



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

⑪ CH 651 937 A5

⑤① Int. Cl.4: G 01 S 7/42

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

⑫ **PATENT SCHRIFT** A5

⑫① Gesuchsnummer: 9489/80

⑫② Anmeldungsdatum: 23.04.1980

⑫③ Priorität(en): 25.04.1979 SE 7903654

⑫④ Patent erteilt: 15.10.1985

⑫⑤ Patentschrift
veröffentlicht: 15.10.1985

⑫⑦ Inhaber:
Telefonaktiebolaget LM Ericsson, Stockholm
(SE)

⑫⑦② Erfinder:
Josefsson, Lars Göran, Lindome (SE)
Oderland, Karl-Erik Ingvar, Mölndal (SE)
Winnberg, Jan-Olof, Mölndal (SE)

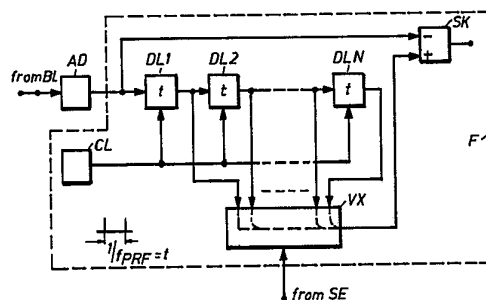
⑫⑦④ Vertreter:
François W. Gasser, Bern

⑫⑥ Internationale Anmeldung: PCT/SE 80/00123
(En)

⑫⑦ Internationale Veröffentlichung: WO 80/02327
(En) 30.10.1980

⑫④ **Verfolgungsradaempänger mit einem MTI-Filter.**

⑫⑤ Zur Unterdrückung von Störflecken, wenn Echoimpulse von einem gewissen Ziel empfangen werden, ist im Empfänger des Radars ein MTI-Filter (F) enthalten. Die Sendeimpulse des Verfolgungsraders werden in Folgen gesendet, wobei die Trägerfrequenz von Impuls zu Impuls variiert und von Folge zu Folge wiederholt wird. Das MTI-Filter (F) enthält eine Anzahl von Verzögerungsgliedern (DL1-DLN), z.B. Digital-Schieberegister, die rechtzeitig mit der Radar PRF vorgerückt werden. Der Eingang des Filters (F) und der Ausgang des Schieberegisters $M \leq N$ sind an ein Differenziergerät (SK) angeschlossen, wobei M = der Anzahl der Trägerfrequenzen in einer Impulsfolge ist.



PATENTANSPRUCH

Verfolgungsradarempfänger mit einem MTI-Filter, enthaltend zumindest eine Sende-Einheit, die Impulse mit einer gewissen Impulsfolgefrequenz f_{PRF} und mit gegenseitig unterschiedlicher Trägerfrequenz in fortlaufender Weise sendet, wobei jede Folge M gegenseitig unterschiedliche Trägerfrequenzen enthält und wobei jede Folge von Impulsen periodisch wiederholt wird mit einer gewissen Frequenzfolgefrequenz f_{FRF} in Abhängigkeit von dem Abstand R des Zieles, welches absichtlich durch das Radar verfolgt wird; einen Mischer (B) und einen Empfangsoszillator (LO), die vorgesehen sind zum Empfangen der von dem Ziel reflektierten Echoimpulse und zum kohärenten Nachweis zu jedem Zeitpunkt der empfangenen Frequenz der Echoimpulse, dadurch gekennzeichnet, dass wenigstens ein MTI-Filter (F) über einen Analog-Digital-Wandler (AD) an den Mischer (B) angeschlossen ist, dass das MTI-Filter aus einer Anzahl von in Reihe geschalteten Verzögerungsgliedern (DL1-DLN) besteht, von denen jedes eine Verzögerung $1/f_{PRF}$ aufweist und zu einer Anzahl (N) verfügbarer Trägerfrequenzen ($f_1, f_2, \dots, f_N$) korrespondiert und dass beim Senden der Eingang des Filters direkt an eine steuerbare Schaltungsvorrichtung (VX) angeschlossen ist zur Verbindung des Ausganges des Verzögerungsgliedes M (DLM) mit dem zweiten Ausgang des Differenziergerätes in Abhängigkeit von der ausgewählten Anzahl (M) der Frequenzen in einer Impulsfolge.

