



(10) **DE 10 2013 212 079 A1** 2015.01.08

(12) **Offenlegungsschrift**

(21) Aktenzeichen: **10 2013 212 079.6**
(22) Anmeldetag: **25.06.2013**
(43) Offenlegungstag: **08.01.2015**

(51) Int Cl.: **G01S 13/48** (2006.01)
G01S 13/34 (2006.01)
G01S 13/93 (2006.01)
H01Q 3/26 (2006.01)
G01S 7/03 (2006.01)

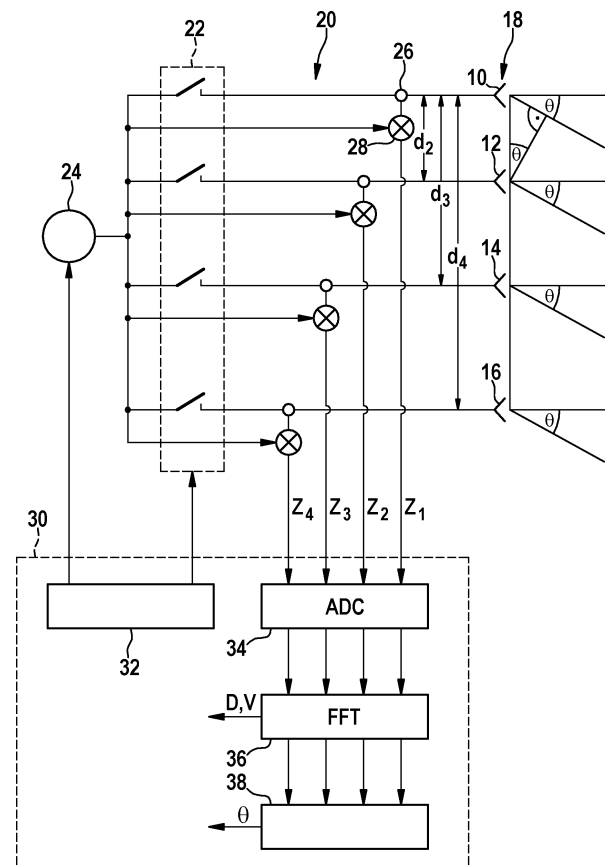
(71) Anmelder:
Robert Bosch GmbH, 70469 Stuttgart, DE

(72) Erfinder:
Schoor, Michael, 70195 Stuttgart, DE

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

(54) Bezeichnung: **Winkelauflösender Radarsensor**

(57) Zusammenfassung: Winkelauflösender Radarsensor mit mehreren Antennenelementen (10, 12, 14, 16), die in einer Richtung, in welcher der Radarsensor winkelauflösend ist, in verschiedenen Positionen angeordnet sind, und mit einer Steuer- und Auswerteeinrichtung (30), die für eine Betriebsweise ausgelegt ist, bei der mehrere der Antennenelemente (10–16) Signale senden, die jeweils von mehreren der Antennenelemente empfangen werden, und der Winkel (θ) eines georteten Objekts anhand von Amplituden und/oder Phasenbeziehungen zwischen Signalen bestimmt wird, die unterschiedliche Konfigurationen von sendenden und empfangenden Antennenelementen entsprechen, dadurch gekennzeichnet, dass die Steuer- und Auswerteeinrichtung (30) dazu ausgebildet ist, mehrere der sendenden Antennenelemente (10–16) gleichzeitig in der Weise mit frequenzgleichen Signalen zu speisen, dass das gemeinsame Phasenzentrum dieser Signale zwischen den Positionen zweier benachbarter Antennenelemente liegt.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft einen winkelauflösenden Radarsensor, insbesondere für Kraftfahrzeuge, mit mehreren Antennenelementen, die in einer Richtung, in welcher der Radarsensor winkelauflösend ist, in verschiedenen Positionen angeordnet sind, und mit einer Steuer- und Auswerteeinrichtung, die für eine Betriebsweise ausgelegt ist, bei der mehrere der Antennenelemente Signale senden, die jeweils von mehreren der Antennenelemente empfangen werden, und der Winkel eines georteten Objekts anhand von Amplituden- und/oder Phasenbeziehungen zwischen Signalen bestimmt wird, die unterschiedlichen Konfigurationen von sendenden und empfangenden Antennenelementen entsprechen.

[0002] Radarsensoren werden in Kraftfahrzeugen beispielsweise zur Messung der Abstände, Relativgeschwindigkeiten und Azimutwinkel von im Vorfeld des eigenen Fahrzeugs georteten Fahrzeugen oder sonstigen Objekten eingesetzt. Die einzelnen Antennenelemente sind dann beispielsweise in Abstand zueinander auf einer Horizontalen angeordnet, so dass unterschiedliche Azimutwinkel der georteten Objekte zu Differenzen in den Lauflängen führen, die die Radarsignale vom Objekt bis zum jeweiligen Antennenelement zurückzulegen haben. Diese Lauflängendifferenzen führen zu entsprechenden Unterschieden in der Phase der Signale, die von den Antennenelementen empfangen und in den zugehörigen Auswertungskanälen ausgewertet werden. Durch Abgleich der in den verschiedenen Kanälen empfangenen (komplexen) Amplituden mit entsprechenden Amplituden in einem Antennendiagramm lässt sich dann der Einfallswinkel des Radarsignals und damit der Azimutwinkel des georteten Objekts bestimmen.

