(19) **Bundesrepublik Deutschland**
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 698 19 626 T2** 2004.09.16

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 0 896 424 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **698 19 626.0**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **98 109 851.0**
(96) Europäischer Anmeldetag: **29.05.1998**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **10.02.1999**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **12.11.2003**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **16.09.2004**

(51) Int Cl.[7]: **H03D 7/16**
H03D 7/00

(30) Unionspriorität:
908995 **08.08.1997** **US**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE, FR, GB

(73) Patentinhaber:
Agilent Technologies, Inc. (n.d.Ges.d.Staates Delaware), Palo Alto, Calif., US

(72) Erfinder:
Hornack, Thomas, Portola Valley, US; Knudsen, Knud, Palo Alto, US

(74) Vertreter:
BOEHMERT & BOEHMERT, 80336 München

(54) Bezeichnung: **Zeitverschachtelte I-Q-Mischeranordnung mit phasengleiche und Quadratur-Polaritätsinverter speisendem Verteilungsschalter**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

Hintergrund der Erfindung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft das Gebiet der analogen Signalverarbeitung und insbesondere eine Signalverarbeitung, bei der Inphase- und Quadratursignal-Komponenten erzeugt werden. Ein Hauptziel der vorliegenden Erfindung ist es, einen integrierten Empfängerschaltkreis für RF-Übertragungen mit einer verbesserten Spiegelfrequenzunterdrückung vorzusehen.

[0002] Ein übliches Funkübertragungssystem umfaßt einen Sender und einen Empfänger. Der Sender moduliert die Amplitude, die Frequenz und/oder die Phase eines Trägersignals mit einem Signal, das Information (beispielsweise Ton, Video und Daten) trägt, und liefert ein moduliertes Trägersignal. Der Empfänger empfängt und demoduliert das modulierte Trägersignal, um das informationstragende Signal zu extrahieren.

[0003] Typischerweise empfängt ein Empfänger nicht nur ein erwünschtes moduliertes Trägersignal, sondern auch andere modulierte Trägersignale, die sich über ein gedrängtes Frequenzspektrum erstrecken. Für einen solchen Empfänger besteht die Aufgabe darin, ein „Ziel"-Trägersignal auszuwählen, d. h. sich auf dieses „einzustellen", und gleichzeitig unerwünschte Signale zu unterdrücken.

[0004] Um den Vorteil von preiswerteren Niederfrequenz-Komponenten zu nutzen, wird ein empfangenes Signal typischerweise vor der Demodulation in eine niedrige Frequenz umgewandelt. Ein „Heterodyn"-Empfänger umfaßt typischerweise einen Mischer und einen lokalen Oszillator. Der Oszillator gibt eine Wellenform mit konstanter Frequenz aus; die Oszillatorfrequenz kann eingestellt werden, um Ziele „einzustellen", die andere Trägerfrequenzen aufweisen. Der Mischer mischt das ankommende Signal mit der Oszillatorwellenform, um ein Differenzsignal (oder, seltener, ein Summensignal) zu liefern. Das Differenzsignal umfaßt ein frequenzumgesetztes Zielsignal, das die gleiche Modulation wie das empfangene Zielsignal trägt; das Trägersignal des umgesetzten Zielsignals ist die Differenz zwischen der Trägerfrequenz des empfangenen Zielsignals und der Oszillatorfrequenz. Wenn daher ein Signal mit einer Trägerfrequenz von 805 MHz und einen Oszillatorwellenform von 800 MHz gemischt wird, ergibt sich ein Signal mit einer Trägerfrequenz von 5 MHz. Somit kann statt des 805 MHz-Signals das 5 MHz-Signal demoduliert werden.

[0005] Typischerweise werden ebenfalls empfangene unerwünschte Signale gleichermaßen frequenzverschoben. Bei der Annahme von korrekten Bandbreitenaufteilungen, können diese unerwünschten Signale über die Frequenz unterschieden werden. Es können geeignete Bandpaßfilter verwendet werden, um die meisten der unerwünschten Signale zu unterdrücken, entweder vor oder nach der Frequenzumsetzung.

[0006] Bei Spiegelsignalen, die von Mischerstufen auf Trägerfrequenzen mit der gleichen Stärke wie das Zielsignal umgesetzt werden, müssen spezielle Vorraussetzungen gelten. In dem obengenannten Beispiel wird ein Spiegelsignal mit einer Empfangs-Trägerfrequenz von 795 MHz auf eine Trägerfrequenz von –5 MHz umgesetzt. Die meisten Signalverarbeitungsvorrichtungen treffen keine Unterscheidung der Frequenzen aufgrund ihrer Vorzeichen, daher kann es schwierig sein, das Spiegelsignal von –5 MHz aus dem Zielsignal von 5 MHz zu entfernen.

[0007] Wenn sich die Empfangs-Trägerfrequenzen des Zielsignals und des Spiegelsignals ausreichend unterscheiden, kann das Spiegelsignal durch Bandpaßfiltern vor dem Mischen entfernt werden. Somit wird das unerwünschte Spiegelsignal am Mischerausgang nicht erzeugt. Jedoch kann es unpraktisch sein, ein Spiegelsignal, so wie es empfangen wurde mit einer Trägerfrequenz die nahe bei dem Zielsignal liegt, mit einem Bandpaß zu filtern. Es ist typischerweise unpraktisch, ein Spiegelfrequenzsignal von 795 MHz mittels eines Bandpasses aus einem Zielsignal mit 805 MHz herauszufiltern.

[0008] Von komplexen Filtern, die auch „Vektor"- oder „Mehrphasen"-Filter genannt werden, ist bekannt, daß diese Bildsignale zugunsten von Zielsignalen unterdrücken können. Ein solches Filter ist in dem Dokument „A Fully Integrated 900 MHz CMOS Double Quadrature Downconverter" von Jan Crols und Michiel Steyaert (ISSCC Digest of Technical Papers and Slide Supplement, 16. Februar 1995, Seiten 100–101, 136–137) offenbart. Jeder Ausgang eines komplexen Filters ist eine Funktion von zwei Filtereingängen; diese Funktion berücksichtigt die Phasenbeziehung zwischen den zwei Eingängen.

[0009] Beispielsweise kann ein komplexes Filter ein Signal durchlassen, in welchem die Inphase-Komponente der Quadratur-Komponente vorauseilt, während ein Signal mit der gleichen Frequenz gedämpft wird, dessen Inphase-Komponente der Quadratur-Komponente nacheilt. Wenn die Eingänge eines solchen komplexen Filters die Inphasen- und Quadratur-Komponenten eines Zielsignals sind, dessen Inphase-Komponente vorauseilt, dämpft das Filter das Spiegelsignal, da die Inphase-Komponente des Spiegelsignals nacheilt.

[0010] Während ein komplexes Filter eine ausreichende Spiegelfrequenzdämpfung in Fällen vorsehen kann, in denen die Zielsignalstärke mit der Spiegelsignalstärke zumindest vergleichbar ist, gibt es wichtige Anwendungen, bei denen dieser Bedingung nicht zutrifft. Dies ist insbesondere bei mobilen Empfängeranwendungen der Fall, in denen beispielsweise wegen einer ungünstigen Differenz bezüglich der Entfernung zum Sender ein Spiegelsignal um 60 dB stärker als das Zielsignal sein kann. In solchen Fällen kann die Spiegelfrequenzunterdrückung erreicht werden, indem ein mehrstufiges komplexes Filter verwendet wird, wobei eine solche Lösung jedoch kos-

tenaufwendig ist.

[0011] Das Spiegelsignal kann durch Totalunterdrückung statt durch Filtern ökonomischer gedämpft werden. Wenn die Inphase- und Quadratur-Komponenten (entweder gefiltert oder ungefiltert) des Mischerausgangs getrennt sind, kann eine der Komponenten um eine Viertelperiode verschoben werden, so daß sich die Zielsignal-Komponenten konstruktiv addieren und sich die Spiegel-Komponenten auslöschen. Wenn beispielsweise die Inphase-Komponente des Zielsignals der Quadratur-Komponente um eine Viertelperiode vorauseilt, kann die erstere um eine Viertelperiode verzögert werden, um diese zeitlich mit der Ziel-Quadraturkomponente abzugleichen. Wenn die zeitlich abgeglichenen Zielkomponenten summiert werden, addieren sich diese konstruktiv. In dem gleichen Beispiel eilt die Inphase-Komponente des Spiegelsignals ihrer Quadratur-Komponente hinterher. Das Verzögern der Inphase-Komponente des Spiegelsignals bringt diese in eine gegenphasige Beziehung zu der Quadratur-Komponente des Zielsignals; bei der Summierung löschen sich die Inphase- und die Quadratur-Komponente aus. Somit kann das Spiegelsignal zugunsten des Zielsignals zurückgewiesen werden.

[0012] Inphase- und Quadratur-Komponenten werden üblicherweise mittels zweier Mischer erzeugt, die von demselben Oszillator in Quadratur angesteuert werden. Die Effektivität der Spiegelfrequenzunterdrückung, die entweder durch ein komplexes Filter, durch einen Spiegelfrequenzunterdrücker oder durch beides durchgeführt wird, hängt von verschiedenen Faktoren ab, unter anderem von der Gleichheit der Mischer-Verstärkungsfaktoren und von der Orthogonalität der Inphase- zu den Quadraturkomponenten. Tatsächlich ist es schwer, gleiche Ver-stärkungsfaktoren zweier Mischer zu erreichen. Dementsprechend war die Effektivität der Spiegelfrequenzdämpfung in Systemen mit üblichen Mischer beschränkt.

[0013] Die Stammanmeldung US 08/321,502, deren Gegenstand als britische Patentanmeldung GB 2,294,169 veröffentlicht wurde, offenbart einige zeitlich verzahnte Mischer, die sowohl in I-Q-Demodulatoren als auch in spiegelfrequenz-unterdrückenden Empfängern verwendet werden. In den Ausführungen des I-Q-Demodulators wird ein Eingangssignal, das das Ausgangssignal einer ersten Mischerstufe sein kann, in Abschnitte von einer Viertelperiode eingeteilt, die den jeweiligen Phasen des Eingangssignals entsprechen. Die Abschnitte umfassen in Folge beispielsweise Inphase-, Quadratur-, Invers-Phase- und Invers-Quadraturabschnitte. (Al-ternativ kann die Reihenfolge der Segmente auch Quadratur, Inphase, Invers-Quadratur und Invers-Phase sein, abhängig von dem Modulator.)

[0014] Ein Polaritätsinvertierer kann verwendet werden, um jedes andere Abschnittspaar zu invertieren, so daß die Invers-Phasenabschnitte zu Inphaseabschnitten werden und die Invers-Quadraturabschnitte zu Quadraturabschnitten werden. Dazu wird der Polaritätinverter mit der Frequenz des Eingangssignals umgeschaltet. Der Polaritätinverter kann entweder am Signaleingang, am Oszillatoreingang oder am Ausgang des Mischers der ersten Stufe eingefügt werden. Das Ergebnis des Mischens und der Polaritätinvertierung ist ein Signal mit alternierenden Inphase- und Quadraturabschnitten.