Technisches Gebiet

Die Erfindung bezieht sich auf einen Verfolgungsradarempfänger mit einem MTI-Filter gemäss dem Oberbegriff des Patentanspruches 1 zur Unterdrückung von Störflecken, wenn Echoimpulse von einem Ziel, das absichtlich durch das Radar verfolgt wird, empfangen werden.

Stand der Technik

In der schwedischen Patentanmeldung 7 903 653-9 werden ein Verfahren und eine Vorrichtung bei einem Verfolgungsradar beschrieben zum Aussenden vom Radarimpulsen, deren Trägerfrequenz von einem gesendeten Impuls zum nächstfolgenden variiert, wobei eine Anzahl M solcher Impulse eine Folge von Impulsen bildet mit einer Zeitdauer $1/f_{FRF}$, wobei f_{FRF} mit Bezug auf den Zielabstand R eine gewählte Grösse ist. Die Impulsfolgen werden eine nach der anderen gesendet, die Anzahl M der Trägerfrequenzen und die Ordnung derselben sind gleich von einer Folge zur nächstfolgenden, was vorsieht, dass der Zielabstand nicht einen gewissen Wert R_k , d.h. $R \leq R_k$, übersteigt. Wenn der Zielabstand R grösser wird als R_k , wird ein neuer (und kleinerer) Wert der Frequenz f_{FRF} ausgewählt, so dass man kontinuierlich eine eindeutige Anzeige des Zielabstandes erhält.

Es ist bereits bei einem Puls-Doppler-Radar bekannt, Störflecke, d.h. Störschos von beispielsweise Boden, Meer oder Niederschlag, durch das Vorsehen sogenannter MTI-Filter (Bewegungszielanzeige) zu unterdrücken, wie beispielsweise der US-Patentschrift 3 786 509 entnommen werden kann. Solch ein Filter besteht aus einem oder mehreren Verzögerungsgliedern, jedes mit einer Verzögerung $1/f_{PRF}$, wobei f_{PRF} die Impulsfolgefrequenz des Radars ist, die Signale der Verzögerungsglieder werden abgegriffen und addiert zur Bildung eines Ausgangssignals, welches das gefilterte Eingangssignal bildet. Solche Filter zeigen eine periodische Filtercharakteristik mit einem Durchlassbereich zwischen den sogenannten Blindgeschwindigkeiten, d.h. für die Geschwindigkeiten, für die man eine gewisse Unterdrückung erhält neben der gewünschten Unterdrückung der Störflecke. Die Blindgeschwindigkeiten koinzidieren dann mit den Geschwindig-

2

keiten, deren resultierende Vielfache der Dopplerfrequenz die Impulsfolgefrequenz f_{PRF} bilden.

Darstellung der Erfindung

Es ist ein Hauptanliegen eines Verfolgungsradars, in der Lage zu sein, das MTI-Filtern und die Frequenzänderung von Impuls zu Impuls zu kombinieren gemäss dem Verfahren, das in der oben erwähnten schwedischen Patentanmeldungsschrift beschrieben ist. In einem Empfänger gemäss der vorliegenden Erfindung kann die Kombination einer MTI-Funktion mit solch einer Frequenzänderung erreicht werden. Weiterhin kann die Filterantwort, d.h. die Filterverstärkung als eine Funktion der Dopplerfrequenz der empfangenen Zielechos, angepasst werden an die Geschwindigkeit des verfolgten Zieles, dadurch, dass die Filterantwort periodisch wird mit einer Periode, die korrespondiert zu der Frequenzfolgefrequenz f_{FRF} der gesendeten Folge von Radarimpulsen und nicht zu der Impulsfolgefrequenz f_{PRF} des Radars.