[0003] Damit eine hohe Winkelauflösung erreicht wird, sollte die Apertur der Antenne möglichst groß sein. Wenn jedoch die Abstände zwischen den benachbarten Antennenelementen zu groß sind, können Mehrdeutigkeiten in der Winkelmessung auftreten, da man für Lauflängendifferenzen, die sich um ganzzahlige Vielfache der Wellenlänge λ unterscheiden, dieselben Phasenbeziehungen zwischen den empfangenen Signalen erhält. Eine eindeutige Winkelmessung lässt sich beispielsweise mit einer ULA-Struktur (Uniform Linear Array) erreichen, bei der die Antennenelemente in Abständen von $\lambda/2$ angeordnet sind. In diesem Fall nimmt jedoch mit zunehmender Apertur auch die Anzahl der Antennenelemente und damit auch die Anzahl der erforderlichen Auswertungskanäle zu, so dass entsprechend hohe Hardwarekosten entstehen.

[0004] Bei einem MIMO-Radar (Multiple Input/Multiple Output) wird ein größeres Winkelauflösungsvermögen dadurch erreicht, dass man nicht nur mit

mehreren empfangenden Antennenelementen arbeitet, sondern auch mit mehreren sendenden Antennenelementen, wobei unterschiedliche Kombinationen von sendenden und empfangenden Antennenelementen ausgewertet werden, beispielsweise im Zeitmultiplex oder wahlweise auch im Frequenzmultiplex oder Codemultiplex. Die variierenden Positionen der sendenden Antennenelemente führen dann zu zusätzlichen Phasendifferenzen und damit zu Signalen, die äquivalent sind zu Signalen, die man mit einer Konfiguration mit einem einzelnen sendenden Antennenelement und zusätzlichen (virtuellen) empfangenden Antennenelementen erhalten würde. Auf diese Weise wird die Apertur virtuell vergrößert und damit die Winkelauflösung verbessert.

[0005] Im Hinblick auf eine möglichst hohe Winkelauflösung ist es dabei vorteilhaft, wenn das virtuelle Antennenarray so ausgedünnt ist, dass die einzelnen Antennenelemente relativ große Abstände zueinander haben. Unter diesen Umständen ist jedoch die Eindeutigkeitsbedingung nicht mehr erfüllt, so dass es insbesondere bei verrauschten Radarechos zu Mehrdeutigkeiten und damit zu "springenden" Winkelmessungen kommt, d. h., wenn ein Radarziel über einen längeren Zeitraum verfolgt wird, kommt es gelegentlich zu sprunghaften Änderungen des gemessenen Azimutwinkels.

[0006] Aufgabe der Erfindung ist es, ein MIMO-Radar zu schaffen, das bei hohem Winkelauflösungsvermögen eine verbesserte Eindeutigkeit der Winkelmessung erlaubt.

[0007] Diese Aufgabe wird dadurch gelöst, dass die Steuer- und Auswerteeinrichtung dazu ausgebildet ist, mehrere der sendenden Antennenelemente gleichzeitig in der Weise mit frequenzgleichen Signalen zu speisen, dass das gemeinsame Phasenzentrum dieser Signale zwischen den Positionen zweier benachbarter Antennenelemente liegt.

[0008] Wenn zwei Antennenelemente mit frequenzgleichen Signalen gespeist werden, so überlagern sich die von diesen beiden Antennenelementen emittierten Radarwellen zu einem Signal mit geänderter Phasenlage. Dieses Signal ist äquivalent zu einem Signal, das von einem Punkt emittiert würde, der zwischen den beiden Antennenelementen liegt. Dieser Punkt bildet das Phasenzentrum der beiden Signale. Da erfindungsgemäß dieses Phasenzentrum an einem Ort liegt, an dem sich kein reales Antennenelement befindet, erhält man durch die gemeinsame Erregung zweier oder mehrerer Antennenelemente zusätzliche (virtuelle) sendende Antennenelemente, die mit den realen empfangenden Antennenelementen kombiniert werden können und somit zu einer Auffüllung des virtuellen Antennenarrays führen. Auf diese Weise kommt die Konfiguration einer ULA-Struktur

tur näher, und die Wahrscheinlichkeit von Mehrdeutigkeiten nimmt ab.

[0009] Das Zusammenschalten zweier oder mehrerer Antennenelemente hat zudem den Vorteil, dass eine höhere Sendeleistung erzielt wird und damit die Reichweite des Radarsensors verbessert wird.

[0010] Vorteilhafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

[0011] In einer vorteilhaften Ausführungsform sind die realen Antennenelemente in ungleichmäßigen Abständen angeordnet, so dass die Antennenkonfiguration möglichst wenig Symmetrien aufweist, was zur weiteren Unterdrückung von Mehrdeutigkeiten beiträgt. Außerdem lässt sich dadurch vermeiden, dass virtuelle Antennenpositionen, die sich durch Kombinationen unterschiedlicher Sende- und Empfangselemente ergeben, örtlich zusammenfallen.

[0012] In einer vorteilhaften Ausführungsform ist der Radarsensor als monostatischer Radarsensor ausgebildet, d. h., jedes Antennenelement kann sowohl als sendendes Element als auch empfangendes Element genutzt werden.

[0013] Wenn zwei oder mehr Antennenelemente mit einem frequenzgleichen Signal gespeist werden, müssen die Phasen und Amplituden, mit denen das Signal den beiden oder mehreren Elementen zugeführt wird, nicht notwendigerweise übereinstimmen. Dadurch ergibt sich gemäß einer Weiterbildung der Erfindung die Möglichkeit zu einer Strahlformung.

[0014] Im folgenden werden Ausführungsbeispiele der Erfindung anhand der Zeichnung näher erläutert.

