

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

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
14. Juni 2001 (14.06.2001)

PCT

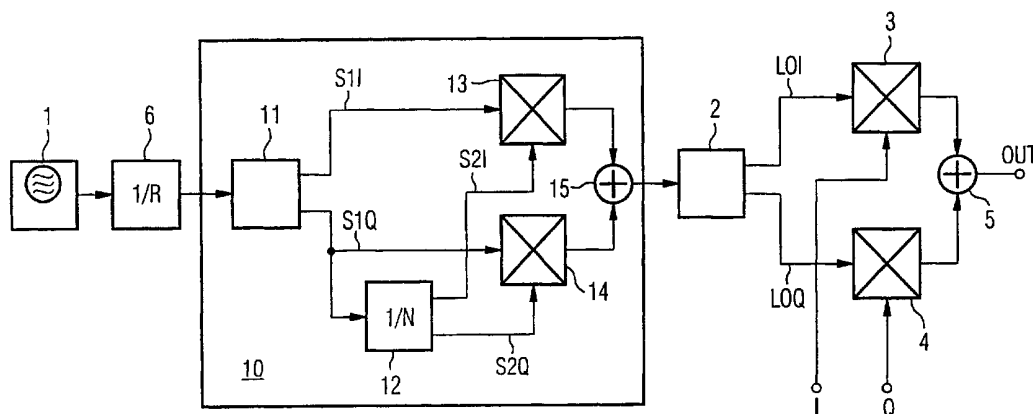
(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 01/43275 A2

- (51) Internationale Patentklassifikation⁷: H03C (71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): INFINEON TECHNOLOGIES AG [DE/DE]; St.-Martin-Strasse 53, 81669 München (DE).
- (21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE00/04251 (72) Erfinder; und (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): VEIT, Werner [DE/DE]; Wallbergstrasse 16, 82008 Unterhaching (DE).
- (22) Internationales Anmeldedatum: 29. November 2000 (29.11.2000) (74) Anwalt: EPPING HERMANN & FISCHER GBR; Postfach 12 10 26, 80034 München (DE).
- (25) Einreichungssprache: Deutsch (81) Bestimmungsstaaten (national): JP, US.
- (26) Veröffentlichungssprache: Deutsch (84) Bestimmungsstaaten (regional): europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).
- (30) Angaben zur Priorität: 199 58 908.9 7. Dezember 1999 (07.12.1999) DE

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: CIRCUIT CONFIGURATION FOR DIRECT MODULATION

(54) Bezeichnung: SCHALTUNGSANORDNUNG ZUR DIREKTMODULATION



(57) **Abstract:** The invention relates to a circuit configuration for direct modulation that comprises an oscillator (1) whose output signal is split into quadrature components (LOI, LOQ) for modulation with the useful signal. A circuit (10) used for frequency shifting renders the output frequency and the frequency of the oscillator (1) to be fractional rational multiples of one another. Said circuit (10) comprises a phase shifter (11) that generates first additional quadrature components (S1I, S1Q) and a divider (12) that generates second additional quadrature components (S2I, S2Q). The quadrature components (S1I, S2I; S1Q, S2Q) are mixed with one another (13, 14). The frequency shift results in the oscillation frequency of the oscillator (1) to be shifted towards outside the useful frequency band. Remodulation effects do not influence the adjacent channels. The inventive circuit can be produced in a simple and inexpensive manner, particularly, it requires only one oscillator (1).

(57) **Zusammenfassung:** Eine Schaltungsanordnung zur Direktmodulation umfaßt einen Oszillator (1), dessen Ausgangssignal zur Modulation mit dem Nutzsignal in Quadraturkomponenten (LOI, LOQ) aufgespalten wird. Eine Schaltung (10) zur Frequenzverschiebung bewirkt, daß die Ausgangsfrequenz und die Frequenz des Oszillators (1) gebrochen rationale Vielfache zueinander sind. Diese Schaltung (10) umfaßt einen Phasenschieber (11) zur Erzeugung erster weiterer Quadraturkomponenten (S1I, S1Q) sowie einen Teiler (12) zur Erzeugung zweiter weiterer Quadraturkomponenten (S2I, S2Q). Die Quadraturkomponenten (S1I, S2I; S1Q, S2Q) werden miteinander gemischt (13, 14). Durch den Frequenzversatz wird die Schwingfrequenz des Oszillators (1) nach außerhalb des Nutzfrequenzbands verschoben. Remodulationseffekte beeinflussen die Nachbarkanäle nicht. Die Schaltung ist einfach und kostengünstig realisierbar, benötigt insbesondere nur einen Oszillator (1).

WO 01/43275 A2



Veröffentlicht:

— Ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts.

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes, und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.