Gegenstand der vorliegenden Erfindung ist es daher, einen Verfolgungsradarempfänger mit einem MTI-Filter zu schaffen, in dem die Trägerfrequenz der gesendeten Radarimpulse sich von einem Impuls zum anderen ändert, aber in der die gleiche Trägerfrequenz von einer Impulsfolge zur anderen zurückkehrt; ein Filtern der ankommenden Störschos wird zur gleichen Zeit erreicht wie die Ansprechempfindlichkeit, wenn das Empfangen des Zielechos optimiert wird. Die Erfindung ist dann dadurch gekennzeichnet, wie es sich aus dem kennzeichnenden Teil des Anspruches 1 ergibt.

Kurzbeschreibung der Zeichnungen

Die Erfindung wird näher beschrieben mit Bezug auf die zugehörigen Zeichnungen, in denen

Figur 1 ein Blockdiagramm des Sender-Empfängerteiles eines Verfolgungsradars zeigt;

Figur 2 ein Blockdiagramm eines im Empfängerteil enthaltenen MTI-Filters gemäss Figur 1 zeigt;

Figur 3 eine Darstellung der Filtercharakteristik gemäss der Erfindung zeigt,

Figur 4 genau die Anordnung gewisser Blocks in dem Diagramm gemäss Figur 1 zeigt.

Weg zur Ausführung der Erfindung

Die Sender-Empfängereinheiten eines Verfolgungsradars, die das in der Einleitung erwähnte Verfahren benutzen, sind in Figur 1 dargestellt. An die Radarantenne A ist ein Duplexer SM angeschlossen zum abwechselnden Aussenden von Radarimpulsen der Sendereinheit S mit der Frequenz $m \cdot f_v + f_{MF}$, wobei $m \cdot f_v$ die Trägerfrequenz der Radarimpulse bezeichnet mit ($v = \text{const.}, m = 1, 2, \dots, M$) und f_{MF} ist eine ausgewählte Zwischenfrequenz. Eine Steuereinheit SE ist an die Sendereinheit S angeschlossen, um Informationen zu geben über die ausgewählte Anzahl von Trägerfrequenzen M in einer Folge von Impulsen $m \cdot f_v$. Die Empfängerseite weist einen an den Ausgang des Duplexers SM angeschlossenen Mischer BL auf, ein Phasendetektor FD ist an den Ausgang des Mixers angeschlossen, ein Analog-Digital-Wandler AD ist an den Ausgang des Phasendetektors FD angeschlossen, und ein MTI-Filter F gemäss der Erfindung ist an den Ausgang des Analog-Digital-Wandlers angeschlossen. Ausserdem gibt es eine an den Ausgang des Filters F angeschlossene Signalverarbeitungseinheit SB, die aus den ankommenden und gefilterten Zielechoimpulsen den Zielabstand R und die Zielgeschwindigkeit $v_m = dR/dt$ errechnet. Der Mischer BL ist an die Sendereinheit S angeschlossen, um Signale mit der Frequenz $k \cdot f_v$ zu empfangen, mit $k = 1, 2, \dots, M$, d.h. Signale mit der gleichen Trägerfrequenz wie die Sendesignale, aber in der Ordnung, die zu der Trägerfrequenz der empfangenen und von dem Duplexer gelieferten Echoimpulse korrespon-

