

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro

(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
25. Juni 2020 (25.06.2020)



(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2020/126324 A1

(51) Internationale Patentklassifikation:

G01D 5/20 (2006.01) H03K 4/02 (2006.01)

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2019/082411

(22) Internationales Anmeldedatum:
25. November 2019 (25.11.2019)

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

(30) Angaben zur Priorität:
10 2018 222 288.6
19. Dezember 2018 (19.12.2018) DE

(71) Anmelder: CONTINENTAL TEVES AG & CO. OHG
[DE/DE]; Guerickestr. 7, 60488 Frankfurt am Main (DE).

(72) Erfinder: LEHMANN, Sören - c/o Continental Teves AG & Co. OHG; Intellectual Property - Guerickestr. 7, 60488 Frankfurt am Main (DE). FRINGS, Gerhard - c/o Continental Teves AG & Co. OHG; Intellectual Property - Guerickestr. 7, 60488 Frankfurt am Main (DE). HÜTTER, Benjamin - c/o Continental Teves AG & Co. OHG; Intellectual Property - Guerickestr. 7, 60488 Frankfurt am Main (DE).

(81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW,

(54) Title: HIGH-FREQUENCY GENERATOR

(54) Bezeichnung: HOCHFREQUENZGENERATOR

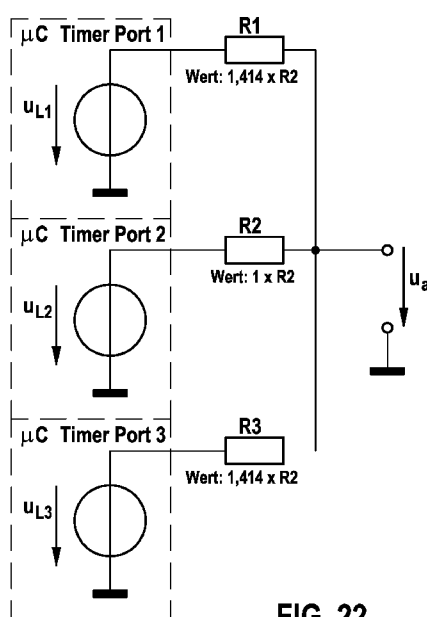


FIG. 22

(57) Abstract: The invention relates to a high-frequency generator for generating an exciter signal for an inductive sensor, comprising a signal generator, which comprises at least three timer ports of a microcontroller, each of which, in order to generate a time-symmetrical square-wave signal ($u_{L1} \dots u_{L3}$) with an exciter frequency (f_0), is designed such that the square-wave signals of the first to the second timer port and the square-wave signals of the second to the third timer port have a time delay (t_d) from one another in each case which corresponds to a defined fraction of the period duration of the exciter signal, and at least three resistors (R_1 ; R_2 ; R_3) of the microcontroller, which form a digital-to-analogue converter, the resistors (R_1 ; R_2 ; R_3) being electrically conductively connected to a common node point and their resistance ratios being formed such that the time-delayed square-wave signals of the timer ports fed in parallel are transformed at the common node point to form a sine-interpolated signal (u_a).

(57) Zusammenfassung: Die Erfindung betrifft einen Hochfrequenzgenerator zur Erzeugung eines Erregersignals für einen induktiven Sensor, umfassend einen Signalgenerator, wobei der Signalgenerator wenigstens drei Timer-Ports eines Mikrocontrollers umfasst, von denen jeder zur Erzeugung eines zeitsymmetrischen Rechtecksignals ($u_{L1} \dots u_{L3}$) mit einer Erregerfrequenz (f_0) so ausgebildet ist, dass die Rechtecksignale des ersten zum zweiten und die Rechtecksignale des zweiten zum dritten Timer-Port zueinander jeweils eine Zeitverzögerung (t_d) aufweisen, die einem definierten Bruchteil der Periodendauer des Erregersignals entspricht, wenigstens drei Widerstände (R_1 ; R_2 ; R_3) des Mikrocontrollers, die einen Digital-nach-Analog- Umsetzer

Wert: 1,414 x R2 = Value: 1.414 x R2
Wert: 1 x R2 = Value: 1 x R2

WO 2020/126324 A1

SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM,
TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

- (84) Bestimmungsstaaten** (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), europäisches (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Veröffentlicht:

- mit internationalem Recherchenbericht (Artikel 21 Absatz 3)

bilden, wobei die Widerstände (R1; R2; R3) mit einem gemeinsamen Knotenpunkt elektrisch leitend verbunden sind und deren Widerstandsverhältnisse untereinander so ausgebildet sind, dass die parallel zugeführten zeitverzögerten Rechtecksignale der Timer-Ports an dem gemeinsamen Knotenpunkt zu einem sinusinterpolierten Signal (ua) umgeformt werden.

Beschreibung

Hochfrequenzgenerator

- 5 Die Erfindung betrifft einen Hochfrequenzgenerator zur Erzeugung eines Erregersignals für einen induktiven Sensor.

Das nachfolgend beschriebene Positions- bzw. Wegsensordsystem als Beispiel eines induktiven Sensors basiert zumindest in Teilen auf dem grundsätzlichen in der
10 Druckschrift DE 10 2014 219 092 A1 aufgeführten Sensoraufbau. Neben der dort beschriebenen vorteilhaften zweifach Frequenzumsetzung durch Unterabtastung und digitaler Signaldemodulation im Basisband, die hier auch in Verbindung mit einem einfachen μ Controller zur Anwendung kommen soll, ist es insbesondere die für das Sensorsystem wichtige Trägersignalerzeugung im HF Bereich unter
15 Berücksichtigung der für Automotive- Einsatz speziellen Anforderungen, die in der oben genannten Druckschrift nur genannt, deren Umsetzungsmöglichkeiten jedoch nicht weiter ausgeführt werden. Mit der vorliegenden Erfindung soll diese Lücke in besonders vorteilhafter Weise geschlossen werden. In der nachfolgenden Beschreibung sollen zunächst beispielhaft einige Besonderheiten eines
20 vorteilhaften induktiven Sensors erläutert werden, in dem der erfindungsgemäße Hochfrequenzgenerator vorzugsweise Anwendung findet. Abgeschlossen werden soll mit einer Betrachtung zu Sicherheitsaspekten, wobei der dargestellte Aufbau und die spezielle neuartige Gestaltung, das Sensorsystem zur Positionsbestimmung in Automotive- Anwendungen mit höchsten
25 Sicherheitsansprüchen nutzbar werden lassen. Dies ist z.B. in elektro-hydraulischen Bremssystemen der Fall. Weiterhin sei auf die Druckschrift DE 10 2012 215 940 A1 hingewiesen.

Es ist Aufgabe der vorliegenden Erfindung, einen Hochfrequenzgenerator zur
30 Erzeugung eines Erregersignals für einen induktiven Sensor anzugeben der einfach, sicher bzw. effizient einsetzbar ist. Diese Aufgabe wird gelöst mit einem Hochfrequenzgenerator mit den Merkmalen des unabhängigen Anspruchs. Vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind Gegenstand der abhängigen

Ansprüche. Der Wortlaut der Ansprüche wird durch ausdrückliche Bezugnahme zum Inhalt der Beschreibung gemacht.

Der erfindungsgemäße Hochfrequenzgenerator nutzt Widerstände eines Mikrocontrollers, die einen Digital-nach-Analog-Umsetzer bilden bzw. als Teil eines solchen verwendet werden. Dazu sind die Widerstände mit einem gemeinsamen Knotenpunkt elektrisch leitend verbunden und deren Widerstandsverhältnisse untereinander so ausgebildet, dass parallel zugeführte zeitverzögerte Rechtecksignale der Timer-Ports des Mikrocontrollers an dem gemeinsamen Knotenpunkt zu einem sinus-interpolierten Signal umgeformt werden. Die Interpolation des Sinus-Signals kann somit besonders einfach und kostengünstig durchgeführt werden.

Anhand der Zeichnungen soll die Erfindung näher erläutert werden. Erläuterungen zu dem erfindungsgemäßen Hochfrequenzgenerator sowie zu verschiedenen Ausführungsbeispielen werden hauptsächlich in Zusammenhang mit den Figuren 17 bis 27 gegeben. Dabei zeigen, teilweise stark schematisiert,

Fig. 1 eine Blockdarstellung eines Wegsensordsystems mit einigen für die Funktion relevanten Strukturelementen,

Fig. 2 eine Ausführung des Übertragers mit a) breitbandigem Wirbelstrom-Dämpfungsplättchen und b) schmalbandigem, resonanten Parallel-Schwingkreis mit Darstellung von Amplituden- und Phasengang des Übertragersystems als Ergebnis einer Netzwerkanalyse (b), d)),

Fig. 3 eine Definition des Modulationsgrads m_{deg} im Zeitbereich,

Fig. 4 eine Positionskennliniensteigung als Funktion des Modulationsgrads m_{deg} ,

Fig. 5 ① ein AM- Signal mit unterdrücktem Träger und ② ein AM-Signal mit Kennzeichnung der besonderen Eigenschaften,

Fig. 6 einen prinzipiellen Aufbau der einfachen unsymmetrischen Leiterstruktur,

Fig. 7 einen prinzipiellen Aufbau der symmetrischen Drei- Signal Leiterstruktur,

- Fig. 8 Demodulierte Ausgangssignale und Definition der Sektoren $\square \dots \square$ bei Anwendung der symmetrischen Drei- Signal Leiterstruktur,
- Fig. 9 Ermittlung der Positionskennlinie aus zwei nichtlinearen Eingangsgrößen,
- 5 Fig. 10 einen Verlauf der Positionskennlinien mit Phasenwinkel φ_2 als Parameter,
- Fig. 11 einen Linearitätsfehler der Positionskennlinien aus Fig. 10 ermittelt mit der 2- Punkt Methode und φ_2 als Parameter,
- Fig. 12 einen Prinzipaufbau und Konstruktionsmerkmale der symmetrischen
10 Zwei- Signal Leiterstruktur dargestellt diskret in ① für $\sin 1$ und in ② für $\sin 2$ sowie ortsgleich kombiniert in ③ als gesamte Leiterstruktur für zwei Signale,
- Fig. 13 ein Verhalten ausgewählter Signale ① ... ③ bei verschiedenen Positionen ❶...❺ des Positionsgebers über der symmetrischen
15 Leiterstruktur,
- Fig. 14 Für die Dimensionierung bedeutsame Maße der ① ursprünglichen und ② verkürzten und optimierten Leiterstruktur,
- Fig. 15 ein Prinzipaufbau und Konstruktionsmerkmale einer weiteren, mechanisch einfacheren symmetrischen Zwei-Signal-Leiterstruktur
20 dargestellt diskret in ① für $\sin 1$ und in ② für $\sin 2$ sowie ortsgleich kombiniert in ③ als gesamte Leiterstruktur für zwei Signale,
- Fig. 16 eine symmetrische Leiterstruktur mit vergrößertem Übersetzungsverhältnis durch sekundärseitig vergrößerte Windungszahl,
- 25 Fig. 17 eine Prinzipdarstellung des linearen Oszillators mit AVR,
- Fig. 18 eine Prinzipdarstellung des HF- Rechteckgenerators mit resonantem Serienschwingkreis,
- Fig. 19 a) Amplitudenspektrum einer zeitsymmetrischen Rechteckfunktion (zur Unterscheidung mit $d_{\text{Brel}}+2$ dB vergrößertem Pegel) und der interpolierten Sinusfunktion sowie b) Amplitudenspektrum der
30 interpolierten Sinusfunktion mit Harmonischen-Gewichtung durch Betrag der Spaltfunktion,

- Fig. 20 Beispielhafte interpolierte Sinusfunktion im Zeitbereich, sowie Sinusfunktion nach idealer Tiefpassfilterung,
- Fig. 21 eine Prinzipdarstellung eines Sinussignalgenerators nach dem DDS-Prinzip,
- 5 Fig. 22 eine Grundschialtung des HF- Signal-Generators mit Sinus- Interpolation sowie sinus- gewichtetem D/A-Umsetzer samt Dimensionierungshinweisen für einen Interpolationsfaktor von acht,
- Fig. 23 einen Entstehungsprozess im Zeitbereich des interpolierten Sinussignals ① aus den zeitverzögerten Rechteck- Quellsignalen ②... ③,
- 10 Fig. 24 Ersatzschaltbilder zur Ermittlung der Amplitudenwerte innerhalb der Interpolationszeitabschnitte ①...⑧ (Definition: Fig. 23)
- Fig. 25 eine Gesamtschialtung eines HF- Signalgenerators mit Sinus- Interpolation und sinus-gewichtetem D/A- Umsetzer,
- 15 Fig. 26 ein Amplitudengang des Interpolations- Tiefpassfilters der angegeben Messschaltung,
- Fig. 27 ein Amplitudenspektrum des Ausgangssignals u_a , normiert auf die Grundwellenamplitude
- Fig. 28 eine Blockdarstellung des betrachteten Sensorsystems in vollredundanter Ausführung mit asymmetrisch gestalteten (Signal-) Parametern,
- 20 Fig. 29 ein normiertes Summensignal e_{SUM_A} , bzw. e_{SUM_B} als Funktion der normierten Position für fehlerfreien und fehlerbehafteten Betrieb
- Fig. 30 eine mögliche Gestaltung eines vollredundanten rein induktiven Sensorsystems mit symmetrischer Zwei- Signal-Leiterstruktur.
- 25

Zunächst sei ein grundsätzlicher Aufbau des zu Sensorsystems näher erläutert, in dem der Hochfrequenzgenerator vorteilhaft eingesetzt werden kann.

- 30 Die Blockdarstellung in Fig. 1 zeigt den Aufbau des betrachteten Sensorsystems, wie er für die grundsätzliche Funktion als sinnvoll erachtet wird. Sicherheitsaspekte seien hier zunächst nicht berücksichtigt. Ausgehend von der Leiterstruktur 22 mit Positionsgeber 26 werden zur Positionsbestimmung zwei Signale im HF Bereich

bereitgestellt e_{S1A} , e_{S2A} , die zur weiteren Verarbeitung mittels Mischer 21 und 20 signaldiskret in einen niederen Frequenzbereich umgesetzt werden. Die hierzu notwendige Mischfrequenz f_{LO_A} wird mittels eines Timers, der wiederum Teil des μC 2 ist, bereitgestellt. Der Mischer 21 für das Signal e_{S1A} und der Mischer 20 für das Signal e_{S2A} erhalten jeweils die identische Mischfrequenz f_{LO_A} zur Frequenzumsetzung zugeführt. An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, dass sämtliche in diesem Zusammenhang genannten Signale e und damit auch daraus abgeleitete Größen, stets eine Funktion der zu erfassenden Position darstellen, auch wenn dies nicht explizit angegeben ist. Eine Ausnahme hiervon stellt lediglich das konstante Erregersignal e_{EXT_A} dar. Die jeweiligen Ausgangssignale von Mischer 21 und 20 e_{MIX1A} und e_{MIX2A} , die neben sonstigen Mischprodukten u.a. auch die gewünschte 1. Zwischenfrequenz enthalten, durchlaufen wiederum signaldiskret analoge frequenzselektive Zwischenfrequenz- Verstärker 19 und 18 deren Bandfilter auf die gewünschte 1. Zwischenfrequenz abgestimmt ist. Der ZF Verstärker hebt den allgemeinen Pegel so weit an, dass der nachfolgende Analog nach Digital Umsetzer 14 stets optimal ausgesteuert wird. Das Verstärkungsmaß der ZF Verstärker ist im Allgemeinen recht hoch, da die Eingangssignale e_{S1A} und e_{S2A} von der Leiterstruktur kommend recht klein ausfallen und zudem nach Durchlaufen des Mischers noch eine Mischdämpfung erfahren. Bei den ZF Verstärkern ist es bedeutsam zu erwähnen, dass diese auch bei ruhender, fester Position des Positionsgebers 26 nur Wechselgrößen zu verstärken haben. Hier lassen sich insbesondere im Vergleich zu Systemen, die eine Direktmischung nach Gleichspannung (DC) durchführen, wie z.B. bei Sensoren mit analogen Synchrondemodulatoren, zwei wesentliche Vorteile herausstellen:

- ein Verstärker, der nur zur Verarbeitung von niederfrequenten Wechselgrößen ausgelegt ist, lässt sich i.d.R. preisgünstiger ausführen als ein Kombinationsverstärker für Gleich- als auch Wechselgrößen. Zudem ist das Verstärkungsmaß und die Konstanz des Verstärkungsmaßes bei Einfluss von Störgrößen (Temperatur, Alterung) besser und einfacher zu handhaben, da diese meist nur von passiven, in ihren Eigenschaften stabilen Komponenten festgelegt und weniger vom Verhalten des aktiven Halbleiterverstärkers an sich bestimmt werden.

• Hochverstärkende Gleichspannungsverstärker sind demgegenüber aufwendig, wenn diese die wichtige Forderung von kleinem Gleichspannungsoffset und insbesondere kleiner Gleichspannungsoffsetdrift erfüllen sollen. Die Gleichspannungsoffsetgrößen erzeugen prinzipiell, da sie nie vollständig vermieden werden können, eine zusätzliche Fehlerkomponente im Positionssignal, die in dem hier dargestellten Konzept nicht auftreten kann.

Eine nur bei Bedarf notwendige automatische Verstärkungsregelung kann, indem sie z.B. auf den Verstärkungsfaktor beider ZF Verstärker 18 und 19 gleichartig einwirkt, extreme Pegelschwankungen automatisch ausgleichen. Dies ist jedoch nur in Sonderfällen notwendig und soll hier nicht weiter betrachtet werden.

Mit der erfolgten Analog nach Digital Umsetzung 14 geschieht die weitere Verarbeitung auf digitaler Ebene: Geeignete signaldiskret gerechnete Fensterfunktionen 13 und 11 sorgen dafür, dass sich im Verbund mit den nachfolgenden Goertzel Filtern 10 und 9 eine für die Anwendung passende Durchlasscharakteristik der betragsbildenden Goertzel Filter im Frequenzbereich einstellt. Die gewählte Fensterfunktion bestimmt praktisch ausschließlich das Nahselektionsverhalten des Sensorsystems, d.h. die Fähigkeit unmittelbar in der Nähe des ZF Bereichs sich befindliche Störer zu unterdrücken. Dies gilt entsprechend auch für Störer, die aus dem HF Bereich in den ZF Bereich umgesetzt wurden.

Die mit den Goertzel Filtern erfolgte selektive Betragsbildung mittels einer inkohärenten Amplitudendemodulation der ursprünglich von der Leiterstruktur 22 gelieferten Signale, ergibt die digitalen Signale e_{ABS1A} und e_{ABS2A} , aus denen mit einem aus DE 10 2012 215 940 A1 bereits bekannten Verfahren und damit anders als in DE 10 2014 219 092 A1 dargestellt, die eigentliche Weginformation, d.h. die sogenannte Charakteristische Kurve CC gewonnen werden soll: Anstelle der ursprünglich vorgeschlagenen Errechnung des Wegwertes durch Anwendung der Arkustangens Funktion soll stattdessen die bewährte Differenzbildung mit Normierung auf die Summe der Betragssignale e_{ABS1A} und e_{ABS2A} erfolgen. Gleichung (1.1) stellt den Zusammenhang dar:

$$CC = \frac{e_{ABS1A} - e_{ABS2A}}{e_{ABS1A} + e_{ABS2A}}$$

(1.1)

Durch die Normierung auf die Summe der Betragssignale e_{ABS1A} und e_{ABS2A} lassen sich auf beide Signale in gleichem Maße multiplikativ einwirkende Störungen, verursacht beispielsweise durch eine veränderte Erregeramplitude an der Primärwicklung der Leiterstruktur 22 oder aber auch durch Veränderungen des Luftspaltes zwischen Positionsgeber 26 und Leiterstruktur 22, nahezu vollständig kompensieren.

Darüber hinaus erhält man mit Gleichung (1.1) eine Linearisierung der entstehenden Charakteristischen Kurve (CC) insbesondere dann, wenn der Funktionsverlauf der Signale e_{ABS1A} und e_{ABS2A} bezogen auf den Referenzweg nichtlinear ist. Dies ist darauf zurückzuführen, dass bei der bloßen Subtraktion (ohne Normierung) von e_{ABS1A} und e_{ABS2A} nur eine zufriedenstellende lineare Charakteristische Kurve entsteht, wenn die Summe aus e_{ABS1A} und e_{ABS2A} bezogen auf den Referenzweg konstant ist. Dies ist beispielsweise dann erfüllt, wenn e_{ABS1A} und e_{ABS2A} linear sind und zueinander eine inverse Steigung aufweisen. In anderen Fällen, in denen e_{ABS1A} und e_{ABS2A} zueinander nicht zwingend eine inverse Steigung aufweisen und die Funktionen selbst untereinander zwar ähnlich jedoch mehr oder weniger nichtlinear sind, erfolgt eine Linearisierung der Charakteristischen Kurve, indem mittels Gleichung (1.1) jeder Messwert der Differenz aus e_{ABS1A} und e_{ABS2A} auf den an diesem Messort zugehörigen Summenwert dieser Signale bezogen wird. Eine konstante Summe der beiden Signale ist hierdurch entbehrlich geworden. Die Anwendung von Gleichung (1.1) weist gegenüber der Auswertung mit der Arkustangensfunktion einige Vorteile auf:

- einfache und damit schnell ablaufende Signalverarbeitung bestehend lediglich aus Addition, Subtraktion und Division von digitalen Signalen, bzw. diskreten Zahlenwerten.

- Nutzung der in Gleichung (1.1) errechneten Summen- und Differenzwerte zur Plausibilisierung in erweiterten Sicherheitsfunktionen ohne nennenswerten Mehraufwand.

- 5 • weitestgehende Unabhängigkeit vom Funktionsverlauf der Eingangsgrößen e_{ABS1A} und e_{ABS2A} : Während das in DE 10 2014 219 092 A1 verwendete Verfahren, basierend auf der Arkustangensfunktion, angewiesen ist auf Eingangsfunktionen mit möglichst unverzerrtem Sinus- und Kosinusverlauf – leichte Abweichungen führen bereits zu deutlichen Verzerrungen vom angestrebten linearen Verlauf der
- 10 Wegkennlinie CC – ist dies bei dem hier favorisierten Verfahren, wie oben dargestellt, nicht erforderlich. Hieraus ergibt sich in der Praxis der nennenswerte Vorteil einer höheren Kennliniengenauigkeit bei gleichzeitiger Freiheit in der Gestaltung der Leiterstruktur, die nunmehr nur noch relativ weitgefassten Kriterien entsprechen muss.

15

- Im weiteren Signalverlauf übernehmen die Funktionselemente „Differenzbildung“ 6, „Summenbildung“ 8 und „Quotientenbildung“ 7 die eigentliche Errechnung des Positionswertes gemäß Gleichung (1.1). Nach einer Kennlinien- Linearisierung 4 und einer Aufbereitung gemäß verabredeter Schnittstelle 5, diese sollte um
- 20 unnötige Umwandlungsverluste zu vermeiden digital ausgeführt sein, steht an 25 das fertige Positionssignal zur Verfügung.

- Besonderer Bedeutung kommt der Erzeugung von Erregerfrequenz f_{T_A} und Lokaloszillatorfrequenz f_{LO_A} für den Mischprozess zu. Diese sollen, wie in DE 10
- 25 2014 219 092 A1 bereits aufgezeigt, um unnötige Fehler zu vermeiden frequenzstabil sein und in einem festen, geeigneten Frequenzverhältnis zueinander stehen.

- Dies wird auf einfache Weise erreicht, indem beide Signale aus einer Bezugsfrequenz synthetisiert werden. Diese Bezugsfrequenz wird von
- 30 Quarzoszillator 3 bereitgestellt und mittels Timer 16 (f_{LO_A}) und Timer 17 (f_{T_A}) durch Frequenzteilung die entsprechenden passenden Zielfrequenzen aufbereitet. Alle übrigen für die digitale Signalverarbeitung benötigten Taktfrequenzen lassen sich auf ähnliche Weise frequenzstarr bezüglich Quarzoszillator 3 ableiten. Während die

Mischer 21 und 20 direkt mit rechteckförmigen Signalen der Frequenz f_{LO_A} angesteuert werden können, erfordert die Ansteuerung der Primärwicklung der Leiterstruktur 22 die Sinusform. Dies geschieht mit einem noch zu besprechenden Umwandlungsnetzwerk 24 im Verbund mit einem einfachen Tiefpassfilter und Treiberverstärker 23.

Das Sensorsystem als Ganzes ist vornehmlich auf einen gemischten Schaltungsaufbau bestehend aus diskreten, vornehmlich für die analoge Signalverarbeitung zuständigen Baueinheiten, sowie einem hochintegrierten μC für Steuerungszwecke sowie digitale Signalverarbeitung zugeschnitten. Eine Vollintegration aller aufgeführten Baueinheiten ist möglich. Für das Verständnis der in den nachfolgenden Abschnitten vorgenommenen Bewertung verschiedener Verfahren ist es von Bedeutung zu berücksichtigen, dass vorzugsweise in dem Sensorsystem

- Gleichung (1.1) zur Anwendung kommen soll.
- nur zwei verschiedene Signale e aus der Leiterstruktur aus Aufwandsgründen verarbeitet werden sollen.
- die Amplitudendemodulation der umgesetzten Signale e der Leiterstruktur mit Hilfe des Goertzel- Algorithmus' also einem inkohärenten und damit nicht phasenempfindlichen Demodulationsverfahren durchgeführt werden soll.

Als Positionsgeber für rein- induktive Positionssensoren mit flach ausgeführten Strukturen (z.B. auf Leiterplattenbasis) lassen sich prinzipiell zwei Arten unterscheiden, die auf einer grundlegend unterschiedlichen Wirkungsweise beruhen:

- Das metallene Wirbelstrom- Dämpfungsplättchen 1, dargestellt in Fig. 2 a), besteht aus elektrisch leitfähigem Material, das in seiner Form der jeweiligen Leiterstruktur 2 angepasst an entsprechend überdeckter Stelle in der Leiterstruktur eine Bedämpfung des Signals erzeugt, so dass sich ein Unterschied der

Ausgangsamplitude zu den Bereichen auf der Leiterstruktur ergibt, die nicht bedeckt sind. Die Erregung der Leiterstruktur mit einem hochfrequenten Wechsignale wird von der umgebenden (Primär-) Erregerwicklung 19 übernommen.

5

Die Vorteile des metallenen Dämpfungsplättchens sind einerseits bei der ökonomischen Herstellung zu sehen, das gilt zumindest dann, wenn keine höherwertigen Herstellprozesse aufgewendet werden, sondern ein einfacher Stanzvorgang ausreichend ist.

10

Ein weiterer Vorteil liegt in der universellen Anwendung, die unabhängig von dem gewählten Signalverarbeitungsverfahren erfolgen kann. Dies drückt sich unter anderem in den in Fig. 2 b) beispielhaft dargestellten Frequenzkennlinien, d.h. Amplitudengang 205 (mit Referenzwert 203) und insbesondere Phasengang 206 (mit Referenzwert 208) aus. Dargestellt ist jeweils das Übersetzungsverhältnis des Ausgangssignals der Leiterstruktur im Verhältnis zum konstanten Eingangssignal der Erregerwicklung.

15

20

Mit einem zumindest im schmalen Frequenzbereich um die angenommene Erregerfrequenz (in Fig. 2 durch die Markierungen 204 und 207 gekennzeichnet) mit kleiner Steigung nahezu konstant verlaufenden Amplitudengang, insbesondere jedoch einem ebenso konstant verlaufenden Phasengang stellt dieser Verlauf besonders für phasenempfindlich auswertende Systeme (phasenempfindlicher Gleichrichter) keine Einschränkung insofern dar, als dass nennenswerte Änderungen des ursprünglichen Phasenübertragungsmaßes (z.B. durch Veränderung der Umgebungsbedingungen) zu erwarten wären. Aufgrund der kleinen Steigung der Phasenkennlinie 206 kann vielmehr von einem definierten Phasenübertragungsmaß an der Stelle der Erregerfrequenz ausgegangen werden. Übermäßige Phasenverschiebungen oder besser gesagt Änderungen des Phasenübertragungsmaßes und damit verbundene Funktionseinschränkungen sind nicht zu erwarten.

25

30

Nachteilig am metallenen Wirbelstrom- Dämpfungsplättchen ist, dass diese Art von Positionsgeber prinzipbedingt grundsätzlich nur eine Dämpfung, d.h. eine Signalverringerng der in die Leiterstruktur 202 induzierten Energie erzeugen kann. In Abhängigkeit von der verwendeten Leiterstruktur muss dieser Signalverlust durch

5 Nachverstärkung in den folgenden signalverarbeitenden Stufen wieder aufgefangen werden.

Ein wesentlich bedeutsamerer Nachteil ist jedoch der nur kleine wirksame Effekt, d.h. das Maß der Bedämpfung, den das Dämpfungsplättchen in der Leiterstruktur

10 hervorruft. Dieses Defizit resultiert in der Praxis in deutlich höheren Anforderungen an die mechanischen Toleranzen der Leiterstruktur/Positionsgeber- Kombination, d.h. die nutzbaren Luftspalte und die tolerierbaren Luftspaltänderungen werden im Vergleich zu dem nachfolgend vorgestellten resonanten Positionsgeber, deutlich kleiner ausfallen müssen. Da kleinere mechanische Toleranzen stets mit einer

15 Kostensteigerung einhergehen, relativiert sich meist der ursprüngliche Kostenvorteil des metallenen Wirbelstrom- Dämpfungsplättchens, wenn sämtliche Kostenbeiträge des Sensorsystems im Gesamten betrachtet werden.

