



(10) **DE 10 2010 005 276 B4** 2019.02.28

(12) **Patentschrift**

(21) Aktenzeichen: **10 2010 005 276.0**
 (22) Anmeldetag: **21.01.2010**
 (43) Offenlegungstag: **28.07.2011**
 (45) Veröffentlichungstag
 der Patenterteilung: **28.02.2019**

(51) Int Cl.: **H03C 3/06 (2006.01)**
H03L 7/099 (2006.01)
H03K 7/06 (2006.01)
H02M 3/157 (2006.01)

Innerhalb von neun Monaten nach Veröffentlichung der Patenterteilung kann nach § 59 Patentgesetz gegen das Patent Einspruch erhoben werden. Der Einspruch ist schriftlich zu erklären und zu begründen. Innerhalb der Einspruchsfrist ist eine Einspruchsgebühr in Höhe von 200 Euro zu entrichten (§ 6 Patentkostengesetz in Verbindung mit der Anlage zu § 2 Abs. 1 Patentkostengesetz).

(73) Patentinhaber:
Texas Instruments Deutschland GmbH, 85356 Freising, DE

(72) Erfinder:
Gibson, Neil, 85354 Freising, DE; Couleur, Michael, 80807 München, DE

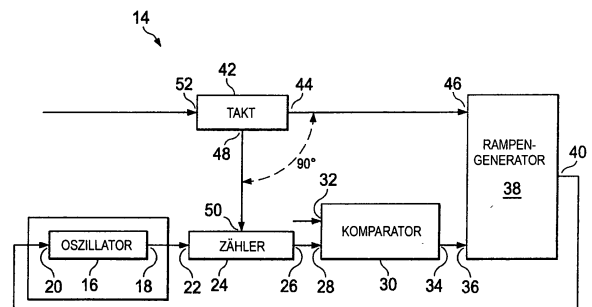
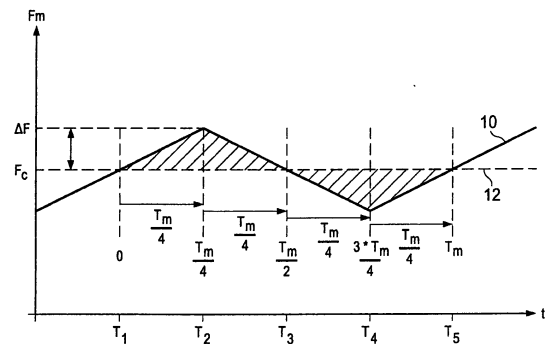
(74) Vertreter:
Prinz & Partner mbB Patentanwälte Rechtsanwälte, 80335 München, DE

(56) Ermittelter Stand der Technik:

US	2005/00 13 343	A1
US	2009/01 02 445	A1
EP	0 416 145	A1

(54) Bezeichnung: **Elektronische Vorrichtung zur Steuerung eines Frequenzmodulationsindex und Verfahren zur Frequenzmodulation**

(57) Hauptanspruch: Elektronische Vorrichtung zur Steuerung eines Frequenzmodulationsindex, mit einer Frequenzmodulationsindex-Regelschleife, die einen Eingang aufweist, der mit einem Frequenzgang eines frequenzsteuerbaren Oszillators mit einer Mittenfrequenz F_c verbunden ist, wobei der Oszillator an einem Oszillatorausgang eine Oszillation bereitstellt, die eine Oszillationsfrequenz aufweist, die mit einer Modulationsfrequenz um die Mittenfrequenz F_c moduliert ist, wobei eine maximale Abweichung ΔF der Oszillationsfrequenz von der Mittenfrequenz F_c bezogen auf die Mittenfrequenz F_c als Modulationsindex bezeichnet ist, und wobei die Frequenzmodulationsindex-Regelschleife einen Ausgang aufweist, der mit einem Eingang einer Frequenzmodulationseinheit verbunden ist, dadurch gekennzeichnet, dass die Modulationsindex-Regelschleife den Modulationsindex bestimmt, wobei die elektronische Vorrichtung ferner eine Takteinheit umfasst, die an die Frequenzmodulationseinheit und eine Integrationseinheit gekoppelt ist, und für diese ein Taktsignal bereitstellt, wobei das zur Frequenzmodulationseinheit geleitete Taktsignal zum Taktsignal, das zur Integrationseinheit geleitet wird, um 90° phasenverschoben ist.



Beschreibung

GEBIET DER ERFINDUNG

[0001] Die Erfindung betrifft eine elektronische Vorrichtung zur Steuerung eines Frequenzmodulationsindex und ein Verfahren zur Frequenzmodulation eines nichtlinearen steuerbaren Oszillators mit einer Modulationsfrequenz F_m .

HINTERGRUND

[0002] Auf den Fachgebieten ist bekannt, Oszillatoren hinsichtlich der Frequenz zu modulieren. Es sind auch geschaltete DC-DC-Wandler bekannt, bei denen beispielsweise Transistoren mit einer Schaltfrequenz geschaltet werden, wobei die Schaltfrequenz von einem Oszillator erzeugt wird. Insbesondere wenn die Schaltfrequenz hoch ist, führt dies zu Rauschen und zu unerwünschten elektromagnetischen Störungen (EMV).

[0003] Aus zahlreichen Gründen erzeugen Hochfrequenz-Umwandlungssysteme mehr Rauschen als ihre niederfrequenten Gegenstücke.

[0004] In jüngster Zeit wurde es somit erforderlich, die in geschalteten DC-DC-Wandlern verwendeten Oszillatoren hinsichtlich der Frequenz zu modulieren. In diesem Fall wird eine sogenannte Streuspektrumfunktion verwendet, um die Rauschpegel der Wandler niedrig zu halten. Der DC-DC-Wandler wird nicht mehr mit einer festen Frequenz geschaltet, die Schaltfrequenz wird stattdessen um eine Mittenfrequenz verändert, um ein breites Frequenzspektrum zu erhalten, wodurch die Energie nicht auf lediglich eine Frequenz konzentriert ist.

[0005] Ein bekannter Parameter der Frequenzmodulation ist der Modulationsindex oder das Modulationsverhältnis, das als Verhältnis der maximalen Differenz oder Abweichung der modulierten Frequenz zur Mittenfrequenz definiert ist. Der Modulationsindex gibt somit an, um welchen Betrag die modulierte Frequenz um die Mittenfrequenz variiert. Der Modulationsindex kann mit der Formel (1) ausgedrückt werden:

$$M_1 = \frac{\Delta F}{F_c} \quad (1)$$

wobei M_1 der Modulationsindex ist, mit $0 \leq M_1 \leq 1$
 ΔF die maximale Differenz zwischen der modulierten Frequenz und der Mittenfrequenz ist
 F_c die Mittenfrequenz ist.

[0006] Für eine gegebene Frequenzmodulation ist es wichtig, dass der Modulationsindex konstant gehalten wird. Bei Umwandlungssystemen, bei denen

Oszillatoren mit fester Frequenz verwendet werden, ist es einfach, ein Streuspektrum zu erhalten, indem ein Linearrampengenerator mit einem bestimmten Betrag als Modulationssignal verwendet wird, um den gewünschten Modulationsindex zu erhalten. Um den Modulationsindex konstant zu halten, wird die maximale Amplitude des Linearrampengenerators durch eine Strom- oder Spannungssteuerung konstant gehalten.

[0007] Bei HF-Umwandlungssystemen werden häufig Hysterese-/Ringoszillationsregelverfahren verwendet.