[0015] Es zeigen:

[0016] Fig. 1 ein Blockdiagramm eines erfindungsgemäßen Radarsensors;

[0017] Fig. 2 ein Diagramm zur Erläuterung der Funktionsweise des Radarsensors nach Fig. 1; und

[0018] Fig. 3 ein Blockdiagramm eines Radarsensors gemäß einem anderen Ausführungsbeispiel der Erfindung.

[0019] Der in Fig. 1 gezeigte Radarsensor weist vier Antennenelemente 10, 12, 14, 16 auf, die zusammen eine planare Gruppenantenne 18 bilden. Der Radarsensor wird so in ein Kraftfahrzeug eingebaut, dass die Antennenelemente 10–16 auf gleicher Höhe nebeneinander liegen, so dass ein Winkelauflösungsvermögen des Radarsensors in der Horizontalen (im Azimut) erreicht wird. In Fig. 1 sind symbolisch Radarstrahlen dargestellt, die von den Antennenele-

menten unter einem Azimutwinkel θ empfangen werden.

[0020] Ein Hochfrequenzteil 20 zur Ansteuerung der Antennenelemente wird beispielsweise durch ein MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) gebildet und umfasst ein Schaltnetzwerk 22, über das die einzelnen Antennenelemente selektiv mit einem lokalen Oszillator 24 verbindbar sind, der das zu sendende Radarsignal erzeugt. Die von den Antennenelementen 10–16 empfangenen Radarechos werden jeweils mit Hilfe eines Zirkulators 26 ausgekoppelt und einem Mischer 28 zugeführt, wo sie mit dem vom Oszillator 24 gelieferten Sendesignal gemischt werden. Auf diese Weise erhält man für jedes der Antennenelemente ein Zwischenfrequenzsignal Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 , das einer elektronischen Steuer- und Auswerteeinheit 30 zugeführt wird.

[0021] Die Steuer- und Auswerteeinheit 30 enthält einen Steuerungsteil 32, der die Funktion des Oszillators 24 und des Schaltnetzwerkes 22 steuert. Im gezeigten Beispiel handelt es sich bei dem Radarsensor um ein FMCW-Radar (Frequency Modulated Continuous Wave), d. h., die Frequenz des vom Oszillator 24 gelieferten Sendesignals wird periodisch in Form einer Folge von steigenden und/oder fallenden Frequenzrampen moduliert.

[0022] Weiterhin enthält die Steuer- und Auswerteeinrichtung 30 einen Auswerteteil mit einem vierkanaligen Analog/Digital-Wandler 34, der die von den vier Antennenelementen erhaltenen Zwischenfrequenzsignale Z_1 – Z_4 digitalisiert und jeweils über die Dauer einer einzelnen Frequenzrampe aufzeichnet. Die so erhaltenen Zeitsignale werden dann kanalweise in einer Transformationsstufe 36 durch Schnelle Fouriertransformation in entsprechende Frequenzspektren umgewandelt. In diesen Frequenzspektren zeichnet sich jedes geortete Objekt in der Form eines Peaks ab, dessen Frequenzlage von der Signallaufzeit vom Radarsensor zum Objekt und zurück zum Radarsensor sowie – aufgrund des Doppler-Effektes – von der Relativgeschwindigkeit des Objekts abhängig ist. Aus den Frequenzlagen zweier Peaks, die für dasselbe Objekt erhalten wurden, jedoch auf Frequenzrampen mit unterschiedlicher Steigung, beispielsweise einer steigenden Rampe und einer fallenden Rampe, lässt sich dann in bekannter Weise der Abstand D und die Relativgeschwindigkeit V des betreffenden Objektes berechnen.

[0023] In einer anderen Ausführungsform kann der Radarsensor auch nach dem Verfahren der Chirp-Sequence-Modulation arbeiten, bei dem das Sendesignal aus einer Folge gleichartiger, frequenzmodulierter Signalepulse (Chirps) besteht. Das Modulationsmuster besteht dann nicht aus einer einzelnen Modulationsrampe, sondern aus einem kompletten Satz aufeinanderfolgender Chirps. Es handelt sich

um ein Puls-Dopplerverfahren mit Pulskompression, bei dem zunächst eine Trennung der Radarobjekte nach ihren Entfernungen erfolgt und anschließend, anhand der Unterschiede von Phasenlagen zwischen den Reflexionen der einzelnen Signale, Ortsveränderungen und damit Geschwindigkeiten der Radarobjekte ermittelt werden. Bei einem typischen Modulationsmuster nehmen die Mittenfrequenzen der einzelnen Chirps von Chirp zu Chirp gleichmäßig zu oder ab, so dass die Chirps ihrerseits eine Rampe bilden, die als "langsame Rampe" bezeichnet wird, während die Chirps auch als "schnelle Rampen" bezeichnet werden. Dieses Verfahren wird deshalb auch als "Multi-Speed-FMCW" (MSFMCW) bezeichnet.

[0024] Wie in **Fig. 1** anhand der Radarstrahlen schematisch dargestellt wird, führen die unterschiedlichen Positionen der Antennenelemente **10–16** dazu, dass die Radarstrahlen, die von ein und demselben Antennenelement emittiert wurden, am Objekt reflektiert wurden und dann von den verschiedenen Antennenelementen empfangen werden, unterschiedliche Lauflängen zurücklegen und deshalb Phasenunterschiede aufweisen, die vom Azimutwinkel θ des Objekts abhängig sind. Auch die zugehörigen Zwischenfrequenzsignale Z_1 – Z_4 weisen entsprechende Phasenunterschiede auf. Auch die Amplituden (Beträge) der empfangenen Signale sind von Antennenelement zu Antennenelement unterschiedlich, ebenfalls abhängig vom Azimutwinkel θ . Die Abhängigkeit der komplexen Amplituden, also der Absolutbeträge und Phasen, der empfangenen Signale vom Azimutwinkel θ kann für jedes Antennenelement in Form eines Antennendiagramms in der Steuer- und Auswerteeinheit **30** hinterlegt sein. Ein Winkelschätzer **38** vergleicht für jedes geortete Objekt (jeden Peak im Frequenzspektrum) die in den vier Empfangskanälen erhaltenen komplexen Amplituden mit den Antennendiagrammen, um so den Azimutwinkel θ des Objekts zu schätzen. Als wahrscheinlichster Wert für den Azimutwinkel wird dabei der Wert angenommen, bei dem die gemessenen Amplituden am besten mit den in den Antennendiagrammen abgelesenen Werten korrelieren.