Der resonante Positionsgeber 209 und 210, dargestellt in Fig. 2 c) hingegen, stellt

20 elektrisch einen Parallelschwingkreis bestehend aus Spule L 217 und Kondensator C 218 dar. Mechanisch wird zumeist die Spule des Parallelschwingkreises als eine flache, spiralförmige Windungsstruktur 210 ausgebildet, zu welcher der notwendige Kondensator elektrisch parallel angeordnet wird. Vielfach wird die Windungsstruktur 210 als gedruckte, d.h. geätzte Struktur auf Leiterplattenbasis erstellt, auf die

25 sodann der Kondensator 209 z.B. verlötet werden kann. Die Vorteile liegen dabei in der hohen Reproduzierbarkeit der Induktivität des Parallelschwingkreises und in dem weithin bekannten Standard- Prozess, den die Leiterplattenherstellung in der Industrie darstellt. Die mechanischen Abmessungen des resonanten Positionsgebers sind der jeweiligen Leiterstruktur 202 angepasst und rufen an

30 entsprechend überdeckter Stelle in der Leiterstruktur eine Verstärkung des Signals infolge des resonant auf die Erregerfrequenz abgestimmten Parallelschwingkreises hervor. Durch die Verstärkung des resonanten Schwingkreises ergibt sich ein Unterschied der Ausgangsamplitude zu den Bereichen auf der Leiterstruktur, die

nicht bedeckt sind. Die Erregung der Leiterstruktur mit einem hochfrequenten Wechselsignal wird wie zuvor auch von der umgebenden (Primär-) Erregerwicklung 219 vorgenommen. Die Eigenschaften des resonanten Positionsgebers können nur störungsfrei und zuverlässig in Verbindung mit einem nicht die Phaseninformation auswertenden Signalverarbeitungsverfahren genutzt werden, denn, wie aus den in Fig. 2 d) dargestellten Frequenzkennlinien, d.h. Amplitudengang 212 (mit Referenzwert 211) und Phasengang 214 (mit Referenzwert 216) ersichtlich wird, weist insbesondere der Phasengang einen ausgeprägt steilen Übergangsverlauf im Resonanzfrequenzbereich auf. Dargestellt ist jeweils erneut das Übersetzungsverhältnis des Ausgangssignals der Leiterstruktur im Verhältnis zum konstanten Eingangssignal der Erregerwicklung. Diese steile Phasenkennlinie führt bereits bei kleinen Abweichungen des Resonanzpunktes, z.B. bei Veränderung der Umgebungsbedingungen, zu deutlichen Änderungen des Phasenübertragungsmaßes, und damit zu meist nicht tolerierbaren Einschränkungen im Verbund mit phasenempfindlich auswertenden Systemen, die z.B. einen phasenempfindlichen Gleichrichter zur Signaldemodulation einsetzen. Andere Sensorsysteme, die z.B. nur den Betrag der Sekundärspannungen auswerten und sonst keinen Bezug zur Phasenlage des Primärsignals nehmen, so wie es auch im hier beschriebenen Sensorsystem umgesetzt ist, können die Vorteile des resonanten Positionsgebers nutzbar machen:

- Aufgrund des Resonanzeffekts ist mit einem resonanten Positionsgeber, dessen Resonanzfrequenz abgestimmt ist auf die Erregerfrequenz der Primärwicklung, ein deutlicher Zugewinn an Sekundäramplitude insbesondere im Vergleich zum metallenen Wirbelstrom- Dämpfungsplättchen zu verzeichnen. Hierdurch vereinfacht sich die Sekundärsignalaufbereitung deutlich, da weniger Nachverstärkung aufgebracht werden muss. Als typischer Richtwert des Zugewinns im Bereich der primären Erregerfrequenz, Wirbelstrom- Dämpfungsplättchen zu resonantem Positionsgeber, kann das Spannungsübersetzungsverhältnis 204 (Dämpfungsplättchen) mit dem Spannungsübersetzungsverhältnis 213 (resonanter Positionsgeber) in Fig. 2 verglichen werden. Bei sonst gleichen Bedingungen ergibt sich in diesem Beispiel ein Unterschied im Übertragungsmaß von mehr als 20 dB.

- Mit der Wirkung der Resonanz stellt sich auch ein merklich ausgeprägter Effekt, d.h. das Maß der Verstärkung, bzw. Signalüberhöhung, den der resonante Positionsgeber in der Leiterstruktur hervorruft, ein. Eine gegenüber dem Wirbelstrom- Dämpfungsplättchen deutlich geringere Abhängigkeit bzgl. mechanischer Toleranzen der Leiterstruktur/Positionsgeber- Kombination, wie sie z.B. die nutzbaren Luftspalte und insbesondere die tolerierbaren Luftspaltänderungen darstellen, sind die positive Folge davon.

- Besondere Bedeutung erlangt der resonante Positionsgeber im Verbund mit sog. symmetrischen Leiterstrukturen, wie sie im nächsten Abschnitt vorgestellt werden. Durch ihre Eigenschaft bei fehlendem Positionsgeber kein Signal in der sekundären Leiterstruktur entstehen zu lassen, macht der resonante Positionsgeber den induktiven Übertrager zum integrierten Eingangsbandfilter, denn die Übertragungscharakteristik des resonanten Positionsgebers wird dadurch auf den gesamten Trafo und damit auch auf seine Empfindlichkeit bzgl. Störungen von außen, die außerhalb des Erregerfrequenzbereichs liegen, übertragen. Die Selektionswirkung lässt sich am Amplitudengang 212 in Fig. 2 ablesen. Seine Wirkung als selektives Vorfilter am Eingang der Signalkette bringt deutliche Vorteile in Bezug auf die Störanfälligkeit gegenüber störenden Signalen der Umgebung (EMV) mit sich und macht separate (kostenintensive) Filterbaugruppen in den meisten Fällen entbehrlich.

Der Leiterstruktur eines rein- induktiven Positionssensors kommt, da sie die Eigenschaften und Robustheit des gesamten Sensorsystems maßgeblich beeinflusst, besondere Bedeutung zu.

Neben allgemeinen und speziellen Anforderungen im Verbund mit der hier verwendeten Signalverarbeitungsstrategie, sollen nachfolgend zwei industrietypische Ausführungen an Leiterstrukturen als Repräsentanten des Stands der Technik, sowie ein Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen, sämtliche Anforderungen erfüllenden Leiterstruktur vorgestellt werden.

Um im Automotive- Umfeld bestehen zu können, sind verschiedene Anforderungen von der Leiterstruktur zu erfüllen, die sich in erster Linie auf das Verhalten der von der Leiterstruktur erzeugten Signale in Bezug auf Veränderung des mechanischen Umfelds, d.h. z.B. Luftspaltänderung zwischen Positionsgeber und Leiterstruktur, bezieht.

Jedoch gibt es auch spezielle Anforderungen an die Leiterstruktur, die auf die gewählte Art und Weise der Signalverarbeitung, welche in diesem hier besprochenen Sensorsystem angewendet wird, zurückzuführen ist. Zusammengefasst sind für eine Leiterstruktur folgende Faktoren von Bedeutung:

- I: Die eingangs vorgestellte prinzipielle Signalverarbeitung geht zur Ermittlung der Position von zwei Ausgangssignalen der Leiterstruktur aus, mit denen sich unter Verwendung von Gleichung (1.1) die Position errechnen lassen soll.

→ Die Leiterstruktur soll zwei sekundäre Ausgangssignale bereitstellen, mit denen sich unter Verwendung von Gleichung (1.1) eine Positionskennlinie, bzw. die Charakteristische Kurve (CC) ermitteln lässt.

- II: Der Modulationsgrad jeder der beiden sekundären Ausgangsgrößen der Leiterstruktur, per Definition und bezogen auf Fig. 3 als der Quotient aus der Differenz von maximaler und minimaler Sekundäramplitude zu der Summe aus maximaler und minimaler Amplitude, sich verändernd über die Referenzposition, beeinflusst in bedeutendem Maße die native Kennliniensteigung, wenn zur Berechnung der Charakteristischen Kurve

Gleichung (1.1) verwendet wird. Für den Modulationsgrad gilt demnach (Fig. 3):

$$m_{\text{deg}} = \frac{|| - ||}{|| + ||}$$

(2.1)

Einen grafischen Zusammenhang zwischen Modulationsgrad und resultierender nativer Kennliniensteigung der CC-Kennlinie ist in Fig. 4 wiedergegeben. Fällt die Kennliniensteigung kleiner aus als 100%, so muss die native Kennlinie nachträglich im Rahmen einer mathematischen Kennlinienkorrektur so verändert werden, dass

die 100% Kennliniensteigung als erwartete Steigung der Kennlinie am Ausgang des Sensors wieder erreicht wird. Da die Kennlinienkorrektur mit Verlusten verbunden ist, neben der Vergrößerung der Steigung werden auch die Störungen und Fehler mit vergrößert, ist eine möglichst große native Steigung anzustreben. Als Richtwert wird für dieses Sensorsystem eine minimale Positionskennliniensteigung von 80 % erwartet. Dies entspricht nahezu einem äquivalenten Modulationsgrad der einzelnen Sekundärsignale der Leiterstruktur von $m_{deg} \approx 90\%$.

→ Beide Sekundärsignale der Leiterstruktur sollen über den gesamten Positions-Messweg betrachtet einen Modulationsgrad von mindestens $m_{deg} = 90\%$ aufweisen.

• III: Das mit der in Zusammenhang mit der in Fig. 1 vorgestellten Signalverarbeitung verwendete Demodulationsverfahren, das zur Rückgewinnung der beiden Amplitudeninformationen, der auf einen Träger aufmodulierten Sekundärsignale der Leiterstruktur benötigt wird, ist mit dem Goertzelfilter gemäß Fig. 1 nur in der Lage den Betrag der Sekundärsignale zu bilden, also eine klassische, aber sehr präzise Amplitudendemodulation durchzuführen. Zur Verdeutlichung zeigt Fig. 5 b) im Zeitbereich ein typisches auf einen Träger aufmoduliertes Ausgangssignal der Leiterstruktur (mehrere Positionsperioden sind dargestellt) bei $m_{deg} = 100\%$. Hierbei entspricht Positionsziffer 54 dem nach der Betragsbildung gewonnenem Signal, das zur Positionsberechnung benötigt wird, während 55 den Trägeranteil zeigt, der zwar zu bestimmten Zeiten null werden darf (für $m_{deg} = 100\%$), der jedoch nicht zu einem Phasensprung an der Stelle 56 führen darf. Industrieweit vornehmlich eingesetzt ist das Ausgangssignal der Leiterstruktur gemäß Fig. 5 a). Dieses amplitudenmodulierte Signal mit unterdrücktem Träger, dessen Kennzeichen der Phasensprung im Trägersignal 53 ist würde, dem amplitudendemodulierenden Goertzelfilter angeboten, zu erheblichen Verzerrungen der für die Positionsberechnung benötigten Ausgangssignale des Goertzelfilters führen. Eine sinnvolle Positionskennlinie lässt sich mit diesem Signal im Verbund mit dem AM- demodulierenden Goertzelfilter nicht erreichen.

→ Die Leiterstruktur soll über den Positions- Messweg zwei AM- Signale als Ausgangsgrößen zur Verfügung stellen.

- IV: Damit die mit Gleichung (1.1) unter anderem verbundenen Fehlerkompensationseigenschaften nutzbar werden, muss die verwendete Leiterstruktur bei einwirkendem Fehler, z.B. durch eine Veränderung des Luftspalts Leiterstruktur $\leftrightarrow$ Positionsgeber, sich bzgl. seiner beiden Ausgangssignale so verhalten, dass beide Signale sich proportional hinsichtlich der fehlerverursachenden Signalveränderung verhalten. Diese Anforderung soll unabhängig von der Referenzposition, die der Positionsgeber eingenommen hat gelten. Damit die Leiterstruktur diese Eigenschaft aufweisen kann, muss sie konstruktiv i.d.R. so gestaltet sein, dass sie ein verbindendes Element enthält, das unabhängig von der Position innerhalb des Messweges wirken kann.
→ Einwirkende „mechanische“ Störungen sollen sich mit der Leiterstruktur elektrisch so auswirken, dass beide Leiterstrukture Ausgangssignale ortsunabhängig eine proportionale Änderung erfahren (Ortsproportionalität).
- Leiterstrukturen für rein- induktive Sensoren sind in verschiedenen Ausführungen bekannt. Nachfolgend sollen zwei Beispiele, die z.T. auch bereits industriell eingesetzt werden, skizziert und ihre Eigenschaften in Bezug auf die zuvor genannten geforderten Mindestanforderungen dargestellt werden.
- Die einfache unsymmetrische Leiterstruktur skizziert in Fig. 6, besteht aus zwei funktionsgleichen nebeneinander angeordneten (sekundären) Leiterschleifen 61 und 62, die elektrisch unabhängig sind. Die Leiterstruktur wird per Primär-Erregerwicklung 63 mit einem magnetischen Wechselfeld durchsetzt. Mit einem Positionsgeber 64, dessen Längenabmessung sich mechanisch an der Länge einer Leiterschleife orientiert, kommt es mit einem Wirbelstrom- Dämpfungsplättchen als Positionsgeber in der jeweiligen Leiterschleife zu einer der Überdeckungsfläche Leiterschleife 61 oder 62 $\leftrightarrow$ Positionsgeber 64 proportionalen Verringerung (Dämpfung) der Sekundärausgangsspannung u_{a1} bzw. u_{a2} . Kommt ein resonanter Positionsgeber mit gleichen Flächenabmessungen zum Einsatz, so wird sich in der Sekundärausgangsspannung u_{a1} bzw. u_{a2} eine entsprechende Signalüberhöhung feststellen lassen.
Mit gleichförmiger Bewegung des Positionsgebers entlang der Positionsmessachse verändern sich die Spannungen u_{a1} bzw. u_{a2} praktisch linear und mit inverser

Steigung zueinander, so dass sich mit diesem Verhalten unter Verwendung von Gleichung (1.1) eine Position errechnen lässt. Die einfache asymmetrische Leiterstruktur vereint konstruktionsbedingt folgende Vorteile in sich:

- 5 • Einfache Strukturgestaltung, da nur einfache geometrische Grundelemente verwendet werden. Die Anzahl der Sekundärwicklungen lassen sich einfach, z.B. spiralförmig, zur Vergrößerung der sekundärseitig induzierten Spannungen u_{a1} und u_{a2} mit höherer Windungszahl ausrüsten.
- 10 • Sehr lineare Charakteristische Kurve (CC), da beide Ausgangsgrößen u_{a1} und u_{a2} sich ebenfalls, bei gleichförmiger Bewegung des Positionsgebers, linear in der Amplitude verändern.
- Die Ausgangsgrößen u_{a1} und u_{a2} entsprechen, da sie sich wie ein AM- Signal mit
15 Träger verhalten, der Anforderung III und sind damit mit der hier verwendeten Signalverarbeitung (Betragsbildner) demodulierbar.

Die einfache unsymmetrische Leiterstruktur hat jedoch auch wenige aber sehr bedeutsame Nachteile:

- 20 • Sensorsysteme ausgerüstet mit dieser Leiterstruktur weisen eine erwartungsgemäß niedrige Robustheit bzgl. eingestrahlter elektromagnetischer Größen auf (EMV), da die unabhängigen Leiterschleifen als Breitband- Antennen wirken. Auch der Einsatz eines resonanten und damit schmalbandigen
25 Positionsgebers verbessert die Situation kaum, da der Einfluss des Positionsgebers, leiterstrukturbedingt, nicht ganzheitlich auf die gesamte Leiterstruktur erfolgen kann. Es wird stets Leiterstrukturteile geben, die positionsabhängig von der resonanten Leiterstruktur unbeeinflusst bleiben.
- 30 • Es ist nicht möglich mit dieser Leiterstruktur Modulationsgrade zu erzeugen, die auch nur annähernd an die in Anforderung II formulierten Größen ($m_{deg} = 90\%$) heranreichen. Dies ist darauf zurückzuführen, weil die Leiterstruktur, konstruktionsbedingt, stets mit einem induktiven „Grundfluss“ durchsetzt wird, der

stets eine Restspannung u_{a1} und u_{a2} entstehen lässt und die dadurch das Erreichen hoher Modulationsgrade vereitelt.

• Bedingt durch die Unabhängigkeit der Leiterstrukturen 61 und 62 im Verbund damit, dass jede einzelne Leiterstruktur nicht über die gesamte Messweglänge wirksam ist, kann ebenfalls Anforderung IV nicht annähernd erfüllt werden. Die Folge davon ist eine erhebliche Abhängigkeit des errechneten Positionswertes vom Luftspalt Leiterstruktur $\leftrightarrow$ Positionsgeber. Eine Kompensation dieser mechanischen Störgrößen durch Anwendung der Gleichung (1.1) ist nur in dem seltenen Fall der Mittelstellung des Positionsgebers (beide Leiterschleifen 61 und 62 der Leiterstruktur sind gleichmäßig überdeckt) und ansonsten nur nichtzufriedenstellend möglich!

Aufgrund der vergleichsweise geringen nativen Kennliniensteigung der Positionskennlinie, insbesondere jedoch wegen der Nichterfüllung von Anforderung IV ist schon bei kleinen mechanischen Toleranzen mit großen Positionsfehlern in der Praxis zu rechnen, die zusammengefasst den Einsatz der einfachen unsymmetrischen Leiterstruktur nicht nur nicht zweckmäßig, sondern geradezu unbrauchbar im Praxiseinsatz macht.

Die „symmetrische Drei- Signal Leiterstruktur“ besteht gemäß Fig. 7 aus drei unabhängigen, jedoch ortsgleich übereinander angeordneten Leiterstrukturen, die entsprechend drei Ausgangsspannungen $u_1 \dots u_3$ bereitstellen. Die Unterscheidung der Leiterstrukturen erfolgt in Fig. 7 durch unterschiedliche Strichlierung der Strukturgrenzen.

Die drei Leiterstrukturen werden mittels Primär- Erregerwicklung 72 mit einem magnetischen Wechselfeld durchsetzt. Mit gleichförmiger Bewegung des Positionsgebers 71 entlang der Positions- Messachse wird von jeder Leiterstruktur, aufgrund deren Strukturgestaltung, eine Spannung mit sinusähnlichem Hüllkurvenverlauf erzeugt (u_1 , u_2 , u_3). Die Hüllkurven der Spannungen $u_1 \rightarrow u_2$ und $u_2 \rightarrow u_3$ sind aufgrund der Anordnung der Leiterstrukturen zueinander um einen Phasenwinkel von 120° verschoben. Für die Rückgewinnung (Demodulation)

der für die Berechnung der Position notwendigen drei Signale ist bei dieser Ausführung der Leiterstruktur stets ein phasenempfindlicher Gleichrichter vonnöten.

5 Die besonderen Konstruktionsmerkmale der Leiterstruktur als Kennzeichen, die auf diese Anforderung hinweist, sind die elektrisch isolierten Kreuzungszonen 73 in Fig. 7 zu sehen, die in jeder der drei Leiterstrukturen vorhanden sind. Sobald die für die Positions-
10 Berechnung erforderlichen Signale mit einem geeigneten Demodulator zurückgewonnen worden sind, ist gemäß Fig. 8 von dem eingesetzten Positions-Berechnungsalgorithmus, der stets alle drei Signale auswertet, jedoch nur jeweils zwei Signale zur Wegberechnung heranzieht, zunächst eine Aufteilung des Positions-Amplituden Kennlinienfeldes in Sektoren A – F vorgenommen. Die in Fig. 8 in den jeweiligen Sektoren fett dargestellten Signalpaare werden unter Verwendung von Gleichung (1.1) zur Positionsberechnung herangezogen.

15 Als Beispiel bezogen auf Fig. 8 verwendet Sektor A die Signale u_1 und u_3 , in Sektor E würden die Signale u_2 und u_3 verwendet werden um zwei (von insgesamt sechs) recht lineare Teilstücke der Positionskennlinie (CC) zu erhalten. Bedeutsam ist hierbei der implementierte Sektor Erkennungsmechanismus, denn dieser bestimmt
20 welches jeweilige Signalpaar geeignet ist, um das zugehörige Positionskennlinien-Teilstück zu berechnen.

Indem der Positionsgeber den gesamten Messweg durchläuft, sind letztlich sechs Positionskennlinien- Segmente zusammenzufügen, so dass sich unter Berücksichtigung segmentindividueller Steigungs- und Offsetkorrekturen die
25 vollständige Charakteristische Kurve ergibt. Mit der symmetrischen Drei- Signal Leiterstruktur ergeben sich zusammengefasst folgende Vorteile:

- Als Ausgangsgröße des Positions- Berechnungsalgorithmus‘ erhält man recht lineare Positionskennlinien, deren Steigung das Kriterium aus Anforderung
30 II erfüllen.

- Die mechanische Länge der Leiterstruktur kann vollständig zur Positionsbestimmung verwendet werden. Ungenutzte Bereiche treten nicht auf.

Die symmetrische Drei- Signal Leiterstruktur beinhaltet jedoch auch, insbesondere im Zusammenhang mit der hier angewendeten Signalverarbeitung, zahlreiche Nachteile:

5

- Für die Ermittlung der eigentlichen Position müssen drei Signale erzeugt und verarbeitet werden. Damit ist die zuvor formulierte Anforderung I nicht erfüllt, die von zwei Signalen ausgeht.

10

- Ungenaue oder fehlerhafte Erkennung, bzw. Zuordnung der Sektoren, führt zu Sprüngen in der Positionskennlinie, da die für den jeweiligen Sektor zur Auswahl kommenden Signalpaare falsch sind.

15

- Die Ausgangssignale u_1 , u_2 und u_3 (Fig. 7) lassen sich nicht fehlerfrei mit einem Betragsbildner rückgewinnen, d.h. es handelt sich nicht um AM mit Träger Signale, die gemäß Anforderung III für das hier verwendete Signalverarbeitungsverfahren erforderlich sind. Damit verbunden ist die Notwendigkeit des Einsatzes eines Wirbelstrom-Dämpfungsplättchens dessen Nachteile zuvor erläutert wurden.

20

Mit der Kenntnis der Defizite der vorangegangenen beispielhaften Leiterstrukturen, aber auch unter Berücksichtigung der erweiterten Möglichkeiten, die sich durch Anwendung von Gleichung (1.1) zur Positionsbestimmung ergeben, soll nachfolgend erarbeitet werden wie die Leiterstruktur eines erfindungsgemäßen Sensors ausgebildet sein sollte, die sämtliche zuvor genannte Anforderungen erfüllt. Dabei soll in der Signalkette der Fig. 1 rückwärts vorgegangen werden, d.h. es sollen zunächst die notwendigen Signalformen der beiden Signale e_{ABS1A} und e_{ABS2A} (Fig. 1) als Eingangsgröße für den Positionsrechnungsalgorithmus (Gleichung (1.1)) gefunden werden, aus denen sodann rückwirkend die erforderliche Leiterstruktur erarbeitet werden kann.

25
30

Bereits in Zusammenhang mit der Drei-Signal-Leiterstruktur wurde ersichtlich, dass sich auch mit sinusähnlichen Eingangsgrößen zur Positionsrechnung eine, wenn

auch nur abschnittsweise, Positionsberechnung ausreichender Güte durchführen lässt. Grund hierfür ist die mit Gleichung (1.1) formulierte Rechenvorschrift, deren ausgesprochen vorteilhafte Eigenschaften dafür sorgen, dass für eine Positionskennlinie mit hinreichender Steigung und Linearität nicht zwingend auch linear verlaufende Eingangsgrößen erforderlich sind. Man erhält selbst bei stark nichtlinearen Eingangsgrößen e_{ABS1A} und e_{ABS2A} eine monoton verlaufende native, d.h. noch nicht einer Kennlinienkorrektur ausgesetzte Positionskennlinie mit zumeist guter Linearität.

Die Motivation sich mit nichtlinearen Eingangsgrößen zur Positionsbestimmung auseinander zu setzen lässt sich damit begründen, dass die noch zu erarbeitende Leiterstruktur von symmetrischer Grundstruktur sein soll und die Ausgangsgrößen symmetrischer Leiterstrukturen grundsätzlich nichtlinear sind.

Besonders störend an der Lösung der beschriebenen Drei-Signal-Leiterstruktur war, dass für die Positionsbestimmung drei Signale benötigt wurden und diese damit im Verbund mit der hier verwendeten Signalverarbeitung nicht eingesetzt werden kann. Dass man bei näherer Betrachtung auch mit zwei nichtlinearen, in diesem Falle rein sinusförmigen, Eingangssignalen unter Verwendung der Gleichung (1.1) eine monoton verlaufende Positionskennlinie erhalten kann, zeigt Fig. 9 am Beispiel zweier gleichfrequenter Sinusfunktionen von denen jeweils eine volle Periode dargestellt ist und deren Funktionswerte beispielhaft im Intervall $[0,1]$ für eine normierte Darstellung erscheinen sollen. Die Sinusfunktion 91 ($\sin 1$) sei mit einem konstanten Phasenwinkel $\varphi_1 = -90^\circ$ und die Sinusfunktion 92 ($\sin 2$) mit einem konstanten Phasenwinkel $\varphi_2 = -10^\circ$ beaufschlagt. Als Eingangsgrößen für Gleichung (1.1) zur Berechnung einer Position gilt folgende Äquivalenz:

$\sin 1 \triangleq e_{ABS1A}$ und $\sin 2 \triangleq e_{ABS2A}$. Die Benennung der Signale nach Sinusfunktionen ist an dieser Stelle jedoch anschaulicher.

Ebenfalls dargestellt ist mit Graf 94 das Ergebnis der Rechnung unter Verwendung von Gleichung (1.1). Aus Gründen der Darstellung in einem Diagramm mit den

Quellsignalen 91 und 92, ist der Graf 94 in eine normierte Form gebracht worden:

Bei der Darstellung in Fig. 9 gilt demnach für Graf 94= $CC_d = \frac{CC + 1}{2}$.

Erkennbar ist, dass die gewonnene Positionskennlinie 94 nicht über die gesamte Periodendauer der Eingangsgrößen sin1 und sin2 nutzbar ist – in einem Teilbereich der Referenzposition kommt es zu einer mehrdeutigen Darstellung. Dieser Effekt ist störend und hat im weiteren Verlauf auch Auswirkungen auf die spätere Leiterstruktur in der Form, dass die für die Positionsermittlung nutzbare Länge der Leiterstruktur stets kleiner ist, als deren im gesamten aufzuwendende mechanische Länge. Da die Effizienz der Längenausnutzung eingeschränkt ist, sei hierfür die sog. Längeneffizienz (LE) definiert, die bezogen auf Fig. 9 beschreibt, wie weit sich der lineare, monoton steigende und damit nutzbare Teil der Positions-kennlinie im Verhältnis zur Maximalreferenzposition erstreckt. Der praktisch nutzbare Teil der gewonnenen Positionskennlinie, in Fig. 9 fett als Graf 93 dargestellt, ist jeweils der Teilbereich, der einen monotonen Funktionsverlauf abbildet. Die Längeneffizienz ist rechnerisch bestimmbar und aus dem Verlauf der Quellfunktionen sin1 und sin2 ableitbar:

Bei konstant gehaltenem Phasenwinkel $\varphi_1 = -90^\circ$ der Funktion sin1 lässt sich die Längeneffizienz LE aus dem Phasenwinkel φ_2 der zweiten Sinusfunktion sin2 ableiten.

Hierbei ist der Umstand zu berücksichtigen, dass das Ende des sinnvoll nutzbaren Intervalls der normierten Wegkennlinie per Definition die Längeneffizienz LE angibt, sofern die normierte Referenzposition Werte im Intervall [0,1] annehmen kann.

Weiterhin ist bezeichnend, dass das relative Minimum der sin2 Funktion, aufgrund von Gleichung (1.1), gerade auch diesem Referenzpositions Wert entspricht.

Mit dem relativen Minimum bei $x = 270^\circ$ der allgemeinen Sinusfunktion $y = \sin(x + \varphi)$ und $\varphi = 0$, stellt sich entsprechend für $\varphi \neq 0$ das relative Minimum als Funktion von φ folgendermaßen ein:

$$x = 270^\circ - \varphi$$

Die Normierung des Ortes vom Winkel im Gradmaß auf das hier betrachtete Intervall $[0,1]$ führt schließlich zur Längeneffizienz LE:

$$LE = \frac{270^\circ - \varphi_2}{360^\circ} = \frac{3}{4} - \frac{\varphi_2}{360^\circ}$$

(2.2)

Eine genauere Betrachtung in Bezug auf die Abhängigkeiten von Linearität und Längeneffizienz mit dem Ziel ein Optimum zu finden für die Linearität der Kennlinie im sinnvoll nutzbaren Intervall, bzw. die zugehörige Längeneffizienz, das sodann als Konstruktionsgröße für die spätere symmetrische Leiterstruktur verwendet werden kann, sei nachfolgend dargestellt. Hierzu ist in Fig. 10 als Kurvenschar der jeweils monoton steigende Teil der Positionskennlinie individuell normiert dargestellt, bei welcher der Phasenwinkel φ_2 der $\sin^2$ Quellfunktion als Parameter variiert wurde. φ_1 ist mit $\varphi_1 = -90^\circ$ konstant gehalten. Die jeweils sich ergebende Längeneffizienz LE, hier aufgrund der individuell normierten Darstellung nicht grafisch sichtbar, ist ebenfalls unter Verwendung von Gleichung (2.2) mit angegeben.

Aus der Darstellung in Fig. 10 kann man bereits grob ablesen, dass sich das Linearitätsoptimum im Bereich $-15^\circ < \varphi_2 < -5^\circ$, bzw. $0,764 < LE < 0,792$ befindet. Noch anschaulicher wird es mit der Darstellung des Linearitätsfehlers ε_{lin} der Grafen aus Fig. 10 in Fig. 11, die den Phasenwinkel um $\varphi_2 = -10^\circ$ als Linearitätsoptimum ausweisen. Der Linearitätsfehler wurde hierbei mit der 2- Punkt Geradenmethode ermittelt, wobei die zwei Punkte der Vergleichsgeraden mit den jeweiligen Extremwerten der Positionskennlinie zusammenfallen. Aufgrund des relativ betrachtet vorteilhaft niedrigen Linearitätsfehlers um $\varphi_2 = -10^\circ$, soll dieser Wert als Konstruktions- Richtwert für die nachfolgend zu gestaltende symmetrische Leiterstruktur herangezogen werden.

Weiter Rückwärts gehend in der Signalkette der Fig. 1 erreicht man nun den analogen Bereich mit der Leiterstruktur und den Signalen e_{S1A} und e_{S2A} , die

geeignet für die dargestellte Signalverarbeitung zur Verfügung gestellt werden müssen, um nach der betragsbildenden Demodulation die Quellsignale entstehen zu lassen, die in Zusammenhang mit Fig. 9 – 11 besprochen wurden. Hierzu soll aus verschiedenen im Folgenden noch erläuterten Gründen eine sogenannte symmetrische Leiterstruktur verwendet werden. Eine neuartige symmetrische Leiterstruktur, mit welcher die erforderlichen Signale erzeugt werden können, ist als Prinzipdarstellung in Fig. 12 dargestellt. Aus Anschauungsgründen sind mit Teilabbildung ①, welche die Hüllkurve der $\sin 1$ Signal erzeugenden und Teilabbildung ②, welche die Hüllkurve der $\sin 2$ Signal erzeugenden Leiterstruktur dargestellt, die Leiterstrukturen separat aufgeführt.

