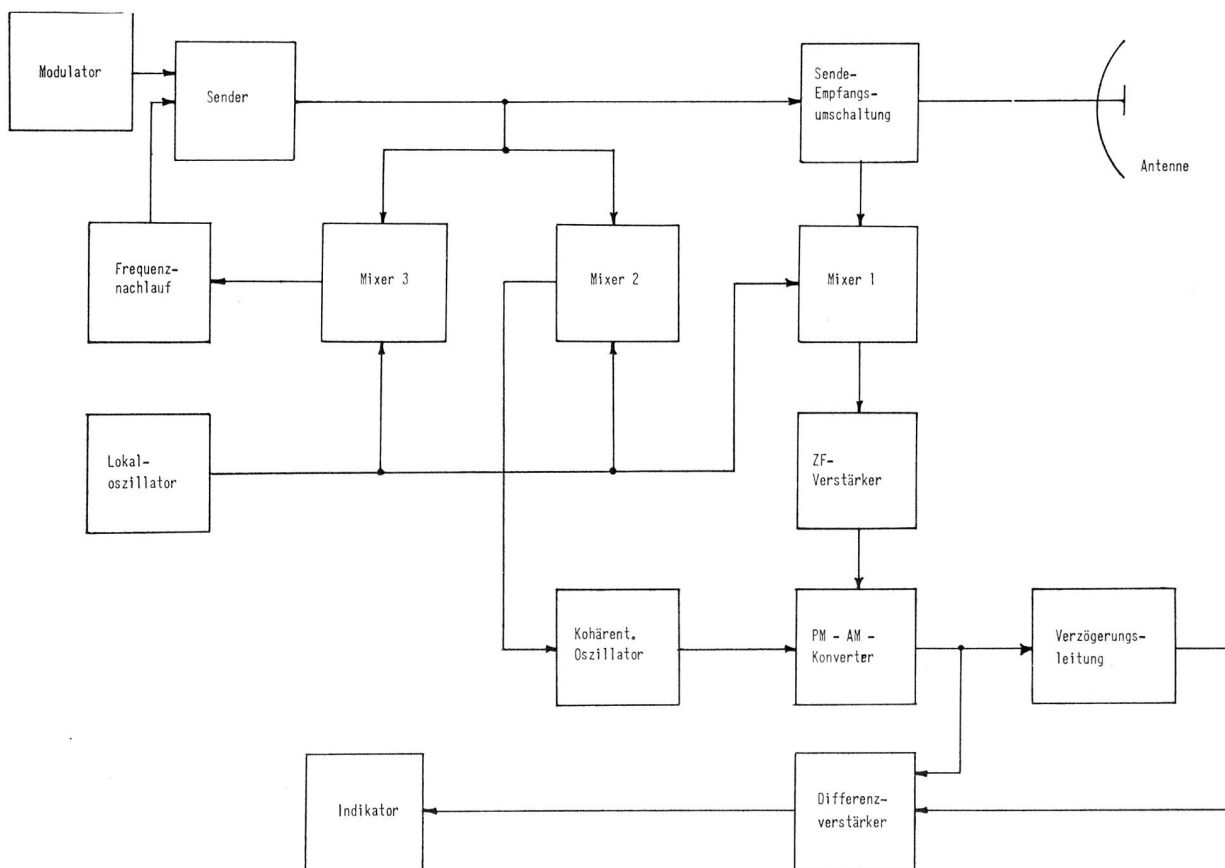
5. Den Doppler-Effekt ausnützende Radarsysteme

Wir beschränken uns in diesem Zusammenhang auf die Gewinnung der Entfernungsinformation. Die Ermittlung der beiden zusätzlichen Koordinaten «Seitenwinkel» und «Höhenwinkel» kann nach verschiedenen bekannten Methoden erfolgen. Zur Messung der Schrägdistanz zum Ziel muss die ausgehende Trägerwelle des Radargerätes in geeigneter Form moduliert werden. In der Folge beschränken wir uns auf die Impulsmodulation, welche eine Entfernungsmessung auf eine Impulslaufzeitbestimmung zurückführt, obwohl auch andere Modulationsverfahren grundsätzlich möglich sind. Durch diese Beschränkung der Modulationsart konzentrieren wir uns auf das MTI-System und das Pulsdopplerradar.

5.1. MTI-Radar

MTI ist die Abkürzung für «Moving Target Indication», also «Bewegt-Ziel-Anzeige». Das MTI-Radar misst die Dopplerverschiebung des Echospektrums eines bewegten Zieles nicht direkt. Es bestimmt die hochfrequente Phasenverschiebung jedes Echos bezüglich der Phase der Trägerfrequenz des Senders, welche sowohl die Entfernung- als auch die Radialgeschwindigkeitsinformation trägt. Diese Phasenverschiebung wird in einem Phasendetektor bestimmt und in einen zugehörigen Amplitudenwert umgewandelt. Diese für jedes Echo charakteristische Amplitude wird während einer Impulsperiode gespeichert und mit den entsprechenden Werten der nächsten Periode verglichen.

Fig. 3 zeigt das Blockschaltbild eines MTI-Radarsystems, das sich nur durch Beifügung eines kohärenten Oszillators und einer vom Impulsradar abweichenden Signalaufbereitung von einem normalen Radar unterscheidet.



347 Fig. 3 Blockschaltbild MTI-RADAR

Für Festziele bleibt die relative Phase und damit die gespeicherte Amplitude konstant, während sie infolge der Dopplerverschiebung sich für bewegte Ziele von Periode zu Periode ändert. Da es sich dabei um ein der Detektion frequenzmodulierter Schwingungen analoges Verfahren handelt, muss eine Echo-Amplitudenvariation durch Begrenzung unterdrückt werden. Subtrahiert man nun die nach der Umwandlung der Phasenänderung in eine Amplitudenänderung erhaltenen Amplituden von der entsprechenden Amplitude der vorhergehenden Impulsperiode, so löschen sich wegen Phasen- bzw. Amplitudengleichheit die Festziele aus, während für die Bewegtziele infolge Dopplerverschiebung eine Differenz übrig bleibt. Es sei ausdrücklich festgehalten, dass die bewegten Ziele nicht infolge ihrer Entfernungsänderung oder ihrer schwankenden Amplitude, sondern auf Grund der durch den Dopplereffekt hervorgerufenen «Phasenmodulation» von den Festzeichen getrennt werden. Es sind auch Systeme denkbar, welche eine Unterscheidung auf Grund der Entfernungsänderung durchführen, doch sind diese Verfahren wesentlich weniger wirksam für den hier betrachteten Einsatzbereich.