Beschreibung

Schaltungsanordnung zur Direktmodulation

5 Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Direktmodulation, die umfaßt: einen Oszillator mit einem Ausgang für ein Hochfrequenzsignal; eine erste Phasenschiebeeinrichtung, die eingangsseitig mit dem Ausgang des Oszillators gekoppelt ist und die je einen Ausgang für zueinander phasenverschobene
10 Signale aufweist; einen ersten Mischer und einen zweiten Mischer, die eingangsseitig mit je einem der Ausgänge der Phasenschiebeeinrichtung verbunden sind sowie mit Anschlüssen für zueinander phasenverschobene Signalkomponenten eines Nutzsignals und die je einen Ausgang für ein moduliertes Si-
15 gnal aufweisen; eine Verknüpfungseinrichtung, die eingangsseitig mit den Ausgängen der Mischer verbunden ist und die einen Ausgang zum Abgriff eines mit dem Nutzsignal modulierten Hochfrequenzsignals aufweist.

20 In einem Mobilfunksystem wird im Sender das die Nutzinformation enthaltende Basisbandsignal einer hochfrequenten Trägerfrequenz aufmoduliert, um nach geeigneter Verstärkung über die Antenne abgestrahlt zu werden. Zur Umsetzung des Nutzsignals auf die Trägerfrequenz sind eine Vielzahl von unterschiedlichen Modulatoren bekannt.
25

Bei der Direktmodulation wird das Nutzsignal in Quadraturkomponenten bereitgestellt und mit jeweiligen Quadraturkomponenten der Trägerfrequenz gemischt. Die Summierung der modulierten
30 Quadraturkomponenten ergibt das abzustrahlende Hochfrequenzsignal. Die Trägerfrequenz wird von einem Oszillator geliefert. Dessen Ausgangssignal wird mittels eines Phasenschiebers in um 90° zueinander phasenverschobene Signalkompo-

5 nenten aufgespaltet. Gegebenenfalls sind Teiler in den Signalpfad eingefügt. Die Direktmodulation wird insbesondere bei digitalen zellularen Mobilfunkgeräten angewandt. Vorteilhaft ist die Verwendung nur eines einzigen Oszillators und damit die einfache und kostengünstige Realisierung. Rauschen und außerhalb des erlaubten Frequenzbands liegende Frequenzanteile im Sendesignal werden durch Filter vor der Antenne unterdrückt.

10 Der Oszillator schwingt abgesehen von der Nutzsignalmodulation auf derselben Frequenz wie das abgestrahlte Signal oder auf einem ganzzahligen Vielfachen davon. Problematisch dabei ist, daß das ausgangsseitig vom Modulator abgegebene Signal in den eingangsseitig liegenden Oszillator parasitär rückgekoppelt wird. Hierbei sind verschiedene Effekte beteiligt, die insbesondere bei Integration auf einem einzigen Halbleiterchip in erhöhtem Maße wirksam sind. Es ist üblich, den Oszillator als Resonanzkreis mit einem aus dem Chip herausgeführten Bonddraht zu realisieren. Der Bonddraht kann einerseits als Empfangsantenne für an anderer Stelle abgestrahlte Hochfrequenzsignale wirken, so daß das Ausgangssignal des Modulators wieder in die Schaltung rückgekoppelt wird. Andererseits kann der Bonddraht des Modulators als Sendeantenne wirken, deren Abstrahlung von Bonddrähten, die zur Zuführung von Versorgungspotentialen dienen, empfangen wird, so daß hierüber eine Rückkopplung in den Modulator erfolgt. Darüber hinaus sind auch Resonanzkreise mit integrierten, planaren Spulen üblich, die genauso als Sender oder Empfänger wirken. Weiterhin bewirken die im Substrat des den Modulator enthaltenden Halbleiterchips fließende Ströme eine Rückkopplung des ausgangsseitigen Signals auf dem eingangsseitigen Oszillator. Der Oszillator ist sehr selektiv, so daß er äußerst empfang-

lich für eine Einkopplung in seinem durchstimmbaren Frequenzbereich ist.

Wenn das modulierte Ausgangssignal des Direktmodulators auf den eingangsseitigen Oszillator rückgekoppelt wird, wird diese Störung wiederum moduliert; es entsteht ein sog. Remodulationseffekt. Dies hat zur Folge, daß das ausgangsseitige Spektrum verbreitert wird. Das zulässige Frequenzband für die Mobilfunksysteme ist jedoch begrenzt. Innerhalb des erlaubten Frequenzbands ist der jeweilige Sender auf eine oder mehrere Sendekanäle beschränkt. Durch die Aufweitung des Frequenzspektrums aufgrund der Remodulationseffekte besteht die Gefahr, daß Frequenzanteile des Nutzsignals außerhalb des zulässigen Sendekanals liegen können und spezifizierte spektrale Sendemasken verletzt werden. Nachbarkanäle werden dadurch gestört. Remodulationseffekte sind daher zu vermeiden.

Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, eine Schaltungsanordnung zur Direktmodulation anzugeben, die einfach realisierbar ist, aber Remodulationseffekte ausreichend sicher vermeidet.