[0025] Bei dem hier beschriebenen MIMO-Radar sind jedoch die komplexen Amplituden in den vier Kanälen auch davon abhängig, welches der vier Antennenelemente **10, 12, 14, 16** als Sendeelement benutzt wird. Beispielsweise erlaubt es das Schaltnetzwerk **22**, eine erste Frequenzrampe oder Folge von Frequenzrampen mit dem Antennenelement **10** zu senden, dann auf das Antennenelement **12** umzuschalten und dann nacheinander auf die Antennenelemente **14** und **16**, wonach ein neuer Zyklus beginnt. Auf diese Weise erhält man $4 \times 4 = 16$ verschiedene Konstellationen, die durch das folgende Signalmodell beschrieben werden können.

[0026] Für das planare lineare Antennenarray mit den Antennenelementen **10, 12, 14, 16** als Empfangsarray hat (unter der idealisierten Annahme isotroper Antennenelemente) der Steuerungsvektor $a_{r\mu}(\theta)$ die folgenden Komponenten:

$$a_{r\mu}(\theta) = \exp(2\pi i \cdot (d_{r\mu}/\lambda) \cdot \sin(\theta)), \mu = 1, \dots, 4.$$

[0027] Dieser Steuerungsvektor bestimmt die Phasenbeziehungen zwischen den komplexen Amplituden der Signale, die von den vier Antennenelementen empfangen werden. Der Index μ bezeichnet dabei das Antennenelement, und die Größen $d_{r\mu}$ geben die Positionen der Antennenelemente in der Horizontalen an, bezogen auf irgendeinen beliebig gewählten Ursprung.

[0028] Entsprechend hat der Steuerungsvektor $a_{tv}(\theta)$ für das Sendearray die Komponenten

$$a_{tv}(\theta) = \exp(2\pi i \cdot (d_{tv}/\lambda) \cdot \sin(\theta)), v = 1, \dots, 4.$$

[0029] Bei dem in **Fig. 1** gezeigten Beispiel eines monostatischen Arrays mit vier Antennenelementen kann man den Ort des Antennenelements **10** als Koordinatenursprung nehmen, so dass gilt:

$$d_{r1} = d_{t1} = 0,$$

$$d_{r2} = d_{t2} = d_2,$$

$$d_{r3} = d_{t3} = d_3 \text{ und}$$

$$d_{r4} = d_{t4} = d_4.$$

[0030] Für die Winkelschätzung wird nun nach dem MIMO-Prinzip der virtuelle Array-Vektor gebildet, indem das Kronecker-Produkt aus $a_{tv}(\theta)$ und $a_{r\mu}(\theta)$ gebildet wird:

$$a(\theta) = (a_{t1}(\theta) \cdot a_{r1}(\theta), a_{t1}(\theta) \cdot a_{r2}(\theta), a_{t1}(\theta) \cdot a_{r3}(\theta), a_{t1}(\theta) \cdot a_{r4}(\theta), \\ a_{t2}(\theta) \cdot a_{r1}(\theta), a_{t2}(\theta) \cdot a_{r2}(\theta), a_{t2}(\theta) \cdot a_{r3}(\theta), a_{t2}(\theta) \cdot a_{r4}(\theta), \\ a_{t3}(\theta) \cdot a_{r1}(\theta), a_{t3}(\theta) \cdot a_{r2}(\theta), a_{t3}(\theta) \cdot a_{r3}(\theta), a_{t3}(\theta) \cdot a_{r4}(\theta), \\ a_{t4}(\theta) \cdot a_{r1}(\theta), a_{t4}(\theta) \cdot a_{r2}(\theta), a_{t4}(\theta) \cdot a_{r3}(\theta), a_{t4}(\theta) \cdot a_{r4}(\theta))$$

[0031] Der Produktvektor hat 16 Komponenten, entsprechend 16 Positionen von virtuellen Antennenelementen. Die Komponenten des Vektors haben die Form

$$a_{tv}(\theta) \cdot a_{r\mu}(\theta) = \exp(2\pi i \cdot ((d_{tv} + d_{r\mu})/\lambda) \cdot \sin(\theta)); v = 1, \dots, 4; \mu = 1, \dots, 4$$

[0032] Die virtuellen Antennenpositionen entsprechen somit den Summen, die sich aus den Größen d_1 – d_4 bilden lassen. Damit erstreckt sich das virtuelle Array in der Horizontalen über eine wesentlich größere Spanne, das heißt, es hat eine größere Apertur und führt damit zu einer höheren Winkelauflösung, da

schon kleine Änderungen im Azimutwinkel θ zu größeren Phasenunterschieden führen.

