

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4795445号
(P4795445)

(45) 発行日 平成23年10月19日(2011.10.19)

(24) 登録日 平成23年8月5日(2011.8.5)

(51) Int.Cl. F I
 HO4J 11/00 (2006.01) HO4J 11/00 Z
 HO4B 1/713 (2011.01) HO4J 13/00 500

請求項の数 3 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2009-55045 (P2009-55045)	(73) 特許権者	396023993
(22) 出願日	平成21年3月9日(2009.3.9)		株式会社半導体理工学研究センター
(65) 公開番号	特開2010-212867 (P2010-212867A)		神奈川県横浜市港北区新横浜3丁目17番
(43) 公開日	平成22年9月24日(2010.9.24)		地2 友泉新横浜ビル6階
審査請求日	平成21年3月9日(2009.3.9)	(74) 代理人	100101454
			弁理士 山田 卓二
		(74) 代理人	100081422
			弁理士 田中 光雄
		(74) 代理人	100125874
			弁理士 川端 純市
		(72) 発明者	池辺 将之
			北海道札幌市北区北14条西9丁目 国立
			大学法人 北海道大学大学院情報科学研究
			科内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 基準信号発生回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

中心周波数を有する第1の中心周波数信号を発生する第1の信号発生手段と、
 上記第1の中心周波数信号を90度だけ移相させることにより第2の中心周波数信号を発生する第1の移相器と、
 シフト周波数を有する第1の局部発振信号を発生する第2の信号発生手段と、
 上記第1の局部発振信号を90度だけ移相させることにより第2の局部発振信号を発生する第2の移相器と、
 上記第1の中心周波数信号を差動緩衝増幅して上記第1の中心周波数信号及び上記第1の中心周波数信号の反転信号を発生する第1の差動緩衝増幅器と、
 上記第2の中心周波数信号を差動緩衝増幅して上記第2の中心周波数信号及び上記第2の中心周波数信号の反転信号を発生する第2の差動緩衝増幅器と、
 上記第1の局部発振信号を差動緩衝増幅して上記第1の局部発振信号及び上記第1の局部発振信号の反転信号を発生する第3の差動緩衝増幅器と、
 上記第2の局部発振信号を差動緩衝増幅して上記第2の局部発振信号及び上記第2の局部発振信号の反転信号を発生する第4の差動緩衝増幅器と、
 上記第1の中心周波数信号と、上記第1の中心周波数信号の反転信号と、上記第1の局部発振信号と、上記第1の局部発振信号の反転信号とを混合することにより第2の混合後信号及び上記第2の混合後信号の反転信号を発生して、上記第2の混合後信号を第1の出力端子を介して出力し、上記第2の混合後信号の反転信号を第2の出力端子を介して出力

10

20

するとともに、上記第1の中心周波数信号と、上記第1の中心周波数信号の反転信号と、上記第2の局部発振信号と、上記第2の局部発振信号の反転信号とを混合することにより第1の混合後信号及び第1の混合後信号の反転信号を発生して、上記第1の混合後信号を第3の出力端子を介して出力し、上記第1の混合後信号の反転信号を第4の出力端子を介して出力する第1のミキサ手段と、

上記第2の中心周波数信号と、上記第2の中心周波数信号の反転信号と、上記第1の局部発振信号と、上記第1の局部発振信号の反転信号とを混合することにより第4の混合後信号及び上記第4の混合後信号の反転信号を発生して、上記第4の混合後信号を第5の出力端子を介して出力し、上記第4の混合後信号の反転信号を第6の出力端子を介して出力するとともに、上記第2の中心周波数信号と、上記第2の中心周波数信号の反転信号と、
10
上記第2の局部発振信号と、上記第2の局部発振信号の反転信号とを混合することにより第3の混合後信号及び上記第3の混合後信号の反転信号を発生して、上記第3の混合後信号を第7の出力端子を介して出力し、上記第3の混合後信号の反転信号を第8の出力端子を介して出力する第2のミキサ手段とを備えた基準信号発生回路であって、

上記第1の出力端子が第7のスイッチを介して上記第7の出力端子に接続され、上記第1の出力端子が第4のスイッチを介して上記第8の出力端子に接続され、上記第2の出力端子が第3のスイッチを介して上記第7の出力端子に接続され、上記第2の出力端子が第8のスイッチを介して上記第8の出力端子に接続され、上記第3の出力端子が第1のスイッチを介して上記第5の出力端子に接続され、上記第3の出力端子が第6のスイッチを介して上記第6の出力端子に接続され、上記第4の出力端子が第5のスイッチを介して上記
20
第5の出力端子に接続され、上記第4の出力端子が第2のスイッチを介して上記第6の出力端子に接続され、

上記基準信号発生回路はさらに、

上記第1のスイッチ、上記第2のスイッチ、上記第3のスイッチ及び上記第4のスイッチをとともオンにしかつ上記第5のスイッチ、上記第6のスイッチ、上記第7のスイッチ及び上記第8のスイッチをとともオフにしたときに、上記第2の混合後信号と上記第3の混合後信号の反転信号とを加算して当該加算結果の信号を上記第1の出力端子から第1の上側波帯信号として出力し、上記第2の混合後信号の反転信号と上記第3の混合後信号とを加算して当該加算結果の信号を上記第2の出力端子から上記第1の上側波帯信号の反転信号として出力し、上記第1の混合後信号と上記第4の混合後信号とを加算して当該加算
30
結果の信号を上記第3の出力端子から、上記第1の上側波帯信号とは90度の位相差を有する第2の上側波帯信号として出力し、上記第1の混合後信号の反転信号と上記第4の混合後信号の反転信号とを加算して当該加算結果の信号を上記第4の出力端子から、上記第2の上側波帯信号の反転信号として出力する一方、