[0015] Ein Verteilerumschalter, der mit der doppelten Rate des Eingangssignals betrieben wird, leitet die Inphasenabschnitte entlang eines „Inphase"-Wegs und die Quadraturabschnitte entlang eines „Quadratur"-Wegs. Dadurch wird die gewünschte Trennung der Inphase- und Quadratursignalkomponenten erreicht. Die Komponenten sind nicht kontinuierlich, sondern in Impulsform. Jedoch löscht jedes Filtern zur Auslöschung unerwünschter Signalfrequenzen auch die harmonischen Frequenzen aus, die mit den Impulsmerkmalen der Komponenten verbunden sind. Mit anderen Worten führt das Filtern der Inphase- und Quadraturimpulszüge zu kontinuierlichen Inphase- und Quadratur-Komponentensignalen. Daher kann eine Kombination eines Polaritätsinvertierers und eines Verteilungsumschalters als Mischerstufe dienen, die Inphase- und Quadratur-Komponenten erzeugt.

[0016] Die Arbeitsweise bei Ausführungen von spiegelsignal-unterdrückenden Empfängern ist ähnlich. Jedoch ist in diesen Ausführungen die Frequenz des Polaritätinverters zu der Signalfrequenz um die Ausgangsfrequenz des Polaritätsinvertierers versetzt. An Stellen, an denen die Ausgangsfrequenz des Polaritätsinvertierers nicht null ist, sind die Phasen des von dem Polaritätinverter definierten Signalabschnitts nicht exakt proportional zu den viertelperiodischen Abschnitten des Eingangssignals; durch den Frequenzversatz ergibt sich eine Disparität. Da die Disparität tatsächlich klein ist, und da der Verteilerschalter die Abschnitte auf „Inphase"- und „Quadratur"-Signalwege schaltet, werden die Begriffe „Inphase", „Quadratur", „Invers-Phase" und „Invers-Quadratur" hier und im weiteren verwendet, um die aufeinanderfolgenden Abschnitte, wie sie im Falle des I-Q-Demodulators vorliegen, zu unterscheiden.

[0017] Es kann schwierig sein, zu gewährleisten, daß die Dauer, während der der Verteilungsschalter das Signal entlang des Inphasewegs verteilt, genau der Dauer entspricht, in der der Verteilungsschalter das Signal entlang des Quadraturwegs verteilt. Wenn diese Zeitdauern nicht übereinstimmen, wird der zeitgemittelte Verstärkungsfaktor entlang der Wege unterschiedlich sein. Wenn die zeitgemittelten Verstärkungsfaktoren unterschiedlich sind, verschlechtert sich die Spiegelfrequenz-Unterdrückung.

[0018] Dementsprechend kann ein Tastverhältnis-Entzerrerschalter dem Verteilerschalter nachgeschaltet sein. Der Tastverhältnis-Entzerrerschalter lenkt bzw. leitet das Eingangssignal abwechselnd zu dem Verteilerschaltereingang hin und von diesem weg. Den Verteilerschalter erreicht daher nicht ein kontinuierliches Signal, sondern ein Impulszug mit

gleichmäßig beabstandeten Impulsen gleicher Zeitdauer. Die Umschaltzeiten sind daher so, daß die Pulse zwischen „Inphase"- und „Quadratur"-Pulsen alternieren. Die Inphase-Impulse sind Abschnitte der Inphasenkomponente des Zielsignals, während die Quadratur-Impulse Abschnitte der Quadraturphase des Zielsignals sind.

[0019] Der Verteilerschalter lenkt die Inphase-Impulse entlang eines Inphasewegs, um einen Inphase-Impulszug zu definieren; der Verteilerschalter lenkt die Quadratur-Impulse entlang eines Quadraturwegs, um einen Quadratur-Impulszug zu definieren. Das zum Entfernen unerwünschter Frequenz verwendete Bandpaßfiltern dient auch dazu, die Pulse zu kontinuierlichen Inphase- und Quadratur-Komponentensignalen zu glätten. Diese können von einem komplexen Filter oder von einem Spiegelfrequenzunterdrücker verarbeitet werden, um so eine relativ effektive Spiegelfrequenzunterdrückung zu erreichen, während die Übereinstimmungsprobleme des Verstärkungsfaktors vermieden werden, welche sich auf die Mischerstufe niederschlagen, wobei nominal übereinstimmende Mischer verwendet werden.

[0020] Der Zeitmultiplex-I-Q-Mischer mit Tastverhältnis-Entzerrung bietet eine deutliche Verbesserung der Spiegelfrequenzunterdrückung. Jedoch richten sich mit dem Erreichen dieses neuen Grads an Leistungsfähigkeit die Ziele auf eine noch effektivere Spiegelfrequenzunterdrükkung.

Abriß der Erfindung

[0021] Im Laufe der vorliegenden Erfindung wurden Beschränkungen offenbarter Zeitmultiplex-I-Q-Mischern deutlich. Insbesondere verursacht eine parasitäre Kapazität am Eingang des Verteilerschalters ein Übergreifen von Impuls zu Impuls. Beispielsweise werden in der Ausführung von **Fig.** 12 der Stammanmeldung einige der mit einem Inphase-Impuls assoziierten Signale durch die parasitäre Kapazität „festgehalten" und dann in den darauf folgenden Quadratur-Impuls übertragen. Das mit dem Quadratur-Impuls assoziierten Signal wird wiederum durch parasitäre Kapazitäten festgehalten und in den nächsten Inphase-Impuls übertragen. Daher werden die Inphase- und Quadratur-Impulsströme gegenseitig ineinander übergreifen, so daß deren Orthogonalität beeinträchtigt wird. Dieser Verlust an Orthogonalität beschränkt die Spiegelsignalunterdrückung.

[0022] Der erste Schritt der Erfindung ist es, die parasitäre Kapazität zu entladen, während das Eingangssignal von dem Verteilerschaltereingang verteilt wird. Dadurch wird die Beeinträchtigung der Orthogonalität verringert. Jedoch ist es unpraktisch, die parasitäre Kapazität voll-ständig zu entladen. Dementsprechend betrifft die vorliegende Erfindung das Verhindern der Beeinflussung der Orthogonalität der Inphase- und Quadraturkomponenten durch die parasitäre Kapazität.

[0023] Die Beeinträchtigung der Orthogonalität kann teilweise begrenzt werden, indem die Polarität vor dem Verteilungsschalter nicht invertiert wird. In diesem Fall umfaßt der von dem Verteilungsschalter empfangene Impulszug Wiederholungsmuster eines Inphase-Impulses, dem ein Quadratur-Impuls folgt, auf welchen ein Invers-Phaseimpuls folgt, der einen Invers-Quadraturimpuls nach sich zieht. Wie auch bei Zeitmultiplex-I-Q-Mischern nach dem Stand der Technik wird der Invers-Phaseimpuls in den nachfolgenden Quadratur-Impuls übergreifen. Jedoch ist der darauffolgende Impuls, in den der Quadraturimpuls übergreift, ein Invers-Phaseimpuls und kein Inphase-Impuls. Der Invers-Phaseimpuls wird in den darauffolgenden Invers-Quadraturimpuls übergeifen. Der Gesamteffekt des Überleitens ist, daß die I-Koordinate und die Q-Koordinate gleich gedreht werden, so daß die Orthogonalität der Koordinaten gewährleistet ist. Dadurch wird die Leistungsfähigkeit eines Spiegelfrequenzdämpfers, beispielsweise eines komplexen Filters, eines Spiegelfrequenzunterdrückers, oder beider, nicht beeinträchtigt.

[0024] Da keine nachgeschaltete Polaritätsinvertierung stattfindet, verteilt der Verteilungsschalter sowohl die Inphase- als auch die Invers-Phaseimpulse entlang des Inphasewegs, und ferner sowohl die Quadratur- als auch die Invers-Quadraturimpulse entlang des Quadraturwegs. Daher ist es notwendig, daß die Polaritätsinvertierer entlang der Inphase- und Quadraturpfade die gewünschten Inphase- und Quadratur-Komponenten hervorrufen.

[0025] Es muß gewährleistet sein, daß die parallelen Polaritätsinvertierer nicht die Ungleichheit der Verstärkungsfaktoren wieder einführen, die mit vorher eliminierten Inphase- und Quadraturmischern zusammenhängt. Hierzu können die Polaritätsinvertierer mittels Feldeffekttransistoren im Strommodus arbeiten. Dadurch kann gewährleistet werden, daß jeder Polaritäts-Inverter einen Einheitsverstärkungsfaktor vorsieht, so daß die Verstärkungsfaktoren gleich sind.

[0026] Ein Taktgenerator erzeugt Taktsignale, um mit diesen die Zeitmultiplex-Mischerkomponenten anzusteuern. Die Polaritätsinvertierer werden mit einer Invertierungsfrequenz angesteuert. Der Verteilungsschalter wird mit der doppelten Invertierungsfrequenz angesteuert. Der Taktverhältnis-Entzerrerschalter wird mit dem Vierfachen der Invertierungsfrequenz angesteuert, d. h. mit der doppelten Rate des Verteilerschalters.

[0027] Der Verteilerschalter hat einen Übergang, während der Taktverhältnis-Entzerrerschalter das Eingangssignal von dem Verteilerschalter weiterleitet oder von diesem entkoppelt. Dementsprechend können die Polaritätsinvertierer geschaltet werden, während der Taktverhältnis-Entzerrerschalter weiterleitet oder entkoppelt. Dies ist eine Bedingung, die voraussetzt, daß die Polaritätsinvertierer gleichzeitig geschaltet werden.

[0028] Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung werden die Polaritätsinvertierer

nicht gleichzeitig geschaltet. Das Nichtbeachten der Bedingungen der Gleichzeitigkeit erleichtert die Anforderungen an die Zeitsteuer-Toleranzen für die Übergänge des Polarisationsinverters deutlich. Übergänge des Inphase-Polaritätsinvertierers können durchgeführt werden, während an dem Inphase-Polaritätsinvertierer keine Impulse vorliegen. Jedes Intervall zwischen den an den Inphase-Polaritätsinvertierer angelegten Impulsen umfaßt in Folge: 1) einen ersten Abschnitt, währenddessen keine Impulse an dem Verteilungsschalter anliegen, 2) einen zweiten Abschnitt, in welchem der Verteilungsschalter einen Quadratur- oder Invers-Quadraturimpuls an den QuadraturPolaritätsinvertierer leitet; und 3) einen dritten Abschnitt, in welchem an dem Verteilungsschalter keine Impulse anliegen. Zwischen den Impulsen, die an dem Quadratur-Polaritätsinvertierer anliegen, steht dem Qudratur-Polaritätsinvertierer ein Intervall mit der gleichen Dauer zum Schalten zur Verfügung.

