



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 601 17 065 T2 2006.08.17**

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 241 487 B1**

(51) Int Cl.⁸: **G01S 13/90 (2006.01)**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **601 17 065.2**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **01 106 289.0**

(96) Europäischer Anmeldetag: **15.03.2001**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **18.09.2002**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **08.02.2006**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **17.08.2006**

(73) Patentinhaber:

EADS Astrium GmbH, 81667 München, DE

(72) Erfinder:

**Süss, Martin, 88682 Salem, DE; Wiesbeck, Prof.
Dr., Werner, 75210 Keltern-Ellmendingen, DE**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT,
LI, LU, MC, NL, PT, SE, TR**

(54) Bezeichnung: **Seitensichtradarssystem mit synthetischer Apertur**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft ein Seitensicht-SAR-System (Radar mit synthetischer Apertur) aus US 5,059,966 ist ein Radarsystem mit synthetischer Apertur bekannt, bei dem mittels digitaler Strahlformungseinheiten mehrere Strahlen zum Empfangen von Echosignalen gebildet werden. Die Spektren der empfangenen Signale werden in einer Seitenwinkel-Kompressionseinheit synthetisiert, um die Querbereichsauflösung zu verbessern.

[0002] Aus US 4,253,098 ist ein Radarsystem mit synthetischer Apertur bekannt, bei dem der Empfangsstrahl in bezug auf seine Gerichtetheit so gesteuert wird, daß er sich über eine erforderliche Schneise gemäß der Richtung der Reflexion eines Abfrageradarimpulses über diese Schneise bewegt. Zu diesem Zweck wird ein Empfangsarray von linear-Feeds vorgesehen, das mit variablen Phasenschiebern verbunden ist.

1. Begrenzungen eines herkömmlichen SAR-Systems

[0003] Bei herkömmlichen SAR-Systemen sind die Abdeckung quer zur Spurrichtung und die geometrische Auflösung entlang der Spurrichtung sich widersprechende Systemparameter.

[0004] In einem herkömmlichen monostatischen SAR-System wird zum Senden und Empfangen dieselbe reale Apertur der Länge L und Höhe H benutzt. Um die Radarechos des gewünschten Zielbereichs unzweideutig abzutasten, wird in (1) gezeigt, daß eine minimale Antennenapertur A erforderlich ist.

$$\text{Gl. 1} \quad A = L \cdot H > \frac{4 \cdot v_s \cdot \lambda \cdot R_s \cdot \tan(\varphi)}{c}$$

[0005] In Gl. 1 ist v_s die Geschwindigkeit der SAR-Plattform, λ die Wellenlänge bei Mittenfrequenz, R_s der Neigungswinkel zum Ziel, φ der Einfallswinkel und c die Lichtgeschwindigkeit. Obwohl Gl. 1 auf einer Anzahl von Approximationen basiert, zeigt sie deutlich die prinzipiellen Begrenzungen eines herkömmlichen SAR-Systems. Die beiden Systemparameter der obersten Ebene Streifenbreite w_{sw} und Seitenwinkelauflösung δ_{az} widersprechen sich und können nicht gleichzeitig verbessert werden: um eine größere Streifenbreite zu beleuchten, muß die Antennenhöhe H verringert werden. Eine bessere Seitenwinkelauflösung im Stripmap-Modus erfordert eine kürzere Länge L der Antenne ($\delta_{az} = L/2$).

[0006] Im Fall eines luftgestützten SAR ist diese Einschränkung nicht so wichtig, weil die Plattformgeschwindigkeit v_s und der Neigungsbereich R_s um Größenordnungen kleiner als im raumgestützten Fall sind. Die minimale Antennengröße ist ein sehr wichtiger Gesichtspunkt im raumgestützten Fall. Herkömmliche SAR-Systeme verwenden spezielle Betriebsarten zur Überwindung dieser Beschränkungen. Diese heißen Spotlights- und ScanSAR-Modus (2).

[0007] Der Spotlight-Modus erlaubt eine Verbesserung der Seitenwinkelauflösung durch Richten des Antennenstrahls auf den Fleck für eine längere Apertur. Der Nachteil besteht darin, daß dadurch nur einzelne hochauflösende Flecken abgebildet werden können, aber keine kontinuierliche Abdeckung möglich ist.

[0008] Der ScanSAR-Modus verwendet einen hochagilen Antennenstrahl zum schnellen Umschalten zwischen einer Anzahl von N Substreifen. Dies führt zu verbesserter Streifenbreite, aber zu Lasten einer um einen Faktor von $N + 1$ verringerten Seitenwinkelauflösung.

[0009] DE 34 30 749 A1 beschreibt ein Verfahren zur Streifenverbreiterung und Datenreduktion in einem SAR-System. Das Verfahren nutzt den Umstand aus, daß die Doppler-Historie für Ziele aus verschiedenen Distanzbereichen geringe Unterschiede aufweist. Die Echos von Zielen aus verschiedenen Distanzbereichen werden in einem einzigen Empfangskanal empfangen und als nur ein Echo zum Boden gesendet. Dort können die Echos verschiedener Distanzbereiche aufgrund ihrer individuellen Doppler-Historien getrennt werden.

[0010] Das in (3) beschriebene System besitzt einen Spezialmodus für verbesserte Auflösung entlang der Spur. Während des Empfangs wird die Apertur bezüglich Seitenwinkel in zwei Subaperturen aufgeteilt und das Signal jeder Subapertur wird separat aufgezeichnet und zur SAR-Verarbeitung zum Boden gesendet. Dieselbe Unterteilung des Seitenwinkels kann zur Detektion beweglicher Ziele verwendet werden.

[0011] Das Prinzip der Detektion beweglicher Ziele wird ausführlich in (4) beschrieben. Es erfordert mehrere

Empfangskanäle und mehrere Empfangsantennen oder Subaperturen, die entlang der Spurrichtung getrennt sind. Spezielle Signalverarbeitungsalgorithmen ermöglichen dann die Detektion beweglicher Ziele in dem SAR-Bild.

[0012] Eine weitere Technik, die zwei Empfangsaperturen und Empfangskanäle verwendet, ist die SAR-Interferometrie (5). Dabei müssen die beiden Empfangsaperturen in Höhen- oder Querspurrichtung getrennt werden. Die für Interferometrie erforderliche Trennung liegt in der Größenordnung von mehreren zehn oder hundert Metern. Wieder müssen hierbei die beiden Signale separat aufgezeichnet werden und werden erst nach SAR-Bildverarbeitung kombiniert.

[0013] Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist die Überwindung der beschriebenen Beschränkungen eines herkömmlichen SAR-Systems. Das neue SAR-System kombiniert eine hohe Seitenwinkelauflösung mit verbesserter Streifenbreite und einer kontinuierlichen verlustlosen Abdeckung im Stripmap-Modus.

[0014] Die Erfindung wird durch die angefügten Ansprüche definiert.

[0015] Die Erfindung wird ausführlicher mit Bezug auf die beigefügten Zeichnungen beschrieben. Es zeigen:

[0016] [Fig. 1](#) das Prinzip des Kombinierens mehrerer Aperturen beim Empfangen,

[0017] [Fig. 2](#) mehrere Empfangsaperturen in der Höhe,

[0018] [Fig. 3](#) den effektiven Phasenmittenort bei Verwendung mehrerer Empfangsaperturen im Seitenwinkel,

[0019] [Fig. 4](#) mehrere Empfangsaperturen in Seitenwinkel und Höhe,

[0020] [Fig. 5](#) ein Blockschaltbild des Kombinierens von Signalen aus verschiedenen Empfangsaperturen in der Höhe,

[0021] [Fig. 6](#) die Definition von Winkeln und Radien bei einer Runderdgeomtrie,

[0022] [Fig. 7](#) ein Diagramm des Array-Scan-Winkels als Funktion der Echozeit,

[0023] [Fig. 8](#) eine mögliche Ausführungsform einer Empfangsapertur,

[0024] [Fig. 9](#) eine mögliche Ausführungsform einer Sendeapertur mit Übertragungen über gestapeltes Horn-Array.