Gemäß der Erfindung wird diese Aufgabe gelöst durch eine Schaltungsanordnung zur Direktmodulation, die umfaßt: einen Oszillator mit einem Ausgang für ein Hochfrequenzsignal; eine erste Phasenschiebeeinrichtung, die eingangsseitig mit dem Ausgang des Oszillators gekoppelt ist und die je einen Ausgang für zueinander phasenverschobene Signale aufweist; einen ersten Mischer und einen zweiten Mischer, die eingangsseitig mit je einem der Ausgänge der Phasenschiebeeinrichtung verbunden sind sowie mit Anschlüssen für zueinander phasenverschobene Signalkomponenten eines Nutzsignals und die je einen Ausgang für ein moduliertes Signal aufweisen; eine Verknüp-

fungseinrichtung, die eingangsseitig mit den Ausgängen der
Mischer verbunden ist und die einen Ausgang zum Abgriff eines
mit dem Nutzsignal modulierten Hochfrequenzsignals aufweist;
wobei eine zweite Phasenschiebeeinrichtung, die eingangssei-
5 tig mit dem Ausgang des Oszillators gekoppelt ist und die
ausgangsseitig je einen Ausgang für zueinander phasenverscho-
bene Signale aufweist; eine zweite Phasenschiebeeinrichtung,
die eingangsseitig mit einem der Ausgänge der zweiten Phasen-
schiebeeinrichtung verbunden ist und die je einen Ausgang für
10 zueinander phasenverschobene Signale aufweist; einen dritten
und einen vierten Mischer, die eingangsseitig mit den Ausgän-
gen der zweiten und dritten Phasenschiebeeinrichtung verbun-
den sind und die je einen Ausgang für ein moduliertes Signal
aufweisen, und eine weitere Verknüpfungseinrichtung, die ein-
15 gangsseitig mit den Ausgängen der dritten und vierten Mischer
verbunden ist und ausgangsseitig an die erste Phasenschiebe-
einrichtung angeschlossen ist.

Bei der Direktmodulationsanordnung gemäß der Erfindung
20 schwingt der Oszillator gerade nicht auf einem ganzzahligen
Vielfachen der Sendefrequenz. Die Schwingfrequenz des Oszil-
lators ist vielmehr nur ein gebrochenes rational Vielfaches der
ausgangsseitigen Trägerfrequenz, d.h. die Frequenz des Oszil-
lators ist gegenüber der Ausgangsfrequenz verschoben. Die
25 Rückkopplung ist reduziert, da die Trägerfrequenz außerhalb
des Bereichs der höchsten Empfindlichkeit des Oszillators,
nämlich dessen momentaner Resonanzfrequenz, liegt. Bei geeig-
neter Dimensionierung des Frequenzversatzes kann sicherge-
stellt werden, daß trotzdem erzeugte Remodulationsprodukte
30 oder Mischprodukte außerhalb der benachbarten Sendekanäle des
Frequenzbandes des Mobilfunksystems liegen. Solche Remodula-
tionsprodukte können problemlos durch die entsprechend gut
wirksamen Bandbegrenzungsfilter des Mobilfunkgeräts unter-

drückt werden, die ohnehin vorgesehen sind und Frequenzanteile außerhalb des für den Mobilfunkdienst reservierten Frequenzbands unterdrücken. Bei der Herstellung werden die Kosten wesentlich durch den Oszillator bestimmt. Da bei der
5 Schaltung gemäß der Erfindung weiterhin nur ein einziger Oszillator erforderlich ist, bleibt die Herstellung der Direktmodulationsschaltung kostengünstig. Das Ausgangssignal des Direktmodulators wird nach geeigneter Verstärkung an eine Antenne gekoppelt und abgestrahlt.

10

Die Phasenschieber können als Allpässe ausgeführt werden, die die Frequenz des verarbeiteten Signals nicht ändern. Alternativ können Master-Slave-Flipflops verwendet werden, die eine
15 Teilung durch 2 des Eingangssignals durchführen. Der Abgriff am Ausgang des Slaves des MS-Flipflops liefert eines der Ausgangssignale des Phasenschiebers, beispielsweise das zum Eingangssignal gleichphasige, und in der Frequenz halbierte Ausgangssignal. Der Abgriff am Ausgang des Masters des MS-
20 Flipflops liefert das dazu phasenverschobene Ausgangssignal des Phasenschiebers. Die Ausgangssignale sind Quadraturkomponenten und um 90° zueinander phasenverschoben. Je nach Frequenzbeziehung zwischen Oszillator und Ausgangsträgerfrequenz können alle Phasenschieber als Teiler oder als Allpässe oder
als eine Kombination aus beiden ausgeführt werden.

25

Die Kombination der zweiten und dritten Phasenschieber mit den zweiten und dritten Mischern und der weiteren Verknüpfungseinrichtung bewirken die Verschiebung der Frequenz des Oszillators zur ausgangsseitigen Trägerfrequenz derart, daß
30 diese Frequenzen im Verhältnis eines gebrochen rationalen Vielfachen zueinander liegen. Eine von den Mischern selbst erzeugte Spiegelfrequenz wird durch das Verknüpfungsglied wieder unterdrückt. Wenn den Mischern jeweils Quadraturkompo-

6

menten zugeführt werden, die bezogen auf die Ausgänge der Phasenschieber bezüglich der Phasenlage gleichartig sind, wird das untere Seitenband im Summierglied unterdrückt, das obere Seitenband durchgelassen. Wenn den Mischern jeweils

5 Quadraturkomponenten zugeführt werden, die bezogen auf die Ausgänge der Phasenschieber bezüglich der Phasenlage ungleichartig sind, wird das obere Seitenband unterdrückt und das untere Seitenband durchgelassen. Die genannte Kombination bewirkt daher rein eine Verschiebung des ihm eingangsseitig

10 zugeführten Spektrums. Die von den zweiten und dritten Phasenschiebern erzeugten Quadraturkomponenten sind um 90° zueinander phasenverschoben. Je nach Verschaltung der Ausgänge der Phasenschieber an den Mischern wird eines der beiden Seitenbänder hinter dem Summierpunkt unterdrückt. Vertauscht man

15 die Verschaltung einer Ausgänge zwischen den Mischern, so wird das andere Seitenband unterdrückt.