[0033] Wenn jedoch, um eine möglichst große Apertur zu erhalten, die Werte d_1 – d_4 deutlich größer gewählt werden als $\lambda/2$, so können aufgrund der Periodizität des Faktors $\sin(\theta)$ in den Komponenten des Array-Vektors in einzelnen Fällen Azimutwinkel auftreten, bei denen die Antennendiagramme für alle virtuellen Antennenelemente ähnliche komplexe Amplituden aufweisen, so dass sich der wirkliche Azimutwinkel des Objekts nicht eindeutig bestimmen lässt.

[0034] Erfindungsgemäß wird deshalb das virtuelle Array durch zusätzliche virtuelle Elemente aufgefüllt. Zu diesem Zweck wird das Schaltnetzwerk **22** in bestimmten Betriebsphasen so angesteuert, dass zwei Schalter gleichzeitig geschlossen sind, also zwei zugehörigen Antennenelemente **10**, **12**, **14**, **16** gleichzeitig mit demselben Signal gespeist werden. Die gesendeten Signale überlagern sich dann zu einem Signal, dessen Wellenmuster etwa die Form hat, als würde es von einem Punkt in der Mitte zwischen den betreffenden Antennenelementen ausgehen.

[0035] Wenn beispielsweise die Antennenelemente **10** und **12** gemeinsam gespeist werden, erhält man im Steuerungsvektor für das Sendearray eine zusätzliche Komponente $\exp(2\pi i \cdot (d_2/2\lambda) \cdot \sin(\theta))$, entsprechend einem zusätzlichen Antennenelement in der Position $d_2/2$. Im Vektor des virtuellen Arrays ergibt das vier zusätzliche Komponenten, entsprechend virtuellen Elementen bei den Positionen $d_2/2$, $d_2/2 + d_2$, $d_2/2 + d_3$ und $d_2/2 + d_4$. Für den wahren Azimutwinkel des Objekts müssen auch die Antennendiagramme, die zu diesen virtuellen Elementen gehören, die für den Peak des Objekts gemessenen komplexen Amplituden der Zwischenfrequenzsignale Z_1 – Z_4 liefern. Auf diese Weise tragen die zusätzlichen Elemente dazu bei, etwaige Mehrdeutigkeiten zu vermeiden.

[0036] Eine mögliche Betriebsweise des in **Fig. 1** gezeigten Radarsensors ist in Diagrammform in **Fig. 2** dargestellt. Im oberen Teil des Diagramms sind die Frequenzen f_1 – f_4 der von den Antennenelementen **10**–**16** gesendeten Signale als Funktion der Zeit t aufgetragen. Gestrichelte Linien markieren dabei Zeiträume, in denen das betreffende Antennenelement vom Oszillator **24** getrennt ist und somit kein Signal sendet. In einer ersten Periode 1 ist nur das Antennenelement **10** aktiv, und es sendet zunächst ein Signal (Frequenz f_1) das aus einer steigenden Frequenzrampe **40** besteht. Im unteren Teil des Diagramms sind für jede Periode symbolisch die Positionen d der realen Antennenelemente **10**–**16** (Winkel in der linken Spalte) sowie die Positionen der jeweiligen virtuellen Antennenelemente (dünnere Winkel in der rechten Spalte) dargestellt. In der ersten Periode

stimmen die virtuellen Positionen mit den realen Positionen überein.

[0037] In einer nachfolgenden Periode 2 wird bei dem Antennenelement **10** die Frequenzrampe **40** wiederholt, doch wird dasselbe Signal nun zusätzlich auch über das Antennenelement **12** (Frequenz f_2) emittiert. Im unteren Teil des Diagramms sind die Symbole für die aktiven Antennenelemente fett dargestellt. Die Symbole für die virtuellen Antennenelemente sind hier um den Betrag $d_2/2$ verschoben.

[0038] In der Periode 3 ist dann nur das zweite Antennenelement **12** aktiv. In der nachfolgenden Periode 4 werden das zweite und das dritte Antennenelement **10**, **14** gemeinsam mit dem Signal des Oszillators **24** gespeist, wodurch sich wieder virtuelle Positionen ergeben, die zwischen den realen Positionen der Antennenelemente liegen.

[0039] In der Periode 5 ist allein das dritte Antennenelement **14** aktiv, in der nachfolgenden Periode 6 werden das dritte und das vierte Antennenelement **14**, **16** gemeinsam gespeist und in der Periode 7 ist allein das vierte Antennenelement **16** aktiv. Danach wird dieses Schema wiederholt, nun allerdings mit fallenden Frequenzrampen **42**. Die Perioden 8 und 9 in **Fig. 2** entsprechen abgesehen von diesem Unterschied den Perioden 1 und 2, und es schließen sich Perioden **10** bis **14** (nicht gezeigt) an, die den Perioden 3 bis 7 entsprechen.

[0040] Danach können sieben weitere Perioden folgen, in denen das Signal wieder mit steigenden Frequenzrampen moduliert wird, die jedoch eine andere Steigung haben als die Frequenzrampen **40** in Perioden 1 bis 7, und schließlich folgen sieben weitere Perioden mit fallenden Frequenzrampen, deren Steigung von denen der Frequenzrampen **42** verschieden ist. Diese Abfolge von – in diesem Beispiel – 28 Perioden wird dann zyklisch wiederholt.

[0041] In der äußersten rechten Spalte im unteren Teil des Diagramms in **Fig. 2** sind sämtliche auf diese Weise erhaltenen virtuellen Positionen der Antennenelemente zusammen dargestellt. Man erkennt, dass das virtuelle Array in einem hohen Maß mit zusätzlichen virtuellen Elementen aufgefüllt ist, so dass man nicht nur ein hohes Winkelauflösungsvermögen (entsprechend der großen Apertur) erhält, sondern auch ein hohes Maß an Eindeutigkeit (aufgrund der Dichte der virtuellen Elemente innerhalb des Arrays).