diert. Index m und k unterscheiden sich dann um einen Faktor $m - k = k_0$, der zu einem gewissen Zielabstand R korrespondiert. Die Frequenzen $m \cdot f_v + f_{MF}$ werden von der Sendereinheit S mit einer Impulsfolgefrequenz f_{PRF} gesendet, die gleich ist der Radar PRF und während eines gewissen Impulsintervalles τ , während die Frequenzen $k \cdot f_v$ zu dem Mischer BL während eines Zeitintervalles zwischen zwei Sendeimpulsen gesendet wird, dem sogenannten Abhörintervall. Das empfangene Echosignal von dem Ausgang des Mixers besitzt die Frequenz $f_{MF} + f_d$, wobei f_d den Dopplerschift anzeigt. Der Phasendetektor liefert eine Phasenerfassung bzw. ein Referenzsignal f_{MF} , ein bipolares Videosignal, bestimmt durch den Dopplerschift f_d , wird über dem Ausgang des Phasendetektors empfangen. Nach der Analog-Digital-Umwandlung im Wandler AD wird ein Filtern in dem Filter F ausgeführt zur Eliminierung der Störflecke und in der Einheit SB wird eine Berechnung von Zielabstand und Geschwindigkeit durchgeführt, wobei die zu diesen Grössen korrespondierenden Signale an die Steuereinheit SE geliefert werden.

Das MTI-Filter, wie es im Empfänger gemäss der Erfindung verwendet wird, wird nun mit Bezug auf Figur 2 ausführlicher beschrieben. Das Filter weist eine Anzahl N von Verzögerungsgliedern $DL1, \dots, DLN$, beispielsweise Digitalschieberegister, die kaskadenförmig verbunden sind, auf. Jedes Schieberegister weist einen getakteten Eingang auf, der mit einem gemeinsamen Taktgeber CL , welcher Taktsignale in Form kurzer Impulse mit der Folgefrequenz f_{PRF} liefert, verbunden ist. Die Taktimpulse sind zusätzlich in bekannter Weise mit den Sendeimpulsen der Sendereinheit S synchronisiert. Ein Differenziergerät SK ist mit einem Eingang $(-)$ an den Eingang des ersten Registers $DL1$ und mit seinem zweiten Eingang $(+)$ an den Ausgang einer steuerbaren Schaltungsvorrichtung VX , einen sogenannten Datenaustausch, angeschlossen. Die Schaltungsvorrichtung VX weist N Eingänge auf, die mit den Ausgängen aller Register verbunden sind und hat die Aufgabe, den Ausgang eines bestimmten Registers DLM an den Eingang $(+)$ des Differenziergerätes SK in Abhängigkeit von der gewählten Anzahl der Trägerfrequenzen M anzuschliessen. Die Schaltungsvorrichtung wird daher von der Steuereinheit SE gesteuert, die ein Informationssignal liefert, welches den gewählten Wert von M anzeigt. Wenn beispielsweise 10 verschiedene Trägerfrequenzen $M = 10$ ausgewählt worden sind, sollte der Ausgang des zehnten Verzögerungsgliedes (Schieberegister Nr. 10) über die Schaltungsvorrichtung VX an den zweiten Eingang $(+)$ des Differenziergerätes angeschlossen sein. Das MTI-Filter gemäss Figur 2 besteht daher aus einem einfachen vorwärtsgeschalteten Digitalfilter mit einer Verzögerung in einer Signalrichtung, die gleich ist $1/f_{FRF}$.

Figur 3 zeigt ein Diagramm der Filterverstärkung als eine Funktion der Dopplerfrequenz f_d der ankommenden Ziel-echosignale. Da der Dopplerschift f_d von der Trägerfrequenz $m \cdot f_v$ der gesendeten Impulse abhängt und da die Frequenz $m \cdot f_v$ sich von einem Impuls zum andern ändert, beginnt man mit der Bestimmung einer geeigneten Frequenzfolgefrequenz f_{FRF} von einem Mittelwert $m_0 \cdot f_v$ der Trägerfrequenz für eine bestimmte gesendete Impulsfolge, d.h.

$$m_0 \cdot f_v = \frac{1}{M} (f_v + 2f_v + \dots + Mf_v), \text{ wobei } f_v, 2f_v, \dots, Mf_v \text{ Trägerfrequenzen der wirklich gesendeten Impulsfolgen sind.}$$