Die für die Erfindung zusätzlich benötigten Bauelemente sind herkömmliche Allpässe oder Master-Slave-Flipflops und Mischer

20 sowie ein Summierglied. Der zusätzliche schaltungstechnische Aufwand ist daher mit standardgemäßen Komponenten bei vertretbarem Aufwand realisierbar. Die Schaltung bietet sich daher insbesondere zur Verwendung in einem zellularen digitalen Mobilfunkgerät an.

25

Nachfolgend wird die Erfindung anhand der in der Zeichnung dargestellten Ausführungsbeispiele näher erläutert. Entsprechende Elemente sind mit gleichen Bezugszeichen versehen. Es zeigen:

30

Figur 1 einen Direktmodulator gemäß der Erfindung,

7

Figur 2 ein Ausführungsbeispiel für einen Direktmodulator in einem Tripple-Band-Sender für ein zellulares Mobilfunkgerät und

Figur 3 einen Direktmodulator nach dem Stand der Technik.

5

Ein herkömmlicher Direktmodulator gemäß Figur 3 umfaßt einen Hochfrequenzoszillator 1, der auf der gleichen Trägerfrequenz schwingt wie ein Ausgangssignal OUT des Direktmodulators. Der Oszillator 1 ist ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO),
10 der im zulässigen Frequenzband auf eine der Trägerfrequenzen der verfügbaren Sendekanäle abstimbar ist. Der Oszillator 1 ist auf einem Halbleiterchip integriert, wobei ein Bonddraht, der an einem Pad der integrierten Schaltung herausgeführt wird und an einem anderen Pad wieder zurückgeführt wird, als
15 Resonator dient. Darüber hinaus sind planare Spulen in Form von Metalleiterbahnen als Resonatoren denkbar. Ein Phasenschieber 2 erzeugt aus dem Ausgangssignal des VCO 1 Quadraturkomponenten LOI und LOQ. Die Quadraturkomponenten sind um 90° zueinander phasenverschobene Signale und weisen im Vergleich zur eingangsseitigen Phase eine Phasenlage von 0° bzw. 90° auf. Der Phasenschieber kann als Allpaß realisiert werden, so daß Ausgangs- und Eingangsfrequenz des Phasenschiebers gleich sind. Alternativ bietet sich eine Realisierung als Master-Slave-Flipflop an, bei der das Ausgangssignal die
25 Hälfte der Frequenz des Eingangssignals beträgt. Gegebenenfalls sind Teiler mit beliebigem ganzzahligem Teilverhältnis möglich. In diesen Fällen sind die Ausgangsfrequenz des Direktmodulators und die Schwingfrequenz des VCO um ein ganzzahliges Vielfaches voneinander verschieden. In einem Mischer 3 wird die eine Quadraturkomponente LOI des Trägersignals mit der einen Quadraturkomponente I des Nutzsignals gemischt. In einem anderen Mischer 4 wird die andere Quadraturkomponente LOQ des Trägersignals mit der anderen Quadratur-

30

8

komponente Q des Nutzsignals gemischt. Die Signalkomponenten I, Q werden an jeweiligen Anschlüssen 7, 8 bereitgestellt. Die Modulationsprodukte werden in einem Summierer 5 addiert und ergeben das modulierte Ausgangssignal OUT. Gegebenenfalls ist zwischen VCO 1 und Phasenschieber 2 ein Teiler 6 mit einem Teilerfaktor $1/R$ geschaltet, wobei R die Werte 2, 4, etc. annehmen kann. In diesem Fall ist die Trägerfrequenz des Ausgangssignals OUT ein wiederum anderes Vielfaches der Schwingfrequenz des VCO 1.

10

Zusätzlich zu der in Figur 3 gezeigten Schaltung weist der Direktmodulator nach Figur 1 einen Schaltungsblock 10 auf. Eingangsseitig enthält der Schaltungsblock 10 einen zweiten Phasenschieber 11, der mit dem Teiler 6 verbunden ist - oder auch direkt an den VCO 1 angeschlossen werden kann. Der Phasenschieber 11 erzeugt Quadraturkomponenten S1I und S1Q. Ein dritter Phasenschieber 12 wird von einem der Ausgangssignale des zweiten Phasenschiebers 11 gespeist, in Figur 1 vom Signal S1Q. Der dritte Phasenschieber 12 erzeugt wiederum Quadraturkomponenten S2I und S2Q. Der Phasenschieber 12 ist stets ein Teiler durch N. Er enthält Master-Slave-Flipflops. Die null-phasigen Quadraturkomponenten S1I und S2I werden einem dritten Mischer 13 zugeführt. Die bezüglich der jeweiligen Eingangssignale der Phasenschieber 11, 12 um 90° phasenverschobenen Ausgangssignale S1Q, S2Q werden einem vierten Mischer 14 zugeführt. Die an den Ausgängen der Mischer 13, 14 anliegenden Mischprodukte werden in einem Summierer 15 addiert, dessen Ausgangssignal das Eingangssignal des Phasenschiebeglieds 2 bildet.