[0029] Um diese ausgedehnten Übergangsintervalle voll auszunutzen, muß der Polaritätsinvertierer zu verschiedenen Zeiten geschaltet werden. Optimalerweise können die Polaritätsinvertierer genau eine Viertelperiode außer Phase geschaltet werden. Die Phase zwischen den Übergängen des Polaritätsinvertierers kann jedoch wegen der erleichterten Anforderungen an die Zeitsteuer-Toleranzen variieren. Im allgemeinen ist für die Erfindung notwendig, daß die Polaritäts-inverter „in Quadratur" geschaltet werden, was in diesem Zusammenhang bedeutet, daß die Phase zwischen den Übergängen der Inphase- und Quadratur-Polaritätsinvertierer näher an der Quadratur (90°) oder an der Invers-Quadratur (–90°) liegt, als an der Inphase (0°) oder der Invers-Phase (180°).

[0030] Wenn die Polaritätsinvertierer genau eine Viertelperiode außerhalb der Phase geschaltet werden, beträgt das zur Zeitsteuerung und für die Dauer des Polaritäts-Inverterübergangs zur Verfügung stehende Zeitfenster ungefähr das Dreifache von dem, was beim gleichzeitigen Schalten der Polaritätsinvertierer zur Verfügung stehen würde. Die größeren Übergangstoleranzen verringern die Anforderungen an die Zeitsteuerung und an die Übergangs-Anstiegzeiten. Diese verringerten Anforderungen gegenüber den Toleranzen vereinfachen wiederum das Design und Verringern die Chipkosten sowie den Energieverbrauch.

[0031] Gemäß dem Vorangegangenen bietet die vorliegende Erfindung eine verbesserte Spiegelfrequenzunterdrückung, indem die parasitäre Ladung verringert wird, welche an dem Verteilerschaltereingang übergeleitet wird, und indem jegliches verbleibende parasitäre Überleiten das Verschlechtern der I-Q-Orthogonalität verhindert. Dies wird erreicht, indem die Polaritäts-Invertierungsfunktion dem Verteilerschalter nachgeschaltet wird. Die Anpassung der Verstärkungsfaktoren der Polaritätsinvertierer wird erreicht, indem ein Signal im Strommodus verwendet wird, und indem erzwungen wird, daß jeder Polaritätsinvertierer einen Einheitsverstärkungsfaktor hat, indem Feldeffekttransistoren für die Umsetzung verwendet werden. Es werden geringere Chipkosten und ein verringerter Energieverbrauch durch Ansteuerung der Polaritätsinvertierer in Quadratur erreicht. Diese und andere Merkmale und Vorteile der Erfindung ergeben sich aus der folgenden Beschreibung mit Bezug auf die folgenden Zeichnungen.

Kurzbeschreibung der Zeichnungen

[0032] **Fig.** 1 ist ein Blockdiagramm eines analogen Signalverarbeitungssystems, das eine zeitmultiplexende I-Q-Mischerstufe gemäß der vorliegenden Erfindung enthält.

[0033] **Fig.** 2 ist ein Diagramm der zeitmultiplexenden I-Q-Mischerstufe von **Fig.** 1 auf Transistorebene.

[0034] **Fig.** 3 ist ein Zeitverlaufsdiagramm von Takten, die zum Ansteuern von Komponenten der zeitmultiplexten I-Q-Mischerstufe von **Fig.** 2 verwendet werden. Die führende Zahl einer Taktbenennung gibt die Taktrate als Vielfaches der Taktrate an, welche zum Ansteuern der Polaritätsinvertierer verwendet wird. Die nachfolgende Zahl der Taktbenennung gibt die Phase des Takts relativ zu einem Zeitpunkt t = 0 an, der in der **Fig.** 3 angegeben ist. Beispielsweise hat der Takt 2C3 eine Rate, die der doppelten Rate des Taktes 1 CO entspricht und einen ersten aufsteigenden Übergang eine dreiviertel Periode nach dem Zeitpunkt t = 0 durchläuft.

[0035] **Fig.** 4 ist ein Flußdiagramm des Verfahrens, das in Zusammenhang mit dem System von **Fig.** 1 implementiert ist.

Beschreibung der bevorzugten Ausführungen

[0036] Gemäß der vorliegenden Erfindung umfaßt ein analoges Signalverarbeitungssystem AP1 eine konventionelle Mischerstufe MX1, eine Zeitmultiplex-I-Q-Mischerstufe TSM, einen komplexen Filter CXF und einen Spiegelfrequenz-Unterdrücker IMR. Die Mischerstufe MX1 umfaßt einen Mischer MIX und einen lokalen Oszillator OSC. Das System AP1 kann als Empfänger-Eingangsstufe dienen; durch die Einstellung der Frequenz des Oszillators OSC kann abgestimmt werden. Die Zeitmultiplex-I-Q-Mischerstufe TSM umfaßt eine Schaltereinrichtung SWA, einen „Inphase"-Polaritätsinvertierer PII, eine „Quadratur"-Polaritätsinvertierer PIQ und einen Taktgenerator CKG.

[0037] Das System AP1 empfängt ein Eingangssignal S1, das in die erste Mischerstufe MX1 eingegeben wird. Das Signal S 1 ist eine Superposition vieler verschiedener Signale, die jeweils eine entsprechende Frequenz und Signalstärke aufweisen. Für den hier verfolgten Zweck kann angenommen werden, daß das Zielsignal, dessen Empfang gewünscht ist, eine „wiegesendete" Trägerfrequenz von 2205 MHz aufweist.

[0038] Um das 2205 MHz-Signal zu empfangen,

wird der Oszillator OSC auf eine Frequenz von 2000 MHz eingestellt. Der Mischer MIX mischt das Signal S1 mit der Oszillatorwellenform, um ein Signal S2 zu erhalten. Das Mischen setzt jeden empfangenen Träger auf eine Frequenz um, die 2000 MHz unter dessen „wie-gesendete" Frequenz ist; die Trägerfrequenz des Zielsignals wird auf 205 MHz umgesetzt.

[0039] Der Mischer MIX würde ein Spiegelfrequenzsignal mit einer „wie-gesendeten" Trägerfrequenz von 1795 MHz auf eine negative Zwischenfrequenz von –205 MHz umsetzen. Jedoch wird das 1795 MHz-Signal nach dem Mischer MIX ausgefiltert und wird dadurch von dem Signal S1 ausgeschlossen, wodurch sich kein Spiegelfrequenzsignal ergibt.

[0040] Somit ist das Signal S2 ein Breitbandsignal einschließlich eines Zielsignals mit einer Trägerfrequenz von 205 MHz. Das Signal S2 wird als zeitvariabler Differenz-Strom in eine Schaltervorrichtung SWA der Zeitmultiplex-I-Q-Mischerstufe TSM eingegeben. Der Zweck der Schaltervorrichtung SWA ist, Impulse mit vier Phasen – Inphase, Quadratur, Inversphase und Inversquadratur – zu erzeugen und zu verteilen. Dies kann erreicht werden, indem ein einzelner Schalter verwendet wird, wobei sich jedoch Potentialprobleme bei der Entzerrung des Verteiler-Tastverhältnisses ergeben.

[0041] Dementsprechend umfaßt die Schalteranordnung SWA einen Taktverhältnis-Entzerrerschalter ESW und einen Verteilerschalter DSW. Das Signal S2 wird an den Entzerrerschalter ESW angelegt. In dessen „Durchlaß"-Position (dargestellt durch eine durchgezogenen Linie in **Fig.** 1) erlaubt es der Entzerrerschalter ESW, daß das Eingangssignal S2 den Verteilungsschalter DSW erreicht. Wenn dieser in dessen „Verwerfen"(dump)-Einstellung ist (durch die gestrichelte Linie in **Fig.** 1 dargestellt), leitet der Entzerrerschalter ESW das Stromsignal S2 an eine Stromsenke DMP weiter. Tatsächlich wird das Signal S2 in einen Impulszug P4 umgesetzt, welcher in den Verteilungsschalter DSW eingegeben wird.

[0042] Statt das Signal S2 von dem Eingang des Verteilungsschalters DSW zu entkoppeln, leitet der ESW das Signal S2 entlang eines Pfads mit geringer Impedanz an die Stromsenke DMP weiter. Da der Strom verworfen (gedumpt) wird, wird ebenso Ladung (die sich in der parasitären Kapazität am Eingang des Verteilungsschalters DSW angesammelt hat) verworfen. Dadurch wird das I-Q-Überleiten und das Übersprechen minimiert. Auch ohne die Anordnung des Polaritätsinvertierers nach dem Verteilerschalter würde dieses Entladen der parasitären Kapazität helfen, die I-Q-Orthogonalität beizubehalten und würde daher zur effektiven Spiegelfrequenzunterdrückung beitragen.

[0043] Der Entzerrerschalter ESW wird mit einer Rate von 800 MHz betrieben, ungefähr vier mal pro Periode der Zielsignalträgerfrequenz von 205 MHz. Ungefähr vier Impulse werden pro Zielsignalperiode erzeugt. Wenn der führende Impuls einer Folge mit vier Impulsen eine Inphase-Komponente des Zielsignals darstellt, ist der darauffolgende Impuls ein Abschnitt einer Quadratur-Phasenkomponente, der dritte Impuls ist ein Abschnitt einer Invers-Phasenkomponente und der vierte Impuls ist ein Abschnitt einer inversen Quadratur-Phasenkomponente. Daher hat der Impulszug P4 mit vier Phasen die Form von Q*, I*, Q, I, Q*, I*, Q, I, wobei der Impuls am rechten Rand als erstes stattfindet.

[0044] Entsprechend der Größe der parasitären Kapazität am Eingang des Verteilerschalters DSW wird jeder Impuls in den nächsten übergeleitet: Inphase-Impulse werden in Quadratur-Impulse übergeleitet (Q←I); Quadratur-Impulse werden in Invers-Phaseimpulse übergeleitet (I*←Q); Invers-Phaseimpulse werden Invers-Quadraturimpulse übergeleitet (Q*←I*); und Invers-Quadraturimpulse werden in Inphase-Impulse übergeleitet (I←Q*). Dieses Überleiten verursacht eine gleichmäßige Drehung der I und Q Koordinaten, jedoch keine Beeinträchtigung deren Orthogonalität. Daher wird die darauffolgende Spiegelfrequenz-Unterdrückung nicht beeinträchtigt.

[0045] Der Verteilerschalter DSW verteilt diese Impulse alternierend an den Inphasenpolaritätsinverter PII und an den QuadraturPolaritätsinvertierer PIQ. Hierfür wird der Verteilerschalter DSW bei 400 MHz geschaltet, d. h. mit der halben Frequenz des Entzerrerschalters ESW. Die Übergänge des Verteilerschalters sind so zeitlich gesteuert, daß diese ausgeführt werden, während der Entzerrerschalter ESW verhindert, daß das Signal S2 den Verteilerschalter DSW erreicht, so daß die Impulse vollständig bleiben, d. h. von der zeitlichen Steuerung des Übergangs nicht beeinflußt werden.