2. Instrumentarchitektur

[0025] Die SAR-Instrumentarchitektur gemäß der Erfindung kombiniert eine separate Sendeapertur mit mehreren Empfangsaperturen in der Höhe sowie im Seitenwinkel. Im folgenden wird zuerst das Prinzip mehrerer Subaperturen in der Höhe erläutert, und dann das Prinzip mehrerer Subaperturen im Seitenwinkel. Dann werden beiden Prinzipien kombiniert.

[0026] Die SAR-Instrumentarchitektur der vorliegenden Erfindung besitzt zwei getrennte Aperturen zum Senden und Empfangen. Die beiden Aperturen des bistatischen Radars können entweder auf demselben Satellit angebracht sein, oder auf zwei verschiedenen Satelliten, die in einer Konstellation fliegen. Dies gestattet die Optimierung des elektrischen Entwurfs jeder Antenne und der HF-Elektronik zum Senden und zum Empfangen. Die Gesamtaperturgröße kann außerdem zwischen Senden und Empfangen ausgehandelt und variiert werden.

[0027] Die Größe der Sendeapertur bestimmt den mit einem Radarimpuls beleuchteten Zielbereich. Die Sendeaperturgröße in der Höhe ist zu der Endbildstreifenbreite umgekehrt proportional. Um eine größere abgebildete Streifenbreite zu produzieren, muß die Größe der Sendeapertur in der Höhe h_x kleiner als bei einem herkömmlichen SAR-System sein. Die Seitenwinkeldimension ist zu der maximal erreichbaren Seitenwinkelauflösung proportional.

[0028] Um den kleineren Sendegewinn zu kompensieren, ist die Gesamtaperturgröße in der Höhe größer als bei einem herkömmlichen System. Sie wird in eine Anzahl von Subaperturen aufgeteilt. Jede Sub-

apertur muß den von der Sendeapertur beleuchteten Bereich abdecken und deshalb muß ihre Höhengröße h_{tx} kleiner oder gleich der Höhengröße der Sendeapertur sein. Die zweite Anforderung, die die Höhengröße der Subapertur begrenzt, besteht darin, daß beim Kombinieren der Signale der Subaperturen die erzeugten Quantisierungskeulen des resultierenden Antennenmusters unter einem bestimmten Niveau liegen müssen. Die Seitenwinkelgröße jeder Empfangssubapertur ist dieselbe wie bei der Sendeapertur. Um dieselben radiometrischen Bedingungen wie in einem herkömmlichen System zu erhalten, sollte das Produkt der Sende- und der Gesamt Empfangsaperturgröße mit der quadrierten herkömmlichen Aperturgröße übereinstimmen, wenn alle anderen Instrumentparameter gleich bleiben (es wird erwartet, daß aufgrund eines optimierten Entwurfs des getrennten Sende- und des Empfangsweges geringere Verluste sowie eine kleinere Rauschzahl erreicht werden können. Dadurch wird sich zusätzlich der Wirkungsgrad des SAR-Instruments verbessern und der niedrigere Gewinn teilweise kompensiert).

[0029] Das Signal von jeder Subapertur wird in einem separaten Kanal empfangen. Jeder Kanal liefert ein separates Eingangssignal für die nachfolgende digitale Signalverarbeitung.

2.1. Mehrere Empfangs-Subaperturen in der Höhe

[0030] Der breite Abbildungsstreifen und die hohe Auflösung in der Seitenwinkelrichtung erfordern die Verwendung einer im Vergleich zu einem herkömmlichen SAR-Systementwurf kleinen Sendeapertur, wie im letzten Abschnitt erläutert wurde.

[0031] Diese Reduktion der Sendeaperturgröße verursacht eine verringerte Empfangssignalleistung (bestimmt durch die Radargleichung) im Vergleich zu einem herkömmlichen SAR-System, und somit wird die radiometrische Auflösung des Bildes vermindert. Um die radiometrische Leistungsfähigkeit zu verbessern, können die Sendeleistung und/oder die effektive Empfangsaperturgröße vergrößert werden. Bei dem vorgestellten Konzept wird das zweite realisiert durch Aufbau einer größeren Empfangsapertur in der Höhe aus mehreren Empfangs-Subaperturen.

[0032] Das unabhängig von jeder Subapertur empfangene Echo wird bei der Vorverarbeitung durch eine zeit- und frequenzabhängige Phasenfunktion phasenverschoben und dann mit den Signalen aus den anderen Empfangsaperturen kohärent kombiniert. Wenn diese Vorverarbeitung an Bord des Satelliten realisiert wird, ist die resultierende Empfangsdatenrate dieselbe wie bei einem Radar mit einem Empfangskanal.

[0033] Effektiv kann die Verarbeitung der Signale der mehreren Empfangsaperturen als ein Mehrfachstrahlformungsprozeß betrachtet werden, wobei die resultierenden Strahlen zwischen -3-dB-Punkten in der Sendeapertur gesteuert werden (siehe [Fig. 1](#)).

[0034] Das Steuern der Strahlen während der Verarbeitung kann außerdem Quantisierungskeulen in dem resultierenden Antennenempfangsmuster erzeugen. Dies muß bei der Auswahl der Größe in der Höhe der Empfangs-Subaperturen h_{rs} berücksichtigt werden. Im allgemeinen können die Anforderungen in Bezug auf den Empfangsquantisierungs-Keulenpegel weniger streng als im Fall einer aktiven phasengesteuerten Gruppenantenne sein, weil die Quantisierungskeulen nur in dem Empfangsmuster erscheinen und das unabhängige Sendemuster einen großen Teil der Alias-Signalunterdrückung bereitstellen kann. Um die Dinge für die Erläuterung der Prinzipien einfach zu halten, werden im folgenden nur ungewichtete Antennenaperturen untersucht. Die Einführung einer Antennenverjüngung gibt zusätzliche Freiheit für Optimierung.

[0035] Die Parameter zur Beschreibung der mehreren Empfangsaperturen in der Höhenkonfiguration von [Fig. 2](#) sind in Tabelle 1 aufgelistet.

[0036] Wie bereits beschrieben wurde, wird die Höhendimension der Empfangs-Subapertur h_{rs} in bezug auf die Höhendimension der Sendeapertur h_{tx} durch das höchste spezifizierte Gitter-Keulenniveau eingeschränkt.

[0037] Aus der Radargleichung ist bekannt, daß das Signal/Rausch-Verhältnis für einen der beobachteten Zielpunkte proportional zu dem Produkt von Sende- und Empfangsgewinn ist, der seinerseits proportional zu dem Produkt von Sende- und Empfangsaperturfläche ist. Um die Mehrfach-Empfangsaperturkonfiguration mit dem Standardkonzept der monostatischen Einzelsende-/Empfangsapertur zu vergleichen, kann die effektive Antennenapertur berechnet werden.

$$\text{SNR} \sim G^2 \sim A^2 = A_{tx} \cdot A_{rx} = |h_{tx}| \cdot |h_{rx}| = |h_{tx}|^2 \cdot \alpha \cdot N \Rightarrow$$

Gl. 2

Gl. 3

$$l \cdot h_a = \frac{A}{\sqrt{a \cdot N}}$$

[0038] Die Gesamtantennenapertur (senden + empfangen) A_{bi} einer bistatischen Konfiguration, die notwendig ist, um dasselbe SNR für ein Punktziel aufrechtzuerhalten, wenn die anderen Instrumentparameter unverändert sind, wird folgendermaßen berechnet. Der Parameter $A = l \cdot h$ ist die entsprechende Antennenoberfläche in einer monostatischen Konfiguration, die dasselbe SNR (aber eine kleinere Streifenbreite) gibt.