Die Entfernungsauflösung eines MTI-Radar ist meist vergleichbar mit derjenigen eines normalen Impulsgerätes. Aus diesem Grunde sind auch Senderspitzenleistungen wie beim Impulsradar notwendig, was die Verwendung eines impulsgetasteten Magnetrons als Sender geeignet erscheinen lässt.

Da aber die Anfangsphase des anschwingenden Magnetrons unbestimmt ist und von Impuls zu Impuls ändert, zur Konversion der Phasenänderung des Zielechos in die zu speichernde Amplitude jedoch diese Phase während der ganzen Empfangsperiode als Vergleichswert zur Verfügung gehalten werden muss, wird die Magnetron-Anschwingphase meist auf der Zwischenfrequenz des Empfängers mit Hilfe eines phasensynchronisierten Hilfsoszillators, des kohärenten Oszillators (KOHO) gespeichert.

Im wesentlichen erkennen wir drei Signalpfade (gegenüber nur zwei beim normalen Radar):

— Frequenznachlauf des Senders zum Ausgleich von Einlaufschwankungen und Frequenzdrift des Senders (Lokaloszillator — Mixer 3)

— Übernahme der Senderanschwingphase und ihre Speicherung bis zum nächsten Senderimpuls auf der Zwischenfrequenz durch den phasensynchronisierten kohärenten Oszillator (Lokaloszillator — Mixer 2 — Kohärenter Oszillator)

— Echopfad mit Verzögerungsleitung (Lokaloszillator — Mixer — Zwischenfrequenz usw.)

Die beiden kritischen Baugruppen des MTI-Radars sind der sehr stabile Lokaloszillator mit hoher Kurzzeitstabilität über eine Impulswiederholungsperiode und die Verzögerungsleitung mit Subtraktionsschaltung am Ausgang, welche die konvertierten Echophasen über eine Impulsperiode speichert. Sie macht meist von der Ultraschallausbreitung in einem festen Körper, zum Beispiel Quarz, Gebrauch und muss eine dem Radarsystem angepasste Übertragungsbandbreite aufweisen. Da ihre Verzögerungszeit mit dem zeitlichen Abstand zweier Senderimpulse übereinstimmen muss, wird meistens die Impulswiederholungsperiode durch Impulslaufzeit durch die Verzögerungsleitung festgelegt.

Als Ordinate ist als Maß für die Phasenverschiebung zwischen Senderphase und Echophase die vom Phasendetektor gelieferte Amplitude, als Abszisse die Zeit aufgetragen. Ändert sich die Echophase von Impulsperiode zu Impulsperiode nicht (was bei einem Festzeichen der Fall ist), so ist auch die gespeicherte Amplitude konstant. Weist das Echo eine Dopplerverschiebung infolge Bewegung auf, so ändert sich entsprechend auch die gespeicherte Amplitude. Es sei ausdrücklich betont, dass diese in der Verzögerungsleitung gespeicherten Amplituden mit der Echophase und nicht mit der Echoamplitude verknüpft sind. Allfällige Amplitudenschwankungen des Echosignals werden im Zwischenfrequenzverstärker begrenzt und sind zudem im Phasendetektor unwirksam.

Diese Verknüpfung des Vergleichs zur Auslöschung von Festzeichen mit der Phase führt nun dazu, dass auch bewegte Ziele als Festzeichen interpretiert werden, wenn die Echophase von Impuls zu Impuls sich um Vielfache von 2π ändert. Die Radialgeschwindigkeiten, welche diese

Fig. 4 zeigt in stark vereinfachter Weise die Funktion der Festzielauslöschung.

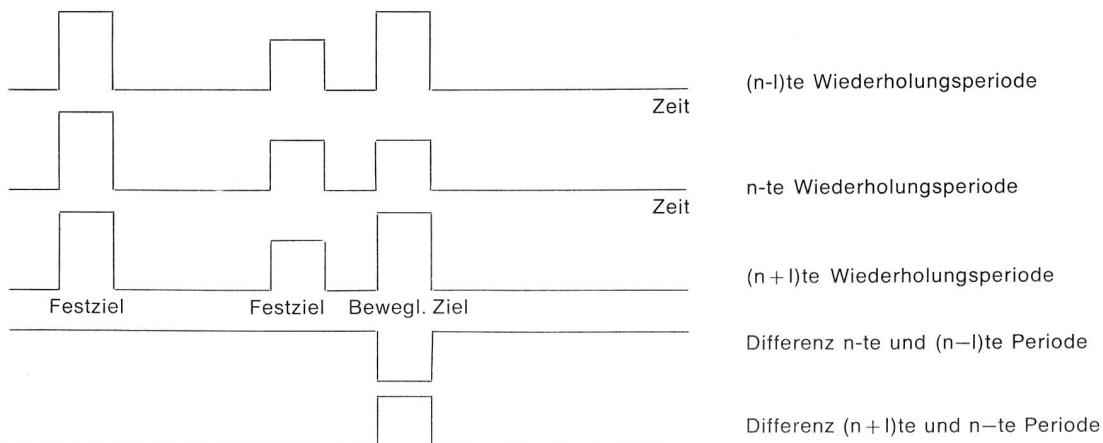


Fig. 4 Festzielauslöschung durch Subtraktion aufeinanderfolgender Impulsperioden

Bedingung erfüllen, sind die Blindgeschwindigkeiten v_n des Systems:

$$v_n = n \cdot \frac{\lambda}{2} f_{PRF}$$

v_n = n-te Blindgeschwindigkeit
 n = 0, 1, 2, 3 ...
 λ = Wellenlänge
 f_{PRF} = Impulswiederholungsfrequenz des Senders

Die Blindgeschwindigkeiten treten somit an den Stellen auf, wo die resultierende Dopplerfrequenz gleich der Impulswiederholungsfrequenz und ihrer Harmonischen ist. Der Verlauf der Empfängerempfindlichkeit nach der Festzeichenlöschung zwischen den Blindgeschwindigkeiten hängt von der Übertragungsfunktion der Verzögerungsleitung ab. Bei Verwendung einer Verzögerungsleitung nach Fig. 3 und 4 ist diese Kurve in erster Näherung eine Sinushalbwellen (vgl. Fig. 5).

