

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2012年2月2日(02.02.2012)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2012/014307 A1

- (51) 国際特許分類:
H03D 7/18 (2006.01) H04B 1/40 (2006.01)
H03D 7/00 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2010/062830
- (22) 国際出願日: 2010年7月29日(29.07.2010)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 富士通株式会社(FUJITSU LIMITED) [JP/JP]; 〒2118588 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 Kanagawa (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 大石和明(OISHI Kazuaki) [JP/JP]; 〒2118588 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内 Kanagawa (JP).
- (74) 代理人: 土井健二, 外(DOI Kenji et al.); 〒2220033 神奈川県横浜市港北区新横浜3-9-5 第三東昇ビル 林・土井国際特許事務所 Kanagawa (JP).

- (81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

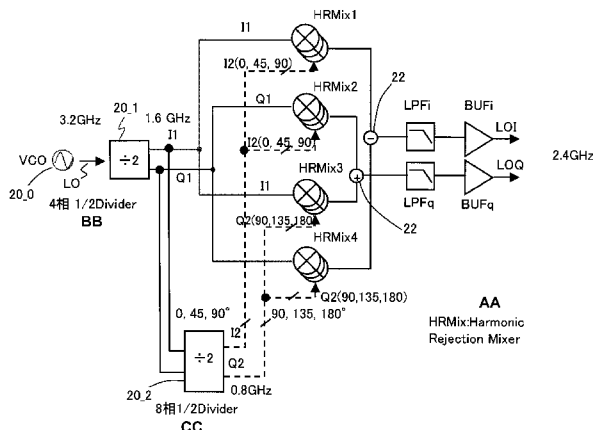
添付公開書類:

— 国際調査報告(条約第21条(3))

(54) Title: SIGNAL GENERATING CIRCUIT AND WIRELESS TRANSMISSION/RECEPTION DEVICE HAVING SAME

(54) 発明の名称: 信号生成回路及びそれを有する無線送受信装置

[図5]



AA HRMix: Harmonic Rejection Mixer
BB Four-Phase 1/2 Divider
CC Eight-Phase 1/2 Divider

(57) Abstract: The disclosed signal generating circuit has: four-phase-signal generating circuits (20_0, 20_1) that generate four-phase signals having a first frequency; an eight-phase-signal generating circuit (20_2) that divides the four-phase signals into half, generating eight-phase signals that have a second frequency that is half of the aforementioned first frequency; a first through fourth harmonic rejection mixer circuit (HRMix1-HRMix4) that, in different combinations, multiplies a first four-phase signal (I1) and a second four-phase signal (Q1) of the four-phase signals with first through third eight-phase signals (I2) and third through fifth eight-phase signals (Q2) of the eight-phase signals; a subtractor (22) that subtracts the output of the first and fourth harmonic rejection mixer circuits, generating a first output signal (LO2) having a third frequency that is the sum of the first frequency and the second frequency; and an adder (22) that adds the output of the second and third harmonic rejection mixer circuits, generating a second output signal (LOQ) having the third frequency having a phase that is $\pi/2$ different from that of the first output signal.

(57) 要約:

[続葉有]



信号生成回路は、第 1 の周波数を有する 4 相信号を生成する 4 相信号生成回路 (20_0, 20_1) と、その 4 相信号を $1/2$ 分周して前記第 1 の周波数の $1/2$ の第 2 の周波数を有する 8 相信号を生成する 8 相信号生成回路 (20_2) と、4 相信号の第 1 の 4 相信号 (I1) 及び第 2 の 4 相信号 (Q1) と、8 相信号の第 1 ～第 3 の 8 相信号 (I2) 及び第 3 ～第 5 の 8 相信号 (Q2) とを、それぞれ異なる組み合わせで乗算する第 1 ～第 4 のハーモニックリジェクションミキサ回路 (HRMix1-HRMix4) と、第 1、第 4 のハーモニックリジェクションミキサ回路の出力を減算して第 1 の周波数と第 2 の周波数の和の第 3 の周波数を有する第 1 の出力信号 (LO2) を生成する減算器 (22) と、第 2、第 3 のハーモニックリジェクションミキサ回路の出力を加算して第 1 の出力信号と位相が $\pi/2$ 異なる第 3 の周波数を有する第 2 の出力信号 (LOQ) を生成する加算器 (22) とを有する。

明 細 書

発明の名称： 信号生成回路及びそれを有する無線送受信装置

技術分野

[0001] 本発明は、信号生成回路及びそれを有する無線送受信装置に関する。

背景技術

[0002] 無線通信の受信装置は、アンテナで受信した高周波の受信信号をミキサ回路（乗算器）でダウンコンバートし、より低周波の受信信号に変換する。低周波の受信信号は復調され、復号処理などを経て、送信されたデータが出力される。ミキサ回路は、高周波受信信号に局部発振回路で生成したローカル信号を乗算する。ミキサ回路の出力信号は、ローパスフィルタで低周波成分のみ抽出され高周波成分が除去される。ダウンコンバート後の受信信号がベースバンド信号の場合、ローカル信号の周波数は受信信号の周波数と同じになる。ダウンコンバート後の受信信号が中間周波数の場合は、ローカル信号の周波数は受信信号の周波数と中間周波数との差にする必要がある。

[0003] したがって、広い周波数の範囲で受信するためには、ローカル信号の周波数も広い範囲で可変することが必要になる。しかし、ローカル信号を生成する信号生成回路に、広い周波数範囲の信号を生成させることは容易ではない。たとえば、ローカル信号生成回路は、電圧制御発振器 (VCO) を有するが、VCOの可変幅を広くすることは容易ではなく、複数のVCOを設けることはチップ面積の増大を招く。

[0004] 無線通信の送信回路においても、その出力段の高周波回路は、変調した送信信号を通信周波数帯にアップコンバートするミキサ回路を有する。このミキサ回路にも、上記と同様に通信周波数帯のローカル信号が供給され、変調した送信信号にローカル信号が乗算される。したがって、送信装置におけるミキサ回路にも周波数が広い範囲で異なるローカル信号を供給することが必要になる。

[0005] ローカル信号生成回路については、例えば、特許文献 1～3 及び非特許文

献 1 に記載されている。

先行技術文献

特許文献

[0006] 特許文献1：特開 2000-196418 号公報

特許文献2：特開 2009-105959 号公報

特許文献3：US 6,404,293 B1

非特許文献

[0007] 非特許文献2：H. Darabi, "A2.4GHz CMOS Transceiver for Bluetooth" IEEE J. Solid-State Circuits, vol.36, pp.2016-2024, Dec. 2001

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] 上記の通り、VCOの発振周波数と周波数が異なるローカル信号を生成することができれば、VCOを多数搭載することなく広い周波数範囲の受信信号を受信し、送信信号を送信することができる。

[0009] そこで、本発明の目的は、VCOの発振周波数と周波数が異なる信号を生成する信号生成回路とそれを有する無線送受信装置を提供することにある。

課題を解決するための手段

[0010] 信号生成回路の第1の側面は、第1の周波数を有する4相信号を生成する4相信号生成回路と、

前記4相信号を1/2分周して前記第1の周波数の1/2の第2の周波数を有する8相信号を生成する8相信号生成回路と、

前記4相信号の第1の4相信号及び第2の4相信号と、前記8相信号の第1～第3の8相信号及び第3～第5の8相信号とを、それぞれ異なる組み合わせで乗算する第1～第4のハーモニックリジェクションミキサ回路と、

