



(10) **DE 11 2008 003 576 T5** 2011.01.20

(12) **Veröffentlichung**

der internationalen Anmeldung mit der  
(87) Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2009/088767**  
in deutscher Übersetzung (Art. III § 8 Abs. 2 IntPatÜG)  
(21) Deutsches Aktenzeichen: **11 2008 003 576.8**  
(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US2008/088128**  
(86) PCT-Anmeldetag: **23.12.2008**  
(87) PCT-Veröffentlichungstag: **16.07.2009**  
(43) Veröffentlichungstag der PCT Anmeldung  
in deutscher Übersetzung: **20.01.2011**

(51) Int Cl.<sup>8</sup>: **G01D 5/14 (2006.01)**  
**G01D 5/244 (2006.01)**

(30) Unionspriorität:  
**61/018,989 04.01.2008 US**

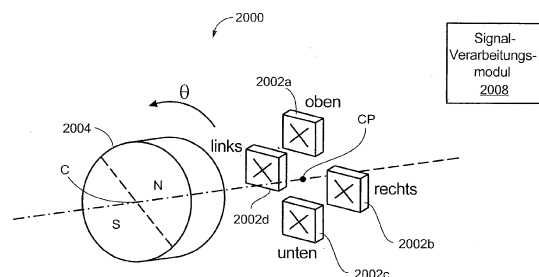
(71) Anmelder:  
**Allegro Microsystems, Inc., Worcester, Mass., US**

(74) Vertreter:  
**Kuhnen & Wacker Patent- und  
Rechtsanwaltsbüro, 85354 Freising**

(72) Erfinder:  
**Thomas, Monica J., Farmington, Me., US; Haas,  
David J., Weare, N.H., US; Yabusaki, Hitoshi,  
Londonderry, N.H., US**

(54) Bezeichnung: **Verfahren und Vorrichtung für einen Winkelsensor**

(57) Hauptanspruch: Sensor (2000), aufweisend:  
einen Magneten (2004);  
erste, zweite, dritte und vierte Sensorelemente, welche in  
Beziehung zum Magneten (2004) angeordnet sind; und  
ein Analogsignal-Verarbeitungsmodul (2008) zur Verarbei-  
tung von Ausgangssignalen der ersten, zweiten, dritten  
und vierten Sensorelemente und zur Erzeugung von ers-  
ten und zweiten Differenzsignalen zur Minimierung von  
Wirkungen von Positionsfehlausrichtungen der ersten,  
zweiten, dritten und vierten Sensorelemente mit Bezug  
auf den Magneten durch Maximieren eines Quadraturverhält-  
nisses der ersten und zweiten Differenzsignale.



## Beschreibung

### Hintergrund

**[0001]** Wie es im Stand der Technik bekannt ist, gibt es eine Vielfalt von Rotationssensoren zur Bestimmung der Winkelposition. Bei einer Art von Sensor werden Hall-Effekt-Module verwendet zur Erzeugung von Sinus- und Cosinus-Signalen, aus welchen die Winkelposition bestimmt werden kann. Solche Sensoren verwenden eine digitale Verarbeitung, um die aus den Hall-Zellen erzeugten Sinus- und Cosinus-Signale zu verarbeiten. Aufgrund einer Analog-Digital-Signalumwandlung und anderen Faktoren beschränkt eine solche digitale Verarbeitung die Geschwindigkeit und Genauigkeit einer Winkelpositionsbestimmung.

**[0002]** Zum Beispiel ist das Teil mit der Nummer AS5043 von Austria Microsystems ein Winkelpositionssensor, welcher Informationen einer Hall-Anordnung digital verarbeitet unter Verwendung eines digitalen Koordinatenrotationscomputers (CORDIC), welcher eine iterative Berechnung für komplexe Mathematik mit einer Look-up- bzw. Verweistabelle durchführt. Andere Sensoren verwenden eine ähnliche digitale Verarbeitung, um verschiedene Verarbeitungsalgorithmen zur Berechnung von Positionsinformationen durchzuführen.

**[0003]** Wie es im Stand der Technik bekannt ist, ist das Quadraturverhältnis zwischen den Sinuskurven, welches verwendet wird, um eine Winkelposition zu bestimmen, zur Minimierung von Fehlern wichtig. Das Quadraturverhältnis wird auch benötigt, um die Amplitude der sinusförmigen Signale zu finden, unter Verwendung der  $A^2 \sin^2 \theta + A^2 \cos^2 \theta = A^2$  trigonometrischen Identität, wobei A die Amplitude ist. Eine bekannte Methode zur Erzeugung der erforderlichen Sinus- und Cosinus-Signale ist, einen bipolaren Scheibenmagneten über zwei mechanisch versetzten Magnetsensoren zu drehen. Jedoch kann eine absichtliche oder unabsichtliche mechanische Fehlausrichtung zwischen dem Magneten und den Sensoren bewirken, dass die Eingangssinuskurven vielmehr ein beliebiges Phasenverhältnis haben als die ideale Quadratur von Sinus und Cosinus.

### Zusammenfassung

**[0004]** Die vorliegende Erfindung stellt einen Rotationssensor bereit, welcher einen linearen Ausgang aus phasenverschobenen Wellenformen erzeugt, welche von Magnetsensoren unter Verwendung analoger Signalverarbeitung erzeugt werden. Bei einer Ausführungsform ist der Sensor auf einem einzelnen Substrat vorgesehen. Mit dieser Anordnung wird ein leistungsfähiger und kostengünstiger Sensor bereitgestellt. Während die Erfindung in beispielhaften Ausführungsformen dargestellt und beschrieben ist mit besonderen Schaltkreis- und Signalverarbeitungsausführungen, ist es klar, dass die Erfindung auf eine Vielfalt von analogen Verarbeitungstechniken, Ausführungen und Algorithmen anwendbar ist, welche im Umfang der Erfindung liegen.

**[0005]** Bei einem Aspekt der Erfindung weist ein Sensor ein Signalerzeugungsmodul auf, welches einen Magnetsensor einschließt, um Positionsinformationen zu liefern zur Erzeugung erster und zweiter Wellenformen entsprechend den Positionsinformationen. Ein optionales Signalinvertierungsmodul kann mit dem Signalerzeugungsmodul gekoppelt werden zum Invertieren der ersten Wellenform, um die erste invertierte Wellenform bereitzustellen, und zum Invertieren der zweiten Wellenform, um eine zweite invertierte Wellenform bereitzustellen. Ein Analogsignal-Verarbeitungsmodul kann mit dem optionalen Signalinvertierungsmodul gekoppelt werden, um eine algebraische Manipulation einer Teilmenge der ersten Wellenform, der zweiten Wellenform, der ersten invertierten Wellenform und der zweiten invertierten Wellenform aus dem Signalinvertierungsmodul bereitzustellen und ein lineares Positionsausgangsspannungssignal zu erzeugen.

**[0006]** Ausführungsformen des Sensors können verschiedene Merkmale einschließen. Zum Beispiel kann das Signalinvertierungsmodul die ersten und zweiten Wellenformen in einem ersten Gebiet ausgeben und die ersten und zweiten invertierten Wellenformen in einem zweiten Gebiet, wobei das zweite Gebiet einem Positionsbereich entspricht, in welchem die Ausgabe nicht-linear wäre ohne die Invertierung der ersten und zweiten Wellenformen. Ein Gebietsindikatorbit kann den Positionsbereich in dem ersten oder zweiten Gebiet anzeigen. Das erste Gebiet kann sich über einhundertachtzig Grad erstrecken. Das erste Gebiet kann  $-(\theta) > \cos(\theta)$  entsprechen, wobei  $-\sin(\theta)$  die Invertierung der Sinuswelle um eine Offsetspannung bzw. Offsetspannung betrifft,  $\sin(\theta)$  und  $\cos(\theta)$  verkörpern die Amplituden und Offsets, welche den Sinuskurven zugeordnet sind, und  $\theta$  zeigt einen Winkel eines rotierenden Magneten im Magnetsensor an. Das erste Gebiet kann einem Bereich für  $\theta$  von ungefähr 315 Grad bis ungefähr 135 Grad entsprechen. Der Ausgang im ersten Gebiet kann definiert werden durch

$$\text{Ausgang} = \frac{A \sin(\theta) + \text{Offset}}{\frac{1}{k} (A \sin(\theta) + A \cos(\theta) + 2\text{Offset})}$$

wobei  $\theta$  einen Winkel eines rotierenden Magneten im Magnetsensor angibt, Offset ein vertikaler Offset der ersten und zweiten Wellenformen mit Bezug auf ein Bezugspotential bzw. den Grund, A eine Amplitude der ersten und zweiten Wellenformen, und k ist eine reelle Zahl ist, welche die Verstärkung und den vertikalen Offset des Ausgangs bewirkt. Das Signalverarbeitungsmodul kann einen analogen Vervielfacher einschließen. Der Sensor kann auf einem einzelnen Substrat vorgesehen sein. Der Sensor kann einen Magneten aufweisen, welche eine Vielzahl von Polpaaren aufweist, um die Wellenformfrequenz zu erhöhen, um einen maximalen Winkelfehler zu reduzieren.

**[0007]** Bei einem anderen Aspekt der Erfindung, weist ein Sensor ein Magnetpositions-Erfassungselement auf zur Erzeugung einer Winkelpositionsinformation, einen ersten Signalgenerator zur Erzeugung einer ersten Wellenform entsprechend der Winkelpositionsinformation, einen zweiten Signalgenerator zur Erzeugung einer zweiten Wellenform entsprechend der Winkelpositionsinformation, wobei die ersten und zweiten Wellenformen um einen vorbestimmten Betrag versetzt sind. Der Sensor kann ferner einen ersten Inverter aufweisen zum Invertieren der ersten Wellenform, zum Bereitstellen einer ersten invertierten Wellenform, und einen zweiten Inverter zum Invertieren der zweiten Wellenform zum Bereitstellen einer zweiten invertierten Wellenform, wobei die ersten und zweiten Wellenformen um eine Offsetspannung invertiert sind, und ein Analogsignal-Verarbeitungsmodul zum Erzeugen eines linearen Ausgangssignal aus der ersten Wellenform, der zweiten Wellenform, der ersten invertierten Wellenform und der zweiten invertierten Wellenform.

**[0008]** Der Sensor kann ein oder mehrere verschiedene Merkmale aufweisen. Die ersten und zweiten Wellenformen können von dem Signalverarbeitungsmodul in einem ersten Gebiet verwendet werden, und die erste invertierte Wellenform und die zweite invertierte Wellenform werden in dem zweiten Gebiet verwendet zum Erzeugen des linearen Ausgangssignals. Das erste Gebiet kann ungefähr 180 Grad der Winkelposition für das Positionserfassungselement entsprechen. Ein Gebietsindikator kann ein erstes oder zweites Funktionsgebiet anzeigen.

**[0009]** Bei einem weiteren Aspekt der Erfindung weist ein Sensor eine Signalgeneratoreinrichtung, welche einen Positionssensor einschließt, eine Signalinvertierungseinrichtung, welche an die Signalgeneratoreinrichtung gekoppelt ist, und eine Analogsignalverarbeitungseinrichtung auf, welche mit der Signalinvertierungseinrichtung gekoppelt ist, zum Erzeugen eines Ausgangssignals entsprechend einer Winkelposition des Positionssensors. Bei einer Ausführungsform ist der Sensor auf einem einzelnen Substrat vorgesehen.

**[0010]** Bei einem anderen Aspekt der Erfindung weist ein Verfahren das Bereitstellen eines Signalgeneratormoduls auf, welches ein Magnetpositionserfassungselement einschließt, das Koppeln eines Signalinvertierungsmoduls mit dem Signalgeneratormodul und Koppeln eines Analogsignalverarbeitungsmoduls mit dem Signalinvertierungsmodul zum Erzeugen eines linearen Ausgangssignals entsprechend der Information vom Positionserfassungselement.

**[0011]** Das Verfahren kann eines oder mehrere des Bereitstellens des Signalgeneratormoduls, des Signalinvertierungsmoduls und des Signalverarbeitungsmoduls auf einem einzigen Substrat aufweisen, und Erzeugen ersten und zweiter Wellenformen entsprechend der Information vom Positionserfassungselement und Invertieren der ersten und zweiten Wellenformen zum Erzeugen des linearen Ausgangssignals.

**[0012]** Bei einem anderen Aspekt der Erfindung weist ein Sensor einen Magneten, erste, zweite und dritte Sensorelemente, welche im Verhältnis zum Magneten positioniert sind, zum Erfassen der Rotation eines am Magneten befestigten Elements, und ein Analogsignal-Verarbeitungsmodul auf zum Verarbeiten von Ausgangssignalen von den ersten, zweiten und dritten Sensorelementen und Erzeugen eines ersten Signals vom ersten Sensorelement und eines zweiten Signals vom zweiten und dritten Sensorelement zum Minimieren von Wirkungen einer Positionsfehlausrichtung der ersten, zweiten und dritten Sensorelemente mit Bezug auf den Magneten durch Maximieren eines Quadraturverhältnisses der ersten und zweiten Signale.

**[0013]** Der Sensor kann ferner eines oder mehrere der folgenden Merkmale aufweisen: die Sensorelemente weisen Hall-Elemente auf, der Sensor weist ein viertes Sensorelement auf und das zweite Signal ist ein Differenzsignal, das erste Sensorelement ist OBEN und erzeugt das erste Ausgangssignal T, das zweite Sensorelement ist RECHTS und erzeugt das zweite Ausgangssignal R, und das dritte Sensorelement ist LINKS und erzeugt das Ausgangssignal L, wobei das erste Signal  $V\sin(\theta) = V_{\text{hall}}(T)$  und das zweite Signal  $V\cos(\theta) =$

$V_{hall}(L) + V_{hall}(R)$  ist, wobei das Element eine durchgehende Welle ist.

**[0014]** Bei einem weiteren Aspekt der Erfindung weist ein Verfahren das Bereitstellen von ersten, zweiten und dritten Sensorelemente auf, welche in Beziehung zu einem Magneten angeordnet sind, zum Erfassen der Rotation eines am Magneten befestigten Elements, und Verarbeiten von Ausgangssignalen von den ersten, zweiten und dritten Sensorelementen zur Erzeugung eines ersten Signals vom ersten Sensorelement und eines zweiten Signals vom zweiten und dritten Sensorelement zum Minimieren von Wirkungen einer Positionsfehlausrichtung des ersten, zweiten und dritten Sensorelements mit Bezug auf den Magneten durch Maximieren eines Quadraturverhältnisses des ersten und zweiten Signals.

#### Kurze Beschreibung der Zeichnungen

**[0015]** Die vorstehenden Merkmale dieser Erfindung sowie die Erfindung selbst können aus der folgenden Beschreibung der Zeichnungen besser verstanden werden, in welchen

**[0016]** [Fig. 1](#) ein Blockdiagramm eines beispielhaften analogen Winkelsensors gemäß der vorliegenden Erfindung ist;

**[0017]** [Fig. 1A](#) eine bildliche Darstellung eines Hall-Elements ist, welches einen Teil eines Sensors gemäß der vorliegenden Erfindung bilden kann;

**[0018]** [Fig. 2](#) eine graphische Darstellung modellierter Sinus- und Cosinus-Signale, eines Durchschnitts der Sinus- und Cosinus-Signale und eines Ausgangssignals basierend auf den Verhältnissen von Gleichung 1 ist;

**[0019]** [Fig. 3](#) eine graphische Darstellung modellierter Sinus-, Cosinus-Durchschnitts- und Ausgangssignale mit einem invertierten Gebiet ist;

**[0020]** [Fig. 4](#) eine graphische Darstellung ist, welche ein Gebietsindikatorsignal für lineare und nicht lineare Ausgangsgebiete zeigt;

**[0021]** [Fig. 5](#) eine beispielhafte Schaltkreisausführung eines analogen Winkelsensors gemäß der vorliegenden Erfindung ist,

**[0022]** [Fig. 6](#) ein Schaltbild eines Signalerzeugungsteils des Schaltkreises von [Fig. 5](#) ist;

**[0023]** [Fig. 7](#) ein Schaltbild eines Signalinvertierungsteils des Schaltkreises von [Fig. 5](#) ist;

**[0024]** [Fig. 8](#) ein Schaltbild eines Signalverarbeitungsteils des Schaltkreises von [Fig. 5](#) ist;

**[0025]** [Fig. 9](#) eine bildliche Darstellung einer beispielhaften Sensorbaugruppe gemäß der vorliegenden Erfindung ist;

**[0026]** [Fig. 9A](#) ein Blockdiagramm eines Sensors mit ersten und zweiten Chips ist;

**[0027]** [Fig. 10](#) eine graphische Darstellung von durch einen Winkelsensor gemäß beispielhafter Ausführungsformen der Erfindung erzeugten Signalen ist;

**[0028]** [Fig. 11](#) eine bildliche Darstellung eines Ringmagneten und Sensoren und Sinus- und Cosinus-Signalen ist;

**[0029]** [Fig. 11A](#) eine bildliche Darstellung eines mehrpoligen Magneten in einer Donut-Form ist, welcher Sinus- und Cosinus-Signale erzeugen kann;

**[0030]** [Fig. 12](#) eine graphische Darstellung von Signalen ist, welche durch die Anordnung von [Fig. 11](#) erzeugt werden;

**[0031]** [Fig. 13](#) eine bildliche Darstellung eines Ringmagneten und Sensoren und Sinus- und Cosinus-Signalen ist;

**[0032]** [Fig. 14](#) eine andere bildliche Darstellung eines Ringmagneten und Sensoren und Sinus- und Cosi-

nus-Signalen ist;

- [0033] [Fig. 15](#) eine graphische Darstellung von Rampen aufweisenden Signalen ist, welche über eine Periode des sinusförmigen Signals erzeugt werden;
- [0034] [Fig. 16](#) eine graphische Darstellung eines ersten Gebietsdekoderbits ist;
- [0035] [Fig. 17](#) eine graphische Darstellung eines zweiten Gebietsdekoderbits ist;
- [0036] [Fig. 18](#) ein Schaltbild einer beispielhaften Ausführung ist;
- [0037] [Fig. 19](#) eine graphische Darstellung einer Simulation des Schaltkreises von [Fig. 18](#) ist;
- [0038] [Fig. 20](#) eine graphische Darstellung einer komplementären Wellenform-Mittelung ist;
- [0039] [Fig. 21](#) ein Schaltbild einer beispielhaften Ausführung einer Wellenform-Mittelung ist;
- [0040] [Fig. 22](#) eine bildliche Darstellung von zwei versetzten Hall-Elementen und erzeugten Signalen ist,
- [0041] [Fig. 23](#) eine graphische Darstellung eines ersten Signalverarbeitungsschrittes ist;
- [0042] [Fig. 24](#) eine graphische Darstellung eines zweiten Signalverarbeitungsschrittes ist;
- [0043] [Fig. 25](#) eine graphische Darstellung eines dritten Signalverarbeitungsschrittes ist;
- [0044] [Fig. 26](#) eine graphische Darstellung ist, welche einen Eingangsverstärkungsfaktor, einen Eingangswinkel und Ausgangswinkel zeigt;
- [0045] [Fig. 27](#) ein Schaltbild ist, welches eine beispielhafte Ausführung zeigt;
- [0046] [Fig. 28](#) ein Schaltbild ist, welches eine weitere beispielhafte Ausführung des Schaltkreises von [Fig. 27](#) zeigt;
- [0047] [Fig. 29](#) eine graphische Darstellung eines ersten Signalverarbeitungsschrittes ist;
- [0048] [Fig. 30](#) eine graphische Darstellung eines zweiten Signalverarbeitungsschrittes ist;
- [0049] [Fig. 31](#) eine graphische Darstellung eines dritten Signalverarbeitungsschrittes ist;
- [0050] [Fig. 32](#) eine graphische Darstellung eines vierten Signalverarbeitungsschrittes ist;
- [0051] [Fig. 33](#) eine graphische Darstellung eines fünften Signalverarbeitungsschrittes ist;
- [0052] [Fig. 34](#) eine graphische Darstellung eines sechsten Signalverarbeitungsschrittes ist;
- [0053] [Fig. 35](#) ein Schaltbild einer beispielhaften Ausführung ist;
- [0054] [Fig. 36](#) eine graphische Darstellung eines simulierten Ausgangs für den Schaltkreis von [Fig. 35](#) ist;
- [0055] [Fig. 37](#) eine schematische Darstellung eines AGC- und/oder AOA-Timerschaltkreises ist; und
- [0056] [Fig. 38](#) eine graphische Darstellung von Signalen im Schaltkreis von [Fig. 37](#) ist;
- [0057] [Fig. 39](#) eine schematische Darstellung eines Positionssensors gemäß beispielhaften Ausführungsformen der Erfindung ist;
- [0058] [Fig. 40A](#) eine graphische Darstellung von Sensorelement-Ausgangssignalen und [Fig. 40B](#) eine graphische Darstellung von Differenzsignalen der Ausgangssignale ist;
- [0059] [Fig. 41A](#) eine graphische Darstellung von Sensorelement-Ausgangssignalen mit Fehlausrichtung zwi-

schen den Sensorelementen und einem Magneten ist und [Fig. 41B](#) eine graphische Darstellung von Differenzsignalen der Ausgangssignale ist;

[0060] [Fig. 42A](#) eine graphische Darstellung von Sensorelement-Ausgangssignalen mit Fehlausrichtung zwischen den Sensorelementen und einem Magneten ist und [Fig. 42B](#) eine graphische Darstellung von Differenzsignalen der Ausgangssignale ist;

[0061] [Fig. 43](#) ein Flussdiagramm ist, welches eine beispielhafte Sequenz von Schritten zum Bereitstellen eines Sensors zeigt, welcher Differenzsignale gemäß beispielhafter Ausführungsformen der Erfindung verwendet;

[0062] [Fig. 44](#) eine graphische Darstellung von Sinuskurven mit Amplituden ist, welche zum Abgleich verstärkt wurden, und kombiniert zum Erzeugen von Sinuskurven mit einem Quadraturverhältnis gemäß beispielhafter Ausführungsformen der Erfindung;

[0063] [Fig. 45](#) eine graphische Darstellung einer Ausgangsphase für verschiedene passende Eingangsamplituden ist;

[0064] [Fig. 46A](#) und [Fig. 46B](#) Schaltkreis-Darstellungen von beispielhaften Verarbeitungsvorgängen sind;

[0065] [Fig. 47](#) eine schematische Darstellung eines Verstärkungssteuerungsschaltkreises mit Feedback gemäß beispielhafter Ausführungsformen der Erfindung ist;

[0066] [Fig. 48](#) ein Blockdiagramm eines Sensors gemäß beispielhafter Ausführungsformen der Erfindung ist;

[0067] [Fig. 49](#) eine bildliche Darstellung einer durchgehenden Welle mit einem Ringmagnet und Sensorelementen ist;

[0068] [Fig. 50](#) eine graphische Darstellung von Sensorelementsignalen ist;

[0069] [Fig. 51](#) eine graphische Darstellung von verarbeiteten Sensorelementsignalen ist;

[0070] [Fig. 52](#) ein Blockdiagramm ist, welches Interpolations- und Linearisierungsverarbeitung zeigt;

[0071] [Fig. 53](#) eine graphische Darstellung eines Ausgangsfehlers ist;

[0072] [Fig. 54](#) eine graphische Darstellung eines Ausgangsfehlers nach der Linearisierung ist; und

[0073] [Fig. 55](#) ein Flussdiagramm ist, welches eine beispielhafte Sequenz von Schritten zum Verarbeiten von Sensorelementinformationen zeigt.

#### Detaillierte Beschreibung

[0074] [Fig. 1](#) zeigt einen analogen Positionssensor **100** mit einem Signalerzeugungsmodul **102** zum Erzeugen von Wellenformen von Magnetsensoren, welche einem optionalen Signalinvertierungsmodul **104** bereitgestellt werden, welches invertierte Versionen der Wellenformen erzeugt. Ein Signalverarbeitungsmodul **106** führt eine analoge algebraische Manipulation der Wellenformen durch. Das Signalmanipulationsmodul **106** erzeugt eine lineare Ausgangsspannung, welche proportional zur Winkelposition ist. Bei einer Ausführungsform wird der Sensor auf einem einzelnen Silizium-Substrat bereitgestellt.

[0075] [Fig. 1A](#) zeigt einen Magnetsensor, welcher als beispielhafte Hall-Effekt-Einrichtung **150** dargestellt ist mit einem Dauermagnet **152** mit einem ersten Magnetsensor **154** zum Erzeugen einer Sinuswelle und einem zweiten Magnetsensor **156**, welcher neunzig Grad vom ersten Sensor angeordnet ist, zum Erzeugen einer Cosinuswelle. Die Winkelposition  $\theta$  des rotierenden Magnets **152** kann bestimmt werden aus den Sinus- und Cosinus-Signalen, um einen linearen Sensorausgang bereitzustellen. Bei einer beispielhaften Ausführungsform hat der Sensorschaltkreis einen Erfassungsbereich von  $360^\circ$  und arbeitet mit einer einzigen Stromversorgung.

[0076] Bei einer Ausführungsform wird der Sensorausgang erzeugt aus dem unten in Gleichung 1 festgelegten Verhältnis:

$$\text{Ausgang} = \frac{A \sin(\theta) + \text{Offset}}{\frac{1}{k}(A \sin(\theta) + A \cos(\theta) + 2\text{Offset})} \quad \text{Gleichung (1)}$$

wobei Ausgang der Sensorausgang, A die Amplitude der erzeugten Sinus- und Cosinus-Signale, Offset der vertikale Offset bzw. Versatz des sinusförmigen Signals mit Bezug auf den ein Bezugspotential bzw. den Grund und k irgendeine reelle Zahl ist, wobei k die Verstärkung beeinflusst und den vertikalen Offset des endgültigen Sensorausgangs.

**[0077]** Im allgemeinen sollte der Wert für k so festgelegt werden, dass der mathematische Wert des Ausgangs in den gewünschten Betriebsbereich fällt.

**[0078]** [Fig. 2](#) zeigt modellierte sinusförmige Eingangssignale und Ausgänge für Gleichung 1. Eine Sinuswelle **200** und Cosinuswelle **202** werden gezeigt sowie ein Durchschnittssignal **204** der Sinus- und Cosinus-Signale. Das Ausgangssignal **206**  $\sin/(\sin/2 + \cos/2)$  ist ebenfalls dargestellt. Man beachte, dass  $\sin/(\sin/2 + \cos/2)$  die Amplituden und Offsets verkörpert, welche den Sinuskurven, wie durch Gleichung 1 beschrieben, zugeordnet sind. Wie zu sehen ist erzeugt Gleichung 1 ein Ausgangssignal **206** mit einem hohen Maß an Linearität in einem ersten Gebiet von ungefähr  $315^\circ$  bis  $135^\circ$ , wenn die Verhältnisse in Gleichungen 2 und 3 unten gelten:

$$\text{Offset} = \frac{\text{Versorgungsspannung}}{2} \quad \text{Gleichung (2)}$$

$$A = \frac{\text{Versorgungsspannung}}{2} - 0.5 \text{ Volt} \quad \text{Gleichung (3)}$$

**[0079]** In einem zweiten Gebiet von  $135^\circ$  bis  $315^\circ$  werden die Eingangssinuskurven invertiert um die Offsetspannung (Offsetspannung) im Vergleich zum ersten Gebiet. Das dargestellte Modell geht aus von  $A = 2$  Volt,  $\text{Offset} = 2,5$  Volt und  $k = 2$ .

**[0080]** Unter Verwendung dieser Beobachtungen kann das Modell für Gleichung 1 so modifiziert werden, dass das Ausgangssignal in beiden Gebieten das gleiche Maß an Linearität hat und über die zwei Gebiete periodisch ist. Bei einer besonderen Ausführungsform wird diese Modifikation durchgeführt durch Invertieren der Wellenformen, wenn sie in den Bereich von  $135^\circ$ – $315^\circ$  fallen (das zweite Gebiet), wie in [Fig. 3](#) dargestellt. Wie dargestellt werden die Sinus-Wellenform **200'**, die Cosinus-Wellenform **202'** und das Durchschnittssignal **204'** im Bereich von  $135^\circ$  bis  $315^\circ$  invertiert, was  $-\sin(\theta) > \cos(\theta)$  entspricht, wobei  $-\sin(\theta)$  die Invertierung der Sinuswelle um eine Offsetspannung betrifft,  $\sin(\theta)$  und  $\cos(\theta)$  die Amplituden und Offsets verkörpern, welche den Sinuskurven, wie durch Gleichung 1 beschrieben, zugeordnet sind. Beispielhafte Parameter sind  $A = 2$  Volt,  $\text{Offset} = 2,5$  Volt und  $k = 2$ .

**[0081]** Wie in [Fig. 4](#) dargestellt kann die Invertierung oder das zweite Gebiet von  $135^\circ$ – $315^\circ$  identifiziert werden unter Verwendung eines Gebietsindikators **250**, welcher als ein Bit vorgesehen sein kann, welches anzeigt, ob  $-\sin(\theta) > \cos(\theta)$ , wobei  $-\sin(\theta)$  die Invertierung der Sinuswelle um eine Offsetspannung betrifft,  $\sin(\theta)$  und  $\cos(\theta)$  die Amplituden und Offsets verkörpern, welche den Sinuskurven zugeordnet sind. Wie oben festgestellt, erzeugt das modifizierte Modell von Gleichung 1 einen Ausgang, welcher über einen Bereich von  $180^\circ$  periodisch ist. Zur Bereitstellung eines Erfassungsbereichs von  $360^\circ$  können das erste und zweite Gebiet definiert werden unter Verwendung des folgenden:

wenn  $-\sin(\theta) > \cos(\theta)$ ,

ist das Ausgangsgebiet =  $0^\circ$ – $180^\circ$  (erstes Gebiet, wo  $\theta$  im Bereich von  $315^\circ$  bis  $135^\circ$  liegt,

sonst

ist das Ausgangsgebiet =  $180^\circ$ – $360^\circ$  (zweites Gebiet, wo  $\theta$  im Bereich von  $135^\circ$  bis  $315^\circ$  liegt).

**[0082]** Alternativ kann der Gebietsindikator **250** dazu verwendet werden, den Sensorausgang des  $180^\circ$ – $360^\circ$  oder zweiten Gebiets vertikal nach oben zu verschieben, um eine lineare Rampe zu erzeugen. Die Größe der vertikalen Verschiebung ist Abhängig von der Variablen k.

**[0083]** [Fig. 5](#) zeigt eine beispielhafte Schaltkreisausführung für einen analogen Positionssensor **200** gemäß der vorliegenden Erfindung. Der Sensor **200** weist beispielhafte Ausführungen für die Signalerzeugungs-, Signalinvertierungs- und Signalverarbeitungsmodul **102**, **104**, **106** von [Fig. 1](#) auf, welche unten im Detail beschrieben werden.

**[0084]** [Fig. 6](#) zeigt eine Schaltkreisausführung eines Signalerzeugungsmoduls **102**, welches erste und zweite Hall-Effekt-Vorrichtungen **302**, **304** einschließt, von welchen jedes eine Hall-Platte **306** und einen Verstärker **308** einschließt, welche Offsetabgleich- und Verstärkungsabgleichgänge haben. Alternativ können Verstär-

kungs- und Offsetabgleichwerte eingestellt werden, wie z. B. durch automatische Verstärkungssteuerung und/oder automatische Offseteinstellung. Die erste Hall-Effekt-Einrichtung **302** gibt ein  $\sin(\theta)$ -Signal aus und die zweite Hall-Effekt-Einrichtung **304** gibt ein  $\cos(\theta)$ -Signal aus, wobei  $\theta$  eine Position des rotierenden Magneten darstellt.

**[0085]** Während die dargestellte Ausführungsform die Erzeugung von sinusförmigen Signalen unter Verwendung von linearen Hall-Effekt-Einrichtungen vorsieht, kann eine Vielfalt von anderen Magnetsensoren verwendet werden, wie z. B. ein magnetischer Widerstand (MR), ein magnetischer Transistor, ein Riesenmagnetwiderstands(GMR)-Sensor oder ein anisotroper Magnetwiderstands(AMR)-Sensor. Außerdem ist es klar, dass, während sinusförmige Wellenformen gezeigt sind, andere geeignete Wellenformen verwendet werden können, um die Erfordernisse einer besonderen Anwendung zu erfüllen.

**[0086]** Ein erster Signalinverter **310** invertiert das  $\sin(\theta)$ -Signal zur Bereitstellung eines  $-\sin(\theta)$ -Signals (wobei  $-\sin(\theta)$  um einen Offset invertiert ist), und ein zweiter Signalinverter **312** invertiert das  $\cos(\theta)$ -Signal zur Bereitstellung eines  $-\cos(\theta)$ -Signals (wobei  $-\cos(\theta)$  um einen Offset invertiert ist). Mit den Invertieren **310**, **312** ist jedes der  $\sin(\theta)$ -,  $-\sin(\theta)$ -,  $\cos(\theta)$ - und  $-\cos(\theta)$ -Signale für das Signalinvertierungsmodul **104** ([Fig. 7](#)) verfügbar. Ein Komparator **314** empfängt als Eingänge  $\cos(\theta)$  und  $-\sin(\theta)$ , um ein Gebietsindikatorbit zu erzeugen (invertierte oder nicht invertierte Sinus- und Cosinussignale wie oben festgestellt). Der Komparator **314** implementiert die oben beschriebene  $-\sin(\theta) > \cos(\theta)$ -Bestimmung zur Erzeugung des Gebietsindikatorbits.

**[0087]** Das Signalerzeugungsmodul **102** weist auch eine regulierte Spannungsversorgung **316** auf, z. B. 5 V, und eine Vorsteuer-Bezugsspannung **318**, z. B. 2,5 V. Während eine Versorgungsspannung von 5 V in einer beispielhaften Ausführungsform verwendet wird, kann die besondere verwendete Spannung variiert werden, während sie noch immer die in den Gleichungen (2) und (3) dargelegten Verhältnisse erfüllt.