Signalempfindlichkeit

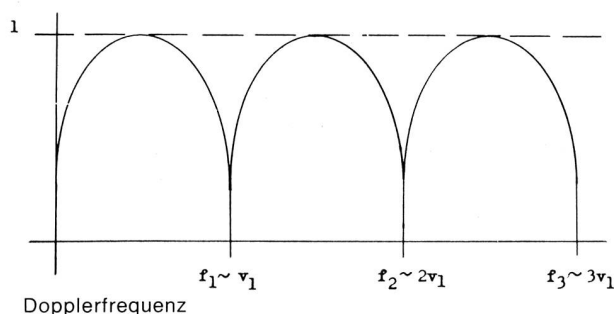


Fig. 5 MTI-Empfindlichkeit und Blindgeschwindigkeit $v_{1,n}$

Für die Systemeigenschaften ist es nun nicht gleichgültig, wo diese Blindgeschwindigkeiten liegen. Legt man sie fest, so ergibt sich bei gegebener Wellenlänge zwangsläufig die Impulswiederholungsfrequenz und der eindeutige Entfernungsbereich.

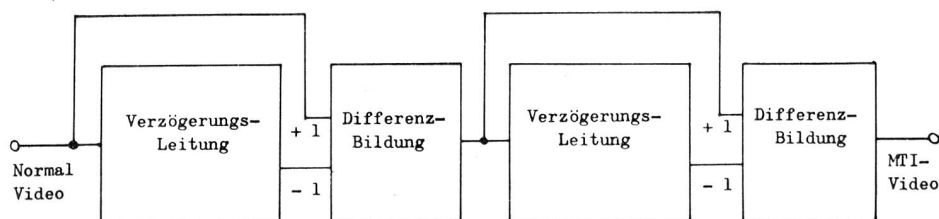
Nimmt man zum Beispiel an, dass die erste Blindgeschwindigkeit etwa bei $M = 1,0$ (Schallgeschwindigkeit) auftritt, so ergeben sich für die verschiedenen Wellenlängebereiche zwischen 25 cm und 0,8 cm die in Tabelle 2 zusammengestellten Impulswiederholungsfrequenzen $f_{PRF}(\lambda)$ und die zugehörigen Bereiche eindeutiger Entfernungsbereiche R_c .

Tabelle 2: Impulswiederholungsfrequenz und eindeutiger Distanzbereich für Mach 1 als erste Blindgeschwindigkeit

Wellenlänge cm	Trägerfrequenz GHz	Impulswiederholungsfrequenz f_{PRF} (kHz)	eindeutiger Distanzbereich R_c km
25	1,2	2,7	55,5
12	2,5	5,6	26,9
6	5	11,1	13,5
3	10	22,2	6,8
1,8	16,7	37,0	4,1
1,2	25	55,6	2,6
0,8	37,5	83,3	1,8

Bei einer eindeutigen Entfernungsbereich von 20 bis 35 km weisen Geräte mit einer Wellenlänge von mehr als 10 cm keine Blindgeschwindigkeiten unterhalb Mach 1 auf. Ein 6-cm-Gerät hat mindestens 1, ein 3-cm-Gerät mindestens 3 Blindgeschwindigkeiten unter Mach 1 usw. Die Lage der Blindgeschwindigkeiten lässt sich durch Verwendung mehrerer Impulswiederholungsfrequenzen so staffeln, dass erst bei sehr hohen Radialgeschwindigkeiten allen Impulsfrequenzen gemeinsame Blindzonen auftreten. Es ist jedoch zu bedenken, dass damit die Informationsrate für diejenigen Radialgeschwindigkeiten verringert wird, welche bei irgendeiner der verwendeten Impulsfrequenzen Blindgeschwindigkeiten entsprechen. Ferner sieht man aus Fig. 5, dass je nach Lage des Detektionsschwellwertes schon kleine Radialgeschwindigkeiten eine Bewegtzieldanzei-ge ergeben. Instabilitäten der Oszillatoren, Windeinflüsse, Antennenbewegungen usw. können den Festziel-echos eine Dopplerverschiebung verleihen, wodurch der Standzeichenunterdrückungsfaktor unzulässig verringert wird. Verwendet man an Stelle einer Verzögerungsleitung deren zwei, so wird die Empfindlichkeitskurve (Fig. 5) mit ihrem sinusförmigen Verlauf in eine Kurve mit \sin^2 -Charakteristik verzerrt, wodurch die Systemempfindlichkeit (vgl. Fig. 7).

Fig. 6 zeigt die prinzipielle Schaltung mit 2 Verzögerungsleitungen



349 Fig. 6 MTI-System mit Doppelauslöschung

In Fig. 7 ist die MTI-Empfindlichkeit für die Anordnung mit zwei Verzögerungsleitungen mit der ursprünglichen Schaltung mit nur einer Leitung verglichen.