$$\begin{aligned} A_{bi} &= l \cdot h_{tx} + l \cdot h_{rx} = l \cdot h_{tx} + l \cdot h_{rx} \cdot N \\ &= l \cdot h_{tx} + l \cdot h_{tx} \cdot \alpha \cdot N \\ &= l \cdot h_{tx} \cdot (1 + \alpha \cdot N) \end{aligned}$$

Gl. 4

wobei: $N > 1$; $N \in \mathbb{N}$

[0039] Durch Einsetzen von Gl. 2 erhält man folgendes.

$$A_{bi} = \frac{A}{\sqrt{a \cdot N}} \cdot (1 + a \cdot N) = A \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{a \cdot N}} + \sqrt{a \cdot N} \right)$$

Gl. 5

$$\begin{aligned} A_{tx} &= A \cdot \frac{1}{\sqrt{a \cdot N}} \\ A_{rx} &= A \cdot \sqrt{a \cdot N} \end{aligned}$$

[0040] In diesem vereinfachten Modell kann angenommen werden, daß die abgebildete Streifenbreite in der Bodenbereichsrichtung zu der Antennenstrahlbreite in der Höhe proportional ist. Das heißt, daß die Streifenbreite, die abgebildet werden kann, umgekehrt proportional zu der Sendeaperturdimension in der Höhe h_{tx} ist.

[0041] Aus Gl. 5 ist zu sehen, wie die Sendeaperturhöhe h_{tx} , die Empfangsaperturhöhe h_{rx} und daraus auch die abgebildete Streifenbreite als Funktion von N zusammenhängen, wenn die monostatische Antennenhöhe h und die entsprechende Streifenbreite als Referenz genommen werden.

Gl. 6

$$\begin{aligned} h_{tx} &= h \cdot \frac{1}{\sqrt{a \cdot N}} \\ h_{rx} &= h \cdot \sqrt{a \cdot N} \\ \frac{1}{h_{tx}} &= \frac{1}{h} \cdot \sqrt{a \cdot N} \end{aligned}$$

[0042] Die abzubildende Streifenbreite wird um einen Faktor

$$\frac{h}{h_{tx}} = \sqrt{a \cdot N}$$

erhöht, wenn die Sendeaperturdimension in der Höhe h_{tx} vermindert wird, die proportional zu der Zunahme der Empfangsaperturhöhe h_{rx} ist. Dies führt zu der Schlußfolgerung, daß anders als bei den monostatischen SAR-Systemen bei dem vorgeschlagenen bistatischen SAR-Systemkonzept die abgebildete Streifenbreite proportional zu der Empfangsaperturhöhe h_{rx} vergrößert wird, ohne die radiometrische und geometrische Auflösung zu verringern.

2.2. Begrenzungen der Streifenbreite aufgrund von Entfernungsambiguitäten

[0043] Ein Faktor, der die maximal erzielbare Streifenbreite in Entfernung begrenzt, sind die Entfernungsambiguitäten. Ambiguitäten der Entfernung entstehen, wenn die Antenne gleichzeitig Echos empfängt, die von nachfolgenden Impulsen erzeugt werden, und die deshalb nicht unterschieden werden können. Dies kann im raumgestützten Fall auftreten, wobei immer eine Anzahl nachfolgender Impulse gleichzeitig in der „Luft“ ist. Die Distanz zwischen diesen Impulsen kann vergrößert werden, indem man die Impulswiederholungsfrequenz (PRF) verringert. Es besteht jedoch eine Untergrenze für die PRF, weil das Seitenwinkelspektrum korrekt abgetastet werden muß. Eine gute Faustregel ist, daß der nächste Impuls spätestens dann gesendet wird, wenn sich der Satellit um $\frac{1}{2}$ der Antennenseitenwinkellänge l vorwärts bewegt hat. Damit wird die minimale PRF in Gl. 7 definiert.

Gl. 7

$$PRF_{\min} = \frac{2 \nu_s}{l}$$

[0044] Der ungünstigste Fall, das heißt, die minimal erreichbare Streifenbreite w_{sw} für eine bestimmte PRF, kann bei dem maximalen Einfallswinkel φ_i gefunden werden, wie in Gl. 8 zu sehen ist. Der Einfallswinkel φ_i ist als der Winkel zwischen dem lokalen normalen Vektor auf der Erdoberfläche und der Richtung, aus der die Welle sich nähert, definiert. Ferner wird angenommen, daß nur maximal 80% der Zeitintervalle zwischen den Impulsen zum Empfangen der Echos verwendet werden kann. Die übrige Zeit ist für den Sendepuls und eine gewisse Schutzzeit reserviert. Die Lichtgeschwindigkeit wird als c_0 bezeichnet.

Gl. 8

$$\begin{aligned} w_{sw} &= 0,8 \frac{c_0}{2 \cdot PRF \cdot \sin \varphi_i} \\ &= 0,8 \frac{l \cdot c_0}{4 \cdot \nu_s \cdot \sin \varphi_i} \end{aligned}$$

[0045] Gl. 8 ist eine Approximation, da sie über die gesamte Streifenbreite hinweg einen konstanten Einfallswinkel annimmt.

2.3. Mehrere Empfangs-Subaperturen im Seitenwinkel

[0046] Dieser Konflikt zwischen hoher Seitenwinkelauflösung und großer Streifenbreite kann mit einer Konfiguration gelöst werden, bei der mehrere (z.B. M) Empfangsaperturen in der Seitenwinkelrichtung geplant werden. Diese Anordnung ermöglicht ein korrektes Abtasten des Seitenwinkelspektrums mit einer PRF, die auf die Gesamtantennen-Seitenwinkeldimension paßt, die um einen Faktor M kleiner als die für die Subaperturgröße l notwendige PRF ist. Dies ist möglich, weil bei jedem Impuls das Echo an M verschiedenen Positionen abgetastet wird. Da sich die effektive Phasenmitte in der Mitte zwischen der Sende- und Empfangsapertur befindet, ist der maximale Seitenwinkelabtabstand von 1/2 erfüllt. Dieser Systembetrieb mit verschobener Phasenmitte (2) ist in [Fig. 3](#) dargestellt.

- Um die radiometrischen Anforderungen zu erfüllen, muß jede Empfangsapertur die im Abschnitt 2.1 abgeleitete Aperturgröße aufweisen.
- Das in jeder Subapertur empfangene Echo muß separat gespeichert werden.

[0047] Das Konzept mehrerer Empfangs-Subaperturen in der Höhe und mehrerer Subaperturen im Seitenwinkel kann kombiniert werden. [Fig. 4](#) zeigt eine solche Konfiguration.

[0048] Die Konfiguration mit mehreren Empfangsaperturen in der Höhe und im Seitenwinkel kann mit der in Tabelle 2 gezeigten Menge von fünf Parametern gekennzeichnet werden.

[0049] Die Empfangsapertur hat die Dimension $L = M \cdot l$ im Seitenwinkel und $h_{rx} = N \cdot h_{rs}$ in der Höhe.

2.4 Auswahl der interessierenden Region

[0050] Das Steuern zu der interessierenden Region kann durch ein Rollen des Satelliten realisiert werden. Es wird angenommen, daß die Streifenbreite im Stripmap-Modus, die größer als bei einem herkömmlichen SAR-System ist, ausreicht und somit kein zusätzlicher ScanSAR-Modus für Anwendungen mit breitem Streifen notwendig ist. Wegen des mechanischen Zeigens braucht die Auswahl eines neuen Streifens an einer anderen Entfernungsposition mehr Zeit als bei einem SAR-System, das mit einer aktiven phasengesteuerten Gruppenantenne ausgestattet ist.