[0008] DC-DC-Wandler oder Oszillatoren, bei denen Hysterese-/Ringoszillationsverfahren angewendet werden, haben eine Frequenz, die inhärent variabel und somit schwer vorhersehbar ist. Es gibt Verfahren, um die Betriebsfrequenz dieser Wandler auf eine gegebene Frequenz festzulegen. Die Frequenzverstärkung des resultierenden Systems ist jedoch stark variabel, nichtlinear und von externen Bedingungen abhängig. Sie hängt beispielsweise von den Spannungspegeln am Eingang und am Ausgang ab und hängt von der äquivalenten Serieninduktivität des Ausgangskondensators in einem DC-DC-Wandler (ESL) ab. Diese Oszillatoren haben ein nichtlineares Steuerungsverhalten.

[0009] Somit ist die Höhe des Modulationssignals, das zum Erreichen eines gegebenen Modulationsindex erforderlich ist, stark variabel, und das Halten des Modulationsstroms bei einem spezifischen Wert führt nicht zwangsläufig dazu, dass der Modulationsindex konstant gehalten wird.

[0010] US 2005/0 013 343 A1 offenbart einen Spreizspektrum-Taktsignalgenerator, welcher eine Schaltungsschleife umfasst, die ein Referenzsignal mit einer Referenzfrequenz empfängt und angepasst ist, um ein Ausgangssignal mit einer von der Referenzfrequenz abhängigen Ausgangsfrequenz zu erzeugen. Ferner umfasst der Spreizspektrum-Taktsignalgenerator eine Modulatorschaltung, die ein Modulationssignal bei einer Modulationfrequenz erzeugt, wobei das Modulationssignal in die Schaltungsschleife injiziert wird, um eine Modulation der Frequenz des Ausgangssignals bezüglich der von der Referenzfrequenz abhängigen Frequenz zu induzieren. Ferner sind Mittel zur Korrektur des Frequenzversatzes vorgesehen, um einen Frequenzversatz zwischen einer gemittelten Frequenz des Ausgangssignals und der von der Bezugsfrequenz abhängigen Frequenz zu ermitteln und ein Frequenzversatzkorrektursignal zu erzeugen, das zur Korrektur des ermittelten Frequenzversatzes in die Schaltungsschleife injiziert wird.

[0011] US 2009/0 102 445 A1 offenbart einen schaltenden DC-DC-Wandler, der eine Ausgangsspan-

nungserfassungseinheit umfasst, die konfiguriert ist, um eine DC-Ausgangsspannung zu detektieren. Ferner umfasst der Wandler eine Fehlerverstärkungseinheit, die konfiguriert ist, um die detektierte Ausgangsspannung und eine Referenzspannung zu vergleichen. Die Fehlerverstärkungseinheit ist auch konfiguriert, um das so ermittelte Fehlersignal zu verstärken und für die Pulsbreitenmodulationseinheit bereitzustellen. Ferner umfasst der Wandler eine einzelne Oszillationseinheit, die mit einem Ausgang der Ausgangsspannungserfassungseinheit und einem Ausgang der Fehlerverstärkungseinheit verbunden ist. Die Oszillationseinheit steuert in einem ersten Oszillationsmodus eine Schaltfrequenz des Leistungsschalters basierend auf der detektierten Ausgangsspannung und steuert in einem zweiten Oszillationsmodus die Schaltfrequenz des Leistungsschalters basierend auf dem verstärkten Fehlersignal.

[0012] EP 0 416 145 A1 offenbart einen zweistufigen Ringoszillator, dessen Stufen in ihrer Verzögerungszeit durch Umladen einer Kapazität mittels einer Stromquelle einstellbar sind, um ein möglichst symmetrisches Taktsignal zu erzeugen. Die Stromquelle wird dazu über einen Steuereingang von einem Steuerstrom beaufschlagt, der die Verzögerungszeit bestimmt.

KURZZUSAMMENFASSUNG

[0013] Eine Aufgabe der Erfindung besteht darin, eine elektronische Vorrichtung zur Steuerung eines Frequenzmodulationsindex bereitzustellen. Die Steuerung ermöglicht es, dass ein steuerbarer Oszillator mit einem konstanten Modulationsindex frequenzmoduliert wird, auch wenn sein Steuerungsverhalten nichtlinear ist.

[0014] Eine weitere Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein Verfahren bereitzustellen für die Frequenzmodulation eines nichtlinearen steuerbaren Oszillators, der eine Mittenfrequenz F_c hat, mit einer Modulationsfrequenz und einem konstanten Modulationsindex.

[0015] Dementsprechend wird eine elektronische Vorrichtung bereitgestellt, die eine Frequenzmodulationsindex-Regelschleife aufweist. Die Regelschleife weist einen Eingang auf, der mit einem Frequenzgang eines frequenzsteuerbaren Oszillators mit einer Mittenfrequenz F_c verbunden sein kann. Die Regelschleife weist einen Ausgang auf, der mit einem Eingang einer Frequenzmodulationseinheit verbunden sein kann, wobei die Modulationsindex-Regelschleife den Modulationsindex bestimmen kann.

[0016] Bei einem Aspekt der Erfindung kann die Frequenzmodulationsindex-Regelschleife die modulierte Frequenz messen, die von dem steuerbaren Oszillator ausgegeben wird. Der steuerbare Oszilla-

tor kann ein Ringoszillator oder ein beliebiger anderer Oszillatortyp sein. Die Erfindung kann bei einem selbstschwingenden DC-DC-Wandler angewendet werden. Die modulierte Frequenz kann mit verschiedenen bekannten Mitteln gemessen werden.

[0017] Bei einer Ausführungsform kann der Oszillator ein selbstschwingender DC-DC-Abwärtsrichter mit einer Hysterese von null sein. Der Wandler kann dann einen Komparator mit einem Versorgungseingang, einem nichtinvertierenden Eingang, an den eine Referenzspannung angelegt werden kann, einem invertierenden Eingang, an den ein Rückkopplungssignal angelegt werden kann, und einem Ausgang, mit dem ein Filternetzwerk verbunden sein kann, aufweisen. Das Rückkopplungssignal kann von dem Filternetzwerk abgeleitet sein, und die Ausgangsspannung des Wandlers kann durch die Referenzspannung bestimmt werden. Bei einer Ausführungsform kann der Komparator als Pseudoringoszillator mit einem einzigen Inverter verwendet werden. Die hohe Verstärkung des Komparators gewährleistet eine Oszillation über eine Periode, die der doppelten Laufzeit des Komparators entspricht. Wenn der Ausgang des Komparators einfach auf den invertierenden Eingang zurückgeschleift ist, ist das Ergebnis ein rechteckiger Signalverlauf am Ausgang des Komparators. Die an den nichtinvertierenden Eingang des Komparators angelegte Spannung hat keinen Einfluss auf das Ausgangssignal des Komparators. Das Verbinden eines Filternetzwerks mit einer Induktivität und eines Kondensators mit dem Ausgang des Komparators und das Ableiten des Rückkopplungssignals aus dem Filternetzwerk kann jedoch vorteilhaft sein. Dies kann zu einer Ausgabe des Komparators führen, die eine DC-Ausgabe mit einer überlagerten Welligkeit ist. Der Pegel der DC-Ausgabe kann durch die Referenzspannung, die an den nichtinvertierenden Eingang des Komparators angelegt wird, und durch die Welligkeitsspannung gesteuert werden, die von dem Induktivitätsstrom entwickelt wird, der in dem äquivalenten Serienwiderstand der Lastschaltung fließt, die mit dem Komparatorausgang verbunden ist. Die Welligkeit kann in einem herkömmlichen DC-DC-Wandler als Rampensignal betrachtet werden. Mit der zum Komparator zugeführten Versorgung und der Ausgangsspannung des Komparators, die so geregelt ist, dass sie der Referenzspannung folgt, kann die vorgeschlagene Topologie dementsprechend zu einem DC-DC-Abwärtsrichter äquivalent sein. Es ist zu verstehen, dass der hier definierte Komparator aus praktischen Gründen einen niederohmigen Ausgang haben kann und dass praktische Implementierungen eine Leistungsstufe erfordern, die herkömmlicherweise einen Gatetreiber und zwei komplementäre Leistungstransistoren umfasst.