① und ② sind in der Praxis und in Teilabbildung ③ ortsgleich, d.h. elektrisch isoliert übereinander montiert, so dass schlussendlich als Ausgangsgrößen zwei phasenstarr verkoppelte Signale $u_{\sin 1}$ und $u_{\sin 2}$, dessen sinusförmige Hüllkurve die bevorzugten Phasenlagen einnimmt, erzeugt werden.

Die Leiterstrukturen für die einzelnen Signale $u_{\sin 1}$ und $u_{\sin 2}$ bestehen dabei am Beispiel der Teilabb. ① aus der primären Erregerwicklung 1203, mit der die eigentliche Leiterstruktur mit einem magnetischen Wechselfeld durchsetzt wird. Die eigentliche Leiterstruktur besteht aus positiv gewundenen (+) sowie auch negativ gewundenen (-) Flächenabschnitten, die ihr Vorzeichen von der Phasenlage der dort durch den durchströmenden Fluss entstehenden Teilspannungen erhalten haben und die entstehen indem der Windungssinn der Leiterstruktur durch eine bestimmte Anordnung von elektrischen Verbindungsstellen 1204, elektrisch isolierten Kreuzungspunkten 1205 oder elektrisch isolierten Nahstellen 1206 bestimmt wird. Weiterhin definieren lässt sich ein sogenannter oberer Teil der Leiterstruktur 1201 (strichliert dargestellt) und ein unterer Teil der Leiterstruktur 1202, die per Definition bei obenliegendem oberem Teil 1201 und untenliegendem unteren Teil 1202 einen positiven Windungssinn ergeben. Im umgekehrten Fall ergibt sich entsprechend ein negativer Windungssinn mit entsprechendem Vorzeichen des aufgespannten Flächenabschnitts.

Die obige Beschreibung ist grundsätzlich auch für die Teilabb. ⑤ gültig, wobei sich aufgrund der veränderten Phasenlage der Hüllkurve der Spannung $u_{\sin 2}$ auch eine veränderte Abfolge der Flächenabschnitte, die aufgrund des den Strukturteilen entsprechenden Windungssinns aufgespannt werden, ergibt. Der nun veränderte obere Teil der Leiterstruktur wird hier mit Positionsziffer 1207 und der untere Teil der Leiterstruktur mit Positionsziffer 1208 benannt.

Die Teilabbildung ③ in Fig. 12 informiert über den prinzipiellen Gesamtaufbau der vollständigen symmetrischen Zwei- Signal Leiterstruktur mit AM- Signalen als Ausgangsgröße. Hier ist noch mit 1211 der mit seiner Länge auf die Leiterstrukturgeometrie abgestimmte Positionsgeber dargestellt. Die Strecke 1209 zeigt die nutzbare Länge der Leiterstruktur auf, d.h. in diesem Längenabschnitt darf sich der Positionsgeber 1211 bewegen, um eine praktisch nutzbare Positionskennlinie mit monoton steigendem Verlauf ohne Uneindeutigkeiten zu erzeugen. Die eindeutige Positionskennlinie wird in Längenabschnitt 1210 nicht mehr erreicht, denn dies ist der sogenannte verbotene Bereich, der, sofern sich der Positionsgeber 1211 dort befindet, zu einer mehrdeutigen Positionskennlinie führt! Der verbotene Bereich erscheint zunächst als störend und unbedeutsam, denn er sorgt für eine mechanische Verlängerung der Leiterstruktur, die jedoch zur Positionserfassung nicht (direkt) beiträgt, denn im Regelbetrieb wird der Positionsgeber diesen Bereich nicht überdecken. Der Bereich 1210 in Fig. 12 ist jedoch unverzichtbar um die Symmetrie der Leiterstruktur aufrecht zu erhalten. Die Symmetrie bei symmetrischen Leiterstrukturen (und entferntem Positionsgeber) bezieht sich auf die vom Windungssinn bestimmten und aufgespannten Flächenabschnitte, insbesondere jedoch auf deren vom durchtretenden magnetischen Wechselfluss erzeugten Vorzeichen, bzw. die Phasenlage der induzierten Teilspannung, ausgedrückt durch das der Fläche zugewiesene Vorzeichen. Hierbei gilt, dass die Summe der vorzeichenbehafteten Teilflächen null ergeben muss. Dementsprechend ist sodann auch die Ausgangsspannung $u_{\sin 1}$ und $u_{\sin 2}$ null Volt, bzw. elektrisch neutral.

Wird nun jedoch der Positionsgeber 1211 in Eingriff gebracht, so wird die ursprüngliche Symmetrie (definiert) gestört. Die Ausgangsspannung ist sodann nur

in solchen Fällen null Volt, wenn die überdeckten Flächenabschnitte, die je nach Positionsgebertyp eine Bedämpfung oder eine Verstärkung erfahren, vorzeichenrichtig zusammenaddiert wieder die Fläche null ergeben. In allen übrigen Situationen ergibt die Leiterstruktur eine von null Volt abweichende Ausgangswechselspannung.

Eine detaillierte, qualitative Übersicht der Signalabläufe und Signalzustände bei verschiedenen Positionen ❶...❺ des Positionsgebers, ist in Fig. 13 gegeben. Dabei können die im rechten Teil dargestellten Signale folgendermaßen den Signalen aus der Blockdarstellung in Fig. 1 zugeordnet werden:

❶: e_{S1A} ; ❷: e_{S2A} ; ❸: e_{ABS1A} ; ❹: e_{ABS2A} ; ❺: e_{POS_A}

Die verwendete Leiterstruktur ist identisch in der Dimensionierung, wie sie in Fig. 12 bereits dargestellt ist. Aufgrund der Signalaufteilung ist im Oszillogramm ❶ das amplitudenmodulierte Signal mit der sin1 Hüllkurve und in ❷ entsprechend das AM-Signal mit sin2 Hüllkurve zu sehen. Nach der Betragsbildung und Filterung, dies wird gemäß den Erläuterungen zu Fig. 1 mit dem Goertzel- Filter durchgeführt, stehen die demodulierten Signale ❸ und ❹ als Eingangsgrößen zur Positionsberechnung mit Gleichung (1.1) zur Verfügung. Funktionsgraf ❺ zeigt die resultierende Charakteristische Kurve (CC), bzw. Positionskennlinie.

Die Dimensionierung einer symmetrischen Zwei- Signal Leiterstruktur mit AM-Signalen als Ausgangsgröße wird mit den in Fig. 14 ❶ dargestellten Maßdefinitionen und den nachfolgend angegebenen Größengleichungen auf einfache Weise möglich gemacht. Dabei wird stets von den als bekannt vorausgesetzten Größen Messweg (l_{MW}) und Längeneffizienz (LE) ausgegangen. Folgende Längen lassen sich daraus ableiten:

l_{ow} : Länge einer offenen Windung. Grundsätzlich gilt: $l_{ow} = 1/2 \cdot l_p$.

l_p : Länge des Positionsgebers in Bewegungsrichtung.

l_s : Länge des Sensormessbereichs.

l_{k1} : Länge des für die Symmetrie bedeutsamen Kompensationsbereichs.

Für die Berechnung der übrigen benötigten Größen, können folgende Grundbeziehungen herangezogen werden:

$$I: I_p = \frac{I_{mw}}{LE} \quad (2.3)$$

$$II: I_p = I_s - I_{mw} \quad (2.4)$$

$$5 \quad III: I_p = \frac{I_s + I_{k1}}{2} \quad (2.5)$$

Hiermit lassen sich sodann die Größen I_p ; I_s und I_{k1} bestimmen:

Berechnung von I_p :

$$10 \quad I: I_p = \frac{I_{mw}}{LE}$$

Berechnung von I_s :

$$I = II: \frac{I_{mw}}{LE} = I_s - I_{mw} \Rightarrow I_s = \frac{I_{mw}}{LE} + I_{mw} \Rightarrow$$

$$15 \quad I_s = I_{mw} \left(1 + \frac{1}{LE} \right) \quad (2.6)$$

Berechnung von I_{k1} :

$$II = III: I_s - I_{mw} = \frac{I_s + I_{k1}}{2} \Rightarrow 2 \cdot I_s - 2 \cdot I_{mw} = I_s + I_{k1} \Rightarrow I_{k1} = 2 \cdot I_s - 2 \cdot I_{mw} - I_s \Rightarrow$$

$$20 \quad I_{k1} = I_s - 2 \cdot I_{mw} \quad (2.7)$$

Bei der oben beschriebenen Konstruktion und Dimensionierung der Leiterstruktur unter Zuhilfenahme der Fig. 13 ④ war es störend, dass der zur Symmetrieeerhaltung notwendige Längenbereich I_{k1} einen merklichen, jedoch nicht direkt nutzbaren Teil zur mechanisch aufzubringenden Gesamtlänge der Leiterstruktur beiträgt.

Dieser Störfaktor lässt sich vermindern, indem gemäß Fig. 13 ⑥ bei sonst gleichen Maßen für l_s ; l_p und l_{ow} , der von der Länge her deutlich kürzere Kompensationsbereich l_{k2} mit den in Fig. 14 dargestellten Kompensationsflächen 147 für die sin1 und 148 für die sin2 Leiterstruktur, eingeführt wird. Dieser von der Form deutlich gegenüber dem Flächenteil 144 oder 145 abweichende Kompensationsbereich hat die Eigenschaft, dass der Flächeninhalt von 144 oder 145 identisch ist zu dem Flächeninhalt in 147, bzw. 148, so dass die Symmetrie der Leiterstruktur erhalten bleibt. Die Ausformung der Fläche in diesem Bereich der Leiterstruktur ist jedoch unbedeutend, da der Positionsgeber 142 diesen Bereich der Leiterstruktur wegen der entstehenden Uneindeutigkeiten der Positionskennlinie nicht erreicht. Hierdurch kann in 147 und 148 eine Form gewählt werden, deren Gesamtfläche zwar dem Flächeninhalt von 144 oder 145 entspricht, dessen Längenausprägung jedoch deutlich kleiner ausfällt, so dass letztendlich die mechanische Länge der Leiterstruktur und somit auch die entstehenden Kosten geringer ausfallen. Als Beispiel für eine mögliche Form hohen Flächeninhalts bei kleiner Längenausprägung kann die spiralförmig ausgeführte Leiterstruktur im Flächenbereich 147 und 148 der Fig. 14 ⑥ genannt werden.

Die vollständig dimensionierte symmetrische Zwei- Signal Leiterstruktur mit AM-Signalen als Ausgangsgröße soll abschließend noch in Bezug auf die eingangs gestellten Anforderungen I...IV überprüft werden.

I: Die erarbeitete Leiterstruktur liefert zwei Ausgangsgrößen mit denen sich unter Anwendung von Gleichung (1.1) eine eindeutige Positionskennlinie ableiten lässt.

II: Kennzeichen einer jeden symmetrischen Leiterstruktur, die Eigenschaft ist nicht nur auf die erarbeitete neuartige Version mit AM- Signalen als Ausgangsgröße beschränkt, ist die vorteilhafte Eigenschaft im symmetrierten Zustand, z.B. wenn der Positionsgeber entfernt wird oder der Positionsgeber eine von der Leiterstruktur bestimmte entsprechende Position einnimmt, kein Signal (null Volt) als Ausgangsgröße zu liefern. Dies bietet gemäß der Definition in Gleichung (2.1) optimale Voraussetzungen um mühelos einen Modulationsgrad von nahezu 100 %

zu erreichen. In der Praxis kommt es infolge von leichten Unsymmetrien und Übersprecheffekten meist zu etwas kleineren Modulationsgraden. Die geforderten $m_{\text{deg}} = 90 \%$ und die daraus resultierende native Kennliniensteigung von 80% der Optimalsteigung, stellen in der Regel für eine symmetrische Leiterstruktur keine Herausforderung dar.

III: Mit der Darstellung der Signale ① und ② in Fig. 13 als Repräsentanten der von der symmetrischen Leiterstruktur erzeugten Signalverläufe ist aufgezeigt worden, dass die Signalform in Abhängigkeit von der Referenzposition dem geforderten amplitudenmodulierten Signal (in diesem Fall mit $m_{\text{deg}} = 100 \%$) entspricht. Die Demodulation der Signale mit jeweils einem Betragsbildner ist ohne Einschränkungen möglich.

IV: Die symmetrische Leiterstruktur ist ein Musterbeispiel für eine Leiterstruktur mit integrierter absoluter Ortsproportionalität. Dies lässt sich zum einen darauf zurückführen, dass beide signalliefernden Leiterstrukturen am gleichen Ort angeordnet sind und zum anderen ist es insbesondere bei der symmetrischen Leiterstruktur unerheblich bei welcher Position des Positionsgebers die Fehlererscheinung, z.B. eine Veränderung des Luftspalts Leiterstruktur ↔ Positionsgeber eingepreßt wird. Durch das verbindende Element Symmetrie sorgt eine entsprechend gestaltete Leiterstruktur dafür, dass amplitudenverändernde Fehler sich stets proportional in beiden Leiterstrukturen auswirken. Im Verbund mit der Rechenvorschrift durch Gleichung (1.1), kann sodann eine praktisch vollständige Kompensation des Fehlers erfolgen, so dass die Positionsausgangsgröße kaum oder vernachlässigbar wenig verändert wird.

In Anlehnung an die in Zusammenhang mit Fig. 12 erarbeitete Leiterstruktur lassen sich ähnliche symmetrische Leiterstrukturen finden, die auf einfacheren geometrischen Grundstrukturen basierend, z.B. Vorteile in der vereinfachten Konstruktion der Leiterstruktur beinhalten.

Fig. 15 zeigt eine mögliche weitere Ausführung, die bei sonst gleicher Grundkonstruktion wie in Zusammenhang mit Fig. 12, anstelle der sinusförmigen

Strukturgrenzen nun Strukturgrenzen aus Geradenelementen verwendet. Die Hüllkurve der Ausgangssignale u_{dre1} und u_{dre2} ist bei gleichförmiger Bewegung des Positionsgebers 1511 auch sinusähnlich und zumindest dafür geeignet in Verbindung mit Gleichung (1.1) eine vergleichbare Charakteristische Kurve entstehen zu lassen, wie dies auch bei Fig. 12 der Fall war. Nachteilig an der Konstruktion gemäß Fig. 15 ist die kleinere eingeschlossene Fläche, die im Vergleich zur sinusförmigen Strukturgrenze nach Fig. 12 eine kleinere Signalspannung u_{dre1} und u_{dre2} entstehen lässt.

- 10 Aus Anschauungsgründen sind erneut mit Teilabbildung ①, welche die Hüllkurve der sin1 Signal erzeugenden und Teilabbildung ②, welche die Hüllkurve der sin2 Signal erzeugenden Leiterstruktur darstellt, die Leiterstrukturen separat aufgeführt. ① und ② sind in der Praxis und in Teilabbildung ③ ortsgleich, d.h. elektrisch isoliert übereinander montiert, so dass schlussendlich als Ausgangsgrößen zwei phasenstarr verkoppelte Signale u_{dre1} und u_{dre2} , dessen sinusförmige Hüllkurve die bevorzugten Phasenlagen einnimmt, erzeugt werden. Die Komponenten der Leiterstruktur in Fig. 15 haben folgende Bedeutung:

①: sin1 Leiterstruktur (Prinzipdarstellung).

- 20 ②: sin2 Leiterstruktur (Prinzipdarstellung).

③: sin1 und sin2 in überlagerter Darstellung.

1501, 1507: Oberer Teil der sin1 und sin2 Leiterstruktur.

1502, 1508: Unterer Teil der sin1 und sin2 Leiterstruktur.

1503: Primäre Erregerwicklung.

- 25 1504: Elektrische Verbindungsstelle.

1505: Elektrisch isolierter Kreuzungspunkt.

1506: Elektrisch isolierte Nahstelle.

1509: Sinnvoll nutzbare Strukturlänge.

1510: Verbotener Bereich – Führt zu einer mehrdeutigen Positionskennlinie.

- 30 1511: Positionsgeber.

Die bisher betrachteten symmetrischen Leiterstrukturen in verschiedenen Varianten sind, da es sich um prinzipielle Darstellungen handelte, nur mit einer durchgehenden „Windung“, d.h. einem durchgehenden Leiterstrukturzug pro Ausgangssignal ausgerüstet gewesen. Obwohl diese Leiterstrukturen, z.B. aus Fig.12, sämtliche Anforderungen erfüllen, ist die entstehende Ausgangsamplitude der beiden Sekundärspannungen meist dann recht klein, wenn die von oberer- und unterer Leiterstruktur eingeschlossenen Flächen aufgrund begrenzter Baugröße auch klein ausfallen müssen.

Das Übersetzungsverhältnis des Übertragers, bzw. der Leiterstruktur lässt sich dadurch verbessern, indem z.B. gemäß Fig. 16 mehrere versetzt aufgebrachte Leiterstrukturen für beide Sekundärsignale innerhalb der Erregerwicklung angeordnet werden. Durch Reihenschaltung von n Leiterstrukturen, bezogen jeweils auf das zu erzeugende Sekundärsignal, lässt sich sodann bei angenommener konstanter Primär-Erregerspannung, die Sekundärspannung um das n -fache vergrößern. Die grundsätzliche Konstruktion der Leiterstruktur mit verbessertem Übersetzungsverhältnis orientiert sich an der in Fig.12 entworfenen Leiterstruktur. Die Fig. 16 beinhaltet im Detail folgende Elemente:

161: sin2 Leiterstruktur, ausgerüstet mit 4 Windungen.

162: sin1 Leiterstruktur, ausgerüstet mit 4 Windungen.

163: Primäre Erregerwicklung.

164: Elektrische Verbindung.

165: Elektrisch isolierter Kreuzungspunkt.

166: Elektrisch isolierte Nahstelle.

167: Positionsgeber.

Nachfolgend wird auf die mögliche Ausgestaltung eines automotivegerechten Sinus-Hochfrequenzgenerators als Erregerquelle für induktive Positionssensoren eingegangen.

Der Sinus- Hochfrequenzgenerator in einem induktiven Sensorsystem stellt die an der Leiterstruktur primärseitig benötigte Hochfrequenzenergie zur Verfügung. Mit

der zugeführten Hochfrequenzenergie kann die Primär- Erregerwicklung sodann das benötigte magnetische Feld aufbauen, dessen gezielte Veränderungen durch den Positionsgeber letztlich in der Leiterstruktur Signale entstehen lassen, die zur Positionsbestimmung verwendet werden können. Aufgrund der meist offenen und ungeschirmten Betriebsweise der Leiterstruktur nebst Primär- Erregerwicklung, fungiert das Sensorsystem ungewollt als Sendeeinrichtung, die bzgl. Frequenz und Größe der abgestrahlten Energie, sich den einschlägigen Automotive-Anforderungen anzupassen hat. Darüber hinaus erfordert die hier angewendete Signalverarbeitungsstrategie die in DE 10 2014 219 092 A1 von der Signalquelle geforderten spezifischen Eigenschaften bzgl. Absolutfrequenz und (relativer) Frequenzkonstanz. Zusammengefasst sind für die Erregerquelle folgende Faktoren von Bedeutung:

- ①: Im Automotive- Bereich sind die zugelassenen abgestrahlten Energien begrenzt und auf wenige ausgewiesene Frequenzbänder beschränkt.

→ Der Signalgenerator soll daher so dimensioniert sein, dass seine Erregerfrequenz sich innerhalb eines einschlägig zugelassenen Frequenzbandes befindet und gleichermaßen die abgestrahlte Energie das zugelassene Maß bzgl. der Automotive- Vorgaben nicht überschreitet.

- ②: Die übrigen in ① nicht genannten Frequenzbereiche sind im Automotive- Bereich sehr stark bzgl. der abgestrahlten Energie reglementiert, d.h. die zugelassenen abgestrahlten Energien sind erheblich geringer. Mit der Annahme, dass die abgestrahlte Energie in ① bereits maximal ist, so gilt als Richtwert für das Verhältnis der abgestrahlten Spannungen des Hochfrequenz-Signalgenerators: $\frac{①}{②} \geq 50 \text{ dB}$.

Bei der Erregerquelle sind hiervon in erster Linie die harmonischen Verzerrungsprodukte betroffen, denn diese fallen in der Regel in diese stark reglementierten Frequenzbereiche.

→ Der Signalgenerator soll daher, entsprechend dem zugelassenen Spannungsverhältnis, ebenfalls einen Harmonischenabstand des erzeugten (verzerrten) Sinus-signals von mindestens 50 dBc bezogen auf die Trägergrundfrequenz aufweisen.

• ©: Das rein induktive Sensorsystem wie es in Zusammenhang mit Fig. 1 beschrieben ist, verwendet mit der zweifach Frequenzumsetzung durch Unterabtastung und digitaler Signaldemodulation im Basisband ein spezielles
5 Signalverarbeitungsverfahren gemäß DE 10 2014 219 092 A1, das ebenso spezielle Anforderungen an die Absolutfrequenz und den Frequenzbezug in Relation zu den übrigen am Signalverarbeitungsprozess beteiligten Frequenzen stellt.

→ Die Frequenz des Hochfrequenz- Signalgenerators soll gemäß den
10 Erfordernissen in DE 10 2014 219 092 A1 einstellbar sein. Insbesondere sollen Erregerfrequenz f_{T_A} , Lokaloszillatorfrequenz f_{LO_A} , und Abtastfrequenz driftfrei miteinander verkoppelt sein sowie den übrigen Erfordernissen in DE 10 2014 219 092 A1 entsprechen.

• Ⓓ: Die absolute Amplitude des Sinus- Hochfrequenzgenerators hat
15 aufgrund der Verwendung von Gleichung (1.1) im Signalverarbeitungsprozess zunächst keinen direkten Einfluss auf die errechnete Positionsgröße. Dennoch ist eine Erregerquelle als Spannungsquelle konstanter Amplitude vorteilhaft, sorgt sie doch dafür, dass sich in der gesamten analogen Signalverarbeitungskette bei
20 deterministischen Pegeln ein besseres Aussteuerverhalten einstellen lässt, ohne dass die Gefahr einer Übersteuerung entsteht. Ein insgesamt besserer Signal / Rauschabstand der Analogstufen und eine bessere Aussteuerung des Analog / Digital- Umsetzers sind die positive Folge.

→ Der Sinus- Hochfrequenzgenerator soll als Spannungsquelle konstanter und
25 bestimmter Amplitude ausgeführt sein.

Hochfrequenzsignalgeneratoren zur Ansteuerung der primären Erregerwicklung eines induktiven Sensors sind in verschiedenen Ausführungen bekannt. Nachfolgend sollen zwei Beispiele skizziert und ihre Eigenschaften in Bezug auf die
30 in Zusammenhang mit Fig. 3 bis 5 geforderten Mindestanforderungen dargestellt werden.

In Fig. 17 ist ein sogenannter Leistungoszillator in Blockdarstellung skizziert, dessen frequenzbestimmender L-C Parallelschwingkreis zugleich die primäre Erregerwicklung beinhaltet, mit dem also gleichzeitig die Energie zur Speisung des Übertragers aufgebracht wird 171. Im Rahmen einer integrierten automatischen Verstärkungsregelung (AVR) wird ein Teil der HF Energie ausgekoppelt 172, gleichgerichtet 173 und als Regelspannung 174, die das verstärkende Element des Oszillators in der Verstärkung beeinflusst, zurückgekoppelt. Durch diese Vorgehensweise ergeben sich zwei wesentliche Vorteile:

- 10 • Die Erregerspannung der Primärwicklung, die gleichzeitig Kreisinduktivität ist, wird unabhängig von äußeren Einflüssen konstant gehalten. Der Leistungoszillator entspricht damit der Anforderung ④.
- Dank des AVR Regelkreises wird der Verstärker des Oszillators stets in seinem optimalen linearen Arbeitspunkt betrieben. Hervorragende
15 Verzerrungseigenschaften, welche die Anforderung ⑥ auch im Praxiseinsatz mühelos erfüllen, sind die positive Folge daraus.

Das beschriebene Konzept hat jedoch auch Nachteile:

- 20 • Der verwendete Oszillator ist freischwingend und dessen Oszillatorfrequenz wird im Wesentlichen von dem verwendeten Parallelschwingkreis bestimmt. Damit ist die oben genannte Anforderung ③ zunächst nicht erfüllt. Eine Kopplung der Oszillationsfrequenz über einen festen Faktor mit den übrigen Systemfrequenzen ist möglich, erfordert jedoch, dass der
25 Oszillator 171 z.B. als VCO, d.h. spannungsgesteuerter Oszillator ausgeführt und mittels eines PLL Synthesizers an den Systemtakt des Sensorsystems synchronisiert wird.

Angesichts des immensen Aufwands insbesondere bei diskreter Umsetzung, wird
30 das Oszillatorkonzept für dieses Sensorsystem aus ökonomischen Gründen als nicht zweckmäßig angesehen.

Ein gänzlich anderer Weg wird bei diesem ebenfalls gängigen HF Signalgeneratorkonzept eingeschlagen (Fig. 18). Es basiert auf einem

Rechteckgenerator 181, dessen Frequenz auf die Erregergrundfrequenz abgestimmt ist, und der über einen Leistungsgegentaktschalter, bzw. z.B. einen CMOS- Port eines μC 183 einen Serienschwingkreis ansteuert. Die Primärwicklung des Übertragers stellt dabei die Schwingkreisinduktivität dar. Dadurch dass die Resonanzfrequenz des Serienschwingkreises auf die Erregergrundfrequenz abgestimmt ist, wodurch dieser die Grundfrequenz des Ansteuerstromes 184 bevorzugt, während die höheren Harmonischen des ursprünglichen Rechteckstromes vermindert werden, wird versucht ein Sinussignal als Erregersignal zu erzeugen. Diese Vorgehensweise beinhaltet u.a. folgende Vorteile:

- Sehr einfacher und kostengünstiger Aufbau, wenn die Funktionsblöcke 181 und 183 als Teil eines μC mitverwendet werden können.
- Anforderung © ist automatisch dann erfüllt, wenn das Rechtecksignal 182 in Fig. 18 beispielsweise mit dem Timer eines μC erzeugt werden kann, auf dessen Zeitbasis auch die übrigen in dem Sensorsystem verwendeten Frequenzen bezogen sind.

Die bedeutsamen Nachteile des Konzepts lassen sich auf zwei wesentliche Punkte zusammenfassen:

Trotz des verwendeten Serienresonanzkreises, sind in dem Signalgemisch an der energieübertragenden Primärwicklung, bzw. Induktivität L (Fig. 18) noch merklich vorhandene Harmonischen- Energien zu finden, die über die Primärwicklung abgestrahlt werden. Dies ist in erster Linie auf die begrenzte Güte des Resonanzkreises, die sich in der Praxis nur realisieren lässt zurückzuführen. Zudem ist es problematisch die Resonanzfrequenz des Resonanzkreises 185 in der Praxis stets optimal auf die Grundfrequenz des Generators 181 abzustimmen, da diese außer von den Grundkomponenten L und C 185 auch von (metallenen) Bauelementen der näheren Umgebung beeinflusst wird. Aufgrund dieses Verhaltens kann die Anforderung ⑥ in der Praxis zumeist mit Abstand nicht erfüllt werden.

Durch die Ungenauigkeit des auf Nennfrequenz abgestimmten Resonanzpunktes wird auch die Grundfrequenz der Erregeramplitude beeinflusst, woraus sich eine gewisse Unsicherheit bzgl. der primärseitig verfügbaren Erregerspannung ergibt. Eine Ansteuerung mit einer Spannung konstanter Amplitude, wie in Anforderung ④ gefordert, bietet dieses Generatorkonzept nicht.

Aufgrund der genannten Nachteile erscheint zusammengefasst die Anwendung dieses Signalgenerators als HF- Energiequelle für induktive Sensoren - generell im Automotive- Einsatz - als nicht zweckmäßig.

Bei dem HF- Generator der Fig. 18 hat unter anderem die Kombination aus einfachem, wenig frequenzselektivem Filter durch den Einsatz nur eines einzelnen Schwingkreises, in Kombination mit insbesondere den grundwellennahen und hoch-energetischen Harmonischen im Amplitudenspektrum des eingesetzten Rechteckgenerators dazu geführt, dass die grundlegenden Ansprüche gemäß Anforderung ⑤ nicht erfüllbar waren. Hierzu ist in Fig. 19 a) das typische Amplitudenspektrum einer zeitsymmetrischen Rechteckfunktion mit der beispielhaften Grundfrequenz $f_0 = 2$ MHz durch Positionsziffer 191 mit dünnen Spektrallinien dargestellt. Deutlich einfacher wäre es, unter Beibehaltung eines einfachen Filters, wenn anstatt des Amplitudenspektrums 191 das Spektrum 192 mit fetten Spektrallinien in Fig. 19 a) zu verarbeiten ist. Mit unterdrückten grundwellennahen Harmonischen und deutlich energiereduzierten Harmonischen allgemein, liefert es die wesentlichen Voraussetzungen dafür, dass auch mit einfachem Filteraufwand die zuvor genannte Anforderung ⑤ zu erfüllen erscheint.

Möglich macht dieses harmonischenbefreite und offenbar vorgefilterte Amplitudenspektrum die sogenannte Sinus- Interpolation, die in dem nachfolgend vorgestellten neuartigen HF- Generator für induktive Sensoren ausschließlich zur Anwendung kommen soll.

Im Zeitbereich ist die interpolierte Sinusfunktion nun nicht mehr rein rechteckförmig, sondern der Funktionsverlauf jeder Erregersignalperiode T_0 ist angenähert an einen Sinusverlauf, indem durch diskrete äquidistant angeordnete Sinusfunktionswerte, die während der konstanten Interpolationszeit t_d gehalten werden, ein

sinusähnlicher Verlauf erzeugt wird. Dieser Zeitverlauf des interpolierten Sinussignals ist in Fig. 20 dargestellt, wobei der Funktionsgraf 202 den angenäherten Sinusverlauf zeigt und der strichlierte Funktionsverlauf 201, nur zu Anschauungszwecken, den theoretischen Sinusverlauf abbildet, wenn das interpolierte Signal 202 ein ideales Tiefpassfilter durchlaufen hätte.

