

(19)



(11)

**EP 2 662 929 A1**

(12)

**EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG**

(43) Veröffentlichungstag:  
13.11.2013 Patentblatt 2013/46

(51) Int Cl.:  
H01Q 3/30 (2006.01) H01Q 3/42 (2006.01)

(21) Anmeldenummer: 13002387.2

(22) Anmeldetag: 04.05.2013

(84) Benannte Vertragsstaaten:  
**AL AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HR HU IE IS IT LI LT LU LV MC MK MT NL NO PL PT RO RS SE SI SK SM TR**  
Benannte Erstreckungsstaaten:  
**BA ME**

- Epp, Michael  
87437 Kempten (DE)
- Vallant, Georg J.  
89073 Ulm (DE)
- Ludwig, Walter  
89278 Nersingen (DE)

(30) Priorität: 10.05.2012 DE 102012009402

(71) Anmelder: EADS Deutschland GmbH  
85521 Ottobrunn (DE)

(74) Vertreter: Meel, Thomas  
EADS Deutschland GmbH  
Patentabteilung, CLI  
88039 Friedrichshafen (DE)

(72) Erfinder:  
• Schlecker, Wolfgang  
89607 Emerkingen (DE)

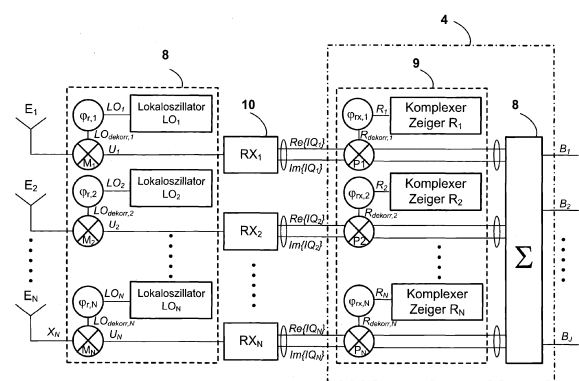
(54) **Phased-Array Antenne und Verfahren zur Verarbeitung von Empfangssignalen in einer Phased-Array Antenne**

(57) Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Verarbeitung von Empfangssignalen in einer Phased-Array Antenne mit einer Mehrzahl von Empfangselementen ( $E_1, \dots, E_N$ ) mit jeweils einem zugeordneten Empfangspfad, wobei in jedem Empfangspfad ein analoges Zwischenfrequenzsignal ( $U_1, \dots, U_N$ ) durch Mischung des Empfangssignals ( $X_1, \dots, X_N$ ) in jedem Empfangspfad mit einem Oszillatorsignal ( $LO_1, \dots, LO_N$ ) erzeugt und durch anschließende Digitalisierung in ein komplexes Basisband-Signal ( $IQ_1, \dots, IQ_N$ ) überführt wird, wobei in jedem Empfangspfad auf das komplexe Basisband-Signal ( $IQ_1, \dots, IQ_N$ ) eine der Empfangsrichtung der Antenne entsprechende Phasenverschiebung angewendet wird.

Gemäß der Erfindung wird bei erstmaliger Durchführung des Verfahrens jedem Empfangselement ( $E_1, \dots, E_N$ ) der Phased-Array Antenne genau ein individueller aus einem Phasenbereich von  $-\pi$  bis  $+\pi$  normalverteilter Phasenwert ( $\varphi_{r,1}, \dots, \varphi_{r,N}$ ) innerhalb einer ersten Dekorrelationseinheit (8) einmalig und dauerhaft zugewiesen, wobei dem Oszillatorsignal ( $LO_1, \dots, LO_N$ ) diese normalverteilten Phasenwerte ( $\varphi_{r,1}, \dots, \varphi_{r,N}$ ) aufaddiert werden und wobei innerhalb einer zweiten Dekorrelationseinheit (9) in jedem Empfangspfad auf das komplexe Basisband-Signal ( $IQ_1, \dots, IQ_N$ ) eine der Empfangsrichtung der Antenne entsprechende Phasenverschiebung ( $\varphi_{rx,1}, \dots,$

$\varphi_{rx,N}$ ), in welcher die normalverteilten Phasenwerte ( $\varphi_{r,1}, \dots, \varphi_{r,N}$ ) berücksichtigt sind, angewendet wird.

Aufgabe der Erfindung ist es den störungsfreien dynamischen Bereich über alle Blickwinkel der Phased-Array Antenne zu verbessern.

**EP 2 662 929 A1**

## Beschreibung

**[0001]** Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Verarbeitung von Empfangssignalen in einer Phased-Array Antenne gemäß den Merkmalen des Patentanspruchs 1 sowie eine Phased-Array Antenne gemäß den Merkmalen des Patentanspruchs 3.

## STAND DER TECHNIK

**[0002]** Aus DE 600 25 064 T2 und DE 10 2007 046 566 B4 sind Radargeräte mit Verwendung von digitaler Strahlformung bekannt.

**[0003]** In Fig. 1 ist schematisch der Aufbau einer N-kanaligen Phased-Array Antenne mit digitaler Strahlformung dargestellt. Durch die in 5 dargestellte Verwendung mehrerer Empfangskanäle wird eine Richtwirkung in der Umgebung des Radargeräts erzielt. Unter idealen Bedingungen vergrößert sich der Dynamikbereich gegenüber einem Einzelempfänger-System um den Faktor  $10\log_{10}(N)$  dB, wobei N die Anzahl der verwendeten Kanäle und n den Laufindex für den n-ten Kanal ausdrückt. Am Beispiel einer linearen Phased-Array Antenne 1 mit Antennenabstand  $d=\lambda/2$  ( $\lambda$ : Über die Lichtgeschwindigkeit c mit der verwendeten Trägerfrequenz  $f_c$  verknüpfte Wellenlänge, entsprechend  $\lambda=c/f_c$ ) wird die weitere Verarbeitung beschrieben. Die von den Antennen-Elementen  $E_1, \dots, E_N$  zur Verfügung gestellten Hochfrequenzsignale  $X_1, \dots, X_N$  werden den analogen Empfängerstufen  $ARX_1, \dots, ARX_N$  zugeführt. In der vollständigen analogen Empfängereinheit 2 werden die Hochfrequenzsignale  $X_1, \dots, X_N$  auf eine niedrigere Zwischenfrequenz  $U_1, \dots, U_N$  umgesetzt. Hierzu wird ein Mischsignal BO aus dem Block zentraler Basisoszillator 6 der analogen Empfängereinheit 2 zugeführt. Die interne Verteilung des zentralen BO erfolgt an jede analoge Empfängerstufe  $ARX_1, \dots, ARX_N$ . Die durch den Mischprozess von  $X_1, \dots, X_N$  mit den aus BO abgeleiteten Oszillatorsignalen erzeugten Zwischenfrequenzsignale  $U_1, \dots, U_N$  werden anschließend der digitalen Empfängereinheit 3 zugeführt. Dort werden zunächst die analogen Signale mit den Analog-zu-Digital-Wandlern  $ADC_1, \dots, ADC_N$  in digitale Signale umgesetzt. In der nachgeschalteten digitalen Vorverarbeitungseinheit  $PP_1, \dots, PP_N$  werden die komplexen Basisbandsignale  $IQ_1, \dots, IQ_N$  erzeugt. Ein komplexes Basisbandsignal  $IQ_n$  setzt sich vektoriell zusammen aus einem Realteil  $Re\{IQ_n\}$  und Imaginärteil  $Im\{IQ_n\}$ . Die Verarbeitungseinheit Digitale Strahlformung 4 ist Teil eines Signalprozessors und verwendet alle von den N Einzelkanälen zur Verfügung gestellten Signale  $IQ_1, \dots, IQ_N$ , um eine Anzahl J Beams  $B_1, \dots, B_J$  zu formen. Für die Anzahl an Beams gilt im Regelfall:  $J < N$ . Diese Beams bieten einen richtungsabhängigen Zugriff auf Entfernungs- und Geschwindigkeitsinformationen. Das Konzept wird unabhängig von der gewählten Modulationsart erläutert.