[0018] Bei einer Ausführungsform kann das Filternetzwerk eine Ausgangsinduktivität mit einem ersten Anschluss aufweisen, der mit dem Ausgang des

Komparators verbunden ist, und einem zweiten Anschluss, der mit einem Ausgangskondensator verbunden ist. Das Rückkopplungssignal kann dann am Verbindungsknoten der Ausgangsinduktivität und des Ausgangskondensators abgeleitet werden.

[0019] Die Oszillationsfrequenz kann dann durch die Laufzeit des Komparators und die Phasenverschiebung (Zeitverzögerung) des SW-Signals (Ausgabe des Komparators) durch das Filternetzwerk zum invertierenden Eingang des Komparators bestimmt werden. Bei einer bevorzugten Ausführungsform kann die Laufzeit des Wandlers dadurch gesteuert werden, dass der Arbeitsstrom des Komparators eingestellt wird, um die Oszillationsfrequenz zu steuern. Die Oszillationsfrequenz kann vorteilhaft gemäß Aspekten der Erfindung mit der Regelschleife gesteuert werden. Ein Arbeitsstrom des Komparators (wodurch die Laufzeit des Komparators verändert wird) kann verändert werden, um die Betriebsfrequenz einzustellen und zu verändern.

[0020] Der beschriebene Wandler kann eine „selbsterzeugte Rampe“ haben, die in der Lastschaltung die Induktivitätsstromwelligkeit multipliziert mit dem äquivalenten Serienwiderstand (ESR) ist. Solange der Betrag dieser Rampe größer ist als der Betrag der Signale, die sich aus auf der Leiterplatte erzeugten Resonanzen ergeben und zurück zum Ausgang des Wandlers geleitet werden, ist die Frequenzsteuerung kontinuierlich. Wenn jedoch die parasitären Resonanzen im Bereich der Betriebsfrequenz des Wandlers liegen, kann die Frequenzfestlegung nicht stabil sein. Bei einer weiteren Ausführungsform kann der Bereich der stabilen Frequenzsteuerung dadurch erweitert werden, dass der Komparator zwei komplementäre Hilfeingänge hat, die jeweils mit einem von zwei unterschiedlichen Filterschaltungen verbunden sind, die mit dem Ausgang des Komparators verbunden sind. Die Filterschaltungen können dann jeweils einen Widerstand aufweisen, der mit einem Kondensator zwischen dem Ausgang des Komparators und einem Referenzanschluss in Reihe geschaltet ist. Bei dieser Ausführungsform erzeugt der Komparator intern eine Rampe und summiert diese mit dem üblichen schnellen Rückkopplungssignal.

[0021] Der Modulationsindex kann dann berechnet werden, indem der absolute Wert der Abweichung des gemessenen modulierten Frequenzsignals von der Mittenfrequenz über die Zeit integriert wird.

[0022] Die Berechnung des Modulationsindex wird nun anhand von **Fig. 1** erläutert. Eine Linie **10** in **Fig. 1** zeigt eine mögliche Ausgabe der modulierten Frequenz des Oszillators über die Zeit. Eine gestrichelte Linie **12** gibt die Mittenfrequenz des Oszillators an. Die Ausgabe der modulierten Frequenz variiert beispielhaft in Form eines Dreiecksignals. Es sind jedoch auch andere Veränderungen möglich,

beispielsweise ein sinusförmiger Verlauf. Die größte Differenz oder Abweichung der modulierten Frequenz von der Mittenfrequenz ist ΔF . Die Modulationsfrequenz ist F_m , und die Modulationszeitperiode T_m ist angegeben.

[0023] Eine Integration des absoluten Werts der Abweichung von der Mittenfrequenz über die Zeit erfolgt beispielhaft in Zeitabschnitten von einem Viertel der Modulationszeitperiode T_m . Für das erste Viertel der Zeitperiode T_m wird die gegenwärtige Frequenzausgabe wie folgt angegeben

$$F(t) = F_c + \frac{\Delta F \cdot 4}{T_m} \cdot t \quad (2)$$

[0024] Eine Integration über die Zeit ergibt

$$\int_0^{\frac{T_m}{4}} F(t) \cdot dt = \int_0^{\frac{T_m}{4}} \left(F_c + \frac{4}{T_m} \cdot \Delta F \cdot t \right) dt \quad (3)$$

$$= F_c \cdot t + \frac{4}{T_m} \cdot \Delta F \cdot \frac{1}{2} \cdot t^2 \Big|_0^{\frac{T_m}{4}} \quad (4)$$

$$= \frac{F_c \cdot T_m}{4} + \frac{4}{T_m} \cdot \Delta F \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{T_m^2}{16} \quad (5)$$

$$= \frac{F_c \cdot T_m}{4} + \frac{\Delta F}{8} \cdot T_m \quad (6)$$

[0025] Durch das Integrieren über das zweite Viertel der Modulationszeitperiode T_m und durch Addieren zum Ergebnis für das erste Viertel wird für die erste Hälfte der Modulationszeitperiode T_m Folgendes erhalten:

$$\frac{F_c \cdot T_m}{2} + \frac{\Delta F \cdot T_m}{4} \quad (7)$$

[0026] Für die zweite Hälfte einer Zeitperiode T_m lautet das Ergebnis

$$\frac{F_c \cdot T_m}{2} - \frac{\Delta F \cdot T_m}{4} \quad (8)$$

[0027] Der absolute Wert der Abweichung von der Mittenfrequenz über eine ganze Modulationszeitperiode T_m wird dann wie folgt angegeben

$$R = \frac{\Delta F \cdot T_m}{2} \quad (9)$$

[0028] Dies entspricht in der Tat dem schraffierten Bereich in **Fig. 1**. Mit dem durch $\frac{\Delta F}{F_c}$ definierten

ten Modulationsindex ist es möglich, einen Modulationsindex über den berechneten R-Wert anzugeben, wenn die Modulationszeitperiode T_m und die Mittenfrequenz F_c des Oszillators bekannt sind:

$$M_I = \frac{\Delta F}{F_c} = \frac{2R}{T_m \cdot F_c} \quad (10).$$

[0029] Somit ist es mit der Integration über die Zeit des absoluten Werts der Abweichung des gemessenen modulierten Frequenzsignals von der Mittenfrequenz möglich, den gegenwärtigen Modulationsindex zu berechnen.

[0030] Bei einer Ausführungsform der Erfindung weist die elektronische Vorrichtung ferner die Frequenzmodulationseinheit auf, die ein Modulationssignal zum steuerbaren Oszillator ausgeben kann, um die Mittenfrequenz F_c des Oszillators mit einer Modulationsfrequenz F_m hinsichtlich der Frequenz zu modulieren, so dass während einer ersten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m die Oszillatorfrequenz höher ist als die Mittenfrequenz F_c und während einer zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m die Oszillatorfrequenz niedriger ist als die Mittenfrequenz F_c .

[0031] Die Frequenzmodulationsindex-Regelschleife weist ferner eine Integrationseinheit mit einem Eingang auf, der mit einem Ausgang des steuerbaren Oszillators verbunden sein und eine Differenz zwischen einer Integration der modulierten Oszillatorfrequenz über die Zeit während der ersten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m und einer Integration der modulierten Oszillatorfrequenz über die Zeit während der zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m berechnen kann. Die Frequenzmodulationsindex-Regelschleife weist ferner eine Komparatoreinheit auf, die mit einem Ausgang der Integrationseinheit verbunden ist und die berechnete Differenz mit einer erwarteten Differenz vergleichen und das von der Frequenzmodulationseinheit ausgegebene Modulationssignal entsprechend so einstellen kann, dass die berechnete Differenz und die erwartete Differenz übereinstimmen.