**[0088]** [Fig. 7](#) zeigt eine beispielhafte Signalinvertierungsmodul **104**-Schaltkreisausführung zum Invertieren der sinusförmigen Signale, welche von den Magnetsensoren **302**, **304** ([Fig. 6](#)) im  $135^\circ$ – $315^\circ$  (zweiten) Gebiet erzeugt werden. Bei der dargestellten Ausführung werden die ursprünglichen ( $\sin(\theta)$  und  $\cos(\theta)$ ) Signale und die invertierten Signale ( $-\sin(\theta)$  und  $-\cos(\theta)$ ) als Eingänge einem analogen 2-Eingangs-Multiplexer **350** zur Verfügung gestellt. Der Komparator **314**-Ausgang, welcher dem Gebietsindikatorbit **250** von [Fig. 4](#) entsprechen kann, steuert den Ausgang des Multiplexers **350**. Das heißt, das Gebietsindikatorbit **250** bestimmt, ob invertierte oder nicht invertierte Signale vom analogen Multiplexer **250** ausgegeben werden. Die Ausgänge des Multiplexers **250** können mit entsprechenden Verstärkern **352**, **354** zur Eingabe in das Signalverarbeitungsmodul **106** ([Fig. 8](#)) gepuffert werden.

**[0089]** [Fig. 8](#) zeigt eine beispielhafte Ausführung eines Signalverarbeitungsschaltkreises **106**, welcher einen Widerstandsteiler verwendet, welcher erste und zweite Widerstände R1, R2 aufweist zur Implementierung des Verstärkungsfaktors k. Man beachte, dass dies deshalb funktioniert, da  $k = 2$  in der beispielhaften Ausführungsform ist, wobei man sich zurück erinnert, dass

$$\text{Ausgang} = \frac{A \sin(\theta) + \text{Offset}}{\frac{1}{k}(A \sin(\theta) + A \cos(\theta) + 2 \text{Offset})} \quad \text{Gleichung (1)}$$

**[0090]** Der Punkt zwischen den Widerständen R1, R2 liefert  $(\sin(\theta) + \cos(\theta))/2$ . Dieses Signal wird gepuffert und dem analogen Vervielfacher **400** eingegeben. Das  $\sin(\theta)$ -Signal wird als ein zweiter Eingang (Zähler in Gleichung 1) dem analogen Vervielfacher **400** bereitgestellt, welcher eine implizite Division liefert unter Verwendung des analogen Vervielfachers **400**. Es ist klar, dass der Schaltkreis die Wellenform-Invertierung für eine Mehr-Gebiets-Linearität gemäß Gleichung 4 liefert.

**[0091]** Bei einer besonderen Ausführungsform arbeitet der analoge Vervielfacher **400** mit einer einzigen Versorgung und nimmt an, dass der Grund gleich der mathematischen Null ist. Es ist klar, dass andere Schaltkreis-Ausführungsformen mit einer Vielfalt von Spannungen arbeiten können, z. B. 0,5 V als "Grund" zur Vermeidung von Effekten, welche zum Beispiel einer Grundvarianz zugeordnet werden. Man beachte, dass dieser Divisionsvorgang nur eine zwei Quadranten Division (oder Multiplikation) erfordert, da beide eintretenden Signale als mathematisch positive angenommen werden. Der Ausgang aus dem analogen Vervielfacher **400** wird verarbeitet zur Bereitstellung einer Verstärkungs- und Offset-Korrektur zur Ausgabe in einem Bereich von 0,5 V bis 4,5 V bei der dargestellten Ausführungsform.

**[0092]** Die Schaltkreise von [Fig. 5](#) können auf einem einzelnen Substrat implementiert werden unter Verwendungen von einem Fachmann allgemein bekannten Verfahren und Techniken.



**[0093]** Während die Erfindung hauptsächlich dargestellt und beschrieben ist als Implementierung eines besonderen algebraischen Verhältnisses zur Erzielung eines analogen Positionssensors auf einem einzigen Substrat, ist es klar, dass andere algebraische Verhältnisse implementiert werden können.

**[0094]** Bei einer anderen Ausführungsform kann ein alternativer Algorithmus implementiert werden, wie unten beschrieben. Wiederum mit Bezug auf Gleichung 1

$$\text{Ausgang} = \frac{A \sin(\theta) + \text{Offset}}{\frac{1}{k}(A \sin(\theta) + A \cos(\theta) + 2\text{Offset})} \quad \text{Gleichung (1)}$$

wobei der Ausgang der Sensorausgang, A die Amplitude der erzeugten Sinus- und Cosinus-Signale, Offset der vertikale Offset der sinusförmigen Signale mit Bezug auf den Grund, und k irgendeine reelle Zahl ist, wobei k die Verstärkung und den vertikalen Offset des endgültigen Sensorausgangs beeinflusst.

**[0095]** Zur Betrachtung der Invertierung kann Gleichung 1 mathematisch dargestellt werden, wie in Gleichung 4 dargelegt:

$$\text{Ausgang} = \frac{\pm A \sin(\theta) + \text{Offset}}{\frac{A}{k}(\pm \sin(\theta) \pm \cos(\theta)) + 2\text{Offset}} \quad \text{Gleichung (4)}$$

oder wie in Gleichung 5 unten:

$$\text{Ausgang} = \frac{A \sin(\theta) \pm \text{Offset}}{\frac{A}{k}(\sin(\theta) + \cos(\theta)) \pm \text{Offset}} \quad \text{Gleichung(5)}$$

**[0096]** Die Invertierung wird dann angewendet, d. h. der "-"-Term wenn:

$$2\text{Offset} - (A \sin(\theta) + \text{Offset}) > A \cos(\theta) + \text{Offset} \quad \text{Gleichung (6)}$$

oder

$$\frac{A \sin(\theta) + A \cos(\theta) + 2\text{Offset}}{2} < \text{Offset} \quad \text{Gleichung (7)}$$

**[0097]** Zum Erhalten einer alternativen Form des Algorithmus kann Gleichung 5 vereinfacht werden wie folgt: Multipliziere den Zähler und Nenner mit k/A, um das Ergebnis in Gleichung 8 zu erzeugen:

$$\text{Ausgang} = \frac{k \sin(\theta) \pm \frac{k \times \text{Offset}}{A}}{\sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{Offset}}{A}} \quad \text{Gleichung (8)}$$

**[0098]** Füge eine Addition und Subtraktion eines  $\cos(\theta)$ -Terms in den Zähler ein, wie in Gleichung (9) dargestellt:

$$\text{Ausgang} = \frac{k \sin(\theta) + \cos(\theta) - \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{Offset}}{A}}{\sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{Offset}}{A}} \quad \text{Gleichung (9)}$$

**[0099]** Füge eine Addition und Subtraktion eines  $\sin(\theta)$ -Terms in den Zähler ein, wie in Gleichung (10):

$$\text{Ausgang} = \frac{k \sin(\theta) - \sin(\theta) - \cos(\theta) + \sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{Offset}}{A}}{\sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{Offset}}{A}} \quad \text{Gl.(10)}$$

**[0100]** Klammere  $\sin(\theta)$  aus dem " $k \sin(\theta) - \sin(\theta)$ "-Term im Zähler aus, wie in Gleichung (11) dargestellt:

$$\text{Ausgang} = \frac{(k-1) \sin(\theta) - \cos(\theta) + \sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{Offset}}{A}}{\sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{Offset}}{A}} \quad \text{Gl. (11)}$$

**[0101]** Man beachte das gemeinsame "sin( $\theta$ ) + cos( $\theta$ )  $\pm$   $\frac{k \times \text{Offset}}{A}$ " sowohl im Zähler als auch im Nenner. Gleichung 11 kann umgeschrieben werden wie in Gleichung 12:

$$\text{Ausgang} = 1 + \frac{(k-1) \sin(\theta) - \cos(\theta)}{\sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{Offset}}{A}} \quad \text{Gleichung (12)}$$

**[0102]** Man beachte, dass wenn man erkennt, dass der konstante Term "1" ein Gleichstrom-Offset ist, dann kann man den Offset eliminieren, da er nicht die Gesamtlinearität des Ausgangs ändert, wie in Gleichung 13.

$$\text{Ausgang} = \frac{(k-1) \sin(\theta) - \cos(\theta)}{\sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{Offset}}{A}} \quad \text{Gleichung (13)}$$

**[0103]** Nun berücksichtigt man, dass k eine Konstante ist, welche nur die abschließende Verstärkung und den Offset des Ausgangs beeinflusst. Diese Konstante kann so festgelegt werden, dass k = 2 ist, wie im Beispiel oben beschrieben. Dies kann in Gleichung 14 dargestellt werden:

$$\text{Ausgang} = \frac{\sin(\theta) - \cos(\theta)}{\sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{2 \times \text{Offset}}{A}} \quad \text{Gleichung (14)}$$

**[0104]** Da  $\sin(\theta) + \cos(\theta) = \sqrt{2} \sin(\theta + 45^\circ)$  und  $\sin(\theta) - \cos(\theta) = \sqrt{2} \sin(\theta - 45^\circ)$ , wie allgemein bekannt, kann Gleichung 14 umgeschrieben werden als Gleichung 15:

$$\text{Ausgang} = \frac{\sqrt{2} \sin(\theta - 45^\circ)}{\sqrt{2} \sin(\theta + 45^\circ) \pm \frac{2 \times \text{Offset}}{A}} \quad \text{Gleichung (15)}$$

**[0105]** Dividiert man den Zähler und Nenner der rechten Seite der Gleichung durch  $\sqrt{2}$ , erhält man das Verhältnis von Gleichung 16:

$$\text{Ausgang} = \frac{\sin(\theta - 45^\circ)}{\sin(\theta + 45^\circ) \pm \frac{\sqrt{2} \times \text{Offset}}{A}} \quad \text{Gleichung (16)}$$

**[0106]** Man beachte, dass der sinusförmige Term im Zähler  $\sin(\theta - 45^\circ)$  sich vom sinusförmigen Term im Nenner unterscheidet,  $\sin(\theta + 45^\circ)$ , um eine Phase von  $90^\circ$ . Aufgrund dessen kann man den Zähler und Nenner durch  $\sin(\theta)$  bzw.  $\cos(\theta)$  ersetzen, wie in Gleichung 17 unten dargestellt:

$$\text{Ausgang} = \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta) \pm \frac{\sqrt{2} \times \text{Offset}}{A}} \quad \text{Gleichung (17)}$$

**[0107]** Dies ändert den Invertierungspunkt (d. h. die Anwendung des "-"-Terms) in:  $0 > \cos(\theta)$ . Die Phase des Ausgangs ist nun also gleich ausgerichtet wie Arkustangens anstatt mit Arkustangens um  $45^\circ$  außer Phase zu sein.

**[0108]** Man beachte, dass die Sinuskurven nun eine einheitliche Verstärkung haben:  $\sin(\theta)$  hat Null Offset, wogegen  $\cos(\theta)$  einen finiten Offset hat (d. h.  $\cos(\theta)$  hat einen Offset gleich wie

$$A = \sqrt{(A \sin(\theta))^2 + (A \cos(\theta))^2} \quad \text{Gleichung (20)}$$

Da die Variablen A und Offset nicht länger eine echte Verstärkung und Offset der Sinuskurven darstellen, sollte man diese Konstante als eine Zahl identifizieren, welche als b bezeichnet werden kann. Schreibt man wiederum die Ergebnisse in die Beziehung um, welche in Gleichung 18 dargelegt ist:

$$\text{Ausgang} = \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta) \pm b} \quad \text{Gleichung (18)}$$

**[0109]** Die Linearität des Ausgangs hängt von dem Wert des konstanten Terms ab. Das frühere Beispiel zeigte, dass  $A = 2$  und  $\text{Offset} = 2,5 \text{ V}$ . In einer einfachen "Annahme" ist der ideale konstante Term von b ungefähr gleich 1,7678. Die Linearität des Ausgangs kann geringfügig verbessert werden durch Variieren des Wertes b.

Es wird geschätzt, dass das Verhältnis von Gleichung 18 wie gewünscht skaliert werden kann, z. B. um zu den ursprünglichen Spezifikationen oben zu passen. Wenn  $\sin(\theta)$  und  $\cos(\theta)$  eine gewisse Verstärkung  $A$  haben, dann muss die Konstante  $b$  auch eine Funktion von  $A$  werden, wie in Gleichung 19 dargelegt:

$$\text{Ausgang} = \frac{A \sin(\theta)}{A \cos(\theta) \pm Ab} \quad \text{Gleichung (19)}$$

**[0110]** Es ist möglich den Wert von  $A$  zu wissen unter Verwendung einer automatischen Verstärkungskontrolle oder unter Verwendung der allgemein bekannten trigonometrischen Beziehung der Gleichung 20:

$$\left( \frac{\sqrt{2} \times \text{Offset}}{A} \right).$$

**[0111]** [Fig. 9](#) zeigt eine beispielhafte Sensorbaugruppe **500** mit einem veranschaulichenden Anschluss von  $V_{cc}$  und  $Gnd$  mit  $\sin(\theta)$ - und  $\cos(\theta)$ -Pins, einem Gebietsindikator, und einem Positionsausgangssignal. Es wird angenommen, dass eine Vielfalt von Anschlusskonfigurationen möglich ist. Bei einer Ausführungsform weist die Sensor-Baugruppe einen Sensor auf einem einzelnen Substrat **502** auf.

**[0112]** Für beispielhafte Sensor-Implementierungen kann es wünschenswert sein, einen Ausgang des Winkelsensors vorzusehen, welcher ratiometrisch ist mit der Versorgungsspannung, so dass er gekoppelt werden kann mit dem LSB (niederwertigsten Bit) verschiedener Schaltkreise, wie z. B. ADCs (Analog-Digital-Wandler). Damit der Ausgang der Divisionsstufe, wie z. B. die oben beschriebene, ratiometrisch ist mit der Versorgungsspannung, können die folgenden Verhältnisse angewendet werden:  $k = 0,4 \cdot \text{Versorgung}$ ,  $A = 0,4 \cdot \text{Versorgung}$  und der Offset =  $0,5 \cdot \text{Versorgung}$ . Solange diese Verhältnisse gelten, wird der Sensorausgang ratiometrisch skaliert. Alternativ wird angenommen, dass  $\text{Versorgung} = 5 \text{ V}$ , dann wird, wenn man nur  $A$  und Offset ratiometrisch sein lässt, wird der Ausgang der Teilerstufe genau der gleiche unabhängig davon, wie tief die Versorgung abfällt (angenommen sie begrenzt nicht den Ausgang). Ratiometrie kann erreicht werden durch Skalieren des Ausgangs der Divisionsstufe durch  $\text{Versorgung}/5$ . Es ist klar, dass Ratiometrie erreicht werden kann unter Verwendung anderer Mechanismen.

**[0113]** Das Implementieren eines analogen Sensors auf einem einzelnen Substrat gemäß beispielhafter Ausführungsformen der Erfindung liefert kleinere Baugruppen mit weniger Komponenten im Vergleich zu herkömmlichen Sensoren mit digitalen Signalverarbeitungskernen. Bei einer besonderen Ausführungsform weist ein Sensor AMR und eine Schaltungsanordnung auf einem einzigen Chip auf. Bei anderen Ausführungsformen können Winkelsensoren mehrfache Chips haben, wie z. B. für GMR, AMR GaAs und verschiedene Silizium-Hall-Sensoren. Bei einer besonderen Ausführungsform, welche in [Fig. 9A](#) dargestellt ist, weist ein Winkelsensor mehrfache Chips auf mit einem ersten Chip D1 in einem CMOS-Prozess für die Schaltkreise und einem zweiten Chip D2, welcher eine unterschiedliche Hall-Platte bereitstellt, welche für den Sensor dotiert ist. Andere Ausführungsformen schließen einen Chip mit Signalverarbeitung und zwei GaAs-Chips und/oder zwei MR-Chips ein. Es sollte beachtet werden, dass der GMR-Chip auf einem unterschiedlichen Empfindlichkeitsniveau arbeitet, so dass die Sensoren richtig positioniert werden müssen, zum Beispiel näher zum Zentrum der Rotationsachse. Außerdem werden die Herstellungskosten verringert und die Bedingungen eines stabilen Zustands werden früher erreicht als bei herkömmlichen Einrichtungen.

**[0114]** Bei einem anderen Aspekt der Erfindung erhöht ein Winkelsensor die sinusförmige Frequenz, um eine höhere Ausgangsauflösung zu liefern. Es ist bekannt, dass das Rotieren eines diametral bipolaren Scheibenmagneten über zwei um  $90^\circ$  mechanisch versetzte Magnetsensoren ein Sinus/Cosinus-Signalpaar erzeugt, wie der Ausgang der Magnetsensoren. Eine  $360^\circ$ -Drehung des Magneten entspricht einer Periode der Sinus- und Cosinus-Signale. Durch Erhöhen der Frequenz der Sinuskurven über eine  $360^\circ$ -Drehung wird eine höhere Ausgangsauflösung in der Winkelerfassung erzielt.

**[0115]** Wie oben beschrieben, kann ein Paar von Sinus/Cosinus-Signalen für Winkelerfassungsanwendungen erzeugt werden durch Anbringen von zwei Magnetsensoren mit  $90^\circ$  mechanischem Offset bzw. Versatz um das Zentrum eines rotierenden diametral bipolaren Scheibenmagneten. Das Anbringen von zwei Hall-Platten mit  $90^\circ$  mechanischem Offset um das Zentrum eines diametral bipolaren Scheibenmagneten erzeugt ein Sinus/Cosinus-Signalpaar.

**[0116]** Wenn diese zwei Sinuskurven als Eingang eines Winkelerfassungs-Algorithmus, wie z. B. den in Gleichung 1 oben beschriebenen, verwendet werden, erscheint der Ausgang wie dargestellt in [Fig. 10](#). Der maximale Winkelfehler des Ausgangs wird berechnet wie folgt in Gleichung 21:

$$V_{\text{Error\_MAX}} = \text{MAX} \left( \theta_{\text{EXPECTED}}(\theta) - \frac{V_{\text{OUT}}(\theta) - V_{\text{Offset}}}{V_{\text{FULL\_SCALE}}} \times \theta_{\text{RANGE}} \right)$$

Gleichung (21)

wobei  $\theta_{\text{EXPECTED}}(\theta)$  der erwartete Winkelausgang bei einem gegebenen Winkel  $\theta$ ,  $V_{\text{OUT}}(\theta)$  die erwartete Ausgangsspannung des Magnetsensors bei einem gegebenen Winkel  $\theta$ ,  $V_{\text{OFFSET}}$  der Offset der Ausgangsspannung,  $V_{\text{FULL\_SCALE}}$  der Vollaussteuerungs-Spannungsbereich der Ausgangsspannung und  $\theta_{\text{RANGE}}$  der Winkelbereich der Ausgangsspannungsrampe ist. Die Sinus- und Cosinus-Signale **600**, **602** sind dargestellt sowie die Ausgangsspannung  $V_{\text{OUT}}(\theta)$  **604**.

**[0117]** Man beachte in Gleichung 21, dass der Fehler eine Funktion des Winkelbereichs des Ausgangs  $\theta_{\text{RANGE}}$  ist. Der maximale Winkelfehler ( $V_{\text{ERROR\_MAX}}$ ) kann reduziert werden, wenn  $\theta_{\text{RANGE}}$  verringert wird während andere Variablen fest bleiben.

**[0118]** Es ist möglich,  $\theta_{\text{RANGE}}$  zu senken durch Erhöhen der Frequenz der Sinuskurven über eine 360°-Drehung des Magneten. Wenn ein Ringmagnet zum Beispiel verwendet wird anstelle eines diametral bipolaren Scheibenmagneten, dann können mehr Sinuskurven bei einer einzigen Drehung erzeugt werden. Wenn zum Beispiel ein Magnet mit drei Polpaaren verwendet wird, dann erhöht sich die Frequenz der Sinuskurven um einen Faktor drei, wie in [Fig. 11](#) dargestellt, und deshalb verringert sich  $\theta_{\text{RANGE}}$  um einen gegebenen Faktor drei, wie in [Fig. 12](#) dargestellt. Wenn  $\theta_{\text{RANGE}}$  sich um einen gegebenen Faktor verringert, dann wird  $V_{\text{ERROR\_MAX}}$  um den gleichen Faktor verringert. [Fig. 11](#) zeigt eine alternative Ausführungsform, welche einen mehrpoligen "Donut-Magneten" darstellt. Die Magnetisierung ist radial auswärts vom Zentrum.

**[0119]** In der Konfiguration von [Fig. 11](#) sind erste und zweite Sensoren **650**, **652** um neunzig Grad an einem Ringmagneten **654** mit einer ungeraden Anzahl von Polen, d. h. drei, versetzt. [Fig. 12](#) zeigt graphisch Signale für die Konfiguration von [Fig. 11](#). Die Sinus-, Cosinus- und Ausgangs  $V_{\text{OUT}}$ -Signale **656**, **658**, **660** sowie  $\theta_{\text{RANGE}}$  **662** und  $V_{\text{OFFSET}}$  **664**.

**[0120]** Die Abnahme im Fehler ist in den Berechnungen von Gleichung 22 und Gleichung 23 unten dargestellt.

$$V_{\text{Error\_MAX}} = \text{MAX} \left( \frac{\theta_{\text{EXPECTED}}(\theta)}{3} - \frac{V_{\text{AUS}}(\theta) - V_{\text{Offset}}}{V_{\text{FULL\_SCALE}}} \times \frac{\theta_{\text{RANGE}}}{3} \right) \quad \text{Gl. (22)}$$

$$V_{\text{Error\_MAX}} = \frac{1}{3} \text{MAX} \left( \theta_{\text{EXPECTED}}(\theta) - \frac{V_{\text{OUT}}(\theta) - V_{\text{OFFSET}}}{V_{\text{FULL\_SCALE}}} \times \theta_{\text{RANGE}} \right)$$

Gleichung (23)

**[0121]** Es ist klar, dass das Erhöhen der Frequenz der Sinuskurven bei einem Ringmagnet auf jede Anzahl von Polpaarkombinationen angewendet werden kann. Man beachte, dass ein gegebener Ringmagnet mehrere verschiedene mögliche Sensoranordnungen haben kann, welche die gleichen  $\sin(\theta)$ - und  $\cos(\theta)$ -Signale erzeugen. Während beispielhafte Ausführungsformen mit einem Ringmagnet dargestellt und beschrieben werden, ist es klar, dass andere geeignete Einrichtungen verwendet werden können, um Wellenformen zu erzeugen.

**[0122]** [Fig. 13](#) und [Fig. 14](#) zeigen beispielhafte Magnetsensoranordnungen für einen Ringmagneten mit zwei Polpaaren. [Fig. 13](#) zeigt einen Ringmagnet **700** mit ersten und zweiten Polpaaren. Ein erster Sensor **702** ist an einer Schnittstelle von Nord/Süd angeordnet, und der zweite Sensor **704** ist am benachbarten Südpol angeordnet zur Trennung um ungefähr fünfundsiebzehn Grad. [Fig. 14](#) zeigt einen Ringmagneten **750** mit einem ersten Sensor **752** an einer Schnittstelle von Nord/Süd-Polen und einen zweiten Sensor am nicht benachbarten Südpol zur Trennung um ungefähr 135 Grad. Wie zu sehen ist, sind die resultierenden Sinus- und Cosinus-Signale die gleichen bei beiden Konfigurationen.

**[0123]** Wie oben beschrieben kann ein Gebietsindikatorbit dazu verwendet werden, zwei benachbarte Ausgangsrampen über eine einzige Periode des sinusförmigen Eingangs zu unterscheiden.

**[0124]** Bei mehrpoligen Ausführungsformen kann ein Gebietsindikatorbit dazu verwendet werden, die mehrfachen Ausgangsrampen über eine 360 Grad-Drehung eines Ringmagneten zu unterscheiden. Unter Verwendung des Gebietsindikatorbits als Eingang für einen Zähler, kann man das Winkelgebiet der Funktion des Magneten bestimmen. Der Zähler kann auf Null zurückgesetzt werden, nachdem er alle Gebiete durchlaufen hat. Diese Lösung funktioniert solange die Einrichtung in einem bekannten Winkelgebiet (z. B. 0–90° im Fall von vier Gebieten der Magnetisierung für den "Magneten") beginnt und der Magnet dann in einer Richtung gedreht wird. Wenn der Magnet in beiden Richtungen dreht, ist es möglich einen Aufwärts/Abwärts-Zähler in Verbindung mit einem Richtungserfassungsalgorithmus zu verwenden, um das Funktionsgebiet zu bestimmen. Die Einrichtung muss jedoch in einem bekannten Winkelgebiet beginnen.

**[0125]** Es ist möglich, die Anzahl der Ausgangsrampen, welche durch den Ringmagnet erzeugt werden, zu berechnen (d. h. die Anzahl von unterscheidbaren Gebieten) unter Verwendung von Gleichung 24 unten, wobei jede Rampe ein durch Gleichung 25 gegebenes Winkelgebiet überspannt.

Anzahl der Gebiete = 2 × (Anzahl der Palpaare) Gleichung (24)

$\theta_{\text{RANGE}} = \frac{360^\circ \cdot \text{Magnetrotation}}{\text{Anzahl der Gebiete}}$  Gleichung (25)

**[0126]** Unter Verwendung von Gleichung 24 kann man zum Beispiel berechnen, dass ein Ringmagnet mit zwei Polpaaren vier Ausgangsrampen über eine komplette Rotation des Magneten entspricht. Jede Änderung im Bitzustand entspricht einer Änderung im Gebiet von 90° (aus Gleichung 25). Die Funktionsgebiete könnten wie in Tabelle 1 unten dargelegt unterschieden werden.

Tabelle 1 Funktionsgebiete

| Zählerzustand | Funktionsgebiet |
|---------------|-----------------|
| 0             | 0–90°           |
| 1             | 90°–180°        |
| 2             | 180°–270°       |
| 3             | 270°–360°       |

**[0127]** Wie in [Fig. 15](#) dargestellt, unterscheidet ein Gebietsindikatorbit erste und zweite Rampen **802, 804**, welche über eine Periode des sinusförmigen Signals erzeugt werden. Wenn das Gebietsindikatorbit als Eingang in einen Zähler geschickt wird, kann der Zähler dazu verwendet werden, die vier 90°-Funktionsgebiete über eine 360°-Drehung des Magneten zu unterscheiden.

**[0128]** Während beispielhafte Ausführungsformen die Verwendung von Hall-Effekt-Sensoren erörtern, wäre es einem Fachmann offensichtlich, dass andere Arten von Magnetfeldsensoren auch anstelle oder in Kombination mit einem Hall-Element verwendet werden könnten. Zum Beispiel könnte die Einrichtung einen anisotropen Magnetowiderstands(AMR)-Sensor und/oder einen Riesenmagnetowiderstands(GMR)-Sensor verwenden. Im Fall von GMR-Sensoren soll das GMR-Element den Bereich von aus mehrfachen Materialschichtenfolgen bestehenden Sensoren abdecken, zum Beispiel: lineare Spin Valves, einen magnetischen Tunnelwiderstand (TMR) oder einen kolossalen Magnetowiderstands(CMR)-Sensor. Bei anderen Ausführungsformen weist der Sensor einen Sperrspannungsmagneten zum Erfassen der Rotation eines weichmagnetischen Elements und/oder Targets auf.

**[0129]** Bein einem anderen Aspekt der Erfindung verarbeitet eine Signalverarbeitungsschaltungsanordnung, welche benötigt wird, um die Frequenz von sinusförmigen Signalen zu erhöhen, welche durch Rotieren eines einpoligen Magneten über Hall-Elementen erzeugt werden, die Ausgangsspannung von den Magnetsensoren und erzeugt Signale mit größerer Frequenz, welche dazu verwendet werden können, eine bessere Auflösung zu erhalten, wenn sie an einem Winkelerfassungsalgorithmus angewendet werden, wie z. B. dem oben in Gleichung 1 beschriebenen.

**[0130]** Wie oben beschrieben, kann ein linearer Ausgang von den Sinus- und Cosinus-Eingänge erzeugt werden durch Rotieren eines einzigen bipolaren Magneten über zwei einzelnen Hall-Elementen. Bei einem linearisierten Signal entspricht eine Änderung in y-Volts im Ausgang direkt x Grad der Rotation. Gemäß beispielhaften Ausführungsformen der Erfindung erhöht die Frequenz der Eingangs-Sinuskurven wiederum die Ausgangsauflösung durch Erhöhen der Anzahl von linearen Ausgangsrampen über eine Periode von 360°.

**[0131]** Es ist mathematisch möglich, die Frequenz der Eingangssinuskurven zu erhöhen unter Verwendung der folgenden trigonometrischen Doppelwinkelidentitäten:

$$\sin(2\theta) = 2\sin(\theta)\cos(\theta) \quad \text{Gleichung (26)}$$

$$\cos(2\theta) = \cos^2(\theta) - \sin^2(\theta) \quad \text{Gleichung (27)}$$

**[0132]** Wenn die verdoppelten Frequenzsignale, welche durch Gleichungen 26 und 27 erzeugt werden, als Eingänge in den Winkelerfassungsmechanismus von Gleichung 1 geschickt werden, hat der Ausgang vier lineare Rampen über eine Umdrehung von 360°. Diese Verdopplung der linearen Rampen führt zu einer Verdopplung der Gesamtauflösung der Winkelerfassung.

**[0133]** Die Ausgänge sind dekodiert zur Unterscheidung der vier Rampen zwischen 0–90°, 90°–180°, 180°–270° und 270°–360°. Die Dekodierung könnte unter Verwendung von vier Bits vorgenommen werden, zum Beispiel wie in Tabelle 1 unten dargestellt.

Tabelle 1: Dekoderbits zur Unterscheidung des Funktionsgebiets jeder der Ausgangsrampen

| Winkelgebiet | Wert von Dekoderbit 1 | Wert von Dekoderbit 2 |
|--------------|-----------------------|-----------------------|
| 0–90°        | LOW                   | LOW                   |
| 90°–180°     | LOW                   | HIGH                  |
| 180°–270°    | HIGH                  | LOW                   |
| 270°–360°    | HIGH                  | HIGH                  |

**[0134]** Bei einer beispielhaften Ausführungsform kann das Dekoderbit eins erzeugt werden, wie unten dargestellt:

$$\sin(\theta + 22.5^\circ) = \frac{\sqrt{2}}{4} \left( (1 + \sqrt{2})\sin(\theta) + \cos(\theta) \right)$$

wenn  $\sin(\theta + 22.5^\circ) > \text{Offset}$

Bit 1 = LOW

sonst

Bit 1 = HIGH

wobei Offset der vertikale Offset des sinusförmigen Signals ist mit Bezug auf die mathematische Null (z. B. Grund). Man beachte, dass die Komplexität bei der Bestimmung des Dekoderbits eins ein Ergebnis der –45°-Phasenverschiebung im Ausgang des vorherigen Winkelerfassungsverhältnisses ist. Es ist möglich, die –45°-Phasenverschiebung zu ändern, und so den Vergleichsprozess zu vereinfachen durch Verwendung einer anderen Form des Algorithmus als der in Gleichung 1 beschrieben.

**[0135]** Zur Erzeugung des Signals für Dekoderbit zwei in Tabelle 1 oben, kann das folgende Verhältnis verwendet werden. wenn  $-\sin(2\theta) > \cos(2\theta)$

Bit 2 = LOW

sonst

Bit 2 = HIGH

**[0136]** [Fig. 16](#) zeigt ein Zeitverlaufdiagramm mit Bezug auf den Ausgang **1000** für Dekoderbit eins **1001** und [Fig. 17](#) zeigt ein Zeitverlaufdiagramm für Dekoderbit zwei **1002**.

**[0137]** [Fig. 18](#) zeigt eine beispielhafte schematische Implementierung **1010** des oben beschriebenen Winkelerfassungsmechanismus. Der Schaltkreis **1010** weist einen Sinus-Eingang **1012** und einen Cosinus-Eingang **1014** auf. Ein Gebietsschaltkreis **1016** erzeugt das Dekoderbit eins. Ein algebraischer Schaltkreis **1018** implementiert Gleichungen 26 und 27 zur Bereitstellung von  $\sin(2\theta)$  und  $\cos(2\theta)$  für einen Winkelerfassungsschaltkreis **1020**, wie z. B. den in [Fig. 5](#) dargestellten. Der algebraische Schaltkreis **1018** erzeugt Teilsignale  $\sin(\theta)$  und  $\cos(\theta)$ , welche mit zwei multipliziert werden und  $\cos^2(\theta)$ , von welchem  $\sin^2(\theta)$  subtrahiert wird.

**[0138]** [Fig. 19](#) zeigt einen simulierten Ausgang **1044** für den Schaltkreis von [Fig. 18](#). Die simulierten Eingangssinus **1040**- und Cosinus **1042**-Signale haben Frequenzen von 1 kHz. Man beachte, dass das Erhöhen

der Frequenz zur Erhöhung der Auflösung erreicht werden kann mit jedem Bruchteil von Eingangssignalen. Zum Beispiel:

$$\sin\left(\frac{3}{2}\theta\right) = \sin\left(\theta + \frac{\theta}{2}\right) = \sin(\theta) \left( \pm \sqrt{\frac{1+\cos(\theta)}{2}} \right) + \cos(\theta) \left( \pm \sqrt{\frac{1-\cos(\theta)}{2}} \right) \quad \text{Gl. (28)}$$

$$\cos\left(\frac{3}{2}\theta\right) = \cos\left(\theta + \frac{\theta}{2}\right) = \cos(\theta) \left( \pm \sqrt{\frac{1+\cos(\theta)}{2}} \right) + \sin(\theta) \left( \pm \sqrt{\frac{1-\cos(\theta)}{2}} \right)$$

Gleichung (29)

**[0139]** Die Anzahl von linearen Rampen im Ausgang ist proportional zur Frequenz des Eingangs; für das Beispiel, das Gleichungen 28 und 29 verwendet, gäbe es drei lineare Ausgangsrampen. Eine Dekodierungs-Schaltungsanordnung kann das Funktionsgebiet für jede der linearen Rampen unterscheiden.