3. On-Board-Signalverarbeitung

[0051] Das vorgestellte Konzept erfordert mehrere Empfangs-Subaperturen, die jeweils ein Empfangssignal bereitstellen. Dadurch würde sich die Menge an Daten, die an Bord gespeichert und dann zum Boden gesendet werden muß, um $(N \cdot M)$ mal die Anzahl der Empfangs-Subaperturen erhöhen. Dies ist besonders für ein hochauflösendes Radarsystem mit breitem Streifen kritisch, das in jedem Fall die Handhabung eines großen Datenvolumens erfordert. Bei der Verarbeitung der SAR-Daten zu einem Bild müssen die verschiedenen Empfangssignale kombiniert werden. Es wird vorgeschlagen, daß mindestens dieser Teil der Verarbeitung an Bord geschieht, um das Datenvolumen zu reduzieren.

[0052] Das Konzept sieht mehrere Empfangs-Subaperturen in der Höhe sowie im Seitenwinkel vor. Die mehreren Empfangs-Subaperturen im Seitenwinkel dienen zur Reduktion der erforderlichen PRF. Aus diesem Grund vergrößert diese Vielfachheit von Empfangsaperturen im Seitenwinkel die effektive Datenrate nicht, und es ist keine Datenreduktion möglich.

[0053] Dies ist von den mehreren Empfangs-Subaperturen in der Höhe, die sich in einer Spalte befinden, verschieden. Es ist möglich, die Signale von verschiedenen Empfangs-Subaperturen in einer Spalte zu einem Signal zu kombinieren, das alle notwendigen Informationen enthält. Im Prinzip geschieht es durch eine zeitveränderliche Phasenverschiebung jedes Signals, gefolgt durch Summierung der Echosignale. Diese Phasenverschiebung kann digital realisiert werden, z.B. durch eine zeitveränderliche Phasenmultiplikation. Die zeitveränderliche Phasenverschiebung wird so ausgeführt, daß das Radarechosignal in dem summierten Signal maximiert wird, während das Radarsignal über die Erdoberfläche läuft.

[0054] Nach dieser Summierung der N Signale aus den N Subaperturen in der Spalte müssen nur die M Signale aus den M Spalten an Bord gespeichert und dann zum Boden gesendet werden. Dies entspricht einer Datenreduktion um einen Faktor N.

[0055] Für Radarsysteme, die anstelle eines kurzen Impulses ein gec chirptes Signal verwenden, variiert die korrekte zeitveränderliche Phasenverschiebung mit der Frequenz aufgrund der größeren Dauer des Sendeimpulses und der linearen Zeitverbindung zwischen Zeit und Frequenz bei einem Linear-Chirp. Das heißt, daß zusätzlich zu der zeitveränderlichen Phasenverschiebung eine zeitinvariante, aber frequenzabhängige Phasenverschiebung erforderlich ist. Wieder ist das Ziel dieser adaptiven zeit-frequenzveränderlichen Verarbeitung die Maximierung der Radarechosignalleistung in dem resultierenden Signal. Die frequenzveränderliche Phasenverschiebung kann zum Beispiel mit einem speziell entworfenen Allpaßfilter oder durch Phasenmultiplikation nach Transformation in den Frequenzbereich realisiert werden.

[0056] Das Blockschaltbild in [Fig. 5](#) zeigt die Signalverarbeitungsoperationen und die Signalkombination aus den verschiedenen Empfangs-Subaperturen in der Höhe. Die Verarbeitung der Signale wird am besten digital nach einer Analog/Digital-Umsetzung des Signals aus jeder Subapertur implementiert, so daß kein Strahlformungsnetzwerk in der Höhe erforderlich ist.

[0057] Die beschriebene Signalverarbeitung könnte mit einem Algorithmus implementiert werden, der die folgenden Schritte enthält:

1. Implementierung einer zeitveränderlichen Phasenverschiebung durch Multiplikation eines angepaßten zeitveränderlichen Phasenwerts zu dem Signal jeder Subapertur gemäß der zeitveränderlichen Echorichtung und der Position der Subapertur in der Empfangsapertur.
2. Korrektur dieser zeitveränderlichen Phasenverschiebung für die verschiedenen Zeiten in dem Sendeimpuls durch Einführung einer angepaßten frequenzabhängigen Phasenverschiebung in jedes Echosignal. Diese frequenzveränderliche Phasenverschiebung wird an die Radargeometrie und die Position in der Empfangs-Subapertur angepaßt. Eine Art der Realisierung ist ein entsprechender Entwurf der Übertragungsfunktion eines Allpaßfilters.
3. Kohärente Summierung der Signale aus den Subaperturen in einer Spalte zu einem einzigen Signal mit maximiertem Verarbeitungsgewinn für das relevante Echosignal.
4. Wahlweise kann das resultierende Signal mit einem BAQ-artigen Algorithmus komprimiert werden (das BAQ-Verfahren der blockadaptiven Quantisierung (2)).
5. Mit diesem Signal muß eine herkömmliche SAR-Bildverarbeitung ausgeführt werden, um SAR-Bilder aus den Rohdaten zu bilden.

3.1 Ableitung der zeitveränderlichen Phasenverschiebung

[0058] Es wird eine lokale runde Erde mit einem lokalen Erdradius R_E siehe [Fig. 6](#), angenommen. Die anderen Parameter sind der Orbitradius R_{Orbit} , der Einfallswinkel in Schußrichtung der Antenne ϕ_i , die -3-dB-Breite der Sendeantenne θ_{3dB} , die Wellenlänge bei Mittenfrequenz λ und die Distanz der Phasenmitten der Subaperturen in der Höhe entsprechen ihrer Höhe h .

[0059] Als erstes wird die Situation für ein Kurzimpuls-SAR-System untersucht. Das Empfangssignal-Timing ist durch die Streifenmitteechozeit t_{echo} und die Datenfensterlänge l_{data} gekennzeichnet.

[0060] Der Off-Nadir-Winkel β für einen gegebenen Einfallswinkel ϕ_i wird durch die folgende Gleichung gegeben.

Gl. 9

$$\beta = \arcsin\left(\frac{R_E \sin \varphi_l}{R_{Orbit}}\right)$$

[0061] Die Schußrichtung der Antenne zeigt in die Richtung des Off-Nadir-Winkels β . Die Grenzen des abgebildeten Streifens im Hinblick auf den Off-Nadir-Winkel werden durch die 3-dB-Breite θ_{3dB} der Sendeantenne definiert. Der Off-Nadir-Winkel für der Nahbereichs-Streifenrand beträgt $\beta_n = \beta - \theta_{3dB}/2$ und $\beta_f = \beta + \theta_{3dB}/2$ für den Fernbereichs-Streifenrand.

Gl. 10

$$R_s = R_{Orbit} \cdot \cos(\beta) - \sqrt{R_{Orbit}^2 \cdot (\cos^2(\beta) - 1) + R_E^2}$$

[0062] Der Neigungsbereich R_s kann durch Dividieren mit der Hälfte der Lichtgeschwindigkeit in eine Echozeit umgewandelt werden, $t = 2R_s/c_0$. Wenn man dies kombiniert, werden die Nahbereichszeit t_n und die Fernbereichszeit t_f durch die folgenden Gleichungen definiert.

Gl. 11

$$t_n = 2 \cdot \frac{R_{Orbit} \cdot \cos\left(\beta - \frac{\theta_{3dB}}{2}\right) - \sqrt{R_{Orbit}^2 \cdot \left(\cos^2\left(\beta - \frac{\theta_{3dB}}{2}\right) - 1\right) + R_E^2}}{c_0}$$

$$t_f = 2 \cdot \frac{R_{Orbit} \cdot \cos\left(\beta + \frac{\theta_{3dB}}{2}\right) - \sqrt{R_{Orbit}^2 \cdot \left(\cos^2\left(\beta + \frac{\theta_{3dB}}{2}\right) - 1\right) + R_E^2}}{c_0}$$

[0063] Die Echofensterzeit, die abgetastet werden muß, wird einfach durch die Differenz $t_{echo} = t_f - t_n$ gegeben. Die Streifenmitte-Echozeit wird gegeben durch $t_c = (t_f + t_n)/2$.