[0046] Als Ergebnis der Verteilung werden die I und I*-Impulse an den Inphasen-Polaritätsinvertierer PII weitergeleitet, und die Q und Q*-Impulse werden an den Quadratur-Polaritätsinvertierer PIQ weitergeleitet. Daher ist der Eingang des Inphasen-Polaritätsinvertierers PII ein alternierender „Inphasen"-Impulszug II in der Form I*, I, I*, I; dementsprechend ist der Eingang des Quadratur-Polaritätsinvertierers PIQ ein alternierender „Quadratur"-Impulszug IQ in der Form Q*, Q, Q*, Q.

[0047] Der Zweck der Polaritätsinvertierer PII und PIQ ist es, die empfangenen alternierenden Impulszüge II und IQ in nicht-alternierende Impulszüge PI und IQ umzuwandeln. Dazu werden die Polaritätsinvertierer PII und PIQ bei einer Frequenz von 200 MHz geschaltet, also bei der Hälfte der Frequenz des Verteilerschalters DSW; Übergänge des Polaritätsinvertierers treten zwischen den empfangenen Impulsen auf so daß die Impulse intakt bleiben. In einer Ausführung der Erfindung werden die Inverter gleichzeitig geschaltet, in diesem Fall müssen die Übergänge durchgeführt werden, während der Entzerrerschalter ESW das Signal S2 verwirft.

[0048] In der bevorzugten Zeitmultiplex-I-Q-Mischerstufe TSM werden die Polaritätsinvertierer PII und PIQ in Quadratur geschaltet. In anderen Worten eilt der Übergang des Quadratur-Polaritätsin-

vertierers PIQ dem Übergang des Inphasen-Polaritätsinvertierers PII um ungefähr eine Viertelperiode der 200 MHz Frequenz nach, bei der diese geschaltet werden. (Falls die Pulsreihenfolge umgekehrt ist, würde der Quadratur-Polaritätsinvertierer vorauseilen, anstatt um eine Viertelperiode nachzueilen.) Die Integrität der Impulse kann beibehalten werden, wenn ein Polaritätsinvertierer entweder geschaltet wird, während der Entzerrerschalter ESW das Signal S2 verwirft, oder während der Verteilerschalter DSW einen Impuls an die anderen Polaritätsinvertierer verteilt. Durch das Schalten der Polaritätsinvertierer in Quadratur anstatt im Gleichtakt wird die Dauer des Zeitfensters, das für die Übergänge des Polaritätsinvertierers zur Verfügung steht, ungefähr verdreifacht. Die gelockerten zeitlichen Beschränkungen vereinfachen das Systemdesign, verringern Chipkosten sowie den Energieverbrauch.

[0049] Der Inphase-Polaritätsinvertierer PII invertiert (I*→I) hereinkommende Invers-Phaseimpulse, während hereinkommende Inphase-Impulse (I→I) nicht-invertiert bleiben. Daher hat der Ausgang des Inphasen-Polaritätsinvertierers PII ein Inphase-Impulszug PI in der Form I, I, I, I (wobei nur die Zielsignalkomponenten berücksichtigt sind). Dementsprechend invertiert der Quadratur-Polaritätsinvertierer PIQ (Q*→Q hereinkommende Invers-Quadraturimpulse, während Quadraturimpulse nicht invertiert bleiben (Q→Q. Daher hat der Ausgang des Quadratur-Polaritätsinvertierers PIQ ein Quadratur-Impulszug PQ in der Form Q, Q, Q, Q. Die Impulszüge PI und PQ sind die Ausgaben des Zeitmultiplex-I-Q-Mischers TSM.

[0050] Die Impulszüge PI und PQ enthalten die jeweiligen gewünschten Inphase- und Quadraturkomponenten des Zielsignals, dessen Zielfrequenz auf 5 MHz verschoben wurde. Natürlich sind auch andere in dem Signal S2 vorliegende Trägerfrequenzen in den Impulszug vorhanden, obwohl zwischen Impulsen und Phasen kein einfacher Zusammenhang besteht. Die Impulszüge enthalten ferner Inphase- und Quadratur-Komponenten eines Spiegelfrequenzsignals mit einer Trägerfrequenz von –5 MHz. Dem entspricht ein Spiegelfrequenzträger mit 195 MHz in dem Signal S2. Eine darauffolgende Filterung und Spiegelfrequenz-Unterdrückung isoliert das Zielsignal von den unerwünschten Signalen.

[0051] Dazu läßt der komplexe Filter CXF die 5 MHz-Komponente der Impulszüge passieren, um die benachbarten Frequenzen (beispielsweise oberhalb von 6 MHz und unterhalb von 4 MHz) und, insbesondere negative Frequenzen einschließlich der –5 MHz-Spiegelträgerfrequenz relativ auszuschließen. Daher bietet der komplexe Filter CXF eine teilweise Unterdrückung unerwünschter Frequenzen. Das Filtern entfernt ebenfalls die mit der Pulsform des Impulszugs PI und PQ verbundenen harmonischen Frequenzen. Daher gibt das komplexe Filters CXF ein geglättetes Inphasensignal SI und ein geglättetes Quadratursignal SQ aus.

[0052] Eine vollständigere Unterdrückung ist durch den Nebenfrequenz-Unterdrücker IMR vorgesehen, der für die –5 MHz-Frequenz des Spiegelfrequenzsignals als Notch-Filter arbeitet. Der Spiegelfrequenz-Unterdrücker IMR umfaßt ein phasenverschiebendes zeitabgleichendes Inphasensignal SI mit einem Quadratursignal SQ mittels einer relativen Phasenverschiebung um eine Viertelperiode; die gleiche Verschiebung bringt die Inphase- und Quadraturkomponenten des Spiegelsignals in eine gegenphasige Beziehung zueinander. Bei der Summierung addieren sich die Inphase-Zielkomponenten konstruktiv, während sich die gegenphasigen Spiegelkomponenten auslöschen. Folglich wird das Spiegelfrequenzsignal unterdrückt.

[0053] Falls beispielsweise die Inphasen-Komponente des Zielsignals der Quadratur-Komponente um eine Viertelperiode vorauseilt, kann der Phasenverschieber die Inphasen-Komponente um eine Viertelperiode verzögern; diese Zeitdauer gleicht die Zielkomponenten aneinander an. In diesem Beispiel eilt die Inphasenkomponente des Spiegelfrequenzsignals seiner Quadraturkomponente hinterher. Daher bringt diese Zeitverzögerung die Spiegelfrequenz-Signalkomponenten in eine gegenphasige Beziehung zueinander. Wie oben angemerkt, löschen sich bei der Summierung die Spiegelfrequenzsignale zugunsten der Zielsignale aus.

[0054] Diese Unterdrückung ist effektiv, da die Verstärkungsfaktoren entlang der Inphase- und Quadraturpfade übereinstimmen, teilweise wegen der Arbeitsweise des Tastverhältnis-Entzerrers. Ferner führt das Plazieren der Polaritätsinvertierer nach dem Verteilerschalter zur Beibehaltung der Orthogonalität der Inphase- und Quadraturkomponenten. Es ist natürlich notwendig, die in die Inphase- und Quadratursignalpfade eingefügten Verzögerungen ebenso anzugleichen. Sowohl das Anpassen der Verstärkungsfaktoren und der Verzögerungen als auch das Beibehalten der Orthogonalität tragen zur effektiven Spiegelfrequenzdämpfung durch das komplexe Filter CXF und zur Unterdrückung durch den Spiegelfrequenz-Unterdrücker IMR bei.

[0055] Der zeitmultiplexende I-Q-Mischer TSM arbeitet durchweg im Differenz-Strommodus. Der Mischer MIX sieht für den I-Q-zeitmultiplexenden Mischer TSM einen Eingang S2 in Form der Differenz zwischen einem „True"-Signal S2T und einem „False"-Signal S2F vor, wie in **Fig.** 2 dargestellt ist. Die Ausdrücke „True" und „False" werden hier dazu verwendet, Signale zu unterscheiden, die sich in entgegengesetzten Richtungen unterscheiden (und sagen nichts über die Existenz oder den Wahrheitsgehalt der Signale aus). Der Signalweg ist in der Richtung des Elektronenstroms und ist in der **Fig.** 2 von unten nach oben gerichtet.

[0056] Der zeitmultiplexende Mischer TSM umfaßt n-Typ-MOSFET-Transistoren T1–T11 und p-Typ-MOSFET-Transistoren T12–T23, wie in **Fig.** 2 gezeigt ist. Der Transistor T1 und eine Stromquelle

IBB liefern für die Gates der Transistoren T2 und T3 einen Vorspannungsoffset gegenüber VSS (VSS = 0 Volt). Die Transistoren T2 und T3 arbeiten daher entsprechend als Quellen für konstante Vorströme für die „True"- und „False"-Signalpfade des zeitmultiplexenden I-Q-Mischers TSM. Diese Vorströme, welche die gleiche Richtung und den gleichen Betrag aufweisen, werden zu den Eingangssignalen addiert, so daß die resultierenden Ströme immer positiv sind, obwohl deren Amplituden in einer komplementären Weise zueinander variieren. Daher ist die Summe des „True"-Eingangssignals S2T und des Vorstroms ein vorgespanntes „True"-Signal S3T; dementsprechend ist die Summe des „False"-Eingangssignals S2F und des Vorstroms ein vorgespanntes „False"-Signal S3F.

[0057] Die Transistoren T4 und T5 dienen als „Kaskoden"-Transistoren. Die Gates jeder dieser Transistoren T4 und T5 sind mit einer konstanten Spannung VBB gekoppelt und die Sources der Transistoren sind mit dem vorgespannten Eingangssignal S3T und S3F gekoppelt. Daher sind die Ströme durch die Kaskoden-Transistoren T4 und T5 gleich S3T und S3F. Der Tastverhältnis-Entzerrerschalter ESW umfaßt Transistoren T6 und T7. Die Gates werden von einem 800 MHz-Taktsignal 4C1 angesteuert, das zwischen Null Volt und VDD pendelt. Das Taktsignal 4C1 schaltet Transistoren T6 und T7 mit seiner 800 MHz-Frequenz an und aus. Die Drains der Transistoren T6 und T7 sind mit VDD verbunden und ihre Sources sind mit den entsprechenden Kaskodentransistoren T4 und T5 verbunden. In der dargestellten Ausführung ist VDD = 3,0 Volt und VBB = 2,0 Volt. Wenn die Transistoren T6 und T7 an sind, werden deren Elektronenströme an VDD abgeleitet, welches daher als Stromsenke DMP für die Eingangsströme S2T und S2F dient. Wenn die Transistoren T6 und T7 ausgeschaltet sind, werden die Kaskodenströme S3T und S3F an den Verteilungsschalter DSW weitergeleitet.