上記第1のスイッチ、上記第2のスイッチ、上記第3のスイッチ及び上記第4のスイッチをとともオフにしかつ上記第5のスイッチ、上記第6のスイッチ、上記第7のスイッチ及び上記第8のスイッチをとともオンにしたときに、上記第2の混合後信号と上記第3の混合後信号とを加算して当該加算結果の信号を上記第1の出力端子から第1の下側波帯信号として出力し、上記第2の混合後信号の反転信号と上記第3の混合後信号の反転信号とを加算して当該加算結果の信号を上記第2の出力端子から上記第1の下側波帯信号の反転
40
信号として出力し、上記第1の混合後信号と上記第4の混合後信号の反転信号とを加算して当該加算結果の信号を上記第3の出力端子から、上記第1の下側波帯信号とは90度の位相差を有する第2の下側波帯信号として出力し、上記第1の混合後信号の反転信号と上記第4の混合後信号とを加算して当該加算結果の信号を上記第4の出力端子から、上記第2の下側波帯信号の反転信号として出力する加算手段と、

(a) 上記第1の中心周波数信号、上記第1の中心周波数信号の反転信号、上記第2の中心周波数信号、及び上記第2の中心周波数信号の反転信号を出力することと、

(b) 上記第1の出力端子から出力される信号、上記第2の出力端子から出力される信号、上記第3の出力端子から出力される信号、及び上記第4の出力端子から出力される信号を出力することと、
50

を選択的に切り替えるスイッチ手段とを備えたことを特徴とする基準信号発生回路。

【請求項 2】

上記第 1 のミキサ手段と上記第 2 のミキサ手段は、2 つのギルバートセル回路が組み合わされた回路構成を有することを特徴とする請求項 1 記載の基準信号発生回路。

【請求項 3】

請求項 1 又は 2 記載の基準信号発生回路を、差動回路又は CMOS 差動回路で構成されたことを特徴とする基準信号発生回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、例えば無線通信システムのために用いられる基準信号発生回路に関する。

【背景技術】

【0002】

UWB (Ultra Wide Band: 広帯域無線通信) システムの手法である MB-OFDM (Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing) において、3.1 GHz ~ 10.6 GHz の周波数帯 (バンド) は、図 8 に示すように、5 つのグループ G1 ~ G5 に分けられている。そして、各グループ G1 ~ G5 はそれぞれ 3 つの副周波数帯 (サブバンド) を持ち、9.2 nsec という高速な周波数切り替えを必要とする。従来手法では、広帯域の PLL 回路を切り替える、複数の SSB ミキサを使用するなどして、7 つのサブバンド (B1 ~ B7, B8 ~ B14) に対応する発振器が提案されている。

【0003】

図 9 は従来技術に係る無線通信システム用基準信号発生回路の構成を示す回路図であり、図 10 は図 9 の基準信号発生回路によって発生される基準信号のスペクトラム図である。図 9 において、当該基準信号発生回路は、中心周波数 f_c を有する基準信号を発生する中心周波数発振器 90 と、ミキサ 91, 92 と、シフト周波数 f を有する局部発振信号を発生するシフト周波数発振器 93 と、90 度移相器 94 と、低域通過フィルタ (LPF) 95, 97 と、高域通過フィルタ (HPF) 96, 98 と、選択信号 S_s に応じて 2 つの入力信号を選択的に切り替えて基準信号 S_1, S_2 を出力するマルチプレクサ 99, 100 とを備えて構成される。

【0004】

以上のように構成された基準信号発生回路において、ミキサ 91, 92 はそれぞれ、次式で表される混合された信号 M_1, M_2 を出力する。

【0005】

[数 1]

$$\begin{aligned} M_1 &= \sin(2\pi f t) \times \cos(2\pi f_c t) \\ &= (1/2) \{ \sin(2\pi (f_c + f) t) - \sin(2\pi (f_c - f) t) \} \\ &= (1/2) (H_1 - L_1) \quad (1) \end{aligned}$$

[数 2]

$$\begin{aligned} M_2 &= \cos(2\pi f t) \times \cos(2\pi f_c t) \\ &= (1/2) \{ \cos(2\pi (f_c + f) t) + \cos(2\pi (f_c - f) t) \} \\ &= (1/2) (H_2 + L_2) \quad (2) \end{aligned}$$

【0006】

ここで、 H_1, H_2 はそれぞれ高域通過フィルタ 96, 98 から出力される上側波帯信号であり、 L_1, L_2 はそれぞれ低域通過フィルタ 95, 97 から出力される下側波帯信号である。そして、マルチプレクサ 99, 100 は入力される 2 つの信号を選択的に切り替えて、互いに 90 度の位相差を有するいわゆる I 信号、Q 信号と呼ばれる基準信号 S_1, S_2 を出力する。

【先行技術文献】

10

20

30

40

50

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】特開2004-523142号公報。

【特許文献2】特開2007-295068号公報。

【特許文献3】米国特許第7321268号明細書。

【非特許文献】

【0008】

【非特許文献1】Geum-Young Tak et al., "A 6.3-9-GHz CMOS Fast Setting PLL for M B-OFDM UWB Applications", IEEE Journal of Solid-state Circuits, Vol.40, No.8, August 2005.