Das MTI-Filter gemäss Figur 2 weist ein Verstärkungsmaximum auf bei den Geschwindigkeiten

$$v_n = \frac{c \cdot f_{FRF}}{2m_0 \cdot f_v} (n + 1/2), n = 0, 1, 2, \dots \text{ wobei } m_0 \cdot f_v \text{ die}$$

ausgewählte mittlere Frequenz (bekannt) ist. Die Frequenz f_{FRF} sollte daher ausgewählt werden gemäss $f_{FRF} =$

$$2m_0 \cdot f_v \cdot v_m / c \cdot \left(\frac{1}{n + 1/2} \right) \text{ bei einer gewissen radialen Ziel-}$$

geschwindigkeit v_m und einer mittleren Trägerfrequenz $m_0 \cdot f_v$. Um die grösstmögliche Sperrbandbreite zu erreichen, muss der höchstmögliche Wert von f_{FRF} ausgewählt werden. In der Darstellung gemäss Figur 3 zeigt die voll ausgezogene Linie die Charakteristik des MTI-Filters für einen gewissen bestimmten Wert der Zielgeschwindigkeit v_m und der Frequenzfolgefrequenz f_{FRF} . Die Filtercharakteristik kann in bekannter Weise verändert werden durch die kaskadenförmige Verbindung einiger Filter, von denen jedes eine Anordnung aufweist, wie in Figur 2 dargestellt, wobei man einen steileren Übergang zwischen dem Durchlass- und Sperrbereich erhalten kann.

Die Signalverarbeitung im Empfängerteil und im MTI-Filter setzt den kohärenten Nachweis der ankommenden Echosignale voraus, d.h. Phasengleichheit zwischen den Trägerfrequenzsignalen der Sendeimpulse und den im Empfängerteil erzeugten Signalen. Dies kann ausgeführt werden, wie es sich zeigt im Blockdiagramm gemäss Figur 4, die den Senderteil S genauer darstellt. Ein Kristall CR erzeugt ein gewisses ausgewähltes hochfrequentes Signal mit der Frequenz f_v , z.B. 100 MHz. Der Kristall CR ist an einen steuerbaren kohärenten Frequenzvervielfacher FM angeschlossen, beispielsweise an einen VCO (spannungsgesteuerter Oszillator) zur Erzeugung der M gepulsten Signale mit den Trägerfrequenzen $m \cdot f_v$ ($m = 1, 2, \dots, M$) zu einem Mischer $B2$ und die M Signale mit den Trägerfrequenzen $k \cdot f_v$, die während jedes Abhörintervalles zu dem Mischer $B1$ gesendet werden. Der Frequenzvervielfacher wird so von der Steuereinheit SE gesteuert, dass die Frequenz des von dem Kristall CR erhaltenen Signales multipliziert wird mit ausgewählten Faktoren $1, 2, \dots, M$. Der Vervielfacher weist ausserdem eine Phasenregelschleife auf, die die Steuerung der Phasenbeziehung eines Signals mit der Frequenz $m \cdot f_v$ so ausführt, dass die Lage die gleiche sein wird, immer dann, wenn der Vervielfacher an diese Frequenz gekoppelt ist.

Gemäss Figur 1 errechnet die Signalverarbeitungseinheit den Zielabstand R und die Zielgeschwindigkeit v_m beispielsweise durch Bildung der Differenz zweier aufeinanderfolgender Zielabstandswerte. Die korrespondierenden Signale werden zu der Steuereinheit SE geliefert, welche einen Wert der Frequenzfolgefrequenz f_{FRF} errechnet gemäss der Relation $f_{FRF} = 2f_v / c \cdot v_m / (n + 1/2)$ und für ein gewisses n (z.B. $n = 1$). Der errechnete Wert für f_{FRF} sollte gleichzeitig die in der Einleitung erwähnten Beziehungen (1), (2) und (3) der schwedischen Patentanmeldungsschrift 7 903 653-9 erfüllen. Falls diese Bedingungen dann nicht erfüllt werden können, so wird der nächstniedrigere Wert von f_{FRF} ausgewählt (d.h. für $n = 2, 3$ usw. gemäss dem Beispiel), bis die Bedingungen erfüllt sind. Als ein Ergebnis erhält man einen gewissen Wert für die Anzahl M der Trägerfrequenzen $m \cdot f_v$, $k \cdot f_v$ und die Steuereinheit liefert Signale mit M Spannungspegeln gleichzeitig mit der gewählten Impulsfolgefrequenz f_{PRF} . Die M Spannungspegel werden durch den steuerbaren kohärenten Frequenzvervielfacher FM empfangen, und eine grobe Abstimmung zu den gewählten Frequenzen M wird ausgeführt. Danach wird eine Feineinstellung der Frequenz der vervielfältigten Signale durchgeführt zur Erlangung der Phasengleichheit von einem vervielfältigten Signal zu dem nächstfolgenden usw., wie oben beschrieben.