[0042] Wenn die Antennenelemente **10**–**16** in gleichmäßigen Abständen angeordnet wären, so würden die Positionen einiger der virtuellen Antennenelemente zusammenfallen. Beispielsweise wären dann in der Periode 3 die Positionen des zweiten und dritten virtuellen Antennenelements mit den Positionen der Antennenelemente **12** und **14** identisch.

[0043] das wird jedoch in der gezeigten Ausführungsform dadurch vermieden, dass die Abstände zwischen den Antennenelementen ungleich sind: $d_4 - d_3 > d_3 - d_2 > d_2$.

[0044] Fig. 3 illustriert eine mögliche Weiterbildung der Erfindung, bei der das Schaltnetzwerk **22** MMIC-Schaltungen **44** enthält, die es nicht nur erlauben, das Signal des Oszillators **24** entweder an das betreffende Antennenelement weiterzuleiten (Zustand "1") oder zu sperren (Zustand "0"), sondern außerdem mindestens einen Zustand ($\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$) aufweisen, in dem das Signal des Oszillators mit einer bestimmten Phasenverschiebung ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 oder ϕ_4 an das betreffende Antennenelement **10, 12, 14** oder **16** weitergeleitet wird.

[0045] Neben dem Zustand, der in Fig. 2 illustrierten Periode 2 entspricht und in dem die beiden Antennenelemente **10, 12** mit demselben Oszillator-signal gespeist werden, ist deshalb beispielsweise auch ein Zustand möglich, in dem das Signal des Oszillators **24** unverändert an das Antennenelement **10** weitergeleitet wird, an das Antennenelement **12** jedoch mit einer Phasenverschiebung ϕ_2 . Die von diesen beiden Antennenelementen emittierten Signale überlagern sich dann zu einem Signal, dessen Hauptabstrahlrichtung von dem Azimutwinkel $\theta = 0^\circ$ abweicht. Je nach Wahl der Phasenwinkel $\phi_1 - \phi_4$ ist somit jeweils in den Perioden, in denen mindestens zwei Antennenelemente gleichzeitig aktiv sind, eine Strahlformung möglich. Dadurch lässt sich das "Blickfeld" des Radarsensors im Azimut noch beträchtlich variieren und erweitern.

[0046] Es versteht sich, dass die hier beschriebenen Ausführungsbeispiele auf vielfältige Weise abgewandelt werden können. Beispielsweise kann der Radarsensor anstelle von vier Antennenelementen auch eine andere Anzahl von Antennenelementen aufweisen. Neben einer monostatischen Bauweise ist auch eine bistatische Bauweise möglich, bei der mindestens ein Antennenelement nur zum Senden dient und mindestens ein anderes Antennenelement nur zum Empfangen.

[0047] Für die Ansteuerung der sendenden Antennenelemente kann auch ein anderes Aktivitätsmuster verwendet werden als in Fig. 2 gezeigt ist. Beispielsweise ist es möglich, drei oder mehr Antennenelemente gleichzeitig zu aktivieren, um zusätzliche Phasenzentren und damit zusätzliche virtuelle Antennenelemente zu erzeugen. Auch die Anzahl und die Reihenfolge der unterschiedlichen Aktivierungszustände der Antennenelemente kann von dem in Fig. 2 gezeigten Schema abweichen. Insbesondere ist es auch möglich, die Perioden, in denen mindestens zwei Antennenelemente gleichzeitig aktiv sind, lediglich "bedarfsweise" einzuschieben, wenn sich bei der

Signalauswertung ergibt, dass Mehrdeutigkeiten auftreten.

Patentansprüche

1. Winkelauflösender Radarsensor mit mehreren Antennenelementen (**10, 12, 14, 16**), die in einer Richtung, in welcher der Radarsensor winkelauflösend ist, in verschiedenen Positionen angeordnet sind, und mit einer Steuer- und Auswerteeinrichtung (**30**), die für eine Betriebsweise ausgelegt ist, bei der mehrere der Antennenelemente (**10-16**) Signale senden, die jeweils von mehreren der Antennenelemente empfangen werden, und der Winkel (θ) eines georteten Objekts anhand von Amplituden und/oder Phasenbeziehungen zwischen Signalen bestimmt wird, die unterschiedlichen Konfigurationen von sendenden und empfangenden Antennenelementen entsprechen, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Steuer- und Auswerteeinrichtung (**30**) dazu ausgebildet ist, mehrere der sendenden Antennenelemente (**10-16**) gleichzeitig in der Weise mit frequenzgleichen Signalen ($f_1 - f_4$) zu speisen, dass das gemeinsame Phasenzentrum dieser Signale zwischen den Positionen zweier benachbarter Antennenelemente liegt.

2. Radarsensor nach Anspruch 1, in monostatischer Bauweise.

3. FMCW-Radarsensor nach Anspruch 1 oder 2.

4. Radarsensor nach einem der vorstehenden Ansprüche, bei dem die Abstände der Paare benachbarter sendender Antennenelemente voneinander verschieden sind.

5. Radarsensor nach einem der vorstehenden Ansprüche, bei dem die Steuer- und Auswerteeinrichtung (**30**) dazu ausgebildet ist, die mehreren Antennenelemente gleichzeitig mit Signalen zu speisen, die nicht nur frequenzgleich, sondern auch phasengleich sind.

6. Radarsensor nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem die Steuer- und Auswerteeinrichtung (**30**) dazu ausgebildet ist, den mehreren Antennenelementen die frequenzgleichen Signale mit unterschiedlichen Phasenlagen ($\phi_1 - \phi_4$) zuzuführen, um so eine Strahlformung zu erreichen.