前記第1、第4のハーモニックリジェクションミキサ回路の出力を減算して前記第1の周波数と第2の周波数の和の第3の周波数を有する第1の出力信号を生成する減算器と、

前記第 2、第 3 のハーモニックリジェクションミキサ回路の出力を加算して前記第 1 の出力信号と位相が $\pi/2$ 異なる第 3 の周波数を有する第 2 の出力信号を生成する加算器とを有する。

発明の効果

[0011] 第 1 の側面によれば、周波数が異なる信号を安定して生成し、不要波を抑制することができる。

図面の簡単な説明

- [0012] [図1]無線受信装置を示す図である。
- [図2]非特許文献 1 の信号生成回路を示す図である。
- [図3]図 2 の信号生成回路の動作を説明する図である。
- [図4]本実施の形態における信号生成回路を示す図である。
- [図5]本実施の形態における信号生成回路を示す図である。
- [図6]ハーモニックリジェクションミキサ回路の回路図である。
- [図7]信号生成回路内の 4 相信号生成回路と 8 相信号生成回路とを示す図である。
- [図8] 4 相信号生成回路と 8 相信号生成回路の信号波形図である。
- [図9]図 5 の信号生成回路の動作を示す図である。
- [図10]本実施の形態におけるハーモニックリジェクションミキサ回路と加算器、減算器、LPFの具体的な回路図である。
- [図11]本実施の形態における信号生成回路の変型例の図である。
- [図12]本実施の形態の信号生成回路のシミュレーション結果を示す図である。
- [図13]本実施の形態における信号生成回路を利用した無線送信受信回路の図である。

発明を実施するための形態

[0013] 図 1 は、無線受信装置を示す図である。受信装置は、受信アンテナATで受信した高周波の受信信号を増幅するローノイズアンプLNAと、その増幅された受信信号RFにローカル信号LOI、LOQをそれぞれ乗算するミキサ回路MIXi、MIX

qと、ミキサ回路の出力のうち低周波信号を通過させるローパスフィルタLPF_i、LPF_qと、一定の振幅に増幅する可変ゲインアンプVGA_i、VGA_qとを有する。可変ゲインアンプの出力はI信号とQ信号のベースバンド信号BB_I、BB_Qとして、図示しない後段のデジタルベースバンド回路に供給され、復調、復号処理などが行われる。

- [0014] ローカル信号L_{0I}、L_{0Q}は互いに位相が90° ($\pi/2$) 異なる高周波信号である。図1の例では、ローカル信号生成回路10が、VCOにより生成される信号L₀から、ミキサ回路に供給するローカル信号L_{0I}、L_{0Q}を生成する。一般的なローカル信号生成回路10は、例えば1/2分周器を有し、発振器出力L₀を1/2分周することで、0°と90°の位相を有するローカル信号L_{0I}、L_{0Q}を生成する。
- [0015] 周波数帯が大きく異なる受信信号をそれぞれミキサ回路で直交検波するためには、ローカル信号L_{0I}、L_{0Q}も受信信号の周波数帯に対応して大きく異なる周波数を持つ必要がある。そのためには、VCOの周波数可変幅を広くする必要があるが、回路設計上容易ではない。また、複数のVCOを設け、切り替えるようにすることもできるが、回路規模が大きくなり好ましくない。
- [0016] 無線送信装置も、同様に、デジタルベースバンド回路で生成されたI成分とQ成分の変調信号にローカル信号L_{0I}、L_{0Q}を乗算するミキサ回路を有する。このミキサ回路の乗算により変調信号は通信周波数帯までアップコンバートされる。送信回路においても、周波数帯域が大きく異なる送信信号をミキサ回路で直交変調するためには、ローカル信号L_{0I}、L_{0Q}もその周波数帯域に対応して大きく異なる周波数を持つ必要がある。
- [0017] 図2は、非特許文献1の信号生成回路を示す図である。VCOが信号L₀=1.6GHzを生成し、バッファB1を介して分周器Dividerに供給する。分周器は信号L₀を1/2分周して位相が90°異なる2つの信号I、Qを生成する。この信号I、Qは1/2分周により0.8GHzの周波数になっている。そして、2つのミキサMIX_I、MIX_Qが、信号I、Qに信号L₀を乗算することで、2.4GHz (=1.6+0.8)のローカル信号L_{0I}、L_{0Q}を生成する。そのローカル信号L_{0I}、L_{0Q}は、バッファB

3～B6を介して、図示しない受信装置内のミキサ回路に供給される。

[0018] 図2の信号生成回路は、周波数1.6GHzの信号L0から2.4GHzのローカル信号L0I, L0Qを生成することができる。よって、VCOの発振信号L0とローカル信号L0I, L0Qを利用すれば、1.6GHz周波数帯と2.4GHz周波数帯の受信信号をそれぞれ受信できる。しかし、回路の遅延特性などにより、ミキサMIX_I, MIX_Qに入力される信号L0と信号I, Qの位相関係によっては、周波数2.4GHzのローカル信号L0I, L0Qを生成することができない場合があり、安定したローカル信号の生成が実現できない場合がある。

[0019] 図3は、図2の信号生成回路の動作を説明する図である。図3(A)は、ミキサMIX_I, MIX_Qに入力される信号L0と信号I, Qの位相が一致している例である。信号L0と信号I, Qの立ち上がりエッジ（位相0°）が一致している。この場合は、ミキサMIX_I, MIX_Qによって生成されるローカル信号L0I, L0Qは、 $1.6\text{GHz} - 0.8\text{GHz} = 0.8\text{GHz}$ の周波数のみになる。図3(A)に示されるローカル信号L0I, L0Qは、Hレベル(+1)とLレベル(-1)を有する信号L0と信号I, Qとの乗算結果であり、位相が一致しているため、信号I, Qと同じ周波数になっているのが理解できる。

[0020] 一方、図3(B)は、ミキサMIX_I, MIX_Qに入力される信号L0と信号I, Qの位相が不一致の例である。信号L0と信号I, Qの立ち上がりエッジが信号I, Qの1/4周期だけずれている。この場合は、ミキサMIX_I, MIX_Qによって生成されるローカル信号L0I, L0Qは、 $1.6\text{GHz} - 0.8\text{GHz} = 0.8\text{GHz}$ の周波数信号と、 $1.6\text{GHz} + 0.8\text{GHz} = 2.4\text{GHz}$ の周波数信号とが混在した信号になる。この場合は、バンドパスフィルタまたはハイパスフィルタを通過させることで、ローカル信号L0I, L0Qを2.4GHzのみにすることができる。

[0021] そして、図3(A)と(B)との間の位相ずれの場合は、(A)の状態から2.4GHzの信号強度が徐々に大きくなり、(B)では1.6GHzと2.4GHzの信号強度が同等になる。