Wird bei der Sinus- Interpolation die Interpolationszeit t_d bezogen auf die Sinusperiodendauer konstant gehalten ($t_d = \text{const.}$) und weiterhin dafür gesorgt, dass stets eine natürlichzahlige Anzahl von Sinusfunktionswerten mit jeweils konstanter Haltezeit t_d innerhalb einer Sinusperiode T_0 enthalten ist ($T_0/t_d \in \mathbb{N}$), so entstehen auf das zugehörige Amplitudenspektrum übertragen dadurch die ersten beiden und zur Grundwelle nächsten Harmonischen bei:

$$f_{h1} = \left(\frac{T_0}{t_d} - 1 \right) \cdot \frac{1}{T_0} \quad f_{h2} = \left(\frac{T_0}{t_d} + 1 \right) \cdot \frac{1}{T_0} \quad (3.1); (3.2)$$

Zudem sind sämtliche entstehenden Harmonischen des Amplitudenspektrums vorgefiltert (gewichtet) und damit reduziert gemäß dem Betrag der Spaltfunktion:

$$|A|(f) = \left| \frac{\sin \left(\pi \cdot \frac{t_d}{T_0} \right)}{\pi \cdot \frac{t_d}{T_0}} \right|$$

(3.3)

Erkennbar ist, dass mit steigendem Interpolationsfaktor T_0/t_d als Verhältnis von Sinusperiodendauer T_0 zu Interpolationszeit t_d , neben einer feineren Zeit- und Amplitudenauflösung insbesondere auch die störenden Harmonischen einen proportional größeren Abstand zur Grundwelle einnehmen. Der hier beispielhaft gewählte Interpolationsfaktor von acht, stellt in der Praxis einen guten Kompromiss zwischen Aufwand und Nutzen dar. Mit der gewählten beispielhaften Dimensionierung ergibt sich schlussendlich ein in Fig. 19 b) dargestelltes Amplitudenspektrum 194, das mit dem strichliert dargestellten Betrag der Spaltfunktion 193 gewichtet wurde. Die Spektraldarstellung beinhaltet sonst keine weiteren Filter.

Eine bekannte Möglichkeit ein Signal nach dem Verfahren der Sinus- Interpolation zu erzeugen, stellt die sogenannte Direkte Digitale Synthese (DDS) dar. Hierbei werden entsprechend der Prinzipdarstellung in Fig. 21 bei einem DDS Synthesizer in seiner einfachsten Form, digital abgespeicherte Sinusfunktionswerte aus einem Speicher 211 der gewünschten Signalfrequenz entsprechend zyklisch ausgelesen
5 212 und einem Digital nach Analog Umsetzer 213 zur Umsetzung in die Analogebene übergeben. Das entstandene Signal 214 am Ausgang des A/D Umsetzers entspräche sodann dem in Fig. 19 und 20 aufgezeigten Signalverlauf mit seinen besonderen Eigenschaften im Zeit- wie auch Frequenzbereich. Das
10 Interpolations- Tiefpassfilter 215 befreit das interpolierte Sinussignal noch von den restlichen höheren Harmonischen und stellt mit 216 ein meist zufriedenstellendes Sinussignal zur Verfügung, dessen Qualität im Wesentlichen von den Eigenschaften des A/D Umsetzers bestimmt wird. Bei ausreichend hoch gewähltem Interpolationsfaktor T_0/t_d sind restliche Harmonische im Ausgangssignal auch bei
15 einfach gehaltenem Interpolations- Tiefpassfilter ausreichend unterdrückt.

Der Einsatz eines DDS Synthesizers zur Sinussyntese nach obigem Schema in dem hier beschriebenen induktiven Sensorsystem verursacht jedoch auch Probleme. Diese treten insbesondere dann hervor, wenn die zu erzeugende
20 Ausgangsfrequenz hoch, bzw. zusätzlich der Interpolationsfaktor groß ausfällt. Dies ist gerade die Anwendungskonstellation für den mit Hochfrequenz erregten induktiven Sensor. Die Probleme beruhen darauf, dass in den Prozess der Signalerzeugung zumeist, aus Kostengründen, der vorhandene μC mit eingebunden werden muss. Konkret beherbergt der μC üblicherweise die
25 Sinusfunktionswerte in Tabellenform (Funktionsblock 211 in Fig. 21) und muss diese kontinuierlich und mit hoher Wiederholfrequenz über eine geeignete Schnittstelle 212 dem A/D Umsetzer zur Umwandlung bereitstellen. Dies ist eine für den μC sehr ressourcenzehrende Aufgabe wenn berücksichtigt wird, dass der μC auch noch andere wichtige Aufgaben, wie z.B. die Berechnung der Position ($\rightarrow$ vgl.
30 Erläuterungen zu Fig. 1) zu erledigen hat.

Aus diesem Grund beschränkt sich der Einsatz obigen Verfahrens auf die seltenen Fälle, in denen der μC mit für die Aufgabe zugeschnittenen und autonom

arbeitenden Funktionsblöcken ausgerüstet ist, durch die dann die Belastung des Hauptprogramms vernachlässigbar klein ausfällt.

Mit einem als Erregerquelle für induktive Sensoren gänzlich neuartigen Konzept sollen die Defizite der vorhergegangenen Signalgeneratoren beseitigt, sowie die bezüglich des Sinus-Hochfrequenzgenerators grundsätzlich formulierten Anforderungen vollumfänglich erfüllt werden. Der neuartige Sinusgenerator hat konzeptionelle Ähnlichkeit mit dem zuvor beschriebenen DDS Generator, d.h. es werden ebenfalls die Vorzüge der Sinus- Interpolation zur Anwendung kommen und das hier angewendete Verfahren kann im weitesten Sinne auch zur Direkten Digitalen Synthese des Sinussignals gezählt werden. Anders als bei dem Verfahren betreffend Fig. 18 ist konzeptionell hierbei jedoch darauf geachtet worden, dass zur Signalerzeugung in jedem μC bereits vorhandene und unabhängig arbeitende Funktionsblöcke zur Anwendung kommen. Zusammen mit der kleinen Anzahl an notwendigen peripheren Bauelementen wird durch die optimale Ausnutzung des ohnehin notwendigen μC ein ökonomisches Optimum erreicht.

Die Schaltung des HF- Signalgenerators basiert im Wesentlichen auf einer bestimmten Anzahl an Timer- Ports des μC und auf Widerständen, die in bestimmtem Widerstands-verhältnis zueinander stehen. In Fig. 22 sind die Details abgebildet, die benötigt werden um ein sinusinterpoliertes Signal zu erzeugen, dessen Amplitudenspektrum der Spektraldarstellung in Fig. 19 b) entspricht, wobei der Interpolationsfaktor beispielhaft erneut mit $T_0/t_d = 8$ dimensioniert wurde - auf eine Prinzipdarstellung wird aufgrund der Einfachheit des Generators verzichtet.

Der beispielhaft mit $T_0/t_d = 8$ dimensionierte Generator in Fig. 22 besteht dabei aus zwei Grundelementen:

- dem eigentlichen Signalgenerator im linken Teil, der wiederum aus drei Timer- Ports des μCs besteht, von denen jeder ein zeitsymmetrisches Rechtecksignal ($u_{L1} \dots u_{L3}$) der Erregerfrequenz f_0 erzeugt. Die Rechtecksignale der Ports $u_{L1} \sim u_{L2}$ und $u_{L2} \sim u_{L3}$ weisen zueinander eine definierte Zeitverzögerung t_d von einem Achtel der Periodendauer des Erregersignals ($t_d = T_0/8$) auf.

• dem sogenannten sinus- gewichteten Digital nach Analog Umsetzer, bestehend aus drei einfachen, aber präzisen Widerständen, mit deren definiertem Widerstandsverhältnis untereinander die parallel zugeführten zeitverzögerten Rechtecksignale der Timer- Ports an dem gemeinsamen Knotenpunkt der Widerstände zu einem sinus- interpolierten Signal u_a umgeformt werden. Im Gegensatz zu dem in Fig. 21 verwendeten D/A-Umsetzer für allgemeine Anwendung, bei dem die analoge Signalform am Ausgang von den in einer Tabelle hinterlegten Digitalwerten bestimmt wurde – andere Signalformen als die Sinusform sind nach Austausch der Tabelle möglich – ist hier bei dem verwendeten Sinus- gewichteten D/A- Umsetzer die Signalform durch Aufbau und Dimensionierung des D/A- Umsetzers vorbestimmt und kann nicht einfach durch Ändern der digitalen Eingangsgröße verändert werden. Dass der D/A Umsetzer in diesem und den nachfolgenden Beispielen fest auf die Sinusform als Ausgangsgröße konfiguriert ist, stellt für die hier betrachtete Anwendung jedoch keinen Nachteil dar. Denn schließlich ist es ein spektral möglichst reines, bzw. unverzerrtes Sinussignal, das die Anforderungen zu erfüllen überhaupt erst ermöglicht.

Den zeitlichen Entstehungsprozess basierend auf der Schaltung nach Fig. 22, ausgehend von den drei Timer- Port Signalen (Zeitverlauf ①, ② und ③) bis zum interpolierten Sinussignal (Zeitverlauf ④) zeigt auf grafisch anschauliche Weise Fig. 23. Vergleicht man das entstandene interpolierte Sinussignal 232 in Fig. 23 mit dem Grafen 202 der Fig. 20, das die interpolierte Sinusfunktion, generiert mit der DDS- Methode zeigt, so lassen sich Unterschiede im Zeitverlauf erkennen. Diese äußern sich in der Form, dass zum einen das Signal aus dem sinus- gewichteten D/A- Umsetzer zwei Amplitudenstufen weniger pro Erregersignalperiode T_0 aufweist und daraus folgend insbesondere im Scheitelpunktbereich des Funktionsverlaufs 232 in Fig. 23 innerhalb zweier aufeinanderfolgender Interpolationszeitabschnitte t_d der Amplitudenwert konstant bleibt. Aufgrund dieser deutlichen Abweichung im Zeitverlauf gegenüber dem Verlauf in Fig. 20 kommt es unweigerlich zu zusätzlichen Verzerrungen und demnach einem schlechteren Harmonischenabstand im Amplitudenspektrum im Vergleich zur Spektraldarstellung in Fig. 19 b) (Graf 194), wenn die diskreten äquidistant

angeordneten Funktionswerte der interpolierten Sinusfunktion weiterhin, wie zuvor, der Sinusfunktion entsprächen. Dies ist jedoch hier nicht der Fall. Die diskreten Funktionswerte des mit sinus- gewichteten D/A- Umsetzer entstandenen Funktionsverlaufs, sind stattdessen bewusst und definiert so verändert, bzw. vor-
 5 verzerrt worden, dass dem veränderten Zeitverlauf Rechnung getragen wurde und schließlich trotz unterschiedlicher Zeitverläufe (Fig. 21 gegenüber Fig. 22, 23) sich ein einheitliches, d.h. identisches Amplitudenspektrum ergibt. Die Spektraldarstellung 202 in Fig. 20 behält also auch bei dem Verfahren der Sinus- Interpolation mit sinus- gewichtetem D/A- Umsetzer seine volle Gültigkeit.

10

Die sich einstellenden diskreten Amplitudenwerte des sinus- interpolierten Ausgangssignals u_a , bei gegebenen Widerstandswerten des Sinus- Gewichtungs- Netzwerks gemäß Schaltung in Fig. 22, lassen sich mit für die Interpolationszeitabschnitte t_d individuellen Ersatzschaltungen ermitteln. Hierzu
 15 sind in Fig. 24 die Ersatzschaltungen für die Zeitabschnitte ❶...❸ der Fig. 23 zusammengestellt auf deren Basis sich folgende Potenziale u_a einstellen:

Ersatzschaltung Zeitabschnitt ❶ und ❸:

Sämtliche Widerstände R_1 , R_2 und R_3 liegen auf Massepotenzial. Damit nimmt
 20 auch die Ausgangsspannung Massepotenzial an: $u_a = 0$

Ersatzschaltung Zeitabschnitt ❷ und ❹:

Mit der einfachen Spannungsteilerbeziehung ergibt sich:

25

$$u_a = \frac{\frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}}{R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}} \cdot u_{L1}$$

(3.4)

$$u_a = \frac{\frac{R_2 \cdot 1,414 \cdot R_2}{R_2 + 1,414 \cdot R_2}}{1,414 \cdot R_2 + \frac{R_2 \cdot 1,414 \cdot R_2}{R_2 + 1,414 \cdot R_2}} \cdot u_{L1} \quad u_a = \frac{R_2 \cdot \frac{1,414}{2,414}}{R_2 \left(1,414 + \frac{1,414}{2,414} \right)} \cdot u_{L1}$$

$$u_a = 0,293 \cdot u_{L1}$$

Ersatzschaltung Zeitabschnitt ③ und ⑥:

- 5 Mit der einfachen Spannungsteilerbeziehung und $u_{L1} = u_{L2} = u_L$ (R1 und R2 liegen jeweils einseitig an gleichem Potenzial u_L) ergibt sich wiederum:

$$u_a = \frac{R_3}{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3} \cdot u_L$$

(3.5)

10

$$u_a = \frac{1,414 \cdot R_2}{\frac{1,414 \cdot R_2 \cdot R_2}{1,414 \cdot R_2 + R_2} + 1,414 \cdot R_2} \cdot u_L \quad u_a = \frac{1,414 \cdot R_2 \cdot 2,414}{1,414 \cdot R_2 + 1,414 \cdot R_2 \cdot 2,414} \cdot u_L$$

$$u_a = 0,707 \cdot u_L$$

- 15 Ersatzschaltung Zeitabschnitt ④ und ⑤:

Sämtliche Widerstände R1, R2 und R3 liegen auf logischem Einspotenzial u_L . Es gilt: $u_{L1} = u_{L2} = u_{L3} = u_L$. Damit nimmt auch die Ausgangsspannung Einspotenzial an: $u_a = u_L$.

- 20 Die ermittelten Potenziale sind als normierte Größe bereits in Fig. 23 ① berücksichtigt worden.

- 25 Das Verfahren der Sinus- Interpolation mit sinus- gewichtetem D/A- Umsetzer ist bisher beispielhaft stets für einen Interpolationsfaktor von acht dimensioniert worden. Obwohl diese Dimensionierung in vielen Fällen ein gutes Verhältnis zwischen Aufwand und Nutzen darstellt, ist das Verfahren natürlich nicht auf diesen einen Interpolationsfaktor beschränkt. Für einzelne abweichende Interpolationsfaktoren, sowie für eine allgemeine, beliebige Dimensionierung, gibt die Tabelle nachfolgend Dimensionierungshinweise. Mit den ebenfalls

angegebenen Werten von Frequenz und Amplitude der ersten beiden, d.h. der Grundwelle nächsten Harmonischen, kann auf einfache Weise abgeschätzt werden, wie aufwändig das noch stets notwendige Interpolations- Tiefpassfilter gestaltet werden muss, um einen bestimmten Harmonischenabstand für den gesamten Signalgenerator zu erreichen.

Die nachfolgende Tabelle zeigt eine Übersicht der Grundbeziehungen zur Dimensionierung des sinus- gewichteten D/A-Umsetzers:

Anzahl unterschiedlicher Stufen n pro Grundwellenperiode T_0	Anzahl erforderlicher Widerstände / Ansteuersignale	Relative Gewichtung der Widerstände untereinander						Erforderliche Zeitverzögerung t_d zwischen den Ansteuersignalen	Lage und Amplitude (relativ zur Grundwellen-amplitude) des ersten Harmonischen-Paares	
		R_1	R_2	R_3	R_4	R_{n-1}	R_n		Frequenz	Amplitude
3	2	1,000	1,000	-	-	-	-	$T_0/6$	$5 \cdot f_0$ $7 \cdot f_0$	-13,5 dB -16,9 dB
4	3	1,414	1,000	1,414	-	-	-	$T_0/8$	$7 \cdot f_0$ $9 \cdot f_0$	-16,9 dB -19,1 dB
5	4	1,618	1,000	1,000	1,618	-	-	$T_0/10$	$9 \cdot f_0$ $11 \cdot f_0$	-19,1 dB -20,8 dB
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
n	n-1	1	$\frac{\sin \frac{\pi}{n}}{\sin \frac{2\pi}{n}}$	$\frac{\sin \frac{\pi}{n}}{\sin \frac{3\pi}{n}}$	$\frac{\sin \frac{\pi}{n}}{\sin \frac{4\pi}{n}}$	$\frac{\sin \frac{\pi}{n}}{\sin \frac{(n-1)\pi}{n}}$	1	$T_0/2n$	$(2n-1) \cdot f_0$ $(2n+1) \cdot f_0$	$20 \cdot \log \frac{1}{2n-1}$ $20 \cdot \log \frac{1}{2n+1}$

Nachfolgend soll nun ein Beispiel für eine vollständige Erregersignalquelle, bestehend aus einer Signalquelle, die nach dem Verfahren der Sinus- Interpolation mit sinus- gewichtetem D/A- Umsetzer arbeiten soll, Interpolationstiefpass und einem geeigneten Treiberverstärker, der durch seine Beschaltung der Gegenkopplung die formulierte Anforderung nach einer Spannungsquelle konstanter Amplitude (Anforderung ①) mit niederimpedantem Quellwiderstand sicherstellt, aufgezeigt werden.

Die Erregerquelle soll für eine Arbeitsfrequenz $f_{T_A} = 2$ MHz (vgl. Fig. 1) dimensioniert werden und die Betriebsspannung für sämtliche Schaltungsteile ist identisch und beträgt $U_B = 5$ V. Im Übrigen sollen sämtliche bezüglich des HF-Generators eingangs angegebenen Anforderungen (①...④) ausnahmslos erfüllt werden. Zum Ende wird diesbezüglich eine Bilanz gezogen werden.

Die vollständig dimensionierte HF- Generatorschaltung, dargestellt in Fig. 25, besteht im linken Bereich aus den drei Timer- Ports $U_{L1}...U_{L3}$, die Teil des verwendeten μ Cs sind und eine Signalfolge gemäß Fig. 23 erzeugen.

Mit den Widerständen RN1-1; R2 und RN1-2 ist ein gemäß der zuvor aufgeführten Tabelle dimensionierter D/A- Umsetzer mit Sinus- Gewichtung und einem Interpolationsfaktor von acht entstanden. Die in Normreihen enthaltenen Widerstände sind so dimensioniert worden, dass trotz der Verwendung standardisierter Werte eine hinreichend gute Einhaltung der in der Tabelle zuvor angegebenen Widerstandsverhältnisse für die Sinus- Gewichtung gegeben ist. Obwohl prinzipiell nur die Widerstandsverhältnisse untereinander bedeutsam sind, so sind in der Praxis hinsichtlich des zu wählenden Impedanzniveaus aller drei Widerstände zusammengekommen noch folgende Dinge zu beachten:

- Die Innenwiderstände der Timer- Ports liegen typischerweise in einem Bereich von $10\ \Omega...100\ \Omega$ und können sich mit den Umgebungsbedingungen auch verändern. Damit der Einfluss des Innenwiderstands der Ports vernachlässigbar bzgl. der Sinus-Gewichtungs- Widerstände und insbesondere hinsichtlich des Verhältnisses zueinander bleibt, sind die Einzelwiderstände RN1-1; R2; RN1-2 jeweils mindestens um den Faktor 30 größer als der größte Innenwiderstand der Ports zu wählen. Als Richtgröße ist hier demnach $R_{\min} = 3\ k\Omega$ für jeden der Sinus-Gewichtungs- Widerstände angesetzt.

- Der Innenwiderstand R_i des sinus- gewichteten D/A- Umsetzers bezogen auf den Knotenpunkt 251 in Fig. 25, in dem die Gewichtungswiderstände

zusammengeschaltet sind, ergibt sich aus der Parallelschaltung der Einzelwiderstände, so dass in dieser Schaltung gilt:

$$R_i = \frac{1}{\frac{1}{R_{N1-1}} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{N1-2}}} \quad (3.6)$$

- 5 Veranschaulichen lässt sich diese Beziehung, indem der Zustand aller drei Ports betrachtet wird: Die Ports sind zu beliebigen Zeiten entweder auf 0- Potenzial (Masse) oder 1-Potenzial (Betriebsspannung U_B des μC) geschaltet. Da diese Potenziale bzgl. der erzeugten Wechselgröße von $f = 2$ MHz gleichwertig sind, bestimmt sich der äquivalente Innenwiderstand entsprechend mit Gleichung (3.6)
- 10 als Parallelschaltung aller Einzelwiderstände des Sinusfunktionsnetzwerks. Der Innenwiderstand R_i sollte angesichts der zu erzeugenden Frequenz nicht zu groß ausfallen, da hierdurch bereits Schaltkapazitäten sich eventuell amplitudenverfälschend auswirken können. Zudem ist die Dimensionierung des nachfolgenden Interpolationsfilters mit steigendem Innenwiderstand
- 15 problematischer werdend. In der Praxis ist es daher zweckmäßig, dass die Einzelwiderstände so dimensioniert werden, dass sie grob die oben genannten Mindestwerte aufweisen.

- Das auf den sinus- gewichteten D/A- Umsetzer folgende
- 20 Interpolations-Tiefpassfilter stellt eine Standard- Schaltung dar. Es handelt sich um einen verteilten π - Glied Tiefpass dessen Dimensionierung unter Berücksichtigung der abschließenden Eingangs- und Ausgangswiderstände erfolgt ist. Als Eingangswiderstand ist hierbei der Innenwiderstand R_i des sinus- gewichteten D/A- Umsetzers wirksam und als Ausgangs- bzw. Lastwiderstand
- 25 fungiert der Eingangswiderstand der nachfolgenden Verstärkerstufe. Beide Werte sind in die Dimensionierungsrechnung mit einzubeziehen, denn sie beeinflussen bekanntlich das Übertragungsverhalten der Filterschaltung nachhaltig. In Fig. 26 ist der hier vorrangig interessierende Amplitudengang der herausgelösten Filterschaltung dargestellt. Die Eingangs- und Ausgangsseitig abschließenden
- 30 Impedanzen sind hierbei äquivalent zu jenen Größen, denen das Filter auch in der Gesamtschaltung ausgesetzt ist.

Der abschließende Puffer, bzw. Treiberverstärker ist in Fig. 25 invertierend für eine Spannungsverstärkung von eins dimensioniert. Der Verstärker sorgt als Spannungsquelle beschaltet für eine niedrige Ausgangsimpedanz und somit praktisch lastunabhängig für eine Spannung konstanter Amplitude an der (primären) Erregerwicklung des Übertragers. Es wird angenommen, dass der eingesetzte Verstärker für den angestrebten Einsatzzweck die notwendigen Eigenschaften hinsichtlich Anstiegsverhalten, Verstärkungs- Bandbreite- Produkt, Stromlieferfähigkeit, etc. aufweist. Der Verstärker kann an seinem Ausgang bis an die Betriebsspannungsgrenzen angesteuert werden, d.h. im Extremfall kann bei $U_B = +5 \text{ V}$ Betriebsspannung eine Amplitude von $5 V_{SS}$ erzeugt werden. In der Praxis wird jedoch eine Aussteuerreserve vorgehalten, wodurch die tatsächliche Ausgangsamplitude geringer ausfällt. In dieser Schaltung wird die absolute Amplitude u_a an der Erregerwicklung vom Spannungsübersetzungsverhältnis des Interpolations- Tiefpassfilters im Durchlassbereich bestimmt. Das Spannungsübersetzungsverhältnis wiederum wird bestimmt durch den Spannungsteiler, der sich aus dem Innenwiderstand R_i des sinus- gewichtetem D/A- Umsetzers und dem Eingangswiderstand des Verstärkers V_2 zusammensetzt. Die zu erwartende (konstante) Ausgangsamplitude lässt sich somit wie folgt ermitteln:

$$u_a = \frac{U_B}{\frac{R_i}{RN1-3} + 1} \quad (3.7)$$

Das Einsetzen der bekannten Größen bei $U_B = +5 \text{ V}$ Betriebsspannung liefert eine Ausgangsspannung von $u_a = 3,86 V_{SS}$. Bei einer gemeinsamen Betriebsspannung aller Schaltungsteile von $U_B = +5 \text{ V}$ erhält man die Aussteuerreserve:

$$\Delta A_{\max} = \left| 20 \cdot \lg \frac{u_a}{U_B} \right| \quad (3.8)$$

die sich nach Einsetzen der Größen zu $\Delta A_{\max} = 2,23 \text{ dB}$ ergibt.

Trotz des bereits sehr einfachen Aufbaus des Signalgenerators, wurde bei der Dimensionierung der Bauelemente auch der ökonomische Aspekt berücksichtigt. So konnte durch geschickte Dimensionierung erreicht werden, ohne die Leistungsfähigkeit der Schaltung zu beeinträchtigen, dass vier Widerstände den

gleichen Wert annehmen und somit physisch zusammenfassbar sind. Konkret wird für RN1-1...RN1-4 anstelle von vier Einzelwiderständen, ein 4-fach Widerstandsarray eingesetzt.

→ Ersparnis: 3 zu bestückende Widerstände.

- 5 Die Anzahl der zu bestückenden Bauelemente ist hierdurch minimiert und die Fertigung der Baugruppe vereinfacht worden.

Der vollständig betriebsfertige HF- Signalgenerator soll abschließend noch in Bezug auf die gestellten Anforderungen ①...④ überprüft werden.

10

①: Die Erregerfrequenz ist frei einstellbar und leitet sich per natürlichzahligen Teilerfaktor aus dem Systemtakt des μC ab. Die beispielhaft gewählte Erregerfrequenz $f_{T_A} = 2 \text{ MHz}$ ist jedoch international freigegeben.

- 15 ②: Von der Ausgangsspannung des vollständigen HF- Signalgenerators gemäß Fig. 25 wurde eine Spektralanalyse angefertigt (Fig. 27). Mit über 60 dBc Harmonischenabstand wird nicht nur die Anforderung erfüllt. Es stellt sich darüber hinaus noch eine Reserve von über 10 dB ein, die in der Praxis nützlich ist um Parameterschwankungen (Toleranzen) zu begegnen.

20

③: Der mit Sinus- Interpolation arbeitende Signalgenerator wird mit Rechtecksignalen betrieben, die ursprünglich aus dem μC Systemtakt durch Frequenzteilung entstanden sind. Durch die gemeinsame Zeitbasis ist automatisch sichergestellt, dass die erzeugte Erregerfrequenz über feste natürlichzahlige Faktoren stets frequenzsynchron zu den übrigen im Sensorsystem verwendeten Frequenzen ist.

25

④: Aufgrund des eingesetzten Pufferverstärkers V2, der als niederimpedante Spannungsquelle beschaltet ist, bleibt die Amplitude der Ausgangsspannung nahezu unabhängig von der Last stets auf konstantem Niveau. Darüber hinaus sorgt der Verstärker für eine Entkopplung des Tiefpassfilters von der Last, das dadurch stets konstante und definierte Impedanzverhältnisse an seinem Ein- und

30

Ausgang vorfindet und somit ein sehr deterministisches Übertragungsverhalten annehmen kann. Damit ist auch die zu erwartende Ausgangsamplitude, wie bei Signalgeneratoren auf digitaler Basis generell, präzise vorhersagbar, denn sie wird wie Gleichung (3.7) zeigt, im Wesentlichen nur von wenigen engtolerierten Widerständen bestimmt.

Nachfolgend werden Maßnahmen zur Sicherheit für einen Positionssensor mit höchstem Sicherheitsanspruch erörtert.

An Sensoren für höchste Sicherheitsansprüche wird die Anforderung erhoben in der Lage zu sein, in praktisch jeder nur erdenklichen Fehlersituation, die zu einer Veränderung der Sensorausgangsgröße in Relation zur tatsächlich zu sensierenden Größe führt, den Fehlerzustand anzuzeigen, so dass übergeordnete, das Sensorsignal weiterverarbeitende Systeme entsprechende Maßnahmen daraus ableiten können.

Problematisch eine sichere Erkennbarkeit der Fehlerzustände nachzuweisen und in der Praxis das Sensorsystem auch sicher erkennbar zu gestalten, sind die sogenannten „Fehler gleichen Ursprungs“, bei denen eine Fehlerursache das Sensorsignal verändert, ohne dass der Sensor in der Lage ist, diese zur Anzeige zu bringen. Diesem Fehlertypus kann man auf verschiedene Art begegnen:

- Durch vielfache Ausführung des Sensorsystems, bei dem zwei oder mehr Sensorpfade eine Vergleichsgröße für den jeweils anderen Pfad darstellen (Redundanz).
- Durch Anreicherung des Sensorsystems mit geeigneten unabhängigen Fehlerdiagnoseverfahren.

In dem hier diskutierten Sensorsystem, sollen vorzugsweise beide Methoden implementiert werden, die schlussendlich einer Anwendung mit höchstem Sicherheitsanspruch genügen.

Eine einfache, wenn auch unter ökonomischen Gesichtspunkten nicht unbedingt die vorteilhafteste Methode einen Großteil der „Fehler gemeinsamen Ursprungs“

erkennbar zu machen, ist die zweipfadige, vollredundante Ausführung des Sensorsystems, wie sie in Fig. 28 skizziert ist. Im Prinzip steht hierdurch bei einem einwirkenden Einzelfehler stets ein Referenzsensorpfad zur Verfügung, der zur Fehlerplausibilisierung durch Vergleich der beiden Sensorausgangsgrößen herangezogen werden kann. Dabei ist die bloße Einführung von Redundanz im Sinne von mehrpfadiger Vervielfältigung absolut identischer Sensorsysteme für höchste Sicherheitsansprüche nicht ausreichend. Dies ist darauf zurückzuführen, dass prinzipiell von im Sensorsystem enthaltenen latenten Fehlern ausgegangen werden muss, die, sofern sie in Erscheinung treten, bei identisch gestalteten Pfaden auch einen gleichen Fehlerzustand in Bezug auf die zu vergleichende Ausgangsgröße erzeugen und ein Vergleich dann nicht mehr sinnvoll ist.

Ein anderer Grund sind Einzelfehler die „global“, d.h. gleichmäßig in beide in sämtlichen Parametern identisch gestalteten Pfade einwirken und dadurch auch ein identisches Fehlerbild bzgl. der Ausgangsgröße, das unerkannt bleibt, erzeugen (EMV). Trotz vollredundanter Ausführung, ist in solchen Fällen das Entstehen von unerkannten „Fehlern gleichen Ursprungs“, nicht vermeidbar. Diesen Erscheinungen soll in diesem Sensorsystem begegnet werden, indem zwar grundsätzlich das Mittel der Redundanz zum Einsatz kommt, jedoch zusätzlich eine Asymmetrie in der Dimensionierung der Parameter, bezogen auf Fig. 28, zwischen Pfad A und Pfad B eingeführt wird.