**[0004]** Wie für lineare Phased-Arrays theoretisch bekannt, erzeugt eine einfallende Signalwelle jeweils im n-ten Kanal eine richtungsabhängige Phasenverschie-

bung ( $\varphi_n = n \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot d / c \cdot \sin(\Theta)$ ), wobei  $f_c$  die Trägerfrequenz, d den Antennenabstand und  $\Theta$  den Einfallswinkel darstellt. Zur weiteren Darstellung wird Fig. 2. mit dem Empfangskanal 7 anhand des Laufindex  $n=1$  herangezogen.

**[0005]** Das vom lokalen  $LO_1$  zur Verfügung gestellte Signal  $LO_1$  wird aus dem zentralen Basisoszillator BO (Bezugszeichen 6) in Fig. 1. abgeleitet. Der zentrale Basisoszillator 6 stellt jedem Empfangselement ein lokales LO-Signal identischer Frequenz zur Verfügung. Durch Multiplikation von  $LO_1$  und dem phasenverschobenen  $X_1$  wird das Zwischenfrequenzsignal  $U_1$  erzeugt. Die Digitalisierung des wert- und zeitkontinuierlichen Signals  $U_1$  in das Signal  $D_1$  erfolgt im Analog-Digital-Wandler ( $ADC_1$ ). Die Generierung des komplexen Basisbandsignals  $Re\{IQ_1\} + j \cdot Im\{IQ_1\}$  erfolgt in der Vorverarbeitungseinheit PP1.  $ADC_1$  und  $PP_1$  bilden im Verbund definitionsgemäß einen digitalen Einzelempfänger 10. Im Folgenden wird die Verarbeitungsschritte Digitale Strahlformung 4 aus Fig. 1 näher erläutert. Die richtungsabhängigen Phasenverschiebungen  $\varphi_1 \dots \varphi_N$  bleiben bei der Umsetzung der Signale  $X_1, \dots, X_N$  nach  $IQ_1, \dots, IQ_N$  erhalten und können in den Mischereinheiten  $P_1, \dots, P_N$  in 4 jeweils invers angewendet werden. Die Multiplikation der komplexen Signale  $IQ_1 \dots IQ_N$  mit inversen Drehzeigern  $R_n = \exp(-j \cdot n \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot d / c \cdot \sin(\Theta))$  erzeugt eine inverse Phasenverschiebung von  $\varphi_{inv,n} = \varphi_n$  im jeweils n-ten Kanal und ermöglicht eine kohärente Addition (konstruktive Überlagerung) aller Empfangssignale in der nachgeschalteten Summiereinheit 12. Die erzeugten Ausgangssignale  $B_1 \dots B_J$  werden einer nachfolgenden Prozessoreinheit (Radar-Prozessor) zugeführt.

**[0006]** Die Gesamtheit aller angewendeten inversen Phasenverschiebungen lässt sich somit in einem Vektor  $\Phi_{inv} = [\varphi_{inv,1}, \varphi_{inv,2}, \varphi_{inv,3}, \varphi_{inv,4}, \varphi_{inv,5}, \dots, \varphi_{inv,N}]$  und damit einem Zeigervektor  $R = A_{taper} \cdot \exp(j \cdot \Phi_{inv})$  ausdrücken, der durch Multiplikation den Mischereinheiten  $P_1 \dots P_N$  beaufschlagt wird. Wird keine Amplitudenwichtung vorgesehen

( $A_{taper} = [1 \dots 1]$  mit  $A_{taper} \in \mathbb{R}^{1 \times N}$ ) ergibt sich ein Richtdiagramm nach  $G(\Theta) = 10\log_{10}(\sin^2(N \cdot \pi \cdot d / \lambda \cdot \sin(\Theta - \Theta_0)) / (N^2 \cdot \sin^2(\pi \cdot d / \lambda \cdot \sin(\Theta - \Theta_0))))$ , wobei  $\Theta_0$  den tatsächlichen Einfallswinkel der elektromagnetischen Welle und  $\Theta$  die eingestellte Vorzugsrichtung der digitalen Strahlformung.

**[0007]** Herkömmliche Verfahren weisen einen Nachteil bezüglich dem nutzbaren störungsfreien Dynamikbereich auf. Bei Anwendung von Strahlformung erfahren Verzerrungsprodukte ( $HD_2, HD_3 \dots HD_i$  = Harmonic Distortion, in nichtlinearen Systemen erzeugte Störsignale bei Vielfachen i der Signalfrequenz) einen dem Nutzsinal entsprechenden inverse Phasenverschiebung. Die den Verzerrungsprodukten zugeordneten Phasen weisen einen vom Vektor  $\Phi_{inv}$  abweichenden Faktor  $\Psi$  auf, z. B.  $\Psi=2$  für  $HD_2$ . Dies führt in Abhängigkeit der Blickwinkel  $\Theta$  zu einer teildestruktiven bzw. konstruktiven Überlagerung dieser Verzerrungsprodukte.