**[0140]** Bei einem weiteren Aspekt der Erfindung hat ein Winkelerfassungsausgang eine nicht lineare Wellenform, welche mit einem zweiten Signal ergänzt werden kann, so dass ein Durchschnitt der zwei Signale ein verbessertes Maß an Linearität aufweist.

**[0141]** Gleichung 1 wird unten kopiert:

$$\text{Ausgang} = \frac{A \sin(\theta) + \text{Offset}}{\frac{1}{k}(A \sin(\theta) + A \cos(\theta) + 2 \text{Offset})} \quad \text{Gleichung (1)}$$

wobei Ausgang der Sensorausgang, A die Amplitude der erzeugten Sinus- und Cosinus-Signale, Offset der vertikale Offset der sinusförmigen Signale mit Bezug auf den Grund und k irgendeine reelle Zahl ist. Wo die Wellenformen in einem Gebiet invertiert werden zur Erzielung des gleichen Maßes an Linearität über 360° (siehe Gleichung 4), wird das Minuszeichen angewendet wenn  $-\sin(\theta) > \cos(\theta)$ . Das Durchführen algebraischer Manipulationen an Gleichung 1 zeigt, dass sie in einer einfacheren mathematischen Form ausgedrückt werden kann, ohne ihre Linearitätseigenschaften zu behindern, welche in Gleichung 30 unten dargestellt ist.

$$\text{Ausgang} = \frac{A \sin(\theta)}{A \cos(\theta) \pm \text{offset}} \quad \text{Gleichung (30)}$$

wobei Ausgang der Sensorausgang ist, A die Amplitude der erzeugten Sinus- und Cosinus-Signale und Offset der vertikale Offset von Cosinus mit Bezug auf den Grund. Das Minuszeichen wird angewendet, wenn  $\cos(\theta) < 0$ . erinnert man sich, dass der Ausgang der Gleichungen 1 und 30 nicht richtig linear ist, aber im besten Fall einen theoretischen maximalen Fehler von  $\pm 0,33$  Grad hat, angenommen, dass eine Periode der Eingangssinuskurven einer 360 Grad Umdrehung eines Magneten entspricht.

**[0142]** Man kann einen Wert für den Wert des Offsets in Gleichung 30 wählen, welcher eine nicht lineare Wellenform erzeugt. Es ist möglich, dann eine zweite Wellenform zu erzeugen mit einer komplementären Nicht-Linearität zur ersten. Bei einer Ausführungsform wird dies durchgeführt unter Verwendung einer leicht modifizierten Version von Gleichung 30, welche als Gleichung 31 unten dargestellt ist. Der Durchschnitt der ersten und zweiten Wellenformen kann ein höheres Maß an Linearität haben als der Fehler im besten Fall von Gleichung 30 allein.

**[0143]** Betrachtet man Gleichung 30 oben und Gleichung 31 unten:

$$\text{Ausgang} = \frac{A \sin(\theta)}{A k \cos(\theta) \pm \text{offset}} \quad \text{Gleichung (31)}$$

wobei k ein Skalierungsfaktor ist. Man beachte, dass A und Offset den gleichen Wert für beide Gleichungen haben. Wählt man die Werte  $k = 0,309$  und  $\text{Offset} = 1,02 A$ , erzeugt man die in [Fig. 20](#) dargestellten Wellenformen. Der Ausgang **1100** von Gleichung 30 und der Ausgang **1102** von Gleichung 31 zeigen, dass ihre jeweilige Nicht-Linearitäten einander ergänzen, so dass der Durchschnitt der zwei Wellenformen ein höheres Maß an Linearität hat. Der resultierende Ausgang hat im besten Fall einen maximalen Fehler von 0,029 Grad für die oben gewählten Werte von Offset und k.

**[0144]** Das Mitteln der Wellenformen **1100** und **1102** führt zu einem Ausgang mit einem im besten Fall maximalen Fehler von  $0,029^\circ$ . Dies ist eine Größenordnung, welche geringer ist als ohne die erfinderische komplementäre Wellenformmittelung.

**[0145]** Der endgültige Ausgang wird durch Gleichung 32 unten beschrieben:

$$\text{Ausgang} = \frac{1}{2} \left( \frac{A \sin(\theta)}{A \cos(\theta) \pm \text{Offset}} + \frac{A \sin(\theta)}{A k \cos(\theta) \pm \text{Offset}} \right) \quad \text{Gleichung (32)}$$

wobei A die Amplitude von Sinus und Cosinus, Offset der Offset von Cosinus und k ein Skalierungsfaktor ist. Eine Invertierung wird angewendet (d. h. Minuszeichen), wenn  $\cos(\theta) < 0$ . [Fig. 21](#) unten zeigt eine beispielhafte Implementierung von Gleichung 32 in einer Schaltungsanordnung.

**[0146]** Man beachte, dass die gleiche hier beschriebene Mittelungstechnik an zwei Wellenformen, welche durch Gleichung 30 erzeugt werden, welche unterschiedliche Offsets haben, durchgeführt werden könnte, wie in [Fig. 33](#) dargestellt.

$$\text{Ausgang} = \frac{1}{2} \left( \frac{A \sin(\theta)}{A \cos(\theta) \pm \text{Offset}_1} + \frac{A \sin(\theta)}{A k \cos(\theta) \pm \text{Offset}_2} \right) \quad \text{Gleichung (33)}$$

**[0147]** Wenn zum Beispiel der Offset 1 = 1,36 und Offset 2 = 4,76 ist, dann hätte der Ausgang von Gleichung 33 einen Fehler von ungefähr  $\pm 0,15^\circ$ .

**[0148]** Bei einem anderen Aspekt der Erfindung integriert ein Schaltkreis zwei Magnetsensoren und den Signalverarbeitungsschaltkreis, welcher benötigt wird, ein drittes sinusförmiges Signal zu erzeugen, welches von den zwei Sensorausgängen abgeleitet ist. Verwendet man die drei Signale, dann wird die Phasendifferenz zwischen zwei sinusförmigen Signalen abgeglichen. Der Abgleich der Phasendifferenz zwischen zwei sinusförmigen Signalen kann bei der Winkelerfassung, Zahnerfassung und anderen Anwendungen vorteilhaft sein. Dieses Merkmal ist insbesondere vorteilhaft, wenn Sensorfehlausrichtungen abgeglichen werden als Folge von:

- Herstellungsanordnungstoleranzen während der abschließenden Sensorinstallation (d. h. Fehlausrichtung eines Scheibenmagneten relativ zu einem Winkelsensor),
- Herstellungsanordnungstoleranzen, welche die relative Anordnung von zwei Hall- oder MR-Sensoren beeinflussen, welche nicht auf einem einzigen Substrat liegen. Dies wäre vorteilhaft in dem Fall, in welchem ein Silizium-Signalverarbeitungschip mit zwei oder mehr GaAs-Hall-Platten oder MR (magnetischer Widerstandssensor) gekoppelt ist.

**[0149]** Die herkömmliche Lösung zur Erzeugung eines Paares von Sinus/Cosinus-Signalen, welche für Winkelerfassungsanwendungen benötigt werden, ist, zwei Hall-Platten um  $90^\circ$  um das Zentrum eines rotierenden Magnets mechanisch versetzt anzuordnen. Ein Nachteil dieser Lösung ist, dass jede Fehlausrichtung im mechanischen  $90^\circ$  Offset der Hall-Platten zu einem Phasenfehler zwischen den Sinus- und Cosinus-Signalen führt. Die Hauptquelle mechanischer Fehlausrichtung liegt in der Unfähigkeit des Endnutzers, den Magneten genau über der Einrichtungsbaugruppe auszurichten. Zum Beispiel eine Magnetanordnungsfehlausrichtung von zum Beispiel fünf Tausendstel Zoll (5 mil) kann zu einem Phasenfehler von bis zu ungefähr  $\pm 8,33^\circ$  führen. Solch ein Phasenfehler wandelt sich in einen Winkelfehler von bis zu ungefähr  $\pm 8^\circ$  für einen Arkustangens-Algorithmus um. Der Phasenfehler ist eine der Hauptfehlerquellen bei Winkelerfassungsalgorithmen.

**[0150]** Gemäß beispielhafter Ausführungsformen der Erfindung wird der Phasenunterschied zwischen einem Hall/MR erzeugten Sinus/Cosinus-Signalpaar abgeglichen, wie im Detail unten beschrieben. Man beachte, dass dieser Abgleich schwierig durchzuführen sein kann, wenn  $\cos(\theta)$  konstruiert wird unter Verwendung von um neunzig Grad versetzten Sensoren.

**[0151]** Die Beziehungen in Gleichungen 34, 35 und 36 können ausgewertet werden, um ein Abgleichen gemäß beispielhaften Ausführungsformen der Erfindung bereitzustellen.



$$C \sin(\theta + \gamma) = A \sin(\theta + \alpha) + B \sin(\theta + \beta) \quad \text{Gleichung (34)}$$

$$C = \sqrt{A^2 + B^2 + 2AB \cos(\alpha + \beta)} \quad \text{Gleichung (35)}$$

$$\gamma = \arccos\left(\frac{A \cos(\alpha) + B \cos(\beta)}{C}\right) \operatorname{sgn}\left(\frac{A \sin(\alpha) + B \sin(\beta)}{C}\right) \quad \text{Gleichung (36)}$$

wobei A, B und C die Verstärkungen ihrer jeweiligen Sinuskurven und  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  ihre Phasen sind. Eine beispielhafte Technik zur Konstruktion von  $\cos(\theta)$  ist unten beschrieben.

**[0152]** Wie in [Fig. 22](#) dargestellt werden anfänglich erste und zweite Hall-Signale  $S_1$  und  $S_2$  erzeugt durch die jeweiligen Hall-Elemente **1200**, **1202**. Lässt man  $S_1 = A \sin(\theta)$  sein, wobei A eine beliebige Verstärkung ist. Man beachte, dass angenommen wird, dass  $A \sin(\theta)$  ein Referenzsignal ist und deshalb keinen zugeordneten Phasenfehler hat. Lässt man  $S_2 = A \sin(\theta + \beta)$  sein, wobei  $90^\circ < \beta < 180^\circ$ . Wenn zum Beispiel  $A = 1$  und  $\beta = 125^\circ$ , dann ist  $S_1 = \sin(\theta)$  und  $S_2 = \sin(\theta + 125^\circ)$ . Man erzeugt  $S_2$  durch Anordnen des zweiten Hall-Elements in einem mechanischen Phasenoffset mit Bezug auf  $S_1$ .

**[0153]** Die zwei erzeugten Signale können mit Cosinus zusammenhängen unter Verwendung von Gleichungen 37, 38 und 39 unten.

$$C \cos(\theta) = A \sin(\theta) + GA \sin(\theta + \beta) \quad \text{Gleichung (37)}$$

$$G = \frac{1}{\cos(\beta)} \quad \text{Gleichung (38)}$$

$$C = A \sqrt{\frac{1}{\cos^2(\beta)} - 1} \quad \text{Gleichung (39)}$$

wobei G ein Verstärkungsfaktor und C die Amplitude des resultierenden Cosinus-Signals ist.

**[0154]** Das zweite Signal  $S_2$  kann durch G verstärkt werden. Wo  $\beta = 125^\circ$  ist, kann man berechnen (Gleichung 38), dass  $G = 1,74$  ist. Als Ergebnis ist  $S_2 = 1,74 \sin(\theta + 125^\circ)$ , wie in [Fig. 23](#) dargestellt.

**[0155]** Nun lässt man  $S_3 = S_1 + S_2$  sein. Wie Gleichung 37 diktiert ist  $S_3 = C \cos(\theta)$ , wobei C berechnet werden kann unter Verwendung von Gleichung 39. Ist in dem Beispiel  $C = 1,43$ , so ist  $S_3 = 1,43 \cos(\theta)$ , wie in [Fig. 24](#) dargestellt, wobei  $A \sin(\theta)$  und  $G \sin(\theta + \beta)$  addiert werden, um  $C \cos(\theta)$  zu erhalten.

**[0156]** Das dritte Signal  $S_3$  wird dann abgeschwächt, so dass seine Amplitude zu der des ersten Signals  $S_1$  passt. Dies erzeugt  $S_1 = \sin(\theta)$  und  $S_3 = \cos(\theta)$ , wie in [Fig. 25](#) dargestellt.

**[0157]** Nach der Konstruktion des phasenverschobenen Cosinus-Signals wie oben, kann die Phase des Cosinus abgeglichen werden. Cosinus wurde konstruiert durch Addieren der Signale, welche aus dem Rotieren eines Magneten über zwei mechanisch versetzten Hall-Elementen erzeugt wurden. Es wird angenommen, dass  $S_1$  (welches gleich  $A \sin(\theta)$  ist) keinen ihm zugeordneten Phasenfehler hat, da es ein Referenzsignal ist.

**[0158]** Die Phase von  $S_3$  wird bestimmt durch sowohl die Phase  $\beta$  von  $S_2$  als auch den Verstärkungsfaktor G von  $S_2$ .  $S_3 = C \sin(\theta + \gamma)$ , wobei  $\gamma$  in Gleichung 40 unten gegeben ist.

$$\gamma = \arccos\left(\frac{1 + G \cos(\beta)}{\sqrt{G^2 + 2G \cos(\beta) + 1}}\right) \quad \text{Gleichung (40)}$$

**[0159]** Idealerweise ist  $\gamma$  gleich  $90^\circ$ , da  $C \sin(\theta + 90^\circ) = C \cos(\theta)$ .

**[0160]** Es ist bekannt, dass  $S_2$  einen Phasenfehler haben könnte aufgrund der Magnetfehlausrichtung, und

sein Phasenfehler die Phase von  $S_3$  direkt beeinflussen wird. Es ist jedoch möglich, den Fehler in der Phase von  $S_3$  abzugleichen durch Einstellen der Verstärkung von  $S_2$ , wie in dem Beispiel unten dargestellt.

### Beispiel

**[0161]** Angenommen, dass es erwartet wird, die folgenden Signale zu erzeugen:

$$S_1 = \sin(\theta)$$

$$S_2 = G\sin(\theta + 125^\circ) = 1,74\sin(\theta + 125^\circ)$$

$$S_3 = C\sin(\theta + 90^\circ) = 1,43\sin(\theta + 90^\circ) = 1,43\cos(\theta)$$

**[0162]** Aber aufgrund der Magnetfehlausrichtung erhält man die folgenden Ergebnisse:

$$S_1 = \sin(\theta)$$

$$S_2 = 1,74\sin(\theta + 115^\circ)$$

$$S_3 = 2,14\sin(\theta + 80,54^\circ)$$

**[0163]** Die Phase von  $S_3$  kann "festgelegt" werden durch Ändern der Verstärkung von  $S_2$ . Anstelle von  $G = 1,74$ , lässt man  $G = 2,37$  sein. Dies macht  $S_2 = 2,37\sin(\theta + 115^\circ)$  und  $S_3 = 2,14\sin(\theta + 90^\circ)$ .

**[0164]** [Fig. 26](#) zeigt, wie der Verstärkungsfaktor  $G$  die Ausgangsphase  $\gamma$  beeinflusst für einige Auswahlmöglichkeiten von  $\beta$ , welches der mechanische Offset von  $S_2$  mit Bezug auf  $S_1$  ist. Je steiler die Ausgangskurve um  $90^\circ$  ist, desto leichter ist es,  $\gamma$  durch Ändern des Verstärkungsfaktors  $G$  fein einzustellen. In anderen Worten, für steilere Kurven um  $90^\circ$  hat der Verstärkungsfehler weniger Einfluss auf den endgültigen Ausgangswinkel. Dies wird in Tabelle 1 berechnet, welche die Wirkung der Eingangsphase  $\beta$  auf die Fähigkeit zur Konstruktion eines um  $90^\circ$  phasenverschobenen Signals zusammenfasst.

Tabelle I: Wie die Eingangsphase  $\beta$  abnimmt, so nimmt die Winkelauflösung zu. Die Winkelauflösung wird berechnet unter der Annahme, dass der Verstärkungsfaktor  $G$  erreicht werden kann innerhalb von  $\pm 1\%$ .

| Aktuelle Phase $\beta$ des Sensors | Idealer Wert des Verstärkungsfaktors $G$ | Berechneter Wert der Ausgangsverstärkung $C$ | Phasenfehler zum Ideal $90^\circ$ |
|------------------------------------|--|--|-----------------------------------|
| $95^\circ$                         | 11,474                                   | 11,430 A                                     | $\pm 0,06^\circ$                  |
| $105^\circ$                        | 3,864                                    | 3,732 A                                      | $\pm 0,16^\circ$                  |
| $115^\circ$                        | 2,366                                    | 2,145 A                                      | $+0,28^\circ$                     |
| $125^\circ$                        | 1,743                                    | 1,428 A                                      | $\pm 0,44^\circ$                  |
| $135^\circ$                        | 1,414                                    | A  | $\pm 0,59^\circ$                  |
| $145^\circ$                        | 1,221                                    | 0,700 A                                      | $\pm 0,83^\circ$                  |
| $155^\circ$                        | 1,103                                    | 0,466 A                                      | $\pm 1,29^\circ$                  |

**[0165]** Bei der praktischen Anwendung ist die beste Wahl für  $\beta$  wahrscheinlich  $115^\circ$ . Die Genauigkeit der Phase von Cosinus im ungünstigsten Fall wäre  $\pm 0,44^\circ$ , angenommen dass  $\beta < \pm 10^\circ$  ist. Der nächste Schritt ist die Regelung der Verstärkung von  $C$ , so dass sie zu  $A$  passt. Dieser mathematische Prozess der Konstruktion einer Cosinus-Kurve wird implementiert in der beispielhaften Schaltungsanordnung in [Fig. 27](#). Ein Cosinus-Signal wird erzeugt aus zwei Eingangs-Hall-Signalen  $A\sin(\theta)$  und  $AG\sin(\theta + \beta)$ . Zur Einstellung der Phasenfehlausrichtung bei  $\beta$ , sollte die Verstärkungsstufe reguliert werden. Dieses Beispiel nimmt an, dass  $A = 0,5$  V,  $G = 2,366$  und  $\beta = 115^\circ$ .

**[0166]** Die gleiche Technik, die dazu verwendet wird, die Phase von Cosinus abzugleichen, kann zum Abgleich der Phase von Sinus angewendet werden. Insbesondere die Umstellung von Gleichung 39 erzeugt das Ergebnis in Gleichung 41:

$$S_1 = S_3 - S_2 \text{ oder}$$

$$\sin(\theta) = C\cos(\theta) - G\text{Asin}(\theta + \beta) \quad \text{Gleichung (41)}$$

**[0167]** Zur Phasenverschiebung von  $\text{Asin}(\theta)$  kann man eine andere Verstärkungsstufe dem Ausgang von  $S_2$  hinzufügen und dann Gleichung 41 anwenden. Betrachtet man das folgende:

$$S_4 = xS_2 \\ Y\text{Asin}(\theta + \alpha) = C\cos(\theta) - XG\text{Asin}(\theta + \beta) \quad \text{Gleichung (42)}$$

wobei X und Y Verstärkungsfaktoren sind und  $\alpha$  der verschobene Winkel ist. Diese Variablen können berechnet werden unter Verwendung der gleichen Prinzipien, welche oben bei Cosinus gefunden wurden. [Fig. 28](#) zeigt wie die Phasenregulierung von  $\text{Asin}(\theta)$  zur Schaltungsanordnung der Cosinuskonstruktion von [Fig. 27](#) hinzugefügt werden kann.

**[0168]** Bei einem anderen Aspekt der Erfindung wird eine einzelne Wellenform, welche sinusförmig sein kann, verwendet zur Erzeugung eines korrespondierenden Cosinus-Signals. Wie es im Stand der Technik bekannt ist, ist ein Hindernis bei der Entwicklung eines Winkelerfassungsschaltkreises die Linearisierung der sinusförmigen Eingänge ohne auf den Speicher eines früheren Zustandes angewiesen zu sein. Wie oben beschrieben, kann ein linearer Ausgang aus zwei sinusförmigen Eingängen bereitgestellt werden, z. B. Sinus- und Cosinus-Signale werden erzeugt aus der Rotation eines einpoligen Magneten über zwei räumlich phasenverschobenen Hall-Elementen. Bei beispielhaften Ausführungsformen der Erfindung werden trigonometrische Identitäten auf einen einzigen sinusförmigen Eingang angewendet zur Konstruktion seines entsprechenden Cosinus-Signals. Bei einer Ausführungsform wird eine Dreieckswelle erzeugt, welche der Eingangs-Sinuskurve entspricht. Die Erzeugung dieser Dreieckswelle erfordert keinen Speicher eines früheren Zustandes.

**[0169]** Nutzt man die trigonometrische Identität  $\sin^2(\theta) + \cos^2(\theta) = 1$ , was in geschrieben werden kann wie in Gleichung 42:

$$A^2\sin^2(\theta) + A^2\cos^2(\theta) = A^2 \quad \text{Gleichung (42)}$$

wobei A ein Verstärkungsfaktor und  $\theta$  die Winkelposition ist, und man löst nach dem absoluten Wert von  $\cos(\theta)$  auf. Eine Umstellung der Gleichung 42 für zu dem Ergebnis in Gleichung 43:

$$|A \cos(\theta)| = +\sqrt{A^2 - A^2 \sin^2(\theta)} \quad \text{Gleichung (43)}$$

was den berichtigen  $\cos(\theta)$  liefert. Ein wahres  $\cos(\theta)$ -Signal kann nicht direkt berechnet werden, da die quadrierten Terme in dieser Identität alle Werte positiv machen. Die Berechnung eines wahren  $\cos(\theta)$  erfordert ein Indikatorbit, welches das gleichgerichtete Signal an geeigneten Punkten invertiert.

**[0170]** Wie oben dargestellt, kann ein linearer Ausgang berechnet werden unter Verwendung eines gleichgerichteten sinusförmigen Signals. Ein sinusförmiger Eingang kann linearisiert werden durch Konstruieren seines entsprechenden Cosinus-Signals. Anfänglich wird ein sinusförmiger Eingang  $\text{Asin}(\theta)$  bereitgestellt, wie in [Fig. 29](#) dargestellt. Die Sinuskurve wird manipuliert, wie in [Fig. 30](#) dargestellt, um die Form  $A^2\sin(\theta)$  zu haben. Dann kann  $|A\cos(\theta)|$  berechnet werden, wie in [Fig. 31](#) dargestellt. Der nächste Schritt verstärkt  $\text{Asin}(\theta)$  und  $|A\cos(\theta)|$  um eine Konstante G, um an den Regeln in Gleichungen 44 und 45 festzuhalten.

**[0171]** Eine invertierte "Spazierstock"-Wellenform, welche in [Fig. 33](#) dargestellt ist, wird erzeugt durch Addieren von  $G\text{Asin}(\theta)$  zu  $G|A\cos(\theta)|$ . Die Spazierstock-Wellenform wird größer als  $G\text{Asin}(\theta)$  und  $G|A\cos(\theta)|$  um einen Faktor von  $\sqrt{2}$  aufgrund des Additionsvorganges. Wie in [Fig. 34](#) dargestellt, kann die "Spazierstock"-Wellenform dividiert werden durch den gleichgerichteten  $G|A\cos(\theta)|$ , dessen Ausgang entsprechend in der Ausgangsverstärkung und Offset abgestimmt werden kann. Die Ausgangswellenform entspricht den Peaks und Wellentälern der ursprünglichen Sinuskurve.

**[0172]** Für optimale Ergebnisse bei einer beispielhaften Ausführungsform sollten die Verhältnisse in den Gleichungen 44 und 45 entsprechend sein:

$$GA = 0,596(\text{Offset}) \quad \text{Gleichung (44)}$$

$$\text{Offset} \neq 0 \quad \text{Gleichung (45)}$$

wobei G der oben beschriebene Verstärkungsfaktor und Offset der vertikale Offset der sinusförmigen Signale

mit Bezug auf die mathematische Null (z. B. Grund) ist. In einem idealen Fall, wo es keine Fehlerquellen gibt, beträgt die minimale Nicht-Linearität  $0,328^\circ$ . Dieses Verfahren zur Linearisierung einer Sinuskurve kann implementiert werden in Schaltungsanordnungen, wie z. B. dem beispielhaften Schaltkreis, welcher in [Fig. 35](#) dargestellt ist. Der Ausgang des Schaltkreises ist in den simulierten Ergebnissen von [Fig. 36](#) dargestellt für den Eingang der Sinuskurve **1300** und des dreieckigen Ausgangs **1302**. Bei diesem Beispiel hat die Eingangs-Sinuskurve eine Frequenz von 1 kHz.

**[0173]** Zur Anwendung dieses Algorithmus in einer 360 Grad-Winkelerfassungsanwendung wird ein Verfahren zur Identifizierung des negativ geneigten Teils des Ausgangs benötigt. Dies würde jedoch nicht benötigt bei einem 180 Grad-Sensor. Diese Identifikation kann in Form eines Indikatorbits sein, welches den negativ geneigten Teil invertiert und das  $0-180^\circ$ -Gebiet vom  $180-360^\circ$ -Gebiet unterscheidet. Dieses Indikatorbit kann die Form eines zusätzlichen Magnetfeldsensors annehmen, welches verwendet wird, um die Polarität des Magnetfelds zu identifizieren, d. h. Nord oder Süd. Ohne dieses Indikatorbit wäre der Algorithmus nur fähig für einen Bereich von  $0-180^\circ$ . Man beachte, dass der Ausgang sich vom Mechanismus der Gleichung 1 unterscheidet, indem die Phase des Ausgangs eine  $-90^\circ$ -Phasenverschiebung hat anstelle einer  $-45^\circ$ -Phasenverschiebung. Die Phasenverschiebung bei einer Ausführungsform von Gleichung 1 betrachtet  $0^\circ$  als den Punkt, wo der Ausgang auf einem Minimum war.

**[0174]** Bei einem anderen Aspekt der Erfindung wird die Verstärkung und der Offset der Eingangs-Sinuskurven gesteuert zur Reduzierung des endgültigen Ausgangsfehlers. Eine automatische Verstärkungssteuerung (AGC) und automatische Offsettingstellung (AOA) kann bei den oben beschriebenen Winkelerfassungsausführungsformen angewendet werden. Zum Beispiel verwendet eine Ausführungsform Offsettingstellungs-DACs(digital-zu-analog)- und Verstärkungszellentranskonduktoren, welche einen Eingangsstrom von einem Strom-DAC akzeptieren zur Steuerung der Verstärkung eines Verstärkers. Die US-Patente Nr. 7 026 808, Nr. 6 919 720 und Nr. 6 815 944, welche hier durch Bezugnahme eingeschlossen werden, zeigen beispielhafte AGC-Schaltkreise und die US-Patentanmeldung Nr. 11/405 265, welche am 17. April 2006 eingereicht wurde, welche hier durch Bezugnahme eingeschlossen wird, offenbart beispielhafte AOA-Ausführungsformen.

**[0175]** Bei einer anderen Ausführungsform ist eine Schaltung mit einer Verstärkungssteuerung auf die Tatsache angewiesen, dass die Eingänge  $A_1 \sin(\theta)$  und  $A_2 \cos(\theta)$  sind, wobei  $A_1$  und  $A_2$  die Verstärkungswerte der Signale sind. Wenn man annimmt, dass die Signale passende Verstärkungen haben (d. h.  $A_1 = A_2 = A$ ), kann man die trigonometrische Identität

$$A = \sqrt{(A \sin(\theta))^2 + (A \cos(\theta))^2}$$

in die Schaltungsanordnung implementieren zur Lösung der aktuellen Verstärkung A. Skalieren der Sinuskurven durch einen gewissen Faktor A (wobei A berechnet wird unter Verwendung der obigen Gleichung), führt zu einer endgültigen konstanten Verstärkung unabhängig von Variationen aufgrund von Luftspaltverschiebungen. Dieses Verfahren der Verstärkungssteuerung ist bei Signalen mit Null Offset und passenden Verstärkungen wirkungsvoll und kann in Verbindung mit anderen AGC-Verfahren verwendet werden.

**[0176]** Es ist klar, dass Verstärkung und Offset am Ende eines Reihentest und/oder eines endgültigen Tests beim Verbraucher zum Beispiel abgeglichen werden können. Sie können auch eingestellt werden beim Einschalten der Einrichtung oder sich dynamisch während des Betriebsmodus ändern.

**[0177]** Wenn eine dynamische Einstellung von Verstärkung und Offset während des Betriebs gewünscht wird, kann die Einrichtung einen Kalibrierungspin haben, welcher den Einstellmodus aktiviert oder deaktiviert. Dieser Pin könnte auch die Update-Geschwindigkeit steuern, mit welcher AGC- und AOA-Korrekturen am Ausgang angewendet werden. Die Update-Frequenz könnte gesteuert werden durch einen Zeitgebermechanismus oder dem Übergang der fallenden Kante der endgültigen Ausgangsrampe des Algorithmus entsprechen.

**[0178]** [Fig. 37](#) und [Fig. 38](#) zeigen eine beispielhafte Technik zur Steuerung der Geschwindigkeit des AGC und AOA während eines Betriebsmodus über einen Zeitgebermechanismus. Ein externer Kondensator C an einem Kalibrierungspin CAL lädt den zentralen Knotenpunkt. Wenn die Spannung am Kondensator C  $V_{REF}$  erreicht, löst ein Komparator CO aus und entlädt den Kondensator. Der Ausgang des Komparators CO wird momentan hoch pulsen. AOA- und AGC-Korrekturen können aktualisiert werden, wenn immer der Komparator hoch pulst. Das Auswählen von Kondensatoren mit unterschiedlicher Größe kann die Geschwindigkeit der Komparator-Pulse steuern. Das Verankern des CAL-Pins LOW schaltet den dynamischen Aktualisierungsmodus aus.

[0179] Bei einem anderen Aspekt der Erfindung verwendet ein Winkelsensor erste und zweite Quadratursignale von frequenzunabhängigen Sinuskurven. Bei dieser Anordnung kann die Genauigkeit des Sensors verbessert werden.

[0180] Um Quadratursignale bereitzustellen, kann man vier Sensorelemente verwenden, wie z. B. Hall-Elemente, welche unterschiedlich zu einem annähernden Quadraturverhältnis führen. Man kann auch die Amplituden von zwei Sinuskurven verstärken, damit sie zueinander passen, und dann die zwei Signale addieren und subtrahieren, was zu einem annähernden Quadraturverhältnis führt. Diese Techniken können auch kombiniert werden.

[0181] Beispielhafte Ausführungsformen der Erfindung, welche unten detailliert beschrieben werden, offenbaren, wie man erste und zweite Quadratursignale aus frequenzunabhängigen Sinuskurven erhält. Weitere beispielhafte Ausführungsformen schließen die Anwendung dieser Signale bei einem Beispiel automatischer Verstärkungssteuerungs(AGC)-Techniken ein.

[0182] Bekannte Winkelerfassungs-Algorithmen erzeugen eine lineare Ausgangsrampe unter Verwendung von zwei sinusförmigen Eingangssignalen. Diese Algorithmen verlassen sich auf ein 90°-Phasenverhältnis zwischen den zwei Eingangssinuskurven und tolerieren keine leichten Phasenänderungen gegenüber dem Ideal. Das Erzeugen von ersten und zweiten sinusförmigen Signalen mit verbesserter Quadratur hilft, den Fehler in Winkelerfassungs-Algorithmen zu minimieren und ist nützlich zur automatischen Verstärkungssteuerung (AGC).

[0183] [Fig. 39](#) zeigt eine beispielhafte Sensorausführungsform **2000** zur Erzeugung von Sinuskurven, welche ein annäherndes Quadraturverhältnis über Fehlausrichtung haben. Differenzsignale, welche von vier Hall-Elementen **2002a-d** erzeugt werden, welche mit Bezug auf einen rotierenden Magneten **2004** angeordnet sind, werden wie unten beschrieben angewendet.

[0184] Bei der veranschaulichenden Ausführungsform sind die vier Hall-Elemente **2002** in einer viereckigen Konfiguration ausgerichtet und liegen dem Scheibenmagnet **2004** gegenüber. Angenommen, dass der Mittelpunkt CP zwischen den vier Hall-Elementen **2002** mit dem Zentrum C des Scheibenmagneten **2004** ausgerichtet ist. Bei der dargestellten Ausführungsform ist das erste Hall-Element **2002** OBEN, das zweite Hall-Element **2002b** ist RECHTS, das dritte Hall-Element **2002c** ist UNTEN und das vierte Hall-Element **2002d** ist LINKS.

[0185] Der Sensor **2000** weist ferner ein Signalverarbeitungsmodul **2008** auf zur Durchführung von mindestens einem Teil der unten detailliert beschriebenen Signalverarbeitung.

[0186] Das Subtrahieren des UNTEN-Signals vom OBEN-Signal und des RECHTS-Signals vom LINKS-Signal ergibt zwei Signale Sig1, Sig2 ([Fig. 40, 41, 42](#)) mit einem Quadraturverhältnis. Dieses Verhältnis zwischen den Signalen Sig1 und Sig2 bleibt annähernd eine Quadratur trotz Fehlausrichtung zwischen dem Zentrum des Scheibenmagneten und dem Mittelpunkt der vier Hall-Elemente.