Es folgen 3 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

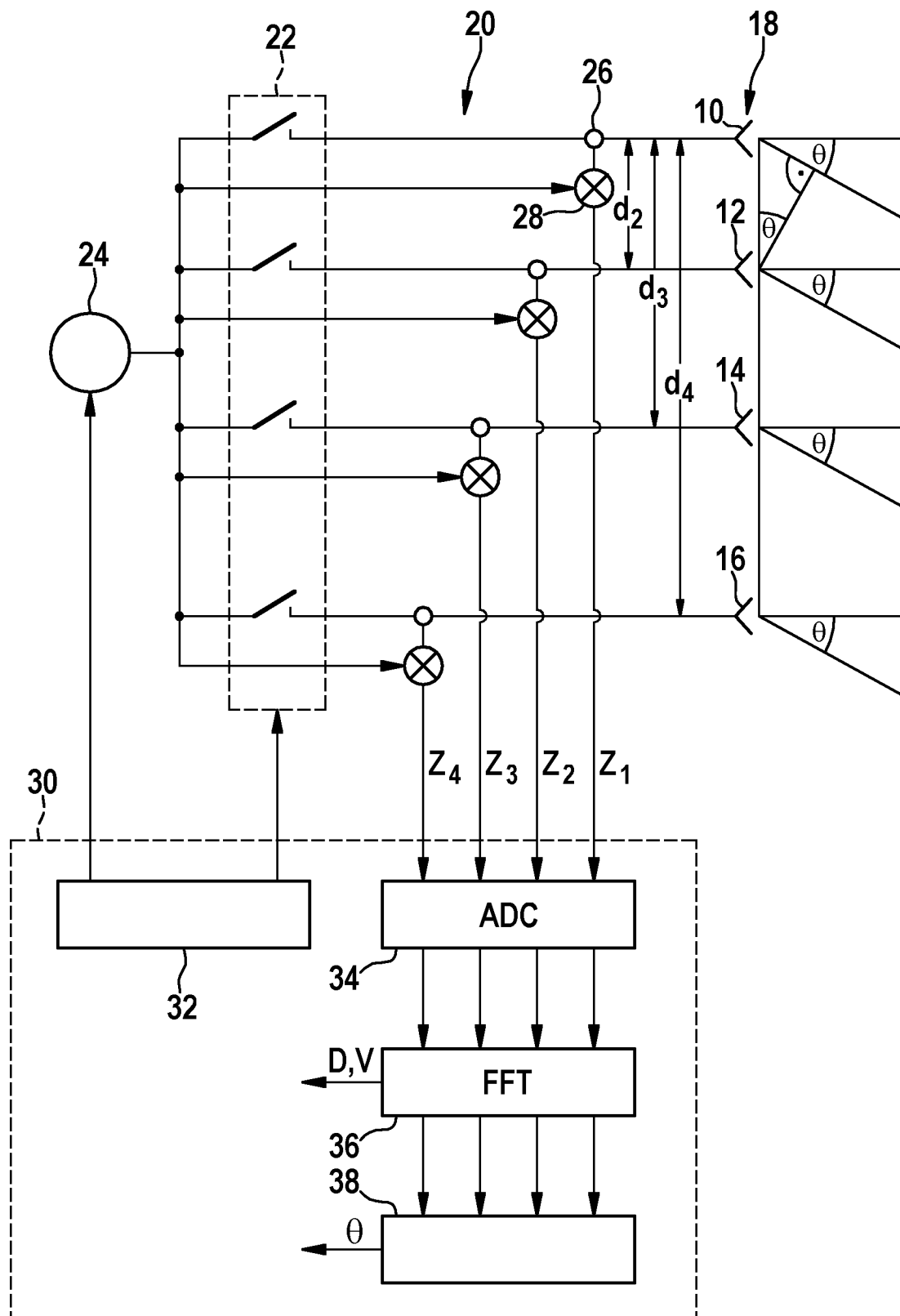