[0032] Gemäß dieser Ausführungsform ist in einer ersten Hälfte der Modulationszeitperiode die modulierte Oszillatorfrequenz höher als die Mittenfrequenz, und in der zweiten Hälfte einer Modulationszeitperiode ist die Oszillatorfrequenz niedriger als die Mittenfrequenz. Dies vereinfacht das Integrieren. Somit wird es bei einer Integration über die Zeit stets eine Differenz zwischen der Integration während der ersten Hälfte der Modulationszeitperiode und der Integration während der zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode geben, wie bereits oben mathematisch gezeigt. Durch Subtrahieren der beiden Integrationsergebnisse für die erste bzw. die zweite Hälfte der Modulationszeitperiode wird auf einfache Weise

die Integration über die Zeit des absoluten Werts der Abweichung von der Mittenfrequenz erhalten.

[0033] Bei einem weiteren Aspekt der Erfindung ist die Frequenzmodulationseinheit ein Dreiecksignalgenerator, der ein Dreiecksignal mit einer steuerbaren Amplitude ausgibt, das über das Komparatorsignal einstellbar ist. Wenn die Amplitude erhöht wird, wird auch die maximale Abweichung der modulierten Frequenz von der Mittenfrequenz erhöht.

[0034] Bei einem weiteren Aspekt der Erfindung ist die Integrationseinheit ein Auf-Abwärtszähler, der so gekoppelt ist, dass er die Perioden der modulierten Frequenz während der ersten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m hochzählt und die Perioden der modulierten Frequenz während der zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode runterzählt. Dies ist eine sehr einfache Ausführung der Integrationseinheit. Da in der ersten Hälfte der Modulationszeitperiode die Modulationsfrequenz F_m höher ist als die Mittenfrequenz und in der zweiten Hälfte einer Modulationszeitperiode die Oszillatorfrequenz niedriger ist als die Mittenfrequenz, wird mit dem Auf-Abwärtszähler stets eine Differenz erhalten, wenn über eine vollständige Modulationszeitperiode T_m gezählt wird. Bei dieser Ausführungsform wird der Auf-Abwärtszähler vorzugsweise zu jedem Beginn einer Modulationszeitperiode T_m zurückgesetzt, und er gibt an jedem Ende einer Modulationszeitperiode den gegenwärtigen Zählerstand zur Komparatoreinheit aus.

[0035] Bei einem Aspekt der Erfindung ist die Komparatoreinheit ein digitaler Komparator, der ein erstes Signal ausgeben kann, wenn die berechnete Differenz geringer ist als die erwartete Differenz, ein zweites Signal, wenn die berechnete Differenz der erwarteten Differenz entspricht, und ein drittes Signal, wenn die berechnete Differenz größer ist als die erwartete Differenz. Die drei verschiedenen Signale führen zu einer Erhöhung, zu keiner Änderung bzw. zu einer Abnahme der steuerbaren Amplitude der Frequenzmodulationseinheit.

[0036] Bei einer weiteren Ausführungsform der Erfindung kann die Integrationseinheit ein analoger Integrator sein, und die Komparatoreinheit kann ein analoger Komparator sein.

[0037] Die Erfindung stellt ferner ein Verfahren zur Frequenzmodulation eines nichtlinearen steuerbaren Oszillators, der eine Mittenfrequenz F_c hat, mit einer Modulationsfrequenz F_m und mit einem konstanten Modulationsindex bereit. Das Verfahren umfasst das Bereitstellen eines Dreieckkrampengeneratorsignals mit einer variablen Amplitude und die Frequenzmodulation des nichtlinearen steuerbaren Oszillators unter Verwendung des Dreieckkrampengeneratorsignals, so dass während einer ersten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m die Oszillatorfrequenz hö-

her ist als die Mittenfrequenz und in einer zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode die Oszillatorfrequenz niedriger ist als die Mittenfrequenz. Das Verfahren umfasst ferner das Messen der modulierten Oszillatorfrequenz, die von dem steuerbaren Oszillator ausgegeben wird. In einem weiteren Schritt wird die gemessene modulierte Oszillatorfrequenz während der ersten Hälfte der Modulationszeitperiode über die Zeit integriert und während der zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode über die Zeit integriert. Es wird eine Differenz zwischen dem Ergebnis, das während der ersten Hälfte der Modulationszeitperiode erhalten wird, und dem Ergebnis, das während der zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode erhalten wird, berechnet. Dies wird zum Beispiel auf einfache Weise durch die Verwendung eines Auf-Abwärtszähler erreicht. Die berechnete Differenz wird dann mit einer erwarteten Differenz verglichen. Die erwartete Differenz wird durch den gewünschten Modulationsindex, die Modulationszeitperiode und die Mittenfrequenz definiert. In einem weiteren Schritt des erfindungsgemäßen Verfahrens wird die Amplitude des Dreieckrampengeneratorsignals, das von der Frequenzmodulationseinheit ausgegeben wird, entsprechend so eingestellt, dass die berechnete Differenz mit der erwarteten Differenz übereinstimmt. Somit kann der Modulationsindex konstant gehalten werden.

Figurenliste

[0038] Weitere Aspekte der Erfindung ergeben sich aus der nachfolgenden Beschreibung bevorzugter Ausführungsformen der Erfindung anhand der beigegebenen Zeichnungen. Darin zeigen:

- **Fig. 1** ein Frequenz-Zeit-Diagramm, das die Integration der modulierten Frequenz über die Zeit zeigt;
- **Fig. 2** ein Blockschaltbild, das ein Oszillationssystem mit einer erfindungsgemäßen elektronischen Vorrichtung zeigt;
- **Fig. 3** ein vereinfachtes Schaltbild, das einen Oszillator gemäß einer Ausführungsform der Erfindung zeigt; und
- **Fig. 4** die Frequenzänderung über eine Modulationsperiode.

AUSFÜHRLICHE BESCHREIBUNG EINER BEISPIELHAFTEN AUSFÜHRUNGSFORM

[0039] **Fig. 2** zeigt schematisch ein Oszillationssystem **14**. Ein Oszillator **16** hat einen Frequenzausgang, **18**, an dem die Oszillatorfrequenz ausgegeben wird. Der Oszillator **16** ist ein steuerbarer Oszillator, der ferner einen Modulationssignaleingang **20** aufweist, der ein Modulationssignal aufnehmen kann. Der Frequenzausgang **18** ist mit einem Eingang **22** eines digitalen Auf-Abwärtszähler **24** verbunden, der

einen Zählerausgang **26** aufweist, der ein Zählergebnis ausgeben kann. Der Zählerausgang **26** ist mit einem Komparatoreingang **28** eines Komparators **30** verbunden.

[0040] Der Komparator **30** weist einen zweiten Eingang **32** auf, der ein Zielzählergebnis aufnehmen kann. Der Komparator **30** weist einen Komparatorausgang **34** auf, der ein Signal ausgeben kann, das das Ergebnis eines Vergleichs zwischen der Zählerausgabe von dem Zähler **24** und dem Zielzählergebnis repräsentiert. Der Komparatorausgang **34** ist mit einem Steuereingang **36** eines Rampengenerators **38** verbunden. Der Steuereingang **36** kann ein Steuersignal zur Steuerung der Amplitude des Rampensignals aufnehmen. Der Rampengenerator **38** weist ferner einen Signalausgang **40** auf, an dem das von dem Rampengenerator **38** erzeugte Rampensignal ausgegeben wird. Der Generatorsignalausgang **40** ist mit dem Modulationssteuereingang **20** des Oszillators **16** verbunden. Die von dem Rampengenerator erzeugte Rampe ist das Modulationssignal.