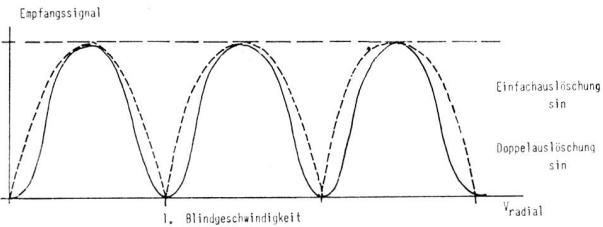


Fig. 7 Empfindlichkeitskurve für MTI mit Einfach- bzw. Doppelauslöschung

5.2 Pulsdopplerradar

Während beim MTI-Radar die Echophase durch Vergleich mit der Referenz über eine Impulsperiode gespeichert wird, analysiert das Pulsdopplerradar das Echospektrum mit Hilfe von Filtern. Da beim Filterungsprozess die zeitliche Lage zwischen Sendepuls und Echoimpuls, das heisst die Entfernung zum Ziel, nicht mehr feststellbar ist, muss vor dem Filterprozess mit Hilfe von Distanzoren die Entfernung bestimmt werden. Der zu überwachende Entfernungsbereich wird durch eingangsseitig parallel geschaltete und sequentiell geöffnete Entfernungstore in Teilabschnitte aufgelöst, welche anschliessend durch Dopplerfilter auf bewegte Ziele untersucht werden. Die Distanzermittlung erfolgt nicht kontinuierlich wie beim MTI-Radar,

sondern in diskreten Schritten. Diesem Nachteil der Entfernungsquantisierung, verglichen mit den Analogsystemen beim Impuls- und beim MTI-Radar, steht der grosse Vorteil gegenüber, dass die Empfindlichkeitskurve nicht durch das Standzeichenlöschprinzip wie beim MTI-Radar, sondern durch die mehr oder weniger frei wählbare Filterdurchlasskurve bestimmt ist. Diese Tatsache erlaubt besonders das Festzeichenspektrum (Clutterspektrum) in besonderem Masse auszublenden. Auf diese Weise ist es möglich, den Festzeichenunterdrückungsfaktor unten den vorgegebenen Bedingungen des Windeinflusses, der Antennenbewegung usw. auf einem hohen Wert zu halten.

Vergleichen wir diese Schaltung mit dem MTI-Radar, so sehen wir, dass beide Systeme bis zur eigentlichen Signalaufbereitung identisch sind. Die Entfernungs- und Dopplerinformation wird in einer Anzahl N identischer Entfernungskanäle aufbereitet, wobei die Eingangstore sequentiell geöffnet werden.

Normalerweise bestimmt man beim Pulsdopplerradar das Vorzeichen der Dopplerverschiebung nicht, doch ist es bei vergrössertem Aufwand möglich, anfliegende und wegfliegende Ziele zu unterscheiden. Auch beim Pulsdopplerradar treten Blindgeschwindigkeiten auf, welche sich an den gleichen Stellen wie beim MTI-Radar befinden. Das Dopplerfilter besitzt deshalb ein einziges Durchlassband zwischen Träger- und Grundfrequenz der Modulation.

Fig. 8 zeigt das Blockschaubild eines Pulsdopplerradars.