10

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

しかし、広帯域PLL回路を用いた場合、複数のグループに対応する広帯域な周波数、及びサブバンドに相当する細かい周波数制御を必要とするため、MB-OFDMの全てのグループをカバーすることは非常に困難であった（例えば、非特許文献1参照。）。また、通常のみキサを使用する場合、フィルタを必要とする（例えば図9参照。）、4つ以上のSSBみキサが必要になる（例えば、特許文献2参照。）など、回路規模が大きくなるという問題点があった。

【0010】

20

また、図9の従来例のごとくフィルタ95~98を用いたときは、例えばシフト周波数 f が比較的小さいときは、図10に示すように、他の信号から完全に分離することが難しいという問題点があった。

【0011】

本発明の目的は以上の問題点を解決し、従来技術に比較してフィルタを用いることなく簡単な回路構成でかつ他の信号から完全に分離して、所定のシフト周波数だけ異なる複数の基準信号を発生することができる基準信号発生回路を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0012】

本発明に係る基準信号発生回路は、
中心周波数を有する第1の中心周波数信号（+Ic）を発生する第1の信号発生手段（10）と、

30

上記第1の中心周波数信号（+Ic）を90度だけ移相させることにより第2の中心周波数信号（+Qc）を発生する第1の移相器（11）と、

シフト周波数を有する第1の局部発振信号（+Id）を発生する第2の信号発生手段（20）と、

上記第1の局部発振信号（+Id）を90度だけ移相させることにより第2の局部発振信号（+Qd）を発生する第2の移相器（21）と、

上記第1の中心周波数信号（+Ic）を差動緩衝増幅して上記第1の中心周波数信号（+Ic）及び上記第1の中心周波数信号の反転信号（-Ic）を発生する第1の差動緩衝増幅器（12）と、

40

上記第2の中心周波数信号（+Qc）を差動緩衝増幅して上記第2の中心周波数信号（+Qc）及び上記第2の中心周波数信号の反転信号（-Qc）を発生する第2の差動緩衝増幅器（13）と、

上記第1の局部発振信号（+Id）を差動緩衝増幅して上記第1の局部発振信号（+Id）及び上記第1の局部発振信号の反転信号（-Id）を発生する第3の差動緩衝増幅器（22）と、

上記第2の局部発振信号（+Qd）を差動緩衝増幅して上記第2の局部発振信号（+Qd）及び上記第2の局部発振信号の反転信号（-Qd）を発生する第4の差動緩衝増幅器（23）と、

50

上記第1の中心周波数信号(+Ic)と、上記第1の中心周波数信号の反転信号(-Ic)と、上記第1の局部発振信号(+Id)と、上記第1の局部発振信号の反転信号(-Id)とを混合することにより第2の混合後信号(+E2)及び上記第2の混合後信号の反転信号(-E2)を発生して、上記第2の混合後信号(+E2)を第1の出力端子(図1の30の右上から1番目)を介して出力し、上記第2の混合後信号の反転信号(-E2)を第2の出力端子(図1の30の右上から2番目)を介して出力するとともに、上記第1の中心周波数信号(+Ic)と、上記第1の中心周波数信号の反転信号(-Ic)と、上記第2の局部発振信号(+Qd)と、上記第2の局部発振信号の反転信号(-Qd)とを混合することにより第1の混合後信号(+E1)及び第1の混合後信号の反転信号(-E1)を発生して、上記第1の混合後信号(+E1)を第3の出力端子(図1の30の右上から3番目)を介して出力し、上記第1の混合後信号の反転信号(-E1)を第4の出力端子(図1の30の右上から4番目)を介して出力する第1のミキサ手段(30)と、

10

上記第2の中心周波数信号(+Qc)と、上記第2の中心周波数信号の反転信号(-Qc)と、上記第1の局部発振信号(+Id)と、上記第1の局部発振信号の反転信号(-Id)とを混合することにより第4の混合後信号(+E4)及び上記第4の混合後信号の反転信号(-E4)を発生して、上記第4の混合後信号(+E4)を第5の出力端子(図1の40の右上から1番目)を介して出力し、上記第4の混合後信号の反転信号(-E4)を第6の出力端子(図1の40の右上から2番目)を介して出力するとともに、上記第2の中心周波数信号(+Qc)と、上記第2の中心周波数信号の反転信号(-Qc)と、上記第2の局部発振信号(+Qd)と、上記第2の局部発振信号の反転信号(-Qd)とを混合することにより第3の混合後信号(+E3)及び上記第3の混合後信号の反転信号(-E3)を発生して、上記第3の混合後信号(+E3)を第7の出力端子(図1の40の右上から3番目)を介して出力し、上記第3の混合後信号の反転信号(-E3)を第8の出力端子(図1の40の右上から4番目)を介して出力する第2のミキサ手段(40)とを備えた基準信号発生回路であって、

20

上記第1の出力端子(図1の30の右上から1番目)が第7のスイッチ(57)を介して上記第7の出力端子(図1の40の右上から3番目)に接続され、上記第1の出力端子(図1の30の右上から1番目)が第4のスイッチ(54)を介して上記第8の出力端子(図1の40の右上から4番目)に接続され、上記第2の出力端子(図1の30の右上から2番目)が第3のスイッチ(53)を介して上記第7の出力端子(図1の40の右上から3番目)に接続され、上記第2の出力端子(図1の30の右上から2番目)が第8のスイッチ(58)を介して上記第8の出力端子(図1の40の右上から4番目)に接続され、上記第3の出力端子(図1の30の右上から3番目)が第1のスイッチ(51)を介して上記第5の出力端子(図1の40の右上から1番目)に接続され、上記第3の出力端子(図1の30の右上から3番目)が第6のスイッチ(56)を介して上記第6の出力端子(図1の40の右上から2番目)に接続され、上記第4の出力端子(図1の30の右上から4番目)が第5のスイッチ(55)を介して上記第5の出力端子(図1の40の右上から1番目)に接続され、上記第4の出力端子(図1の30の右上から4番目)が第2のスイッチ(52)を介して上記第6の出力端子(図1の40の右上から2番目)に接続され、