[0041] Das Oszillationssystem **14** weist ferner eine Takteinheit **42** mit einem ersten Taktausgang **44** auf, der mit einem Takteingang **46** des Rampengenerators **38** verbunden ist, und einem zweiten Ausgang **48**, der mit einem Takteingang **50** des Zählers **24** verbunden ist. Die Takteinheit **42** nimmt einen Systemtakt an einem Eingang **52** auf.

[0042] Der Oszillator **16** kann ein Oszillator mit der Architektur eines Hysterese/Ringoszillators mit einer Mittenfrequenz F_c sein. Bei einer vorteilhaften Ausführungsform kann der Oszillator wie in **Fig. 3** gezeigt implementiert sein. Die Oszillationsfrequenz eines Ringoszillators kann verändert werden, indem die Laufzeit der Gates verändert wird, die zur Bildung des Ringoszillators verwendet werden. Das Modulationssignal, das am Eingang **20** eingespeist wird, kann ein Arbeitsstrom sein, wodurch die Laufzeit des Ringoszillators verändert wird. Für den in **Fig. 3** gezeigten Oszillator kann das Signal **20** auch ein Arbeitsstrom sein. Dies wird anhand von **Fig. 3** ausführlicher beschrieben.

[0043] Der Zähler **24** als Integrationseinheit und der Komparator **30** bilden zusammen eine Frequenzmodulationsindex-Regelschleife, während der Rampengenerator **38** eine Frequenzmodulationseinheit ist.

[0044] Das Signal am Eingang **52** kann ein periodisches Taktsignal mit einer Frequenz von mehreren MHz, beispielsweise von 6 MHz sein. Die an den Ausgängen **48** und **44** erzeugten Signale können periodische Taktsignale mit einer niedrigen Frequenz von beispielsweise 100 kHz sein. Der Rampengenerator **38** kann ein multiplizierender Digital-Analog-Wandler sein.

[0045] Fig. 3 zeigt ein vereinfachtes Schaltbild eines selbstschwingenden DC-DC-Wandlers, der als Oszillator 16, der in Fig. 2 gezeigt ist, verwendet werden kann. COMP ist ein Komparator mit hoher Verstärkung, der zwei komplementäre Eingänge und einen Ausgang aufweist. Eine Referenzspannungsquelle V_{ref} ist mit dem nichtinvertierenden Eingang des Komparators verbunden. Ein Filternetzwerk, das hauptsächlich eine Ausgangsinduktivität L_{out} und einen Lastkondensator C_{load} umfasst, ist mit dem Ausgang des Komparators COMP verbunden. L_{out} und C_{load} sind wie üblich in Serie mit einem äquivalenten Serienwiderstand R_{sr} und einer äquivalenten Serieninduktivität L_{sl} gezeigt. Der Verbindungsknoten von L_{out} und C_{load} ist mit dem invertierenden Eingang des Komparators COMP verbunden und ist gleichzeitig der Spannungsausgang V_{out} der Schaltung. Der Komparator COMP hat wie üblich eine Spannungsversorgung V_{DD} und V_{SS} .

[0046] Aufgrund der hohen Verstärkung des Komparators COMP, der Laufzeit des Komparators und der von dem Filternetzwerk eingeführten Verzögerung wird die Oszillationsbedingung der in Fig. 3 gezeigten Konfiguration bei einer festen Frequenz erfüllt, die bei einer typischen Implementierung mehrere MHz betragen kann.

[0047] Die Oszillationsfrequenz des selbstschwingenden DC-DC-Wandlers kann mit dem Arbeitsstrom I_{BIAS} des Komparators COMP eingestellt werden. Das Signal 20 aus Fig. 2 kann somit so gekoppelt sein, dass es den Arbeitsstrom I_{BIAS} steuert. Der Ausgang SW des Komparators kann an den Zähler 24 gekoppelt sein, um die Oszillationsfrequenz und die Änderungen in Übereinstimmung mit der Erfindung zu bestimmen.

[0048] Das Signal am Ausgang des Komparators COMP wird als Schaltknoten SW bezeichnet. Das Signal am Knoten SW kann einen rechteckigen Signalverlauf haben. Die Spannungsschwankung kann im Wesentlichen Rail-to-Rail erfolgen. Bei dem gezeigten Beispiel wird beispielsweise angenommen, dass die Referenzspannung bei 2,80 V liegt. Die Ausgangsspannung V_{out} kann dann bei dem Pegel der Referenzspannung mit einer überlagerten Welligkeit sein. Obwohl die Welligkeit sehr gering ist, wirkt sie, wenn sie an den invertierenden Eingang eines Komparators COMP angelegt wird, wie bei einem herkömmlichen Wandler als Rampensignal, wodurch der Pegel der Ausgangsspannung V_{out} geregelt wird. Im Zusammenhang mit dieser Erfindung wird das Rampensignal als „selbsterzeugte Rampe“ bezeichnet, das von einem Rampensignal unterschieden werden muss, das von einem separaten Rampensignalgenerator erzeugt wird. Der Betrag der „selbsterzeugten Rampe“ ist der Welligkeitsstrom multipliziert mit dem äquivalenten Serienwiderstand R_{sr} .

[0049] Bei einer Anwendung, bei der die Oszillationsfrequenz zu steuern ist, wird die Tatsache genutzt, dass die Laufzeit des Komparators durch Einstellen des von dem Komparator zugeführten Arbeitsstroms gesteuert werden kann.

[0050] Der Betrieb des Oszillationssystems 14 wird nun anhand aller Figuren beschrieben. Der Oszillator 16 oszilliert bei einer Mittenfrequenz F_c . Die Takteinheit 42 gibt am Taktausgang 44 ein Taktsignal aus, das in Fig. 3 durch eine Linie 54 angegeben ist. Der Rampengenerator 38, der an seinem Takteingang 46 das Taktsignal 54 empfängt, wird von dem Taktsignal 54 getaktet. Somit wird am Rampengeneratorausgang 40 ein in Fig. 4 gezeigtes Rampensignal 56 ausgegeben, das dem Taktsignal folgt, d. h. es gibt eine steigende Rampe, wenn das Taktsignal 54 positiv ist, und eine fallende Rampe, wenn das Taktsignal 54 negativ ist. Das Rampensignal ist ein Dreieckrampensignal. Die Beziehung kann selbstverständlich umgekehrt werden mit einer fallenden Rampe, wenn das Taktsignal hoch ist, und einer steigenden Rampe, wenn das Taktsignal niedrig ist.

[0051] Die Takteinheit 42 gibt ferner ein Taktsignal 58 an ihrem Taktausgang 48 aus, das in Bezug auf das Taktsignal 54 um 90° phasenverschoben ist. Fig. 3 zeigt die Beziehung zwischen dem Taktsignal 58 und dem Taktsignal 54. Das Taktsignal 58 wird in den Takteingang 50 des Zählers 24 eingespeist. Bei der beispielhaften Ausführungsform zählt der Zähler 24 hoch, während das Taktsignal 58 hoch ist, und zählt runter, wenn das Taktsignal 58 niedrig ist. Eine Zeitperiode des Taktsignals 54 oder 58 entspricht einer Modulationszeitperiode. Das Rampensignal 56 wird am Signalausgang 40 ausgegeben und in den Modulationssignaleingang 20 des Oszillators 16 eingespeist.

[0052] Die über die Zeit am Oszillatorausgang 18 ausgegebene modulierte Frequenz F_m ist in Fig. 1 als Linie 10 gezeigt. Die Frequenzänderung folgt dem Modulationssteuerrampensignal 56. Die Linie 10 ist natürlich idealisiert, da aufgrund des nichtlinearen Verhaltens des Oszillators die Amplitude, d. h. die maximale Frequenzabweichung, variiert und nichtlinear dem Rampensignal folgt.