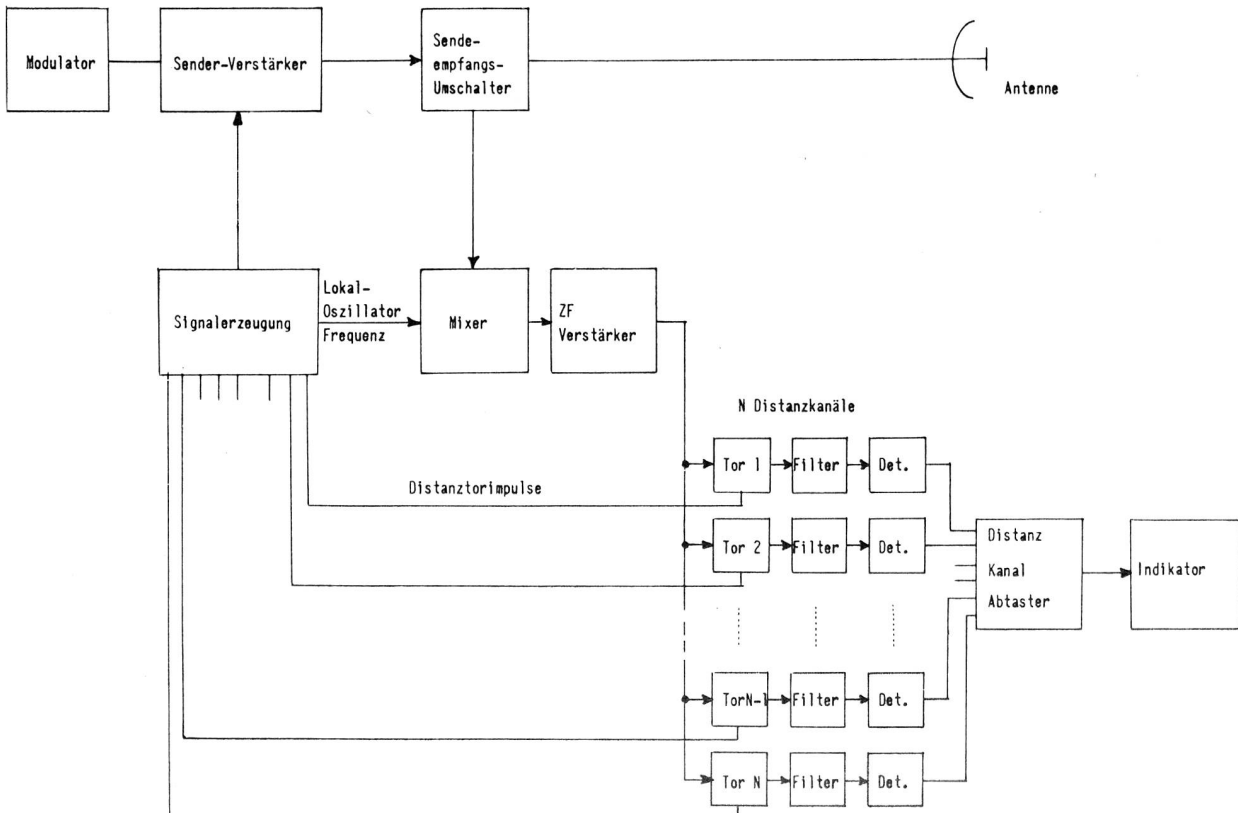


Fig. 8 Blockschaubild Pulsdopplerradar

Bei impulsförmiger Modulation unterscheiden sich

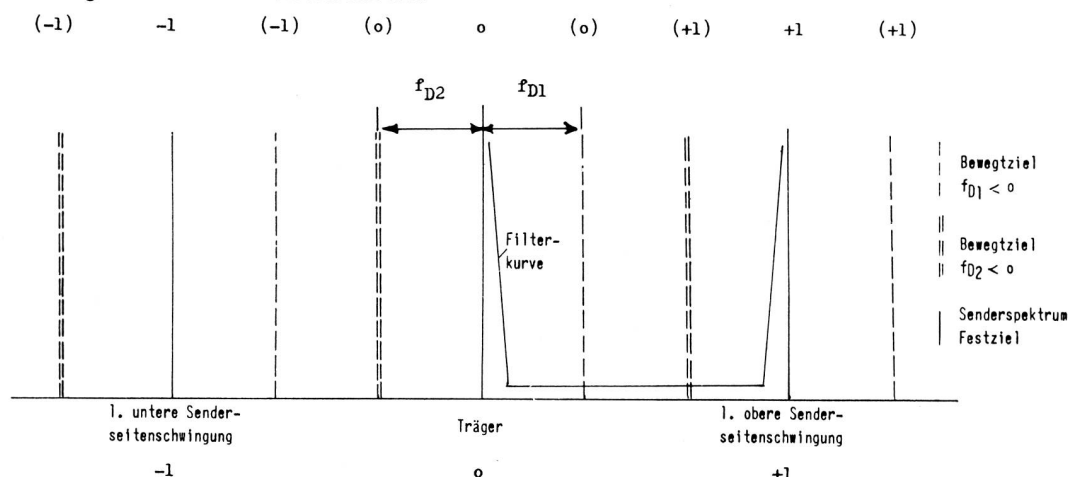


Fig. 9 Spektrum und Spektrumsverschiebung bei Pulsdopplerradar

die Amplituden der ersten Seitenbänder der Modulation nur wenig. Es ist deshalb gleichgültig, wie man aus Fig. 9 ersehen kann, ob durch Dopplerverschiebung die Trägerpektrallinie oder eines der Seitenbänder in den Bereich zwischen Träger und Grundwelle der Modulation fallen. Ist die Dopplerverschiebung betragsmässig kleiner als die Grundwelle der Modulation, so fällt bei sich nähernden Zielen der verschobene Träger ins Dopplerband, während bei sich entfernenden Zielen die verschobene 1. Seitenschwingung in den Analysatorbereich fällt. Ist jedoch die Dopplerverschiebung grösser als die Impulswiederholungsfrequenz, so gelangen bei $f_D > 0$ die unteren Seitenschwingungen, bei $f_D < 0$ die entsprechenden oberen Seitenschwingungen ins Dopplerband der Filter (vgl. Fig. 9).

Auch beim Pulsdopplerradar benötigen wir eine mit dem Sender kohärente Quelle, deren Referenz jeweils für mindestens eine Impulsperiode Gültigkeit hat. Eine geeignete Methode wurde beim MTI-Radar (Fig. 3) aufgezeigt. Beim Schema des Pulsdopplerradars wurde eine andere Methode skizziert. Hier werden Sender, Lokaloszillator- und Referenzschwingung aus einer gemeinsamen Quelle aufbereitet und als Sender eine modulierte Verstärkerstufe gewählt. Beide Systeme (abgeleitete Referenz, Fig. 3 und feste Referenz Fig. 8) sind sowohl bei MTI- wie bei Pulsdopplerradar verwendbar. Es sei jedoch vermerkt, dass die notwendige Ausgangsleistung beim Pulsdopplerradar wegen der geringeren Rauschbandbreite der Dopplerfilter kleiner ist als beim MTI-Radar.

Das in Fig. 3 skizzierte System ist empfängerseitig und nur während einer Impulsperiode kohärent, weil der Oszillator bei jedem Impuls neu und mit beliebiger Phase anschwingt. Diese Anschwingphase wird mit Hilfe eines synchronisierten Zwischenfrequenzoszillators (KOHO) gespeichert. Beim Pulsdopplerradar (Fig. 8) handelt es sich um ein vollkohärentes System.

6. Grenzen der Realisierung

Sowohl MTI- als auch Pulsdopplerradarsysteme weisen systemsbedingte Grenzen auf, von denen wir zwei kurz gestreift haben: Blindgeschwindigkeiten, diskrete Entfer-

nungsbestimmung beim Pulsdopplerradar. Festzeichenechos lassen sich nicht beliebig gut unterdrücken. Es bestehen systemsbedingte Grenzen wie auch äussere Einflussgrössen, welche den Unterdrückungsfaktor endlich machen.

6.1 Systemsbedingte Einflussgrössen

Die Festzeichenunterdrückung basiert auf einem Vergleich der Echofrequenz mit der Senderfrequenz. An diesem Prozess sind der Senderoszillator, der Lokaloszillator und der Referenzoszillator auf der Zwischenfrequenz sowie das Echosignal beteiligt.

6.1.1. MTI-System

Ist f_t die Senderfrequenz, f_c die Frequenz des Referenzoszillators zum Zeitpunkt der Dopplerfrequenzmessung und f_{ZF} die Differenzfrequenz zwischen Sender- und Lokaloszillatorfrequenz und bedeuten Δf_t , Δf_c und $\Delta f_{ZF} = f_t - f_{LO} - f_c$ die Frequenzänderungen der entsprechenden Oszillatoren von Impuls zu Impuls infolge Stabilität und Drift (f_{LO} ist die Lokaloszillatorfrequenz), so ist der Festzeichenunterdrückungsfaktor CR (2) nach der Auslöschung bei Doppelweggleichrichtung und Mitteilung über die Impulsbreite:

$$CR = \sqrt{4 / 1,5 (\Delta f_{LO} + \Delta f_c) - \Delta f_t - \Delta f_{ZF}} \cdot T$$

wobei T der Impulsabstand bedeutet.