[0058] Der Tastverhältnis-Entzerrerschalter ESW bewirkt eine Verringerung der kontinuierlichen „True"- und „False"-Signale S3T und S3F, um vierphasige True- und False-Impulszüge P4T und P4F (die komplementären Komponenten des Impulszugs P4 in **Fig.** 1) zu erzeugen. Die Impulse des Impulszugs P4T sind aufeinanderfolgende Abschnitte von Q*-, I*-, Q-, I-Komponenten (zeitlich von rechts nach links laufend) des Zielsignals, während die Impulse des Impulszugs P4F aufeinanderfolgende Abschnitte der Q-, I-, Q*-, I*-Zielsignal-Komponenten sind. Dies ergibt sich aus der Tatsache, daß die „False"-Version des Signals I das gleiche ist, wie die True-Version von I* und umgekehrt. Die gleiche Beziehung gilt für die Quadraturkomponenten.

[0059] Der Verteilerschalter DSW umfaßt Transistoren T8–T11. Die Transistoren T8 und T9 werden von einem 400 MHz-Taktsignal 2C1 angesteuert, so daß diese nur Impulse I und I* von entsprechenden empfangenen Impulszügen P4T und P4F durchlassen. Die Transistoren T10 und T11 werden von einem 400 MHz-Taktsignal 2C3 angesteuert, welches das Komplement des Taktsignals 2C1 ist. Daher lassen die Transistoren T10 und T11 nur die Q- und Q*-Impulse der entsprechenden empfangenen Impulszüge P4T und P4F durch. Somit bietet der Transistor T8 einen alternierenden (I, I*, I, I*, usw.) vorgespannten „True"-Inphase-Impulszug BIT, der Transistor T9 bietet einen alternierenden vorgespannten „False"-Inphase-Impulszug BIF, der Transistor T10 bietet einen alternierenden vorgespannten „True"-Quadraturimpulszug BQT und der Transistor T11 bietet einen alternierenden vorgespannten „False"-Quadratur-Impulszug BQF.

[0060] Die Transistoren T12–T15 bilden einen Vorstrom-Unterdrücker CBE, dessen Zweck es ist, jeglichen konstanten (DC) Vorstrom zu entfernen, der in die Polaritätsinvertierer PII und PIQ eingegeben worden wäre. Ansonsten wäre der Spannungsabfall an den Polaritätsinvertierern größer als benötigt, wodurch die Spannung, die an den Transistoren T2–T5 und T8–T11 anliegt, welche die Polaritätsinvertierer speisen, verringert würde. Die Source jedes Transistors T12–T15 ist mit VDD verbunden und der Drain ist mit einem entsprechenden alternierenden Signal BIT, BIF, BQT und BQF verbunden.

[0061] Die Transistoren T12 und T13 werden von einem gemeinsamen Inphase-Fehlersignal IES angesteuert, während die Transistoren T14 und T15 von einem gemeinsamen Quadratur-Fehlersignal QES angesteuert werden. Die Fehlersignale IES und QES korrelieren mit jedem konstanten Vorstrom. Je größer der Vorstrom, desto größer ist der Strombetrag, der an VDD verworfen („gedumpt") wird. Alternativ kann ein gemeinsames Fehlersignal verwendet werden, um die Vorstrom-Unterdrückertransistoren zu steuern, da der konstante Vorstrom in dem I-Pfad im wesentlichen gleich dem im Q-Pfad ist. Nachdem der Vorstrom-Unterdrücker CBE den Vorstrom entfernt hat, werden die alternierenden Signale BIT, BIF, BQT und BQF entsprechend zu einem alternierenden "True"-Inphase-Impulszug UIT ohne Vorstrom, zu einem alternierenden "False"-Inphase-Impulszug UIF ohne Vorstrom, zu einem alternierenden "True"-Quadratur-Impulszug UQT ohne Vorstrom und zu einem alternierenden "False"-Quadratur-Impulszug UQF.

[0062] Der Inphase-Polaritätinverter PII umfaßt Transistoren T16–T19. Die Transistoren T16 und T18 empfangen den alternierenden "True"-Inphaseimpulszug ohne Vorstrom UIT, der die Form I*, I, I*, I aufweist. Der Transistor T16 wird von einem 200 MHz-Taktsignal 1C0 angesteuert, so daß dieser nur die I-Pulse des Impulszugs UIT durchläßt; der Transistor T18 wird von dem Taktsignal 1C2 angesteuert, welches das Komplement zum Taktsignal 1C0 ist, so daß der Transistor T18 nur die I*-Impulse des Impulszugs UIT durchläßt. Dementsprechend läßt der Transistor T19 nur die I-Impulse des Impulszugs UIF passieren, und der Transistor T17 läßt nur die I*-Impulse des Impulszugs UIF passieren. Die I-Impulse, die von

den Transistoren T16 und T19 durchgelassen werden, sind "interleaved", um einen nicht-alternierenden "True"-Inphase-Impulszug PIT zu definieren, während die I*-Impulse, die von den Transistoren T17 und T18 durchgelassen werden, "interleaved" sind, um einen nicht-alternierenden "False"-Inphase-Impulszug PIF zu definieren. Die Impulszüge PIT und PIF von **Fig.** 2 sind Differenz-Versionen ("True" und "False") des Impulszugs PI von **Fig.** 1.

[0063] Der Quadratur-Polaritätsinvertierer PIQ umfaßt die Transistoren T20/23. Die Struktur und Arbeitsweise des Quadratur-Polaritätsinvertierer PIQ entspricht im wesentlichen der Arbeitsweise des Quadratur-Polaritätsinvertierers PII. Jedoch ist dieser von den Taktsignalen 1C1 und dessen Komplement 1C3 gesteuert, die jeweils ein Quadratur-Verhältnis mit den Taktsignalen 1C0 und 1C2 aufweisen. Dementsprechend lassen die Transistoren T20–T23 nur Q- und Q*-Impulse des empfangenen alternierenden "True"-Quadratur-Impulszugs ohne Vorstrom UQT und des alternierenden "False"-Quadraturipulszugs ohne Vorstrom UQF passieren.

[0064] Das Interleaven des durchgelassenen Impulses erzeugt einen nicht-alternierenden "True"-Quadratur-Impulszug PQT und einen nicht-alternierenden "False"-Quadratur-Impulszug PQF an den Differenzausgängen des Quadratur-Polaritätsinvertierers PIQ. Die Impulszüge PQT und PQF sind Differenzversionen des Impulszugs PQ, der in der **Fig.** 1 dargestellt ist. Die nicht-alternierenden Ausgänge PIT, PIF, QIT und QIF bilden die Differenz-Inphase- und Quadratur-Impulszugausgänge des zeitmultiplexenden Mischers TSM.

[0065] Diese Ausgänge des zeitmultiplexenden I-Q-Mischers werden von dem komplexen Filter CXF und dem Spiegelfrequenz-Unterdrücker IMR gefiltert, der in **Fig.** 1 dargestellt ist. Ferner können die Differenzausgänge PIT und PIF gefiltert und summiert werden, um das Fehlersignal IES zu liefern; dementsprechend können die Differenzausgänge PQT und PQF suummiert werden, um das Fehlersignal QES zu erhalten. Wie oben beschrieben, verwendet der Vorstromunterdrücker CBE diese Fehlersignale, um den zeitgemittelten konstanten Vorstrom in den Polaritätsinvertierern PII und PIQ zu minimieren. Die Arbeitsweise des Zeitmultiplex-Mischers TSM ist ferner mit Bezug auf das Zeitablaufdiagramm von **Fig.** 3 erklärt. Ein zeitlicher Ursprung (t = 0) wird als Inphasen-Referenz behandelt; beispielsweise wird das Taktsignal 1C0 als Inphasensignal angenommen, das einen positiven Übergang an dem Zeitpunkt t = 0 durchführt. Das Taktsignal 1C1 eilt dem Taktsignal 1C0 um eine Viertelperiode hinterher, das Taktsignal 1C2 eilt dem Taktsignal 1C0 um zwei Viertelperioden hinterher und das Taktsignal 1C3 eilt dem Taktsignal 1C0 um drei Viertelperioden hinterher. Daher ist das Taktsignal 1C2 das Komplement des Taktsignals 1C0 und das Taktsignal 1C3 ist das Komplement des Taktsignals 1C1. Das Taktsignal 1C1 steht in Quadratur-Beziehung zu dem Inphasen-Taktsignal 1C0; das komplementäre Quadraturtaktsignal 1C3 steht in Quadratur-Beziehung zu dem komplementären Inphasen-Taktsignal 1C2. Folglich ist ersichtlich, daß der Inphasen-Polaritätsinvertierer PII, der von dem Taktsigaall 1C0 und dessen komplementärem Taktsignal 1C2 angesteuert wird, und der Quadratur-Polaritätsinvertierer PIQ, der von dem Taktsignal 1C1 und dessen komplementärem Taktsignal 1C3 angesteuert wird, in Quadratur zueinander sind.

[0066] Der Verteilungsschalter DSW wird von dem 400 MHz-Taktsignal 2C1 und dessen Komplement 2C3 angesteuert. Es ist zu bemerken, daß der erste Aufwärtsübergang des Taktsignals 2C1 eine Viertelperiode nach der Nullphase ($\theta = 0°$) auftritt, während der erste Aufwärtsübergang des komplementären 400 MHz-Taktsignals 2C3 in dem Zeitdiagramm drei Viertelperioden nach der Nullphase auftritt. Schließlich weist das 800 MHz-Taktsignal 4C1, das zur Tastverhältnis-Entzerrung verwendet wird, eine Viertelperiode nach dem Nullphasenzeitpunkt t = 0, einen ersten Aufwärtsübergang auf. Es ist zu bemerken, daß die Impuls des Impulszuges P4, **Fig.** 1, nur zu dem Verteilerschalter DSW durchgelassen werden, wenn das Taktsignal 4C1 einen niedrigen Pegel hat, so daß die Transistoren T6 und T7 ausgeschaltet sind.

[0067] Diese relative Phasen werden so gewählt, daß die Übergänge des Verteilerschalters DSW auftreten, während der Tastverhältnis-Entzerrerschalters ESW das Signal S2 verwirft, und daß die Übergänge jedes Polaritätsinvertierers PII und PIQ auftreten, während der Verteilerschalter DSW Impulse zu anderen Polaritätsinvertierern PIQ, PII verteilt. Diese setzt voraus, daß die Polaritätsinvertierer in Quadratur zueinander betrieben werden.