[0053] Der Zähler 24 mit seinem Zählereingang 22, der mit dem Frequenzgang des Oszillators 16 verbunden ist, zählt jede Oszillatorzeitperiode, wodurch die modulierte Frequenz gemessen wird. Da das Taktsignal 58 in Bezug auf das Taktsignal 54 phasenverschoben ist, beginnt die Periode des Hochzählens zu einem Zeitpunkt T_1 in der Mitte einer steigenden Rampe, wenn die modulierte Oszillatorfrequenz der Mittenfrequenz entspricht. Während der gesamten Periode des Hochzählens ist die modulierte Oszillatorfrequenz höher als die Mittenfrequenz. Zu einem Zeitpunkt T_2 , der nach einem Viertel der

Modulationszeitperiode liegt, wechselt das Taktsignal **54** von hoch auf niedrig, und das Modulationssignal **56** beginnt mit einer fallenden Rampe. Die modulierte Oszillatorfrequenz ist weiterhin höher als die Mittenfrequenz, und der Zähler **24** zählt weiter hoch, da das Taktsignal **58** weiterhin hoch ist.

[0054] Die Phase des Runterzählens beginnt zu einem Zeitpunkt **T3**, wenn das Taktsignal **58**, das den Zähler **24** taktet, von hoch auf niedrig wechselt. Dies erfolgt in der Mitte einer fallenden Rampe, wenn die modulierte Oszillatorfrequenz erneut der Mittenfrequenz entspricht. Die Rampe des Modulationssignals ist weiterhin fallend, da zum Zeitpunkt **T3** das Taktsignal **54** weiterhin niedrig ist. Zu einem Zeitpunkt **T4**, der nach drei Viertel einer Modulationszeitperiode liegt, wechselt das Taktsignal **54** von niedrig auf hoch, und die Rampe des Rampengenerators beginnt erneut zu steigen. Der Zähler **24** zählt jedoch weiterhin runter, da das Taktsignal **58** weiterhin niedrig ist. Zu einem Zeitpunkt **T5** ist eine vollständige Modulationsperiode abgeschlossen, und das Taktsignal **58** wird hoch, wodurch die Periode des Runterzählens unterbrochen wird. Während der gesamten Periode des Runterzählens ist die modulierte Oszillatorfrequenz niedriger als die Mittenfrequenz.

[0055] Zum Zeitpunkt **T5**, d. h. nach einer vollständigen Modulationsperiode, wird der Zähler **24** zurückgesetzt und gibt am Zählerausgang **26** ein Zählergebnis für den Komparator **30** aus. Es wird immer ein positives Ergebnis geben, da während der Phase des Hochzählens die modulierte Oszillatorfrequenz immer höher ist als die Mittenfrequenz und während der Phase des Runterzählens die modulierte Oszillatorfrequenz immer niedriger ist als die Mittenfrequenz. Das Hochzählen entspricht einer Integration der modulierten Oszillatorfrequenz über die Zeit während der ersten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m , während in der Phase des Runterzählens die modulierte Oszillatorfrequenz während der zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m über die Zeit integriert wird. Somit ist das Zählergebnis die Differenz zwischen einer Integration der modulierten Oszillatorfrequenz über die Zeit während der ersten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m und einer Integration der modulierten Oszillatorfrequenz über die Zeit während der zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m .

[0056] Die Differenz R , die am Zählerausgang **26** ausgegeben wird, hängt von dem Modulationsindex M_I und von dem Verhältnis zwischen der Oszillatormittenfrequenz und der Modulationsfrequenz ab. Die Lösung der Formel (10) für R ergibt

$$R = \frac{T_m \cdot F_c \cdot M_I}{2} \quad (11).$$

[0057] Unter der Annahme, dass ein Verhältnis N zwischen der Mittenfrequenz F_c des Oszillators und der Modulationsfrequenz F_m 64 ist

$$N = \frac{F_c}{F_m} = 64 \quad (12)$$

und mit

$$T_m = \frac{1}{F_m} \quad (13)$$

und einem Modulationsindex

$$M_I = 0,1 \quad (14)$$

ist das Ergebnis oder die erwartete Differenz am Zählerausgang

$$R = \frac{64 \cdot 0,1}{2} = 3,2 \quad (15).$$

[0058] Diese erwartete Differenz wird am Eingang **32** in den Komparator **30** eingespeist. Diese Differenz hängt von dem gewünschten Modulationsindex und von dem Verhältnis zwischen der Mittenfrequenz und der Modulationsfrequenz ab. Sie kann eine ganze Zahl sein, oder das Zählen kann über mehrere Zeitperioden erfolgen, wobei das Ergebnis vor dem Einspeisen in den Komparator **32** gemittelt wird.

[0059] Der Komparator kann drei verschiedene Signale am Ausgang **34** ausgeben. Bei der bevorzugten Ausführungsform ist der Komparator **30** ein digitaler Komparator. Ein erstes Signal gibt an, dass die berechnete Differenz niedriger ist als die erwartete Differenz. Ein zweites Signal gibt an, dass die berechnete Differenz der erwarteten Differenz entspricht, und ein drittes Signal, dass die berechnete Differenz größer ist als die erwartete Differenz. Das Komparatorausgangssignal wird in den Steuereingang **36** des Rampengenerators **38** eingespeist. Das erste Komparatorsignal, das angibt, dass die berechnete Differenz geringer ist als erwartet, führt zu einer Erhöhung der Amplitude des Rampensignals, wie in **Fig. 4** mit einer gestrichelten Linie **60** angegeben. Das zweite Signal führt zu keiner Änderung, während das dritte Komparatorsignal die Amplitude des Rampensignals verringert.

[0060] Das veränderte Rampensignal führt zu einer Änderung der Modulation der Oszillatorfrequenz und somit zu einer Änderung des Modulationsindex. Somit führt das Oszillationssystem **14** eine Frequenzmodulationsindexsteuerung durch.

[0061] Während die Erfindung für eine digitale Implementierung beschrieben wurde, ist eine analoge Implementierung ebenso möglich.

[0062] Die Erfindung wurde im Vorhergehenden zwar anhand einer besonderen Ausführungsform beschrieben, sie ist jedoch nicht auf diese Ausführungsform beschränkt, und der Fachmann wird zweifellos weitere Alternativen finden, die im Umfang der Erfindung, wie sie beansprucht ist, liegen.

Patentansprüche

1. Elektronische Vorrichtung zur Steuerung eines Frequenzmodulationsindex, mit einer Frequenzmodulationsindex-Regelschleife, die einen Eingang aufweist, der mit einem Frequenzgang eines frequenzsteuerbaren Oszillators mit einer Mittenfrequenz F_c verbunden ist, wobei der Oszillator an einem Oszillatorausgang eine Oszillation bereitstellt, die eine Oszillationsfrequenz aufweist, die mit einer Modulationsfrequenz um die Mittenfrequenz F_c moduliert ist, wobei eine maximale Abweichung ΔF der Oszillationsfrequenz von der Mittenfrequenz F_c bezogen auf die Mittenfrequenz F_c als Modulationsindex bezeichnet ist, und wobei die Frequenzmodulationsindex-Regelschleife einen Ausgang aufweist, der mit einem Eingang einer Frequenzmodulationseinheit verbunden ist, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Modulationsindex-Regelschleife den Modulationsindex bestimmt, wobei die elektronische Vorrichtung ferner eine Takteinheit umfasst, die an die Frequenzmodulationseinheit und eine Integrationseinheit gekoppelt ist, und für diese ein Taktsignal bereitstellt, wobei das zur Frequenzmodulationseinheit geleitete Taktsignal zum Taktsignal, das zur Integrationseinheit geleitet wird, um 90° phasenverschoben ist.