30

40

上記基準信号発生回路はさらに、

上記第1のスイッチ(51)、上記第2のスイッチ(52)、上記第3のスイッチ(53)及び上記第4のスイッチ(54)をとともオンにしかつ上記第5のスイッチ(55)、上記第6のスイッチ(56)、上記第7のスイッチ(57)及び上記第8のスイッチ(58)をとともオフにしたときに、上記第2の混合後信号(+E2)と上記第3の混合後信号の反転信号(-E3)とを加算して当該加算結果の信号を上記第1の出力端子(図1の30の右上から1番目)から第1の上側波帯信号として出力し、上記第2の混合後信号の反転信号(-E2)と上記第3の混合後信号(+E3)とを加算して当該加算結果の信号を上記第2の出力端子(図1の30の右上から2番目)から上記第1の上側波帯信号の反転信号として出力し、上記第1の混合後信号(+E1)と上記第4の混合後信号(+E

50

4) とを加算して当該加算結果の信号を上記第3の出力端子(図1の30の右上から3番目)から、上記第1の上側波帯信号とは90度の位相差を有する第2の上側波帯信号として出力し、上記第1の混合後信号の反転信号(-E1)と上記第4の混合後信号の反転信号(-E4)とを加算して当該加算結果の信号を上記第4の出力端子(図1の30の右上から4番目)から、上記第2の上側波帯信号の反転信号として出力する一方、

上記第1のスイッチ(51)、上記第2のスイッチ(52)、上記第3のスイッチ(53)及び上記第4のスイッチ(54)をとともオフにしかつ上記第5のスイッチ(55)、上記第6のスイッチ(56)、上記第7のスイッチ(57)及び上記第8のスイッチ(58)をとともオンにしたときに、上記第2の混合後信号(+E2)と上記第3の混合後信号(+E3)とを加算して当該加算結果の信号を上記第1の出力端子(図1の30の右上から1番目)から第1の下側波帯信号として出力し、上記第2の混合後信号の反転信号(-E2)と上記第3の混合後信号の反転信号(-E3)とを加算して当該加算結果の信号を上記第2の出力端子(図1の30の右上から2番目)から上記第1の下側波帯信号の反転信号として出力し、上記第1の混合後信号(+E1)と上記第4の混合後信号の反転信号(-E4)とを加算して当該加算結果の信号を上記第3の出力端子(図1の30の右上から3番目)から、上記第1の下側波帯信号とは90度の位相差を有する第2の下側波帯信号として出力し、上記第1の混合後信号の反転信号(-E1)と上記第4の混合後信号(+E4)とを加算して当該加算結果の信号を上記第4の出力端子(図1の30の右上から4番目)から、上記第2の下側波帯信号の反転信号として出力する加算手段と、

(a) 上記第1の中心周波数信号(+Ic)、上記第1の中心周波数信号の反転信号(-Ic)、上記第2の中心周波数信号(+Qc)、及び上記第2の中心周波数信号の反転信号(-Qc)を出力することと、

(b) 上記第1の出力端子(図1の30の右上から1番目)から出力される信号(第1の上側波帯信号又は第1の下側波帯信号)、上記第2の出力端子(図1の30の右上から2番目)から出力される信号(第1の上側波帯信号の反転信号又は第1の下側波帯信号の反転信号)、上記第3の出力端子(図1の30の右上から3番目)から出力される信号(第2の上側波帯信号又は第2の下側波帯信号)、及び上記第4の出力端子(図1の30の右上から4番目)から出力される信号(第2の上側波帯信号の反転信号又は第2の下側波帯信号の反転信号)を出力することと、

を選択的に切り替えるスイッチ手段(61, 62, 63, 64)とを備えたことを特徴とする。

【0014】

また、上記基準信号発生回路において、上記第1のミキサ手段と上記第2のミキサ手段は、2つのギルバートセル回路が組み合わされた回路構成を有することを特徴とする。

【0015】

さらに、上記基準信号発生回路において、上記基準信号発生回路を、差動回路又はCMOS差動回路で構成されたことを特徴とする。

【発明の効果】

【0016】

従って、本発明に係る基準信号発生回路によれば、従来技術に比較してフィルタを用いることなく簡単な回路構成でかつ他の信号から完全に分離して、所定のシフト周波数だけ異なりかつ位相差が90度だけ異なる複数の基準信号を発生することができる。また、スイッチ手段を例えばトランジスタで構成することにより、複数の基準信号を選択的に高速で切り替えることができる。

【図面の簡単な説明】

【0017】

【図1】本発明に係る実施形態に係る無線通信システム用基準信号発生回路の構成の第1の部分を示す回路図である。

【図2】図1の基準信号発生回路の第2の部分を示す回路図である。

【図3】図1の基準信号発生回路において制御電圧Vc1, Vc2に応じて切り替えられ

10

20

30

40

50

る出力端子 T 1 , T 2 , T 3 , T 4 の信号を示す表である。

【図 4】図 1 の基準信号発生回路によって発生される基準信号のスペクトラム図である。

【図 5】図 1 の基準信号発生回路の CMOS 回路を用いた実施例の構成を示す回路図である。

【図 6】(a) は図 5 のスイッチ素子 5 1 ~ 5 4 の詳細回路を示す回路図であり、(b) は当該スイッチ素子 5 1 ~ 5 4 の記号を示す図である。