30

Die Mischprodukte der Mischer 13, 14 enthalten obere und untere Seitenbänder, von denen eines durch die Summation im Verknüpfungsglied 15 unterdrückt wird. Der Schaltungsblock 10

kann daher als eine Art Spiegelunterdrückungsmischer angesehen werden, sogenannten IMR-Mischer (IMR - image reject). Da nur ein Seitenband vom Schaltungsblock 10 abgegeben wird, ist die Trägerfrequenz des Ausgangssignals des Blocks 10 in Bezug auf die Trägerfrequenz seines Eingangssignals verschoben. Entsprechendes gilt dann für die Frequenz des Ausgangssignals OUT des Modulators bezogen auf die Frequenz des VCO 1. Je nach Verschaltung der Leitungen für S1I, S1Q bzw. S2I, S2Q an den Mixern 13, 14 wird eines der Seitenbänder unterdrückt. Wenn man S1I mit S1Q oder S2I mit S2Q vertauscht, wird das andere Seitenband unterdrückt.

Bei der gezeigten Anordnung ergibt sich für die Beziehung zwischen der Frequenz f_{OUT} des Ausgangssignals OUT und der Frequenz f_{VCO} des Oszillators VCO 1, wenn der Phasenschieber 2 als reiner Phasenschieber, beispielsweise als Allpaß, und der Phasenschieber 11 als Teiler durch 2 ausgeführt ist, folgende Formel:

$$f_{VCO} = \frac{2 \times R \times N}{N+1} f_{OUT}$$

Wenn den Mixern 13, 14 sowohl I- als auch Q-Signalkomponenten zugeführt werden, wird das untere Seitenband am Ausgang des Schaltungsblocks 10 erzeugt. Beispielsweise werden dem Mischer 13 die Signale S1I und S2Q zugeführt, dem Mischer 14 die Signale S1Q und S2I. Wenn der Phasenschieber 2 ein als Allpaß realisierter Phasenschieber ist, ergibt sich für die Beziehung der Ausgangsfrequenz f_{OUT} zur Frequenz f_{VCO} des VCOs 1 folgende Formel:

$$f_{VCO} = \frac{2 \times R \times N}{N-1} f_{OUT}$$

10

Wenn der Phasenschieber 2 kein Allpaß, sondern ein Teiler durch 2 ist, wird die Frequenz des VCO 1 gegenüber der Frequenz f_{OUT} des Ausgangssignals nochmals um den Faktor 2 erhöht. Bemerkenswert ist, daß die Ausgangsfrequenz in Bezug
5 zur Schwingfrequenz des Oszillators ein gebrochen rationales Vielfaches ist, nämlich proportional zu $N/(N+1)$ oder proportional zu $N/(N-1)$.

In Ausgestaltung der Erfindung können die Phasenschieber 2
10 und 11 unterschiedlich realisiert werden. Es ist entweder ein Allpaß oder ein Teiler durch 2 in Form eines Master-Slave-Flipflops möglich. Der Phasenschieber 12 ist stets ein Teiler in Form eines Master-Slave-Flipflops mit dem Teilfaktor $1/N$, wobei N die Werte 2, 4, 8, etc. annehmen kann. Der Teiler 6
15 ist je nach gewünschtem Frequenzverhältnis optional. Durch verschiedene Kombinationen von Allpässen oder Master-Slave-Flipflops für die Phasenschieber 2, 11 und Teilerfaktoren der Teiler 12, 6 können eine Vielzahl von gebrochen rationalen
20 Frequenzbeziehungen zwischen den Trägerfrequenzen des Ausgangssignals OUT und der Schwingfrequenz des Oszillators 1 erzeugt werden. Die Kombination ist so zu wählen, daß vom Ausgangssignal OUT auf den VCO rückgekoppelte Signalanteile bei der Remodulation durch die Mischer 3, 4 nicht wieder in einem
25 Nutzkanal des für den Mobilfunkdienst zulässigen Frequenzbands liegen. Remodulationsprodukte außerhalb dieses Frequenzbands werden durch hierzu ohnehin vorgesehene Filter mit ausreichender Dämpfung unterdrückt.