[0187] [Fig. 40A](#) zeigt die Signale T, B, L, R von jedem der vier Hall-Elemente **2002a** (OBEN), **2002b** (RECHTS), **2002c** (UNTEN), **2002d** (LINKS), wobei die Hall-Elemente zentriert sind, d. h. nicht fehlausgerichtet. [Fig. 40B](#) zeigt die resultierenden unterschiedlichen Signale einschließlich eines ersten Signals Sig1, wobei  $Sig1 = (T - B)/2$ , und eines zweiten Signals Sig2, wobei  $Sig2 = (L - R)/2$ .

[0188] Die erste Eingangs-Sinuskurve hat eine Amplitude von 1,39 Vpp und die zweite Eingangs-Sinuskurve hat eine Amplitude von 1,66 Vpp bei einem Verhältnis von 0,8082. Das erste Eingangssignal hat einen Offset von 2,489 V und das zweite Eingangssignal hat einen Offset von 2,501 V mit einer Phase von 84,32 Grad.

[0189] [Fig. 41A](#) zeigt vier Hall-Element-Signale T, B, L, R bei einer Fehlausrichtung von 1 mm nach oben und 1 mm nach links. Es ist klar, dass die Fehlausrichtung bestimmt wird von einem Zentrum des Magneten **2004** ([Fig. 40](#)) und dem Zentrum der vier Elemente **2002**. [Fig. 41B](#) zeigt die ersten und zweiten Signale Sig1, Sig2, welche von den Hall-Element-Signalen T, B, L, R abgeleitet werden.

[0190] [Fig. 42A](#) zeigt vier Hall-Element-Signale T, B, L, R bei einer Fehlausrichtung von 1 mm nach oben und 2 mm nach links. [Fig. 42B](#) zeigt die resultierenden Signale Sig1, Sig2.

[0191] Wie oben dargestellt und beschrieben können die Ausgangssignale von vier Sensorelementen dazu verwendet werden, Differenzsignale zu erzeugen mit einem im wesentlichen Quadraturverhältnis zur Reduzie-

zung der Genauigkeitsverschlechterung aus mechanischer Fehlausrichtung der Sensorelemente mit Bezug auf einen Magneten.

[0192] [Fig. 43](#) ist ein Flussdiagramm, welches eine beispielhafte Abfolge von Schritten für einen Differential-sensor gemäß beispielhafter Ausführungsformen der Erfindung zeigt. In Schritt **2100** wird die Fehlausrichtung bestimmt. In Schritt **2102** werden Signale von den Hall-Elementen, wie z. B. den vier Hallelementen **2002a** (OBEN), **2002b** (RECHTS), **2002c** (UNTEN), **2002d** (LINKS), welche in [Fig. 39](#) dargestellt sind, empfangen. In Schritt **2104** werden Differenzsignale erzeugt, welche ein erstes Signal Sig1 einschließen, wobei  $Sig1 = (T - B)/2$  ist, und ein zweites Signal Sig2, wobei  $Sig2 = (L - R)/2$ .

[0193] Es ist klar, dass ein erfinderischer Sensor in einer großen Vielfalt von Baugruppenarten vorgesehen werden kann. [Fig. 9](#) zeigt eine beispielhafte Baugruppenart, in welcher ein erfinderischer Sensor vorgesehen werden kann.

[0194] Bei einem anderen Aspekt der Erfindung erzeugen beispielhafte Ausführungsformen Sinuskurven mit einem Quadraturverhältnis durch Verstärken der Amplituden der ersten und zweiten Sinuskurven, damit sie zueinanderpassen, und dann addieren und subtrahieren der zwei Signale.

[0195] Betrachtet man erste und zweite Eingangssinuskurven mit einer beliebigen Phasendifferenz:

$$IN1 = A \sin(\theta) + \alpha \quad \text{(Gleichung 46)}$$

$$IN2 = B \sin(\theta + \Phi) + b \quad \text{(Gleichung 47)}$$

[0196] Bei den meisten Werten der Eingangsphasendifferenz  $\Phi$  kann man erste und zweite Ausgangssinuskurven mit einer Phasendifferenz von  $90^\circ$  erzeugen, wenn  $A = B$ . Dies wird erreicht durch Addieren und Subtrahieren der Eingangssinuskurven wie in Gleichung 48 und 49.

$$SIG1 = IN1 - IN2 \quad \text{Gleichung (48)}$$

$$SIG2 = IN1 + IN2 \quad \text{Gleichung (49)}$$

[0197] Durch Dividieren jedes Terms durch einen Faktor zwei stellt man sicher, dass die Signale Sig1 und Sig2 Amplituden haben, welche kleiner oder gleich sind wie IN1 und IN2.

$$SIG1 = \frac{IN1 - IN2}{2} \quad \text{Gleichung (50)}$$

$$SIG2 = \frac{IN1 + IN2}{2} \quad \text{Gleichung (51)}$$

[0198] Die resultierenden Sinuskurven haben die Form:

$$SIG1 = C \sin(\theta - \gamma) + c \quad \text{Gleichung (52)}$$

$$SIG2 = D \sin(\theta + \delta) + d \quad \text{Gleichung (53)}$$

[0199] Wobei  $\delta - \gamma \approx \pm 90^\circ$  ist für die meisten Werte von  $\Phi$ , wenn  $A = B$ .

[0200] Ein Beispiel des obigen Verhältnisses ist in [Fig. 44](#) für Signale IN1, IN2, SIG1, SIG2 gezeigt. In den veranschaulichenden Figuren ist  $IN1 = 3 \sin(\theta)$  und  $IN2 = 3 \sin(\theta + 150^\circ)$ . Die resultierenden Sinuskurven SIG1 und SIG2 haben nicht angepasste Amplituden und eine Phasendifferenz von  $90^\circ$ .

[0201] [Fig. 45](#) zeigt Ausgangsphasen für verschiedene Änderungen in der Anpassung der Eingangsamplituden (siehe Gleichung 46 und Gleichung 47). Die X-Achse stellt die Eingangsphasendifferenz  $\Phi$  dar. Wie zu sehen ist, gilt das Quadraturverhältnis mit relativ engen Toleranzen bei den meisten Eingangsphasendifferenzen unter Verwendung dieser Technik.

[0202] [Fig. 46A](#) und [Fig. 46B](#) zeigen beispielhafte Schaltkreisimplementierungen für die in Gleichung 50 und Gleichung 51 gezeigten mathematischen Operationen. Bei der veranschaulichenden Ausführungsform zeigt [Fig. 46A](#) einen Widerstandsteiler und [Fig. 46B](#) eine Wheatstone-Brücke. Es ist klar, dass eine große Vielfalt

an alternativen Implementierungen einem Fachmann schnell offensichtlich wird. Zum Beispiel kann zur Bereitstellung eines gewünschten Ergebnisses schnell eine Operationsverstärker-Schaltungsanordnung konfiguriert werden.

**[0203]** Wie es aus [Fig. 44](#) offensichtlich ist haben die Ausgangsquadratur-sinuskurvensignale nicht notwendigerweise passende Amplituden. Die Signale können abgeglichen werden zum Anpassen der Amplituden bevor sie in einen Winkelerfassungsalgorithmus eingegeben werden.

**[0204]** Bei einem weiteren Aspekt der Erfindung können die oben beschriebenen Lösungsansätze separat oder in Verbindung miteinander verwendet werden zur Erzeugung von Sinuskurven mit einem Quadraturverhältnis. Die Quadratur-signale können abgeglichen werden, um passende Verstärkungen zu haben und als Eingänge für eine Winkelerfassungsverarbeitung verwendet zu werden. Diese verarbeiteten Signale werden für eine automatische Verstärkungssteuerungs(AGC)-Schaltungsanordnung verwendet. Man erinnere sich, dass eine Technik zur automatischen Verstärkungssteuerung die Verwendung des trigonometrischen Verhältnisses ist:

$$A = \sqrt{A^2 \sin^2 \theta + A^2 \cos^2 \theta} \quad (\text{Gleichung 54})$$

$$A^2 = A^2 \sin^2 \theta + A^2 \cos^2 \theta \quad (\text{Gleichung 55})$$

wobei A die Amplitude und  $\theta$  der magnetische Rotationswinkel ist.

**[0205]** Bei einer Ausführungsform werden die obigen trigonometrischen Verhältnisse dazu verwendet, ein Eingangssignal als "Asin $\theta$ " und ein Eingangssignal als "Acos $\theta$ " zu bezeichnen und A direkt unter Verwendung der Gleichung 54 oben zu berechnen. Quadrieren, Addieren und Quadratwurzelblöcke können zur Berechnung von

$$\sqrt{A^2 \sin^2 \theta + A^2 \cos^2 \theta}$$

Verwendet werden. Der Wert von A kann mit einer Referenzspannung verglichen werden, und die Amplituden von Asin $\theta$  und Acos $\theta$  können skaliert werden unter Verwendung von Feedback-Schaltungsanordnungen.

**[0206]** Bei einer anderen Ausführungsform werden die obigen trigonometrischen Verhältnisse verwendet, um den Wert von  $A^2$  zu finden unter Verwendung von Quadrierung und Additionsblöcken, um  $A^2 \sin^2 \theta + A^2 \cos^2 \theta$  (aus Gleichung 55) zu berechnen. Der Wert von  $A^2$  kann verglichen werden mit einer Referenzspannung und die Amplituden von Asin $\theta$  und Acos $\theta$  können skaliert werden unter Verwendung von Feedback-Schaltungsanordnungen. Dieser zweite Lösungsansatz beseitigt das Erfordernis eines Quadratwurzelblocks in der Schaltungsimplementierung (siehe [Fig. 47](#)).

**[0207]** [Fig. 47](#) zeigt einen beispielhaften Schaltkreis **3000** mit einer Verstärkungssteuerschaltung **3002** gemäß der Erfindung. Bei der dargestellten Ausführungsform berechnet die AGC-Verarbeitung den  $A^2$ -Wert mit dem  $V_{REF}$ -Signal. Das Signal Asin $\theta$  wird quadriert **3004**, das Signal Acos $\theta$  wird quadriert **3006** und diese Signale werden summiert **3008** zur Bereitstellung eines Signals  $A^2$  an die Verstärkungssteuerschaltung **3002**. Eine Referenzspannung  $V_{REF}$ , das Signal Asin $\theta$  und das Signal Acos $\theta$  werden der Verstärkungssteuerschaltung **3002** bereitgestellt, welche Aksin $\theta$  und Akcos $\theta$  für Feedback an Asin $\theta$  bzw. Acos $\theta$  ausgibt. Die Verstärkungssteuerschaltung **3002** erhöht oder erniedrigt den Wert von k bis  $A^2$  gleich  $V_{REF}$ .

**[0208]** Beispielhafte Ausführungsformen der Erfindung liefern Vorteile gegenüber bekannte Sensorimplementierungen. Zum Beispiel gilt ein 90°-Ausgangsphasenverhältnis annähernd bei beliebiger Fehlansrichtung unter Verwendung einer frontalen Magnet-Konfiguration und einer vier Hall-Elemente-Implementierung. Zusätzlich gilt das 90°-Ausgangsphasenverhältnis bei den meisten Werten der Eingangsphase  $\Phi$  mit Additions-/Subtraktionstechniken. Das annähernde Quadraturverhältnis hält weiterhin so lange die zwei Eingangssignale passende Amplituden aufweisen. Die Ausgangsphase ist ferner nur eine Funktion von passenden Eingangsamplituden mit Additions-/Subtraktionstechniken und ist deshalb unabhängig von der Eingangsphase oder unpassenden Eingangsoffsets.

**[0209]** Bei einem weiteren Aspekt der Erfindung können Magnetsensoren verwendet werden bei der Erfassung von Rotationen einer magnetischen durchgehenden Welle. Bei einer Ausführungsform werden drei Sensoren verwendet zur Bereitstellung von neunzig Grad-Phasendifferenz-Sinus/Cosinus-Signalen. Diese Signale werden verarbeitet zur Bestimmung der Winkelrotation des Ringmagneten der durchgehenden Welle.

[0210] [Fig. 48](#) zeigt einen beispielhaften Sensor **4000** mit einer Mehrzahl von Magnetsensoren **4002a-c** zur Erfassung der Winkelposition einer rotierenden Durchgangswelle **4005** mit einem Ringmagneten **4007**, welcher in [Fig. 49](#) dargestellt ist. Die Anordnung der Magnetsensoren **4002** kann bereitgestellt werden in einer Weise ähnlich wie die in Verbindung mit [Fig. 39](#) dargestellte und beschriebene. Ausgänge von den Sensoren können verstärkt werden durch Verstärker **4004** und gefiltert durch Filter **4006** und als  $V_{\sin(\theta)}$  und  $V_{\cos(\theta)}$  ausgegeben werden, wie oben und unten beschrieben. Es ist klar, dass die Anzahl der Polpaare am Ringmagneten **4007** die Frequenz der sinusförmigen Magnetsignale bei einer mechanischen Rotation um 360 Grad bestimmt.

[0211] Ein Tri-Magnetsensor zum Beispiel kann Sinus/Cosinus-Signale für eine durchgehende Welle bereitstellen, welche unter Verwendung von Interpolation manipuliert werden können, wie z. B. Arkustangens, um den Rotationswinkel des Scheibenmagneten an der Welle zu bestimmen. Diese Anordnung erzielt verbesserte Toleranzen gegenüber Fehlausrichtungs-Vibrationsfehlern bei frontalen Winkelerfassungsanwendungen im Vergleich zu herkömmlichen Einrichtungen.

[0212] Bei einer beispielhaften Ausführungsform, welche in [Fig. 49](#) dargestellt ist, wird der obere Sensor T verwendet zur Bereitstellung eines Ausgangssignals als  $V_{\sin(\theta)} = V_{\text{hall}(T)}$  und die linken und rechten Sensoren L, R liefern  $V_{\cos(\theta)} = V_{\text{hall}(L)} + V_{\text{hall}(R)}$ . Bei einer alternativen Ausführungsform können vier Sensoren in ersten und zweiten Paaren dazu verwendet werden, erste und zweite Differenzsignale zu liefern. Zum Beispiel können vier Hall-Elemente Quadratsignale erzeugen durch Nehmen der Differenzsignale eines Paares und der additiven Signale des anderen Paares, wie oben beschrieben. Es sollte beachtet werden, dass bei beispielhaften Simulationen die Verwendung von drei Hall-Elementen eine hervorragende Leistung gegenüber vier Elementen bei der in [Fig. 49](#) dargestellten Anwendung liefern. Wo Vierererfassungselementkonfigurationen vorgesehen werden, kann eines der Sensorelemente wahlweise abgeschaltet werden, um den Energieverbrauch zu reduzieren.

[0213] [Fig. 50](#) zeigt rohe Hall-Element-Signale für jedes der Erfassungselemente T, B, L, R bei einer beispielhaften Ringmagnetkonfiguration, wie z. B. die in [Fig. 49](#) dargestellte. Die Rohsignale sind dargestellt für einen Abstand von 1,8 mm zwischen den oberen und unteren Sensorelementen T, B und zwischen den linken und rechten Elementen L, R. Es ist klar, dass die Hall-Abstände zwischen den Differenzelementen unerheblich ist für die Erzielung der Quadratur. Das heißt, das Quadratur-Sinus/Cosinus-Verhältnis ist unabhängig von den Polabständen des Ringmagneten und hängt von der mechanischen Ausrichtung der Magnetelemente ab.

[0214] [Fig. 51](#) zeigt  $V_{\sin(\theta)}$  und  $V_{\cos(\theta)}$ , wobei  $V_{\sin(\theta)} = V_{\text{hall}(T)}$  und  $V_{\cos(\theta)} = V_{\text{hall}(L)} + V_{\text{hall}(R)}$ . Die Signale sind ohne Verstärkungs- oder Offset-Korrektur dargestellt.

[0215] Bei der beispielhaften Ausführungsform wird eine Sinuskurven-Interpolationsverarbeitung durchgeführt, wie in [Fig. 52](#) dargestellt. Bei einer besonderen Ausführungsform wird eine Arkustangensfunktion **4050** zur Interpolation verwendet. Es ist klar, dass, nachdem die Arkustangens-Verarbeitung an den sinusförmigen Signalen durchgeführt wurde, noch gewisse Fehler im neunzig Grad-Phasenverhältnis der sinusförmigen Signale oder in der Verstärkung/Offset der sinusförmigen Signale bestehen können. Der Eingangs-Sinuskurven-Fehler kann einen Ausgangsfehler bei der Arkustangensverarbeitung verursachen. Der Ausgangsfehler kann reduziert werden durch Verwendung einer Linearisierungsverarbeitung **4052** an der Ausgangsseite eines Arkustangensmoduls. [Fig. 53](#) zeigt das Niveau des Ausgangsfehlers ohne Linearisierung und [Fig. 54](#) zeigt das Niveau des Ausgangsfehlers nach der Linearisierung.

[0216] [Fig. 55](#) zeigt eine beispielhafte Sequenz von Schritten zur Bereitstellung eines Sensors gemäß beispielhaften Ausführungsformen der Erfindung. In Schritt **5000** werden Informationen vom ersten (z. B. oberen), zweiten (z. B. linken), und dritten (z. B. rechten) Sensor empfangen. Die Informationen entsprechen der Rotation einer Welle mit einem daran befestigten Magneten. In Schritt **5002** wird ein erstes sinusförmiges Ausgangssignal, z. B.  $V_{\sin(\theta)}$ , vom ersten Sensor ( $V_{\text{hall}(T)}$ ) erzeugt. Im Schritt **5004** wird ein zweites sinusförmiges Signal, z. B.  $V_{\cos(\theta)}$ , von den zweiten und dritten Sensorsignalen erzeugt, z. B.  $V_{\text{hall}(L)}$ ,  $V_{\text{hall}(R)}$ .

[0217] In Schritt **5006** wird eine Interpolationsverarbeitung an den ersten und zweiten Ausgangssignalen durchgeführt. Bei einer Ausführungsform wird Arkustangens zur Interpolation verwendet. In Schritt **5008** wird eine Linearisierungsverarbeitung an den Ausgangssignalen durchgeführt, um den Ausgangsfehler zu reduzieren. In Schritt **5010** wird das Sensorausgangssignal erzeugt.

[0218] Während die dargestellten Ausführungsformen die Erzeugung von sinusförmigen Signalen liefern unter Verwendung von Hall-Effekt-Einrichtungen, kann eine Vielfalt von anderen Magnetsensoren verwendet



werden, wie z. B. ein Magnetowiderstand (MR), ein Magnetotransistor, ein Riesenmagnetowiderstands(GMR)-Sensor oder ein anisotroper Magnetowiderstands(AMR)-Sensor. Außerdem ist es klar, dass während sinusförmige Wellenformen gezeigt wurden, andere geeignete Wellenformen verwendet werden können zur Erfüllung der Erfordernisse einer besonderen Anwendung.

**[0219]** Ein Fachmann wird weitere Merkmale und Vorteile der Erfindung basierend auf den oben beschriebenen Ausführungsformen zu schätzen wissen. Folglich ist die Erfindung nicht auf das, was insbesondere dargestellt und beschrieben wurde, beschränkt, mit Ausnahme wie durch die beigefügten Ansprüche angegeben. Alle Veröffentlichungen und Bezugnahmen, welche hier genannt wurden, werden hier ausdrücklich durch Bezugnahme in ihrer Gesamtheit eingeschlossen.

#### Zusammenfassung

##### Verfahren und Vorrichtung für einen Winkelsensor

**[0220]** Ein Sensor (**2000**) minimiert die Wirkungen von Sensorelementfehlausrichtungen in Bezug auf einen Magneten (**2004**). Bei einer Ausführungsform weist ein Sensor (**2000**) einen Magneten (**2004**), erste, zweite und dritte Sensorelemente (**2002a-c**), welche in Beziehung zum Magneten (**2004**) angeordnet sind, und ein Signalverarbeitungsmodul (**2008**) auf, zur Verarbeitung von Ausgangssignalen der ersten, zweiten und dritten Sensorelemente (**2002a-c**) und zur Erzeugung von ersten und zweiten Signalen zur Minimierung von Wirkungen von Positionsfehlausrichtungen der ersten, zweiten und dritten Sensorelement mit Bezug auf den Magneten, durch Maximieren eines Quadraturverhältnisses der ersten und zweiten Signale.

**ZITATE ENTHALTEN IN DER BESCHREIBUNG**

*Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde automatisiert erzeugt und ist ausschließlich zur besseren Information des Lesers aufgenommen. Die Liste ist nicht Bestandteil der deutschen Patent- bzw. Gebrauchsmusteranmeldung. Das DPMA übernimmt keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.*

**Zitierte Patentliteratur**

- US 7026808 [\[0174\]](#)
- US 6919720 [\[0174\]](#)
- US 6815944 [\[0174\]](#)

### Patentansprüche

1. Sensor (**2000**), aufweisend:  
einen Magneten (**2004**);  
erste, zweite, dritte und vierte Sensorelemente, welche in Beziehung zum Magneten (**2004**) angeordnet sind;  
und  
ein Analogsignal-Verarbeitungsmodul (**2008**) zur Verarbeitung von Ausgangssignalen der ersten, zweiten, dritten und vierten Sensorelemente und zur Erzeugung von ersten und zweiten Differenzsignalen zur Minimierung von Wirkungen von Positionsfehlausrichtungen der ersten, zweiten, dritten und vierten Sensorelemente mit Bezug auf den Magneten durch Maximieren eines Quadraturverhältnisses der ersten und zweiten Differenzsignale.
2. Sensor nach Anspruch 1, wobei die Sensorelemente Hall-Elemente (**2002a-d**) aufweisen.
3. Sensor nach Anspruch 1, wobei der Sensor (**2000**) genau vier Hall-Elemente (**2002a-d**) aufweist.
4. Sensor nach Anspruch 2, wobei das erste Hall-Element (**2002a**) OBEN ist und das erste Ausgangssignal T erzeugt, das zweite Hall-Element (**2002b**) RECHTS ist und das zweite Ausgangssignal R erzeugt, das dritte Hall-Element (**2002c**) UNTEN ist und das Ausgangssignal B erzeugt, und das vierte Hall-Element (**2002d**) das Ausgangssignal LINKS erzeugt, wobei ein erstes Differenzsignal  $\text{sig1} = (T - B)/2$  und ein zweites Differenzsignal  $\text{sig2} = (L - R)/2$  ist.
5. Sensor nach Anspruch 1, wobei der Magnet (**2004**) ein Scheibenmagnet ist.
6. Sensor nach Anspruch 1, wobei der Magnet (**2004**) zwei Pole hat.
7. Verfahren, aufweisend:  
Positionieren erster, zweiter, dritter und vierter Sensorelemente im Verhältnis zu einem Magneten (**2004**); und  
Bereitstellen eines Analogsignal-Verarbeitungsmoduls (**2008**) zur Verarbeitung von Ausgangssignalen von den ersten, zweiten, dritten und vierten Sensorelementen, und Erzeugen von ersten und zweiten Differenzsignalen zur Minimierung von Wirkungen von Positionsfehlausrichtungen der ersten, zweiten, dritten und vierten Sensorelemente mit Bezug auf den Magneten (**2004**) durch Maximieren eines Quadraturverhältnisses der ersten und zweiten Differenzsignale.
8. Verfahren nach Anspruch 7, wobei die Sensorelemente Hall-Elemente (**2002a-d**) einschließen.
9. Verfahren nach Anspruch 7, wobei der Sensor (**2000**) genau vier Hall-Elemente (**2002a-d**) aufweist.
10. Verfahren nach Anspruch 8, wobei das erste Hall-Element (**2002a**) OBEN ist und das erste Ausgangssignal T erzeugt, das zweite Hall-Element (**2002b**) RECHTS ist und das zweite Ausgangssignal R erzeugt, das dritte Hall-Element (**2002c**) UNTEN ist und das Ausgangssignal B erzeugt, und das vierte Hall-Element (**2002d**) das Ausgangssignal LINKS erzeugt, wobei ein erstes Differenzsignal  $\text{sig1} = (T - B)/2$  und ein zweites Differenzsignal  $\text{sig2} = (L - R)/2$  ist.
11. Verfahren nach Anspruch 7, wobei der Magnet (**2004**) ein Scheibenmagnet ist.
12. Verfahren nach Anspruch 7, wobei der Magnet (**2004**) zwei Pole hat.
13. Sensor (**4000**), aufweisend:  
einen Magneten (**4007**);  
erste, zweite und dritte Sensorelemente (**4002a-c**), welche im Verhältnis zum Magneten (**4007**) angeordnet sind, um die Rotation eines am Magneten befestigten Elements (**4005**) zu erfassen; und  
ein Analogsignal-Verarbeitungsmodul zum Verarbeiten von Ausgangssignalen der ersten, zweiten und dritten Sensorelemente (**4002a-c**), und zum Erzeugen eines ersten Signals vom ersten Sensorelement (**4002a**) und eines zweiten Signals vom zweiten und dritten Sensorelement (**4002b, 4002c**) zum Minimieren von Positionsfehlern aufgrund von Fehlausrichtungen des ersten, zweiten und dritten Sensorelements mit Bezug auf den Magneten (**4007**) durch Maximieren eines Quadraturverhältnisses der ersten und zweiten Signale.
14. Sensor nach Anspruch 13, wobei die Sensorelemente (**4002a-c**) Hallelemente aufweisen.

15. Sensor nach Anspruch 13, wobei der Sensor (**4000**) ein viertes Sensorelement aufweist und das zweite Signal ein Differenzsignal ist.

16. Sensor nach Anspruch 13, wobei das erste Sensorelement (**4002a**) OBEN ist und das erste Ausgangssignal T erzeugt, das zweite Sensorelement (**4002b**) RECHTS ist und das zweite Ausgangssignal R erzeugt, und das dritte Sensorelement (**4002c**) LINKS ist und das Ausgangssignal L erzeugt, wobei das erste Signal  $V_{\sin}(\theta) = V_{\text{hall}}(T)$  ist und das zweite Signal  $V_{\cos}(\theta) = V_{\text{hall}}(L) + V_{\text{hall}}(R)$  ist.

17. Sensor nach Anspruch 13, wobei das Element (**4005**) eine durchgehende Welle ist.

18. Verfahren, aufweisend:

Vorsehen erster, zweiter und dritter Sensorelemente (**4002a-c**), welche im Verhältnis zu einem Magneten (**4007**) positioniert sind zur Erfassung der Rotation eines an dem Magneten befestigten Elements (**4005**); und Verarbeiten von Ausgangssignalen von den ersten, zweiten und dritten Sensorelementen (**4002a-c**) zur Erzeugung eines ersten Signals vom ersten Sensorelement (**4002a**) und eines zweiten Signals vom zweiten und dritten Sensorelement (**4002b, 4002c**) zur Minimierung von Wirkungen von Positionsfehlausrichtungen der ersten, zweiten und dritten Sensorelemente mit Bezug auf den Magneten (**4007**) durch Maximieren eines Quadratverhältnisses des ersten und zweiten Signals.

19. Verfahren nach Anspruch 18, wobei die Sensorelemente (**4002a-c**) Hall-Elemente aufweisen.

20. Verfahren nach Anspruch 18, wobei der Sensor (**4000**) ein viertes Sensorelement aufweist und das zweite Signal ein Differenzsignal ist.

21. Verfahren nach Anspruch 18, wobei das erste Sensorelement (**4002a**) OBEN ist und das erste Ausgangssignal T erzeugt, das zweite Sensorelement (**4002b**) RECHTS ist und das zweite Ausgangssignal R erzeugt, und das dritte Sensorelement (**4002c**) LINKS ist und das Ausgangssignal L erzeugt, wobei das erste Signal  $V_{\sin}(\theta) = V_{\text{hall}}(T)$  ist und das zweite Signal  $V_{\cos}(\theta) = V_{\text{hall}}(L) + V_{\text{hall}}(R)$  ist.

22. Verfahren nach Anspruch 18, wobei das Element (**4005**) eine durchgehende Welle ist.

23. Magnetsensor (**4000**) aufweisend:

einen an einer Welle (**4005**) befestigten Magneten (**4007**);

erste, zweite und dritte Magnetsensorelemente (**4002a-c**), welche angeordnet sind zur Erfassung der Rotation der Welle (**4005**); und

ein Analog-Arkustangens-Verarbeitungsmodul (**4050**) zur Erzeugung von Neunzig Grad-Sinus/Cosinus-Signalen aus Signalen der ersten, zweiten und dritten Sensorelemente (**4002a-c**) durch Maximieren eines Quadratverhältnisses der Sinus/Cosinus-Signale.

24. Sensor nach Anspruch 23, wobei das Sinussignal vom ersten Sensorelement (**4002a**) erzeugt ist und das Cosinus-Signal vom zweiten und dritten Sensorelement (**4002b, 4002c**) erzeugt ist.

25. Sensor nach Anspruch 23, ferner aufweisend ein Linearisierungsmodul (**4052**) zur Reduzierung von Ausgangsfehlern in den Sinus- und Cosinussignalen.

26. Sensor nach Anspruch 23, wobei der Magnet (**4007**) einen Ringmagneten aufweist.

27. Sensor (**2000, 4000**), aufweisend;

einen Magneten (**2004; 4007**);

erste, zweite und dritte Magnetsensorelemente (**2002a-c; 4002a-c**);

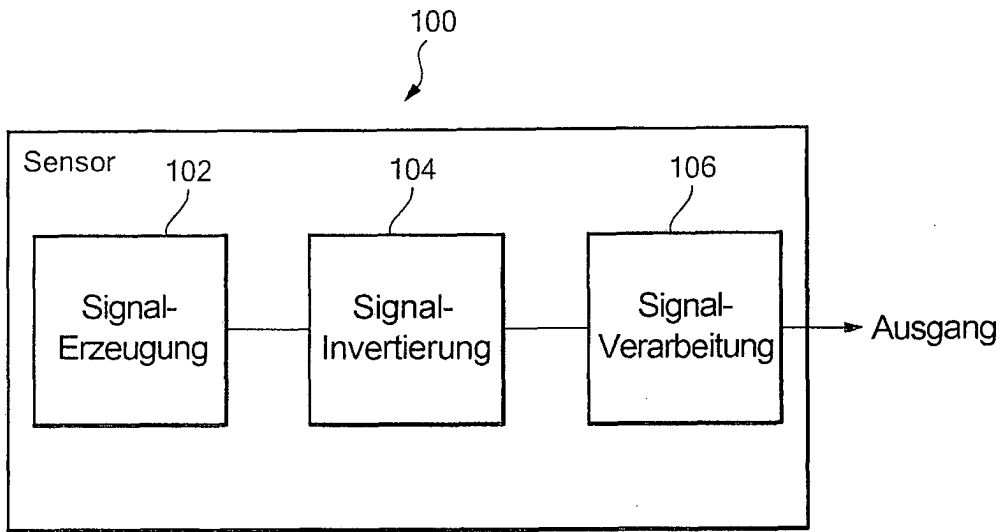
ein analoges Verarbeitungsmodul (**2008**) zur Erzeugung von Quadratur-Sinus- und -Cosinus-Ausgangssignalen von den ersten, zweiten und dritten Sensorelementen (**2002a-c; 4002a-c**), welche Winkelpositionsinformationen des Magneten (**2004; 4007**) bereitstellen.

28. Sensor nach Anspruch 27, wobei das Cosinus-Ausgangssignal ein Differenzsignal ist.

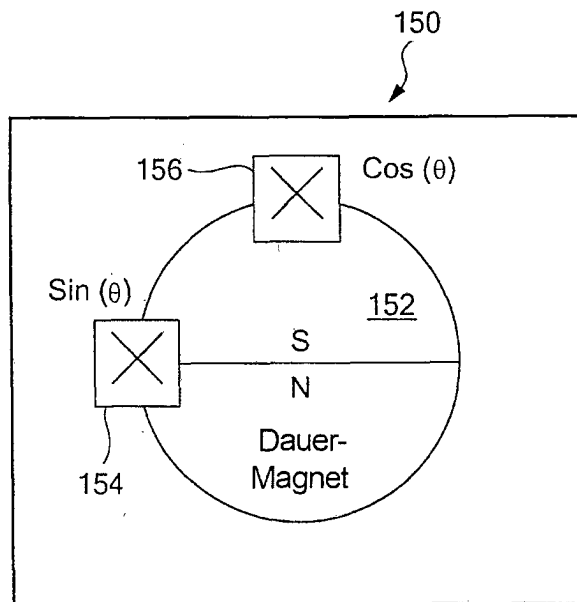
29. Sensor nach Anspruch 27, wobei das Cosinussignal aus den zweiten und dritten Magnetsensorelementen (**2002b, c; 4002b, c**) erzeugt ist.