【図 7】(a) は図 5 のスイッチ素子 5 5 ~ 5 8 の詳細回路を示す回路図であり、(b) は当該スイッチ素子 5 5 ~ 5 8 の記号を示す図である。

【図 8】従来技術に係る UWB - OFDM の周波数帯を示すスペクトル図である。

【図 9】従来技術に係る無線通信システム用基準信号発生回路の構成を示す回路図である

10

【図 10】図 9 の基準信号発生回路によって発生される基準信号のスペクトラム図である

【符号の説明】

【0018】

10 ... 中心周波数発振器、
 11 , 21 ... 90 度移相器、
 12 , 13 , 22 , 23 ... 差動緩衝増幅器、
 20 ... シフト周波数発振器、
 30 , 40 ... 差動直交型ミキサ回路、
 31 , 32 , 41 , 42 ... ミキサ、
 51 ~ 58 , 61 ~ 64 ... スwitch素子、
 Q1 ~ Q20 ... nチャネル MOSFET、
 R1 ~ R8 ... 抵抗、
 T1 ~ T4 ... 出力端子、
 T11 ~ T14 ... 端子。

20

【発明を実施するための形態】

【0019】

以下、本発明に係る実施形態について図面を参照して説明する。なお、以下の各実施形態において、同様の構成要素については同一の符号を付している。

30

【0020】

図 1 は本発明に係る実施形態に係る無線通信システム用基準信号発生回路の構成の第 1 の部分を示す回路図であり、図 2 は図 1 の基準信号発生回路の第 2 の部分を示す回路図である。図 1 及び図 2 の基準信号発生回路は、中心周波数発振器 10 と、シフト周波数発振器 20 と、2 個の 90 度移相器 11 , 21 と、4 個の差動緩衝増幅器 12 , 13 , 22 , 23 と、ミキサ 31 , 32 にて構成される差動直交型ミキサ回路 30 と、ミキサ 41 , 42 にて構成される差動直交型ミキサ回路 40 と、CMOS 回路で構成されるスイッチ素子 51 ~ 58 , 61 ~ 64 と、スイッチ素子 51 ~ 58 , 61 ~ 64 を制御するコントローラ 70 とを備えて構成される。

【0021】

40

図 2 において、中心周波数発振器 10 は所定の中心周波数 f_c を有する基準信号を発生して差動緩衝増幅器 12 に出力するとともに、90 度移相器 11 を介して差動緩衝増幅器 13 に出力する。差動緩衝増幅器 12 は入力信号を緩衝増幅して、互いに差動関係を有する 2 個の中心周波数信号 I_c , $-I_c$ を発生して図 1 の差動直交型ミキサ回路 30 のミキサ 31 , 32 に出力する。また、差動緩衝増幅器 13 は入力信号を緩衝増幅して、互いに差動関係を有する 2 個の中心周波数信号 Q_c , $-Q_c$ を発生して図 1 の差動直交型ミキサ回路 40 のミキサ 41 , 42 に出力する。シフト周波数発振器 20 は所定のシフト周波数 f を有する局部発振信号を発生して差動緩衝増幅器 22 に出力するとともに、90 度移相器 21 を介して差動緩衝増幅器 23 に出力する。差動緩衝増幅器 22 は入力信号を緩衝増幅して、互いに差動関係を有する 2 個の局部発振信号 I_d , $-I_d$ を発生して図 1 の差

50

動直交型ミキサ回路 30 のミキサ 31 及び差動直交型ミキサ回路 40 のミキサ 41 に出力する。また、差動緩衝増幅器 23 は入力信号を緩衝増幅して、互いに差動関係を有する 2 個の中心周波数信号 Q_d , $-Q_d$ を発生して図 1 の差動直交型ミキサ回路 30 のミキサ 32 及び差動直交型ミキサ回路 40 のミキサ 42 に出力する。

【 0 0 2 2 】

図 1 において、差動直交型ミキサ回路 30 のミキサ 31 は少なくとも 2 次の非線形入出力特性を有し、中心周波数信号 I_c , $-I_c$ と、局部発振信号 I_d , $-I_d$ とを混合することにより乗算し、互いに差動関係にある混合後信号 E_2 , $-E_2$ を発生して出力する。ここで、混合後信号 E_2 は端子 T 11 と、スイッチ素子 61 の接点 b を介して出力端子 T 1 に出力され、混合後信号 $-E_2$ は端子 T 12 と、スイッチ素子 62 の接点 b を介して出力端子 T 2 に出力される。

10

【 0 0 2 3 】

また、差動直交型ミキサ回路 30 のミキサ 32 は少なくとも 2 次の非線形入出力特性を有し、中心周波数信号 I_c , $-I_c$ と、局部発振信号 Q_d , $-Q_d$ とを混合することにより乗算し、互いに差動関係にある混合後信号 E_1 , $-E_1$ を発生して出力する。ここで、混合後信号 E_1 は端子 T 13 と、スイッチ素子 63 の接点 b を介して出力端子 T 3 に出力され、混合後信号 $-E_1$ は端子 T 14 と、スイッチ素子 64 の接点 b を介して出力端子 T 4 に出力される。