**[0008]** Nachteil bei einer Signalverarbeitung gemäß dem Stand der Technik ist folglich, dass es bei der Addition zwar zu einer konstruktiven Interferenz des Eingangssignals kommt, bei den Verzerrungsprodukten allerdings neben einer teildestruktiven Interferenz ebenfalls zu einer konstruktiven Interferenz bei dem Blickwinkel  $\Theta=0^\circ$  und größeren Winkeln gemäß den Nullstellen in der Funktion  $P(\Theta)=10\log_{10}(\sin^2(\Psi \cdot N \cdot \pi \cdot d/\lambda \cdot \sin(\Theta-\Theta_0)) / (N^2 \cdot \sin^2(\Psi \cdot \pi \cdot d/\lambda \cdot \sin(\Theta-\Theta_0))))$ . Dadurch wird zwangsläufig der störungsfreie Dynamikbereich (=spurious-free dynamic range, SFDR), welcher in diesem Fall das Verhältnis aus dem leistungsmäßigen Betrag der größten Harmonischen zum leistungsmäßigen Betrag des Empfangssignals (Fundamentale) darstellt, verschlechtert. Die von der digitalen Strahlformung erwartete Dynamikbereichsvergrößerung  $10\log_{10}(N)$  dB kann somit nicht garantiert werden, da Verzerrungsprodukte nicht bei allen Blickwinkeln  $\Theta$  von Kanal zu Kanal dekorreliert sind und somit in gleicher Weise wie das Nutzsignal aufaddiert werden.

## BESCHREIBUNG DER ERFINDUNG

**[0009]** Aufgabe der Erfindung ist es, ein Verfahren anzugeben, bei welchem im Empfänger auftretende Harmonische durch das gewählte Signalverarbeitungskonzept unterdrückt werden und der störungsfreie dynamische Bereich über allen Blickwinkeln  $\Theta$  verbessert wird. Eine weitere Aufgabe besteht darin, eine entsprechende Antenne zu schaffen.

**[0010]** Die Aufgaben werden mit dem Verfahren gemäß den Merkmalen der geltenden Patentansprüche 1 sowie der Vorrichtung gemäß Patentanspruch 3 gelöst. Vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind Gegenstand von Unteransprüchen.

**[0011]** Die Erfindung sowie weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung werden im Weiteren anhand von Zeichnung näher erläutert. Es zeigen:

- Fig. 1 schematisch der Aufbau einer N-kanaligen Phased-Array Antenne mit digitaler Strahlformung,
- Fig. 2 schematisch der Aufbau einer N-kanaligen Phased-Array Antenne mit digitaler Strahlformung und richtungsabhängigen Phasenverschiebungen,
- Fig. 3 schematisch der erfindungsgemäße Aufbau einer N-kanaligen Phased-Array Antenne mit digitaler Strahlformung inklusive der Dekorrelationseinheiten,
- Fig. 4 beispielhafte erfindungsgemäße Phasenbelegung im Empfangsteil
- Fig. 5 eine schematische Darstellung eines beispielhaften Frontends, des Mischers und des Oszil-

lators einer Phased-Array Antenne gemäß Fig. 1.

**[0012]** Fig. 3 zeigt schematisch den erfindungsgemäßen Aufbau einer N-kanaligen Phased-Array Antenne mit digitaler Strahlformung inklusive der Dekorrelationseinheiten 8,9. Gemäß der Erfindung werden Empfangssignale  $X_1, \dots, X_N$  in einer Phased-Array Antenne mit einer Mehrzahl von Empfangselementen  $E_1, \dots, E_N$  mit jeweils einem zugeordneten Empfangspfad verarbeitet, wobei in jedem Empfangspfad ein analoges Zwischenfrequenzsignal  $U_1, \dots, U_N$  durch Mischung des Empfangssignals  $X_1, \dots, X_N$  mit einem Oszillatorsignal  $LO_1, \dots, LO_N$  erzeugt und anschließend durch Digitalisierung und evtl. digitaler Mischung in ein komplexes Basisband-Signal  $IQ_1, \dots, IQ_N$  überführt wird, wobei in jedem Empfangspfad auf das komplexe Basisband-Signal  $IQ_1, \dots, IQ_N$  eine der Empfangsrichtung der Antenne entsprechende Phasenverschiebung angewendet wird. Die Erfindung zeichnet sich dadurch aus, dass bei erstmaliger Durchführung des Verfahrens jedem Empfangselement der Phased-Array Antenne genau ein individueller aus einem Phasenbereich von  $-\pi$  bis  $+\pi$  normalverteilter Phasenwert  $\varphi_{r,1}, \dots, \varphi_{r,N}$  innerhalb der ersten Dekorrelationseinheit 8 einmalig und dauerhaft zugewiesen wird, dass dem Oszillatorsignal diese normalverteilten Phasenwerte  $\varphi_{r,1}, \dots, \varphi_{r,N}$  aufaddiert werden und dass innerhalb der zweiten Dekorrelationseinheit 9 in jedem Empfangspfad auf das komplexe Basisband-Signal  $IQ_1, \dots, IQ_N$  eine der Empfangsrichtung der Antenne entsprechende Phasenverschiebung  $\varphi_{rx,1}, \dots, \varphi_{rx,N}$  in welcher die normalverteilten Phasenwerte  $\varphi_{r,1}, \dots, \varphi_{r,N}$  berücksichtigt sind, invers angewendet wird.

**[0013]** Die erste Dekorrelationseinheit 8 und die zweite Dekorrelationseinheit 9 unterscheiden sich dadurch, dass die erste Dekorrelationseinheit 8 eine gezielt hinzugefügte kanalabhängige Phasenverschiebung im analogen Teil des Empfängers appliziert, wohingegen die zweite Dekorrelationseinheit 9 die hinzugefügte kanalabhängige Phasenverschiebung im digitalen Teil des Empfängers invers appliziert und damit rückgängig macht. Die eingeführten Blöcke  $RX_1, \dots, RX_2$  bezeichnen jeweils den Verbund von ADC und PP in jedem Kanal (siehe auch Fig 1.).

**[0014]** Bei der Anwendung der Phasenverschiebung  $\varphi_{rx,1}, \dots, \varphi_{rx,N}$  auf das komplexe Basisband-Signal  $IQ_1, \dots, IQ_N$  kann zusätzlich eine Amplitudenwichtung durchgeführt werden, die Anwendung einer Wichtungsfunktion berührt den Gegenstand dieser Erfindung nicht.