[0022] このように、ミキサMIX_I, MIX_Qの入力信号の位相関係によって生成されるローカル信号の周波数にばらつきがある。この位相関係は、回路の遅延特

性などによりばらつくのが一般的であるので、位相関係が常に図3（A）にならないように回路設計することは、容易ではない。

[0023] 図4は、信号生成回路が生成する信号の周波数スペクトルを示す図である。この信号生成回路20は、VCOが生成した信号L0から位相が 90° （ $\pi/2$ ）ずれたローカル信号L0I、L0Qを生成する。図2のように信号生成回路20内にミキサ回路（乗算器）が設けられると、その乗算器の性質上、希望波である2.4GHzの周波数の信号に加えて、その3次、5次、7次などの高調波が発生する。このような高調波がローカル信号に含まれていると、受信装置や送信装置のミキサ回路の乗算処理においても、希望波以外に多くの不要波が生成される。

[0024] VCOが矩形波の信号L0を生成する場合は、矩形波に高調波が含まれているので、ローカル信号L0I、L0Qにもそれによる高調波が含まれる。そこで、ローカル信号の生成回路では、この高調波が発生するのを抑制することが必要になる。

[0025] 図5は、本実施の形態における信号生成回路を示す図である。図中の信号線は1本で示しているが、これらの信号線は単相信号でも差動信号でもよい。図5では単相信号で各信号が示されている。

[0026] この信号生成回路は、VCO20_0が生成する信号L0から、ローカル信号L0I、L0Qを生成する。一例として、VCOが生成する信号L0は3.2GHzの周波数を有し、ローカル信号L0I、L0Qは2.4GHzの周波数を有する。

[0027] 信号生成回路は、局部発振器20_0の出力信号L0を $1/2$ 分周して出力信号L0の $1/2$ 周波数の4相信号を生成する第1の分周器20_1を有する。第1の分周器20_1が生成する4相信号は、第1の4相信号I1（ 0° ）とそれと位相が 90° ずれた第2の4相信号Q1（ 90° ）と、それらの逆相信号である、逆相信号は、第3の4相信号XI1（ 180° ）と第4の4相信号XQ1（ 270° ）である。図4には逆相信号のXI1、XQ1は示されていない。この4相信号I1、Q1は、上記の例では1.6GHzの周波数を有する。

[0028] 上記の通り、VCO20_0と第1の分周器20_1とで、第1の周波数（例えば1

. 6GHz) の 4 相信号を生成する 4 相信号生成回路が構成される。したがって、この 4 相信号生成回路は、後述するクワドラチャ発振器であってもよい。

[0029] 第 2 の分周器 20_2 は、4 相信号 I1, Q1 を $1/2$ 分周して 8 相信号 I2, Q2 を生成する 8 相信号生成回路である。4 相信号 I1, Q1 が互いに 90° 位相がずれた信号であるのに対して、8 相信号 I2, Q2 は互いに 45° 位相がずれた信号である。しかも、8 相信号 I2, Q2 の周波数は、4 相信号 I1, Q1 の周波数の $1/2$ であり、上記の例では 0.8GHz である。

[0030] 図中に示された 8 相信号 I2 は、第 1, 第 2, 第 3 の 8 相信号であり、位相がそれぞれ 0° , 45° , 90° の 8 相信号である。図中に示された 8 相信号 Q2 は、第 3, 第 4, 第 5 の 8 相信号であり、位相がそれぞれ 90° , 135° , 180° の 8 相信号である。これらの 8 相信号 I2, Q2 と逆相の 8 相信号は、位相が 180° , 225° , 270° の 8 相信号 XI2 と、位相が 270° , 315° , $360^\circ (=0^\circ)$ の 8 相信号 XQ2 になる。これらの逆相信号 XI2, XQ2 も図中示されていない。

[0031] さらに、第 1 ~ 第 4 のハーモニックリジェクションミキサ回路 HRMix1 ~ HRMix4 が、第 1 の 4 相信号 I1 及び第 2 の 4 相信号 Q1 と、第 1 ~ 第 3 の 8 相信号 I2 ($0, 45, 90$) 及び第 3 ~ 第 5 の 8 相信号 Q2 ($90, 135, 180$) とを、それぞれ異なる組み合わせで乗算する。

[0032] 具体的な 1 例としては、第 1 のハーモニックリジェクションミキサ回路 HRMix1 は、第 1 の 4 相信号 I1 と第 1 ~ 第 3 の 8 相信号 I2 ($0, 45, 90$) とを乗算する。第 2 のハーモニックリジェクションミキサ回路 HRMix2 は、第 2 の 4 相信号 Q1 と第 1 ~ 第 3 の 8 相信号 I2 ($0, 45, 90$) とを乗算する。第 3 のハーモニックリジェクションミキサ回路 HRMix3 は、第 1 の 4 相信号 I1 と第 3 ~ 第 5 の 8 相信号 Q2 ($90, 135, 180$) とを乗算する。そして、第 4 のハーモニックリジェクションミキサ回路 HRMix4 は、第 2 の 4 相信号 Q1 と第 3 ~ 第 5 の 8 相信号 Q2 ($90, 135, 180$) とを乗算する。

[0033] これらのミキサ回路がそれぞれ差動信号を乗算する場合は、例えば、第 1 のハーモニックリジェクションミキサ回路 HRMix1 は、第 1 の 4 相信号 I1 (0) 及

びその逆相の第3の4相信号I1(180)と、第1～第3の8相信号I2(0, 45, 90)及びその逆相の第5～第7の8相信号I12(180, 225, 270)とを乗算する。ただし、図中にはこれらの逆相信号は示されていない。第2, 第3, 第4のハーモニックリジェクションミキサ回路RHMix2, 3, 4も同様である。

[0034] そして、第1, 第4のハーモニックリジェクションミキサ回路HRMix1, HRMix4の出力を減算する減算器22と、その出力から低周波成分を除去するローパスフィルタLPFiとを有する。同様に、第2, 第3のハーモニックリジェクションミキサ回路HRMix2, HRMix3の出力を加算する加算器24と、その出力から低周波成分を除去するローパスフィルタLPFqとを有する。これら減算器22と加算器24の出力は、第1の周波数(1.6GHz)と第2の周波数(0.8GHz)の和の第3の周波数(2.4GHz)を有する。この演算式については後述する。

[0035] それぞれのローパスフィルタLPFi, LPFqの出力は、バッファ回路BUFi, BUFqにより波形整形される。バッファ回路BUFi, BUFqの出力は、位相が90°ずれたローカル信号LOI, LOQである。

[0036] この信号生成回路は、各ハーモニックリジェクションミキサ回路での乗算処理において、図3で示したような入力信号の位相関係によって生成される希望周波数の信号強度が変動することはない。さらに、この信号生成回路は、ハーモニックリジェクションミキサ回路において、乗算信号であるI2, Q2の3次, 5次の高調波成分が除去された乗算が行われるので、図4に示したような不要波を抑制することができる。これらの理由については以下に示す。

[0037] 図6は、ハーモニックリジェクションミキサ回路の回路図の1例である。第1のハーモニックリジェクションミキサ回路HRMix1は、第1の4相信号I1に第1～第3の3つの8相信号I2(0, 45, 90)をそれぞれ乗算する第1～第3の乗算器MIX_A, MIX_B, MIX_Cと、それら第1～第3の乗算器MIX_A, MIX_B, MIX_Cの出力を1:√2:1の比率で利得調整する第1～第3の利得調整回路GA_A, GA_B, GA_Cと、それらを加算する加算器30とを有する。