【 0 0 2 4 】

さらに、差動直交型ミキサ回路 40 のミキサ 41 は少なくとも 2 次の非線形入出力特性を有し、中心周波数信号 Q_c , $-Q_c$ と、局部発振信号 I_d , $-I_d$ とを混合することにより乗算し、互いに差動関係にある混合後信号 E_4 , $-E_4$ を発生して出力する。ここで、混合後信号 E_4 はスイッチ素子 51 と、端子 T 13 と、スイッチ素子 63 の接点 b を介して出力端子 T 3 に出力されるとともに、スイッチ素子 55 と、端子 T 14 と、スイッチ素子 64 の接点 b を介して出力端子 T 4 に出力される。また、混合後信号 $-E_4$ はスイッチ素子 52 と、端子 T 14 と、スイッチ素子 64 の接点 b を介して出力端子 T 4 に出力されるとともに、スイッチ素子 56 と、端子 T 13 と、スイッチ素子 63 の接点 b を介して出力端子 T 3 に出力される。

20

【 0 0 2 5 】

またさらに、差動直交型ミキサ回路 40 のミキサ 42 は少なくとも 2 次の非線形入出力特性を有し、中心周波数信号 Q_c , $-Q_c$ と、局部発振信号 Q_d , $-Q_d$ とを混合することにより乗算し、互いに差動関係にある混合後信号 E_3 , $-E_3$ を発生して出力する。ここで、混合後信号 E_3 はスイッチ素子 53 と、端子 T 12 と、スイッチ素子 62 の接点 b を介して出力端子 T 2 に出力されるとともに、スイッチ素子 57 と、端子 T 11 と、スイッチ素子 61 の接点 b を介して出力端子 T 1 に出力される。また、混合後信号 $-E_3$ はスイッチ素子 54 と、端子 T 11 と、スイッチ素子 61 の接点 b を介して出力端子 T 1 に出力されるとともに、スイッチ素子 58 と、端子 T 12 と、スイッチ素子 62 の接点 b を介して出力端子 T 2 に出力される。

30

【 0 0 2 6 】

コントロール 70 は制御電圧 V_{c1} を発生してスイッチ素子 51 ~ 58 に出力してオン / オフを制御するとともに、制御電圧 V_{c2} を発生してスイッチ素子 61 ~ 64 に出力してオン / オフを制御する。例えば直流電圧 V_{DD} など H レベルの制御電圧 V_{c2} が発生されているとき、スイッチ素子 61 ~ 64 は接点 a に切り替えられる一方、例えば接地電圧など L レベルの制御電圧 V_{c2} が発生されているとき、スイッチ素子 61 ~ 64 は接点 b に切り替えられる。また、例えば直流電圧 V_{DD} など H レベルの制御電圧 V_{c1} が発生されているとき、スイッチ素子 51 ~ 54 はオンされる一方、スイッチ素子 55 ~ 58 はオフとされる。さらに、例えば接地電圧など L レベルの制御電圧 V_{c1} が発生されているとき、スイッチ素子 51 ~ 54 はオフされる一方、スイッチ素子 55 ~ 58 はオンとされる。各端子 T 11 ~ T 14 においては、各ミキサ 31 , 32 , 41 , 42 からの各電流がスイッチ素子 51 ~ 58 のオン又はオフに応じて加算又は減算されて各電流に対応する電圧

40

50

の信号レベルが発生する。

【0027】

図3は図1の基準信号発生回路において制御電圧 V_{c1} 、 V_{c2} に応じて切り替えられる出力端子 $T1$ 、 $T2$ 、 $T3$ 、 $T4$ の信号を示す表である。図3から明らかなように、制御電圧 V_{c2} がHレベルのとき、スイッチ素子 $61 \sim 64$ は接点aに切り替えられて中心周波数信号 I_c 、 $-I_c$ 、 Q_c 、 $-Q_c$ がそれぞれ出力端子 $T1 \sim T4$ から出力される。一方、制御電圧 V_{c2} がLレベルのとき、スイッチ素子 $61 \sim 64$ は接点bに切り替えられてスイッチ素子 $51 \sim 58$ のオン又はオフに応じた基準信号である上側波帯信号(I_u 、 $-I_u$ 、 Q_u 、 $-Q_u$)又は下側波帯信号(I_l 、 $-I_l$ 、 Q_l 、 $-Q_l$)がそれぞれ出力端子 $T1 \sim T4$ から出力される。図3において、信号 $E1 \sim E4$ 及びこれらの加減算信号は次式で表される。

【0028】

[数3]

$$\begin{aligned} E1 &= \sin(2\pi f t) \times \cos(2\pi f c t) \\ &= (1/2) \{ \sin(2\pi(f c + f) t) - \sin(2\pi(f c - f) t) \} \end{aligned} \quad (3)$$

[数4]

$$\begin{aligned} E2 &= \cos(2\pi f t) \times \cos(2\pi f c t) \\ &= (1/2) \{ \cos(2\pi(f c + f) t) + \cos(2\pi(f c - f) t) \} \end{aligned} \quad (4)$$

[数5]

$$\begin{aligned} E3 &= \sin(2\pi f t) \times \sin(2\pi f c t) \\ &= (1/2) \{ -\cos(2\pi(f c + f) t) + \cos(2\pi(f c - f) t) \} \end{aligned} \quad (5)$$

[数6]

$$\begin{aligned} E4 &= \cos(2\pi f t) \times \sin(2\pi f c t) \\ &= (1/2) \{ \sin(2\pi(f c + f) t) + \sin(2\pi(f c - f) t) \} \end{aligned} \quad (6)$$