2. Elektronische Vorrichtung nach Anspruch 1, bei der die Frequenzmodulationsindex-Regelschleife die modulierte Frequenz misst, die vom steuerbaren Oszillator ausgegeben wird; und bei der der Modulationsindex durch eine Integration über die Zeit des absoluten Werts der Abweichung des gemessenen modulierten Frequenzsignals von der Mittenfrequenz berechnet wird.

3. Elektronische Vorrichtung nach Anspruch 2, die ferner Folgendes aufweist: die Frequenzmodulationseinheit, die ein Modulationssignal zum steuerbaren Oszillator für eine Frequenzmodulation der Oszillatormittenfrequenz F_c mit einer Modulationsfrequenz F_m ausgibt, so dass während einer ersten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m die Oszillatorfrequenz höher ist als die Mittenfrequenz F_c und während einer zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m die Oszillatorfrequenz niedriger ist als die Mittenfrequenz F_c ; und

wobei die Frequenzmodulationsindex-Regelschleife ferner Folgendes aufweist:

eine Integrationseinheit mit einem Eingang, der mit einem Ausgang des steuerbaren Oszillators verbunden ist, und die eine Differenz zwischen einer Integration der modulierten Oszillatorfrequenz über die Zeit während der ersten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m und einer Integration der modulierten Oszillatorfrequenz über die Zeit während der zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m berechnet; eine Komparatoreinheit, die an einen Ausgang der Integrationseinheit gekoppelt ist und die berechnete Differenz mit einer erwarteten Differenz vergleicht und so gekoppelt ist, dass sie ein Komparatorsignal zu einem Eingang der Frequenzmodulationseinheit ausgibt, um das von der Frequenzmodulationseinheit ausgegebene Modulationssignal entsprechend so einzustellen, dass die berechnete Differenz mit der erwarteten Differenz übereinstimmt.

4. Elektronische Vorrichtung nach Anspruch 3, bei der die Frequenzmodulationseinheit ein Dreiecksignalgenerator ist, der ein Dreieckssignal mit einer steuerbaren Amplitude ausgibt, das über das Komparatorsignal einstellbar ist.

5. Elektronische Vorrichtung nach Anspruch 4, bei der die Integrationseinheit ein Auf-Abwärtszähler ist, der so gekoppelt ist, dass er die Perioden der modulierten Frequenz während der ersten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m hochzählt und die Perioden der modulierten Frequenz während der zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m herab zählt.

6. Elektronische Vorrichtung nach Anspruch 5, bei der der Auf-Abwärtszähler bei jedem Beginn einer Modulationszeitperiode T_m zurückgesetzt wird und an jedem Ende einer Modulationszeitperiode T_m den aktuellen Zählerstand zur Komparatoreinheit ausgibt.

7. Elektronische Vorrichtung nach Anspruch 6, bei der die Komparatoreinheit ein digitaler Komparator ist, der ein erstes Signal ausgibt, wenn die berechnete Differenz kleiner ist als die erwartete Differenz, ein zweites Signal, wenn die berechnete Differenz der erwarteten Differenz entspricht, und ein drittes Signal, wenn die berechnete Differenz größer ist als die erwartete Differenz.

8. Elektronische Vorrichtung nach Anspruch 3, bei der die Integrationseinheit ein analoger Integrator ist.

9. Elektronische Vorrichtung nach Anspruch 8, bei der die Komparatoreinheit ein analoger Komparator ist.

10. Oszillationssystem mit einer elektronischen Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, das ferner den steuerbaren Oszillator aufweist, wobei der steuerbare Oszillator ein selbstschwin-

gender DC-DC-Wandler ist und das Modulationssignal eine Laufzeit des selbstschwingenden DC-DC-Wandlers verändert.

11. Oszillationssystem mit einer elektronischen Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 9, das ferner den steuerbaren Oszillator aufweist, wobei der steuerbare Oszillator ein Ringoszillator ist und das Modulationssignal eine Laufzeit des Ringoszillators verändert.

12. Verfahren zur Frequenzmodulation eines nichtlinearen steuerbaren Oszillators, der eine Mittenfrequenz F_c hat, mit einer Modulationsfrequenz F_m und einem konstanten Modulationsindex, wobei das Verfahren Folgendes umfasst:

Bereitstellen eines Dreieckrampengeneratorsignals mit einer variablen Amplitude;

Frequenzmodulieren des nichtlinearen steuerbaren Oszillators unter Verwendung des Dreieckrampengeneratorsignals, so dass während einer ersten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m die Oszillatorfrequenz höher ist als die Mittenfrequenz F_c und in einer zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m die Oszillatorfrequenz niedriger ist als die Mittenfrequenz F_c ;

Messen der modulierten Oszillatorfrequenz, die von dem steuerbaren Oszillator ausgegeben wird;

Integrieren der gemessenen modulierten Oszillatorfrequenz über die Zeit während der ersten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m und Integrieren der modulierten Oszillatorfrequenz über die Zeit während der zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m ; und

Berechnen der Differenz zwischen dem Ergebnis, das während der ersten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m erhalten wird, und dem Ergebnis, das während der zweiten Hälfte der Modulationszeitperiode T_m erhalten wird;

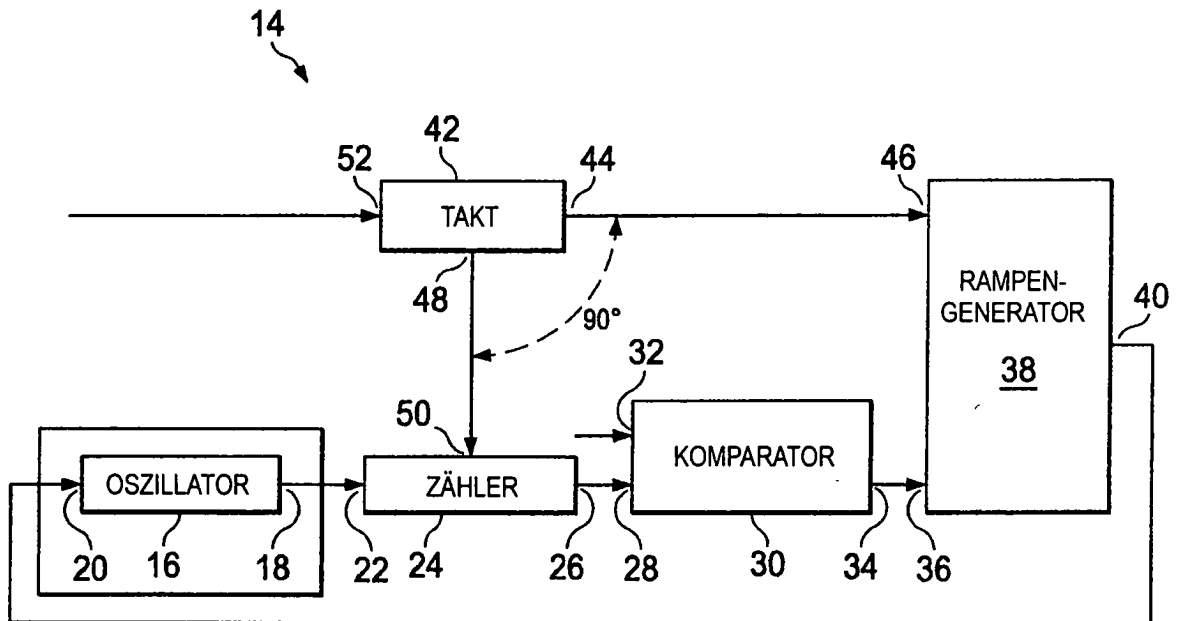
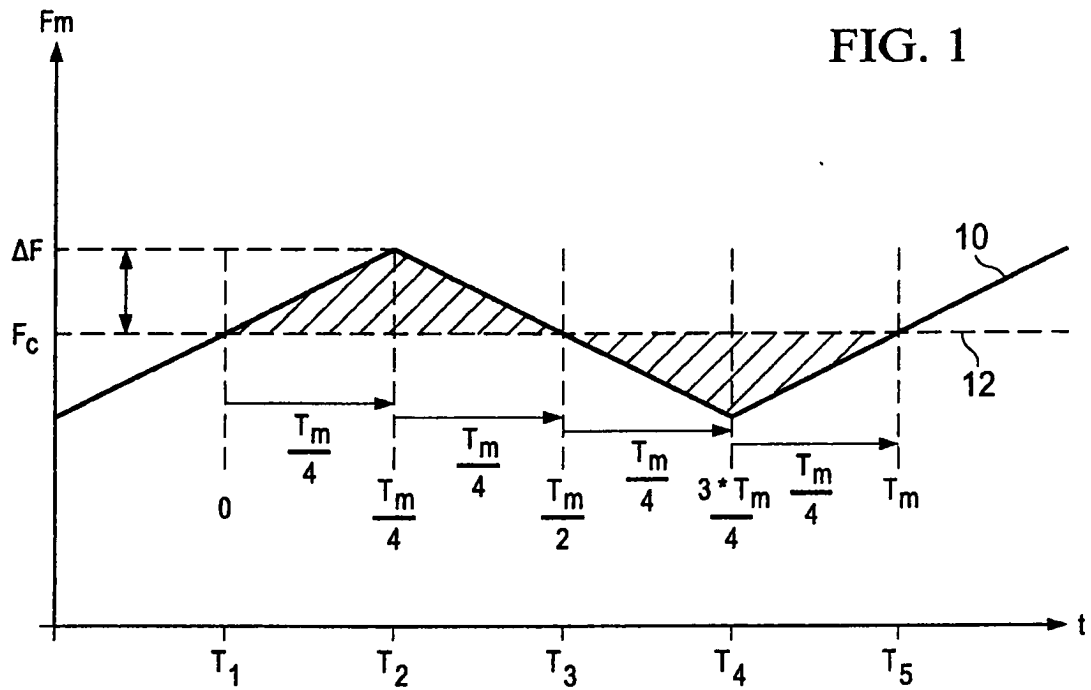
Vergleichen der berechneten Differenz mit einer erwarteten Differenz;