**[0015]** Der der Erfindung zugrundeliegende digitale applizierte Phasenvektor in der zweiten Dekorrelationseinheit 9 lässt sich somit ausdrücken als  $\Phi_{\text{dekor}} = \Phi_{\text{inv}} + \Phi_{\text{rx}}$ , wobei  $\Phi_{\text{rx}} = [\varphi_{rx,1} \varphi_{rx,2} \varphi_{rx,3} \dots \varphi_{rx,N}]$  den additiven, einem normalverteilten Zufallsprozess entnommenen, und bereits in der ersten Dekorrelationseinheit 8 analogseitig applizierten Datensatz von Phasenwerten darstellt, welche zwischen  $\pm \pi$  liegen. Der analogseitig applizierte Phasenvektor

in der ersten Dekorrelationseinheit 8 entspricht dem Phasenvektor in der zweiten Dekorrelationseinheit 9 mit umgekehrtem Vorzeichen gemäß  $\Phi_r = -\Phi_{rx}$ . Weiterhin ist  $\Phi_{inv}$  der eigentlichen Strahlformung zuzuordnen und in den bereits in Fig 2. beschriebenen komplexen Drehzeigern  $R_1 \sim R_N$  enthalten.  $\Phi_{rx}$  enthält die zusätzlich eingebrachten Phasenwerte. Die in Vektorform digitalseitig applizierte Phasenverschiebung lässt sich somit ausdrücken als Multiplikation mit dem Signalvektor  $R_{dekorrr} = \exp(j(\Phi_{inv} + \Phi_{rx})) = \exp(j\Phi_{dekorrr})$  mit den Einzelzeigern  $[R_{dekorrr,1} \ R_{dekorrr,2} \ \dots \ R_{dekorrr,N}]$ . Analogseitig werden gleichermaßen Phasenverschiebungen über den Vektor  $\Phi_r = [\varphi_{r,1} \ \varphi_{r,2} \ \varphi_{r,3} \ \dots \ \varphi_{r,N}]$  den Mischersignalen  $LO_1 \sim LO_N$  beaufschlagt. Die Mischersignale mit eingebrachten Phasenverschiebungen  $\varphi_{r,1}, \dots, \varphi_{r,N}$  werden im Signalvektor  $LO_{dekorrr} = [LO_{dekorrr,1} \ LO_{dekorrr,2} \ \dots \ LO_{dekorrr,N}]$  zusammengefasst.

**[0016]** Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des  $\Phi_{rx}$  zugrundeliegenden Zufallsprozesses lässt sich ausdrücken als  $f(x) = 1/(\sigma \cdot \sqrt{2\pi}) \cdot \exp(-0.5 \cdot ((x-\mu)/\sigma)^2)$ , wobei  $\mu$  den Erwartungswert und  $\sigma$  die Standardabweichung repräsentiert. Die Multiplikation der komplexen Basisband-Signale  $IQ_1, \dots, IQ_N$  mit dem komplexen  $R_{dekorrr}$  führt damit um einen zur korrekten Strahlformung aufgrund  $\Phi_{inv} = -\Phi$ , wobei  $\Phi = [\varphi_1 \ \varphi_2 \ \varphi_3 \ \dots \ \varphi_N]$  die richtungsabhängigen Phasenverschiebungen  $\varphi_n$  gemäß Fig 2. beinhaltet, und zum anderen zur Dekorrelation der Harmonischen und damit zu einem SFDR-Gewinn über allen Blickwinkeln  $\Theta$  aufgrund der inversen Beziehung der gezielt eingebrachten Phasenverschiebungen  $\Phi_{rx} = -\Phi_r$ .

**[0017]** Eine beispielhafte Vektorbelegung für  $\Phi_{inv}$  und  $\Phi_{rx}$  für einen Blickwinkel in rad von  $\Theta = 30^\circ$ ,  $d = \lambda/2$  und  $N = 100$  ist in Fig. 4 dargestellt. Die bis hierhin verwendeten Vektor- und Signalbezeichnungen werden zur Klarstellung noch einmal zusammengefasst und erläutert.

$\Phi$  richtungsabhängig auftretenden Phasenverschiebungen, analogseitig, wobei  $\Phi = [\varphi_1 \ \varphi_2 \ \varphi_3 \ \dots \ \varphi_N]$  mit  $\varphi_n = n \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot \sin(\Theta)$  im n-ten Kanal.

$\Phi_{inv}$  inverse Phasenverschiebungen für korrekte Strahlformung, digitalseitig, wobei  $\Phi_{inv} = [\varphi_{inv,2} \ \varphi_{inv,3} \ \dots \ \varphi_{inv,N}] = -\Phi$ .

$\Phi_r$  normalverteilte Phasenverschiebungen, gezielt analogseitig appliziert in der ersten Dekorrelationseinheit 8 wobei  $\Phi_r = [\varphi_{r,1} \ \varphi_{r,2} \ \varphi_{r,3} \ \dots \ \varphi_{r,N}]$  mit entnommenen Einzelwerten aus  $f(x) = 1/(\sigma \cdot \sqrt{2\pi}) \cdot \exp(-0.5 \cdot ((x-\mu)/\sigma)^2)$ .

$\Phi_{rx}$  normalverteilte Phasenverschiebungen, gezielt digitalseitig appliziert in der zweiten Dekorrelationseinheit 9, wobei  $\Phi_{rx} = [\varphi_{rx,1} \ \varphi_{rx,2} \ \varphi_{rx,3} \ \dots \ \varphi_{rx,N}] = -\Phi_r$ .

$\Phi_{dekorrr}$  effektiv angewandte Phasenverschiebungen wobei  $\Phi_{dekorrr} = \Phi_{inv} + \Phi_{rx}$ .

**R** Zeigervektor  $\exp(j\Phi_{inv})$ , digitalseitig appliziert, sorgt für korrekte Strahlformung.

**$R_{dekorrr}$**  Zeigervektor  $\exp(j\Phi_{dekorrr})$ , digitalseitig appliziert, sorgt für korrekte Strahlformung und Dekorrelation von Harmonischen.

**LO**

Signalvektor für analogseitige Mischersignale.

5  **$LO_{dekorrr}$**

Signalvektor für analogseitige Mischersignale mit Phasenterm  $\exp(j\Phi_r)$ .

**[0018]** Die erfindungsgemäße Phased-Array Antenne umfasst eine Mehrzahl von Empfangselementen  $E_1, \dots, E_N$ ,  $N$  Lokaloszillatoren, welche z.B. mit einem Basisoszillator verbunden sein können, zur Erzeugung der Oszillatorsignale, Mischer zur Mischung der Oszillatorsignale  $LO_1, \dots, LO_N$  mit entsprechend von den Empfangselementen  $E_1, \dots, E_N$  empfangenen Empfangssignalen, Analog-Digital-Wandlerschaltungen und einen Signalprozessor, wobei jedem Empfangselement  $E_1, \dots, E_N$  ein Mischer  $LO_1, \dots, LO_N$  zugeordnet ist. Die erfindungsgemäße Phased-Array Antenne zeichnet sich in einem Ausführungsbeispiel dadurch aus, dass der Oszillator  $LO_1, \dots, LO_N$  mit jedem Mischer  $LO_1, \dots, LO_N$  über Signalleitungen verbunden ist, wobei jeder Signalleitung eine gezielte additive Längenabweichung zugeordnet wird, deren Länge selbst normalverteilt ist.