Konkret sind sämtliche erzeugten direkten und in dem Signalpfad abgeleiteten Frequenzen davon betroffen. Dies äußert sich dadurch, dass zunächst die beiden Erreger-Trägerfrequenzen f_{T_A} und f_{T_B} ungleich dimensioniert werden ($f_{T_A} \neq f_{T_B}$), was bei resonantem Positionsgeber unmittelbar zu hinsichtlich der Resonanzfrequenz unterschiedlich dimensionierten Positionsgebern 2812 und 2824 (die Resonanzfrequenz ist jeweils abgestimmt auf die pfadbezogene Erregerfrequenz) führt. Weiterhin sind die Überlagerungsfrequenzen f_{LO_A} und f_{LO_B} so ausgewählt, dass diese in der Regel ebenfalls ungleich ($f_{LO_A} \neq f_{LO_B}$) insbesondere jedoch so dimensioniert sind, dass die sich ergebenden Zwischenfrequenzen in Pfad A und Pfad B (e_{ZF1A} ; e_{ZF2A} und e_{ZF1B} ; e_{ZF2B}) unterschiedlich sind. Daraus sollen in der Folge auch unterschiedlich parametrisierte

Goertzel Filter, z.B. in Bezug auf Abtastfrequenz, Mittenfrequenz und Blocklänge 2803; 2804 gegenüber 2815; 2817 entstehen, so dass einwirkende „Ein- Frequenz- Störer“, die von außen in das Sensorsystem in den analogen Bereich einstrahlen, zu erkennbar unterschiedlichen Positionsausgangsgrößen in Pfad A 2811 und Pfad

5 B 2813 führen. Latente Fehler im Bereich der digitalen Signalverarbeitung sollen systematisch infolge der deutlich unterschiedlichen Parametrierung der beiden Pfade ebenfalls durch resultierende unterschiedliche Positionswerte (Pfad A gegenüber Pfad B) aufgedeckt werden.

10 Trotz der stark asymmetrisch redundanten Auslegung können in der Praxis restliche „Fehler gemeinsamen Ursprungs“ verbleiben, die von der Systemauslegung nach Fig. 28 nicht unbedingt aufgefangen werden. Hierzu gehören beispielsweise Fehlerzustände, die auf eine mechanische Positionierung der redundanten jedoch mechanisch verkoppelten Positionsgeber, bzw. deren Luftspalts zu den ortsfest

15 angebrachten Leiterstrukturen beruhen. Nehmen beide Luftspalte, d.h. sowohl der Luftspalt Leiterstruktur $\leftrightarrow$ Positionsgeber im Pfad A als auch der Luftspalt Leiterstruktur $\leftrightarrow$ Positionsgeber im Pfad B Größen an, die oberhalb des Maximalluftspalts für fehlerfreie Positionserfassung liegen, so sind beide Positionsgrößen 2811 und 2813 in Fig. 28 fehlerhaft, wobei eine Diagnose, d.h. eine

20 Anzeigemöglichkeit des Fehlerzustands zunächst ausbleibt.

Unter der Annahme, dass eine symmetrische Zwei- Signal Leiterstruktur, z.B. gemäß Fig. 12 zur Anwendung kommt, kann auf das Summensignal e_{SUM_A} des Pfades A, bzw. e_{SUM_B} des Pfades B zurückgegriffen werden. Das Summensignal,

25 dargestellt als normierter Funktionsverlauf über der normierten Referenzposition 298 in Fig. 29, zeigt bei konstanter primärer Erregerspannungsamplitude ($e_{EXT_A} = \text{const.}$, bzw. $e_{EXT_B} = \text{const.}$) einen deterministischen Verlauf im regulären, d.h. fehlerfreien Betrieb (Graf 294), und, dank der symmetrischen Leiterstruktur, einen deutlich kleineren Funktionswert e_{SUM_A} , bzw. e_{SUM_B} , wenn der Luftspalt

30 Leiterstruktur $\leftrightarrow$ Positionsgeber übermäßig groß geworden ist (Graf 295). Somit nimmt die Größe e_{SUM_A} , bzw. e_{SUM_B} bei der symmetrischen Leiterstruktur, anders als bei vielen Magneto- Induktiven Sensoren, im Fehlerfalle einen Wert an, der nicht Teil des Wertebereichs im regulären, fehlerfreien Betrieb ist. Dies hat die positive

Folge, dass ein vereinfachtes Verfahren zur Diagnose des übermäßig vergrößerten Luftspalts zur Anwendung kommen kann. Hierzu wird das ohnehin im Rahmen der Positionsberechnung vorliegende Summensignal $e_{\text{SUM_A}}$, bzw. $e_{\text{SUM_B}}$ gemäß Fig. 29 mit einem Grenzwert 293 als Entscheiderschwelle verglichen, wobei sodann
5 bzgl. des Fehlerzustandes gilt:

- Das Summensignal $e_{\text{SUM_A}}$, bzw. $e_{\text{SUM_B}}$ ist größer als der Grenzwert der Entscheiderschwelle 293 → Das Sensorsystem befindet sich im regulären, fehlerfreien Betriebszustand.

- Das Summensignal $e_{\text{SUM_A}}$, bzw. $e_{\text{SUM_B}}$ ist kleiner als der Grenzwert der Entscheiderschwelle 293 → Das Sensorsystem befindet sich im Fehlerzustand.

Mit der Diagnose- Reserve 297 gegenüber dem Funktionsminimum 292 in Fig. 29
15 wird nun der Sicherheitsabstand des norm. Summensignals 291 bzgl. einer Fehleranzeige trotz regulärem Betriebs angegeben. Die Diagnose- Reserve 296 zeigt entsprechend den Sicherheitsabstand des norm. Summensignals bzgl. keiner Fehleranzeige trotz Fehlerzustands auf.

20 Für eine möglichst robuste Arbeitsweise dieses Diagnoseverfahrens sollten die Diagnose-Reserven 296 und 297 beide möglichst groß ausfallen. Da sich beide Größen invers zueinander verhalten, ist ein Kompromiss bzgl. der Lage der Entscheiderschwelle 293 einzugehen.

25 Die Diagnosefähigkeit des obigen Verfahrens beschränkt sich nicht nur auf die Diagnose übermäßig großer Luftspalte Leiterstruktur ↔ Positionsgeber, sondern es ist auch für die Diagnose eines jedweden summensignalverändernden Fehlerzustands geeignet. Hierzu gehören z.B. ein Defekt in der Primär-Erregersignalerzeugung (die Amplitude ist zu klein) oder auch ein Defekt des
30 resonanten Positionsgebers (der Positionsgeber ist bzgl. der Resonanzfrequenz verstimmt oder allgemein defekt, so dass er im Bereich der Erregerfrequenz keine Unsymmetrie mehr in der Leiterstruktur erzeugen kann).

In Anlehnung an die oben dargestellten Ausführungen, sei, rein beispielhaft, der mögliche schematische Aufbau eines derartigen Sensorsystems aufgezeigt. In Fig. 30 sind hierzu die folgenden wesentlichen Komponenten dargestellt:

- 5 301: Symmetrische Leiterstruktur Pfad A (eine Verkürzung, bzw. Optimierung der Strukturlänge nach Fig.14 ⑥ ist nicht berücksichtigt).
- 302: Elektrischer Steckverbinder.
- 303: Symmetrische Leiterstruktur Pfad B (eine Verkürzung, bzw. Optimierung der Strukturlänge nach Fig.14 ⑥ ist nicht berücksichtigt).
- 10 304: Positionsgeber Pfad B.
- 305: Basisleiterplatte als Träger für Bauelemente und beide Leiterstrukturen.
- 306: Positionsgeber Pfad A.

Patentansprüche

1. Hochfrequenzgenerator zur Erzeugung eines Erregersignals für einen induktiven Sensor, umfassend
- 5 - einen Signalgenerator, wobei der Signalgenerator wenigstens zwei Timer-Ports eines Mikrocontrollers umfasst, von denen jeder zur Erzeugung eines zeitsymmetrischen Rechtecksignals ($u_{L1} \dots u_{L3}$) mit einer Erregerfrequenz (f_0) so ausgebildet ist, dass die Rechtecksignale des ersten zum zweiten und die Rechtecksignale des zweiten zum dritten Timer-Port zueinander jeweils eine
- 10 Zeitverzögerung (t_d) aufweisen, die einem definierten Bruchteil der Periodendauer des Erregersignals entspricht,
- wenigstens zwei Widerstände (R_{N1-1} ; R_2 ; R_{N1-2}) des Mikrocontrollers, die einen Digital-nach-Analog-Umsetzer bilden, wobei die Widerstände (R_{N1-1} ; R_2 ; R_{N1-2}) mit einem gemeinsamen Knotenpunkt elektrisch leitend verbunden sind und deren
- 15 Widerstandsverhältnisse untereinander so ausgebildet sind, dass die parallel zugeführten zeitverzögerten Rechtecksignale der Timer-Ports an dem gemeinsamen Knotenpunkt zu einem sinus-interpolierten Signal (u_a) umgeformt werden.
- 20 2. Hochfrequenzgenerator gemäß Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Signalgenerator und die Widerstände des Mikrocontrollers so ausgebildet sind, dass das sinus-interpolierte Signal (u_a) durch diskrete, zeitlich äquidistant angeordnete Funktionswerte gebildet wird, die jeweils gegenüber der angenäherten Sinusfunktion zeitlich verschoben bzw. verzerrt sind, insbesondere um
- 25 grundwellennahe Harmonische zu unterdrücken.
3. Hochfrequenzgenerator gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Signalgenerator dazu ausgebildet ist, die Rechtecksignale an den Timer-Ports zu bilden indem diese aus dem Systemtakt
- 30 des Mikrocontrollers durch Frequenzteilung abgeleitet werden.
4. Hochfrequenzgenerator gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass bei einer ganzzahligen Anzahl von n unterschiedlichen

Stufen pro Erregersignalperiode (T_0) zur Bildung des sinus-interpolierten Signals (u_a) der Wert des ganzzahligen Interpolationsfaktors (T_0/t_d), der das Verhältnis der Erregersignalperiode (T_0) zur Zeitverzögerung (t_d) beschreibt, den doppelten Wert von n einnimmt.

5

5. Hochfrequenzgenerator gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die ohmschen Widerstandswerte der einzelnen Widerstände (R_{N1-1} ; R_2 ; R_{N1-2}) jeweils mindestens um den Faktor 30 größer sind als der größte Innenwiderstand der jeweiligen Timer-Ports.

10

6. Hochfrequenzgenerator gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, gekennzeichnet durch einen dem Digital-nach-Analog-Umsetzer nachgeschalteten Interpolations-Tiefpassfilter.

15

7. Hochfrequenzgenerator gemäß Anspruch 6, gekennzeichnet durch einen dem Interpolations-Tiefpassfilter nachgeschalteten Puffer- bzw. Treiberverstärker, der insbesondere als niederimpedante Spannungsquelle beschaltet ist.

20

8. Hochfrequenzgenerator gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass mehrere Widerstände jeweils den gleichen Wert einnehmen und in einem Widerstandsarray zusammengefasst sind.