Fig. 1

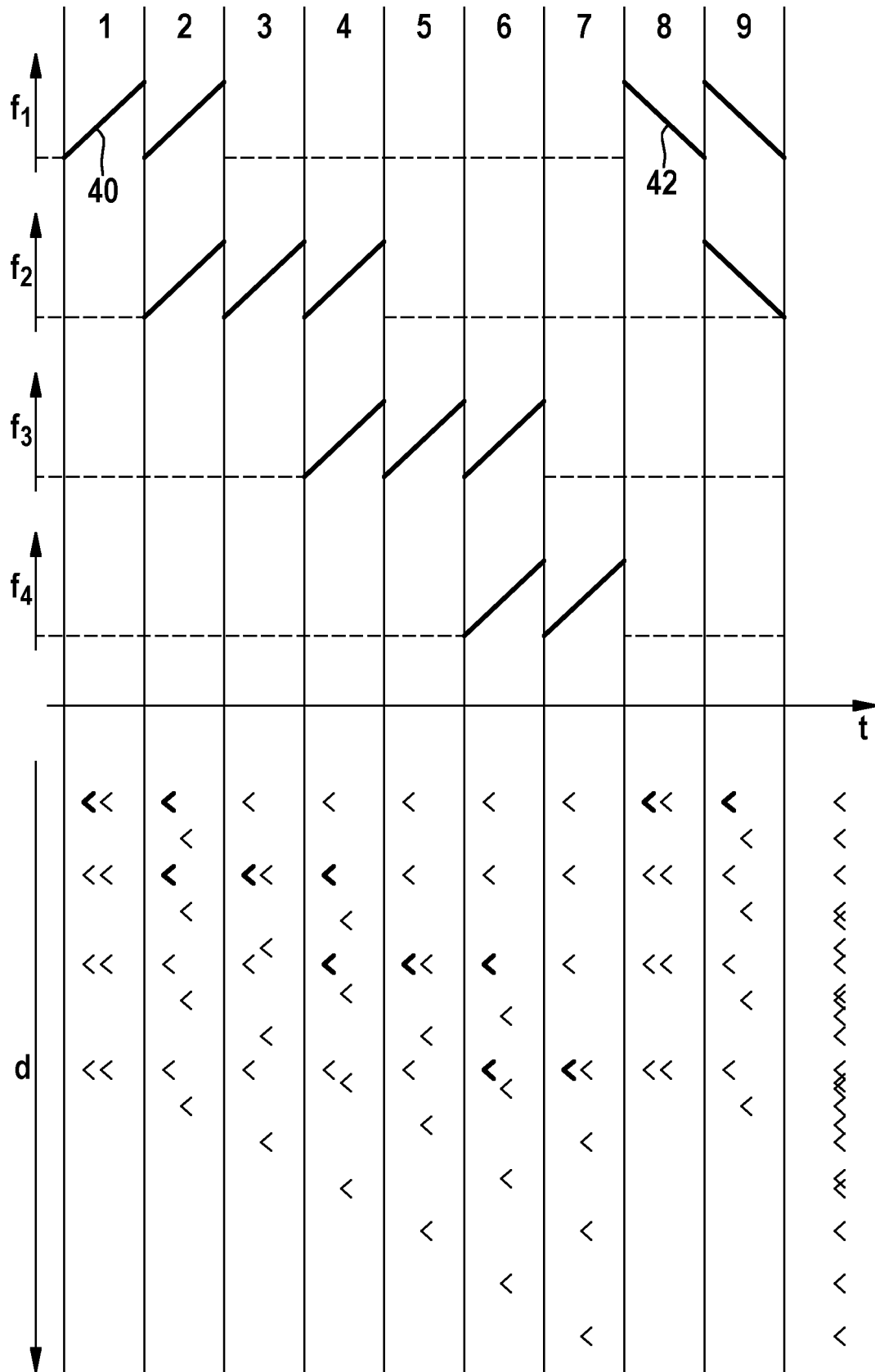


Fig. 2

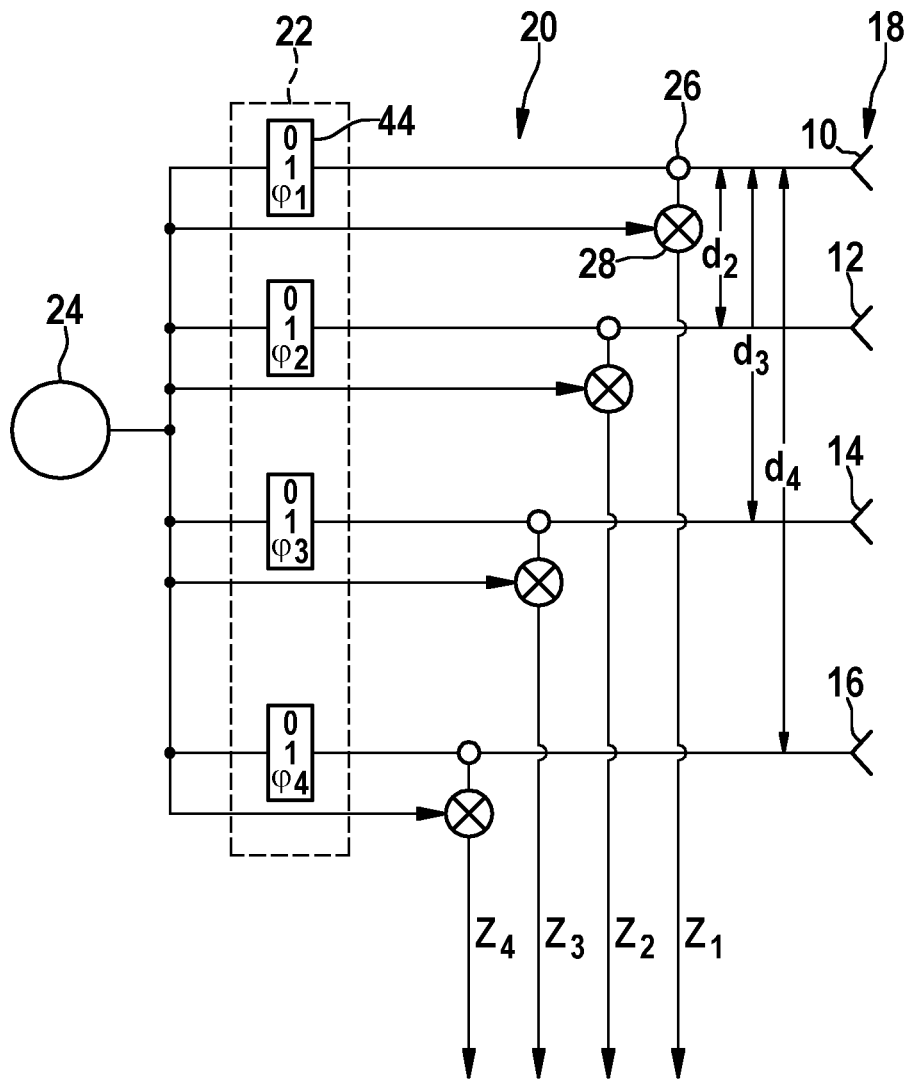


Fig. 3