[0038] 図6中には、入力信号である第1の4相信号I1が信号の「1(Hレベル)」の場合の波形が示されている。第1～第3の8相信号I2(0, 45, 90)は、それぞ

れ位相が 0° 、 45° 、 90° である。そして、入力される第1の4相信号I1が「1」であるので、乗算器MIX_A、MIX_B、MIX_Cの出力は、第1～第3の8相信号I2(0, 45, 90)と同じである。それらを利得調整回路GA_A、GA_B、GA_Cが $1 : \sqrt{2} : 1$ の比率で利得を調整すると、その加算された信号M1は、図示されるとおり、1周期に6回のレベル変化が発生し、そのレベル変化が $1 : \sqrt{2} : 1 : 1 : \sqrt{2} : 1$ の比率になる。この信号M1はより正弦波に近い形状になっている。

[0039] この加算信号M1の周波数スペクトラムは、図示されるとおり、2.4GHzの周波数信号の1次波成分と7次以上の高調波成分を含み、3次及び5次の高調波成分は除去されている。

[0040] このことは、図6のハーモニックリジェクションミキサ回路HRMix1は、入力信号である第1の4相信号I1に、図6中の信号M1の波形の信号を乗算する乗算器と実質的に等価であることを意味する。つまり、図5の信号生成回路の出力信号L0I、L0Qは、希望波の周波数2.4GHz以外の不要波成分が抑制されている。したがって、このような出力信号L0I、L0Qが、無線送受信装置のローカル信号として使用されると、無線送受信回路内のミキサ回路の出力から不要波成分を抑制できる。つまり、図4に示した不要波成分を抑制することができる。

[0041] 図7は、信号生成回路内の4相信号生成回路の1例と8相信号生成回路の1例とを示す図である。また、図8は、4相信号生成回路と8相信号生成回路の信号波形図である。

[0042] 図7(A)の4相信号生成回路20_1は、VCO20_0の発振信号L0を $1/2$ 分周する分周器であり、ラッチ回路30、32を有する。ラッチ回路30はクロック端子に入力される信号L0に同期して動作し、ラッチ回路32はクロック端子に入力される信号L0の反転信号XL0に同期して動作する。また、ラッチ回路32の差動出力が、ラッチ回路30の差動入力に反転して入力される。

[0043] この分周器により、ラッチ回路30は、 $1/2$ 周波数(1.6GHz)の第2、第

4の4相信号Q1(90), XQ1(270)を出力し、ラッチ回路32は、1/2周波数1.6GHzの第1, 第3の4相信号I1(0), XI1(270)を出力する。これらの4相信号I1(0), Q1(90), XI1(180), XQ1(270)は、それぞれ位相が90°ずれた信号である。

[0044] 図7(B)の8相信号生成回路20_2は、第1の4相信号I1(0)を1/2分周する分周回路を構成するラッチ回路34, 36を有する。このラッチ回路34, 36は、図7(A)と同様の構成であり、ラッチ回路34, 36が生成する信号は、1/2周波数(0.8GHz)の4つの信号S2(0), S2(90), S2(180), S2(270)である。さらに、8相信号生成回路20_2は、これらの4つの信号S2(0), S2(90), S2(180), S2(270)を、第2, 第4の4相信号Q1(90), XQ1(270)のタイミングでラッチするラッチ回路38, 40を有する。つまり、ラッチ回路38, 40は、周波数0.8GHzの4つの信号S2(0), S2(90), S2(180), S2(270)を、周波数1.6GHzの第2, 第4の4相信号Q1(90), XQ1(270)のタイミングにずらす機能を有する。そして、周波数1.6GHzの第2, 第4の4相信号Q1(90), XQ1(270)の位相に対する時間は、周波数0.8GHzの4つの信号S2(0), S2(90), S2(180), S2(270)の45°の位相に対する時間である。したがって、フリップフロップ38, 40の出力は、周波数(0.8GHz)の4つの信号S2(0), S2(90), S2(180), S2(270)の位相をそれぞれ45°ずらした4つの信号S2(45), S2(135), S2(225), S2(315)になる。これら8つの信号S2が8相信号になる。

[0045] 図7には、図5に示した8相信号I2, Q2とそれらの逆相信号XI2, XQ2と、上記の8相信号S2(0), S2(45), S2(90), S2(135), S2(180), S2(225), S2(270), S2(315)との関係が示されている。それによれば、以下の通りである。

$I2 = S2(0), S2(45), S2(90)$

$XI2 = S2(180), S2(225), S2(270)$

$Q2 = S2(90), S2(135), S2(180)$

$XQ2 = S2(270), S2(315), S2(0)$

図5の信号生成回路におけるハーモニクリジェクションミキサ回路HRMix1~HRMix4と減算器22及び加算器24の演算式について説明する。ハーモニ

ックリジェクションミキサ回路HRMix1は、図6で説明したとおり、第1の4相信号I1(0)と、第1、第2、第3の8相信号I2(0)、I2(45)、I2(90)の合成信号M1とを乗算する。他のハーモニックリジェクションミキサ回路も同様である。ここで、4相信号も8相信号も共に正弦波または余弦波とすると、演算式は以下のとおりである。

[0046] HRMix1, HRMix4と減算器22の場合

HR-MIX1

$$\sin(2\pi 1.6\text{GHz} \cdot t) \cdot \sin(2\pi 0.8\text{GHz} \cdot t) = -1/2 \cdot \cos(2\pi 2.4\text{GHz} \cdot t) + 1/2 \cdot \cos(2\pi 0.8\text{GHz} \cdot t)$$

HR-MIX4

$$\cos(2\pi 1.6\text{GHz} \cdot t) \cdot \cos(2\pi 0.8\text{GHz} \cdot t) = 1/2 \cdot \cos(2\pi 2.4\text{GHz} \cdot t) + 1/2 \cdot \cos(2\pi 0.8\text{GHz} \cdot t)$$

よって、減算器22の出力L0Iは、次のとおりである。

$$\text{HR-MIX1} - \text{HR-MIX4} = -1 \cdot \cos(2\pi 2.4\text{GHz} \cdot t)$$

つぎに、HRMix2, HRMix3と加算器24の場合

HR-MIX2

$$\cos(2\pi 1.6\text{GHz} \cdot t) \cdot \sin(2\pi 0.8\text{GHz} \cdot t) = -1/2 \cdot \sin(2\pi 2.4\text{GHz} \cdot t) - 1/2 \cdot \sin(2\pi 0.8\text{GHz} \cdot t)$$

HR-MIX3

$$\sin(2\pi 1.6\text{GHz} \cdot t) \cdot \cos(2\pi 0.8\text{GHz} \cdot t) = 1/2 \cdot \sin(2\pi 2.4\text{GHz} \cdot t) + 1/2 \cdot \sin(2\pi 0.8\text{GHz} \cdot t)$$

よって、加算器24の出力L0Qは、次のとおりである。

$$\text{HR-MIX2} + \text{HR-MIX3} = \sin(2\pi 2.4\text{GHz} \cdot t)$$

以上のように、減算器22の出力L0Iも、加算器24の出力L0Qも共に、周波数0.8GHzの成分は除去され、周波数2.4GHzの成分のみとなっている。しかも、図6で説明したとおり、各ハーモニックリジェクションミキサ回路は、3つの8相信号を合成した信号M1を乗算するのと等価である。したがって、矩形波に含まれる3次、5次の高調波のない信号M1を乗算することで、各ミ