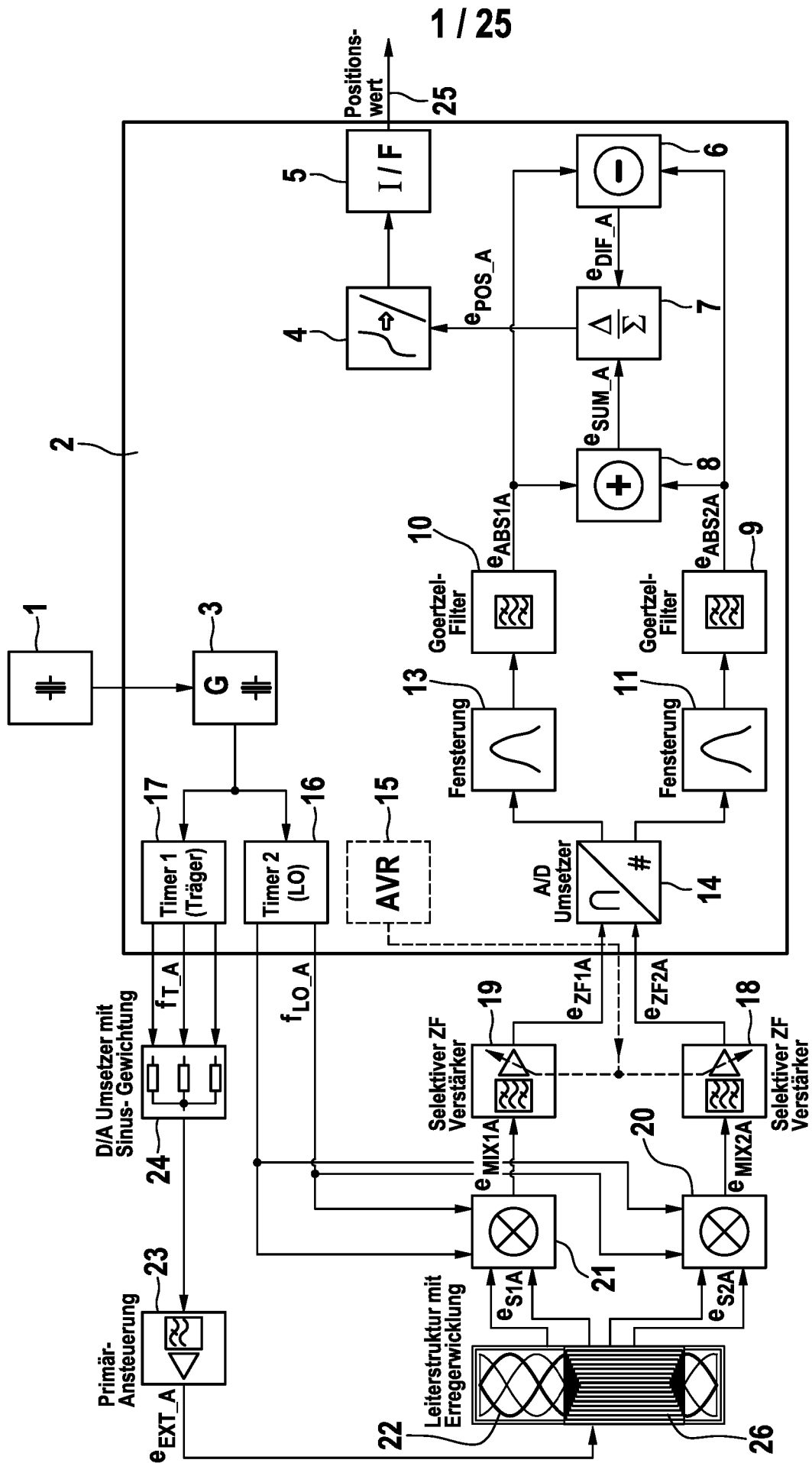


FIG. 1

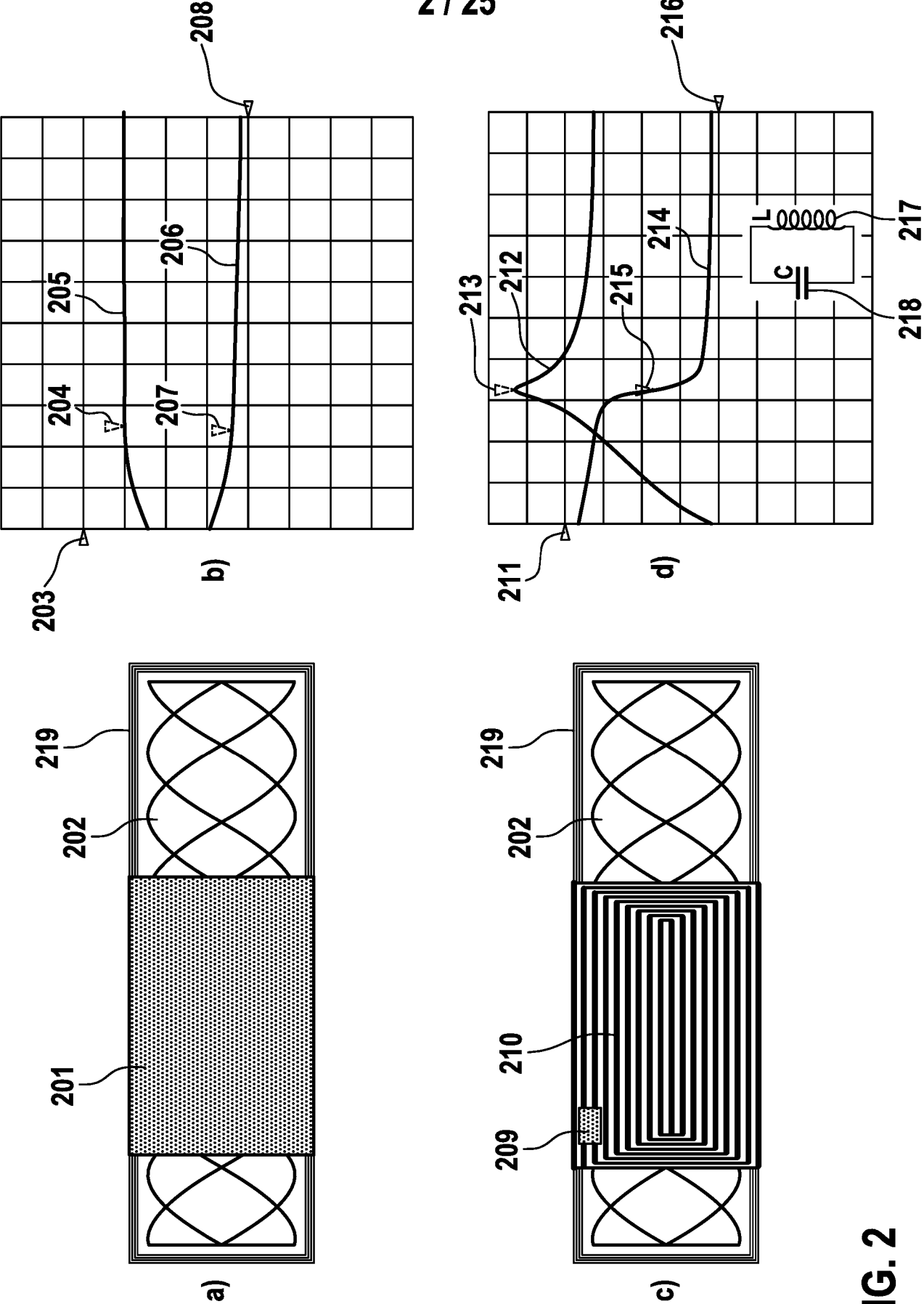


FIG. 2

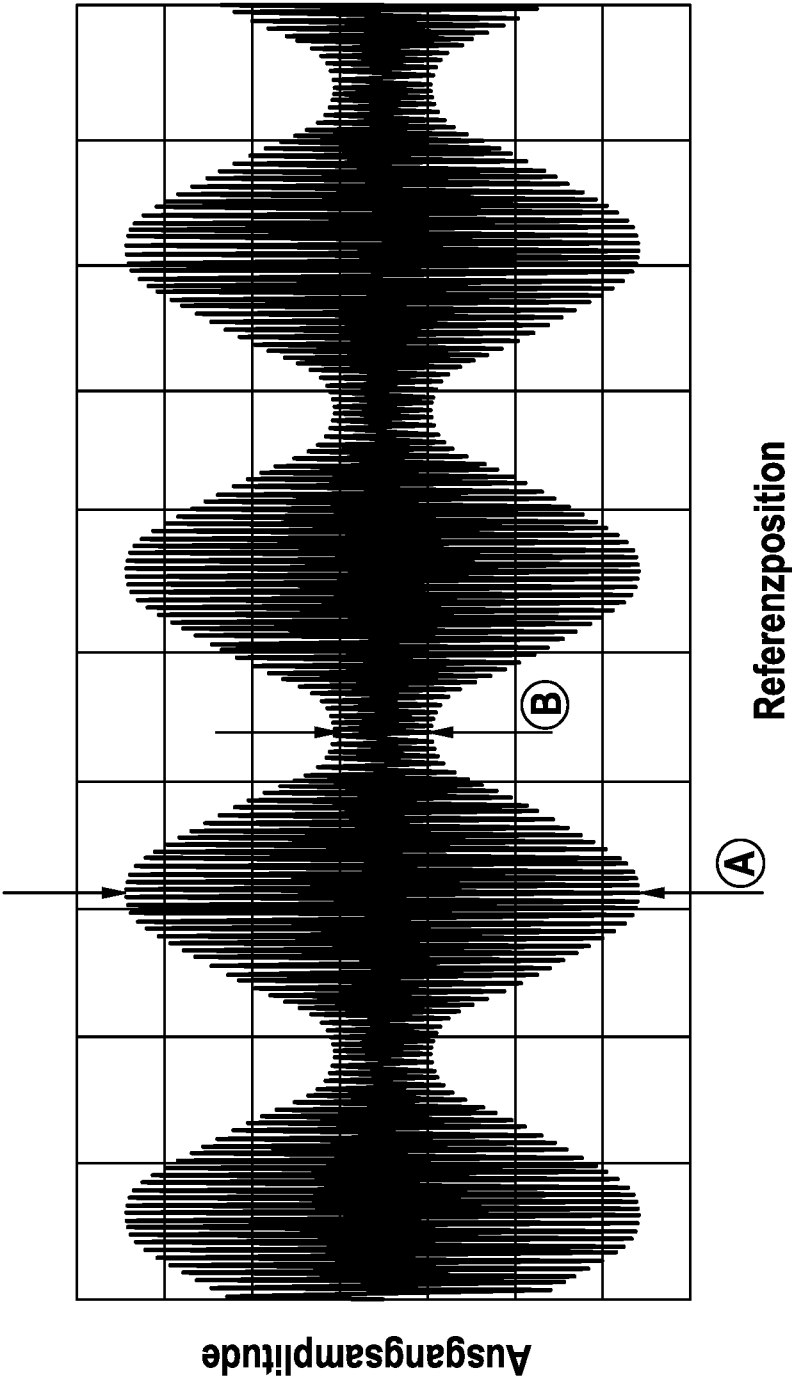


FIG. 3

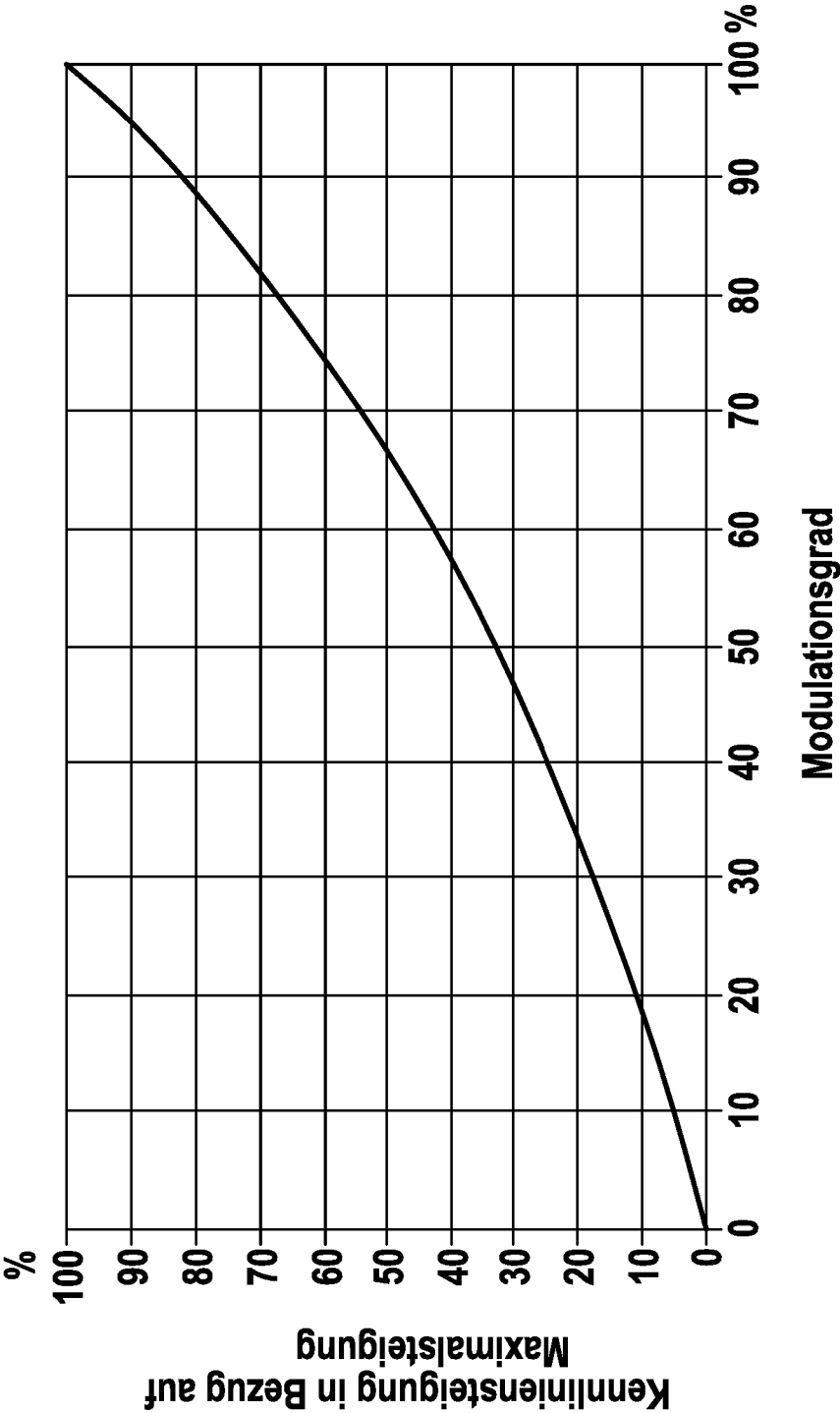


FIG. 4

5 / 25

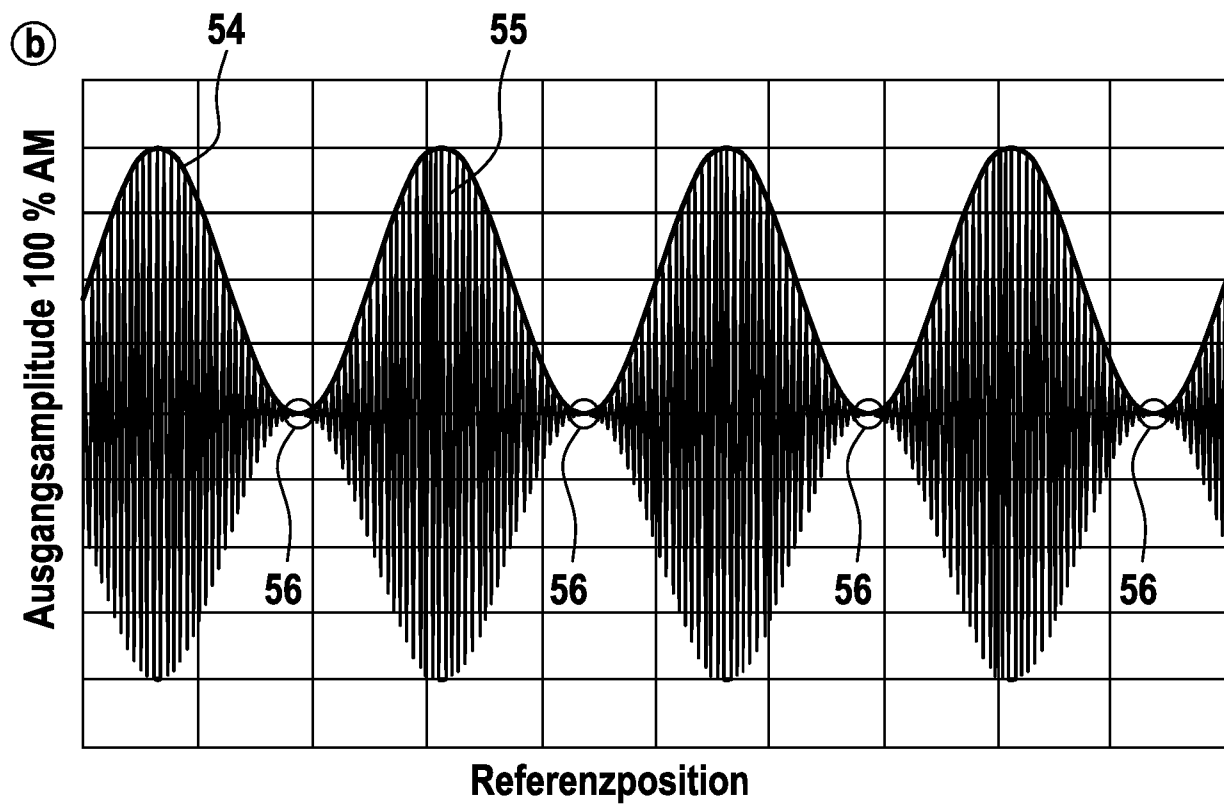
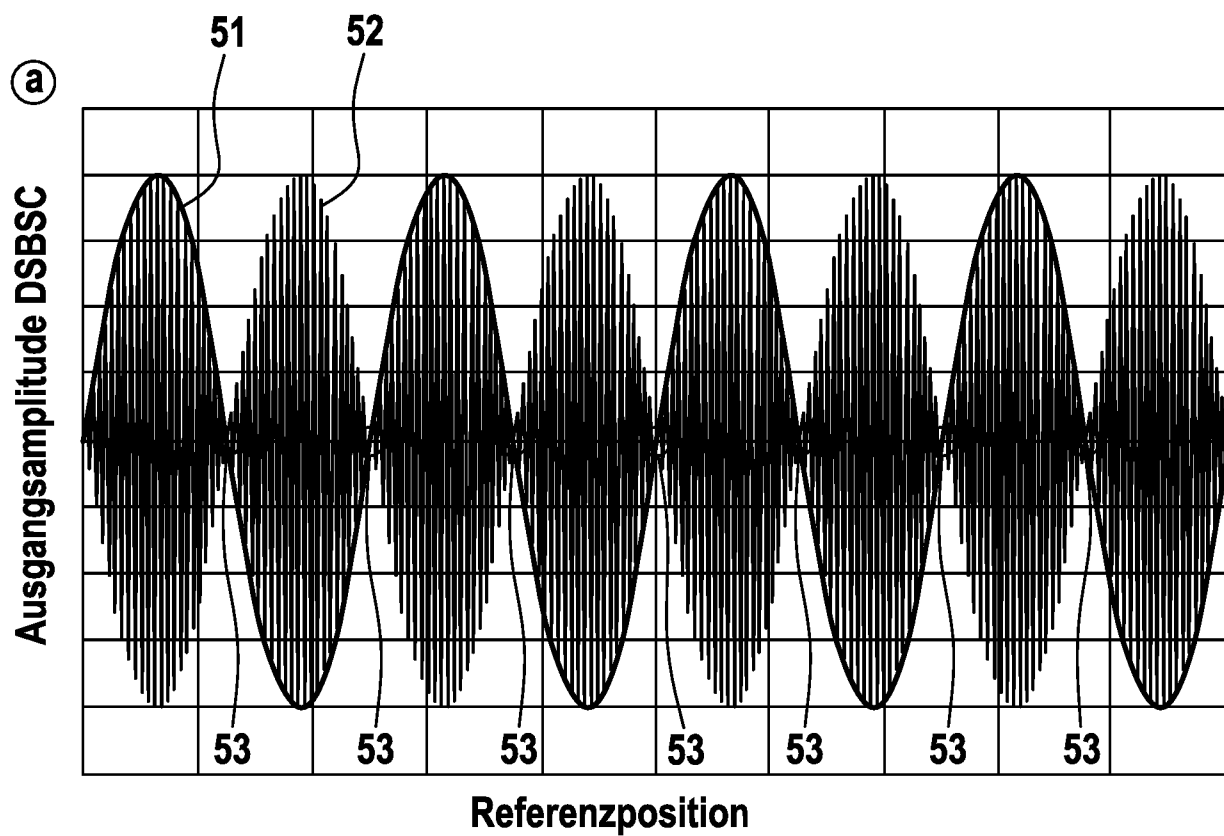
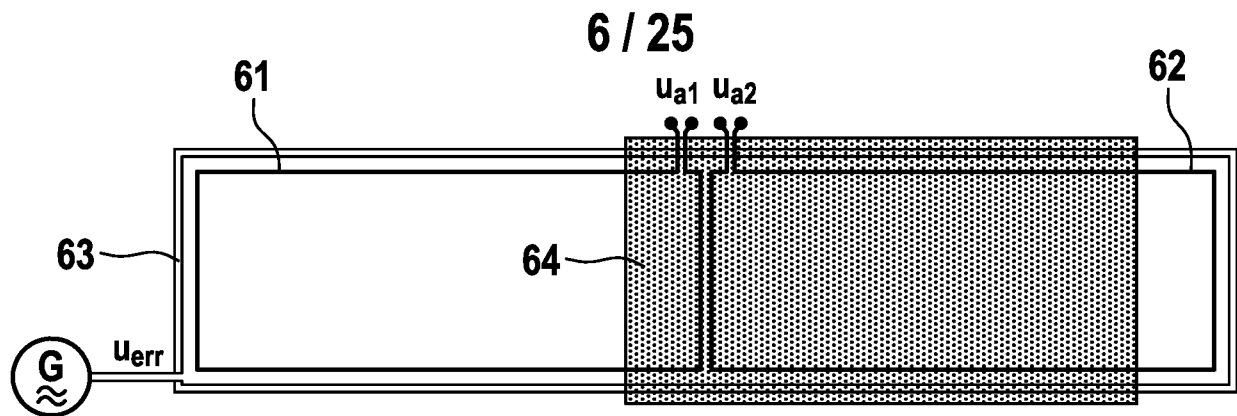
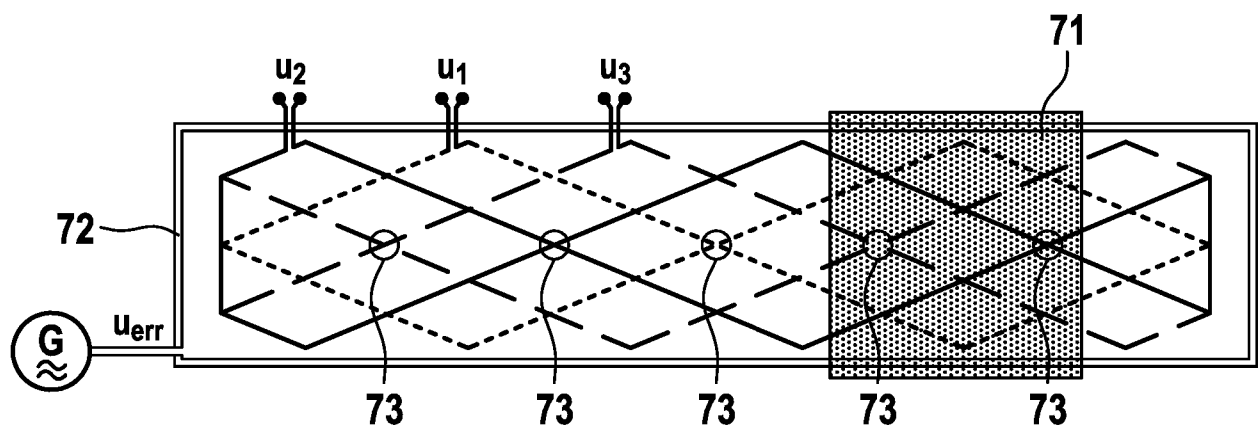
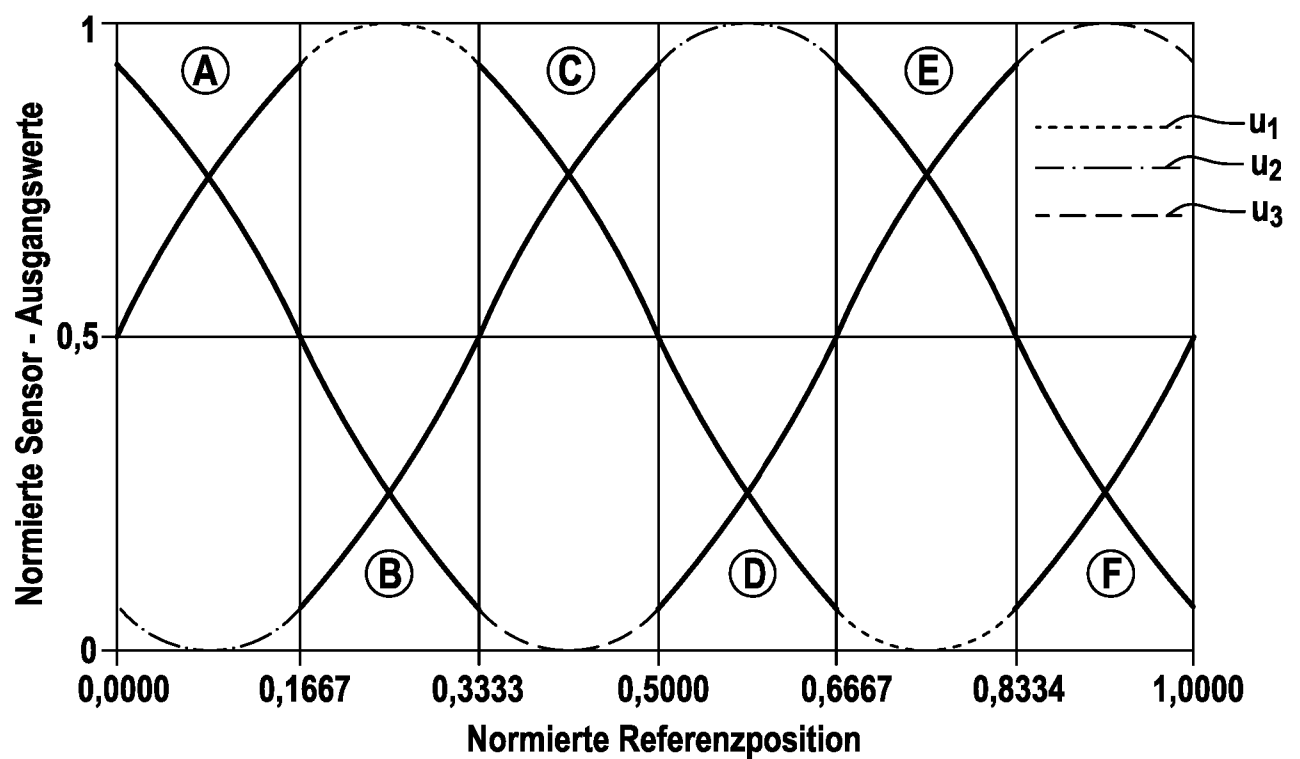