[0064] Im nächsten Schritt muß der Winkel θ , in dem das resultierende Empfangsmuster von der Antennenschußrichtung weggesteuert werden muß, als Funktion der Echozeit bestimmt werden. Dazu muß Gl. 12 umgekehrt werden.

Gl. 12

$$t(\theta) = 2 \cdot \frac{R_{Orbit} \cdot \cos(\beta + \theta) - \sqrt{R_{Orbit}^2 \cdot (\cos^2(\beta + \theta) - 1) + R_E^2}}{c_0}$$

[0065] Die Umkehrung wird in Gl. 13 gegeben.

Gl. 13

$$\theta(t) = \arccos\left(\frac{4 \cdot R_{Orbit}^2 - 4 \cdot R_E^2 + t^2 c_0^2}{4 \cdot R_{Orbit} \cdot t \cdot c_0}\right) - \beta$$

[0066] Der Winkel θ als Funktion der Echozeit ist in [Fig. 7](#) unter Verwendung einer Menge realistischer Parameter dargestellt: $\varphi_l = 45^\circ$, $\theta_{3dB} = 3,8^\circ$ (entspricht einer Antennenhöhe t_x von 0,1 m), $R_{Orbit} = 7038$ km, $R_E = 6378$ km. Hierbei ähnelt die Relation zwischen der Echozeit und dem Array-Scan-Winkel einer linearen Funktion. Für größeren Streifen und größeres θ_{3dB} wird die Nichtlinearität aufgrund der Erdkrümmung sichtbar.

[0067] Um eine lineare Approximation des zeitveränderlichen Scan-Winkels $\theta(t)$ zu finden, wird Gl. 13 nach der Zeit abgeleitet, $\delta\theta(t)/\delta t$, und der Ausdruck wird an der Streifenmittezeit t_c ausgewertet.

Gl. 14

$$\frac{\partial}{\partial t} \theta(t_c) = \frac{-\frac{1}{2} c_0 \left(R_{Orbit}^2 \cos^2(\beta) - R_{Orbit} \cos(\beta) \sqrt{R_{Orbit}^2 \cos^2(\beta) - R_{Orbit}^2 + R_E^2} - R_{Orbit}^2 + R_E^2 \right)}{R_{Orbit}^2 \sin(\beta) \left(2 R_{Orbit}^2 \cos^2(\beta) - 2 R_{Orbit} \cos(\beta) \sqrt{R_{Orbit}^2 \cos^2(\beta) - R_{Orbit}^2 + R_E^2} - R_{Orbit}^2 + R_E^2 \right)}$$

Gl. 15

$$t_c = 2 \cdot \frac{R_{Orbit} \cdot \cos(\beta) - \sqrt{R_{Orbit}^2 \cdot (\cos^2(\beta) - 1) + R_E^2}}{c_0}$$

[0068] In [Fig. 7](#) sind die Funktion $\theta(t)$ aus Gl. 13 und die lineare Approximation gezeigt.

3.1.1 Scan-Winkel der verschiedenen Empfangs-Subaperturen

[0069] Im nächsten Schritt muß der Scan-Winkel der Empfangsapertur in eine Phasenverschiebung in den einzelnen von den Sub-Arrays kommenden Signalen umgesetzt werden. Diese Analyse erfolgt genauso wie für ein elektronisch gescanntes Array. Statt die Phasenverschiebung in Analog im HF-Band zu realisieren, wird sie digital in dem komplexen äquivalenten Basisband realisiert.

[0070] Es wird angenommen, daß sich die Phasenmitteposition in der Mitte der Sub-Arrays befindet und d_n die gerichtete Distanz der n.-Subarray-Phasenmitte von der Mitte der Empfangsapertur aus ist, die positiv ist, wenn sie sich über der Mitte der Apertur befindet. Zusammen mit der Radarwellenlänge λ kann die tatsächliche, für das Signal jeder Subapertur als Funktion des Steuerwinkels θ zu implementierende Phasenverschiebung γ_n mit Gl. 16 berechnet werden.

$$\gamma_n(t) = d_n \cdot \sin(\theta(t)) \cdot 2\pi/\lambda \tag{Gl. 16}$$

3.2 Ableitung der Zeit-Frequenz-Veränderlichen Phasenverschiebung für ein gechirptes SAR-System

[0071] Die zeitveränderliche Phasenverschiebung, die im Abschnitt 3.1 gegeben wurde, muß um eine frequenzabhängige Phasenverschiebung erweitert werden, wenn anstelle eines kurzen Impulses ein frequenzmoduliertes Sendesignal verwendet wird, um die erforderliche Entfernungsauflösung zu erhalten.

[0072] Das mit einem linearen Chirpen betriebene SAR-System wird zusätzlich zu den bereits gegebenen Parametern mit seiner Impulslänge τ_p , der SAR-Signalbandbreite B , der Chirp-Rate $\kappa = B/\tau_p$ und der Abtastfrequenz f_s des A/D-Umsetzers beschrieben. Bei einem gechirpten System wird das von dem abgebildeten Streifen kommende Echo um die Impulslänge verlängert. Deshalb wird in diesem Fall das Echofenster durch $t_{echo} = t_r - t_n + \tau_p$ gegeben.

[0073] Für das Kurzimpulssystem kann das resultierende Empfangsstrahlmuster immer in die Richtung gerichtet werden, aus der das Echo kommt. Im Falle eines langen Impulses ist dies nur für eine Position in dem Impuls möglich. Der Rest des Impulses erhält nicht den vollen Empfangsgewinn der Antenne. Dies läßt sich kompensieren, wenn zusätzlich eine frequenzabhängige Strahlsteuerung hinzugefügt wird. Nach der Phasenmultiplikation im Zeitbereich, die der Mitte des Impulses folgt, eine zweite Phasenmultiplikation in der spektralen Domäne, die zu ordnungsgemäßer Strahlsteuerung für jeden Abschnitt in dem Impuls implementiert. Dies ist aufgrund der direkten Verbindung zwischen Zeit und Frequenz, die in dem Linear-Chirp-Signal vorliegt, möglich.

[0074] Die folgenden Schritte sind notwendig, um die Echosignale von den verschiedenen Subaperturen in dem Fall des gechirpten Signals zu kombinieren:

1. Multiplikation des Zeitsignals mit einer zeitveränderlichen Phasenfunktion $\gamma_n(t)$ für jede Subapertur, um den Apertur-Steuerwinkel $\theta_{ch}(t)$ zu realisieren. Der Unterschied zu dem Steuerwinkel in dem Kurzimpulssystem von Gl. 13 besteht darin, daß der Steuerwinkel für die Mitte des Impulses berechnet wird, was der Mittenfrequenz des Chips entspricht. Der Steuerwinkel des gechirpten Systems $\theta_{ch}(t)$ (siehe Gl.) wird deshalb durch eine $\tau_p/2$ -verzögerte Version von $\theta(t)$ gegeben.

$$\text{Gl. 17} \quad \theta_{ch}(t) = \theta\left(t - \frac{\tau_p}{2}\right) = \text{acos} \left(\frac{4 \cdot R_{Orbit}^2 - 4 \cdot R_E^2 + \left(t - \frac{\tau_p}{2}\right)^2 c_0^2}{4 \cdot R_{Orbit} \cdot \left(t - \frac{\tau_p}{2}\right) \cdot c_0} \right)^{1/2}$$

2. Realisieren eines Scan-Winkels $\theta_f(f)$ für die Frequenzen $-B/2 \leq f \leq B/2$, um die Spreizung des Signals über die Zeit des Chirps hinweg zu kompensieren.

$$\text{Gl. 18} \quad \theta_f(f) = \frac{\partial}{\partial t} \theta(t_c) \cdot \frac{\tau_p}{B} \cdot f = \frac{\partial}{\partial t} \theta(t_c) \cdot \frac{f}{\kappa}$$

3. Die Steuerwinkel $\theta_{ch}(t)$ und $\theta_f(f)$ werden zur Multiplikation von Signal oder Spektrum des Signals jeder Subapertur mit Hilfe von Gl. 16 in Phasenwerte umgesetzt, Die Modifikation des Spektrums mit einer linearen Phase kann mit einer Zeitverzögerung des Signals realisiert werden, die für jede Subapertur angepaßt wird. Die Teile der Zeitverzögerung, die vollen Abtastperioden entsprechen, können durch Speichern der

Daten für eine Anzahl von Taktzyklen realisiert werden. Die Teile der Zeitverzögerung, die Bruchteilen einer Abtastperiode entsprechen, können durch eine Interpolation der Daten realisiert werden. Eine Möglichkeit zur digitalen Realisierung dieser Interpolation ist die Verwendung eines Interpolationsfilters. Die Subabtastungsperiodenverzögerung kann auch durch eine Verschiebung des Taktsignals für den Analog/Digital-Umsetzer realisiert werden.