Fig. 3

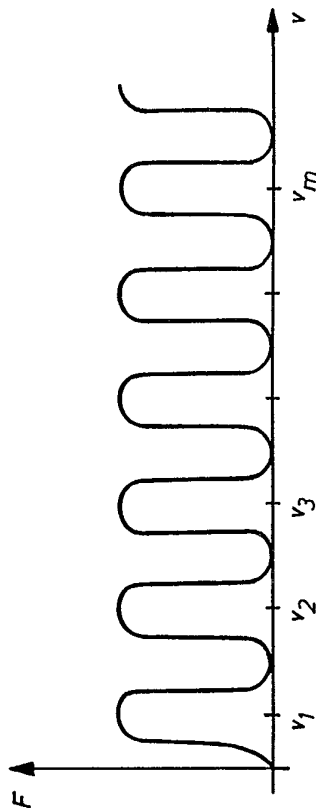


Fig. 1

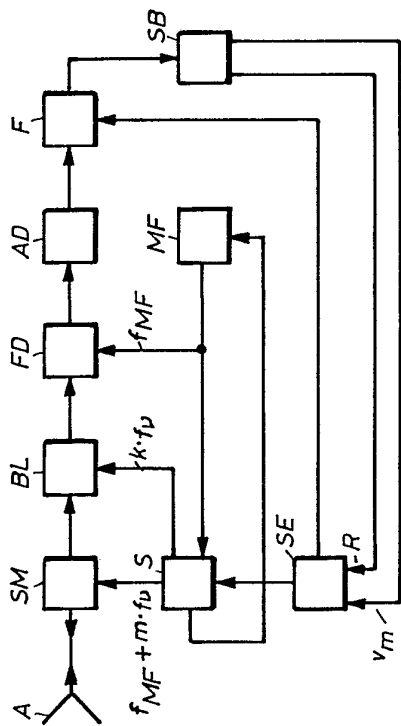


Fig. 2

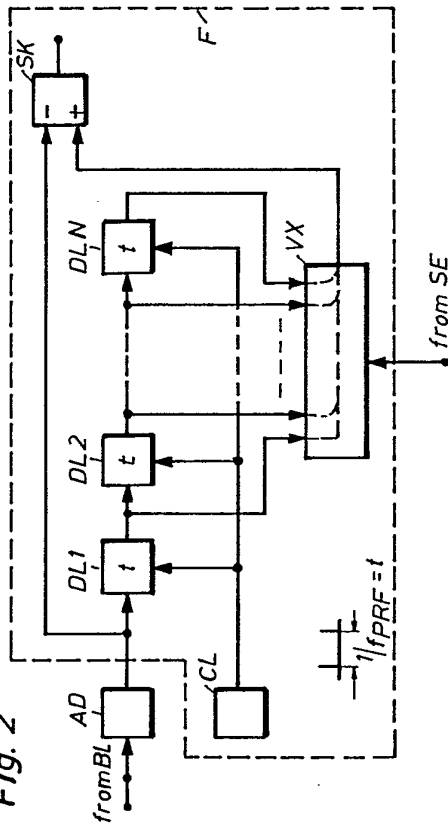


Fig. 4