FIG. 5

**FIG. 6****FIG. 7****FIG. 8**

7 / 25

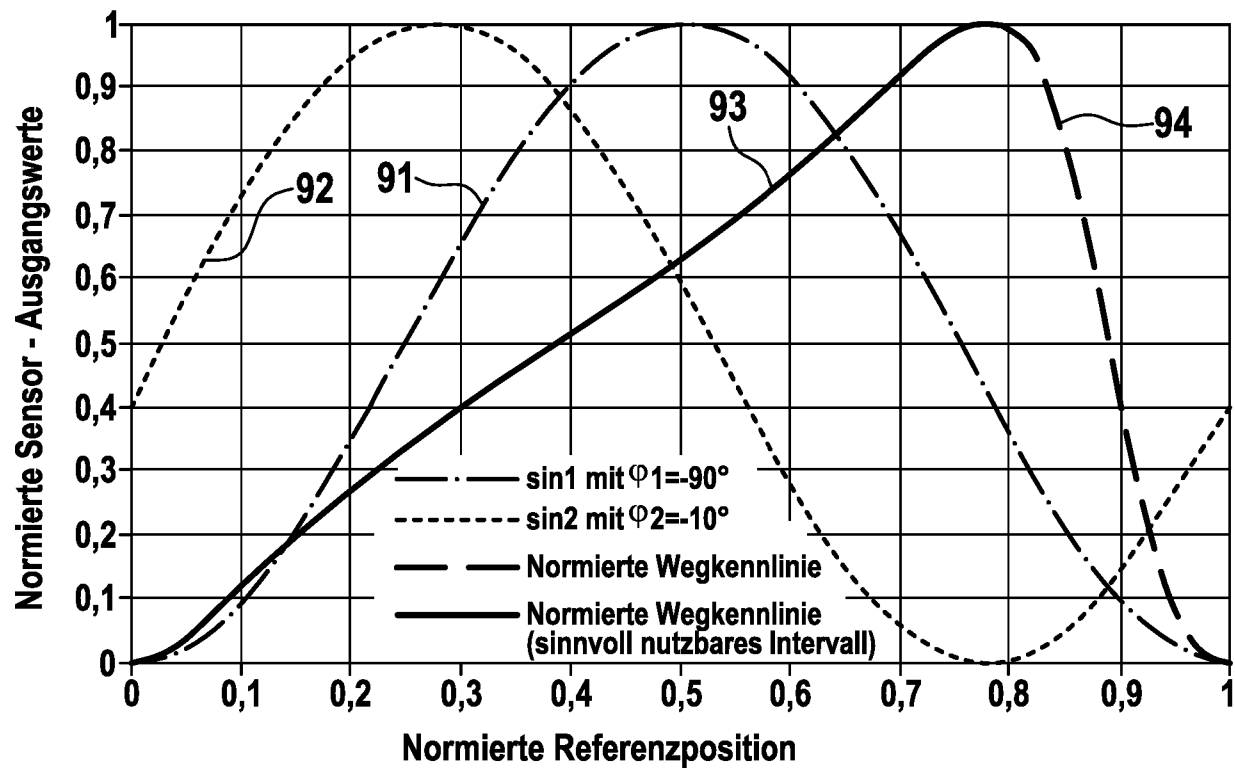


FIG. 9

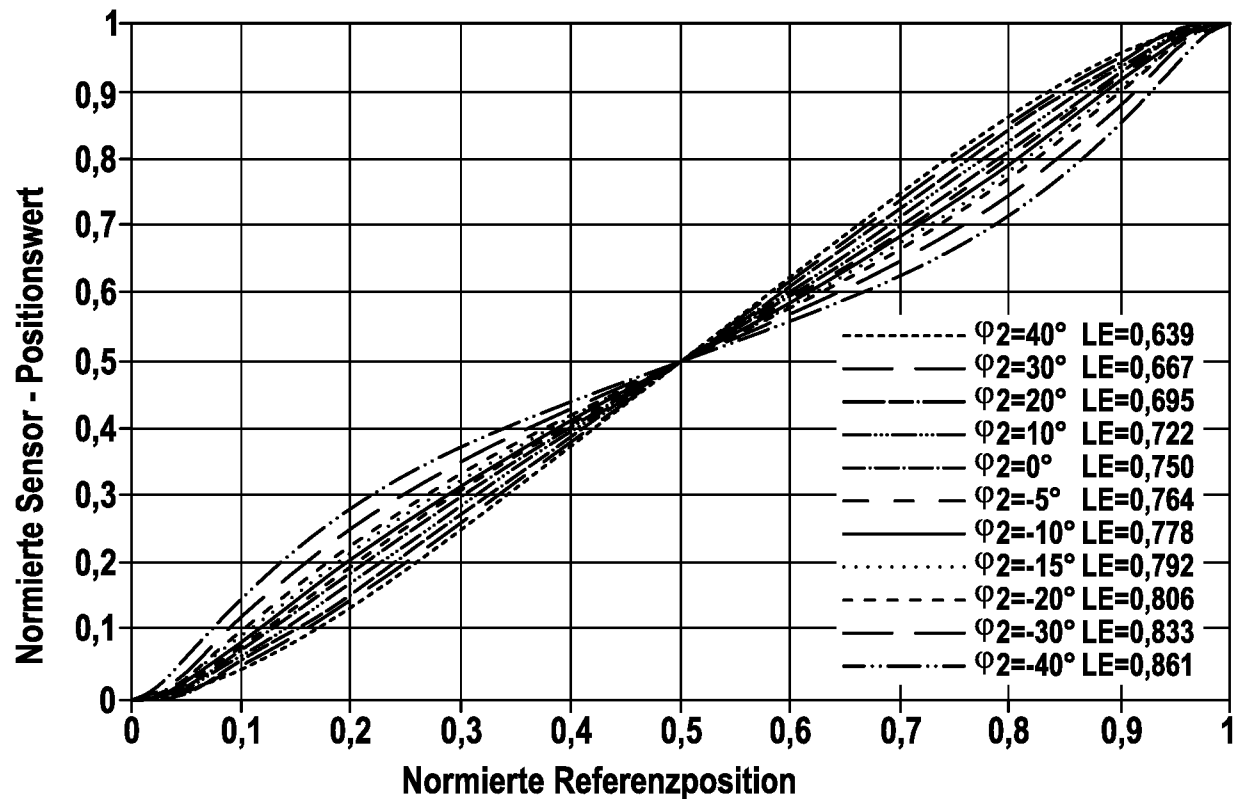


FIG. 10

8 / 25

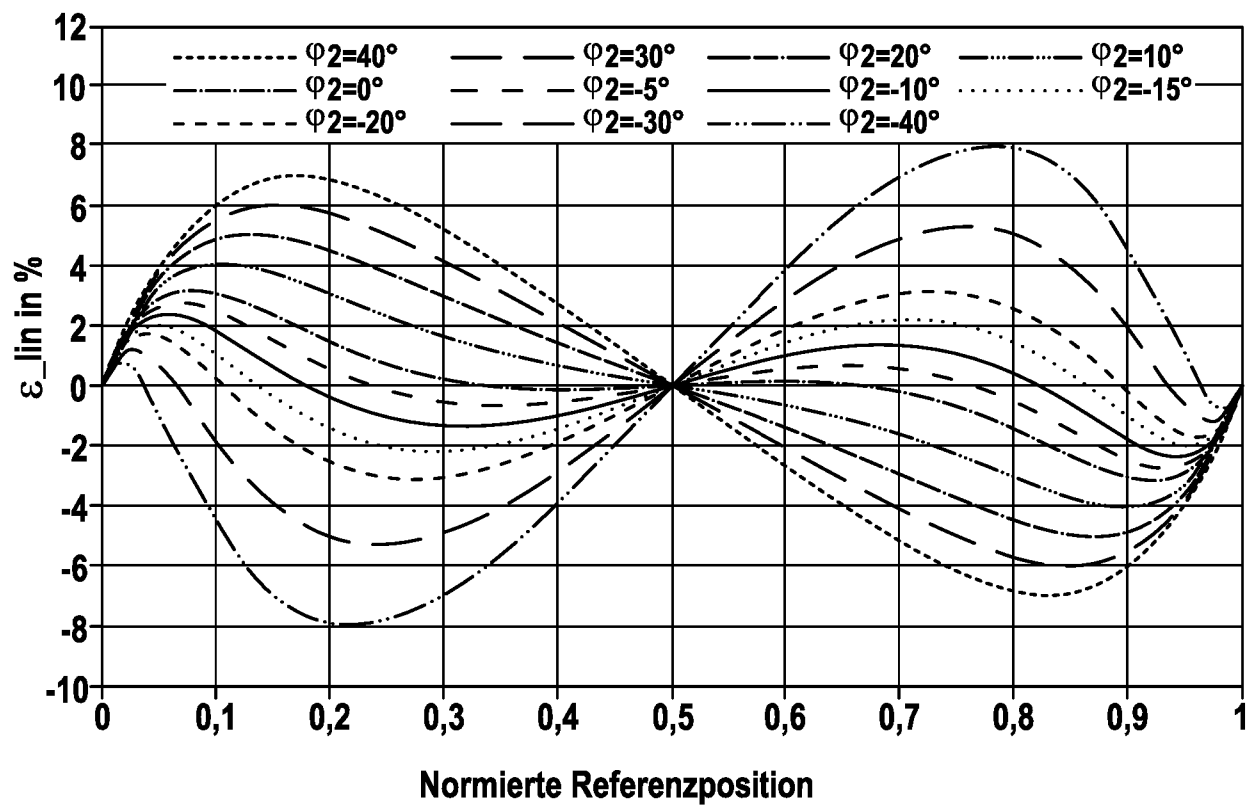


FIG. 11

9 / 25

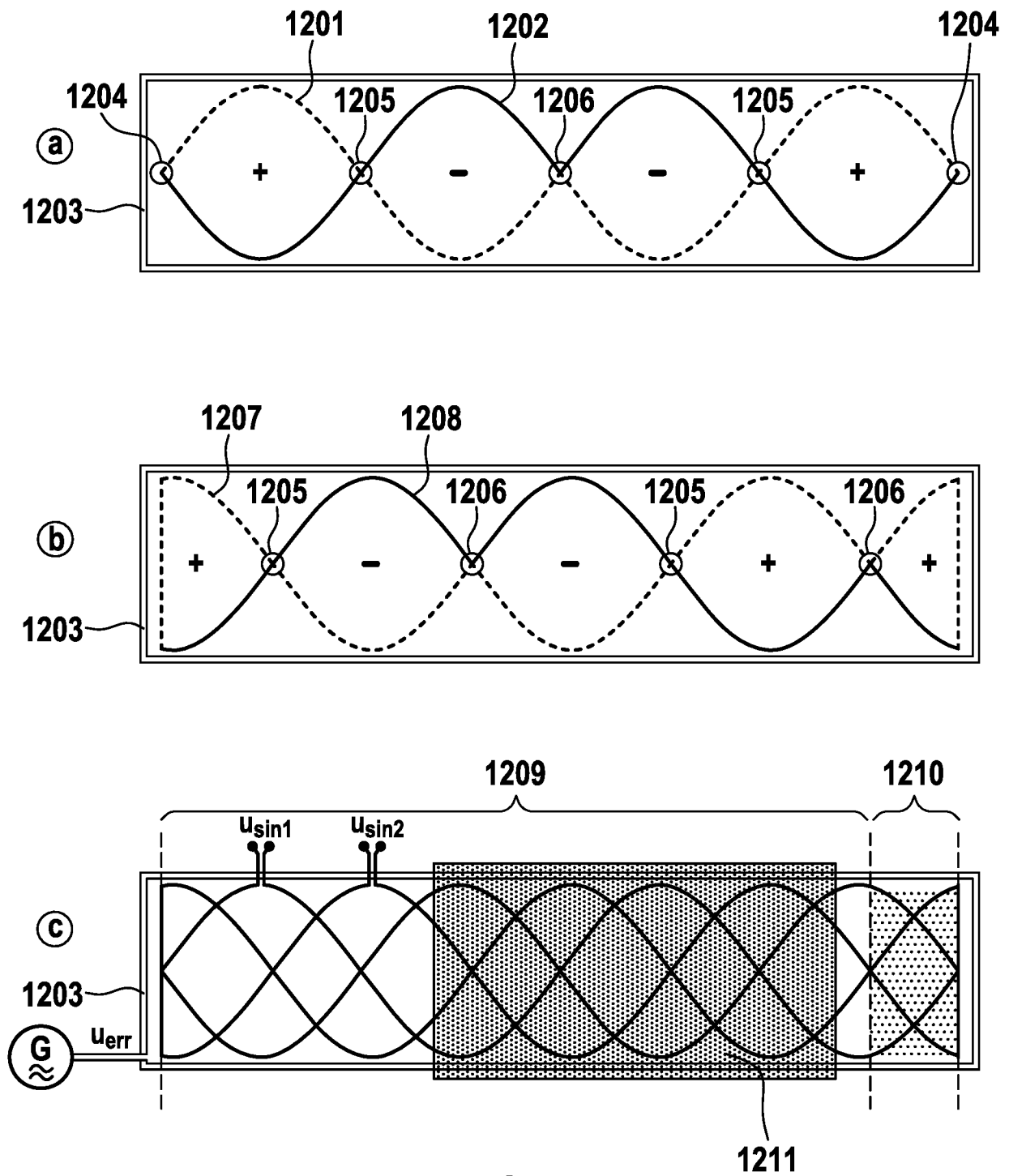


FIG. 12

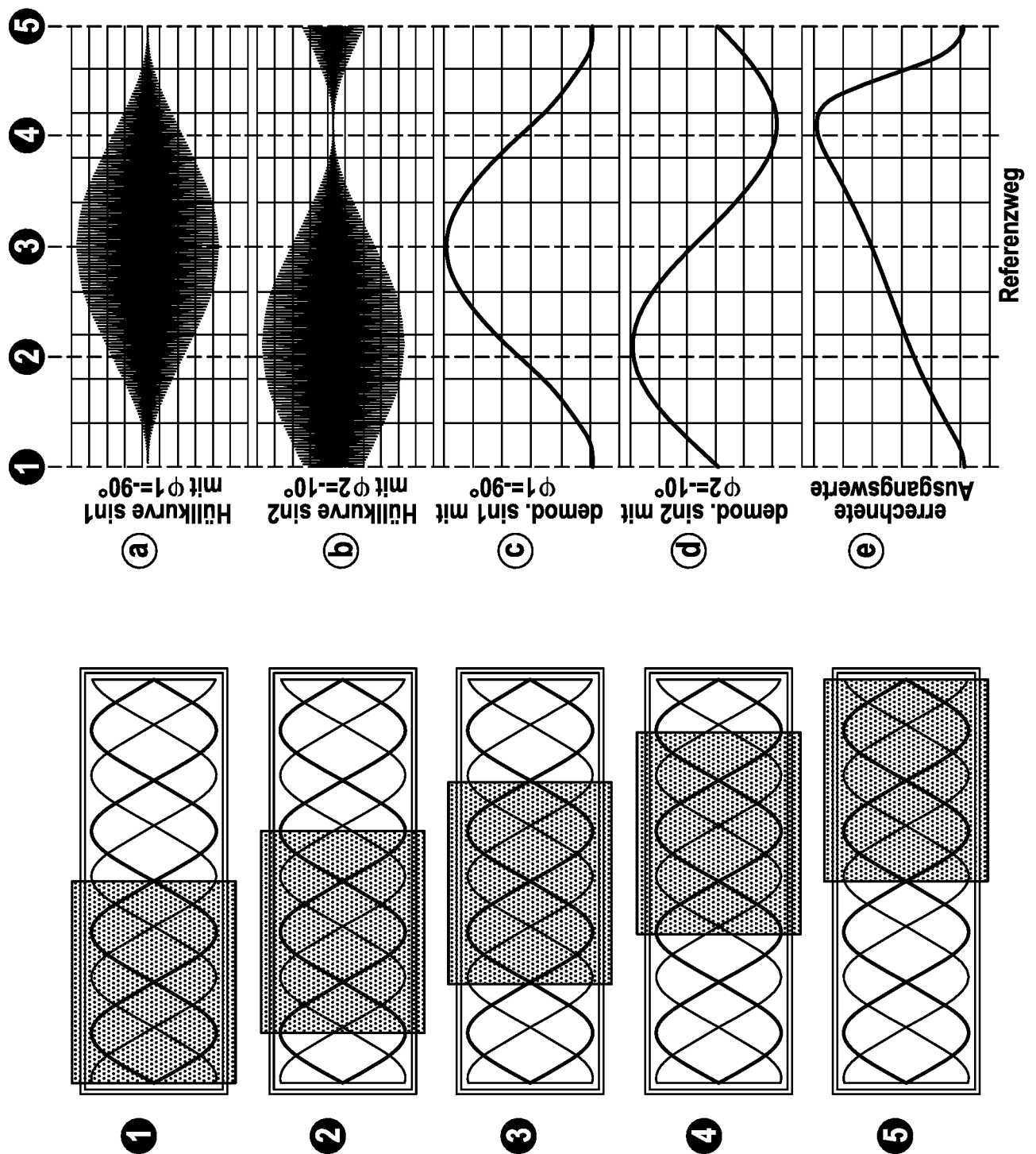


FIG. 13

11 / 25

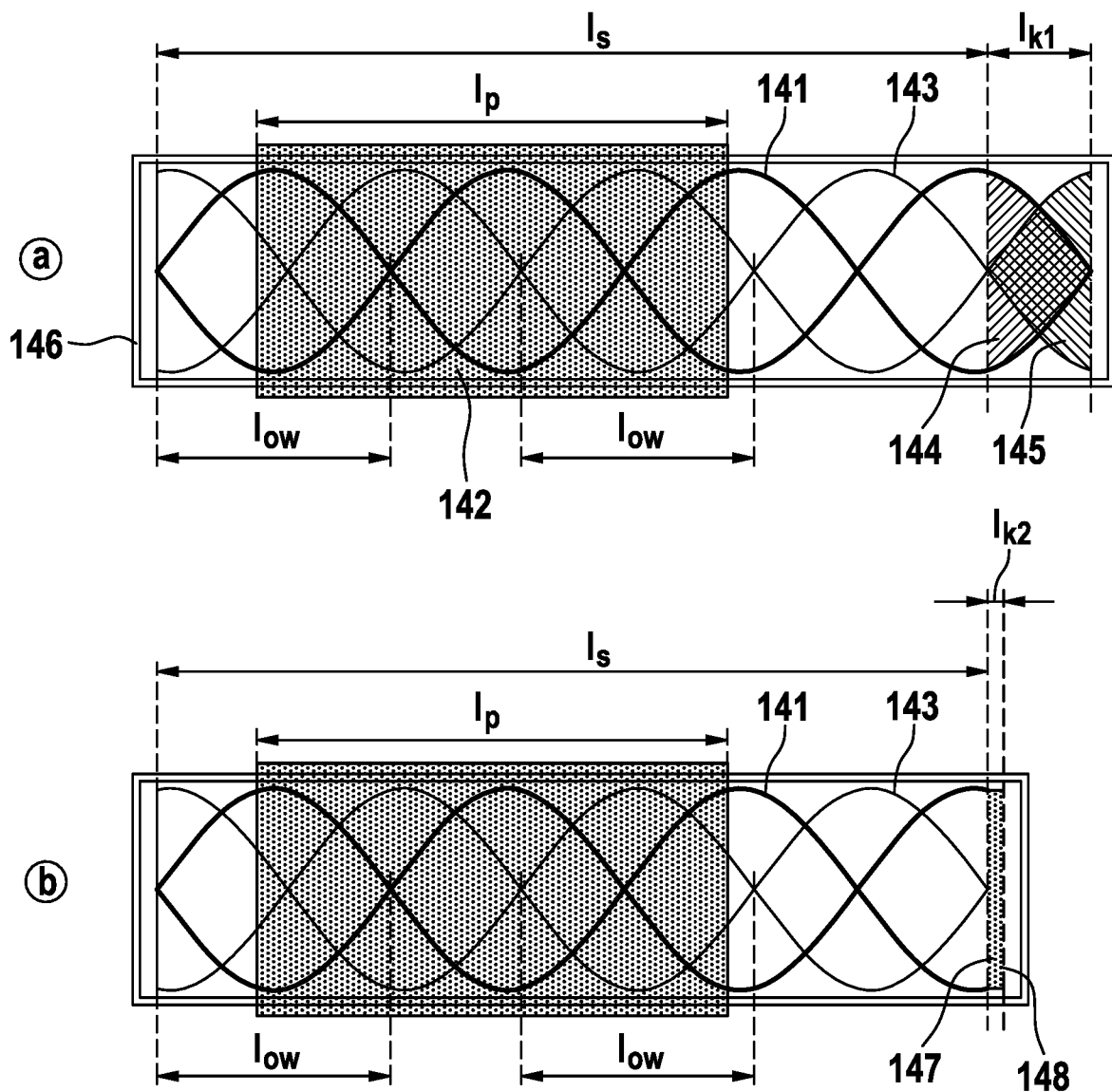


FIG. 14

12 / 25

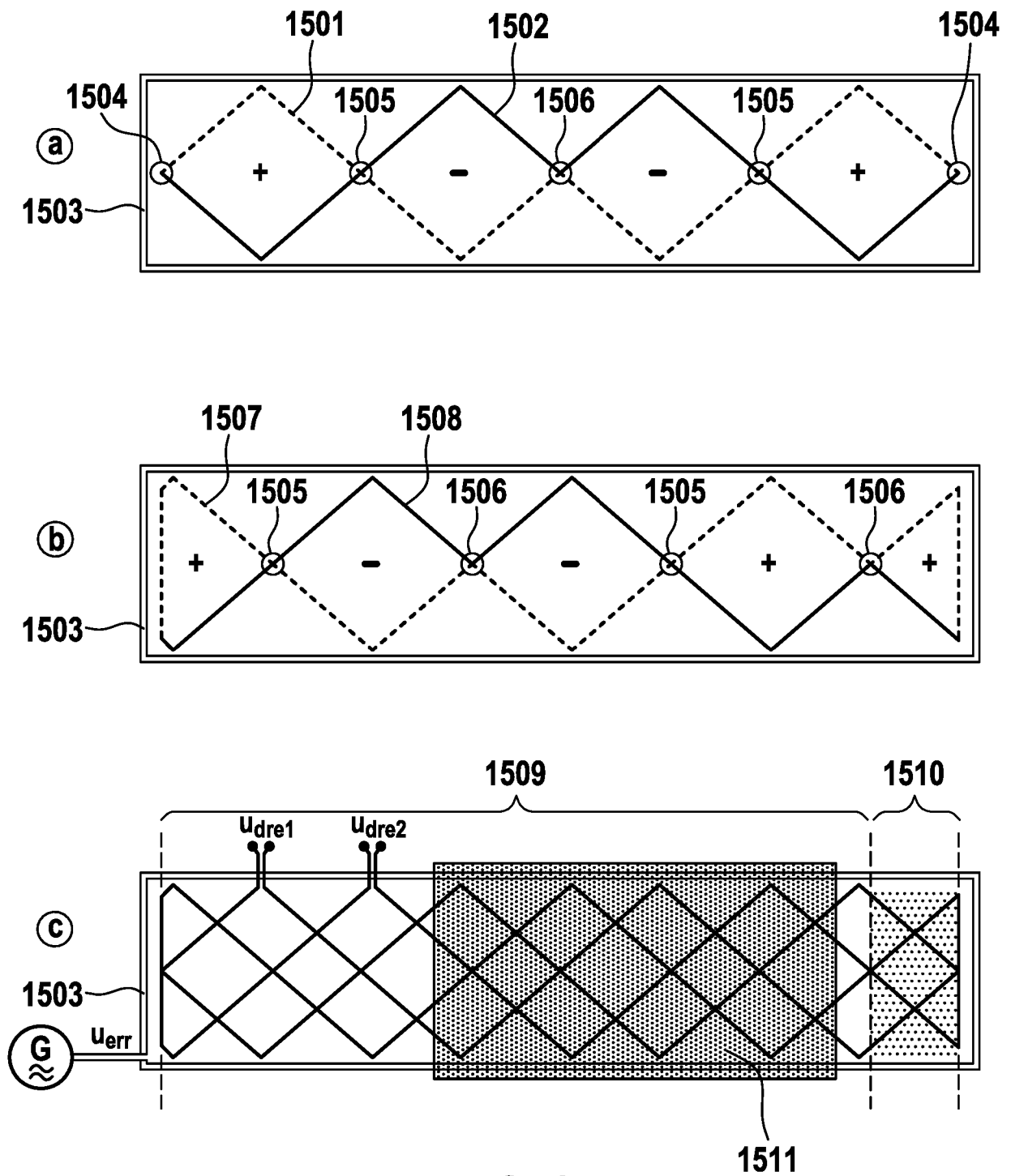


FIG. 15

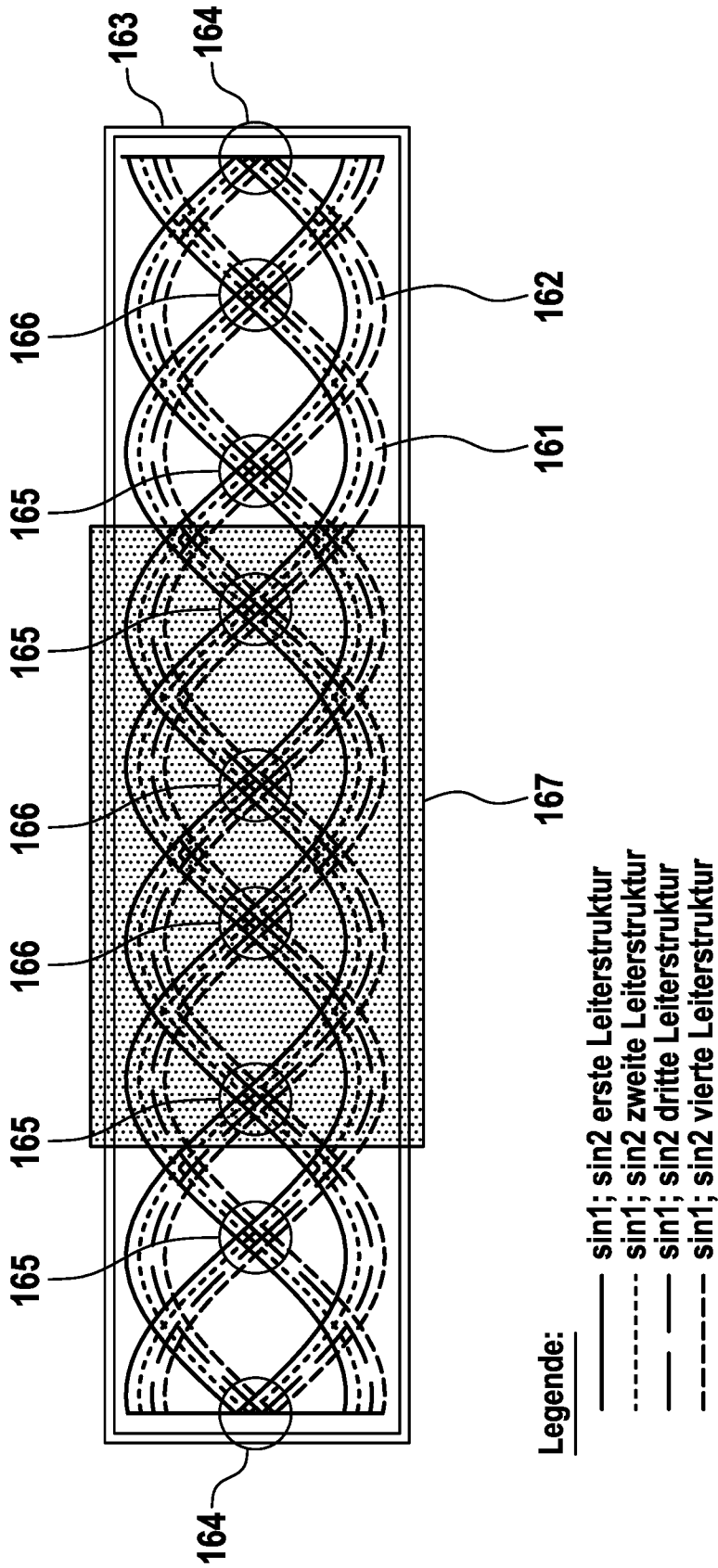


FIG. 16

14 / 25

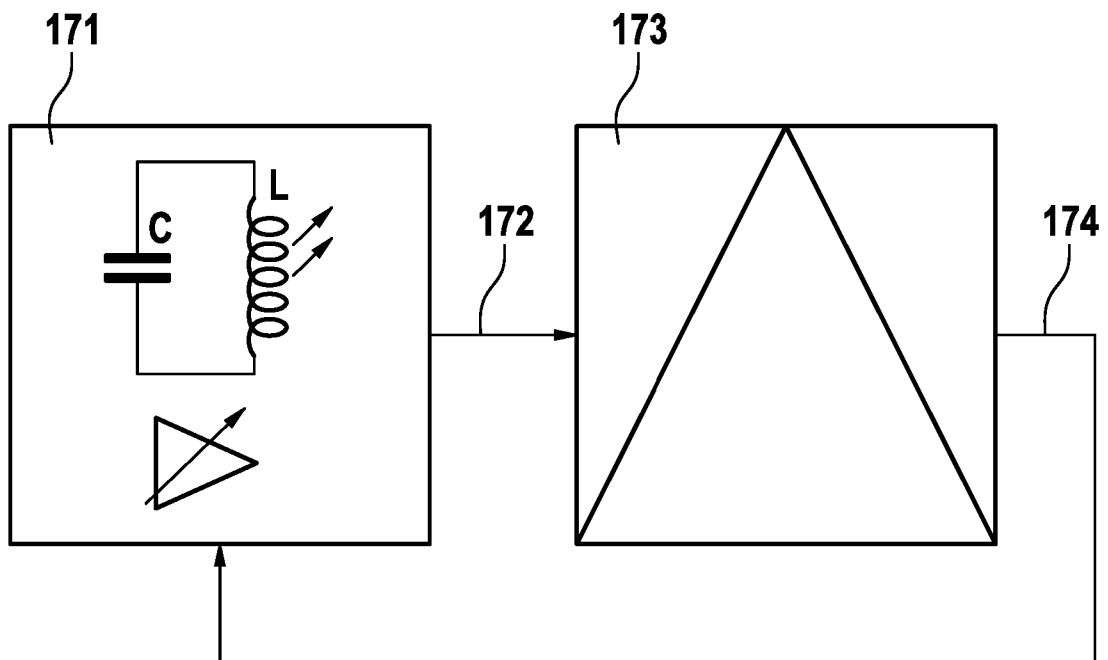


FIG. 17

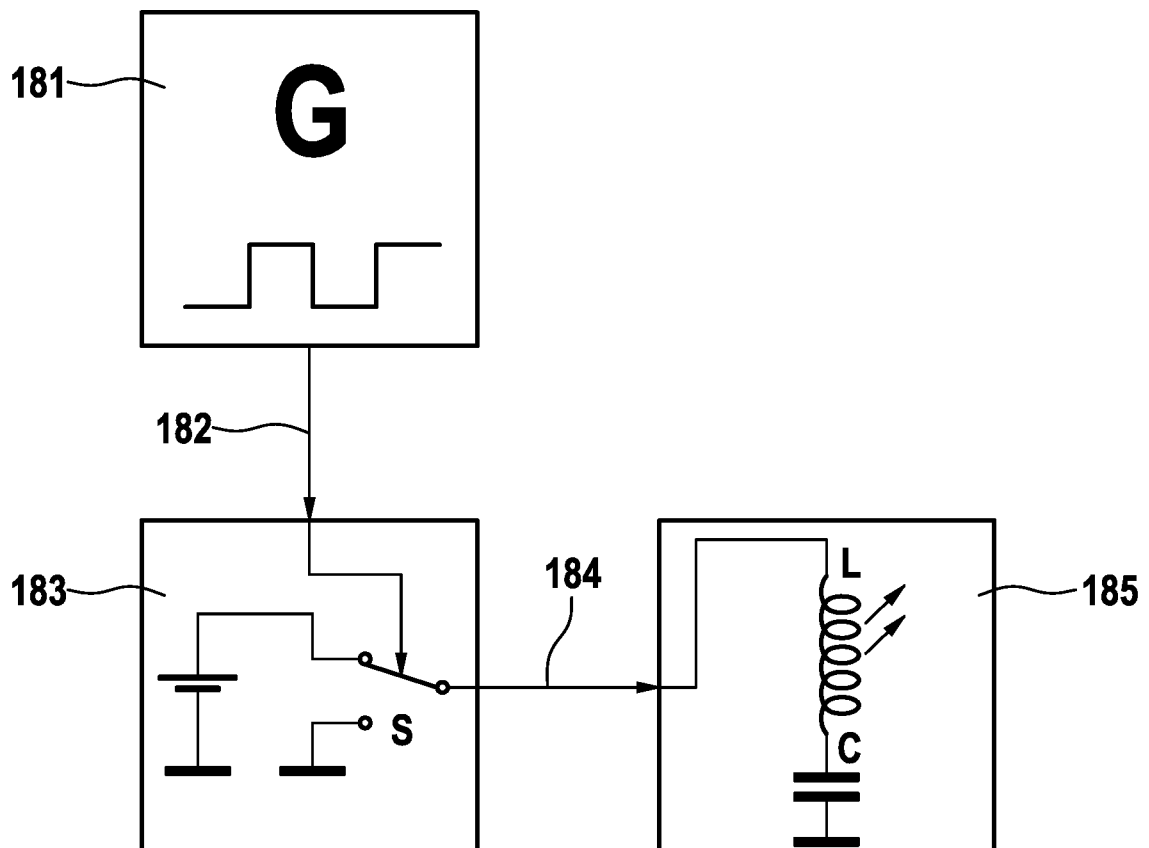


FIG. 18

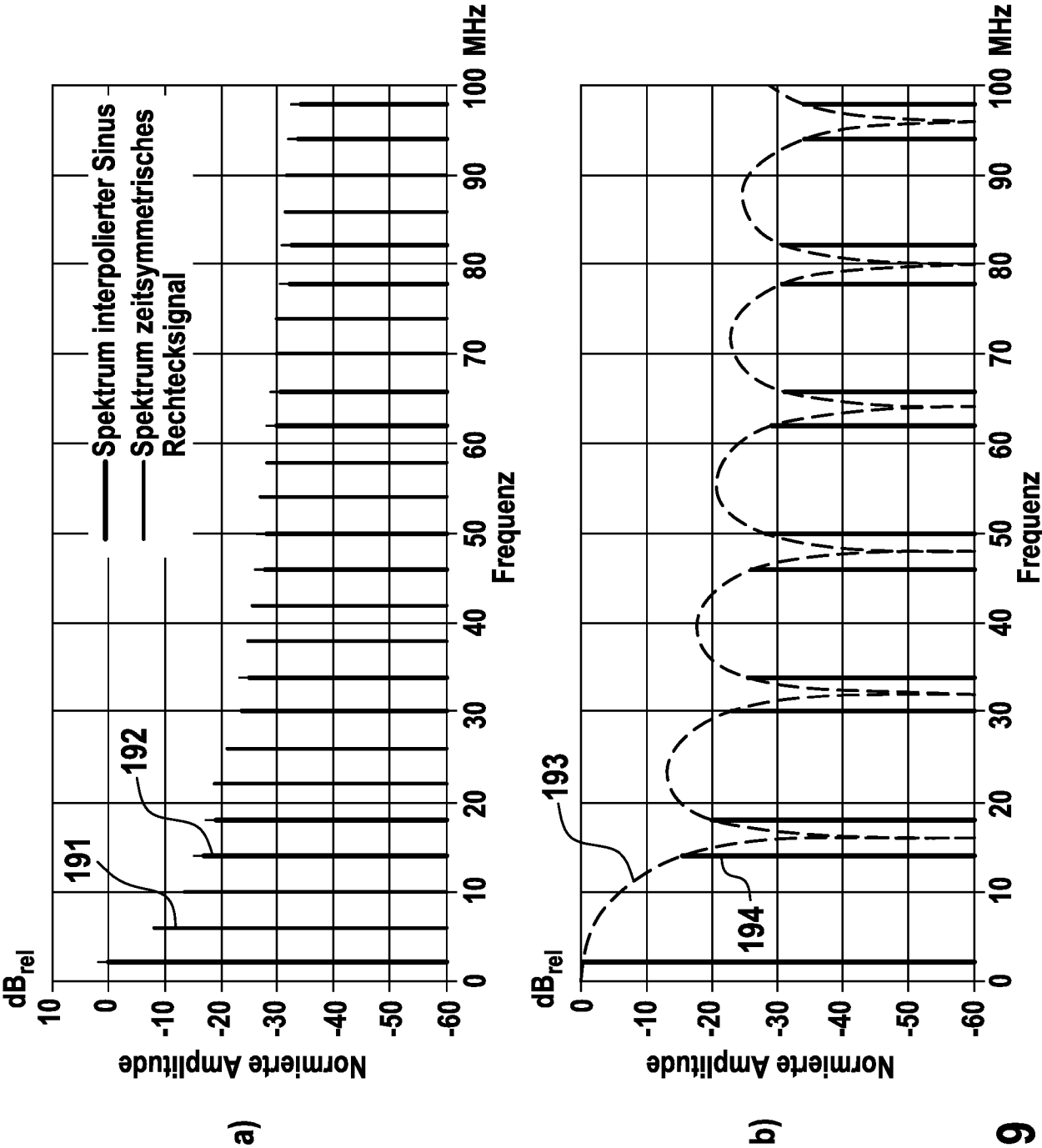


FIG. 19

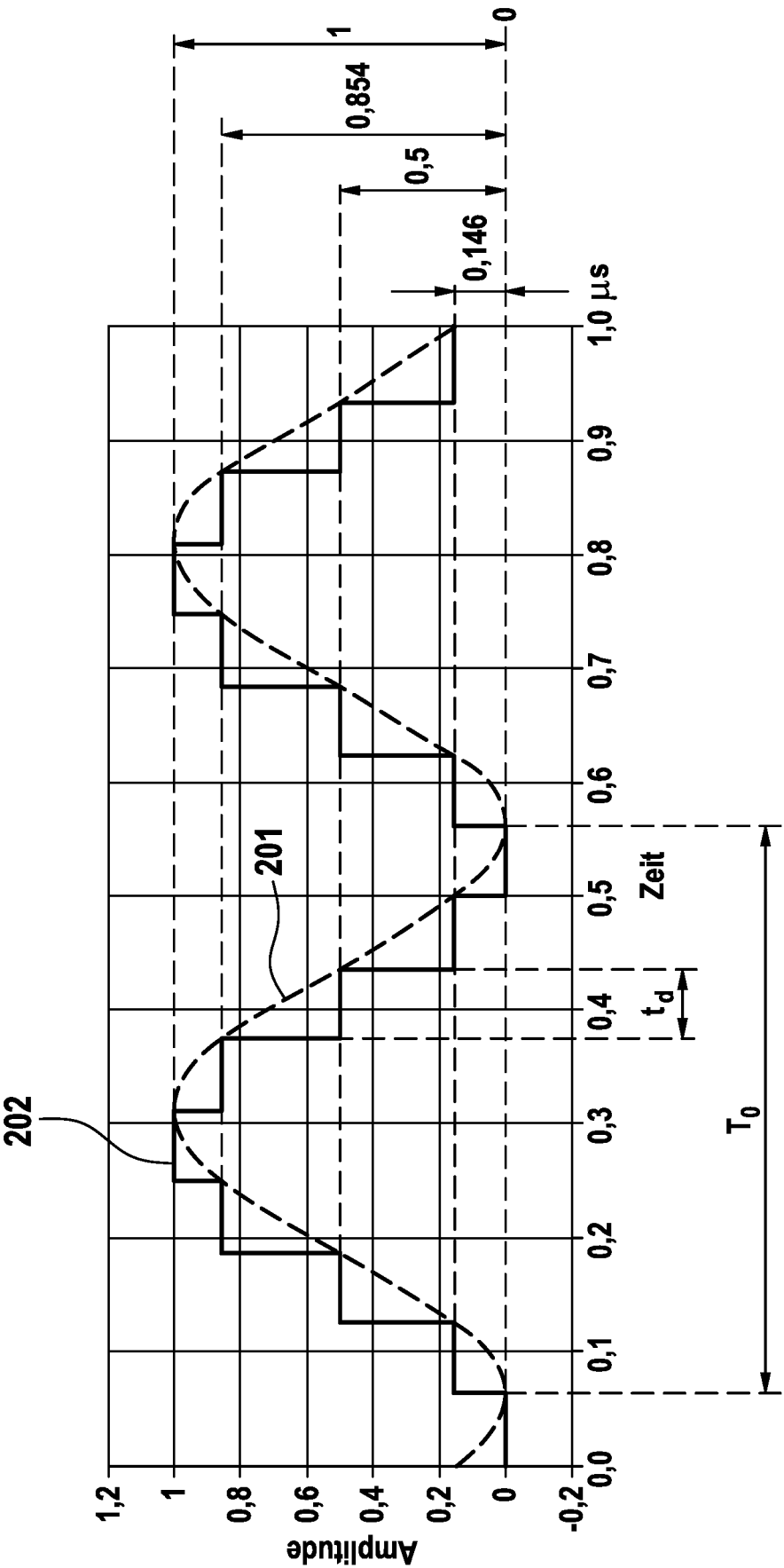


FIG. 20

17 / 25

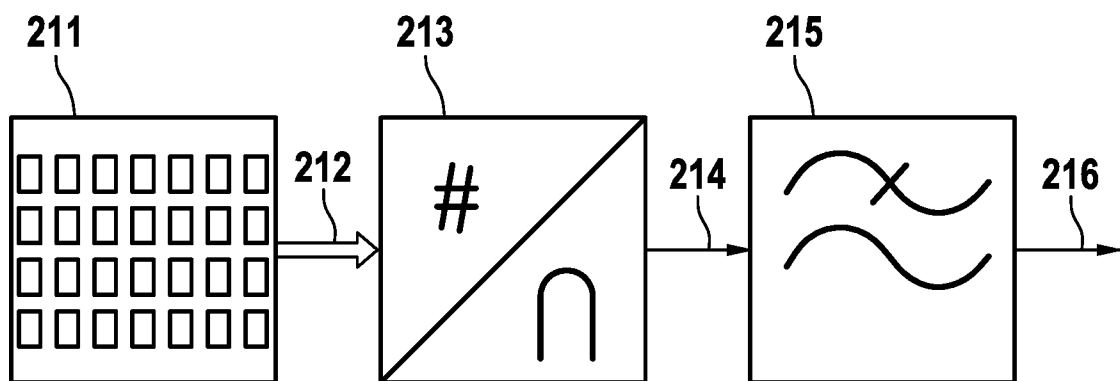


FIG. 21

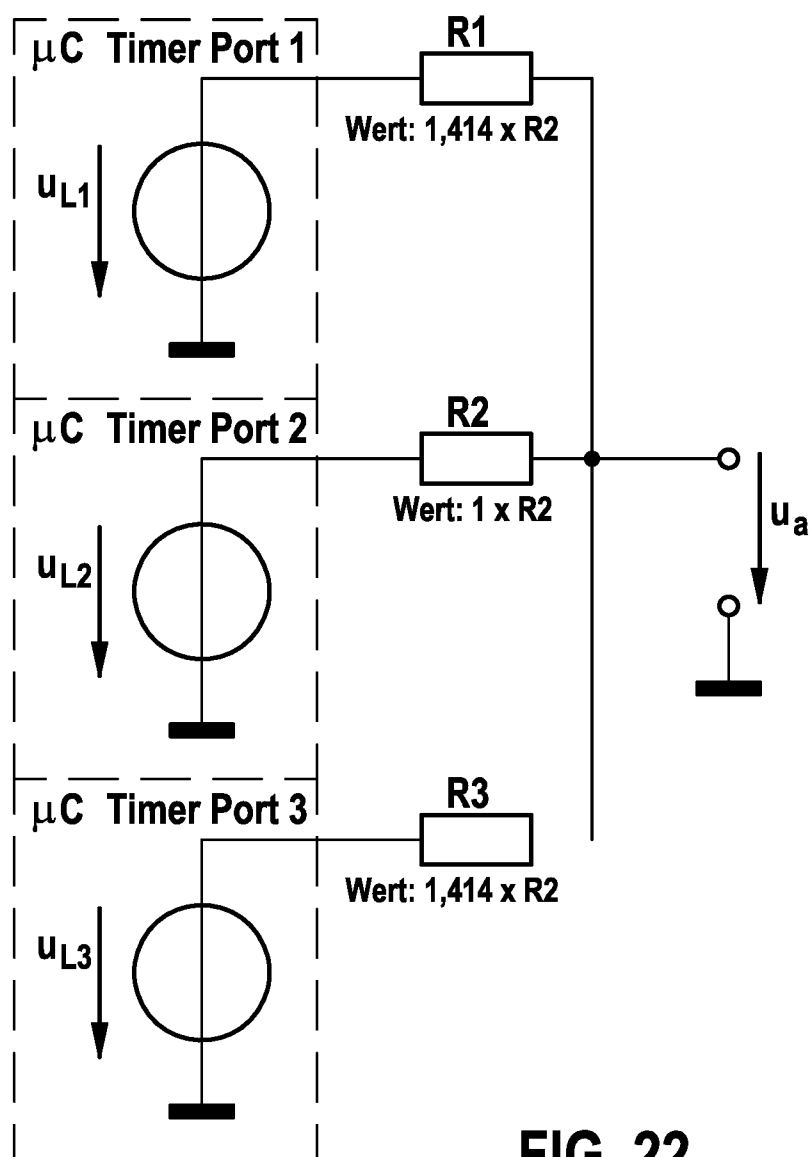


FIG. 22

18 / 25

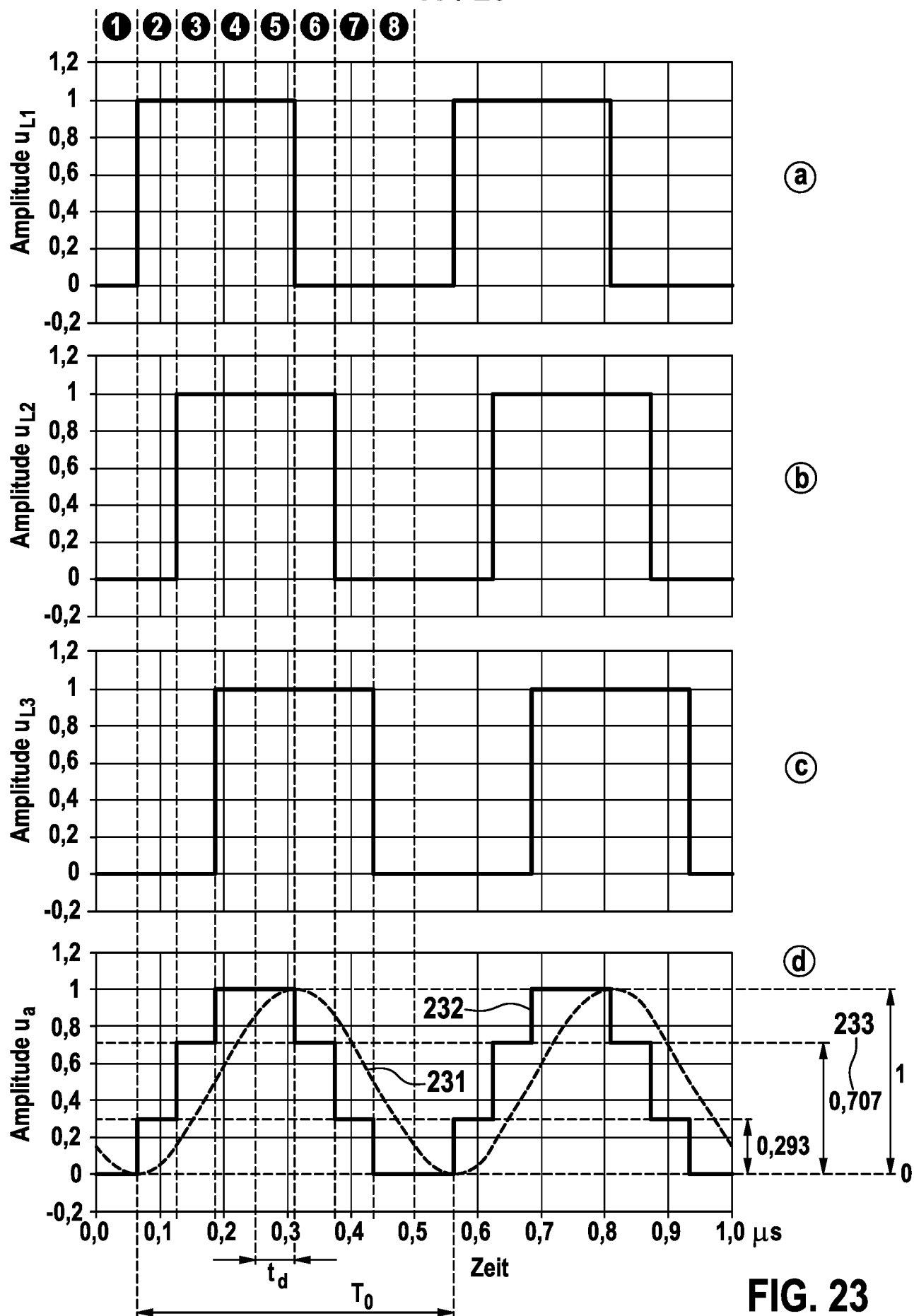


FIG. 23

19 / 25

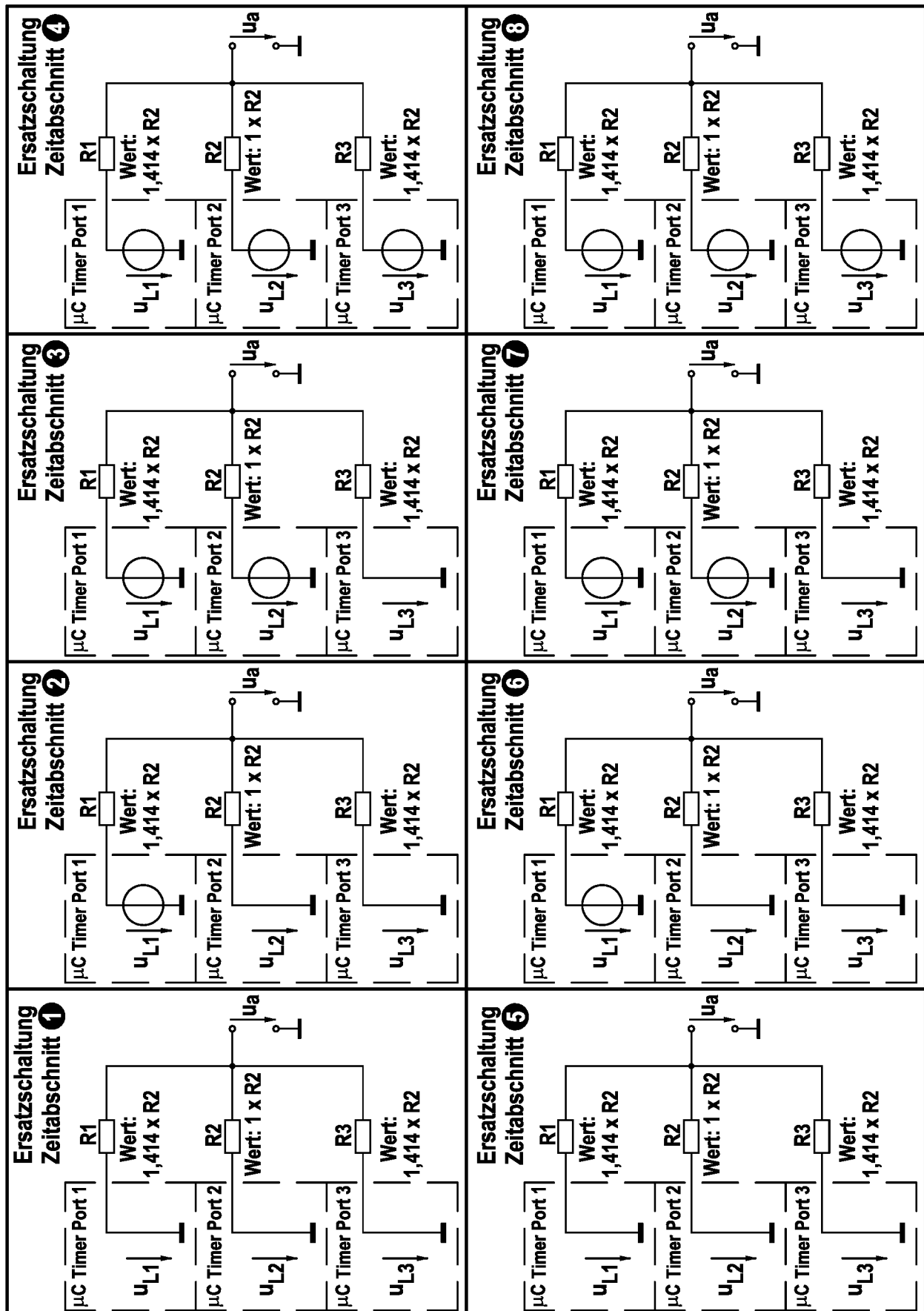


FIG. 24

ERSATZBLATT (REGEL 26)