キサ回路の出力は希望波の周波数の近傍にある不要波が抑制されている。

[0047] 図9は、図5の信号生成回路の動作を示す図である。図9には、ハーモニックリジェクションミキサ回路HRMix1とHRMix4においてそれぞれ乗算される信号I1(0)、I2(0)とQ1(90)、Q2(90)とが示されている。信号I2(0)は3つの8相信号を合成した信号M1と同じ位相であり、信号Q2(90)も3つの8相信号を合成した信号と同じ位相である。そこで、これらの信号I2(0)、Q2(90)により、ハーモニックリジェクションミキサ回路HRMix1とHRMix4での乗算される信号間の位相がずれた場合について説明する。

[0048] もしハーモニックリジェクションミキサ回路HRMix1にて、信号I1(0)とI2(0)との立ち上がりエッジが一致した場合は、図3(A)と同様に2.4GHzではなく0.8GHzの信号のみが出力される。しかし、信号I1(0)とI2(0)との立ち上がりエッジが一致した場合は、ハーモニックリジェクションミキサ回路HRMix4にて、信号Q1(90)とQ2(90)の立ち上がりエッジが一致することはない。なぜなら、周波数1.6GHzの信号Q1(90)と、周波数0.8GHzの信号Q2(90)とは、その周期が異なるので、同じ位相90° どうしであっても、両信号の立ち上がりエッジのタイミングは必ずずれるからである。

[0049] そうであれば、ハーモニックリジェクションミキサ回路HRMix1にて、信号I1(0)とI2(0)との立ち上がりエッジが一致して0.8GHzの信号のみしか出力されない場合でも、ハーモニックリジェクションミキサ回路HRMix4では、必ず周波数2.4GHzと0.8GHzの両方の周波数成分の信号が生成される。その結果、減算器22の出力には必ず周波数2.4GHzの信号が含まれる。逆に、ハーモニックリジェクションミキサ回路HRMix4において信号の立ち上がりエッジが一致した場合は、ハーモニックリジェクションミキサ回路HRMix1において信号の立ち上がりエッジは一致しない。よって、同様に減算器22の出力には必ず周波数2.4GHzの信号が含まれる。

[0050] 上記の関係は、ハーモニックリジェクションミキサ回路HRMix2、HRMix3との関係においても同様に成り立つ。以上の通り、図5の信号生成回路によれば、図3で説明したように回路の遅延特性のばらつきなどにより一方のミキサ

回路の信号間で立ち上がりエッジが一致するようなことが発生しても、必ず希望周波数である2.4GHzの信号成分を生成することができ、生成される信号の周波数のばらつきを抑制できる。

[0051] 図10は、本実施の形態におけるハーモニックリジェクションミキサ回路と加算器、減算器、LPFの具体的な回路例の図である。この回路図では、各信号が差動信号で示されている。図10中、(D)は入力IN, XINに3つの信号Lo(0, 45, 90), XLo(180, 225, 270)を乗算するハーモニックリジェクションミキサ回路HRMixの回路図を、(C)は加算器または減算器とローパスフィルタLPFの回路図をそれぞれ示す。

[0052] 図10(D)のハーモニックリジェクションミキサ回路は、3つのミキサ回路MIX_A, MIX_B, MIX_Cが、スイッチSW0, SW1, SW2, SW3とNMOSトランジスタN0, N1, スイッチSW10, SW11, SW12, SW13とNMOSトランジスタN10, N11, スイッチSW20, SW21, SW22, SW23とNMOSトランジスタN20, N21でそれぞれ構成されている。

[0053] ミキサ回路MIX_Aについて説明すると、信号Lo(0)=L, XLo(180)=Hの場合は、入力IN, XINが図中破線のようにトランジスタN0, N1に入力される。これによりトランジスタN0, N1は電流源 $1 \times I_s$ を出力OUT, XOUTのいずれかに流す。また、信号Lo(0)=H, XLo(180)=Lの場合は、入力IN, XINが図中一点鎖線のようにトランジスタN1, N0に入力される。これによりトランジスタN1, N0は電流源 $1 \times I_s$ を出力OUT, XOUTのいずれかに流す。つまり、入力IN, XINは、信号Lo, XLoに応答して正相または逆相でトランジスタ対N0, N1に入力される。

[0054] ミキサ回路MIX_B, MIX_Cも同様の動作である。ただし、ミキサ回路MIX_Bの電流源は $\sqrt{2} \times I_s$, ミキサ回路MIX_Cの電流源は $1 \times I_s$ である。したがって、各ミキサ回路のトランジスタ対により切り替えられる電流の大きさは、 $1 : \sqrt{2} : 1$ に利得調整され、出力OUT, XOUTで加算される。これらの電流比 $1 : \sqrt{2} : 1$ の電流源が、利得調整回路GA_A, GA_B, GA_Cに対応する。

[0055] 図中(C)の加算器または減算器は、抵抗R, XRに2つのハーモニックリジェクションミキサ回路HRMixの出力OUT, XOUTを正相でまたは逆相で接続することで実現される。加算器の場合はOUT, XOUT同士を接続すればよく、減算器の

場合は一方のOUT, XOUTと他方のXOUT, OUTをそれぞれ接続すればよい。そして、容量C, XCを設けることで、ローパスフィルタLPFが構成される。この容量は寄生容量を利用してもよい。

[0056] 出力OUT, XOUTは、次の段のバッファ回路BUF_i, BUF_qにそれぞれ出力される。

[0057] 図11は、本実施の形態における信号生成回路の変型例の図である。図5の例と異なる構成は、4相信号I₁, Q₁ (X_{I1}, X_{Q1}) を生成する回路として4相発振器（クワドラチャ発振器）25を有することである。それ以外の構成は図5と同じである。この信号生成回路は、1.6GHzの信号I₁, Q₁と、2.4GHzの信号L_{0I}, L_{0Q}とを生成するので、これを無線送受信装置のミキサ回路のローカル信号生成回路に使用することで、1.6GHz帯と2.4GHz帯の無線通信に対応することができる。

[0058] 図12は、本実施の形態の信号生成回路のシミュレーション結果を示す図である。シミュレーション対象の信号生成回路は、図示されるとおり、図5の信号生成回路であって、VCO20_0の発振信号L₀の周波数を5GHzにした例である。したがって、4相信号生成回路20_1の出力I₁, Q₁は2.5GHzの周波数であり、8相信号生成回路20_2の出力I₂, Q₂は1.25GHzの周波数であり、ローカル信号L_{0I}, L_{0Q}の周波数は3.625GHzである。

[0059] 図中、左下から反時計回りに、4相信号I₁, Q₁, X_{I1}, X_{Q1}, 8相信号I₂, Q₂, X_{I2}, X_{Q2}, ローカル信号L_{0I}, L_{0Q}, ローパスフィルタLPF_i, LPF_qの出力の波形が示されている。バッファ出力のローカル信号L_{0I}, L_{0Q}は、互いに90°位相がずれた信号である。