Ein Ausführungsbeispiel für einen Tripple-Band-Sender, der
30 für die Sendefrequenzen der Mobilfunkstandard GSM900, DCS1800 und DCS1900 geeignet ist, ist in Figur 3 dargestellt. Ausgangsseitig sind ein Paar I, Q-Modulatoren für GSM900 vorgesehen sowie wegen der nahe beieinander liegenden Frequenzbän-

der ein einziges Paar I, Q-Modulatoren für DCS1800 und DCS1900. Der Schaltungsblock 10 weist zwei Master-Slave-Flipflops 10, 11 auf. In den Mischern 13, 14 werden jeweils I- bzw. Q-Signalanteile gemischt. Eingangsseitig sind für jedes Frequenzband VCOs 1a, 1b und 1c vorgesehen. Bei GSM900 wird über einen Multiplexer 20 ein mit 21 bezeichneter Teiler durch 2 in den Signalpfad geschaltet, bei DCS1800/DCS1900 wird der Teiler umgangen. Je nach gewünschtem Frequenzband werden der jeweils zugeordnete Hochfrequenzoszillator 1a, 1b oder 1c und die zugeordneten I, Q-Modulatoren aktiviert. Die gebrochen rationale Frequenzbeziehung der Trägerfrequenz des jeweiligen Ausgangssignals f_{OUTGSM} bzw. f_{OUTDCS} und der jeweils zugeordneten Schwingfrequenz des eingangsseitigen VCO beträgt $f_{\text{VCO}} = 2 \times 2 \times 4/3 \times f_{\text{OUTGSM}}$ für GSM900 bzw. $f_{\text{VCO}} = 2 \times 4/3 \times f_{\text{OUTDCS}}$ für DCS1800/DCS1900. Sämtliche relevante Remodulationsprodukte, die sich aus der Rückkopplung der Ausgangssignale OUTGSM und OUTDCS auf die jeweils zugeordneten VCOs 1a, 1b bzw. 1c ergeben, liegen außerhalb der für diese Mobilfunkstandards zulässigen Frequenzbänder. Für GSM900 beispielsweise liegt das Sendefrequenzband zwischen 880...915 MHz, weist also eine Bandbreite von 35 MHz. Die Kanäle sind im Raster von 200 kHz angeordnet. Der VCO 1a ist im Bereich 4693,3...4880,0 MHz durchstimmbare. Sich ergebende Remodulationsprodukte und auch durch die IMR-Schaltung 10 nicht unterdrückte Mischprodukte fallen nicht in das Sendeband und liegen außerhalb der 35 MHz breiten Sendebandbreite. Zweckmäßigerweise sind die VCOs als spannungssteuerbare HF-Oszillatoren mit den übrigen Schaltungskomponenten des Direktmodulators auf einem einzigen Halbleiterchip integriert. Die induktiven Resonatoren sind als Bonddrähte oder planare Spulen realisiert, z.B. als breite Aluminium- oder Kupferbahnen. Um den Durchstimmbereich und damit das Rauschen jedes VCO minimal zu halten wurde für jedes Band ein separater Os-

12

zillator gewählt, denkbar wäre auch ein einzelner Oszillator mit entsprechend großem Durchstimmbereich.

Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zur Direktmodulation, die umfaßt:

- 5 - einen Oszillator (1) mit einem Ausgang für ein Hochfrequenzsignal,
- eine erste Phasenschiebeeinrichtung (2), die eingangsseitig mit dem Ausgang des Oszillators (1) gekoppelt ist und die je einen Ausgang für zueinander phasenverschobene Signale
10 (LOI, LOQ) aufweist,
- einen ersten Mischer (3) und einen zweiten Mischer (4), die eingangsseitig mit je einem der Ausgänge der Phasenschiebeeinrichtung (2) verbunden sind sowie mit Anschlüssen für zueinander phasenverschobene Signalkomponenten (I, Q) eines
15 Nutzsymbols und die je einen Ausgang für ein moduliertes Signal aufweisen,
- eine Verknüpfungseinrichtung (5), die eingangsseitig mit den Ausgängen der Mischer (3, 4) verbunden ist und die einen Ausgang zum Abgriff eines mit dem Nutzsymbols modulierten Hochfrequenzsignals (OUT) aufweist,
20 g e k e n n z e i c h n e t d u r c h
- eine zweite Phasenschiebeeinrichtung (11), die eingangsseitig mit dem Ausgang des Oszillators (1) gekoppelt ist und die ausgangsseitig je einen Ausgang für zueinander phasenverschobene Signale (S1I, S1Q) aufweist,
25 - eine zweite Phasenschiebeeinrichtung (12), die eingangsseitig mit einem der Ausgänge der zweiten Phasenschiebeeinrichtung (11) verbunden ist und die je einen Ausgang für zueinander phasenverschobene Signale (S2I, S2Q) aufweist,
30 - einen dritten und einen vierten Mischer (13, 14), die eingangsseitig mit den Ausgängen der zweiten und dritten Phasenschiebeeinrichtung (11, 12) verbunden sind und die je einen Ausgang für ein moduliertes Signal aufweisen, und

14

- eine weitere Verknüpfungseinrichtung (15), die eingangsseitig mit den Ausgängen der dritten und vierten Mischer (13, 14) verbunden ist und ausgangsseitig an die erste Phasenschiebeeinrichtung (2) angeschlossen ist.

5

2. Schaltungsanordnung zur Direktmodulation nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen dem Ausgang des Oszillators (1) und dem Eingang der ersten Phasenschiebeeinrichtung (2) ein Teiler (6, 21) geschaltet ist.