【0029】

[数7]

$$I_u = E2 - E3 = \cos((f c + f) t) \quad (7)$$

[数8]

$$Q_u = E1 + E4 = \sin((f c + f) t) \quad (8)$$

[数9]

$$I_l = E2 + E3 = \cos((f c - f) t) \quad (9)$$

[数10]

$$Q_l = E1 - E4 = \cos((f c - f) t) \quad (10)$$

【0030】

以上のように構成された基準信号発生回路によれば、中心周波数 f_c を有する中心周波数信号と、その90度移相後の信号と、互いに90度位相が異なりかつシフト周波数 f を有する2つの局部発振信号とを差動直交型ミキサ回路30、40に入力して混合し、混合後の信号を加減算することで、中心周波数 f_c を有する基準信号と、側波帯周波数 $f_c \pm f$ を有する基準信号とを、図4に示すように、フィルタを用いず完全に分離した形で高速で切り替えてなる各基準信号を出力端子 $T1 \sim T4$ において発生することができる。従って、高速周波数ホッピングが必要なUWBのシンセサイザーとして好適な新しい方式の提案である。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 1 】

当該基準信号発生回路では、差動直交型ミキサ回路30, 40を用いることで、簡単な配線接続による信号演算でサブバンドに相当する細かい周波数制御、フィルタの省略、信号の直交性の補正効果が同時に得られる。そして、MB-OFDMの用途で、10GHz程度・未満の発振器(PLL構成も含む。)構成で7つのバンドより多くのバンドに対応し、かつ、コンパクトな構成を有する基準信号発生回路を構成できる。すなわち、本実施形態に係る基準信号発生回路によれば、従来技術に比較してフィルタを用いることなく簡単な回路構成でかつ他の信号から完全に分離して、所定のシフト周波数だけ異なる複数の基準信号を発生することができる。

【実施例】

10

【 0 0 3 2 】

図5は図1の基準信号発生回路のCMOS回路を用いた実施例の構成を示す回路図である。図5において、図1及び図2と同様の素子については同一の符号を付して説明を省略する。

【 0 0 3 3 】

図5において、差動直交型ミキサ回路30は、4個のnチャンネルMOS電界効果トランジスタ(以下、nMOSFETという。)Q1~Q4と、抵抗R1, R2と、2個のnMOSFETQ9, Q10と、電流源CS1とで構成されるミキサ31と、4個のnMOSFETQ5~Q8と、抵抗R3, R4と、2個のnMOSFETQ9, Q10と、電流源CS1とで構成されるミキサ32とを備えて構成される。ここで、2個のnMOSFETQ9, Q10と、電流源CS1とはミキサ31, 32で共通に使用される。また、差動直交型ミキサ回路40は、4個のnMOSFETQ11~Q14と、抵抗R5, R6と、2個のnMOSFETQ19, Q20と、電流源CS2とで構成されるミキサ41と、4個のnMOSFETQ15~Q18と、抵抗R7, R8と、2個のnMOSFETQ19, Q20と、電流源CS2とで構成されるミキサ42とを備えて構成される。ここで、2個のnMOSFETQ19, Q20と、電流源CS2とはミキサ41, 42で共通に使用される。

20

【 0 0 3 4 】

なお、直流電圧 V_{DD} の電圧源は抵抗R1を介してnMOSFETQ1, Q3のドレインに接続されるとともに、抵抗R2を介してnMOSFETQ2, Q4のドレインに接続され、直流電圧 V_{DD} の電圧源は抵抗R3を介してnMOSFETQ5, Q7のドレインに接続されるとともに、抵抗R4を介してnMOSFETQ6, Q8のドレインに接続される。また、直流電圧 V_{DD} の電圧源は抵抗R5を介してnMOSFETQ11, Q13のドレインに接続されるとともに、抵抗R6を介してnMOSFETQ12, Q14のドレインに接続され、直流電圧 V_{DD} の電圧源は抵抗R7を介してnMOSFETQ15, Q17のドレインに接続されるとともに、抵抗R8を介してnMOSFETQ16, Q18のドレインに接続される。ここで、nMOSFETQ1とnMOSFETQ3の接続点が端子T11に接続され、nMOSFETQ2とnMOSFETQ4の各ドレインの接続点が端子T12に接続される。nMOSFETQ5とnMOSFETQ7の各ドレインの接続点が端子T14に接続され、nMOSFETQ6とnMOSFETQ8の各ドレインの接続点が端子T13に接続される。nMOSFETQ11とnMOSFETQ13の各ドレインの接続点がスイッチ素子51を介して端子T13に接続されるとともに、スイッチ素子55を介して端子T14に接続され、nMOSFETQ12とnMOSFETQ14の各ドレインの接続点がスイッチ素子52を介して端子T14に接続されるとともに、スイッチ素子56を介して端子T13に接続される。nMOSFETQ15とnMOSFETQ17の各ドレインの接続点がスイッチ素子54を介して端子T11に接続されるとともに、スイッチ素子58を介して端子T12に接続され、nMOSFETQ16とnMOSFETQ18の各ドレインの接続点がスイッチ素子53を介して端子T12に接続されるとともに、スイッチ素子57を介して端子T11に接続される。なお、その他の構成は図1及び図2の回路構成と同様である。

30

40

50

【 0 0 3 5 】

図 6 (a) は図 5 のスイッチ素子 5 1 ~ 5 4 の詳細回路を示す回路図であり、図 6 (b) は当該スイッチ素子 5 1 ~ 5 4 の記号を示す図である。図 6 において、スイッチ素子 5 1 ~ 5 4 は、n M O S F E T Q 2 1 と、p チャネル M O S 電界効果トランジスタ (以下、p M O S F E T という。) Q 2 2 と、インバータ 8 1 とを備えて構成される。制御電圧 V c 1 が H レベルのとき当該スイッチ素子 5 1 ~ 5 4 はオンとなる一方、制御電圧 V c 1 が L レベルのとき当該スイッチ素子 5 1 ~ 5 4 はオフとなる。