Es folgen 42 Blatt Zeichnungen

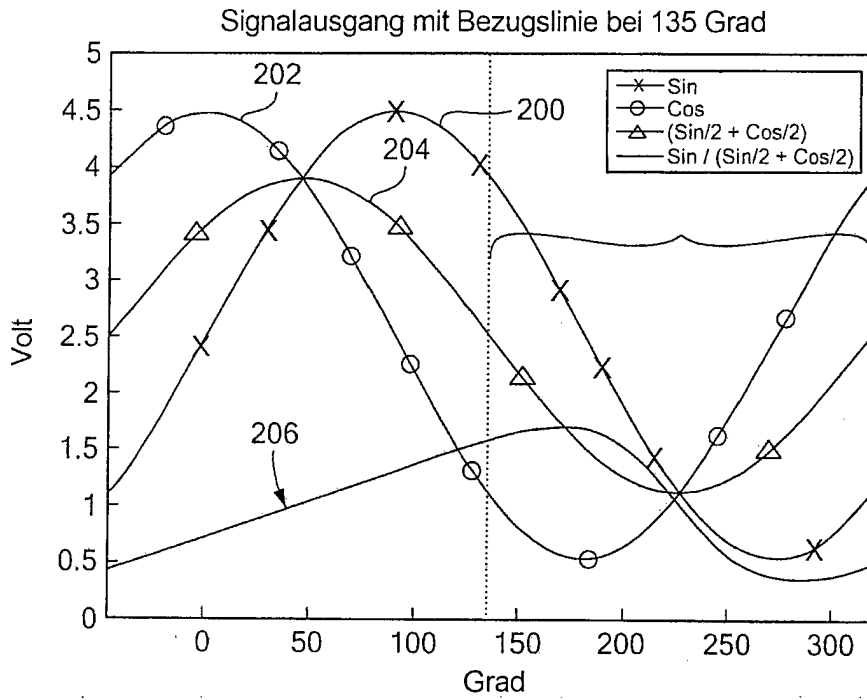
Anhängende Zeichnungen



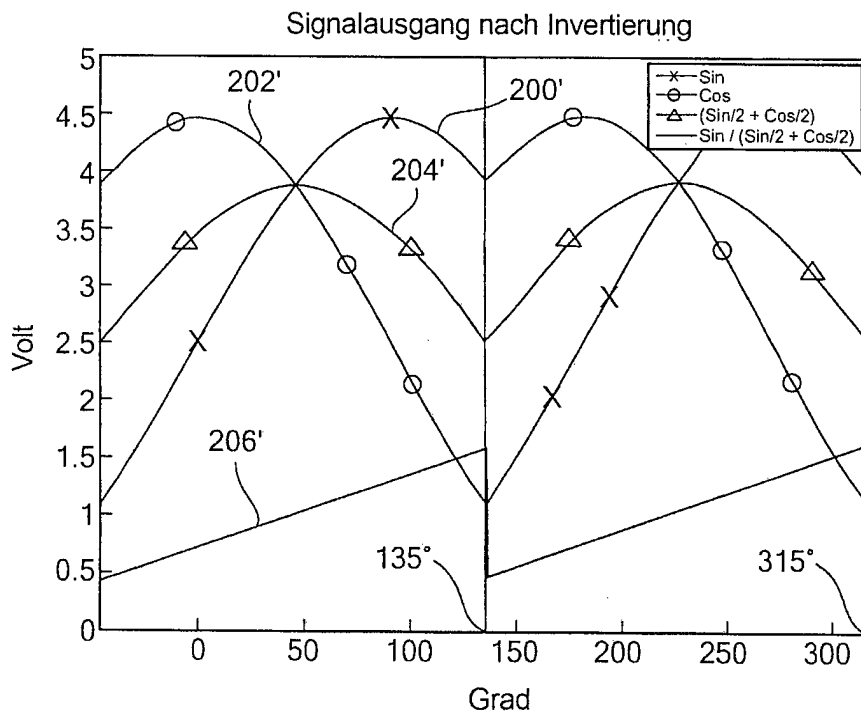
**FIG. 1**



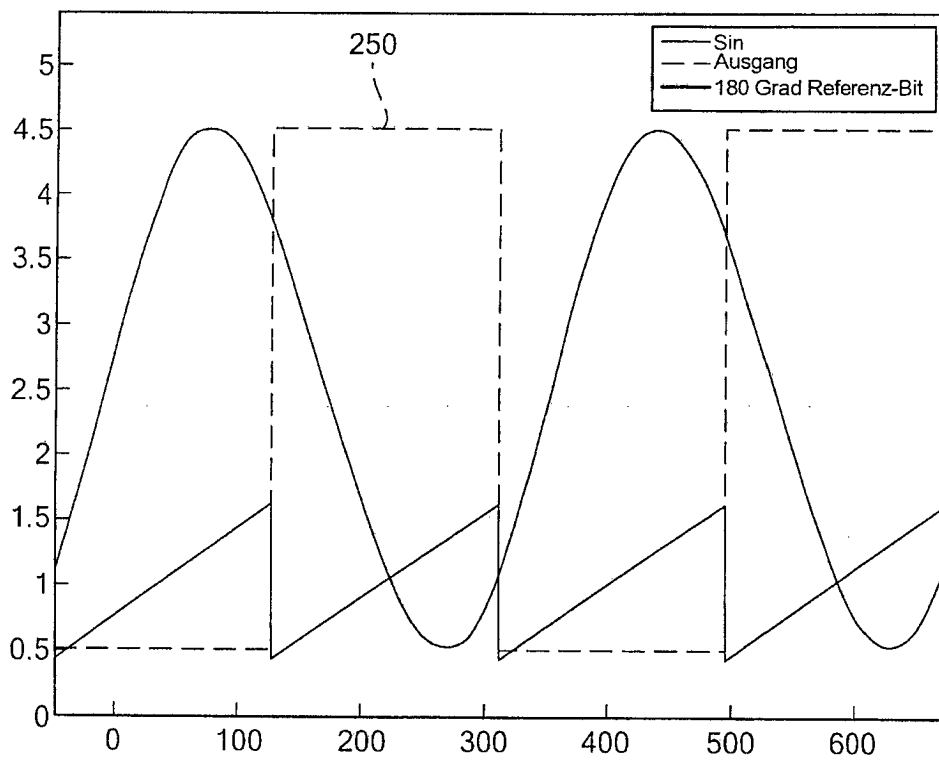
**FIG. 1A**



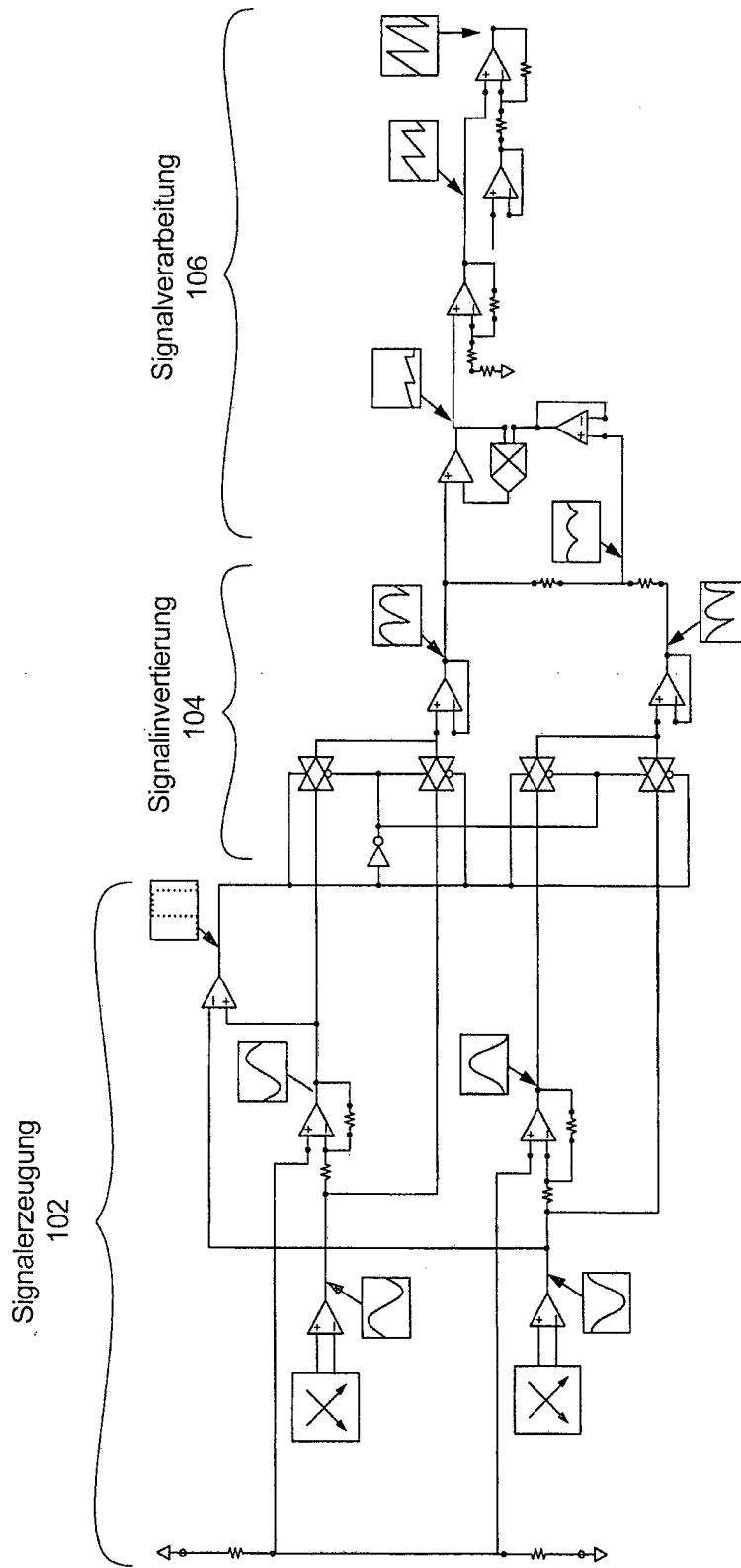
**FIG. 2**



**FIG. 3**

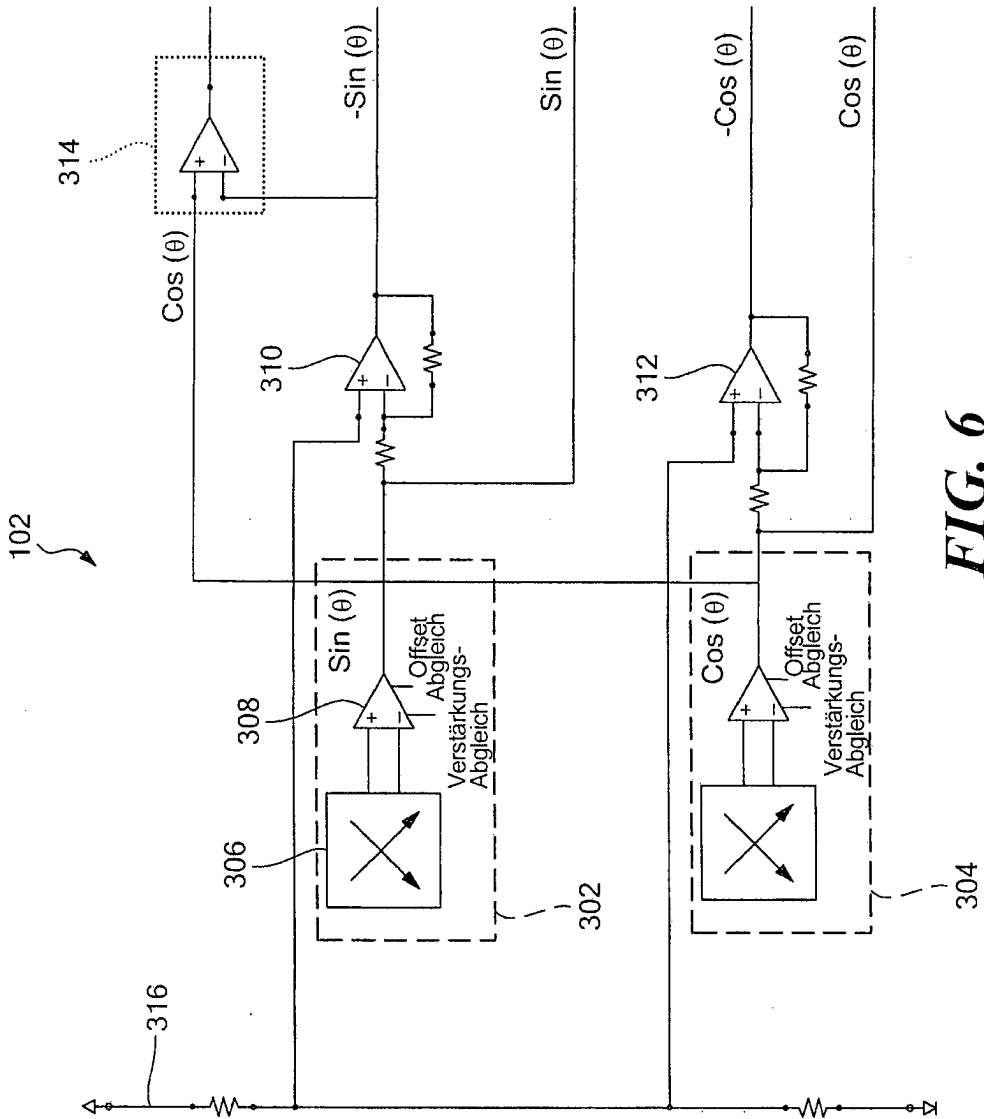


**FIG. 4**

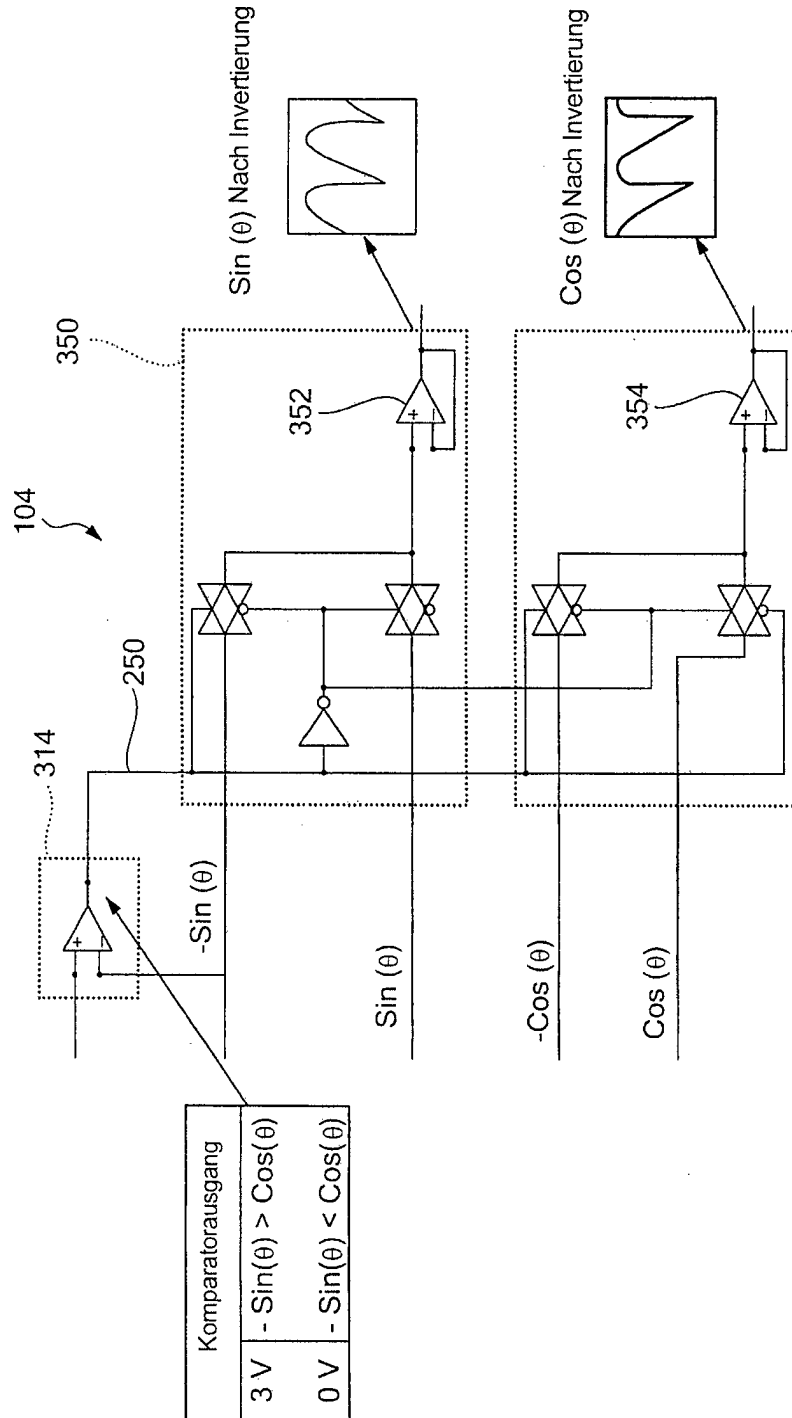


**FIG. 5**

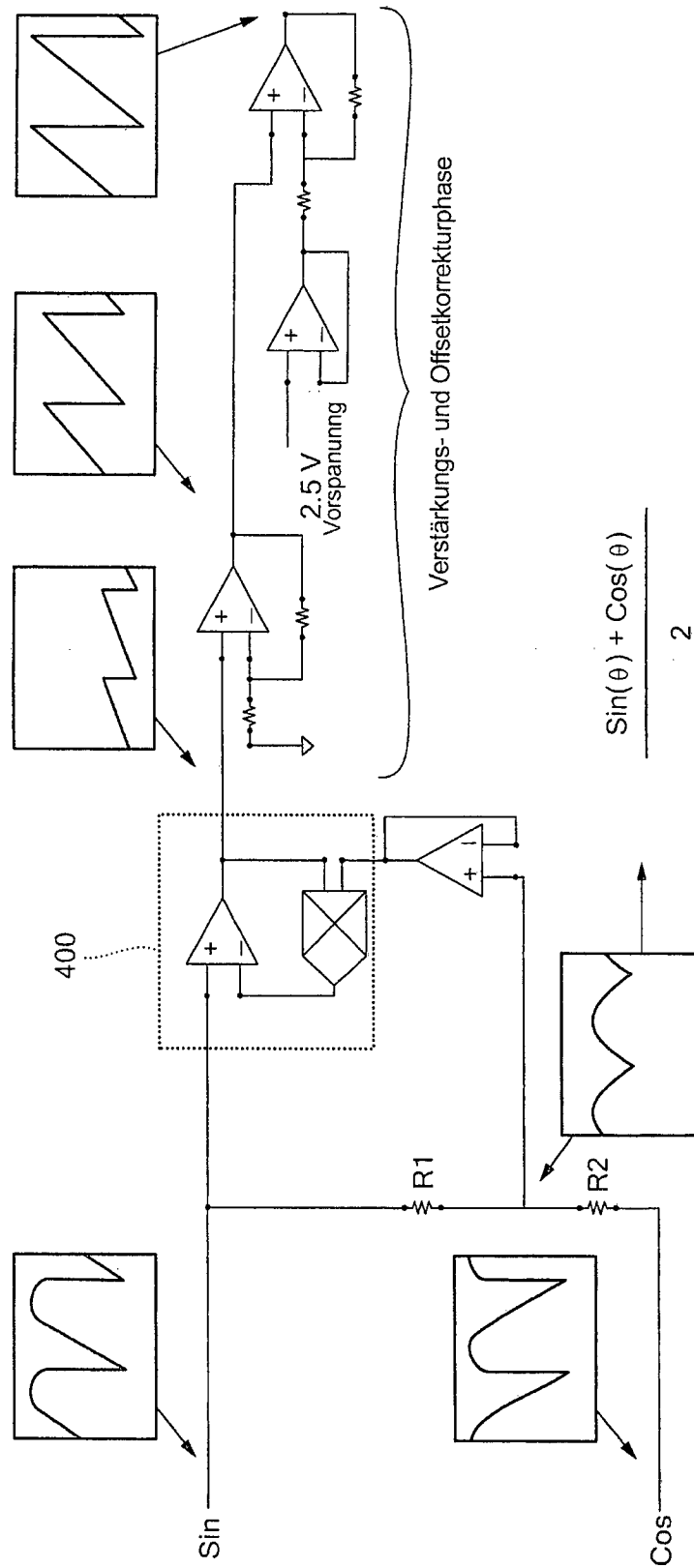




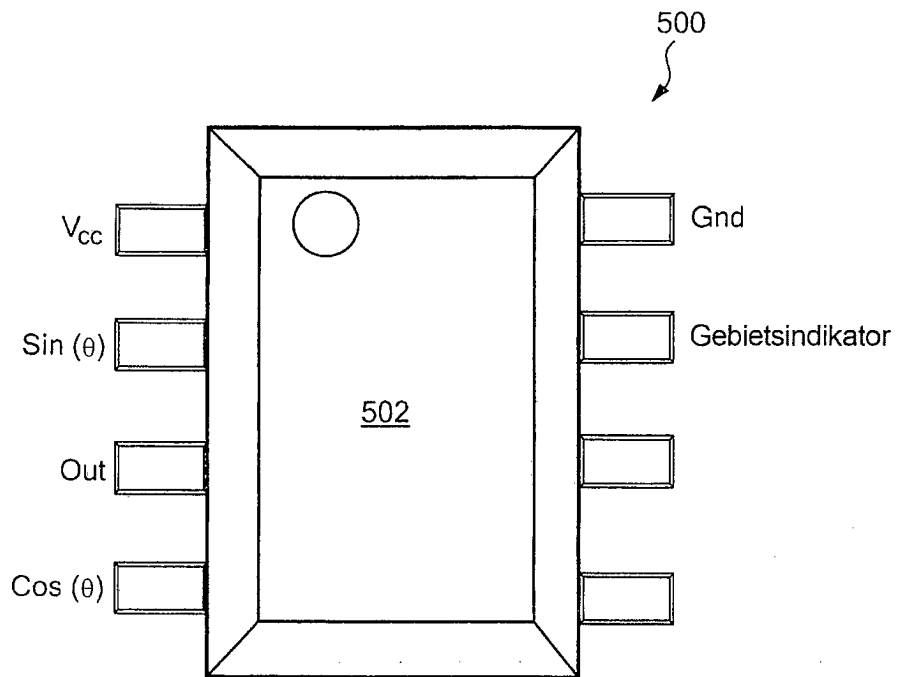
**FIG. 6**



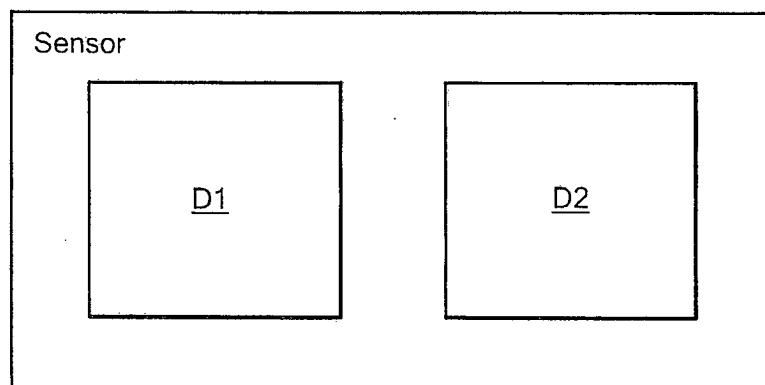
**FIG. 7**



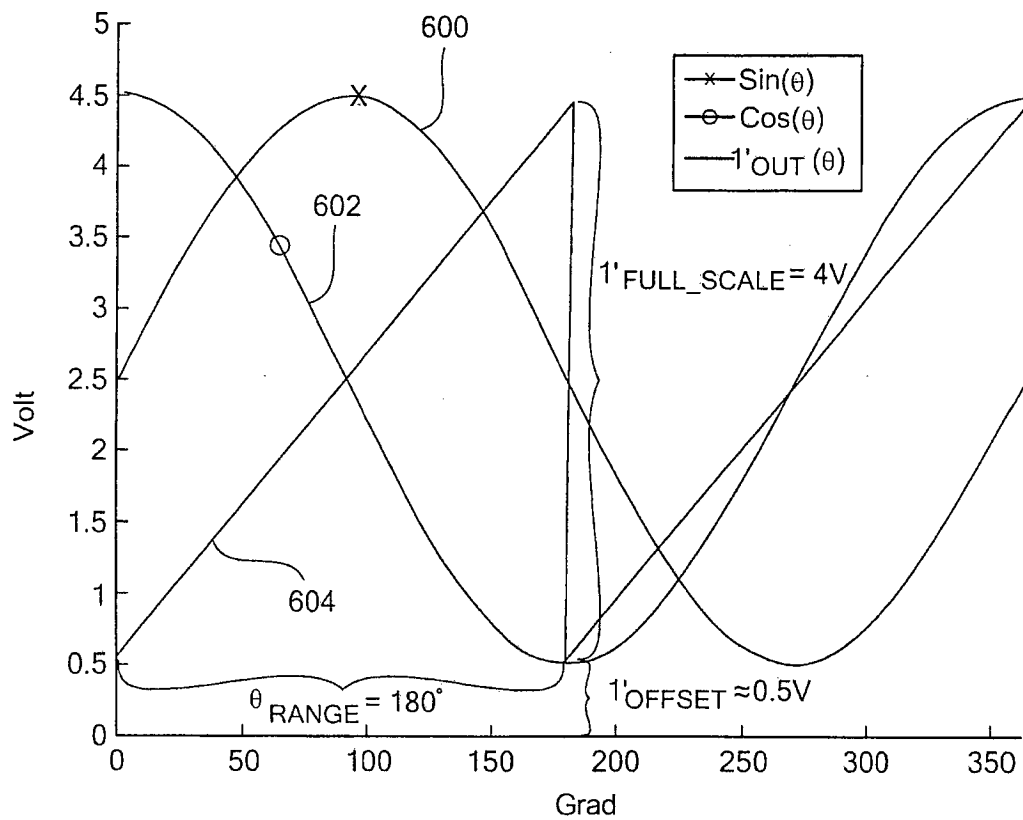
**FIG. 8**



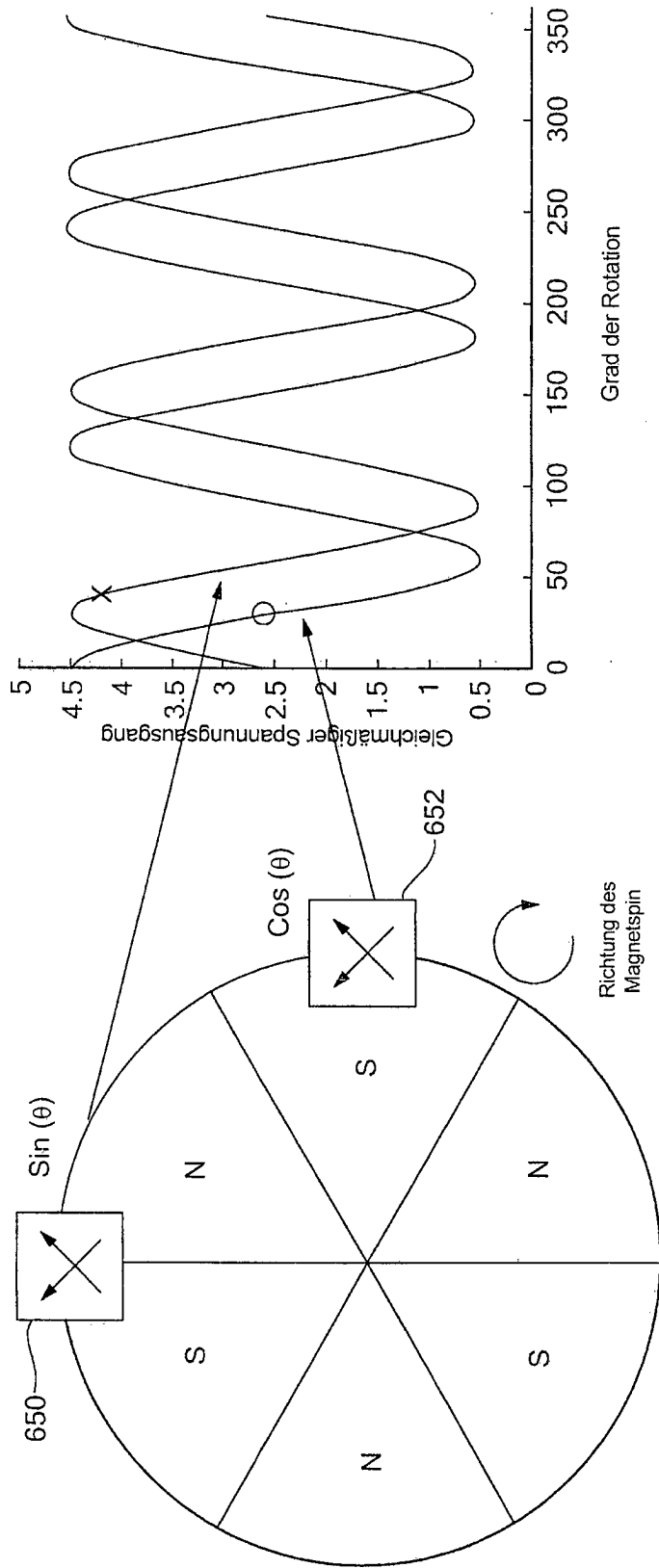
**FIG. 9**



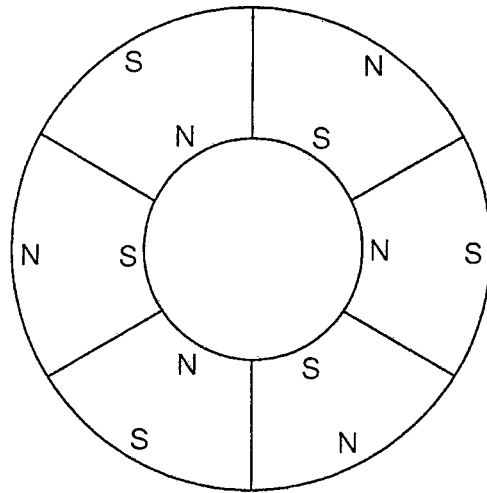
**FIG. 9A**



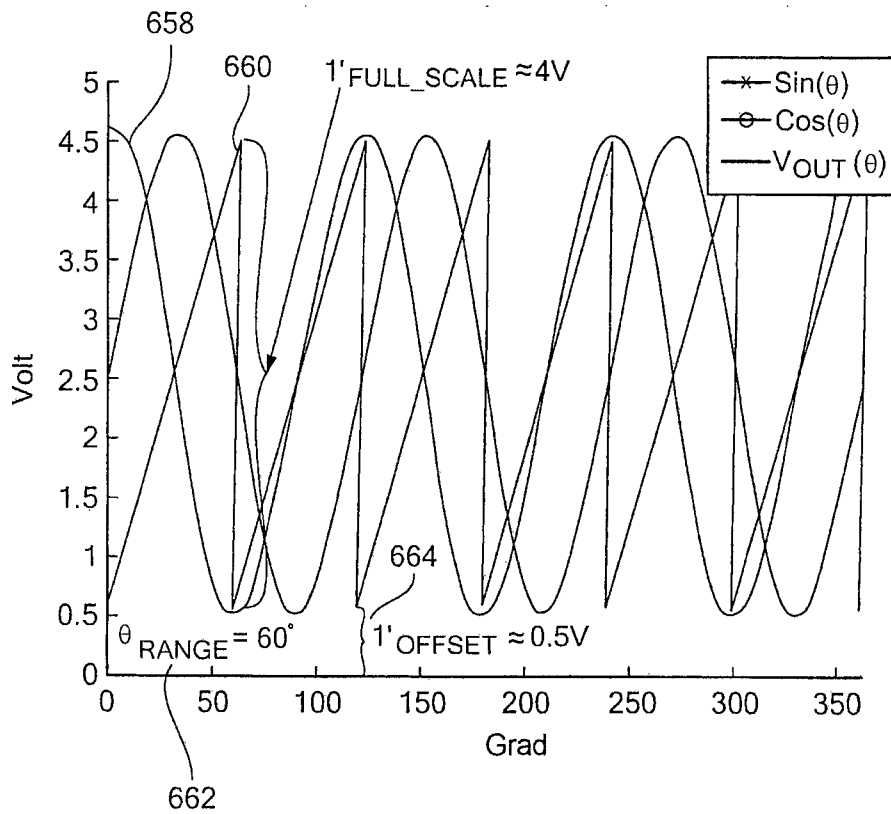
**FIG. 10**



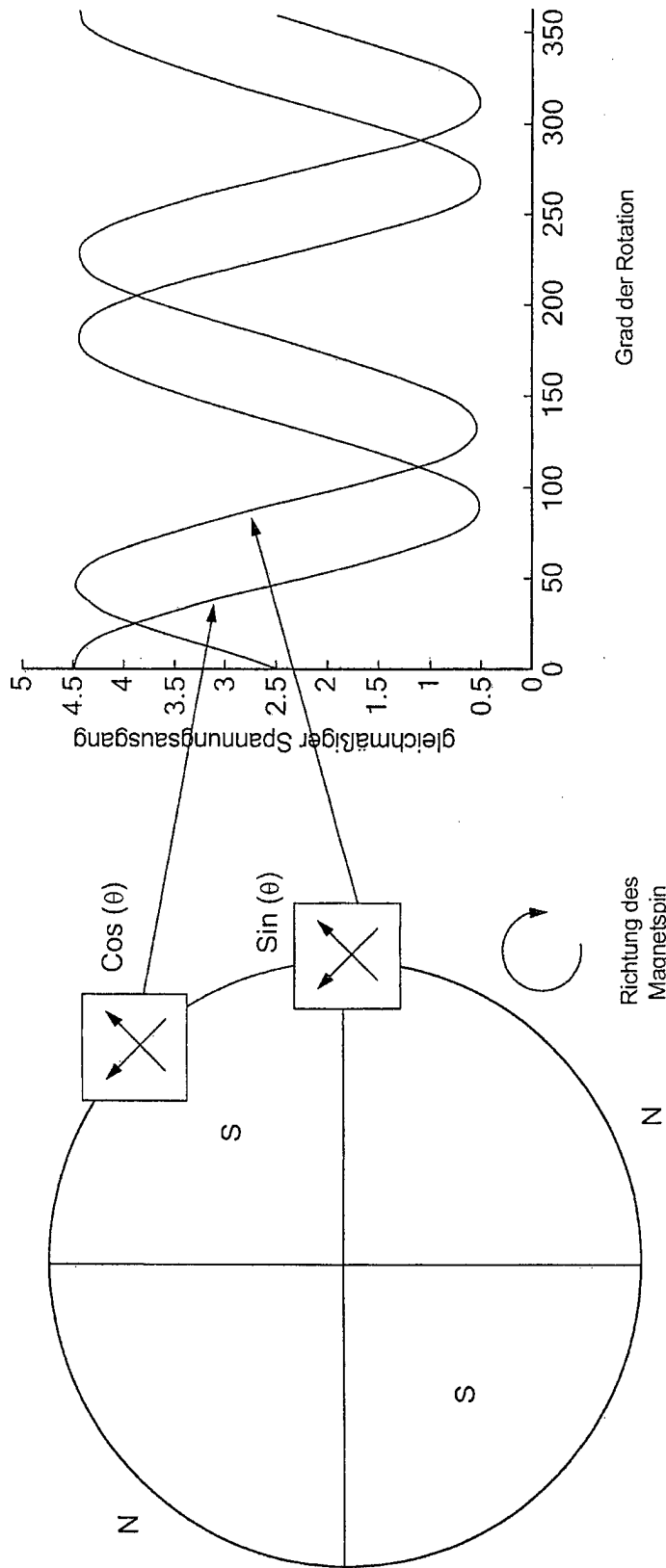
**FIG. 11**



**FIG. 11A**

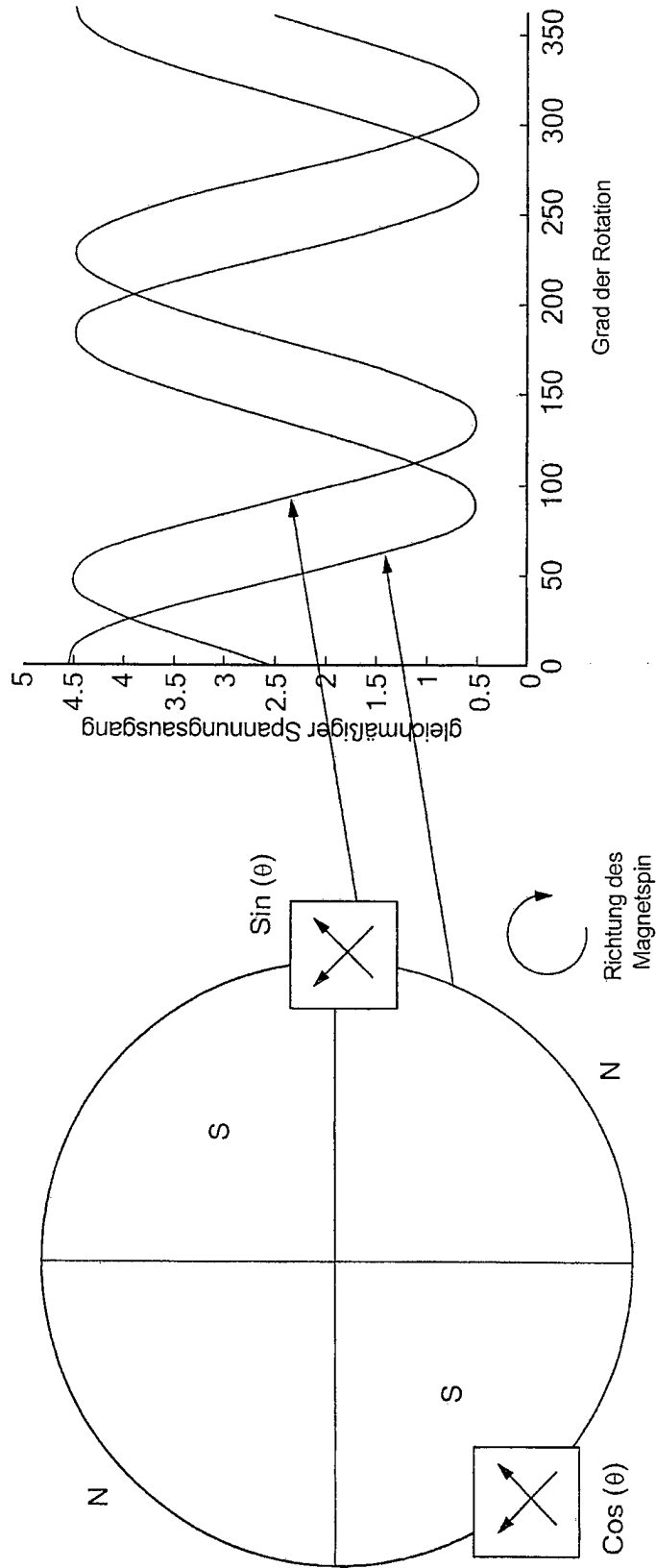