10

3. Schaltungsanordnung zur Direktmodulation nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Phasenschiebeeinrichtungen (2, 11, 12) ausgebildet sind, Ausgangssignale zu erzeugen, die um eine Phase von 90° zueinander phasenverschoben sind.

15

4. Schaltungsanordnung zur Direktmodulation nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß mindestens eine der Phasenschiebeeinrichtungen (2, 11, 12) ein Master-Slave-Flipflop umfaßt und daß einer der Ausgänge dieser Phasenschiebeeinrichtung durch den Ausgang des Masters gebildet ist und ein anderer der Ausgänge dieser Phasenschiebeeinrichtung durch den Ausgang des Slaves gebildet ist.

20

25

5. Schaltungsanordnung zur Direktmodulation nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß mindestens eine der Phasenschiebeeinrichtungen (2, 11) ein Allpaß ist.

30

6. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß

die dritte Phasenschiebeeinrichtung (12) ein Teiler ist.

7. Schaltungsanordnung zur Direktmodulation nach einem der Ansprüche 1 bis 6,

5 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß
der dritte und vierte Mischer (13, 14) eingangsseitig jeweils
mit einem Ausgang der zweiten Phasenschiebeeinrichtung (11)
und mit einem Ausgang der dritten Phasenschiebeeinrichtung
(12) verbunden sind.

10

8. Schaltungsanordnung zur Direktmodulation nach Anspruch 7,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß
die zweite und dritte Phasenschiebeeinrichtung (11, 12) je
einen gleichphasigen Ausgang aufweist, dessen Ausgangssignal
15 zum jeweiligen Eingangssignal gleiche Phasenlage aufweist,
und einen phasenverschobenen Ausgang, dessen Ausgangssignal
zum jeweiligen Eingangssignal um 90° verschobene Phasenlage
aufweist, und daß der dritte Mischer (13) eingangsseitig mit
den gleichphasigen Ausgängen der zweiten und dritten Phasen-
20 schiebeeinrichtungen (11, 12) verbunden ist und daß der vier-
te Mischer (14) eingangsseitig mit den phasenverschobenen
Ausgängen der zweiten und dritten Phasenschiebeeinrichtungen
(11, 12) verbunden ist.

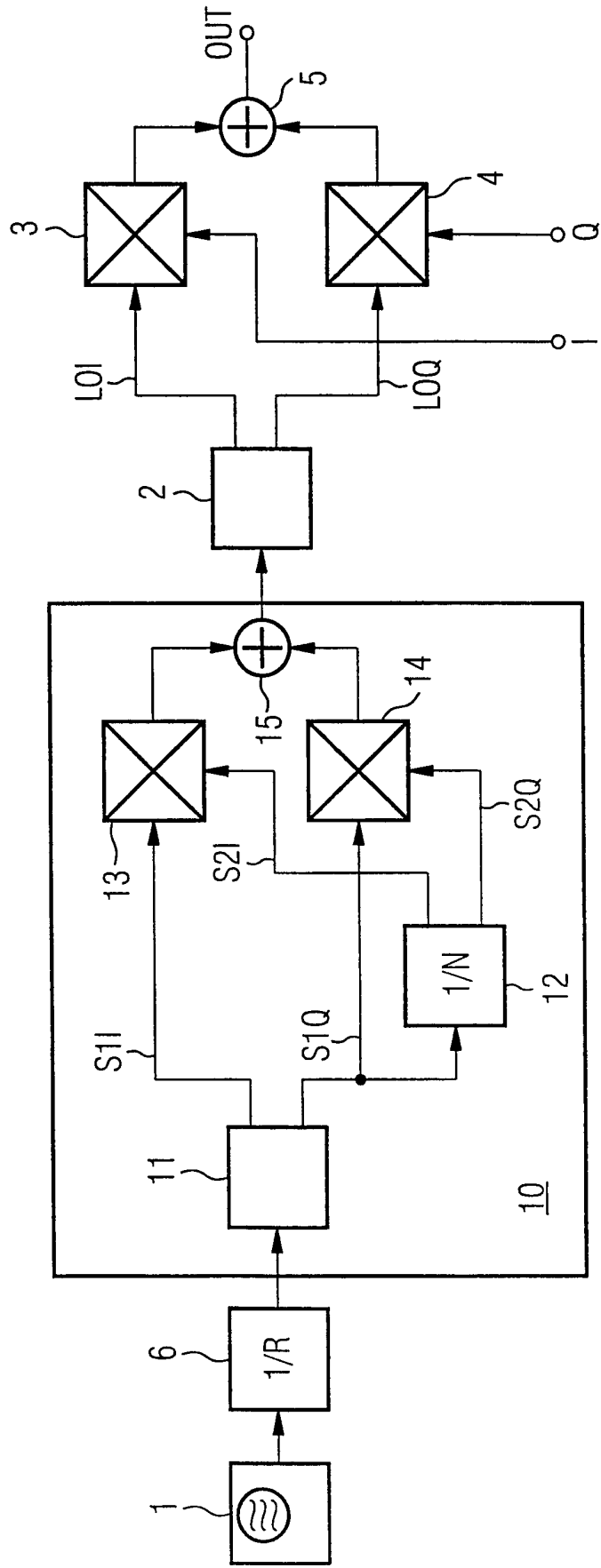
25 9. Schaltungsanordnung zur Direktmodulation nach Anspruch 7,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß
die zweite und dritte Phasenschiebeeinrichtung (11, 12) je
einen gleichphasigen Ausgang aufweist, dessen Ausgangssignal
zum Eingangssignal jeweils gleiche Phasenlage aufweist, und
30 einen phasenverschobenen Ausgang, dessen Ausgangssignal zum
jeweiligen Eingangssignal um 90° verschobene Phasenlage auf-
weist, und daß der dritte und der vierte Mischer (13, 14)
eingangsseitig jeweils mit einem gleichphasigen Ausgang und