[0060] 図13は、本実施の形態における信号生成回路を利用した無線送信受信回路の図である。受信回路RXは、図1と同様に、ローノイズアンプLNAと、周波数をダウンコンバートするミキサ回路MIX_i, MIX_qと、ローパスフィルタLPF_i, LPF_qと、可変ゲインアンプVGA_i, VGA_qとからなる高周波回路と、高周波回路により生成されるベースバンドのI成分の受信信号RX_IとQ成分の受信信号RX_Qについて復調、復号などを行う受信側ベースバンド回路40RXとを有する。

- [0061] 一方、送信回路TXは、符号化、変調などを行ってI成分とQ成分の送信信号 T_{X_I} , T_{X_Q} を生成する送信側ベースバンド回路40TXと、送信周波数帯にアップコンバートするミキサ回路MIXi, MIXqと、パワーアンプPAとを有する。
- [0062] 本実施の形態の信号生成回路30は、受信回路RX及び送信回路TXのミキサ回路MIXi, MIXqにローカル信号L0I, L0Qまたは4相信号I1, Q1を供給する。これらの信号の周波数は、図5の例では1.6GHzと2.4GHzであり、異なる周波数帯の無線通信に対応可能である。
- [0063] さらに、図13では、信号生成回路30に供給される発振信号L01, L02を生成する2つのVCO1, VCO2とを有する。これらの発振信号L01, L02は、例えば3.2GHz, 6.4GHzのように大きく異なる周波数である。図7, 10に示した信号生成回路30は、ローパスフィルタの部分を除いて、デジタル回路で構成されているので、局部発振回路の周波数に依存せず安定して動作可能である。したがって、大きく異なる周波数の発振信号L01, L02のいずれに対しても、信号I1, Q1, L0I, L0Qを安定して生成することができる。このようにすることで、信号生成回路30は、L01=3.2GHzの場合なら、I1, Q1=1.6GHz, L0I, L0Q=2.4GHzを生成し、L02=6.4GHzの場合なら、I1, Q1=3.2GHz, L0I, L0Q=4.8GHzを生成する。したがって、これら4種類の周波数帯の無線通信に対応可能な無線送受信回路を実現可能である。
- [0064] 以上のとおり、本実施の形態における信号生成回路によれば、ミキサ回路に入力される信号の立ち上がりタイミングに依存することなく希望する周波数の信号を安定して生成できるとともに、ハーモニックリジェクションミキサ回路を利用することで乗算する信号から3次, 5次の高調波成分を除去することで、生成されるローカル信号の希望周波数以外の不要波を抑制することができる。

符号の説明

- | | |
|---------------------|-------------------------------|
| [0065] 20_0 : 局部発振器 | 20_1 : 4相信号生成回路 |
| 20_2 : 8相信号生成回路 | HRMix1~4 : ハーモニックリジェクションミキサ回路 |

22 : 減算器

24 : 加算器

LPFi, LPFq : ローパスフィルタ

請求の範囲

[請求項1]

第1の周波数を有する4相信号を生成する4相信号生成回路と、
前記4相信号を1/2分周して前記第1の周波数の1/2の第2の周波数を有する8相信号を生成する8相信号生成回路と、
前記4相信号の第1の4相信号及び第2の4相信号と、前記8相信号の第1～第3の8相信号及び第3～第5の8相信号とを、それぞれ異なる組み合わせで乗算する第1～第4のハーモニックリジェクションミキサ回路と、
前記第1、第4のハーモニックリジェクションミキサ回路の出力を減算して前記第1の周波数と第2の周波数の和の第3の周波数を有する第1の出力信号を生成する減算器と、
前記第2、第3のハーモニックリジェクションミキサ回路の出力を加算して前記第1の出力信号と位相が $\pi/2$ 異なる第3の周波数を有する第2の出力信号を生成する加算器とを有する信号生成回路。

[請求項2]

請求項1において、
前記第1のハーモニックリジェクションミキサ回路は、前記第1の4相信号と前記第1～第3の8相信号とを乗算し、
前記第2のハーモニックリジェクションミキサ回路は、前記第2の4相信号と前記第1～第3の8相信号とを乗算し、
前記第3のハーモニックリジェクションミキサ回路は、前記第1の4相信号と前記第3～第5の8相信号とを乗算し、
前記第4のハーモニックリジェクションミキサ回路は、前記第2の4相信号と前記第3～第5の8相信号とを乗算する信号生成回路。

[請求項3]

請求項1において、
前記第1のハーモニックリジェクションミキサ回路は、前記第1、第3の4相信号からなる差動信号と前記第1～第3、第5～第7の8相信号からなる差動信号とを乗算し、
前記第2のハーモニックリジェクションミキサ回路は、前記第2、

第4の4相信号からなる差動信号と前記第1～第3、第5～第7の8相信号からなる差動信号とを乗算し、

前記第3のハーモニックリジェクションミキサ回路は、前記第1、第3の4相信号からなる差動信号と前記第3～第5、第7、第8、第1の8相信号からなる差動信号とを乗算し、

前記第4のハーモニックリジェクションミキサ回路は、前記第2、第4の4相信号からなる差動信号と前記第3～第5、第7、第8、第1の8相信号からなる差動信号とを乗算する信号生成回路。

[請求項4] 請求項1～3のいずれかにおいて、

前記4相信号生成回路は、第1の発振器と、当該第1の発振器の出力信号を1/2分周して前記4相信号を生成する第1の分周器とを有する信号生成回路。

[請求項5] 請求項4において、

前記第1の発振器は、互いに異なる周波数で発振する複数の発振器を有し、当該複数の発振器の出力信号が切替可能に前記第1の分周器に入力される信号生成回路。

[請求項6] 請求項1～3のいずれかにおいて、

前記4相信号生成回路は、前記4相信号を生成するクワドロチャ発振器を有する信号生成回路。

[請求項7] 請求項1～3のいずれかにおいて、

前記8相信号生成回路は、前記第1の4相信号を1/2分周して第1、3、5、7の8相信号を生成する1/2分周ユニットと、前記第1、3、5、7の8相信号を前記第2の4相信号とその反転信号でラッチして第2、4、6、8の8相信号を生成するラッチユニットとを有する信号生成回路。

[請求項8] 請求項1～3のいずれかにおいて、

さらに、前記減算器の出力信号から所定の低周波数成分を除去する第1のローパスフィルタと、

前記加算器の出力信号から前記所定の低周波数成分を除去する第2のローカルパスフィルタとを有する信号生成回路。

[請求項9]