4. Mögliche technologische Implementierung

4.1 Technologien für die Empfangsapertur

[0075] Die Gesamtapertur kann zu einer relativ großen Struktur werden, die für den Start und dann den Einsatz im Raum speicherbar sein muß. Zu diesem Zweck ist es wichtig, daß die Struktur starr, leicht und wenn möglich dünn ist. Die elektrischen Anforderungen sind eine hohe Bandbreite und niedrige elektrische Verluste vor dem rauscharmen Verstärker, um Gesamtsystemverluste und die Systemrauschzahl niedrig zu halten, und die Kosten für die Produktion sollen niedrig sein.

[0076] Ein Mikrostreifen-Patch-Strahler besitzt sehr gutes Potential für die Erfüllung dieser Anforderungen. Hinter einer bestimmten Anzahl von Patches verstärkt ein rauscharmer Verstärker die Signalübertragung zu der zentralen HF-Elektronik. Die elektrische Stromaufnahme eines Empfangsweges ist relativ niedrig, so daß eine Temperaturstabilisierung des LNA in Betracht gezogen werden kann, um Phasenschwankungen entgegenzuwirken. Die Anzahl der LNAs pro Subapertur wird durch die tolerierbaren Verluste vor dem LNA, um die erforderliche Rauschzahl zu erfüllen, und durch die erforderliche Ausgangsleistung einer Subapertur bestimmt.

[0077] Der Strahler könnte auf einem wabenförmigen Kohlefaser-Sandwich angebracht werden, der den notwendigen mechanischen Halt bereitstellt (siehe [Fig. 8](#)). In einer ersten Schätzung würde die beschriebene Struktur im X-Band etwa 8 kg/m² wiegen und wäre weniger als 30 mm dick.

4.2. Technologien für die Sendeapertur

[0078] Im Vergleich zu der Empfangsapertur ist die Sendeapertur relativ klein. Die Hauptbetonung liegt auf der Abstrahlung der erzeugten HF-Energie mit so wenig Verlusten wie möglich. Zur Erzeugung der HF-Energie könnten TWTs (Traveling Wave Tubes) sowie MPMs (Medium Power Modules) verwendet werden.

[0079] Abhängig vom Systemlayout sind die Subaperturen in der Seitenwinkelrichtung wesentlich länger als in der Höhe. Dies erfordert einen spezialisierten Reflektorentwurf mit möglicherweise mehrerer Feeds. Eine Alternative wäre das direkte Abstrahlen von mehreren Hörnern. Zusammen mit einer größeren Anzahl von MPMs könnten sie gestapelt werden, um die Sendeapertur aufzubauen (siehe [Fig. 9](#)). Genug dieser Einheiten könnten als Redundanzkonzept eine gesamte Verschlechterung bereitstellen.

5. Literatur

- [1] J. C. Curlander und R. N. McDonough, Synthetic Aperture Radar Systems and Signal Processing, New York: Wiley, 1991, S. 21 ff.
- [2] A. Currie, M. A. Brown, Wide-swath SAR, IEEE Proceedings-F, Bd. 139, Nr. 2, April 1992
- [3] R. Kwok, W. T. K. Johnson, Block Adaptive Quantization of Magellan SAR Data, 1989, IEEE Trans. Geoscience & Remote Sensing, Bd. 27, Nr. 4, pp 375–383
- [4] Meish A. Thompson, A. Luscombe, RADARSAT-2 Mission Overview and Development Status, Proceedings of EUSAR 2000
- [5] J. H. G. Ender, Detection and Estimation of Moving Target Signals by Multi-Channel SAR, AEÜ Int. J. Electron Commun. 50 (1996) Nr.2, 150–156
- [6] Fuk K. Li, R. M. Goldstein, Studies of Multibaseline Spaceborne Interferometric Synthetic Aperture Radars, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Bd. 28, Nr. 1, Januar 1990

6. Tabellen

| Parameterbeschreibung | Unit | |
|--|------|---------------------|
| Seitenwinkeldimension einer Subapertur | [m] | I |
| Höhendimension der Sendeapertur | [m] | h_{tx} |
| Höhendimension einer Empfangs-Subapertur | [m] | h_{rs} |
| Anzahl der in der Höhe in der Empfangs- apertur angebrachten Subaperturen | | N |
| Höhendimension der Gesamt Empfangsapertur | [m] | $h_{rx} = N h_{rs}$ |

Tabelle 1: Parameter, die die mehreren Empfangsaperturen in der Höhenkonfiguration beschreiben

| Parameterbeschreibung | Unit | |
|--|------|---------------------|
| Seitenwinkeldimension einer Subapertur | [m] | I |
| Höhendimension der Sendeapertur | [m] | h_{tx} |
| Höhendimension einer Empfangs-Subapertur | [m] | h_{rs} |
| Anzahl der in der Höhe in der Empfangs- apertur angebrachten Subaperturen | | N |
| Höhendimension der Gesamt Empfangsapertur | [m] | $h_{rx} = N h_{rs}$ |
| Anzahl der im Seitenwinkel in der Empfangsapertur angebrachten Subaperturen | | M |
| Seitenwinkeldimension der Gesamt Empfangs- apertur | [m] | $M \cdot I$ |

Tabelle 2: Parameter, die eine Empfangsapertur mit mehreren Subaperturen in Höhe und in Seitenwinkel charakterisieren

Patentansprüche

1. Seitensicht-SAR-System, umfassend:

eine Sendeapertur,

eine Empfangsapertur verschiedener Größe, die von der Sendeapertur getrennt ist und in mehrere Empfangs-Subaperturen aufgeteilt ist, die zweidimensional angeordnet sind und Höhen- und Seitenwinkel-Spalten bilden,

dadurch gekennzeichnet, daß

das Seitensicht-SAR-System ferner Mittel zum kohärenten Verarbeiten von Signalen jeder Empfangs-Subapertur aufweist, umfassend:

Mittel zum Erzeugen eines zeitveränderlichen Phasenwerts und eines frequenzveränderlichen Phasenwerts, die jeweils für jede Subapertur unter Verwendung des lokalen Erdradius, des Orbitradius, des Off-Nadir-Winkels, der Echozeit, der Impulslänge und der SAR-Signalbandbreite bestimmt werden,

Mittel zum Durchführen einer zeitveränderlichen Phasenverschiebung durch Multiplikation des zeitveränderlichen Phasenwerts zu dem Signal jeder Seitenwinkel- und Höhen-Subapertur gemäß der zeitveränderlichen Echorichtung und der Position der Subapertur in der Empfangsapertur,

Mittel zur Korrektur der zeitveränderlichen Phasenverschiebung für die verschiedenen Zeiten in dem Sendepuls durch Einführung einer angepaßten frequenzabhängigen Phasenverschiebung in jedes Echosignal, wobei die frequenzveränderliche Phasenverschiebung an die Radargeometrie und die Position in der Empfangs-Subapertur angepaßt ist,

Mittel zum kohärenten Summieren der Signale von den Subaperturen in einer Seitenwinkel-Spalte für jede Seitenwinkel-Spalte,

Onboard-Mittel zum Speichern der aufsummierten Höhengsignale, die sich auf jede Seitenwinkel-Spalte bezie-

hen, und

Mittel zum Übertragen der aufsummierten Höhengsignale für jede Seitenwinkel-Spalte zum Boden.