**FIG. 12**

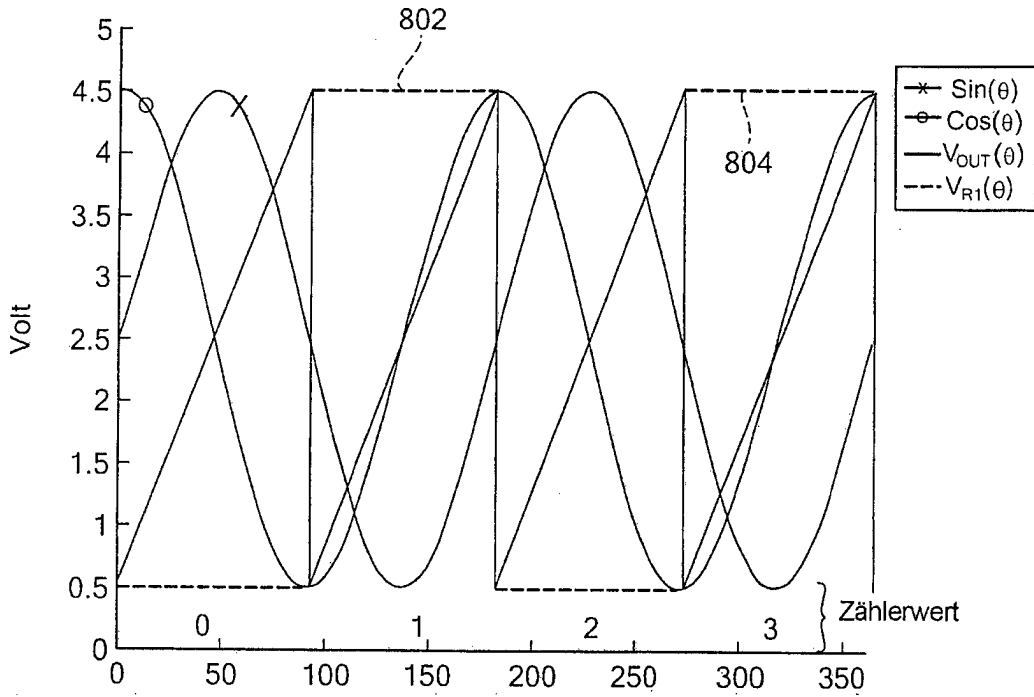


**FIG. 13**

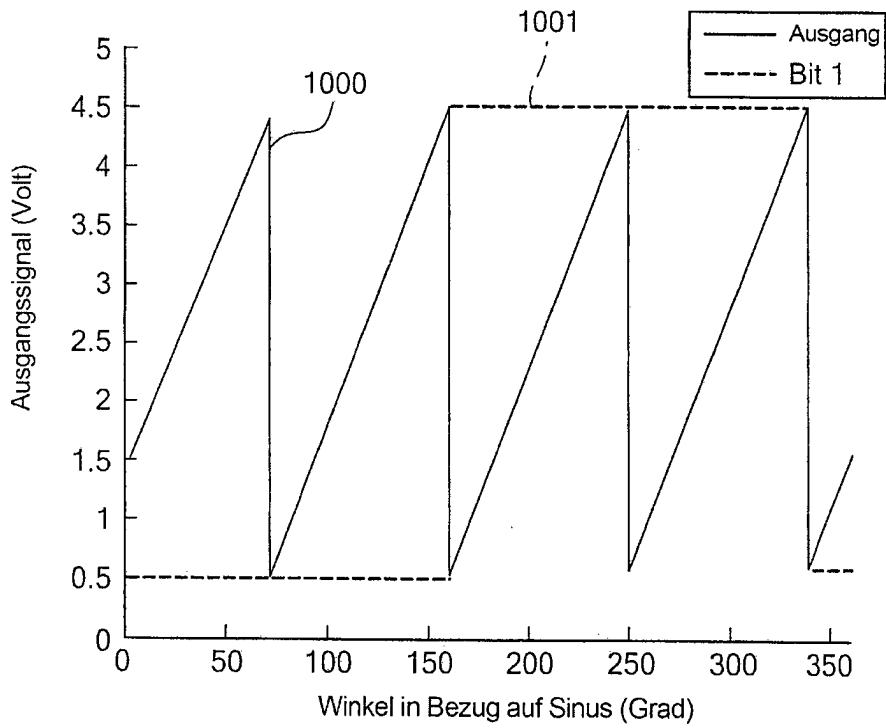




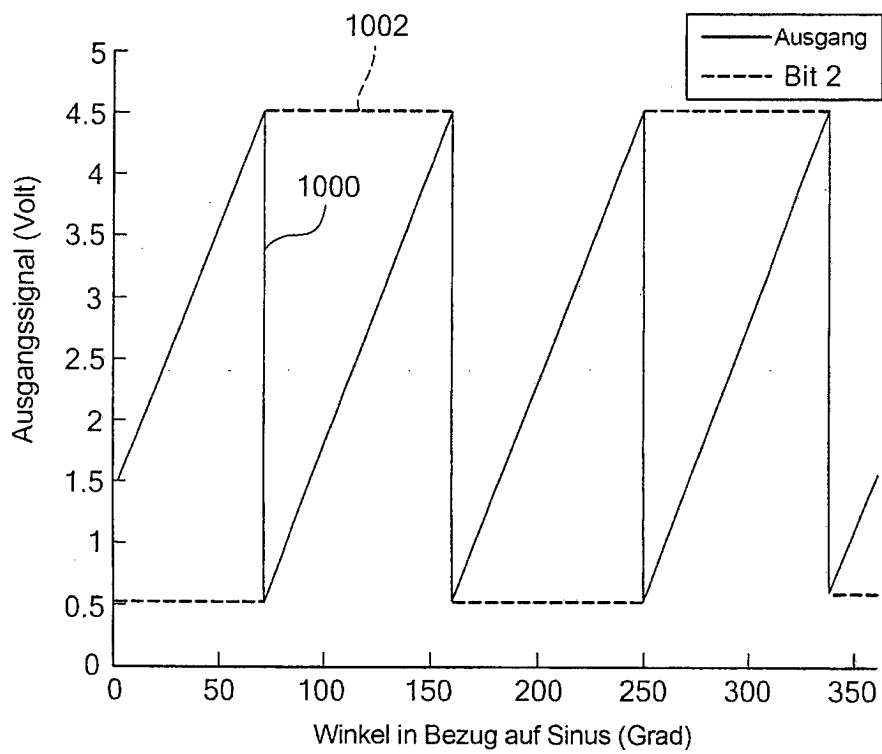
**FIG. 14**



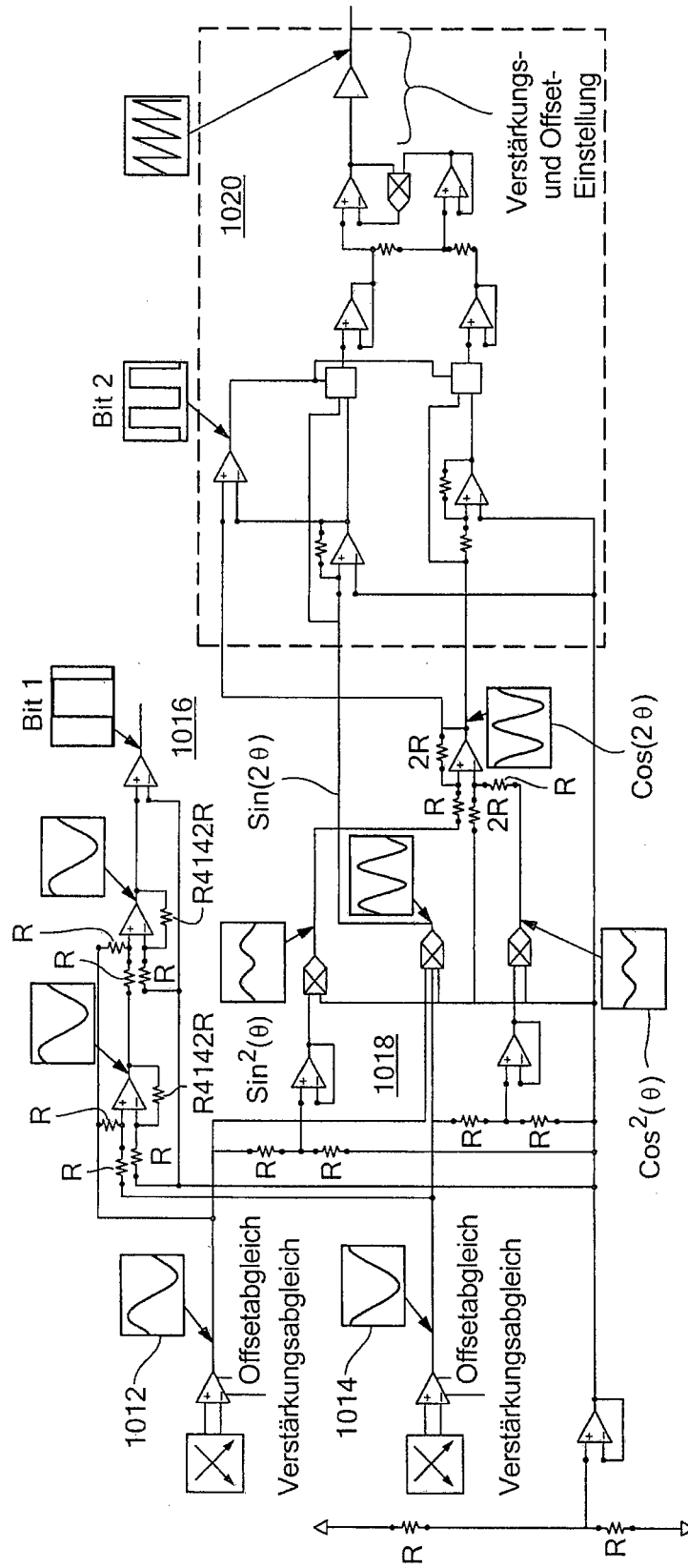
**FIG. 15**



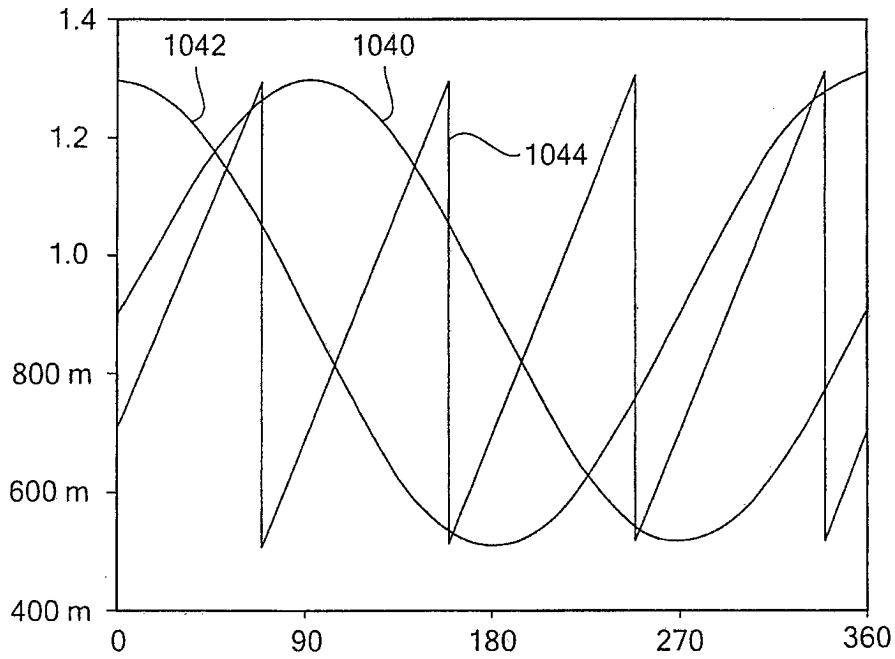
**FIG. 16**



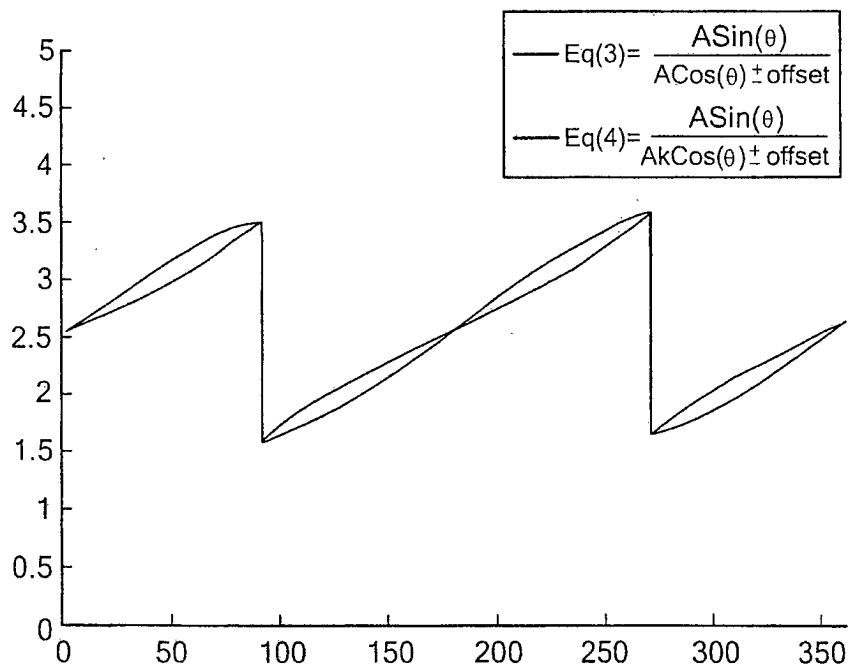
**FIG. 17**



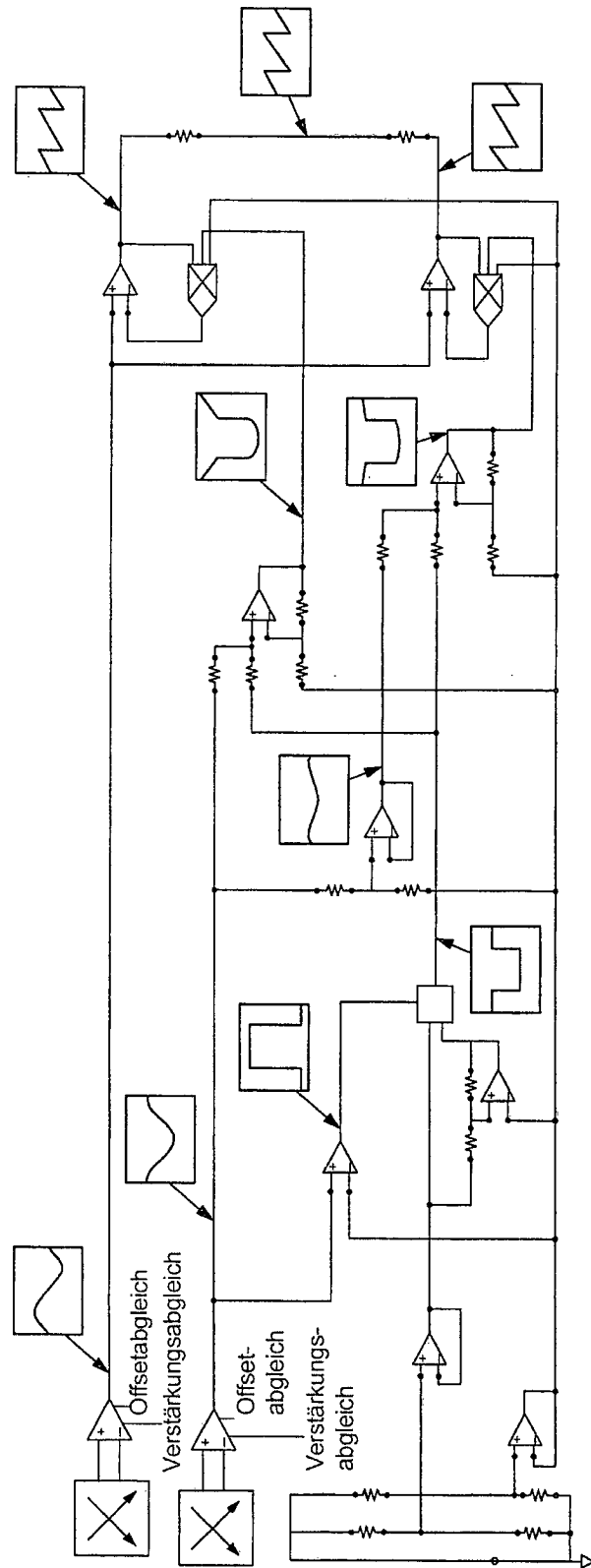
**FIG. 18**



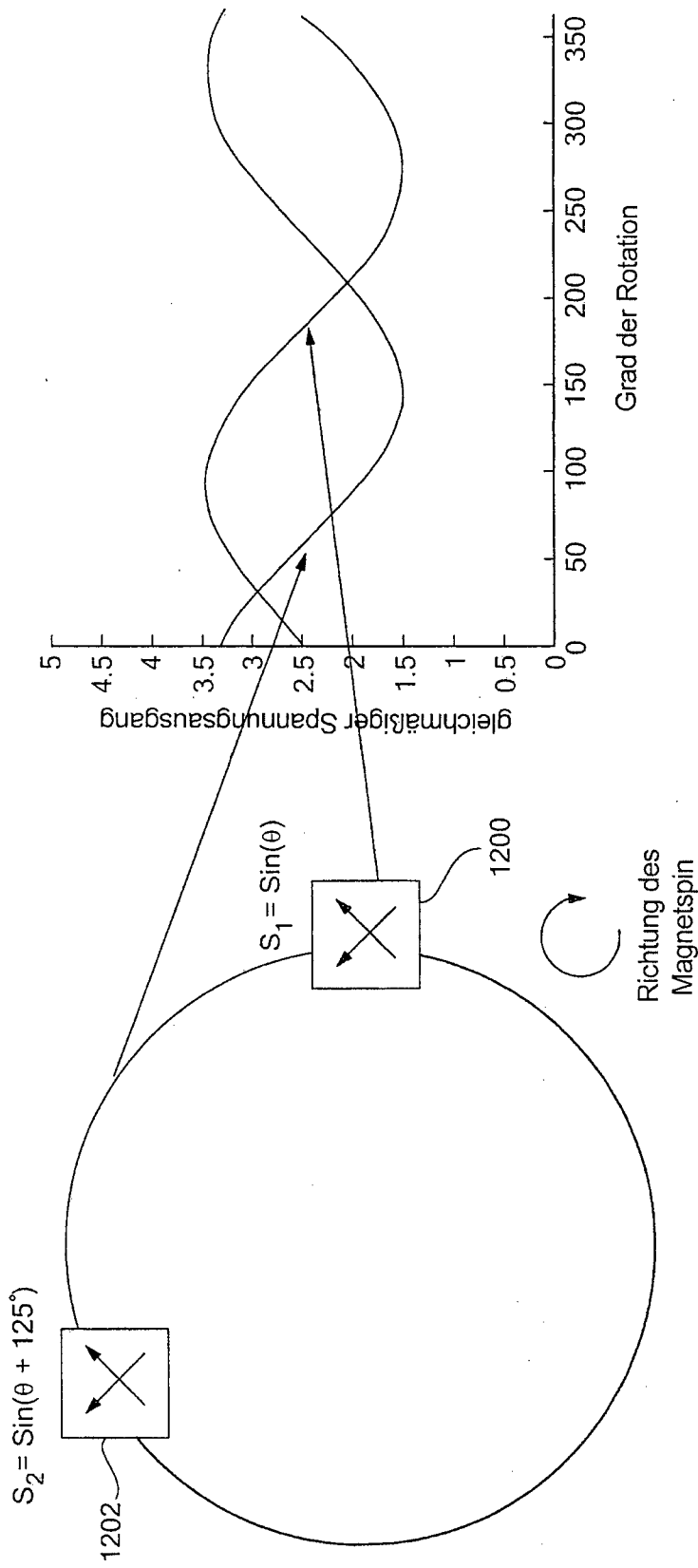
**FIG. 19**



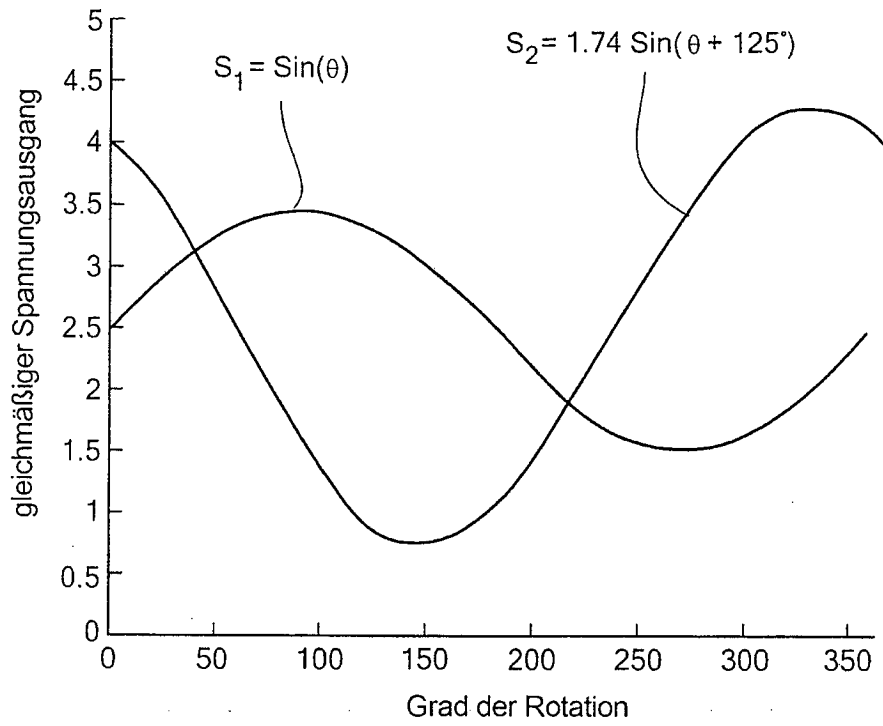
**FIG. 20**



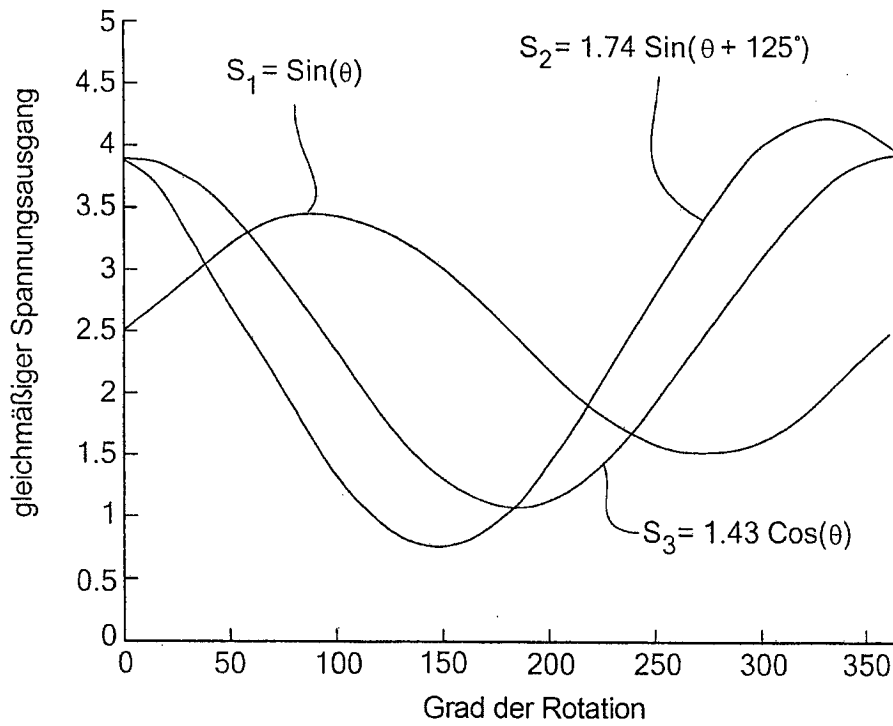
**FIG. 21**



**FIG. 22**

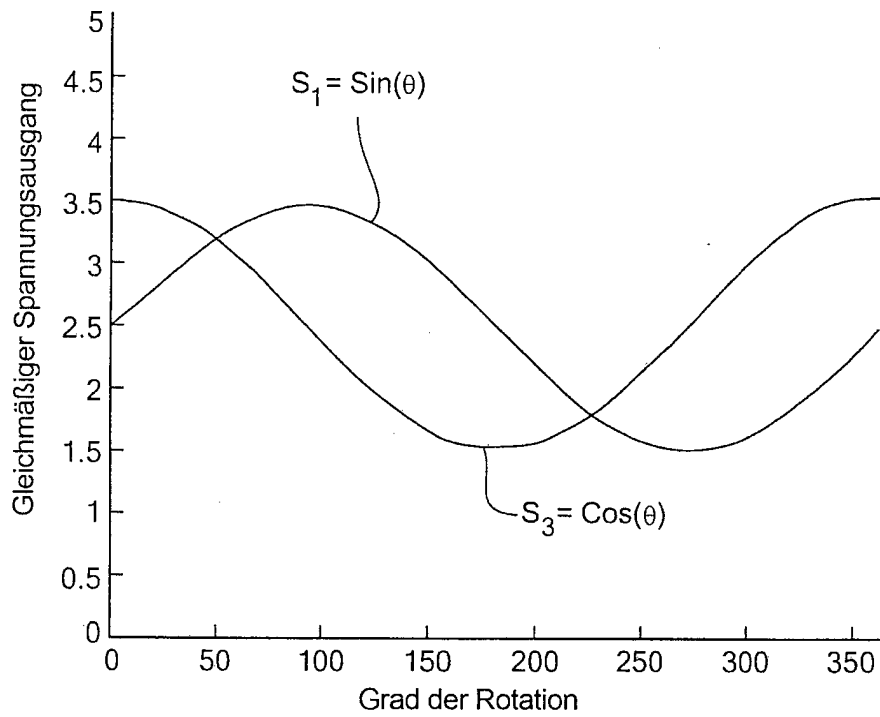


**FIG. 23**

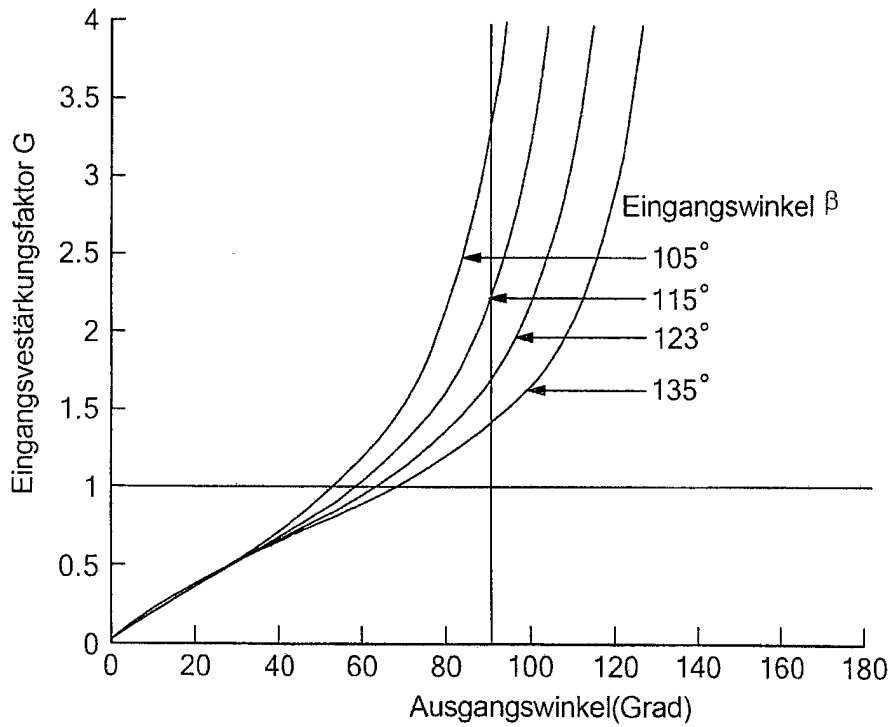


**FIG. 24**

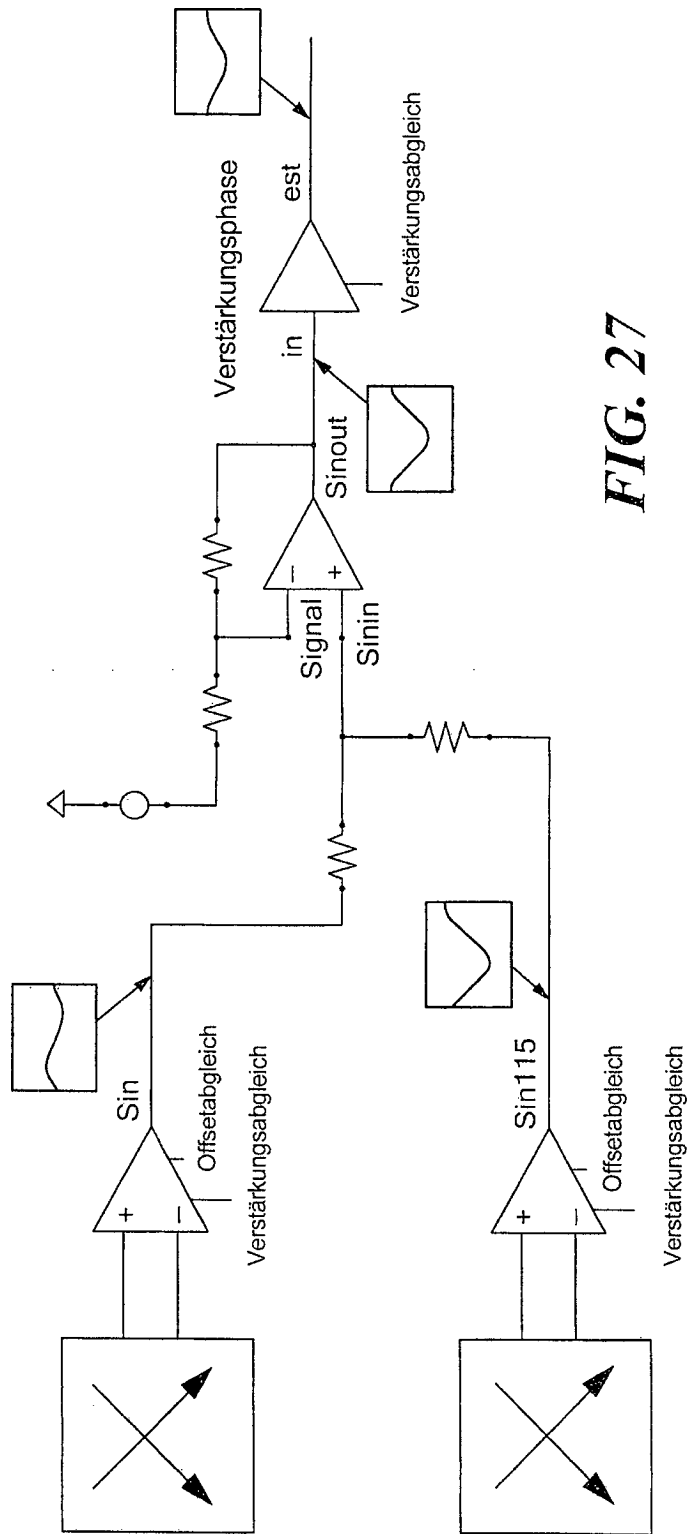




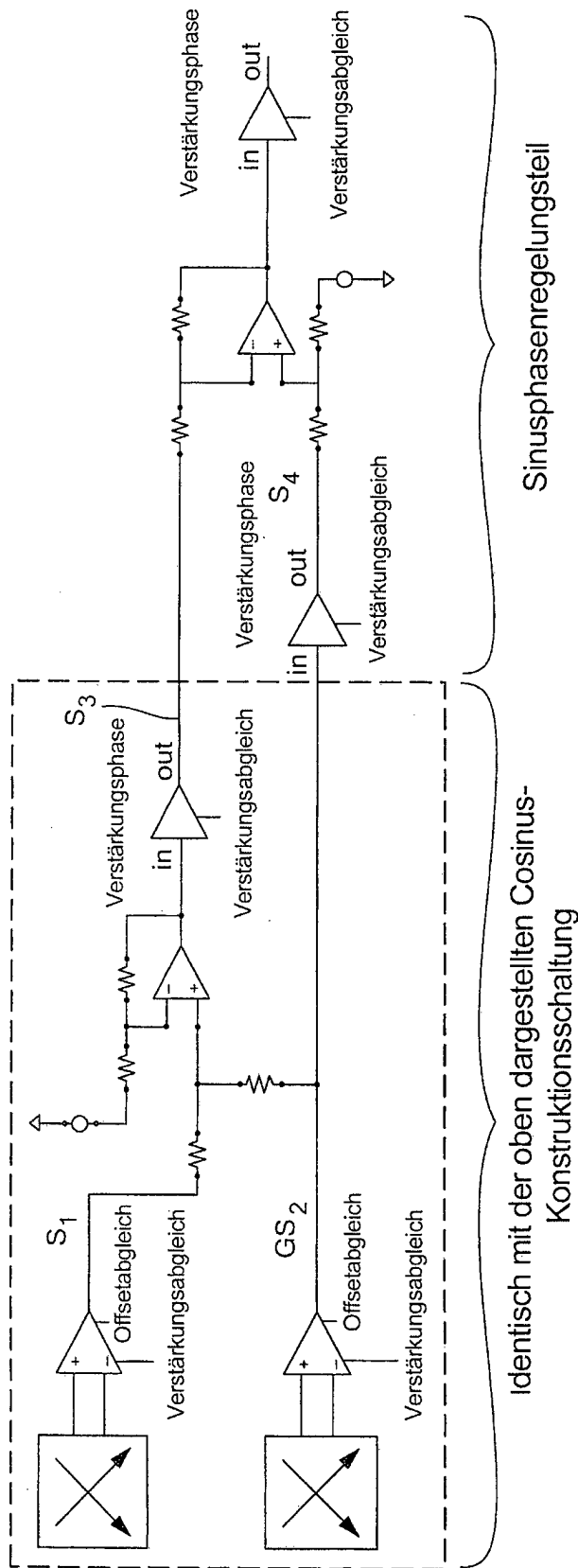
**FIG. 25**



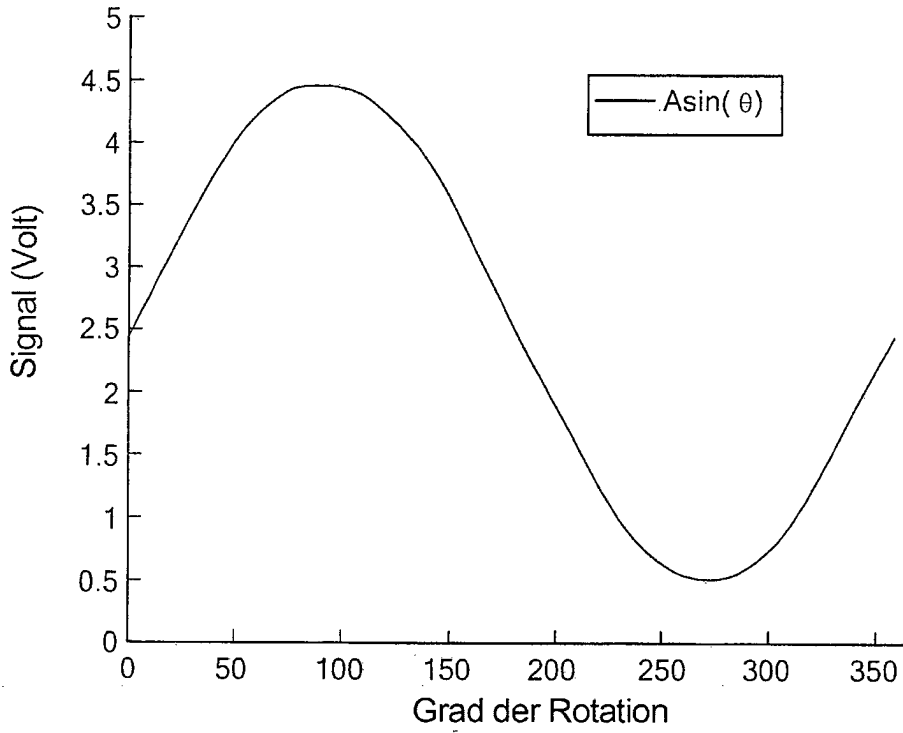
**FIG. 26**



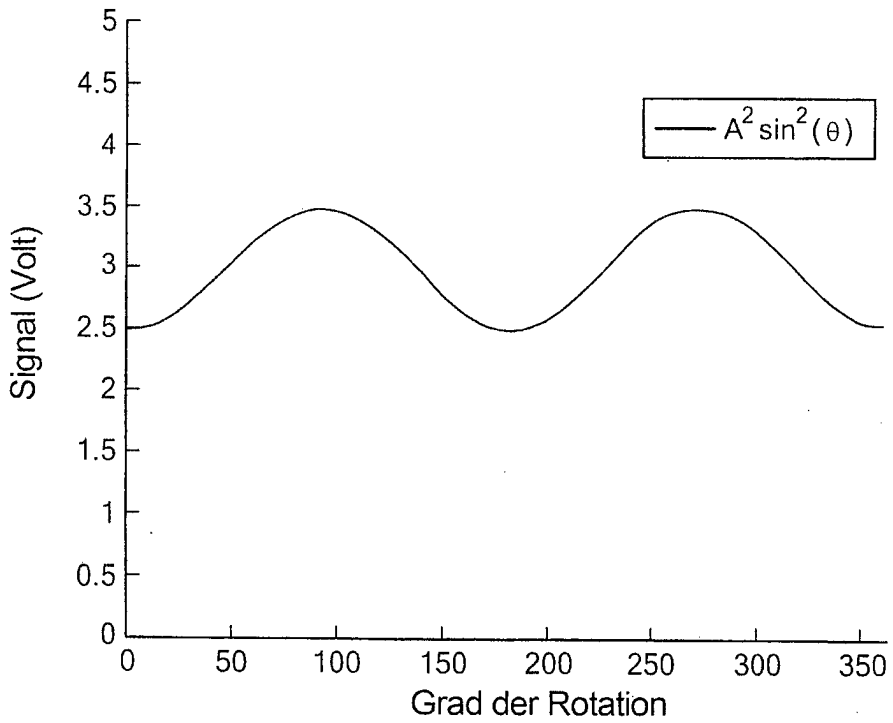