請求項2において、

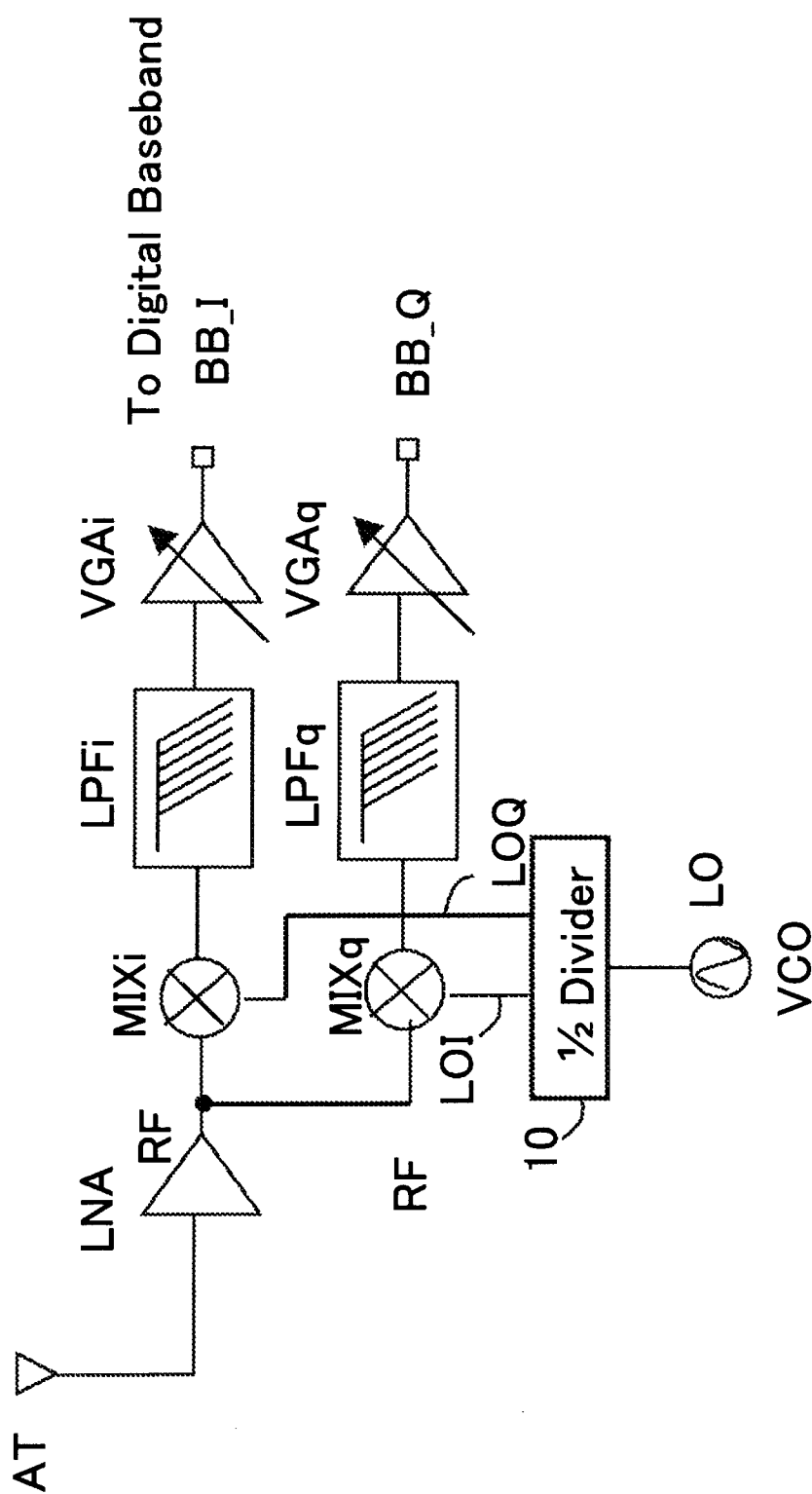
前記第1～第4のハーモニックリジェクションミキサ回路は、前記4相信号に3つの前記8相信号をそれぞれ乗算する第1～第3の乗算器と、前記第1～第3の乗算器の出力を $1 : \sqrt{2} : 1$ の比率で利得調整する第1～第3の利得調整回路と、前記第1～第3の利得調整回路の出力を加算する加算器とを有する信号生成回路。

[請求項10]

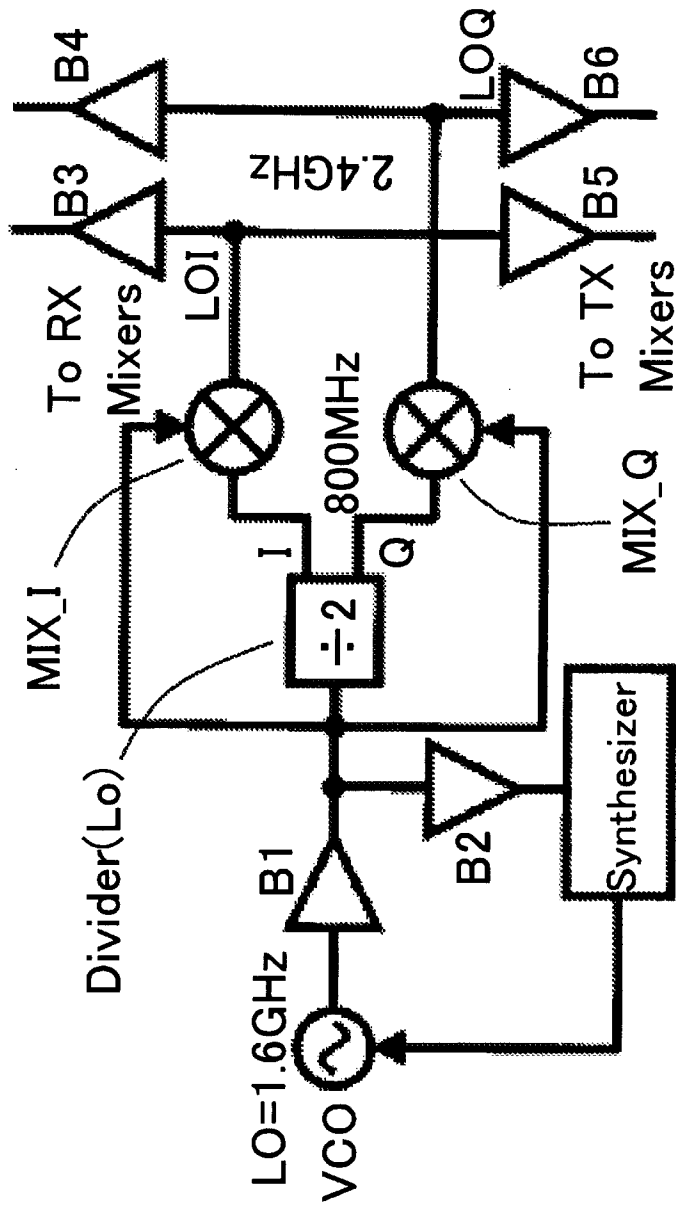
請求項1～9のいずれかに記載の信号生成回路と、

送信信号または受信信号に前記信号生成回路が生成する第1、第2の出力信号または第1、第2の4相信号をそれぞれ乗算する第1、第2のミキサ回路とを有する無線送受信装置。

[図1]