2. Seitensicht-SAR-System nach Anspruch 1, ferner mit Mitteln zur Datenkomprimierung der aufsummierten Höhengsignale durch Verwendung eines BAQ-Algorithmus.

3. Verfahren zum Verarbeiten von SAR-Signalen, mit den folgenden Schritten:

Senden eines Signals mittels einer Sendeapertur,

Erzeugen von Empfangssignalen mittels einer Empfangsapertur verschiedener Größe, die von der Sendeapertur getrennt ist und in mehrere Empfangsaperturen aufgeteilt ist, die zweidimensional angeordnet sind und Höhen- und Seitenwinkel-Spalten bilden, gekennzeichnet durch

kohärentes Verarbeiten der Signale jeder Empfangs-Subapertur durch

Erzeugen eines zeitveränderlichen Phasenwerts und eines frequenzveränderlichen Phasenwerts, die jeweils für jede Subapertur unter Verwendung des lokalen Erdradius, des Orbitradius, des Off-Nadir-Winkels, der Echozeit, der Impulslänge und der SAR-Signalbandbreite bestimmt werden,

Durchführen einer zeitveränderlichen Phasenverschiebung durch Multiplikation des zeitveränderlichen Phasenwerts zu dem Signal jeder Seitenwinkel- und Höhen-Subapertur gemäß der zeitveränderlichen Echorichtung und der Position der Subapertur in der Empfangsapertur,

Korrigieren der zeitveränderlichen Phasenverschiebung für die verschiedenen Zeiten in dem Sendeimpuls durch Einführung einer angepaßten frequenzabhängigen Phasenverschiebung in jedes Echosignal, wobei die frequenzveränderliche Phasenverschiebung an die Radargeometrie und die Position in der Empfangs-Subapertur angepaßt ist,

kohärentes Summieren der Signale von den Subaperturen in einer Seitenwinkel-Spalte für jede Seitenwinkel-Spalte,

Speichern der aufsummierten Höhengsignale, die sich auf jede Seitenwinkel-Spalte beziehen, an Bord, Übertragen der aufsummierten Höhengsignale für jede Seitenwinkel-Spalte zum Boden.

4. Verfahren nach Anspruch 3, gekennzeichnet durch Datenkomprimierung der aufsummierten Höhengsignale durch Verwendung eines BAQ-Algorithmus.