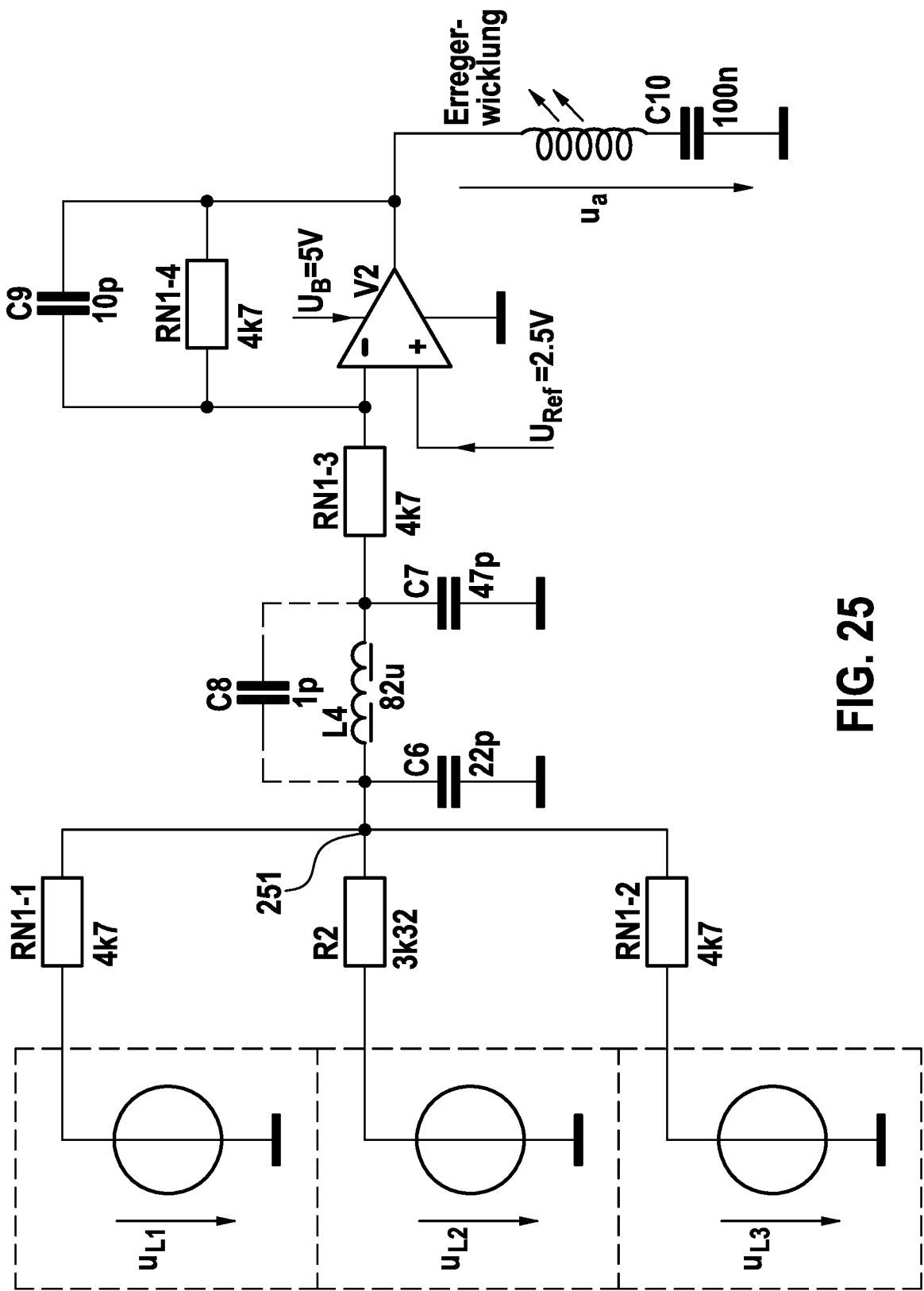


FIG. 25

21 / 25

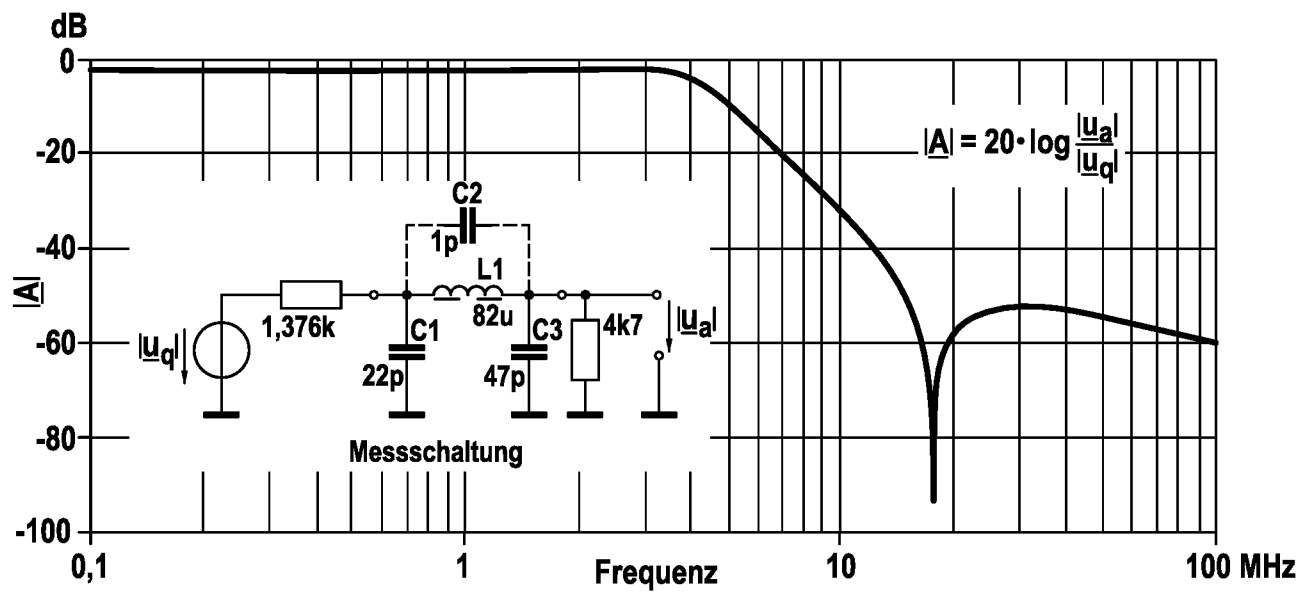


FIG. 26

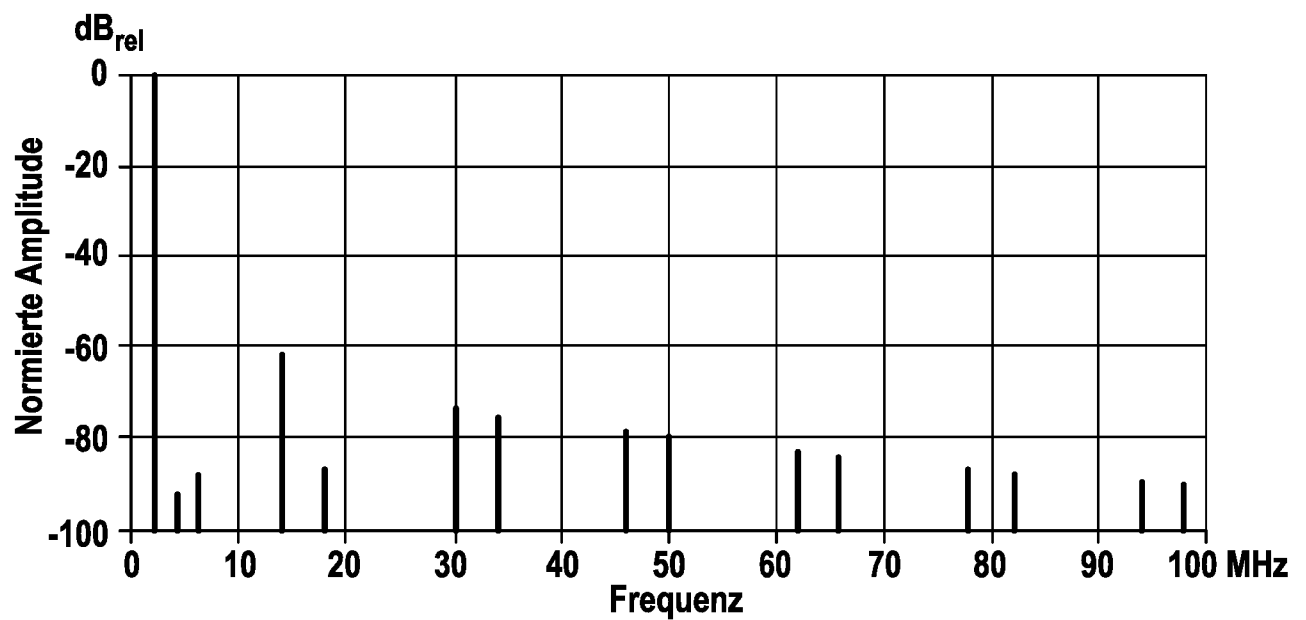
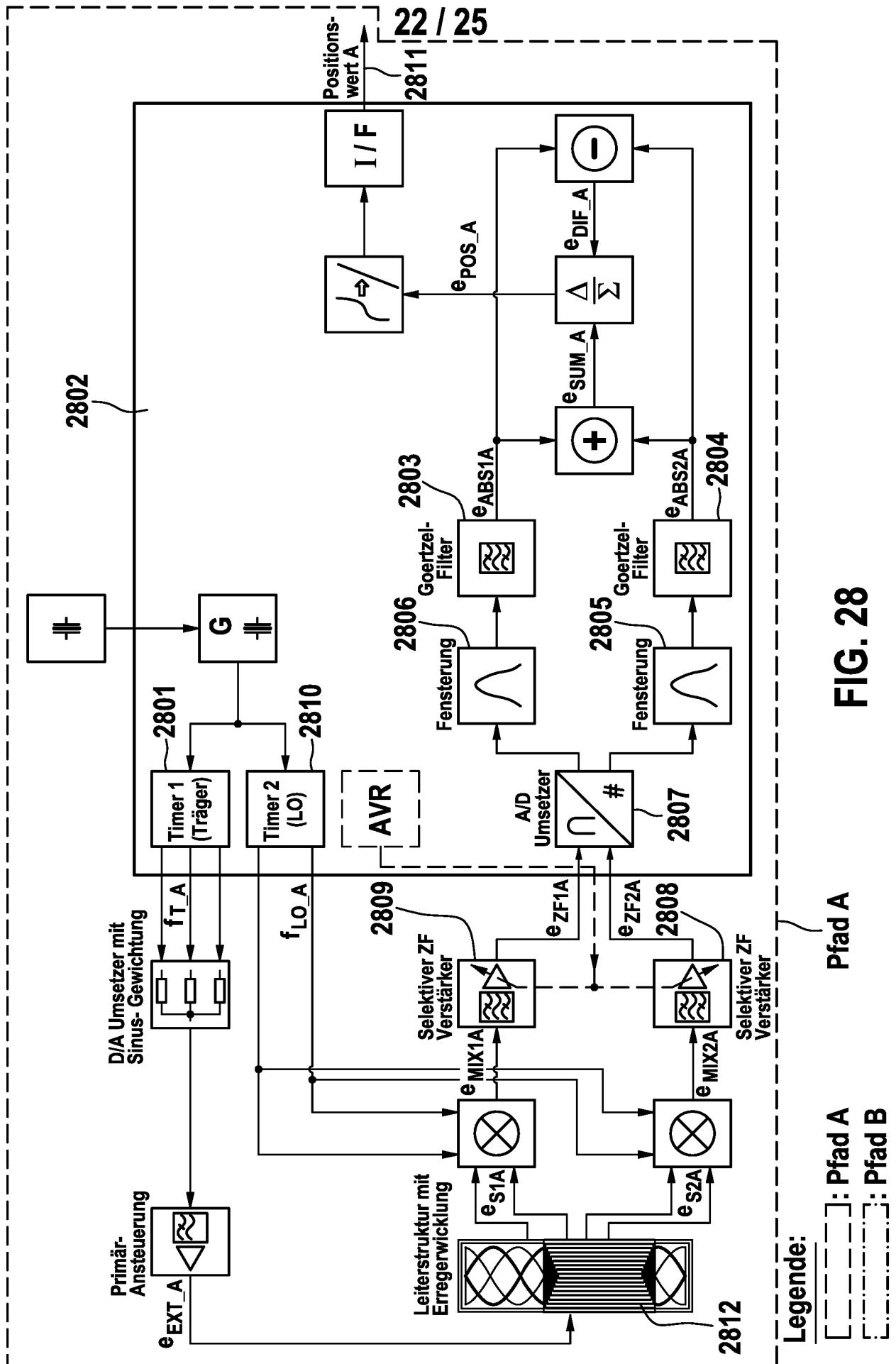


FIG. 27



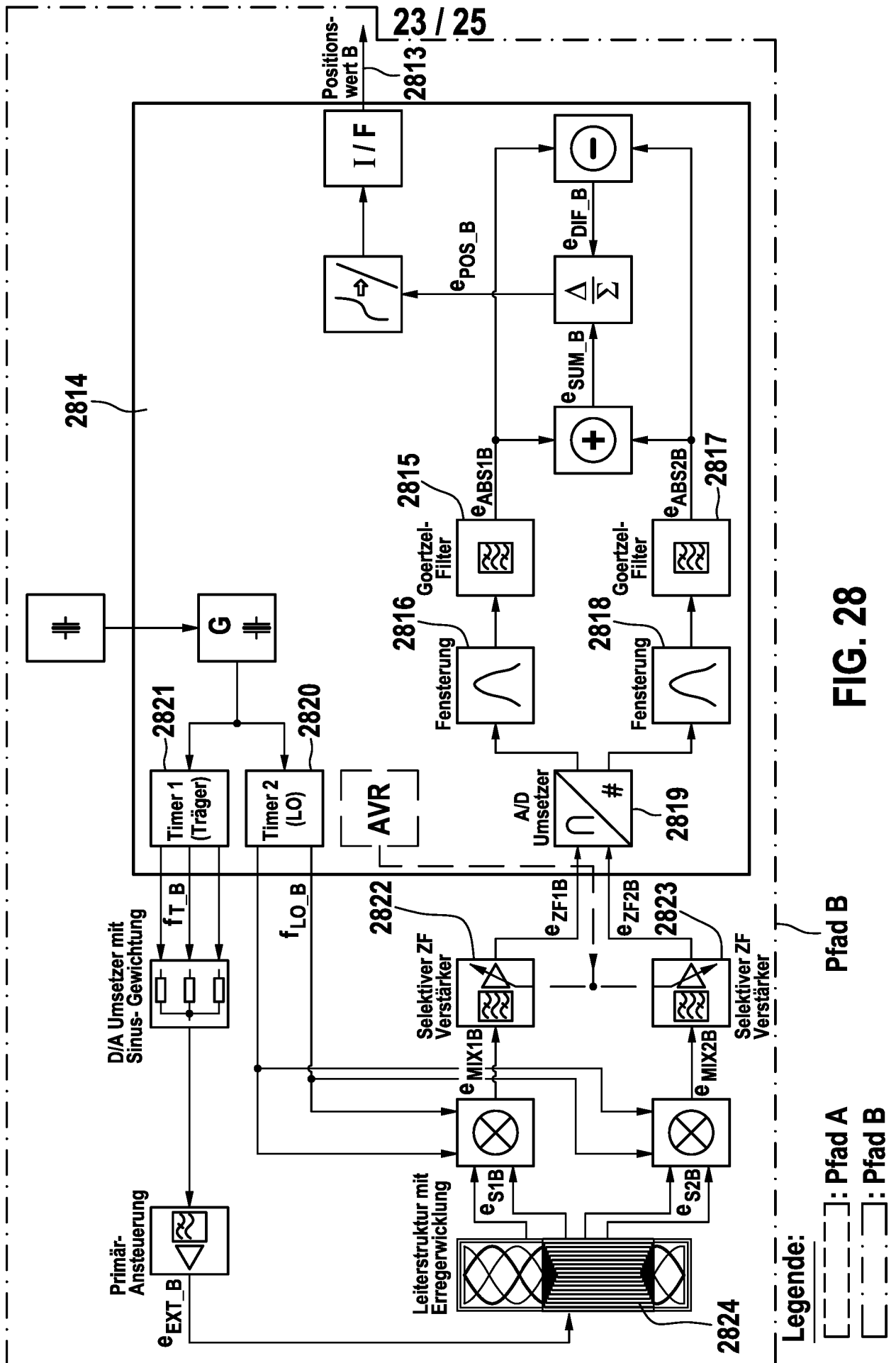


FIG. 28

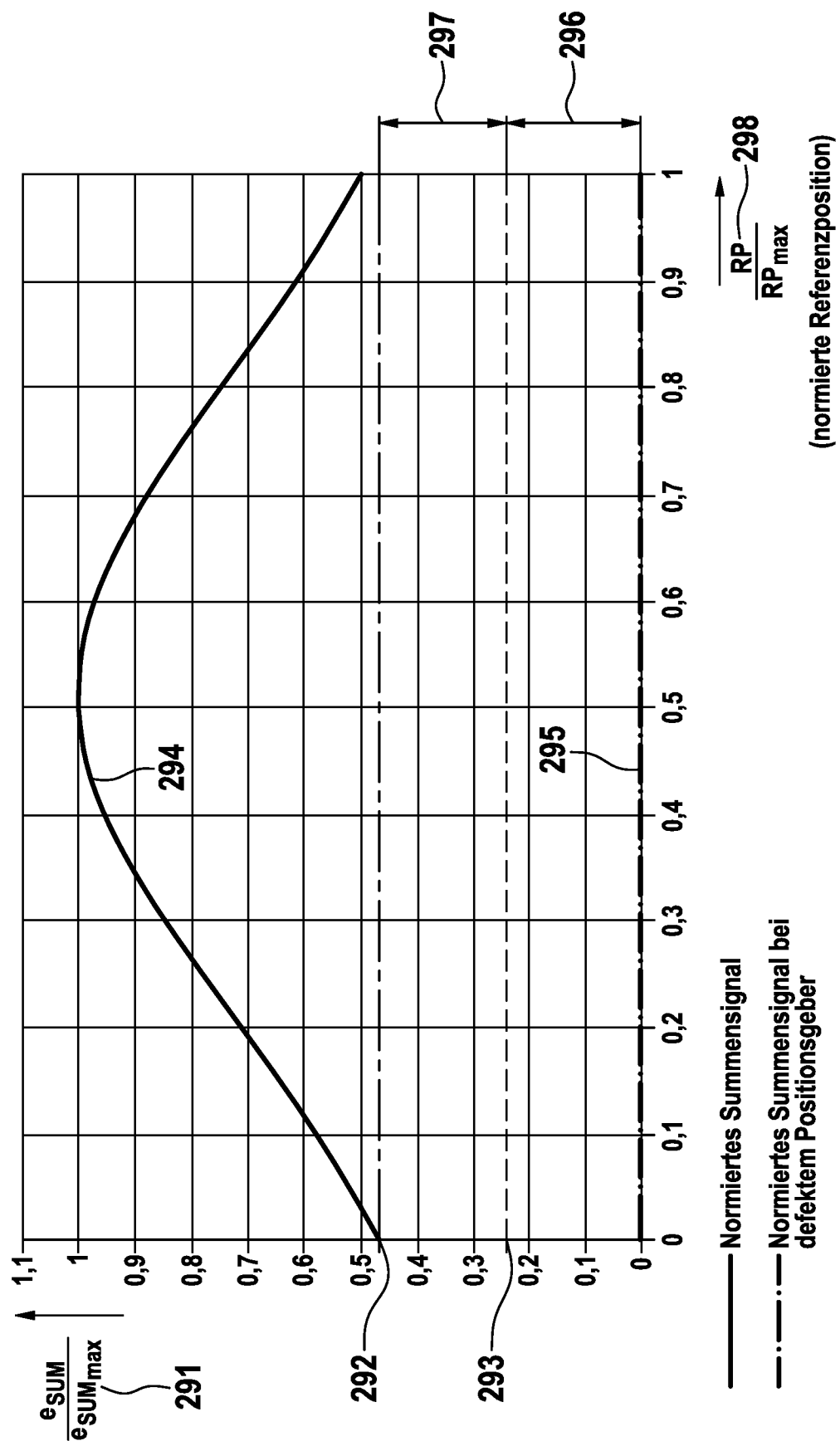
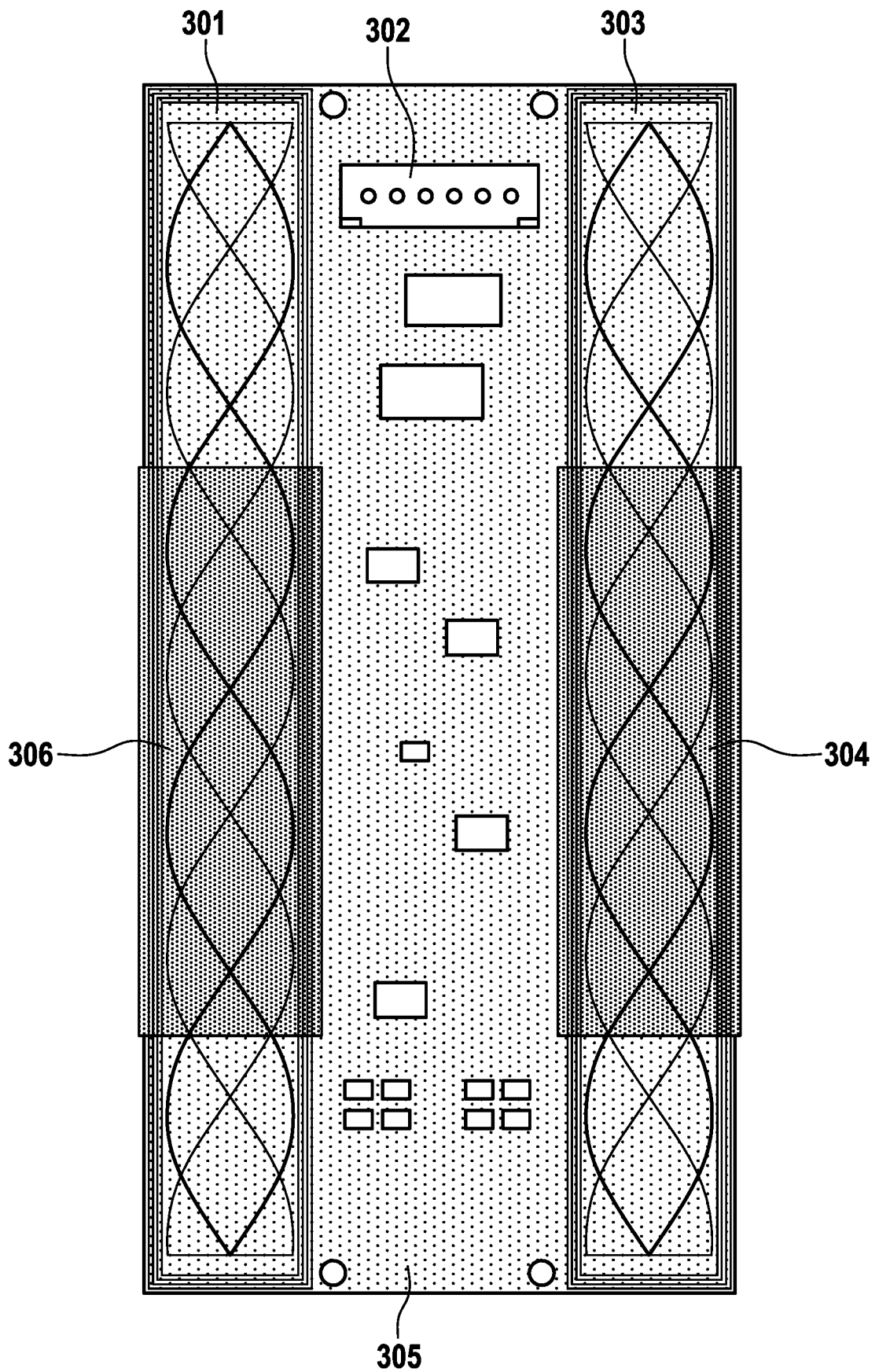


FIG. 29

25 / 25

**FIG. 30**

ERSATZBLATT (REGEL 26)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/EP2019/082411

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**G01D 5/20**(2006.01)i; **H03K 4/02**(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

G01D; H03K; H03B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPO-Internal, COMPENDEX, INSPEC, IBM-TDB, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 3801807 A (CONDON J) 02 April 1974 (1974-04-02) column 3, line 34 - line 53; figure 1 column 3, line 54 - line 64; figure 2 column 3, line 64 - column 4, line 5; figure 3 column 4, line 5 - line 32 column 5, line 22 - line 46; figure 5	1-8
X	DE 3144649 A1 (SIEMENS AG [DE]) 09 September 1982 (1982-09-09) abstract page 9, line 30 - page 12, line 18; figure 1 page 12, line 20 - page 14, line 23; figures 2, 3 page 18, line 13 - line 35; figure 4	1-8
X	DE 2045559 A1 (SANDERS ASSOCIATES INC) 25 March 1971 (1971-03-25) page 10, line 19 - page 12, line 11; figure 5 page 12, line 21 - page 16, line 13; figure 6 page 19, line 12 - page 20, line 1; figure 9	1-8

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

07 February 2020

Date of mailing of the international search report

18 February 2020

Name and mailing address of the ISA/EP

European Patent Office
p.b. 5818, Patentlaan 2, 2280 HV Rijswijk
Netherlands

Telephone No. (+31-70)340-2040

Facsimile No. (+31-70)340-3016

Authorized officer

Jakob, Clemens

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/EP2019/082411

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EP 1099298 B1 (LATTICE INTELLECTUAL PROPERTY [GB]) 27 August 2003 (2003-08-27) paragraph [0028] - paragraph [0032]; figures 6, 7	1-3,6

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/EP2019/082411

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
US	3801807	A	02 April 1974	NONE	
DE	3144649	A1	09 September 1982	DE 3144649 A1	09 September 1982
				US 4368432 A	11 January 1983
DE	2045559	A1	25 March 1971	BE 756262 A	01 March 1971
				CH 543839 A	31 October 1973
				DE 2045559 A1	25 March 1971
				FR 2064812 A5	23 July 1971
				GB 1300807 A	20 December 1972
				IL 35236 A	31 May 1973
				JP S5014867 B1	30 May 1975
				NL 7013780 A	19 March 1971
				SE 359004 B	13 August 1973
				US 3623160 A	23 November 1971
EP	1099298	B1	27 August 2003	AR 019332 A1	13 February 2002
				AU 752845 B2	03 October 2002
				BR 9911459 A	20 March 2001
				CA 2334975 A1	29 December 1999
				DE 69910794 T2	01 July 2004
				EP 1099298 A1	16 May 2001
				ES 2207233 T3	16 May 2004
				GB 2338852 A	29 December 1999
				JP 2002519881 A	02 July 2002
				JP 2003262623 A	19 September 2003
				KR 20010096540 A	07 November 2001
				MX PA00012432 A	04 June 2002
				US 6573766 B1	03 June 2003
				WO 9967877 A1	29 December 1999

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES
 INV. G01D5/20 H03K4/02
 ADD.

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPC) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPC

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)
 G01D H03K H03B

Recherchierte, aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

EPO-Internal, COMPENDEX, INSPEC, IBM-TDB, WPI Data

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	US 3 801 807 A (CONDON J) 2. April 1974 (1974-04-02) Spalte 3, Zeile 34 - Zeile 53; Abbildung 1 Spalte 3, Zeile 54 - Zeile 64; Abbildung 2 Spalte 3, Zeile 64 - Spalte 4, Zeile 5; Abbildung 3 Spalte 4, Zeile 5 - Zeile 32 Spalte 5, Zeile 22 - Zeile 46; Abbildung 5 -----	1-8
X	DE 31 44 649 A1 (SIEMENS AG [DE]) 9. September 1982 (1982-09-09) Zusammenfassung Seite 9, Zeile 30 - Seite 12, Zeile 18; Abbildung 1 Seite 12, Zeile 20 - Seite 14, Zeile 23; Abbildungen 2, 3 Seite 18, Zeile 13 - Zeile 35; Abbildung 4 ----- -/-	1-8



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" frühere Anmeldung oder Patent, die bzw. das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

7. Februar 2020

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

18/02/2020

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde
 Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2
 NL - 2280 HV Rijswijk
 Tel. (+31-70) 340-2040,
 Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Jakob, Clemens

C. (Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	DE 20 45 559 A1 (SANDERS ASSOCIATES INC) 25. März 1971 (1971-03-25) Seite 10, Zeile 19 - Seite 12, Zeile 11; Abbildung 5 Seite 12, Zeile 21 - Seite 16, Zeile 13; Abbildung 6 Seite 19, Zeile 12 - Seite 20, Zeile 1; Abbildung 9 -----	1-8
A	EP 1 099 298 B1 (LATTICE INTELLECTUAL PROPERTY [GB]) 27. August 2003 (2003-08-27) Absatz [0028] - Absatz [0032]; Abbildungen 6, 7 -----	1-3,6

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2019/082411

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
US 3801807	A	02-04-1974	KEINE
DE 3144649	A1	09-09-1982	DE 3144649 A1 09-09-1982
		US 4368432 A	11-01-1983
DE 2045559	A1	25-03-1971	BE 756262 A 01-03-1971
		CH 543839 A	31-10-1973
		DE 2045559 A1	25-03-1971
		FR 2064812 A5	23-07-1971
		GB 1300807 A	20-12-1972
		IL 35236 A	31-05-1973
		JP S5014867 B1	30-05-1975
		NL 7013780 A	19-03-1971
		SE 359004 B	13-08-1973
		US 3623160 A	23-11-1971
EP 1099298	B1	27-08-2003	AR 019332 A1 13-02-2002
		AU 752845 B2	03-10-2002
		BR 9911459 A	20-03-2001
		CA 2334975 A1	29-12-1999
		DE 69910794 T2	01-07-2004
		EP 1099298 A1	16-05-2001
		ES 2207233 T3	16-05-2004
		GB 2338852 A	29-12-1999
		JP 2002519881 A	02-07-2002
		JP 2003262623 A	19-09-2003
		KR 20010096540 A	07-11-2001
		MX PA00012432 A	04-06-2002
		US 6573766 B1	03-06-2003
		WO 9967877 A1	29-12-1999