Entsprechendes Einstellen der Amplitude des Dreieckrampengeneratorsignals, das von der Frequenzmodulationseinheit ausgegeben wird, so dass die berechnete Differenz mit der erwarteten Differenz übereinstimmt; und

Bereitstellen von Taktsignalen für die Frequenzmodulationseinheit und eine Integrationseinheit, wobei das zur Frequenzmodulationseinheit geleitete Taktsignal zum Taktsignal, das zur Integrationseinheit geleitet wird, um 90° phasenverschoben ist.

Es folgen 3 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen



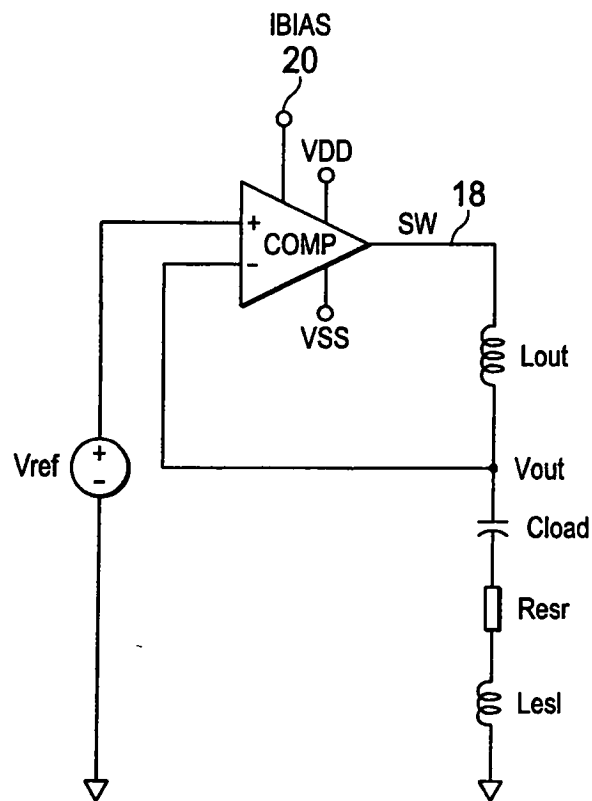


FIG. 3

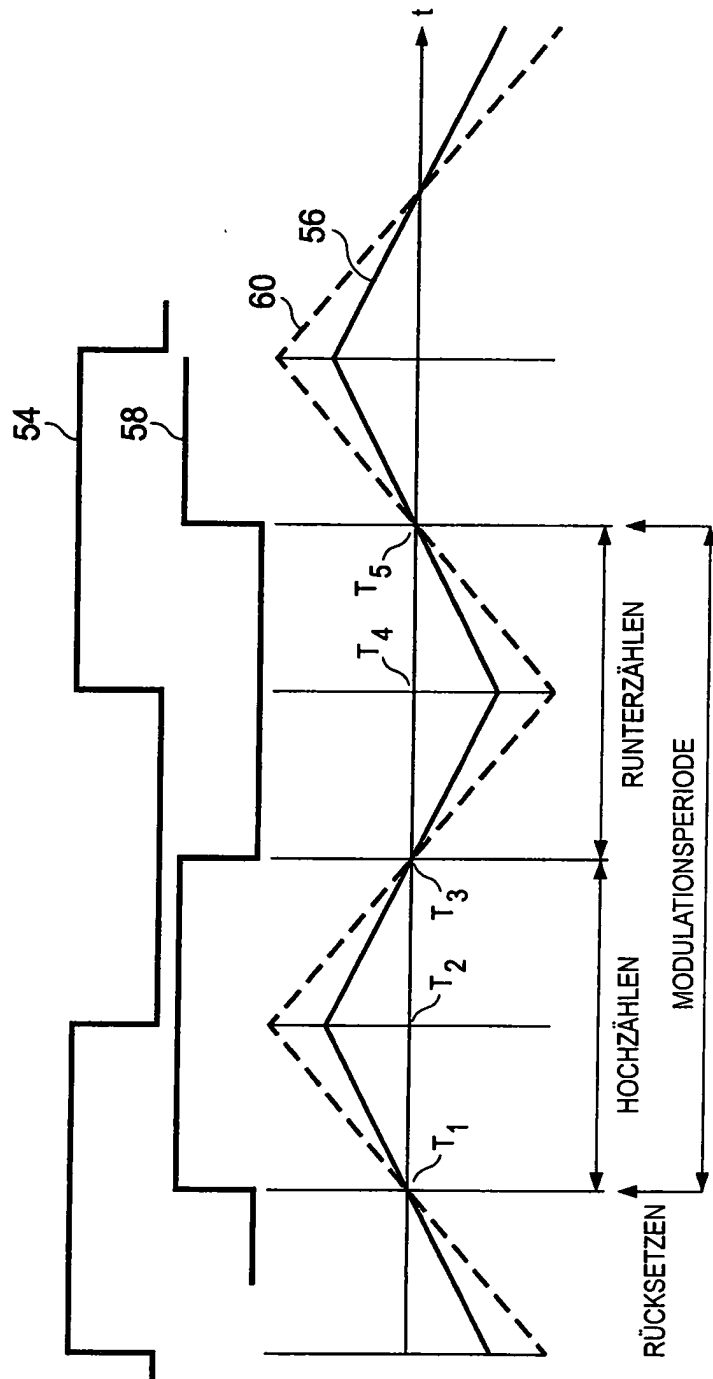


FIG. 4