Es folgen 6 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

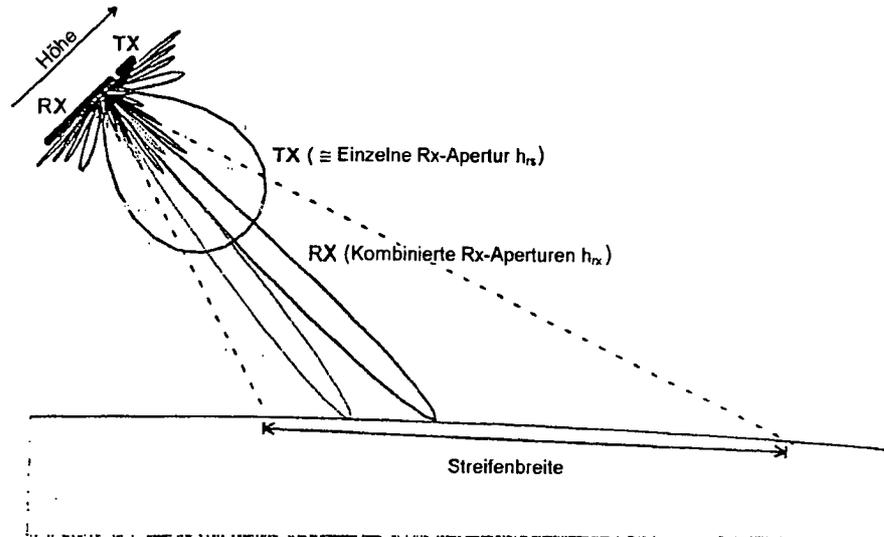


Fig. 1

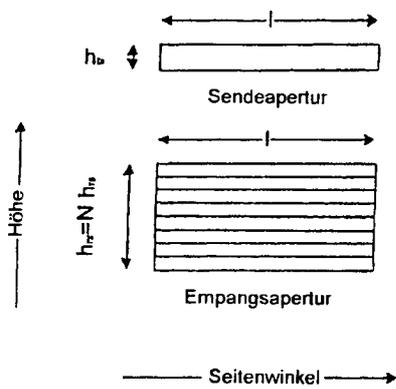


Fig. 2

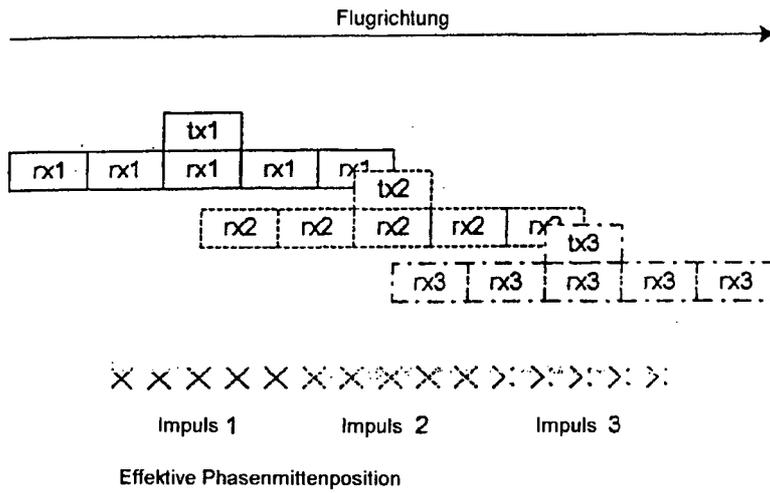


Fig. 3

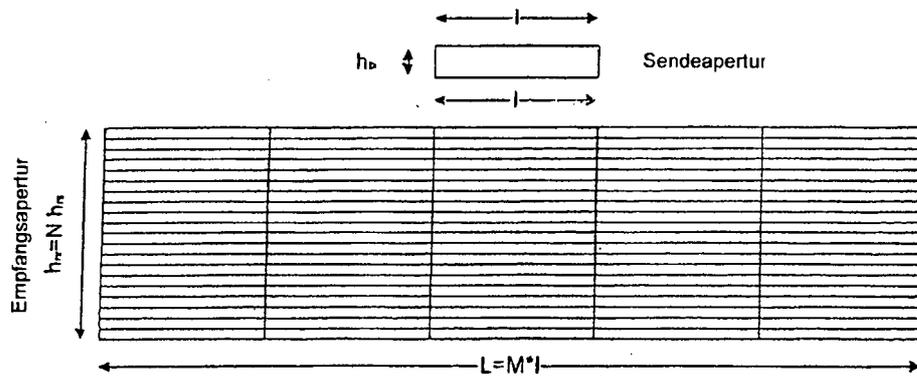


Fig. 4

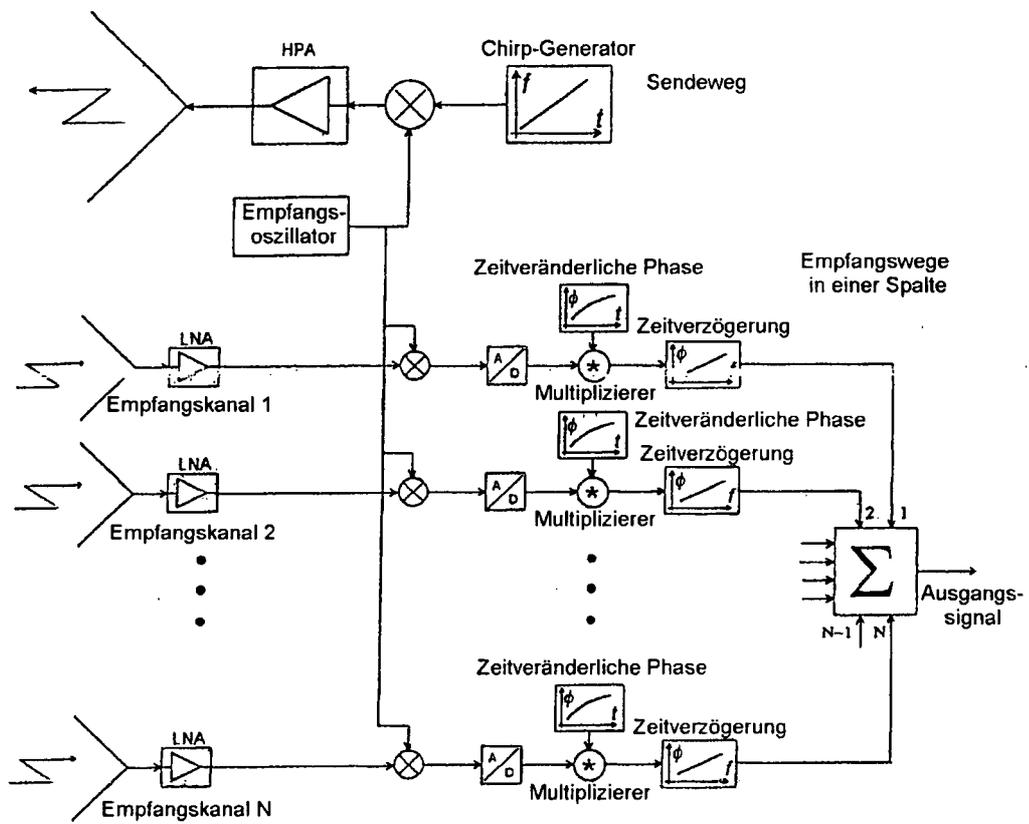


Fig. 5

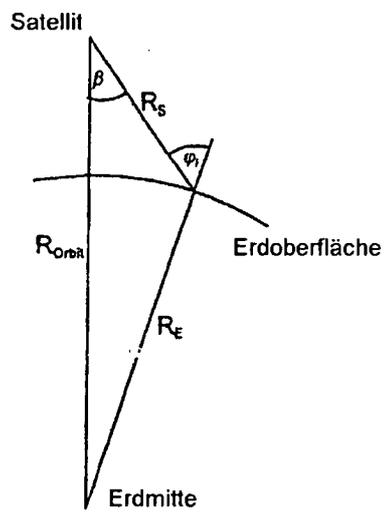


Fig. 6

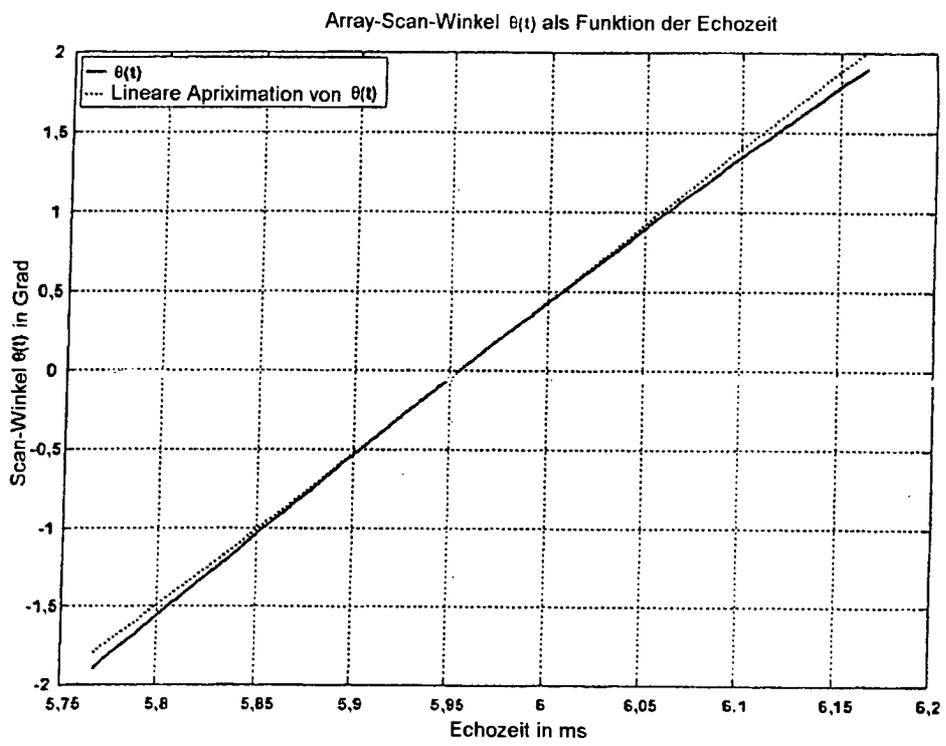


Fig. 7

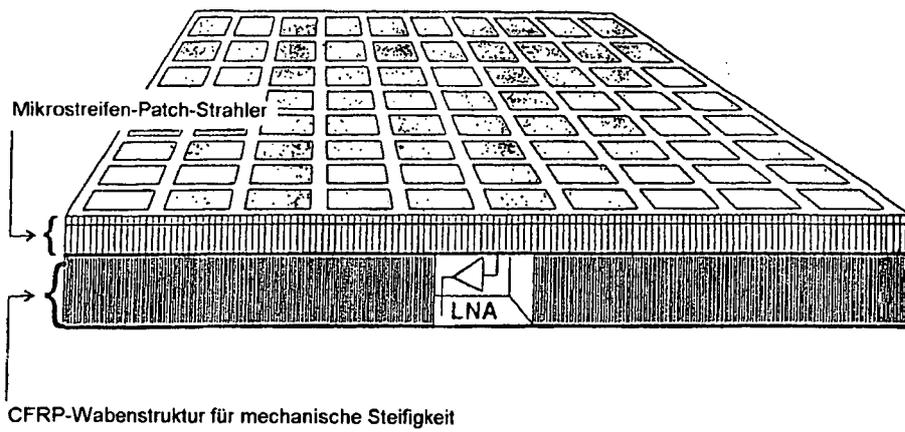


Fig. 8

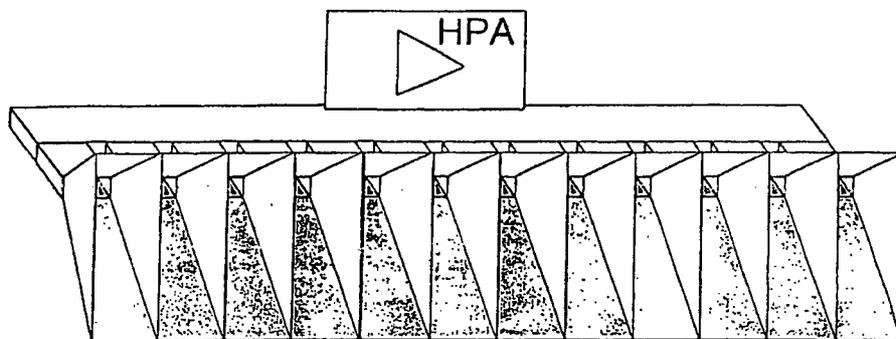


Fig. 9