[0068] In **Fig.** 4 ist ein Ablaufdiagramm dargestellt, das eine Methode M1 wiedergibt, die in Verbindung mit dem System AP 1 durchgeführt wird. Der Schritt S11 betrifft das Mischen eines ankommenden RF-Signals S1 (einschließlich eines Zielträgersignals) mit einer Oszillatorwellenform, um ein frequenzverschobenes Breitbandsignal S2 zu erzielen. Ein Schritt S12 betrifft das Betreiben des Tastverhältnis-Entzerrungsschalters ESW bei einer „Tastverhältnis-Entzerrer"-Frequenz (800 MHz), um das Signal S2 in einen vierphasigen Impulszug P4 umzuwandeln. Die Impulse stellen in dieser Reihenfolge Inphase-, Quadratur-, Inversphase- und Inversquadratur-Komponenten eines Zielträgersignals dar.

[0069] Ein Schritt S13 umfaßt das Verteilen der Inphase- und Inversphasen-Impulse an den Inphasen-Polaritätsinvertierer PII und das Verteilen der Quadratur- und Inversquadratur-Impulse an den Quadratur-Polaritätsinvertierer PIQ. Diese Verteilung wird erreicht, indem ein I-Q-Verteilerschalter DSW mit einer „Verteilungs"-Frequenz (400 MHz) betrieben wird, die die Hälfte der „Tastverhältnis-Entzerrungs"-Frequenz ist. Ein Schritt 14 umfaßt das Betreiben der Polaritätsinvertierer PII und PIQ in Quadratur zueinander und mit einer „Invertierungs"-Frequenz (200 MHz), die der halben Verteilerfrequenz ent-

spricht, wodurch entsprechende Inphase- und Quadratur-Impulszüge PI und PQ erreicht werden.

[0070] Die Impulszüge PI und PQ werden bei einem Schritt S15 gefiltert, um unerwünschte Frequenzen und Harmonische der Impulse zu unterdrücken, wodurch schmalbandige, gefilterte Inphasen- und Quadratursignalkomponenten erzielt werden. Ein komplexes Filter kann verwendet werden, um zur Dämpfung der Spiegelfrequenzkomponenten beizutragen. Ein Schritt S 16 umfaßt Phasenverschieben und Summieren, so daß sich die Zielsignalkomponenten konstruktiv addieren und sich die Spiegelfrequenz-Signalkomponenten auslöschen.

[0071] Der Schritt S1 kann übergangen werden, wenn eine initiale Frequenzkonversion nicht erforderlich ist. In diesem Fall werden der Mischer MIX und der Oszillator OSC nicht verwendet und in das System wird das Signal S2 eingegeben. Ein Abstimmen kann vernachlässigt werden oder durch das proportionales Einstellen der Taktraten implementiert werden. Der Schritt S 16 kann für I-Q-Demodulatoranwendungen übergangen werden.

[0072] Wie oben bemerkt, führt ein Überleiten von Impuls zu Impuls bei zeitmultiplexen Mischern, in denen dem Verteilerschalter parallele Polaritäteninverter nachgeschaltet sind, zu einer gleichmäßigen Drehung der I-Q-Koordinaten. Die Orthogonalität der Koordinaten wird durch die Drehung soweit beibehalten, so daß die auf die Impulse wirkende Modulation von Impuls zu Impuls konstant ist. Selbstverständlich ändert sich die Modulation typischerweise über die Zeit, da die Modulation Information darstellt. Jedoch ist die Änderungsrate der Moduation typischerweise wesentlich geringer als die Impulsrate, in welchem Fall die Abweichungen von der Orthogonalität vernachlässigbar sind. Weitere Verbesserungen der Spiegelfrequenz-Unterdrückung können in manchen Fällen durch die Minimierung der Überleitung von Impuls zu Impuls erreicht werden. Dies trifft insbesondere zu, wenn die Modulationsrate ein wesentlicher Anteil der Impulsrate ist.

[0073] Das Überleiten von Impuls zu Impuls kann reduziert werden, indem jegliche Ladung, die sich wegen der parasitären Kapazität an dem Eingang des Verteilerschalters DSW angesammelt hat. In der dargestellten Ausführung koppelt der Tastverhältnis-Entzerrerschalter ESW den Eingang des Verteilerschalters DSW mit der Stromsenke DMP, so daß die Ladung, welche sich wegen parasitärer Kapazitäten angesammelt hat, entladen wird.

[0074] Für den fehlerfreien Betrieb des Systems AP1 ist es notwendig, daß die Eingänge der Polaritätsinvertierer PII und PIQ nicht mit der Stromsenke DMP gekoppelt sind. Daher ist der Verteilerschalter DSW automatisch abgeschaltet, wenn der Entzerrerschalter ESW verwirft. Der hohe Pegel des Taktsignals 4C1, das die Transistoren T6 und T7 ansteuert, liegt genügend über dem Pegel der Taktsignale 2C1 und 2C3, so daß die Transistoren T8 bis T11 ausgeschaltet sind, wenn das Taktsignal 4C1 einen hohen Pegel aufweist. Auch während der Übergänge des Taktsignals 4C1, wenn kurzzeitig die Momentanspannung des Taktsignals 4C1 nahe am hohen Pegel der Taktsignale 2C1 und 2C3 liegt (so daß die Transistoren T6, T7 gleichzeitig mit den Transistoren T8, T9 oder T10, T11 angeschaltet sind), liegt kein leitender Pfad von den Polaritätsinvertierer PII und PIQ zu der Senke DMP vor.

[0075] Jeglicher Strom von den Polaritätsinvertierern PII und PIQ zur Senke DMP muß durch den Verteilerschalter DSW fließen, der Transistoren T8 bis T11 umfaßt, sowie durch den Tastverhältnis-Entzererschalter ESW, der Transistoren T6 und T7 umfaßt. Die Transistoren T6 bis T11 werden in Sättigung gehalten, d. h. in unidirektionalem Modus. Die Transistoren T8 bis T11 oder die Transistoren T6 und T7 blockieren Ströme in jeder Richtung zwischen den Polaritätsinvertierern PII und PIQ und der Stromsenke DMP durch deren Rücken-an-Rücken-Verbindung im Strompfad.

[0076] Alternative Ausführungen verwenden für den Tastverhältnis-Entzererschalter und/oder für den Verteilerschalter bidirektionale Elemente. Um eine direkte Verbindung zwischen einem Polaritätsinvertiereingang und der Stromsenke zu verhindern, sind die Funktionen des Tastverhältnis-Entzerrers und des Entladens der Ladung, die sich durch die parasitäre Kapazität an dem Verteilerschaltereingang aufbaut, getrennt. Ein Tastverhältnis-Entzererschalter stellt eine Verbindung zwischen dem Eingangssignal und dem nachgeschalteten Signalweg her und trennt diese alternierend, wie es in der Stammpatentanmeldung beschrieben ist. Der Verteilerschalter hat eine Zwischenposition, die dessen Eingang mit einer Stromsenke verbindet, während das Eingangssignal entkoppelt ist.

[0077] Daher liegt zwischen jedem Übergang in jeder Richtung zwischen einem Verbinden mit dem Inphasen-Polaritätsinvertierer und einem Verbinden mit dem Quadratur-Polaritätsinvertierer ein Verbinden mit der Stromsenke. Diese Verbindung des Verteilerschalter-Eingangs tritt nur auf während der Verteilerschalter mit keinem der Polaritätsinvertierer verbunden ist. Alle Übergänge des Verteilerschalters finden nur statt, während der Tastverhältnis-Entzererschalter das Eingangssignal entkoppelt. Zu keiner Zeit besteht eine Verbindung zwischen den Polaritäts-invertereingängen und der Stromsenke.

[0078] Alternativ kann ein separater Entladeschalter verwendet werden, der den Verteilerschaltereingang mit einer Stromsenke koppelt, während das Eingangssignal entkoppelt ist und der Verteilerschalter mit keinem der Polaritätsinvertierer verbunden ist. Schließlich sieht die Erfindung Ausführugen vor, in denen die parasitäre Ladung nicht verworfen wird. Diese Vorgehensweise ist akzeptierbar, da die Plazierung der Polaritätsinvertierer nach dem Verteilerschalter trotz jeglicher Drehungen der I- und Q-Achsen, die durch Überleiten von Ladung verursacht wird, die I-Q-Orthogonalität beibehält.

[0079] Obwohl im vorangegangenen ein spezieller spiegelfrequenz-unterdrückender Empfänger beschrieben ist, können alternative Empfänger mit anderen Frequenzbereichen und verschiedenen Anzahlen von Mischerstufen in die Erfindung einbezogen werden. Die beschriebene zeitmultiplexende I-Q-Mischerstufe dient als nicht-abstimmbarer Mischer; sie kann als nicht abstimmbarer Empfänger ohne davor geschaltete Mischerstufe verwendet werden. Alternativ kann ein zeitmultiplexender I-Q-Mischer gemäß der Erfindung abstimmbar ausgeführt werden, indem eine variable Taktrate verwendet wird. Der Tastverhältnis-Entzerrerschalter kann weggelassen werden; in diesem Fall erzeugt der Verteilerschalter die Impulse und verteilt diese auch. Es ist anzuerkennen, daß die zeitmultiplexende Mischerstufe selbst als I-Q-Demodulator verwendet werden kann. Diese und andere Modifikationen und Veränderungen der beschriebenen Ausführungen sind von der vorliegenden Erfindung vorgesehen, deren Umfang nur durch die folgenden Ansprüche begrenzt ist.

Patentansprüche

1. Signalverarbeitungssystem (AP1) zum Verarbeiten eines modulierten Trägersignals (S1), das eine Anfangsfrequenz aufweist, mit folgenden Merkmalen:
ein Inphase-Polaritätsinverter (PII);
ein Quadratur-Polaritätsinverter (PIQ;
eine Impulserzeugungs- und -verteilereinrichtung (MX1 + SWA) zum Umwandeln des Signals in einen vierphasigen Impulszug, der einen Inphase-Impulszug (PI) und einen Quadratur-Impulszug (PQ umfaßt, und zum Verteilen der Impulszüge jeweils auf den Inphase-Polaritätsinverter und den Quadratur-Polaritätsinverter, wobei der Inphase-Impulszug wechselnde Inphase- und Invers-Phase-Impulse aufweist und der Quadratur-Impulszug wechselnde Quadratur- und Invers-Quadratur-Impulse aufweist; und eine Zeitgebereinrichtung (CKG) zum Vorsehen von Taktsignalen zum Ansteuern der Polaritätsinverter, so daß der Inphase-Polaritätsinverter die Invers-Phase-Impulse, jedoch nicht die Inphase-Impulse invertiert, um einen Inphase-Impulszug zu erhalten, und so daß der Quadratur-Polaritätsinverter die Invers-Quadratur-Impulse, jedoch nicht die Quadratur-Impulse invertiert, um einen Quadratur-Impulszug zu erhalten, wobei der Inphase-Impulszug eine Inphase-Komponente des gesuchten Trägers repräsentiert und der Quadratur-Impulszug eine Quadratur-Komponente des gesuchten Trägers repräsentiert.

2. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 1, wobei die Zeitgebereinrichtung die Polaritätsinverter in Quadratur ansteuert.

3. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 1 oder 2, wobei die Polaritätsinverter jeweils aus Feldeffekt-Transistoren (T16–T19, T20–T23) gebildet sind, die so angeordnet sind, daß sie eine Einheitsstromverstärkung für Impulse, welche durch sie hindurchgehen, vorsehen.

4. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 1, 2 oder 3, mit einer Spiegelfrequenzdämpfungseinrichtung (IMR) zum Dämpfen von Spiegelsignalkomponenten, die in dem Inphase-Impulszug und in dem Quadratur-Impulszug vorhanden sind.

5. Signalverarbeitungssystem nach einem der vorangehenden Ansprüche, wobei die Impulserzeugungs- und verteilereinrichtung folgende Merkmale aufweist: ein Tastverhältnis-Entzerrerschalter (ESW) zum Erzeugen eines vierphasigen Impulszuges mit gleichmäßig verteilten Impulsen gleicher Dauer; und ein Verteilerschalter (DSW) zum Verteilen der Impulse des vierphasigen Impulszuges wechselnd auf den Inphase- und den Quadratur-Polaritätsinverter, um den Inphase-Impulszug und den Quadratur-Impulszug zu erhalten.

6. Signalverarbeitungssystem nach Anspruch 5, wobei einer konstante Vorspannung dem Signal hinzugefügt wird, so daß der vierphasige Impulszug einen zusammengesetzten Impulszug einheitlicher Polarität bildet, der Verteilerschalter unidirektionale Elemente umfaßt, welche nur ein Signal durchlassen, das dieselbe Polarität hat wie der zusammengesetzte Impulszug, und der Tastverhältnis-Entzerrerschalter die unidirektionalen Elemente wechselnd in einem Durchlaßzustand und einem Sperrzustand polarisiert.

7. Signalverarbeitungssytem nach Anspruch 5 oder 6, wobei der Verteilerschalter ansteuerbare Elemente mit drei Anschlüssen umfaßt und der Tastverhältnis-Ausgleichsschalter die ansteuerbaren Elemente wechselnd in einen Durchlaßzustand und einen Sperrzustand bringt.

8. Signalverarbeitungssytem nach Anspruch 5, wobei der Verteilerschalter eine dritte Stellung aufweist, in der sein Eingang nicht angeschlossen ist,
der Tastverhältnis-Entzerrerschalter aus einem ersten Schalter besteht, der zwischen der Signalquelle und dem Eingang des Verteilerschalters in Reihe geschaltet ist, um den Signalfluß wechselnd durchzulassen und zu sperren, ein zweiter Schalter den Eingang des Verteilerschalters mit einem niederohmigen Schaltkreisknoten verbindet, der die Kapazität des Verteilerschaltereingangs entlädt, und
der Verteilerschalter und der Tastverhältnis-Entzerrerschalter das Signal wechselnd auf folgende Weise zu dem Inphase- und dem Quadratur-Polaritätsinverter leitet:
a. der Verteilerschalter führt zu dem Inphase-Polaritätsinverter,
b. der erste Schalter wird nicht leitend und sperrt den

Signalfluß,
c. der Verteilerschalter geht in seine dritte Stellung,
d. der zweite Schalter wird leitend und entlädt die Eingangskapazität des Verteilerschalters,
e. der zweite Schalter wird nicht leitend,
f. der Verteilerschalter stellt eine Verbindung zu dem Quadratur-Polaritätsinverter her, und
g. der erste Schalter wird leitend und läßt das Signal hindurch.

9. Signalverarbeitungsverfahren zum Verarbeiten eines modulierten Trägersignals mit folgenden Schritten:
Erzeugen (S12) eines vierphasigen Impulszuges ausgehend von einem Eingangssignal, wobei der vierphasige Impulszug Inphase-, Quadratur-, Invers-Phase- und Invers-Quadratur-Impulse umfaßt;
Verteilen der Impulse (S3) in dem vierphasigen Impulszug auf alternierende Weise, um einen invertierenden Inphase-Impulszug zu definieren, der aus den Inphase- und den Invers-Phase-Impulsen zusammengesetzt ist, sowie einen invertierenden Quadratur-Impulszug, der aus den Quadratur- und den Invers-Quadratur-Impulsen zusammengesetzt ist; und
Invertieren (S14) der Invers-Phase-Impulse und nicht der Inphase-Impulse und Invertieren der Invers-Quadratur-Impulse und nicht der Quadratur-Impulse, um einen nicht invertierenden Inphase-Impulszug und einen nicht invertierenden Quadratur-Impulszug zu definieren.

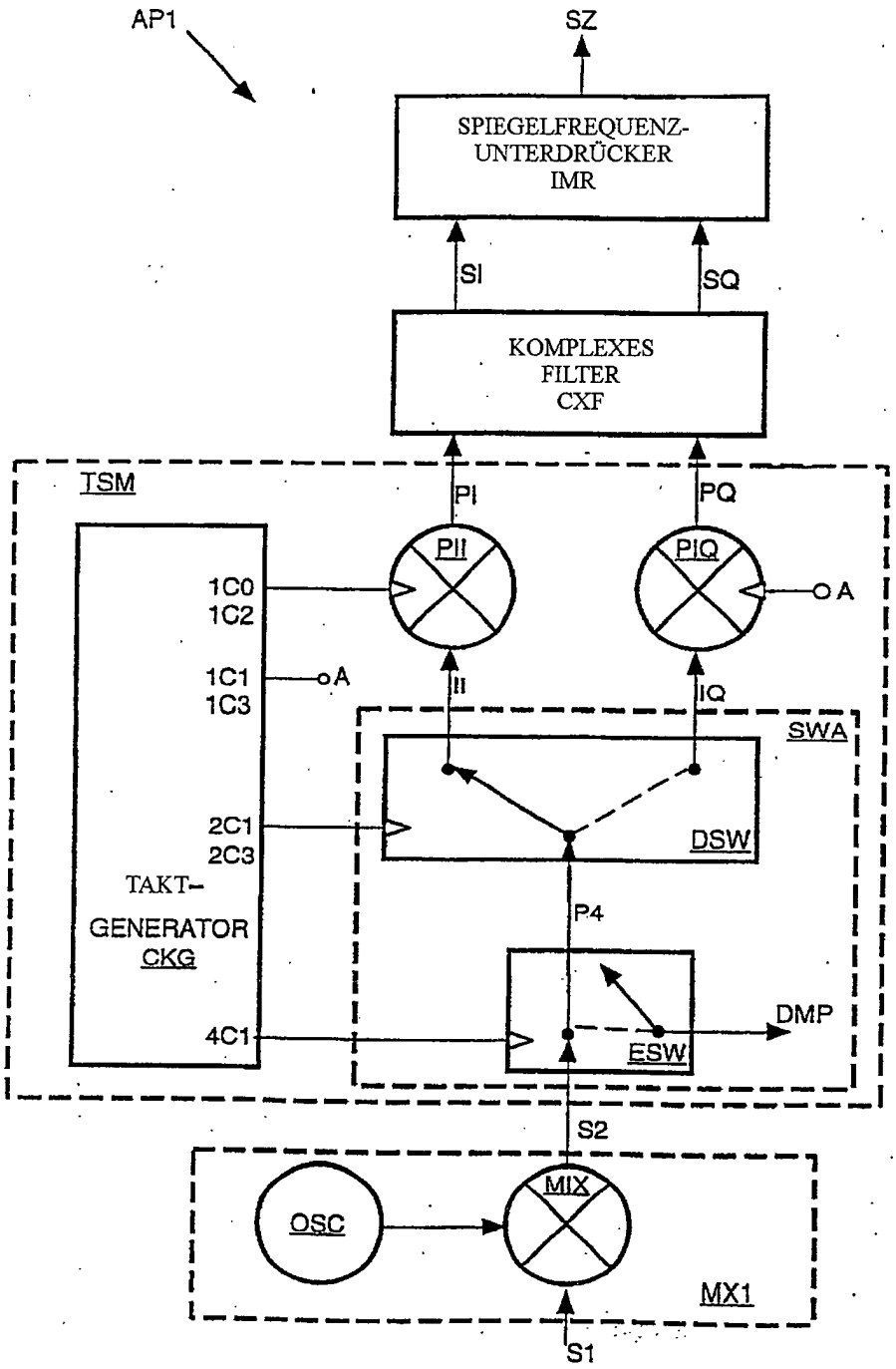
10. Signalverarbeitungsverfahren nach Anspruch 9, mit dem weiteren Schritt des Erzeugens eines Inphase-Zeitsignals und eines Quadratur-Zeitsignals in Quadratur-Beziehung zu dem Inphase-Zeitsignal, wobei das Inphase-Zeitsignal den Zeitpunkt der Invertierung der Invers-Phase-Impulse und das Quadratur-Zeitsignal den Zeitpunkt der Invertierung der Invers-Quadratur-Impulse in dem Invertierungsschritt bestimmt.

11. Signalverarbeitungsverfahren nach Anspruch 9 oder 10, mit dem weiteren Schritt des Filterns (S15) der nicht invertierenden Inphase- und Quadratur-Impulszüge, um kontinierliche Inphase- und Quadratur-Signale zu erzeugen und nicht erwünschte Frequenzkomponenten abzuweisen.