【 0 0 3 6 】

図 7 (a) は図 5 のスイッチ素子 5 5 ~ 5 8 の詳細回路を示す回路図であり、図 7 (b) は当該スイッチ素子 5 5 ~ 5 8 の記号を示す図である。図 7 において、スイッチ素子 5 5 ~ 5 8 は、p M O S F E T Q 2 3 と、n M O S F E T Q 2 4 と、インバータ 8 2 とを備えて構成される。制御電圧 V c 1 が H レベルのとき当該スイッチ素子 5 5 ~ 5 8 は オフ となる一方、制御電圧 V c 1 が L レベルのとき当該スイッチ素子 5 5 ~ 5 8 は オン となる。

10

【 0 0 3 7 】

図 5 の基準信号発生回路においては、各差動直交型ミキサ回路 3 0 , 4 0 は、2 つのギルバートセル回路が組み合わされた回路構成をとり、直交信号である I 信号及び Q 信号 (c o s 波、s i n 波) の両方のミキシング信号を出力し、同時にその直交性を自己補正することができる。図 5 の基準信号発生回路は、図 1 の基準信号発生回路と同様に動作し、同様の作用効果を有する。

【 0 0 3 8 】

変形例等 .

以上の実施形態及び実施例においては、基準信号発生回路は差動回路構成を有しているが、本発明はこれに限らず、単一信号の回路構成で構成してもよい。

20

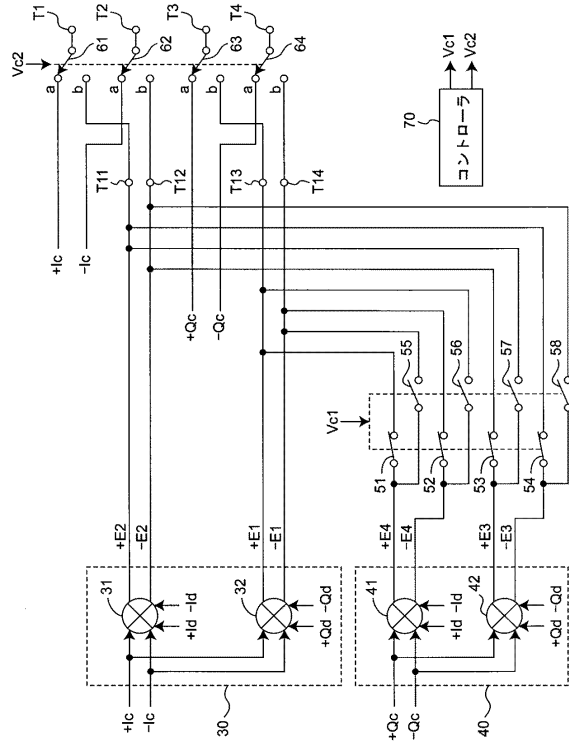
【 産業上の利用可能性 】

【 0 0 3 9 】

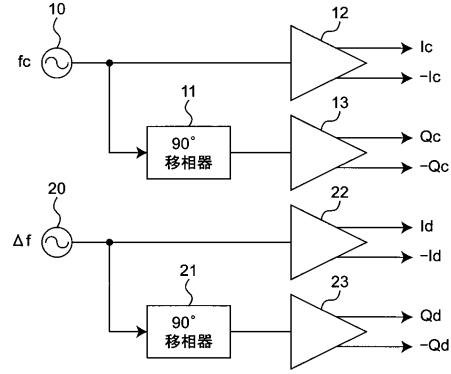
以上詳述したように、本発明に係る基準信号発生回路によれば、従来技術に比較してフィルタを用いることなく簡単な回路構成でかつ他の信号から完全に分離して、所定のシフト周波数だけ異なりかつ位相差が 9 0 度である複数の基準信号を発生することができる。また、スイッチ手段を例えばトランジスタで構成することにより、複数の基準信号を選択的に高速で切り替えることができる。特に、本発明に係る基準信号発生回路は、特に、U W B 無線通信システムにおいて、M B - O F D M 方式において複数の基準周波数信号を発生する回路や、周波数ホッピングを行う無線通信回路に好適である。

30

【図1】



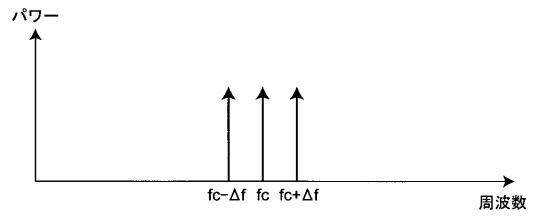
【図2】



【図3】

Vc1	Vc2	T1	T2	T3	T4
不定	H	Ic	-Ic	Qc	-Qc
H	L	$I_u = E_2 - E_3$ $I_\beta = E_2 + E_3$	$-I_u = -(E_2 - E_3)$ $-I_\beta = -(E_2 + E_3)$	$Q_u = E_1 + E_4$ $Q_\beta = E_1 - E_4$	$-Q_u = -(E_1 + E_4)$ $-Q_\beta = -(E_1 - E_4)$

【図4】



フロントページの続き

(72)発明者 佐野 栄一
北海道札幌市北区北13条西8丁目 国立大学法人 北海道大学 量子集積エレクトロニクス研究
センター内

(72)発明者 幸谷 真人
大阪府大阪市阿倍野区长池町2番2号 シャープ株式会社内

審査官 橘 均憲

(56)参考文献 特表2004-536471(JP,A)
特開2004-356927(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00
H04B 1/713
IEEE Xplore
Cinii