Nehmen wir an, dass alle Frequenzdriftwerte bezüglich ihres Mittelwertes normal verteilt sind mit einer zugehörigen Standard-Abweichung σ_s , σ_t , σ_c bzw. σ_{ZF} , dann ist der Effektivwert der Festzeichenunterdrückung

$$CR_{\text{eff}} = \sqrt{(6 \sigma_{LO})^2 + (6 \sigma_c)^2 + (4 \sigma_t)^2 + (4 \sigma_{ZF})^2} \cdot T$$

Um einen Begriff von der Grössenordnung von CR zu erhalten, nehmen wir alle σ -Werte gleich gross an. Dann ist

$$CR_{\text{eff}} = \sqrt{104} \cdot \sigma \cdot T \approx 10 \sigma T$$

Für eine Impulsperiode $T = 1$ ms (1000 Impulse pro Sekunde) erhalten wir dann für verschiedene CR-Werte die in Tabelle 3 angegebenen zulässigen Werte der Standardabweichung σ :

Tabelle 3: Zulässige Standardabweichung für gegebenen Unterdrückungsfaktor CR

CR _{eff}	CR _{eff}	σ
80 dB	10 ⁻⁴	0,01 Hz
70 dB	3·10 ⁻⁴	0,03 Hz
60 dB	10 ⁻³	0,1 Hz
50 dB	3·10 ⁻³	0,3 Hz
40 dB	10 ⁻²	1 Hz
30 dB	3·10 ⁻²	3 Hz
20 dB	10 ⁻¹	10 Hz
10 dB	3·10 ⁻¹	30 Hz

Aus dieser Tabelle geht die Schwierigkeit hervor, Geräte mit hoher Festzeichenunterdrückung zu bauen. Gehen wir zu einem vollkohärenten System über, leiten wir also Lokalszillator- und Sendefrequenz aus der gleichen Quelle ab, so verbleiben im Ausdruck für CR nur noch die Phasenänderung im Endverstärker, welche sehr viel kleiner ist als entsprechende Driftwerte von Oszillatoren sowie der Driftwert zwischen der Referenzschwingung auf der Zwischenfrequenz und der Lokalszillatorschwingung übrig. Die hohen CR-Werte von 40 dB und grösser in Tabelle 3 sind praktisch nur mit vollkohärenten Systemen erreichbar. Beim MTI-System müssen auch strenge Bedingungen an Verzögerungszeit und Impulsabstand gestellt werden. Bei einem erwarteten CR-Wert von 40 dB darf die Differenz zwischen Laufzeit in der Verzögerungsleitung und Abstand zweier 1- μ s-Sendeimpulse nur wenige Nanosekunden betragen.

6.1.2 Pulsdopplerradar

Beim Pulsdopplerradar liegen die Verhältnisse grundsätzlich anders. Durch geeignete Wahl der Dopplerfilterkurve können ohne extreme Anforderungen an die Stabilität der Oszillatoren Unterdrückungswerte CR von 40–50 dB erreicht werden. Im Bereiche des zu erwartenden Frequenzdrifts muss nur die Dopplerfilterkurve genügende Dämpfungswerte erreichen.

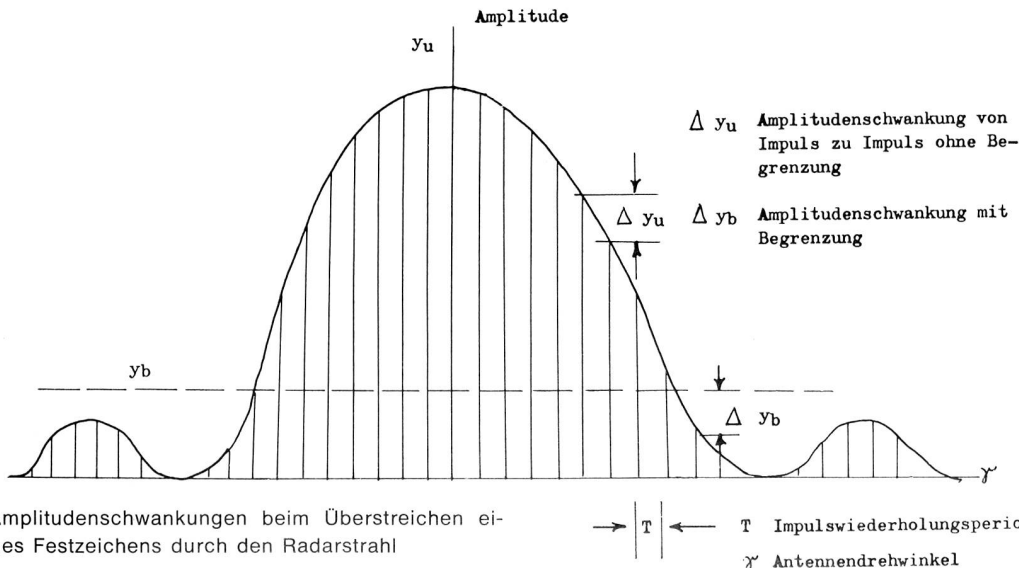


Fig. 11 Amplitudenschwankungen beim Überstreichen eines Festzeichens durch den Radarstrahl

6.2. Äussere Einflussgrössen

Hier müssen wir zwei Haupteinflüsse betrachten, die Fluktuation der Festzeichenechos und die Festzeichenecho-Modulation infolge Antennenbewegung. Die Überlegungen gelten gleichermassen für MTI- wie für Pulsdopplersysteme, letztere sind jedoch wie oben erwähnt bezüglich zulässiger Spektrumsverbreiterung wesentlich weniger empfindlich.

6.2.1. Festzeichenfluktuationen

Festzeichenfluktuationen treten bei Echos an Bäumen, bewachsenem Gelände, Wasseroberflächen, Regen usw. auf. Reflexionen an solchen Festzeichen können wir als Echos an einer sehr grossen Anzahl einzelner Streuzentren mit beliebiger Echophase innerhalb der Radarauflösungszelle auffassen.