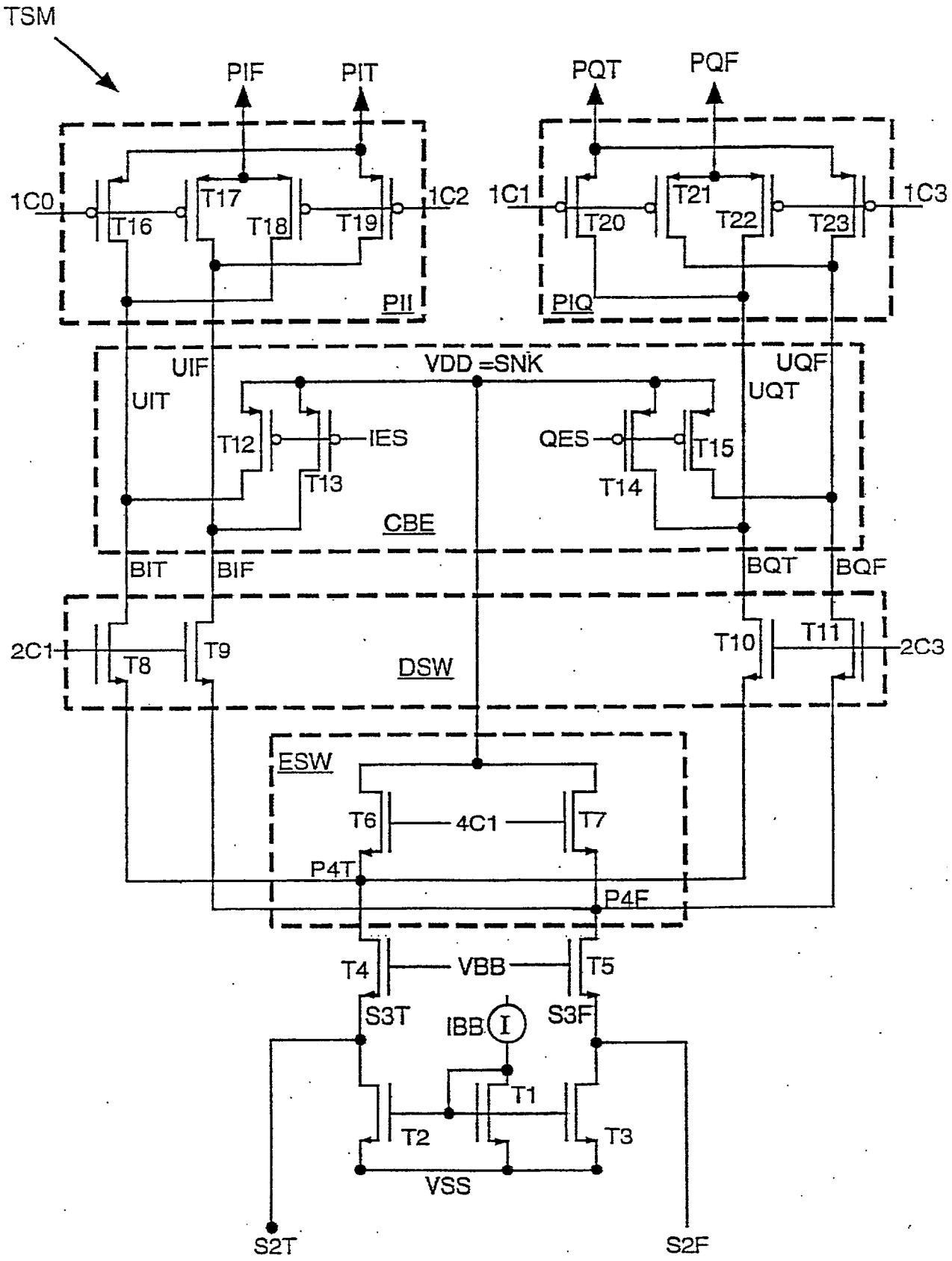
12. Signalverarbeitungsverfahren nach Anspruch 9, 10 oder 11, mit dem weiteren Schritt des Dämpfens (S16) von Spiegelsignal-Komponenten, die in den Inphase- und Quadratur-Impulszügen vorhanden sind.

Es folgen 4 Blatt Zeichnungen

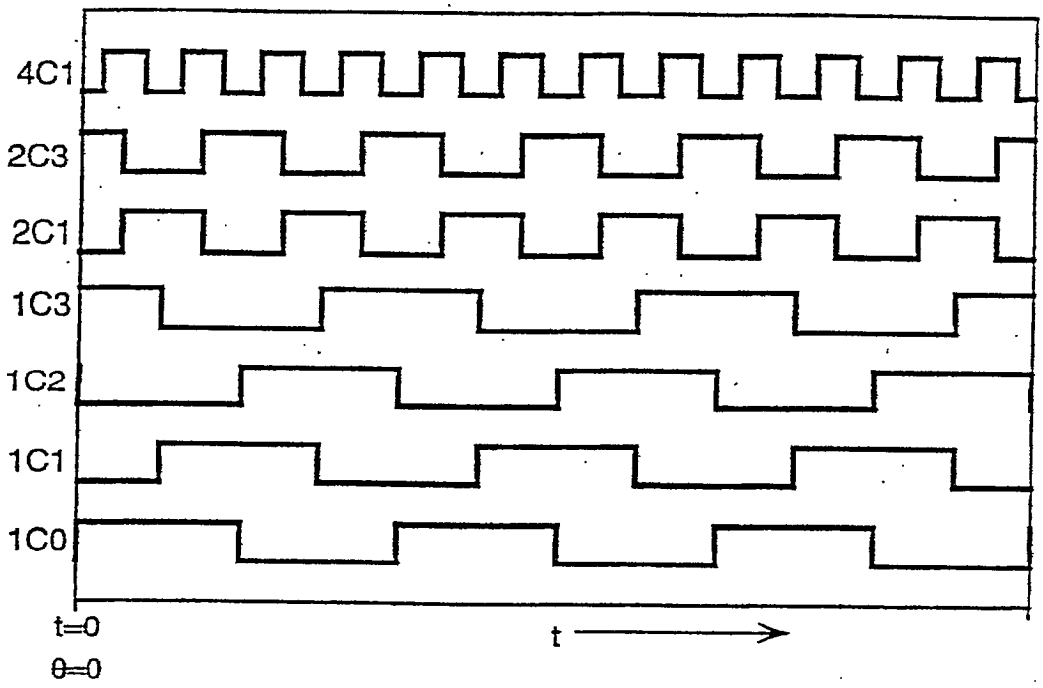
Anhängende Zeichnungen



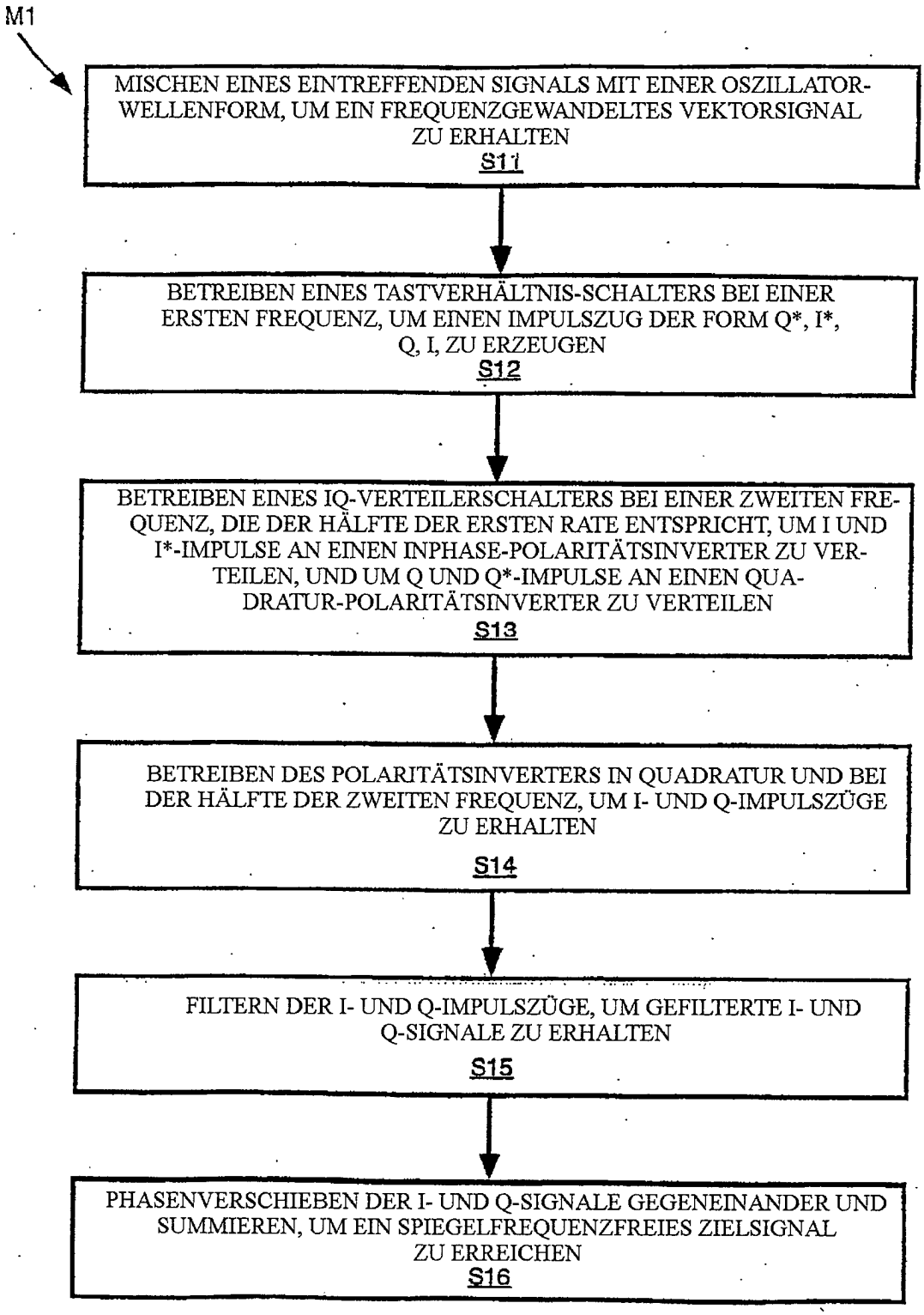
Figur 1


TSM
PIF
PIT
PQT
PQF
1C0
1C1
1C2
1C3
T16
T17
T18
T19
T20
T21
T22
T23
PII
PIQ
UIF
UIT
VDD =SNK
UQF
UQT
T12
T13
IES
QES
T14
T15
CBE
BIT
BIF
BQT
BQF
2C1
2C3
T8
T9
T10
T11
DSW
ESW
T6
4C1
T7
P4T
P4F
T4
VBB
T5
S3T
IBB
I
S3F
T1
T2
T3
VSS
S2T
S2F

Figur 2



Figur 3


M1
MISCHEN EINES EINTREFFENDEN SIGNALS MIT EINER OSZILLATOR-WELLENFORM, UM EIN FREQUENZGEWANDELTES VEKTORSIGNAL ZU ERHALTEN
S11
BETREIBEN EINES TASTVERHÄLTNIS-SCHALTERS BEI EINER ERSTEN FREQUENZ, UM EINEN IMPULSZUG DER FORM Q*, I*, Q, I, ZU ERZEUGEN
S12
BETREIBEN EINES IQ-VERTEILERSCHALTERS BEI EINER ZWEITEN FREQUENZ, DIE DER HÄLFTE DER ERSTEN RATE ENTSPRICHT, UM I UND I*-IMPULSE AN EINEN INPHASE-POLARITÄTSINVERTER ZU VERTEILEN, UND UM Q UND Q*-IMPULSE AN EINEN QUADRATUR-POLARITÄTSINVERTER ZU VERTEILEN
S13
BETREIBEN DES POLARITÄTSINVERTERS IN QUADRATUR UND BEI DER HÄLFTE DER ZWEITEN FREQUENZ, UM I- UND Q-IMPULSZÜGE ZU ERHALTEN
S14
FILTERN DER I- UND Q-IMPULSZÜGE, UM GEFILTERTE I- UND Q-SIGNALE ZU ERHALTEN
S15
PHASENVERSCHIEBEN DER I- UND Q-SIGNALE GEGENEINANDER UND SUMMIEREN, UM EIN SPIEGELFREQUENZFREIES ZIELSIGNAL ZU ERREICHEN
S16

Figur 4