**FIG. 27**



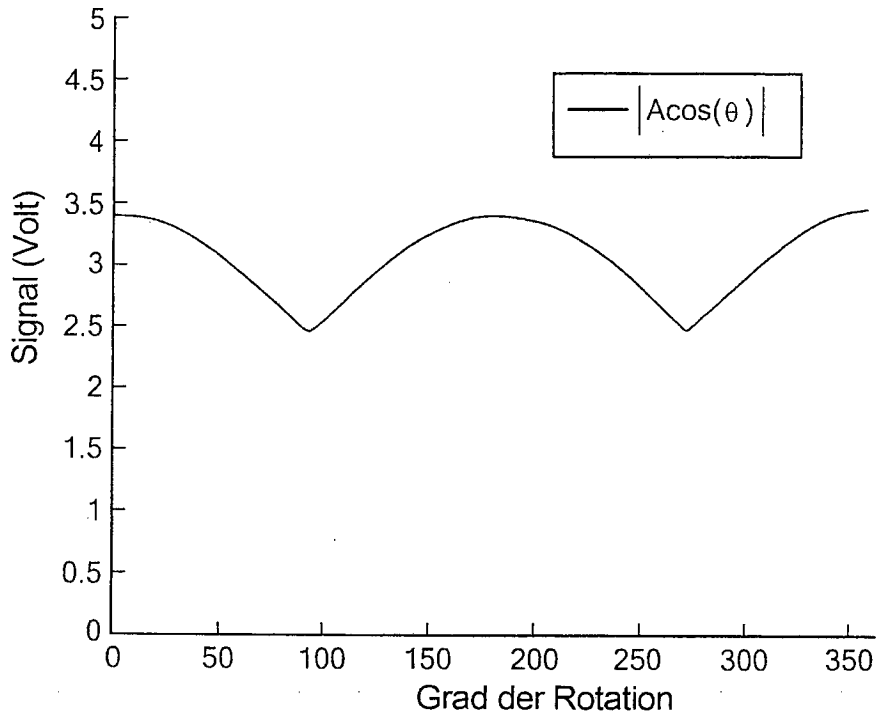
**FIG. 28**



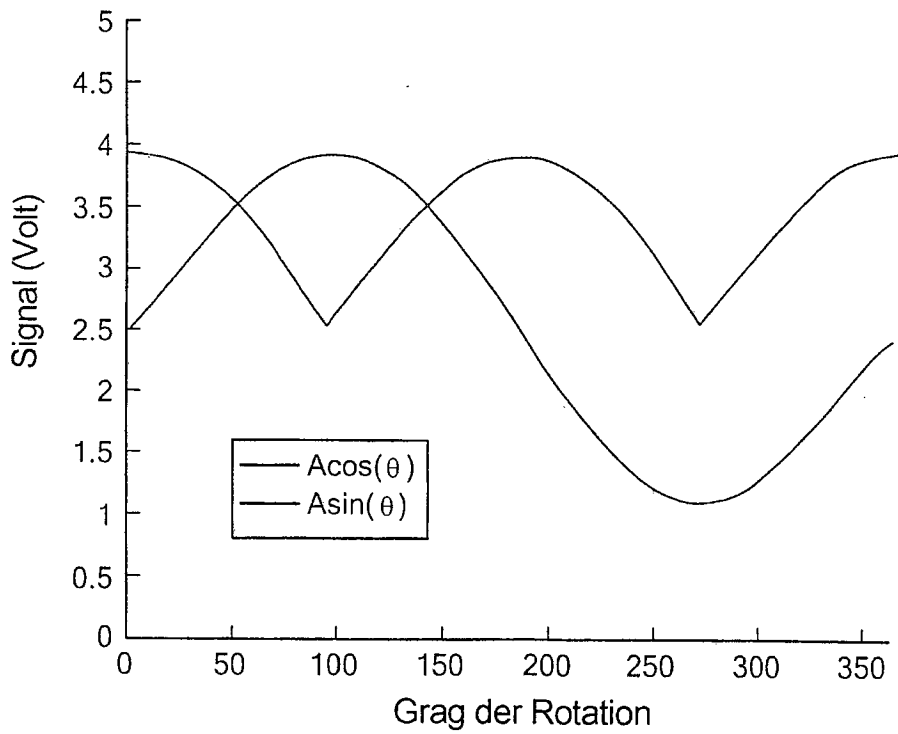
**FIG. 29**



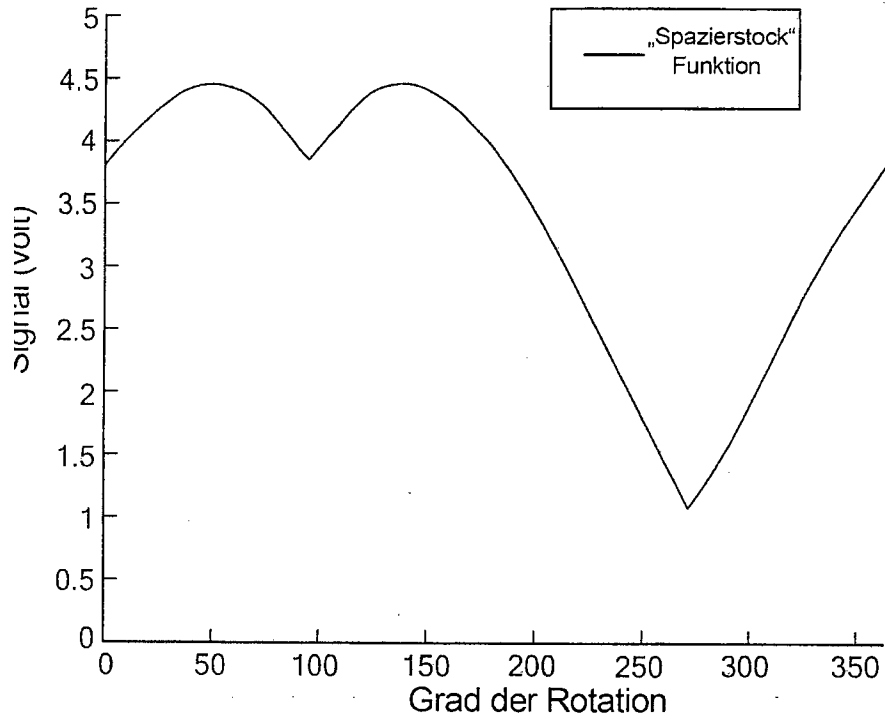
**FIG. 30**



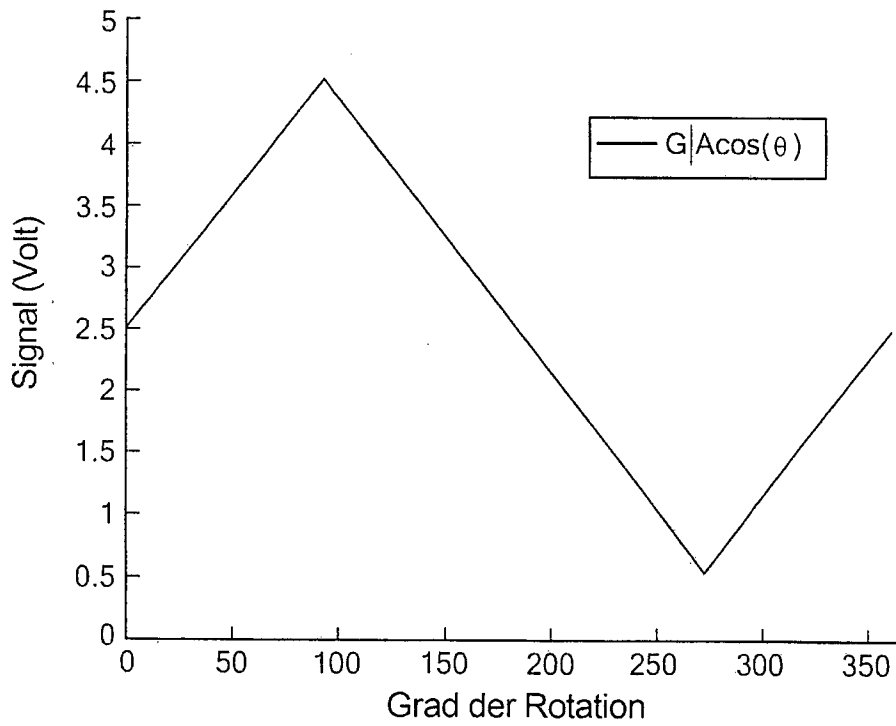
**FIG. 31**



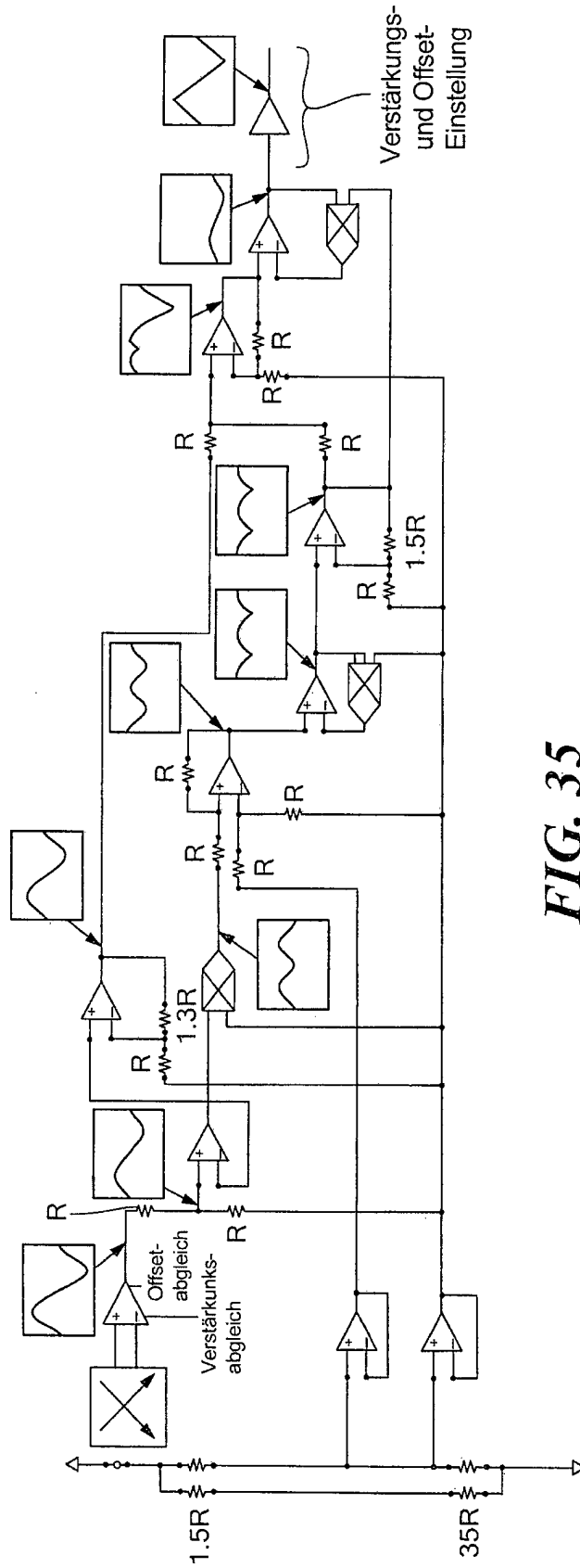
**FIG. 32**



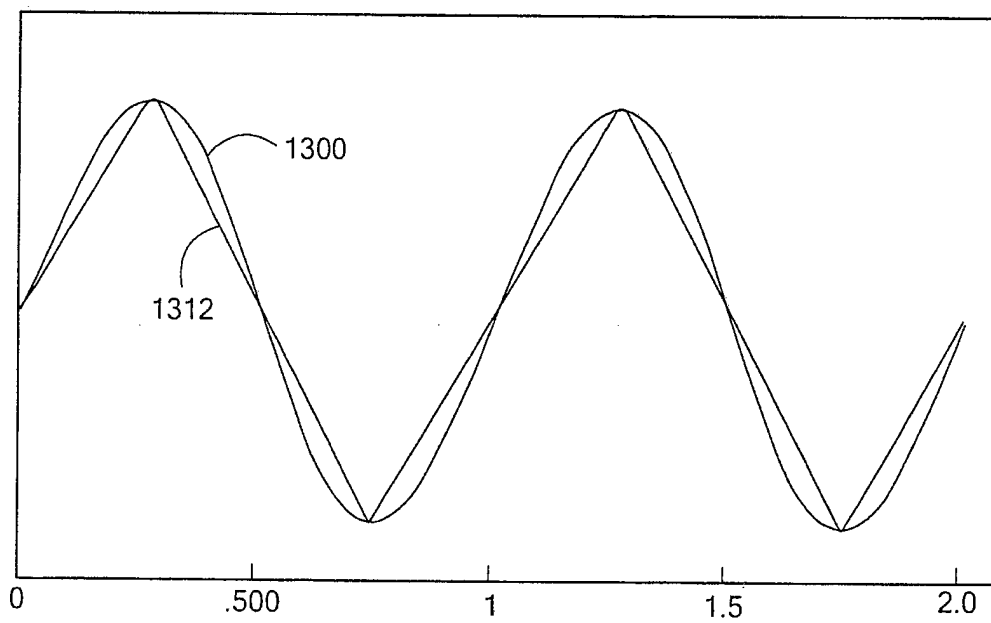
**FIG. 33**



**FIG. 34**

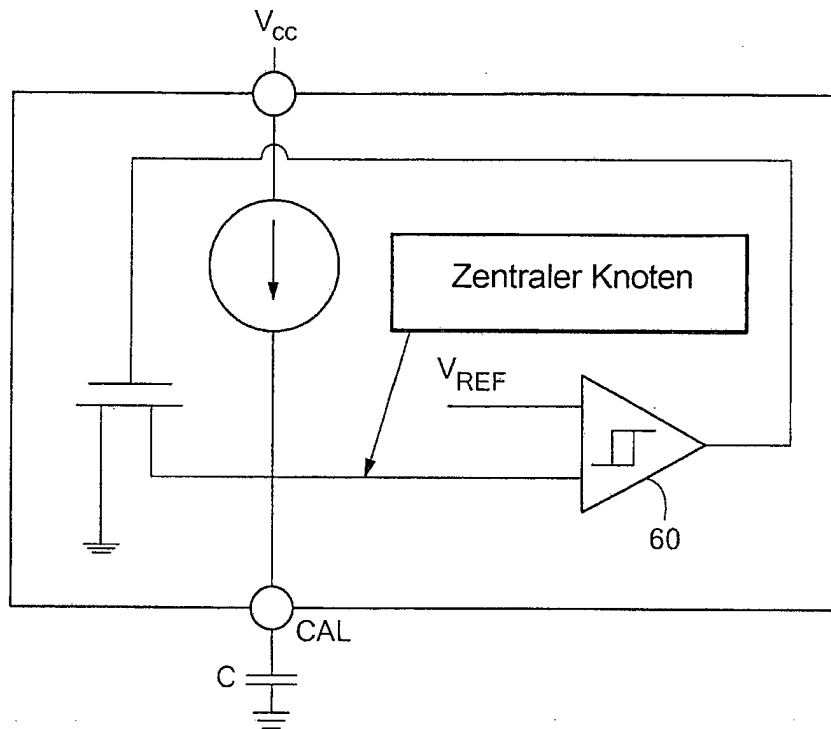


**FIG. 35**

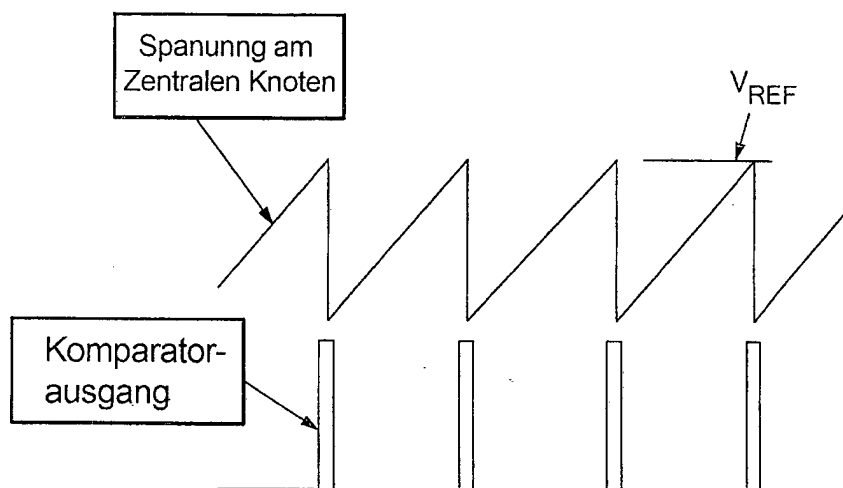


***FIG. 36***

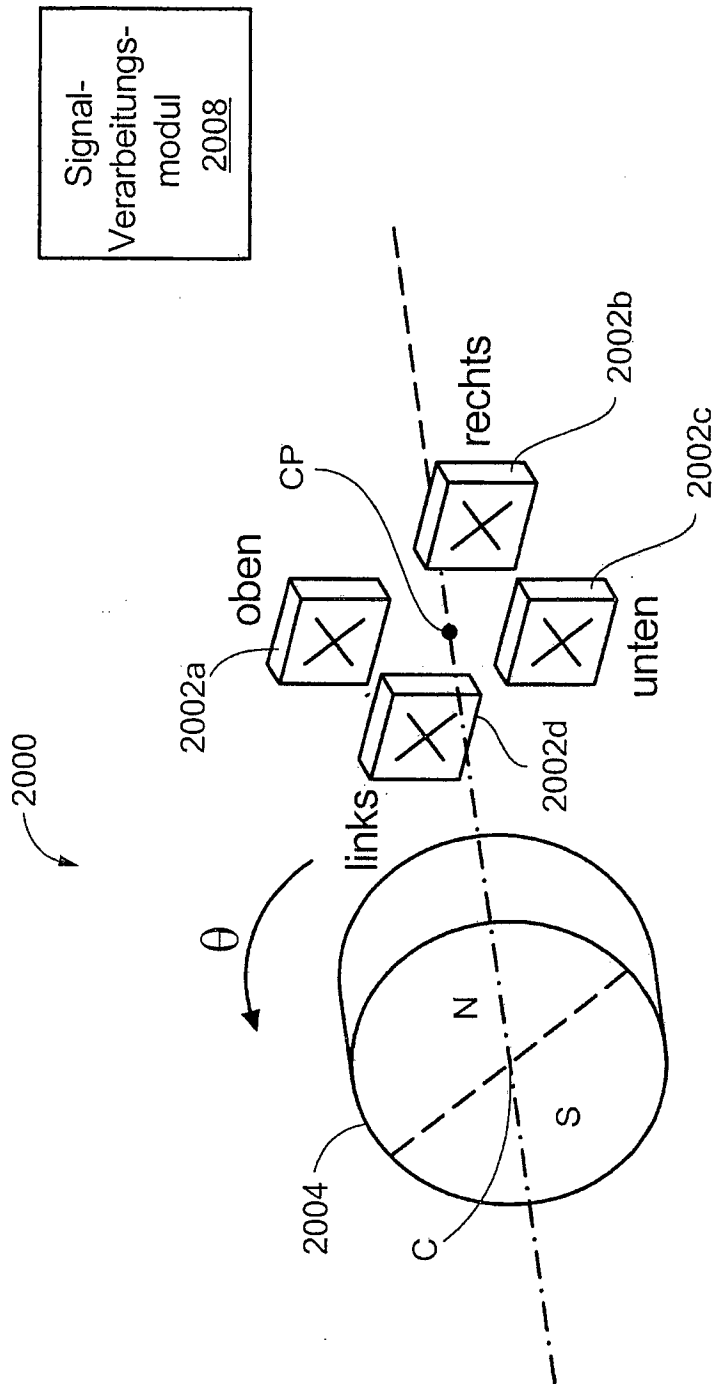




**FIG. 37**



**FIG. 38**



**FIG. 39**

Zentriert

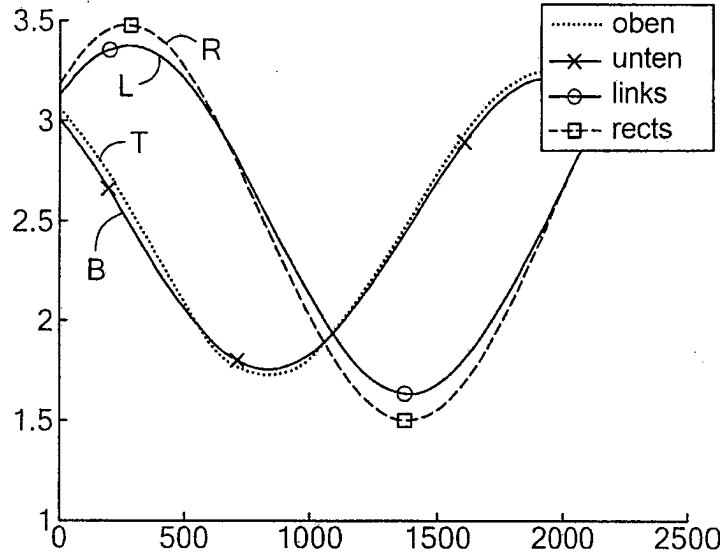
Verarbeitete  
Hall-Signaldaten:

Amp1: 1.39 Vpp  
Amp2: 1.66 Vpp

Ratio Amps:  
0.8082

Offset1: 2.489 V  
Offset2: 2.501 V

Phase: 84.32°



**FIG. 40A**

Zentriert

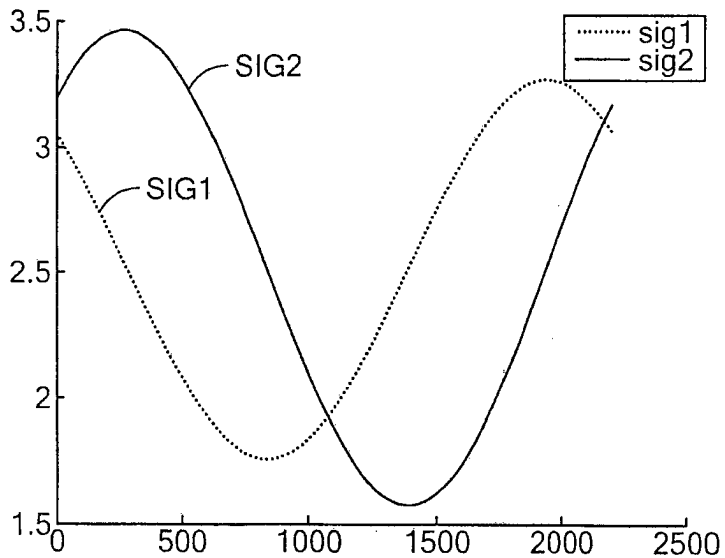
Verarbeitete  
Hall-Signaldaten:

Amp1: 1.39 Vpp  
Amp2: 1.66 Vpp

Ratio Amps:  
0.8082

Offset1: 2.489 V  
Offset2: 2.501 V

Phase: 84.32°



**FIG. 40B**

1mm nach oben  
1mm nach links

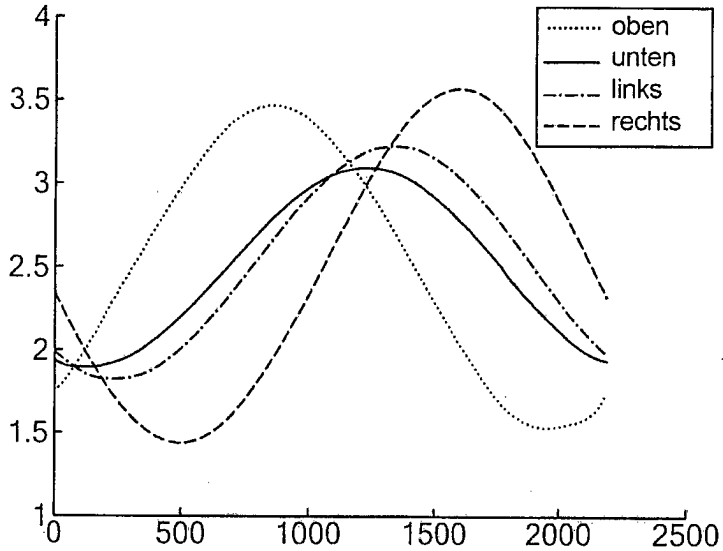
Verarbeitete Hall-Signaldaten

Amp1: 1.50 Vpp  
Amp2: 1.87 Vpp

Ratio Amps:  
0.8374

Offset1: 2.496 V  
Offset2: 2.496 V

Phase: 84.32°



**FIG. 41A**

1mm nach oben  
1mm nach links

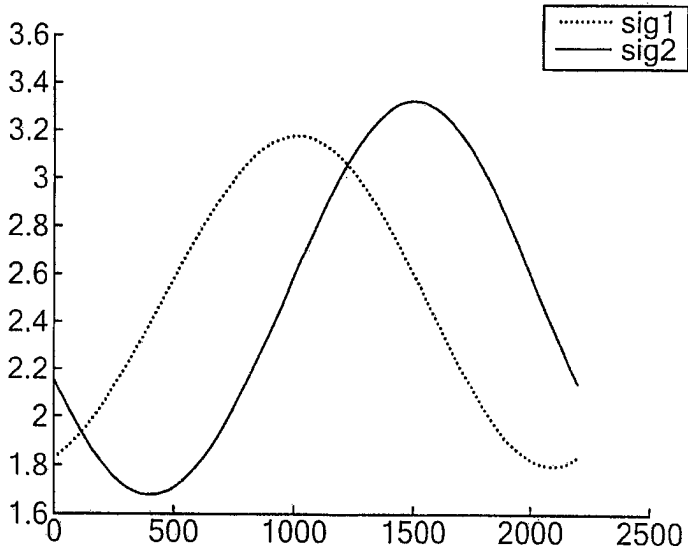
Verarbeitete Hall-Signaldaten

Amp1: 1.50 Vpp  
Amp2: 1.87 Vpp

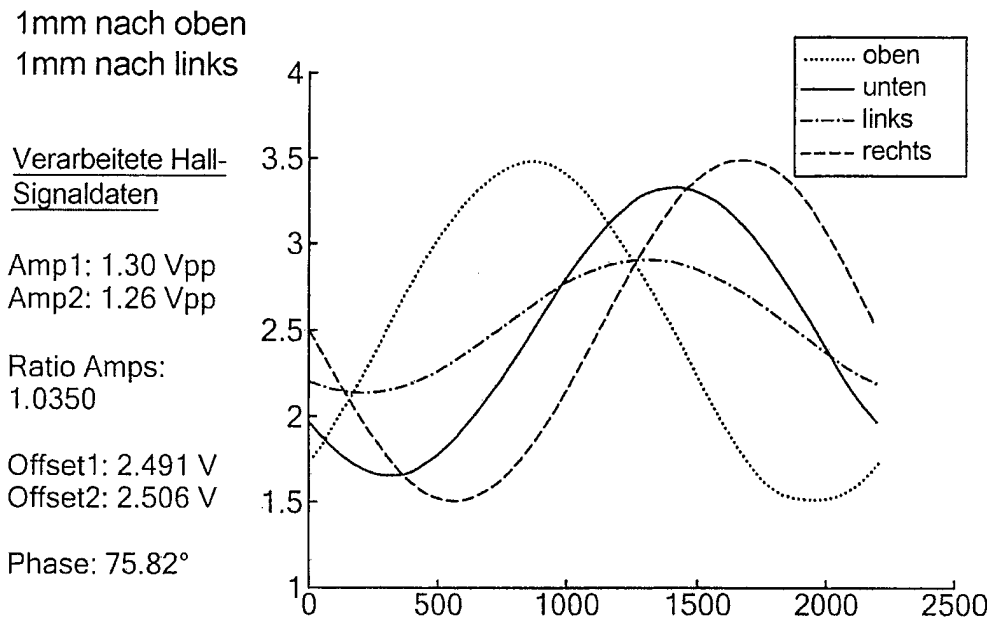
Ratio Amps:  
0.8374

Offset1: 2.496 V  
Offset2: 2.496 V

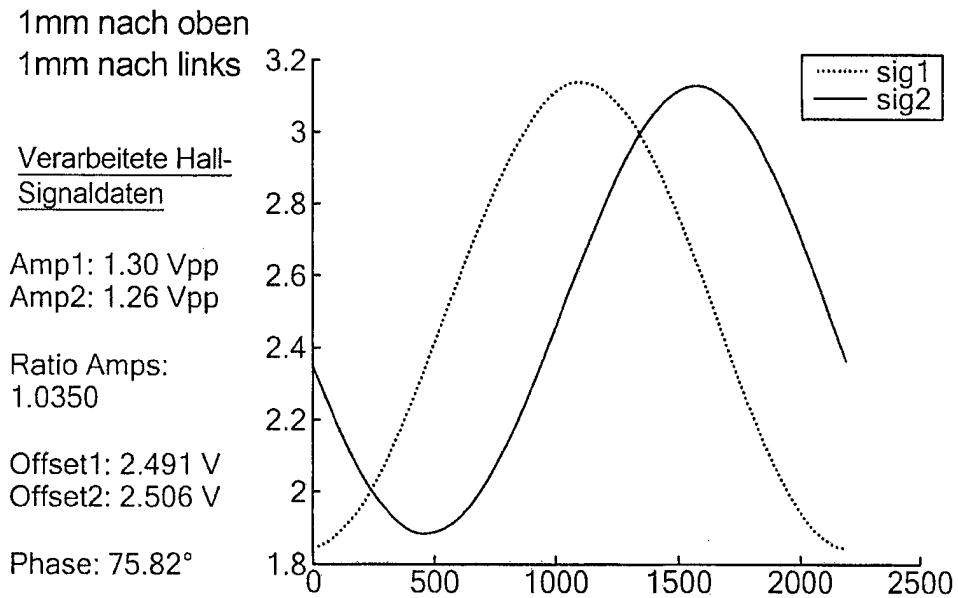
Phase: 84.32°



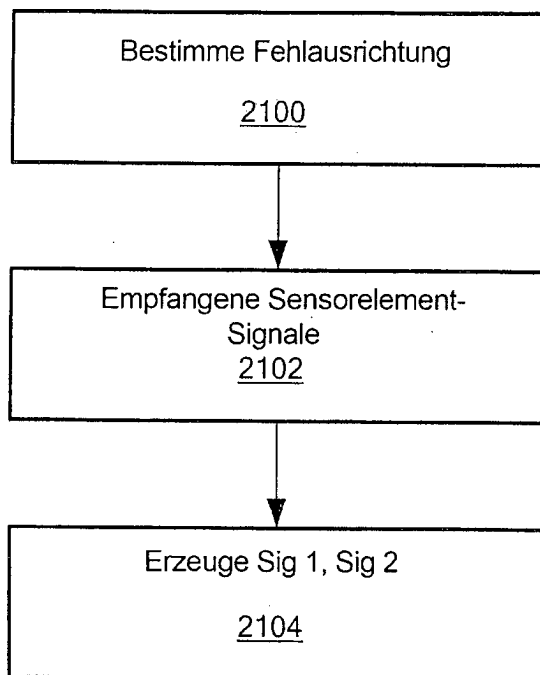
**FIG. 41B**



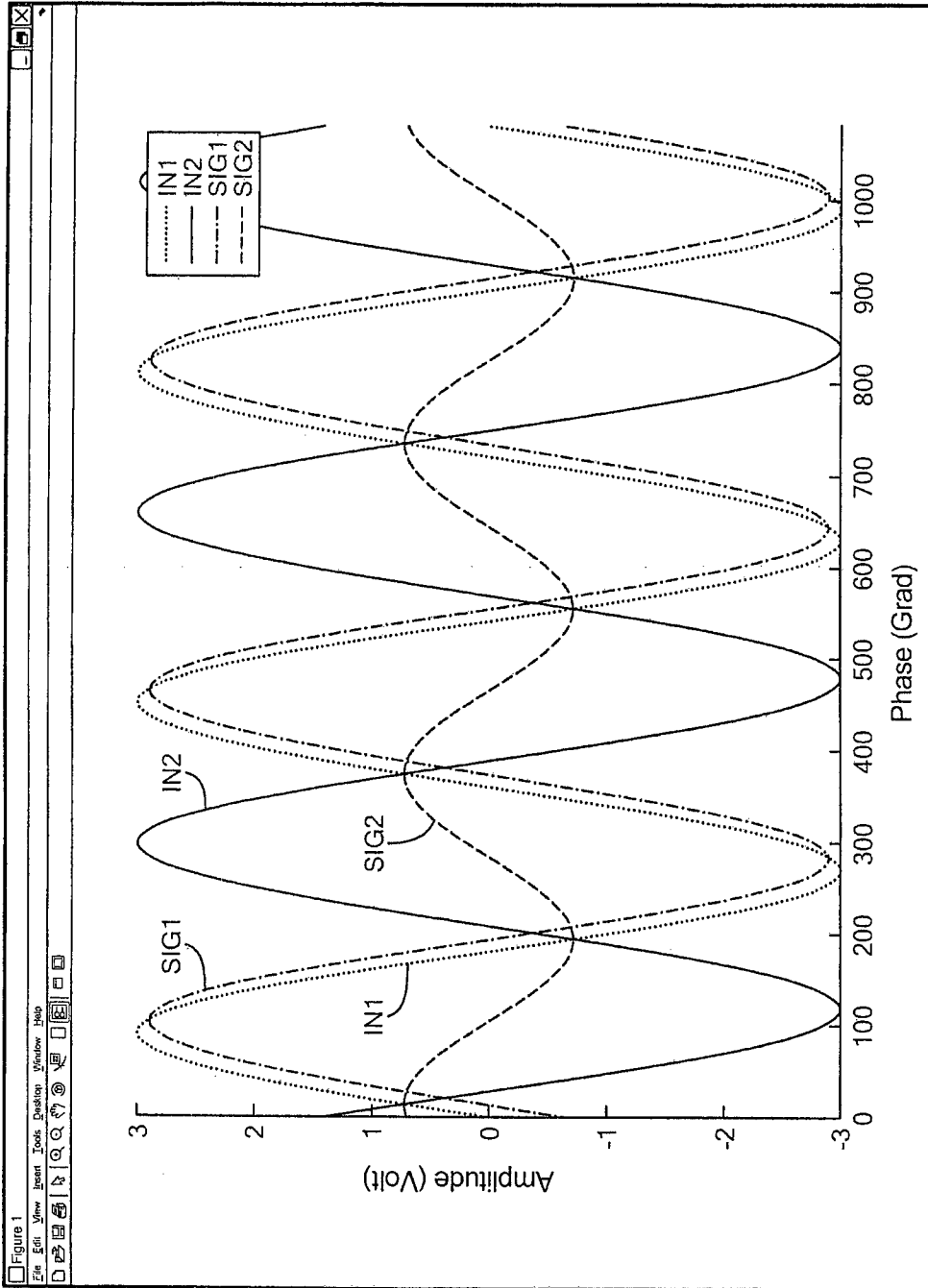
**FIG. 42A**



**FIG. 42B**



**FIG. 43**



**FIG. 44**

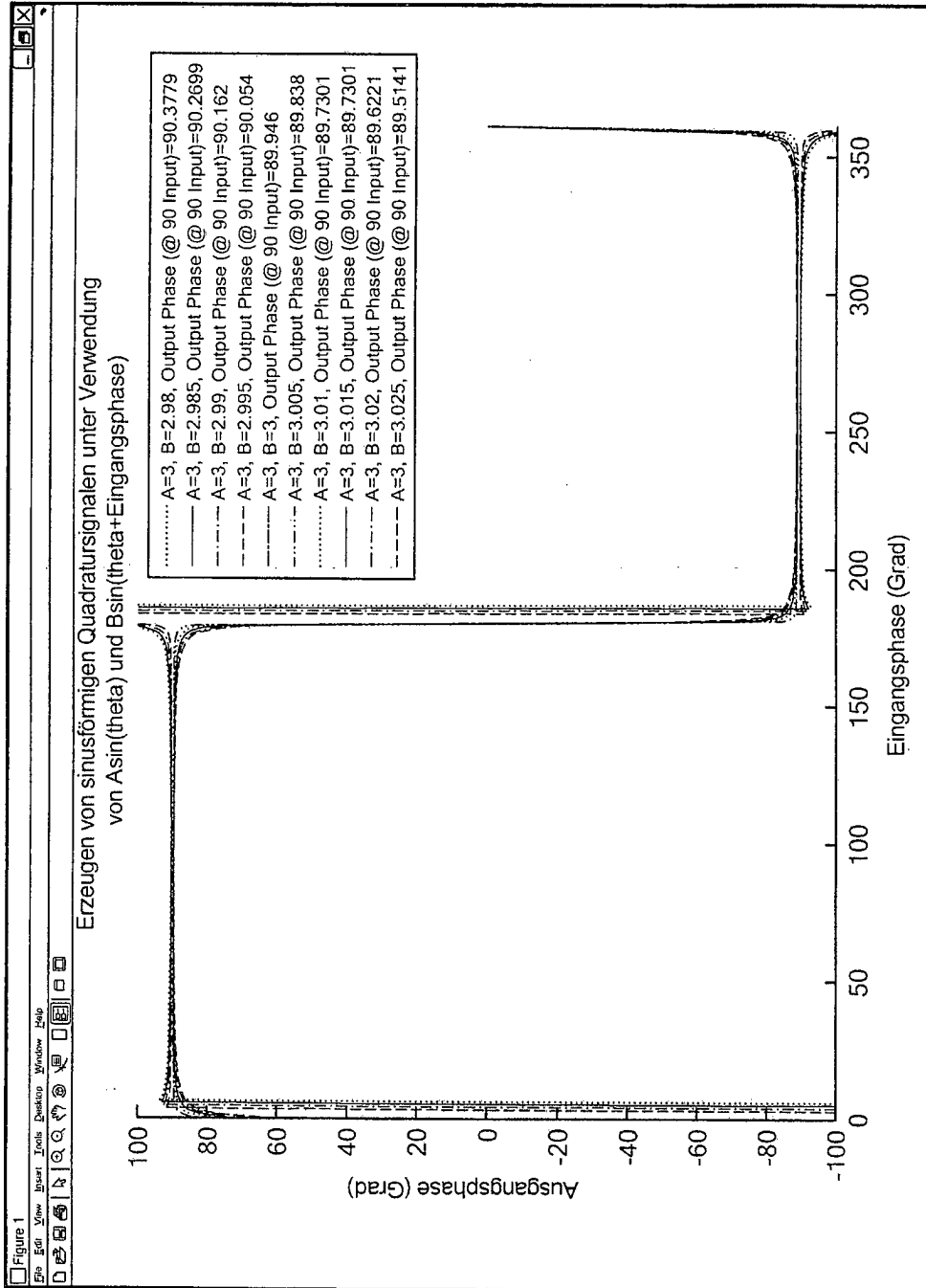
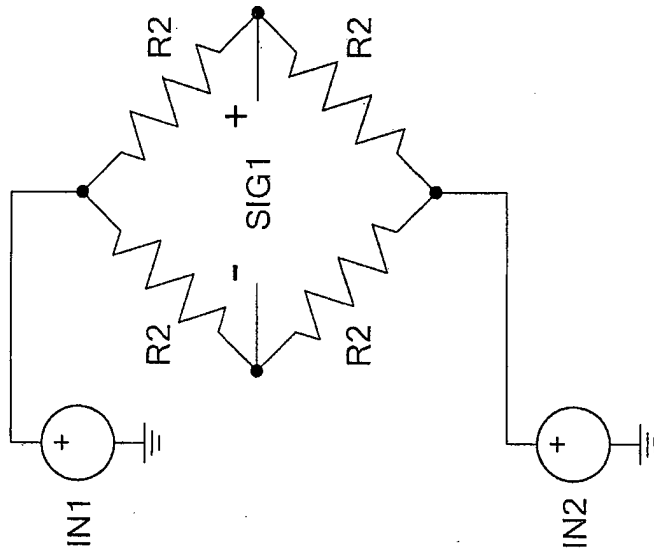
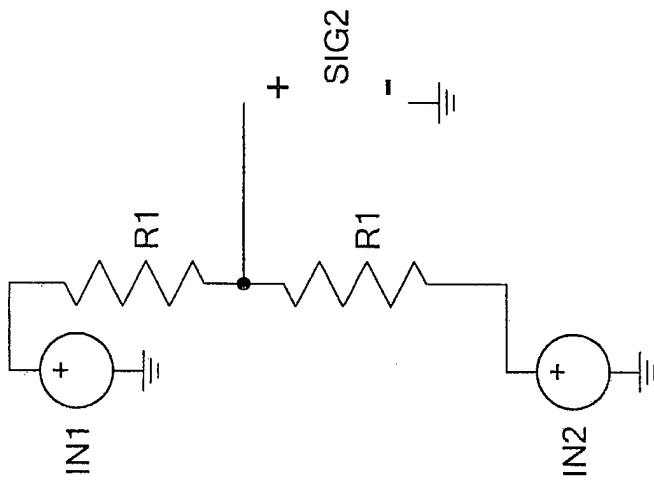


FIG. 45

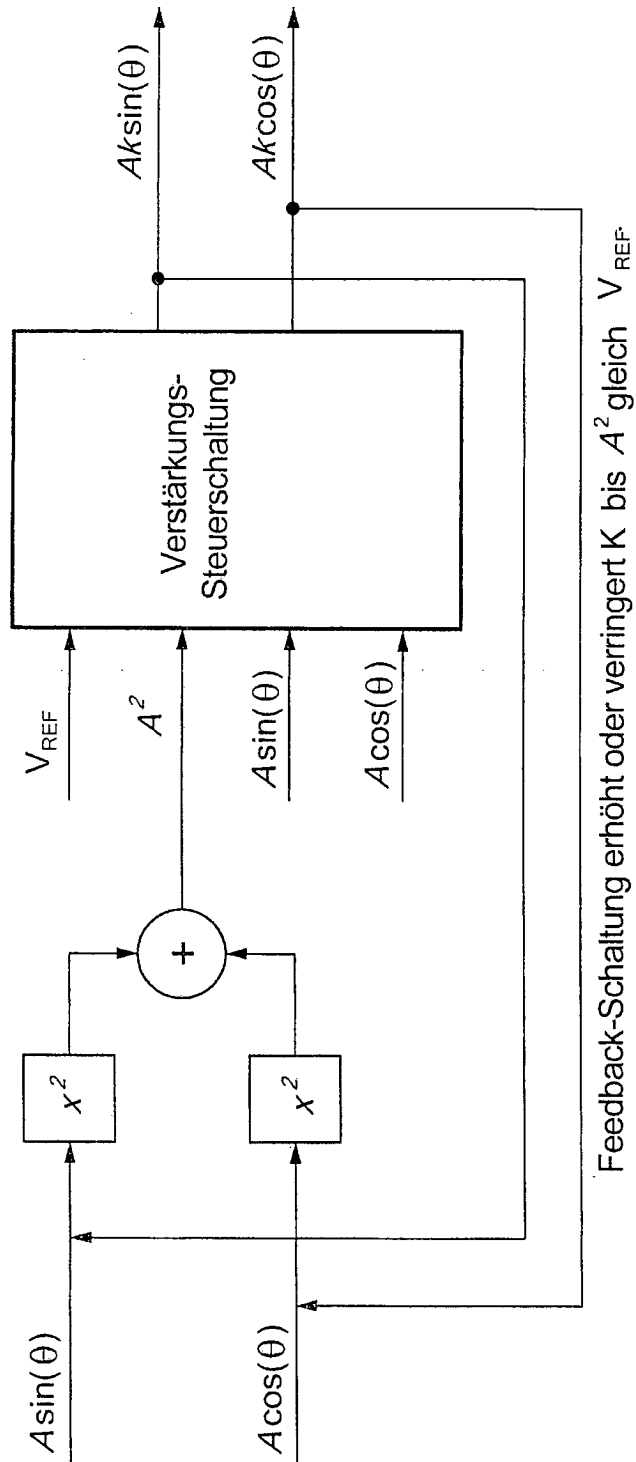




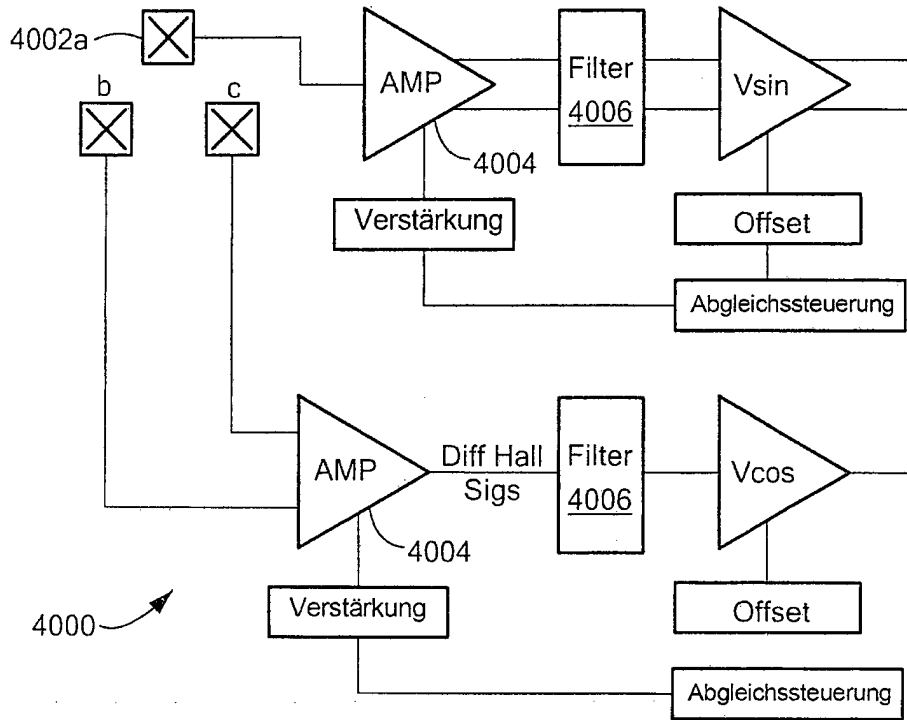
**FIG. 46b**



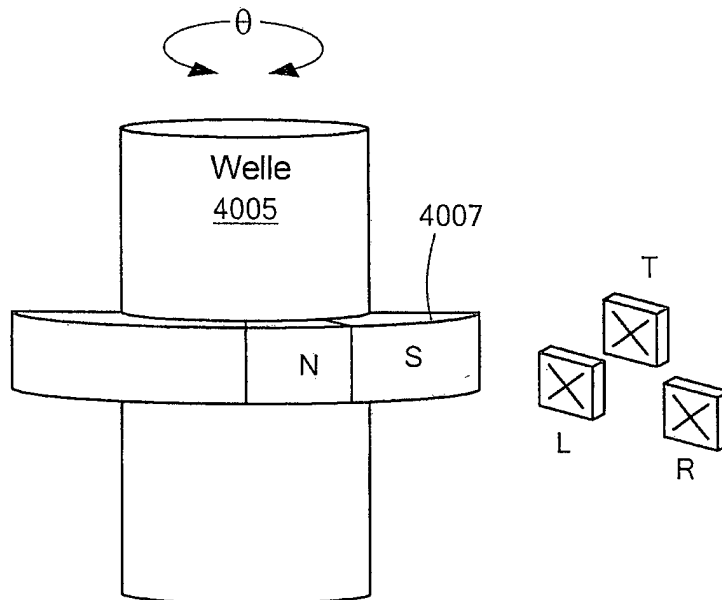
**FIG. 46a**



**FIG. 47**



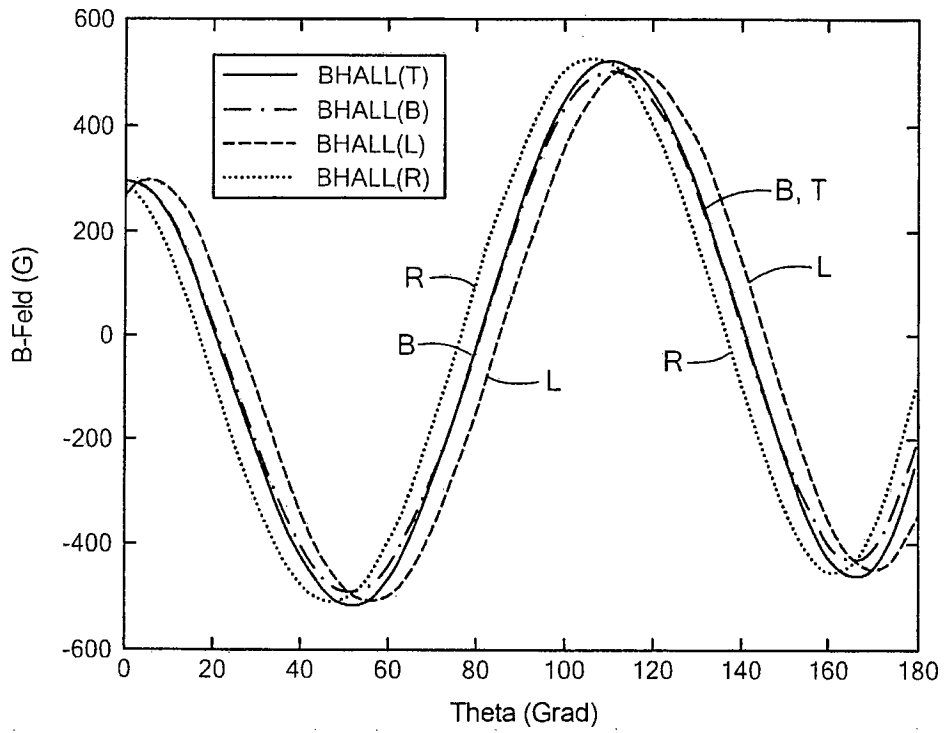
**FIG. 48**



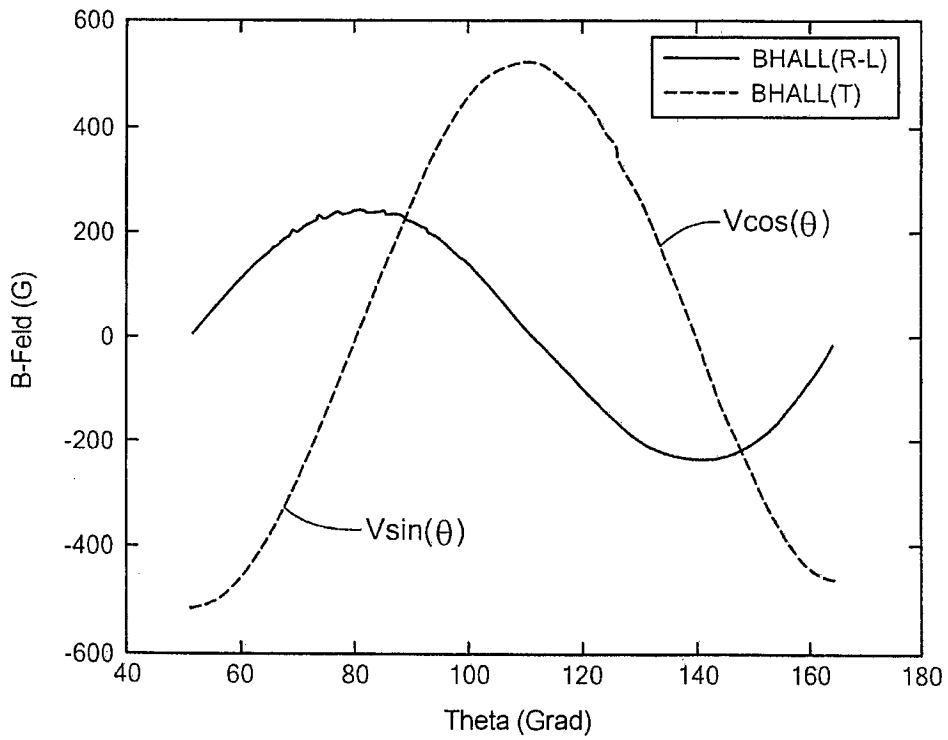
$$V_{\sin}(\theta) = V_{\text{HALL}}(T)$$

$$V_{\cos}(\theta) = V_{\text{HALL}}(L) + V_{\text{HALL}}(R)$$

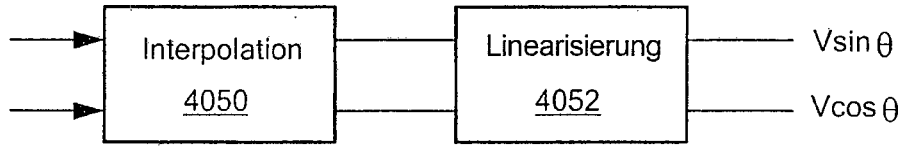
**FIG. 49**



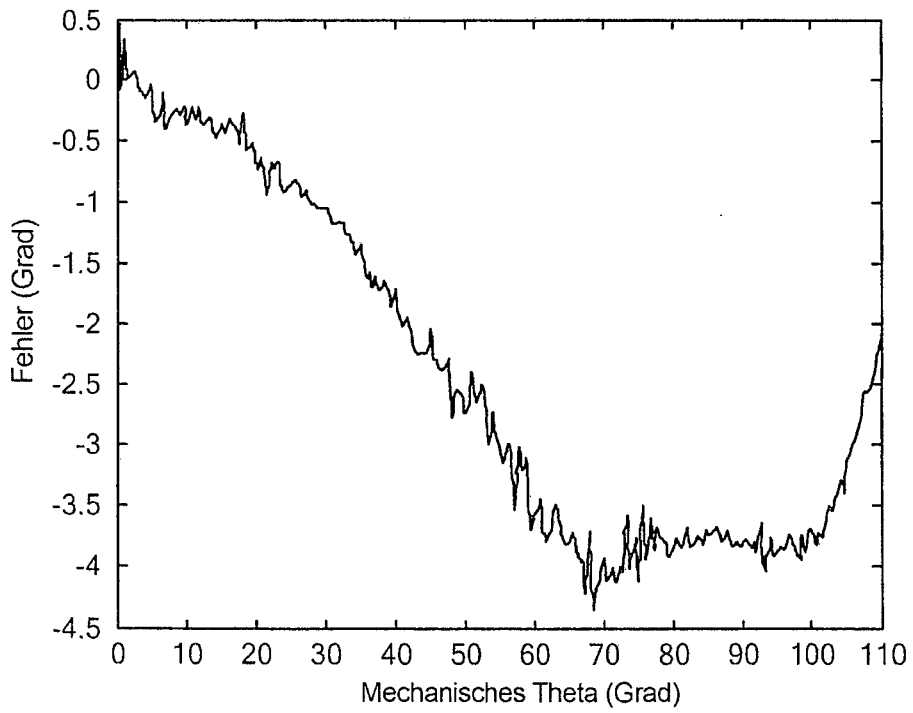
**FIG. 50**



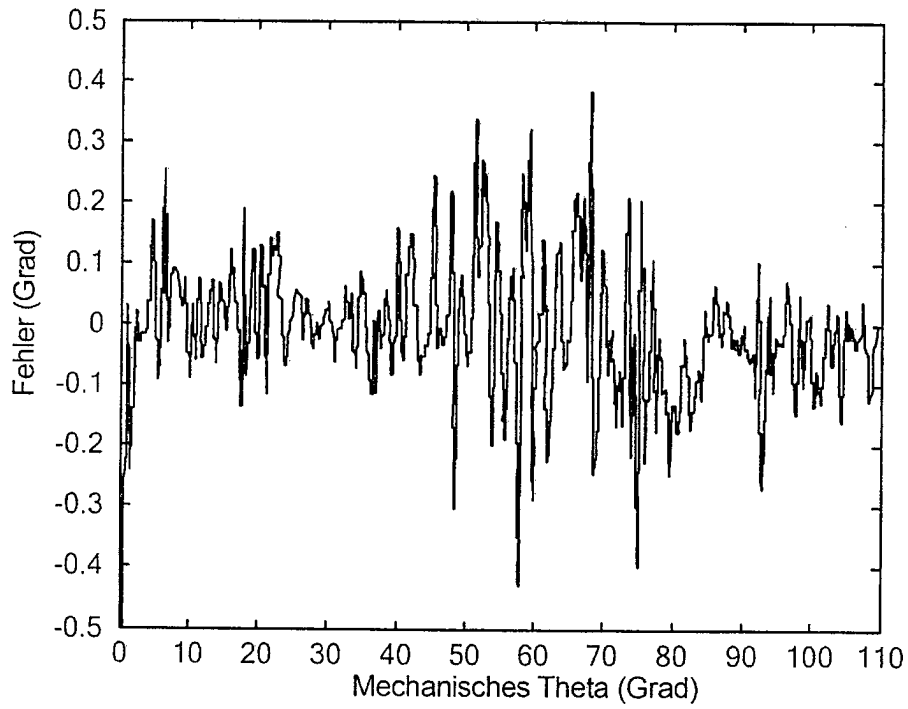
**FIG. 51**



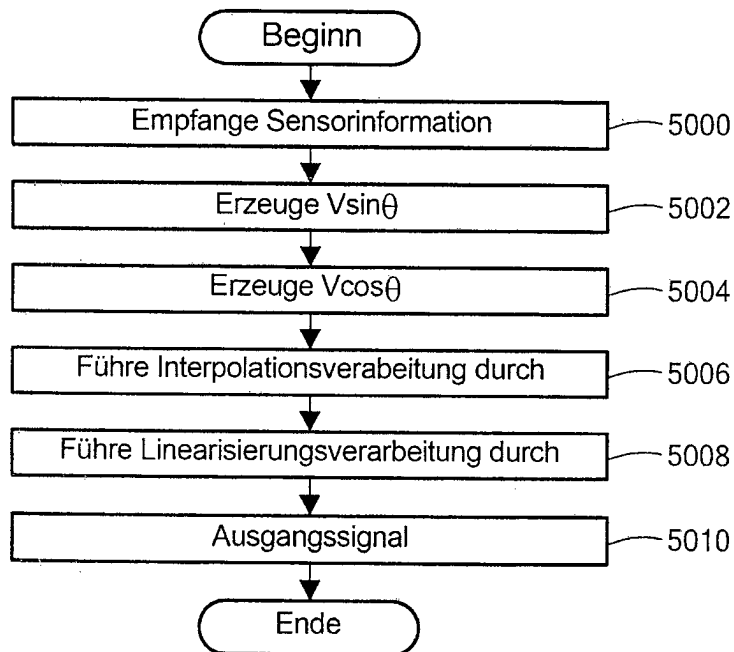
**FIG. 52**



**FIG. 53**



**FIG. 54**



**FIG. 55**