**[0019]** Eine Phased-Array Antenne gemäß der Erfindung kann somit derart aufgebaut sein, dass entweder jeder Signalleitung eine gezielte additive Längenabweichung zugeordnet wird, deren Länge selbst normalverteilt ist, oder jeder Oszillator erhält eine gezielte additive Phasenverschiebung, deren Wert ebenfalls normalverteilt ist.

**[0020]** Die Längen der einzelnen Signalleitungen können aus einer Normalverteilung eines Phasenbereiches von  $-\pi$  bis  $+\pi$  bei vorgegebener Trägerfrequenz des Empfangssignals abgeleitet werden.

**[0021]** Der Zusammenhang zwischen den Längen der Signalleitungen und den erzeugten Phasenverschiebungen ist über  $l = \Phi_{dekorrr} / (2\pi) \cdot \lambda$  gegeben. Dabei gilt  $\lambda = c_0 / (f_c \cdot n)$ , wobei  $f_c$  die Trägerfrequenz und  $n$  die Brechzahl des Mediums darstellt. Am Beispiel von  $f_c = 5$  GHz,  $n = 1$  und  $\lambda = 6$  cm entspricht eine Leitungslängenabweichung von  $\pm 3$  cm dem geforderten Phasenintervall von  $\pm \pi$ .

**[0022]** Fig. 5 zeigt eine schematische Darstellung eines beispielhaften Frontends einer Phased-Array Antenne mit 4 Empfangselementen  $E_1, E_2, E_3, E_4$ . Jedes Empfangselement  $E_1, E_2, E_3, E_4$  ist jeweils ein Kanal  $K_1, K_2, K_3, K_4$  zugeordnet. In jedem Kanal  $K_1, K_2, K_3, K_4$  ist jeweils ein Mischer  $M_1, M_2, M_3, M_4$  vorhanden, welcher mit einem gemeinsamen Oszillator OSZ verbunden ist. Dieser Oszillator OSZ ist mit den einzelnen Mischern  $M_1, M_2, M_3, M_4$  über individuelle Signalleitungen  $L_1, L_2, L_3, L_4$  verbunden. Die additiven Längenabweichungen der einzelnen Signalleitungen  $L_1, L_2, L_3, L_4$  entsprechen hierbei einer Normalverteilung.

## Patentansprüche

1. Verfahren zur Verarbeitung von Empfangssignalen

in einer Phased-Array Antenne mit einer Mehrzahl von Empfangselementen ( $E_1, \dots, E_N$ ) mit jeweils einem zugeordneten Empfangspfad, wobei in jedem Empfangspfad ein analoges Zwischenfrequenzsignal ( $U_1, \dots, U_N$ ) durch Mischung des Empfangssignals ( $X_1, \dots, X_N$ ) in jedem Empfangspfad mit einem Oszillatorsignal ( $LO_1, \dots, LO_N$ ) erzeugt und durch anschließende Digitalisierung in ein komplexes Basisband-Signal ( $IQ_1, \dots, IQ_N$ ) überführt wird, wobei in jedem Empfangspfad auf das komplexe Basisband-Signal ( $IQ_1, \dots, IQ_N$ ) eine der Empfangsrichtung der Antenne entsprechende Phasenverschiebung angewendet wird, **dadurch gekennzeichnet, dass** bei erstmaliger Durchführung des Verfahrens jedem Empfangselement ( $E_1, \dots, E_N$ ) der Phased-Array Antenne genau ein individueller aus einem Phasenbereich von  $-\pi$  bis  $+\pi$  normalverteilter Phasenwert ( $\varphi_{r,1}, \dots, \varphi_{r,N}$ ) innerhalb einer ersten Dekorrelationseinheit (8) einmalig und dauerhaft zugewiesen wird, dass dem Oszillatorsignal ( $LO_1, \dots, LO_N$ ) diese normalverteilten Phasenwerte ( $\varphi_{r,1}, \dots, \varphi_{r,N}$ ) aufaddiert werden und dass innerhalb einer zweiten Dekorrelationseinheit (9) in jedem Empfangspfad auf das komplexe Basisband-Signal ( $IQ_1, \dots, IQ_N$ ) eine der Empfangsrichtung der Antenne entsprechende Phasenverschiebung ( $\varphi_{rx,1}, \dots, \varphi_{rx,N}$ ), in welcher die normalverteilten Phasenwerte ( $\varphi_{r,1}, \dots, \varphi_{r,N}$ ) berücksichtigt sind, angewendet wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, dass** bei der Anwendung der Phasenverschiebung ( $\varphi_{rx,1}, \dots, \varphi_{rx,N}$ ) auf das komplexe Basisband-Signal ( $IQ_1, \dots, IQ_N$ ) eine Amplitudenwichtung durchgeführt wird.
3. Phased-Array Antenne umfassend eine Mehrzahl von Empfangselementen, einen Oszillator (OSZ) zur Erzeugung eines Oszillatorsignals, Mischer ( $M_1, \dots, M_4$ ) zur Mischung des Oszillatorsignals mit entsprechend von den Empfangselementen ( $E_1, \dots, E_4$ ) empfangenen Empfangssignalen, Analog-Digital-Wandlerschaltungen und einen Signalprozessor, wobei jedem Empfangselement ( $E_1, \dots, E_4$ ) ein Mischer ( $M_1, \dots, M_4$ ) zugeordnet ist, **dadurch gekennzeichnet, dass** der Oszillator (OSZ) mit jedem Mischer ( $M_1, \dots, M_4$ ) über Signalleitungen ( $L_1, \dots, L_4$ ) verbunden ist, wobei jeder Signalleitung ( $L_1, \dots, L_4$ ) eine gezielte additive Längenabweichung zugeordnet wird, deren Länge selbst normalverteilt ist.
4. Phased-Array Antenne nach Anspruch 3, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Längen der einzelnen Signalleitungen ( $L_1, \dots, L_4$ )

aus einer Normalverteilung eines Phasenbereichs von  $-\pi$  bis  $+\pi$  bei vorgegebener Trägerfrequenz des Empfangssignals abgeleitet werden.