16

einem gegenphasigen Ausgang der zweiten und dritten Phasenschiebeeinrichtungen (11, 12) verbunden ist.

10. Schaltungsanordnung zur Direktmodulation nach einem der
5 Ansprüche 1 bis 9,
g e k e n n z e i c h n e t d u r c h
Verwendung in einem zellularen digitalen Mobilfunkgerät, bei dem der Ausgang der Verknüpfungseinrichtung (5) über eine Verstärkereinrichtung an eine Antenne gekoppelt ist.

FIG 1



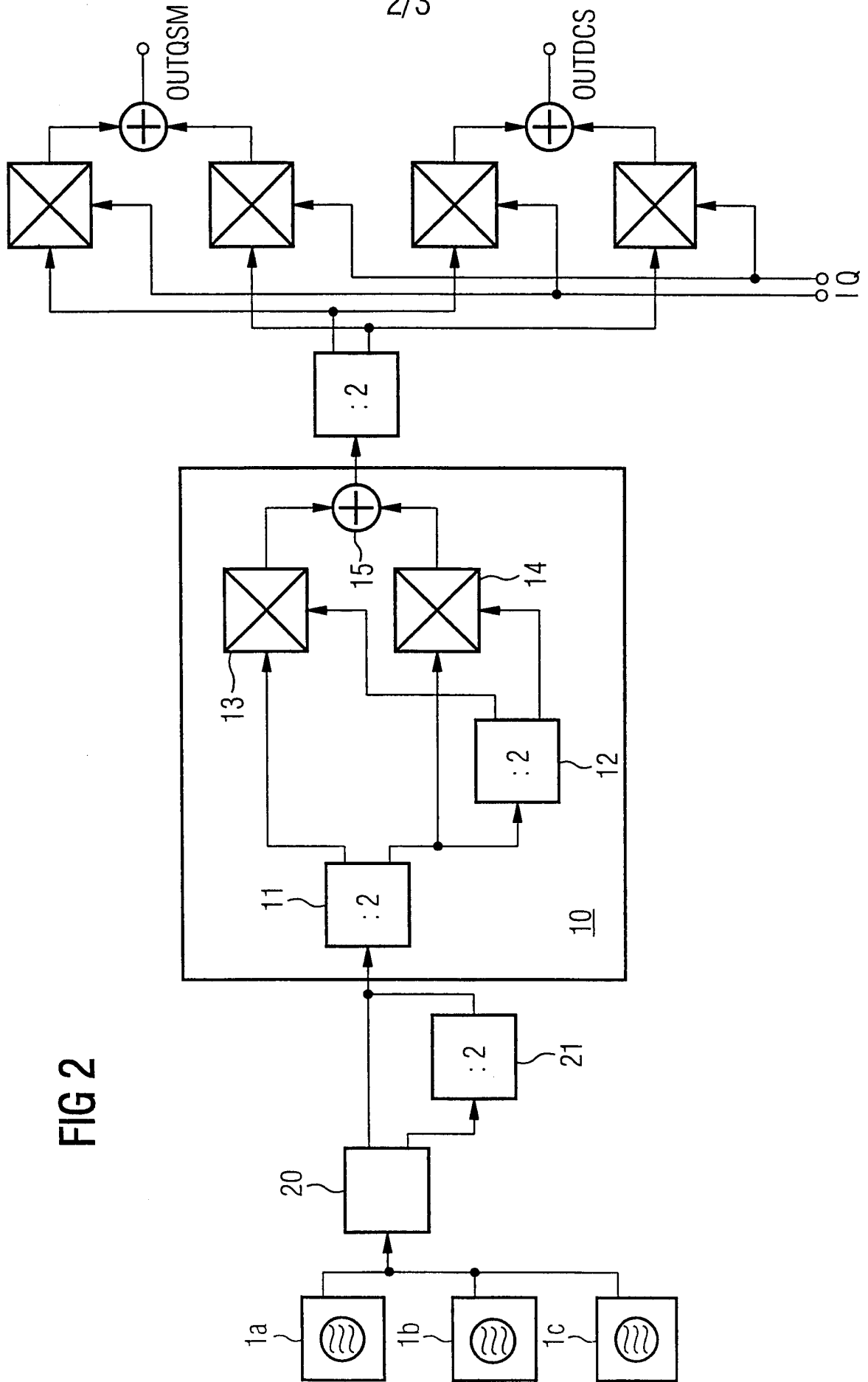


FIG 2

FIG 3