Das Fluktuationsspektrum solcher Festzeichen reicht meist nur bis wenige Hundert Hertz vom Träger, so dass ihre Be-

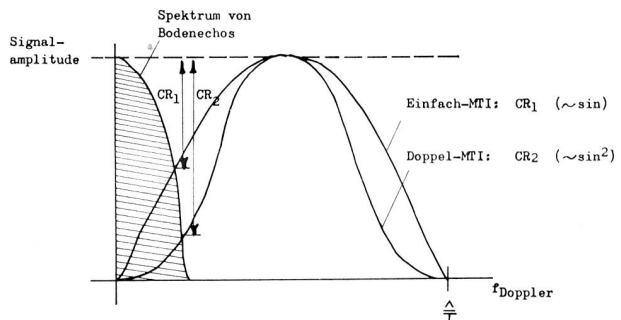


Fig. 10 Festzeichen-Unterdrückung bei MTI-Radar

deutung beim Pulsdopplerradar gering ist. Beim MTI-Radar hingegen können diese Fluktuationen den Festzeichenunterdrückungsfaktor wesentlich beeinflussen (vgl. Fig. 10). In Tabelle 4 sind einige typische Werte der Unterdrückung fluktuierender Festzeichen für MTI-Radar mit einer Verzögerungsleitung zusammengestellt (2).

Tabelle 4: Unterdrückungsfaktoren fluktuierender Festzeichen bei Einfach-MTI und 2000 Impulsen pro Sekunde

Trägerfrequenz	Regenwolken	Wasserfläche unter Wind einfluss	Wald bei 30 km/h Wind	spärlicher Wald
1000 MHz	28 dB	35 dB	46 dB	68 dB
3000 MHz	18 dB	25 dB	36 dB	58 dB
10000 MHz	8 dB	15 dB	26 dB	48 dB

6.2.2. Fluktuationen infolge Antennenbewegung

Wird ein Festzeichen vom Radarstrahl einer drehenden Antenne überstrichen, so entspricht bei konstanter Antennendrehzahl der zeitliche Verlauf der Echoamplitude dem Antennen-Zweiwegdiagramm (vgl. Fig. 11).

Von Impuls zu Impuls schwankt dabei ohne Begrenzung die Echoamplitude um einen Wert y_u , der im Gebiet des Wendepunktes der Antennencharakteristik am grössten ist. Bei MTI-Radar begrenzt man jedoch die Amplitude auf einen Wert y_b , der jedoch noch oberhalb der Seitenzipfelamplitude liegen soll. Dadurch werden für Amplitudenwerte oberhalb y_b die Fluktuationen unterdrückt, unterhalb y_b verbleiben jedoch noch Werte von Δy_b .

Generell werden die Amplitudenunterschiede von Impuls zu Impuls um so grösser, je rascher die Antenne dreht, je kleiner die Impulswiederholungsfrequenz und die Strahlbreite gewählt werden. Der wesentliche Parameter ist die Anzahl Impulse pro Strahlbreite.

Bei Einfach-MTI ist die Festzeichenunterdrückung proportional zum Quadrat der Impulse pro Strahlbreite, bei Doppelverzögerungsleitungen proportional zur 4. Potenz der Impulse pro Strahlbreite.

In Tabelle 5 sind einige Werte der Festzeichenunterdrückung in Funktion der Anzahl Impulse pro Strahlbreite zusammengestellt (2).

Tabelle 5: Festzeichenunterdrückung für MTI-Systeme bei bewegter Antenne

Anzahl Impulse pro Strahlbreite	Einfachauslöschung MTI	Doppelauslöschung MTI
5	12 dB	17 dB
10	18 dB	28 dB
20	24 dB	40 dB
50	32 dB	56 dB
100	38 dB	70 dB

Bei Pulsdopplerradarsystemen dürften bessere Werte als für Doppel-MTI erwartet werden, doch hängt hier die Festzielunterdrückung von weiteren Systemparametern ab. Bei extrem starker Begrenzung dürften bei MTI-Systemen

die Unterdrückungsfaktoren sich noch um maximal 10 dB verbessern lassen.

6.3. Sichtbarkeit von Bewegzielen in Festzeichenechos

Die Festzeichenunterdrückung ist eine wesentliche Voraussetzung, dass tieffliegende Flugzeuge in den Festzeichen erkannt werden können. Damit ist aber noch nichts ausgesagt, dass Bewegziele auch dann sichtbar werden, wenn sich Festzeichenechos in der gleichen Auflösungszelle des Radargerätes befinden. Den Sichtbarkeitsfaktor für Bewegziele in Festzeichenechos, die «Subcluttervisibility», kann man definieren als Verhältnis der Eingangsleistungen von Festzeichen und Bewegziel vor der Unterdrückungsschaltung, wenn ihre Ausgangsleistungen gleich gross sind. Dieses Verhältnis ist immer kleiner als der Festzeichenunterdrückungsfaktor; im Minimum ist es um einen Faktor 2 (3 dB) kleiner, wird aber in Wirklichkeit etwa um 8 bis 10 dB geringer sein.

Bei einem MTI-Radar, das bekanntlich einen Phasenvergleich ausführt, werden Amplitudenänderungen durch Begrenzung unterdrückt. Betrachten wir einen Festzeichenvektor f und einen Bewegzielvektor b , so bleibt f für zwei aufeinanderfolgende Impulsperioden konstant, während der Bewegzielvektor sich von b_1 auf b_2 ändert (Fig. 12).

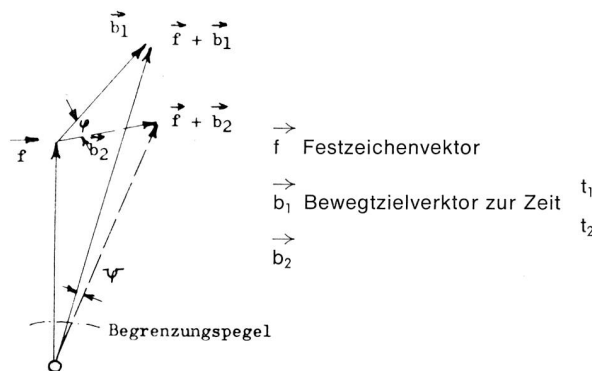


Fig. 12 Vektordiagramm von Fest- und Bewegzeichenechos zur Bestimmung der Subclutter-Visibility von MTI-Systemen