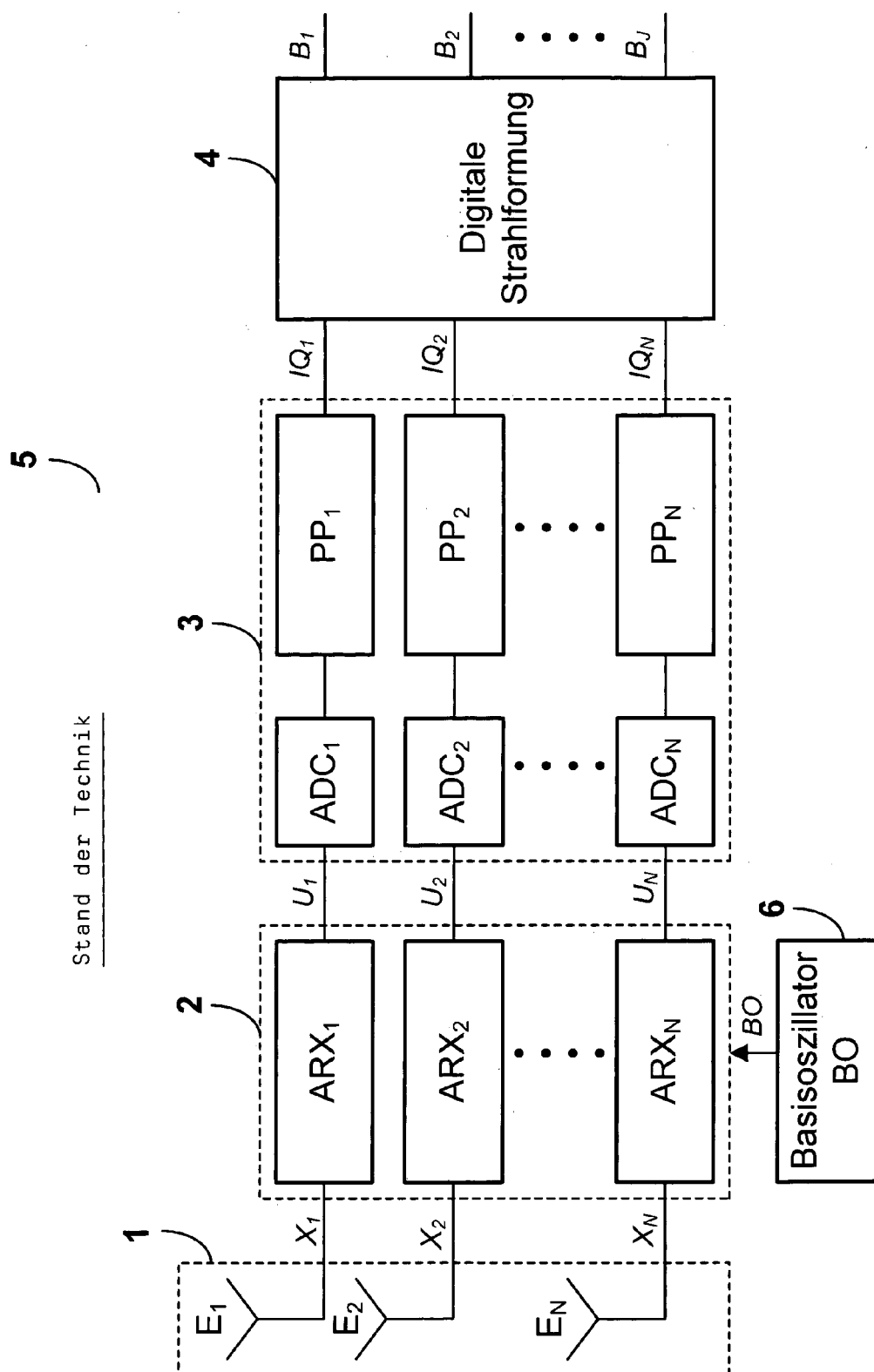


Fig.1

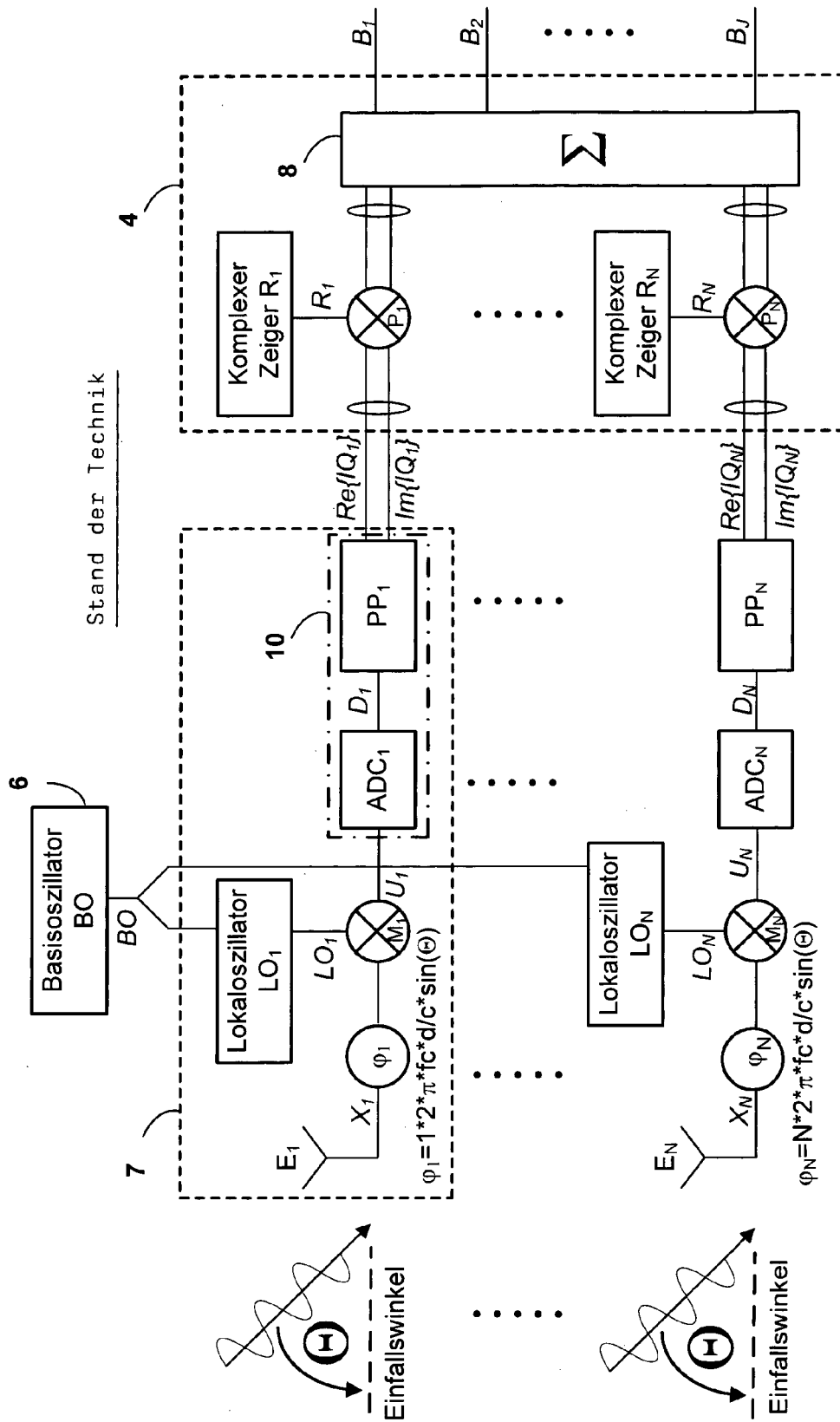


Fig.2

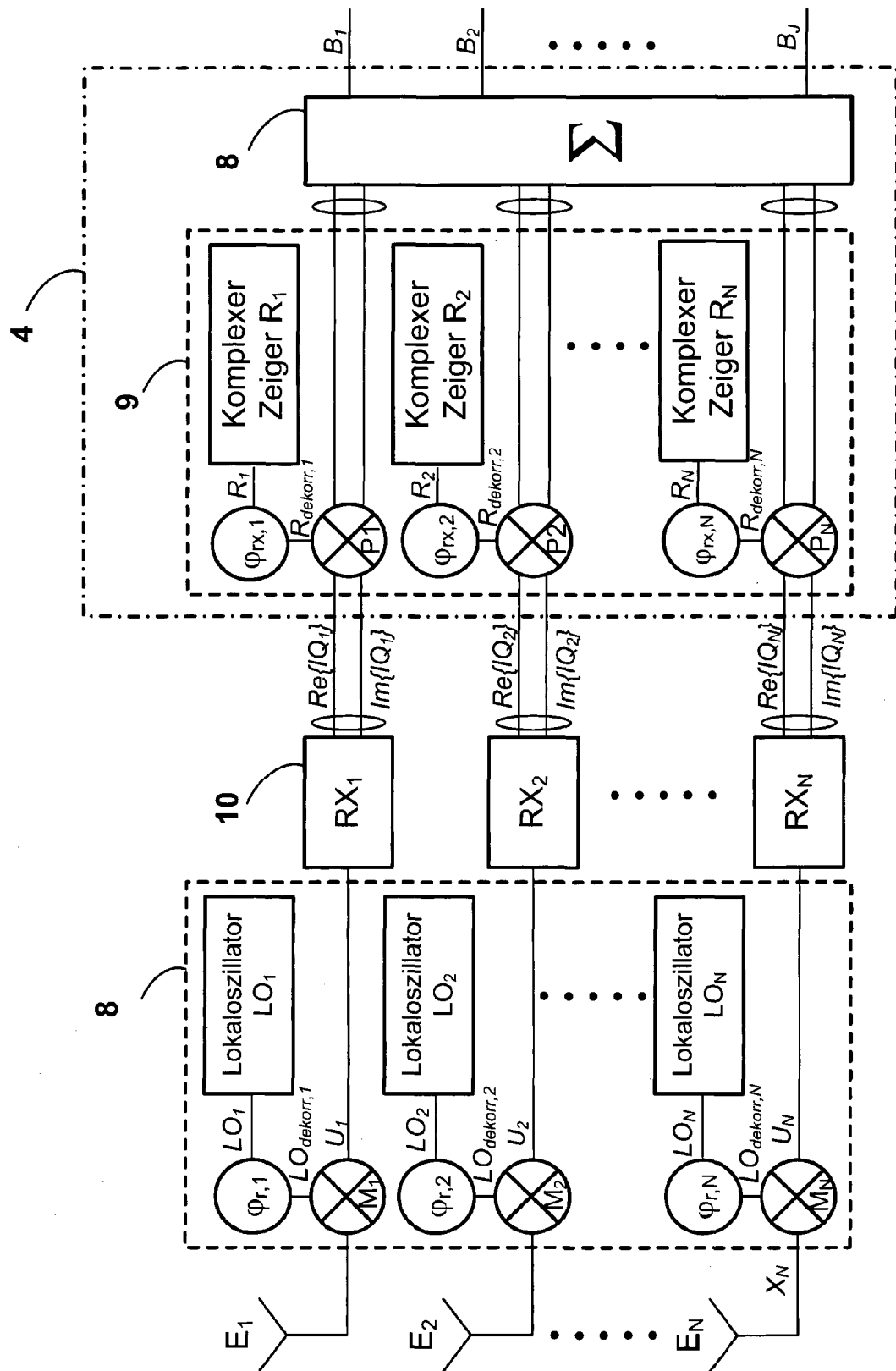


Fig.3



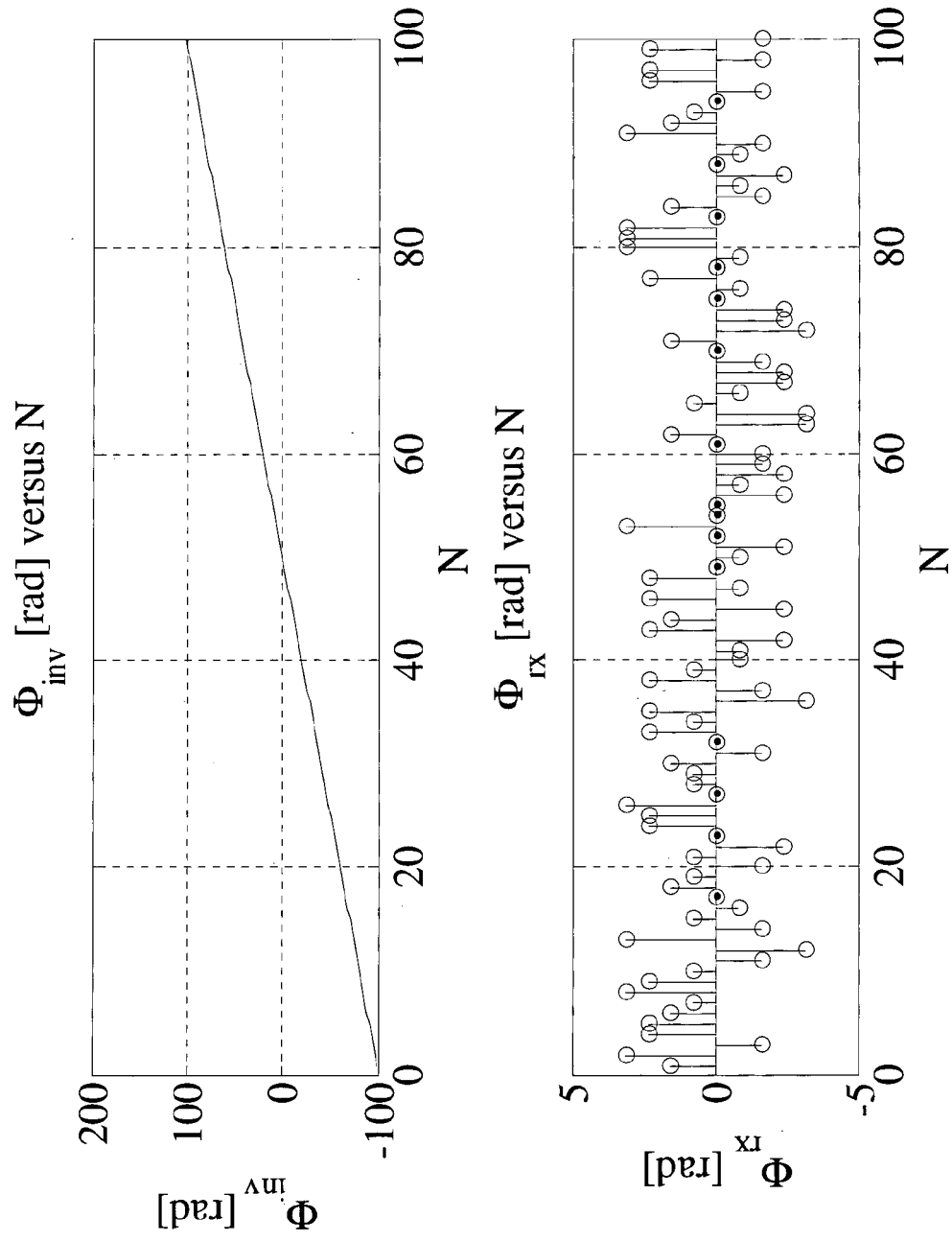


Fig.4

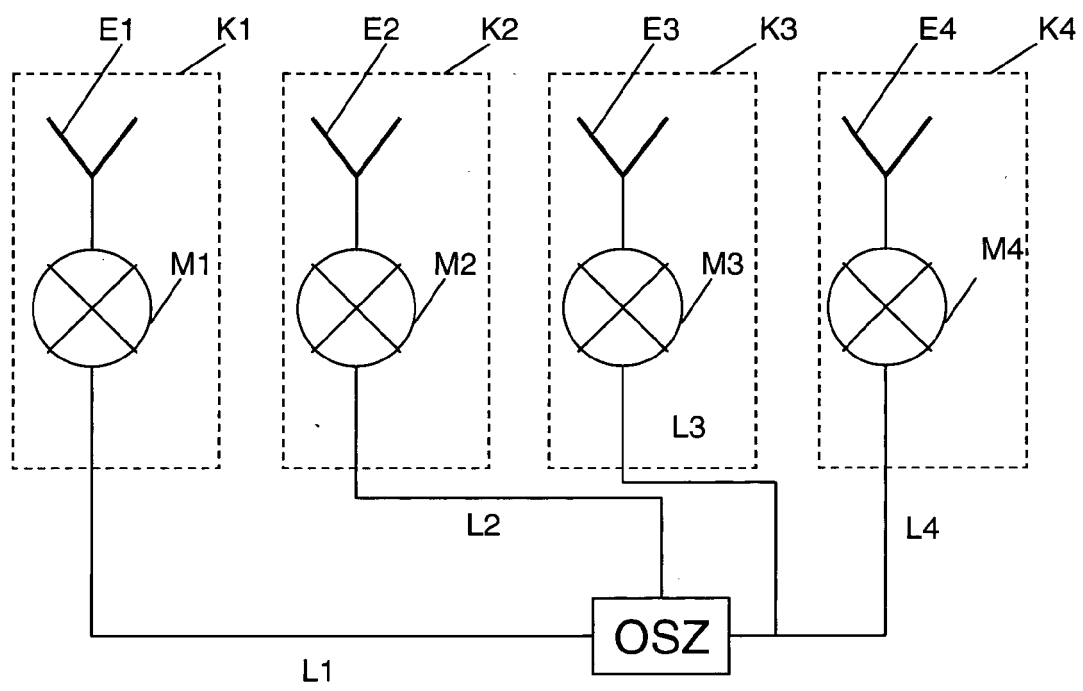


Fig. 5



## EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

 Nummer der Anmeldung  
EP 13 00 2387

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (IPC)
A	US 2009/273517 A1 (THIESEN JACK H [US] ET AL) 5. November 2009 (2009-11-05) * Absatz [0002] * * Absatz [0027] - Absatz [0033] * * Abbildung 1 *	1-4	INV. H01Q3/30 H01Q3/42
A	WO 03/061070 A1 (RAYTHEON CO [US]) 24. Juli 2003 (2003-07-24) * das ganze Dokument *	1-4	
A	US 7 312 751 B1 (VOYCE KENNETH G [US] ET AL) 25. Dezember 2007 (2007-12-25) * das ganze Dokument *	1-4	
A	DE 101 57 216 C1 (EADS DEUTSCHLAND GMBH [DE]) 13. Februar 2003 (2003-02-13) * das ganze Dokument *	1-4	
			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (IPC)
			H01Q
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort München		Abschlußdatum der Recherche 19. Juli 2013	Prüfer Köppe, Maro
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : mündliche Offenbarung P : Zwischenliteratur		T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentedokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus anderen Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument	

1

EPO FORM 1503 03.82 (P04C03)

**ANHANG ZUM EUROPÄISCHEN RECHERCHENBERICHT  
ÜBER DIE EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG NR.**

EP 13 00 2387

In diesem Anhang sind die Mitglieder der Patentfamilien der im obengenannten europäischen Recherchenbericht angeführten Patentdokumente angegeben.

Die Angaben über die Familienmitglieder entsprechen dem Stand der Datei des Europäischen Patentamts am

Diese Angaben dienen nur zur Unterrichtung und erfolgen ohne Gewähr.

19-07-2013

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
US 2009273517 A1	05-11-2009	US 2009273517 A1	05-11-2009
		US 2011148707 A1	23-06-2011
-----			
WO 03061070 A1	24-07-2003	AT 423402 T	15-03-2009
		AU 2002361792 A1	30-07-2003
		EP 1456904 A1	15-09-2004
		ES 2322569 T3	23-06-2009
		US 7079588 B1	18-07-2006
		WO 03061070 A1	24-07-2003
-----			
US 7312751 B1	25-12-2007	KEINE	
-----			
DE 10157216 C1	13-02-2003	DE 10157216 C1	13-02-2003
		EP 1315236 A2	28-05-2003
		ES 2252376 T3	16-05-2006
		US 2003151549 A1	14-08-2003
-----			

EPO FORM P0461

Für nähere Einzelheiten zu diesem Anhang : siehe Amtsblatt des Europäischen Patentamts, Nr.12/82

**IN DER BESCHREIBUNG AUFGEFÜHRTE DOKUMENTE**

*Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde ausschließlich zur Information des Lesers aufgenommen und ist nicht Bestandteil des europäischen Patentdokumentes. Sie wurde mit größter Sorgfalt zusammengestellt; das EPA übernimmt jedoch keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.*

**In der Beschreibung aufgeführte Patentdokumente**

- DE 60025064 T2 [0002]
- DE 102007046566 B4 [0002]