Vor der Begrenzung setzt sich der kombinierte Vektor aus f und b zusammen. Ändert nun der Bewegzielvektor um den Phasenwinkel φ , so ändert sich der kombinierte Vektor um den Phasensprungwinkel ψ , der auch nach der Begrenzung noch messbar bleibt. Für jede MTI-Anlage gibt es nun einen minimalen messbaren Phasensprungwinkel ψ_{min} , der bei gegebenem Phasensprungwinkel φ des Bewegzielvektors das maximal zulässige Verhältnis der Länge des Festzielvektors zur Länge des Bewegzielvektors bestimmt. Dieses Verhältnis der Längen der Vektoren ist der gesuchte Sichtbarkeitsfaktor für Bewegziele in Festzeichen. Da nun aber nur dieses relative Mass angegeben werden kann, ist bei bekannter Länge des Bewegzielvektors, gegeben durch den Radarechoquerschnitt des Zieles, die maxi-

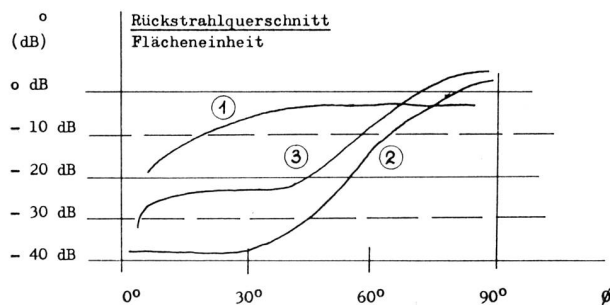
male Grösse des Festzielechos festgelegt, damit das Bewegtziel noch erkannt werden kann. Diese Festzielgrösse ihrerseits ist aber von der Art des Festzeichens und der Grösse der Auflösungszelle abhängig, so dass der Sichtbarkeitsfaktor für verschieden ausgelegte Systeme nicht direkt verglichen werden kann.

Bei Pulsdopplersystemen wird die Dopplerkomponente des Bewegtzieles durch Filterung bestimmt, so dass hier der Dynamikbereich des Systems wesentlich wird. Es ist aus diesem Grunde sehr schwierig, in diesem Falle allgemeine Angaben zu machen.

6.4. Absolute Grösse der Festzeichenechos

Der Rückstrahlquerschnitt von Festzeichen hängt von der durch den Radarstrahl beleuchteten Fläche, dem Anstrahlwinkel und von der Beschaffenheit des Festzieles ab. Man muss hier durch eine genaue Untersuchung für verschiedene Fälle die wahre Grösse der rückgestreuten Energie bestimmen. Bezieht man den Rückstrahlquerschnitt auf die beleuchtete Flächeneinheit, so ist dieser normierte Querschnitt σ_0 nach Fig. 13 vom Anstrahlwinkel Φ abhängig:

Harte Oberflächen zeigen im Bereich $10^\circ \leq \Phi \leq 80^\circ$ ein Verhalten nach $\sigma_0 / \sin \Phi = \text{const.}$, wobei für rauhe Oberflächen dieser Parameter -20 dB, bei glatten Oberflächen -30 dB bei einer Wellenlänge von 3 cm (10 GHz) beträgt.



- ① Wald bei 10 GHz
 - ② Wasser bei 10 GHz
 - ③ Wasser bei 35 GHz
- } Windgeschwindigkeit 45 km/h

Fig. 13 Festzeichentrückstrahlquerschnitt σ_0 in Funktion des Anstrahlwinkels Φ

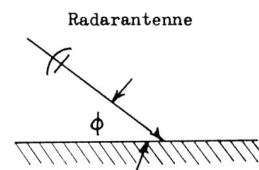
Bei 0,8 cm Wellenlänge betragen die Werte -10 dB bzw. -20 dB.

Je grösser die Auflösungszelle des betreffenden Radarsystems ist, um so stärker ist die vom Festzeichen empfangene Leistung, während die Eholeistung des Bewegtzieles nur von diesem, nicht aber von der Auflösungszelle abhängt. Beim Vergleich von Werten der «Subcluttervisibilität» ist also Vorsicht am Platze, wenn die betrachteten Systeme nicht die gleiche Auflösungszelle besitzen.

7. Schlussbemerkung

Die elektronischen Führungshilfen von Flugzeugen werden es dem Piloten schon in naher Zukunft erlauben, bei schlechter Sicht und bei Nacht im Tiefflug zu operieren. In extremen Fällen lässt sich jedoch nur mit vollkohärenten Pulsdopplerradarsystemen ein Bewegtziel in Festzeichen erkennen, da MTI-Systeme bei rasch bewegten Antennen eine zu geringe Festzeichenunterdrückung aufweisen. Bei mobilen Systemen, welche auch während der Fahrt einsatzbereit sein müssen, ist die Empfindlichkeit der MTI-Systeme bei kleinen Radialgeschwindigkeiten, die ja von der Eigenbewegung herrühren, zu gross.

Es muss deshalb je nach Verwendungszweck die Gesamtheit der Parameter betrachtet werden, wobei die Blindgeschwindigkeitszonen besonders bei Geräten mit hohen Trägerfrequenzen sich sehr störend auswirken. Man kann hier — besonders bei fremdeingewiesenen Feuerleitradargeräten — zu hohen Impulswiederholungsfrequenzen ausweichen, muss dann aber berücksichtigen, dass Festzeichen auch dann unterdrückt werden sollen, wenn sie von Impulsen aus einer anderen Impulsperiode als das Bewegtziel stammen. Dies verlangt beinahe nach Systemen mit Vollkohärenz. Wie weit für alle Feuerleitradaranwendungen, Suchradar und Folgeradar, Pulsdopplersysteme in naher Zukunft in Frage kommen, ist weniger eine systemtechnische als vielmehr eine ökonomische Frage.



8. Literatur

L. N. Ridenour, Radar System Engineering
MIT Rad. Lab. Series, Vol. 1
Mc Graw Hill, New York 1947
M. I. Skolnik, Introduction to Radar Systems
Mc Graw Hill, New York 1962
D. J. Povejsil, R. S. Raven + P. Watermann, Airborne Radar,
Principles of guided missile design
Van Nostrand, Princeton 1961