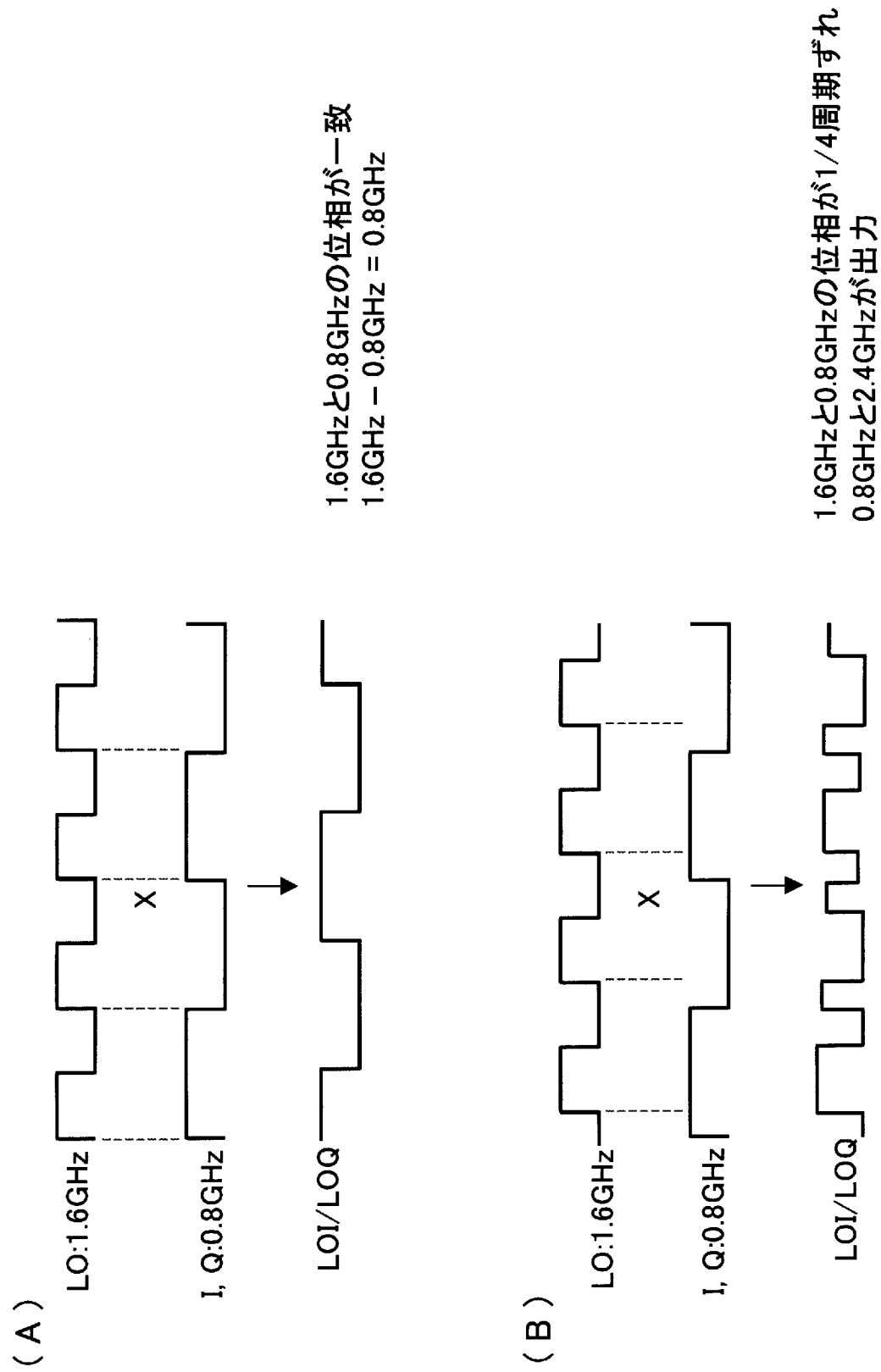


[図2]

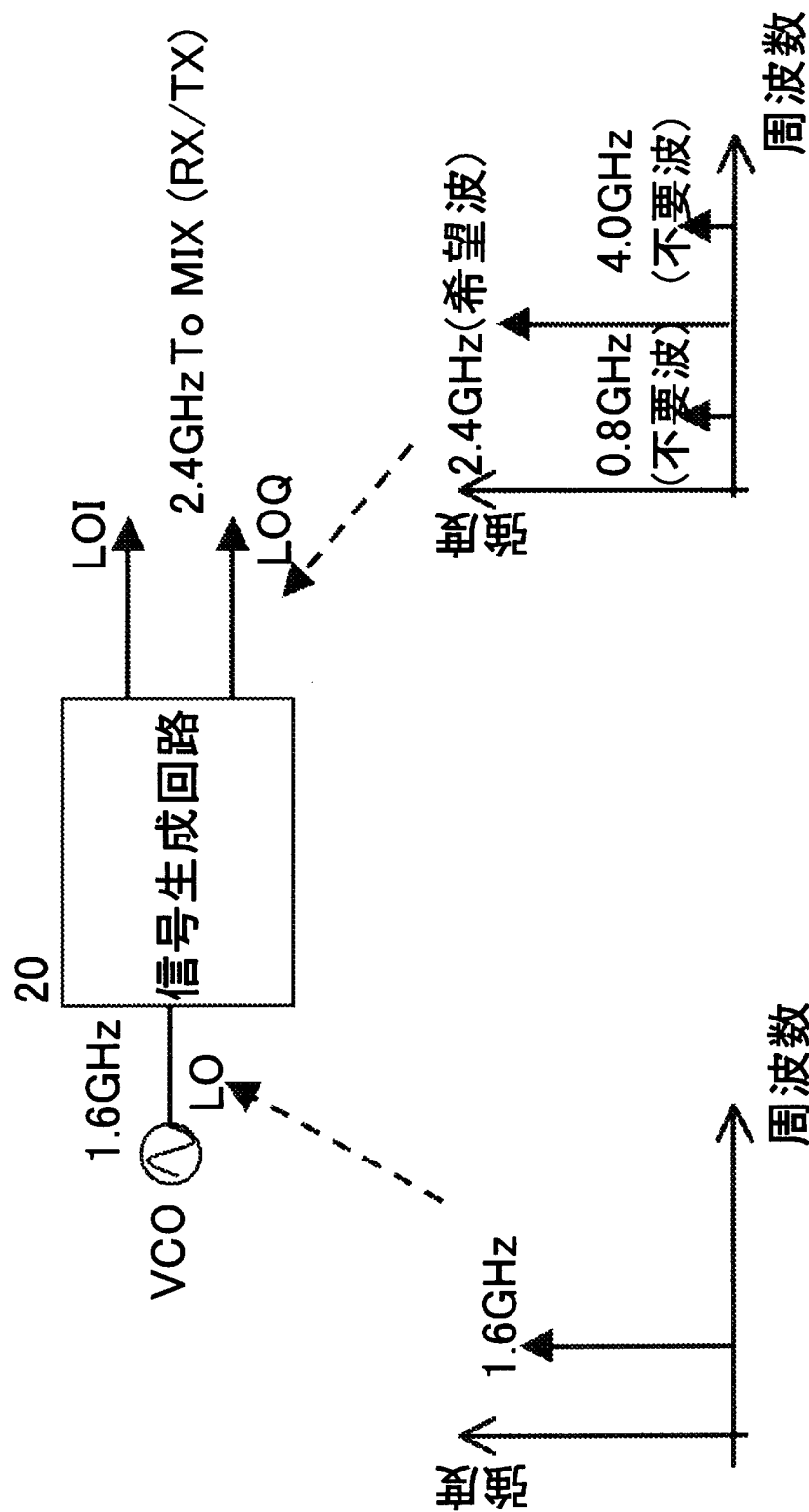


$$1.6\text{GHz} + 0.8\text{GHz} = 2.4\text{GHz}$$

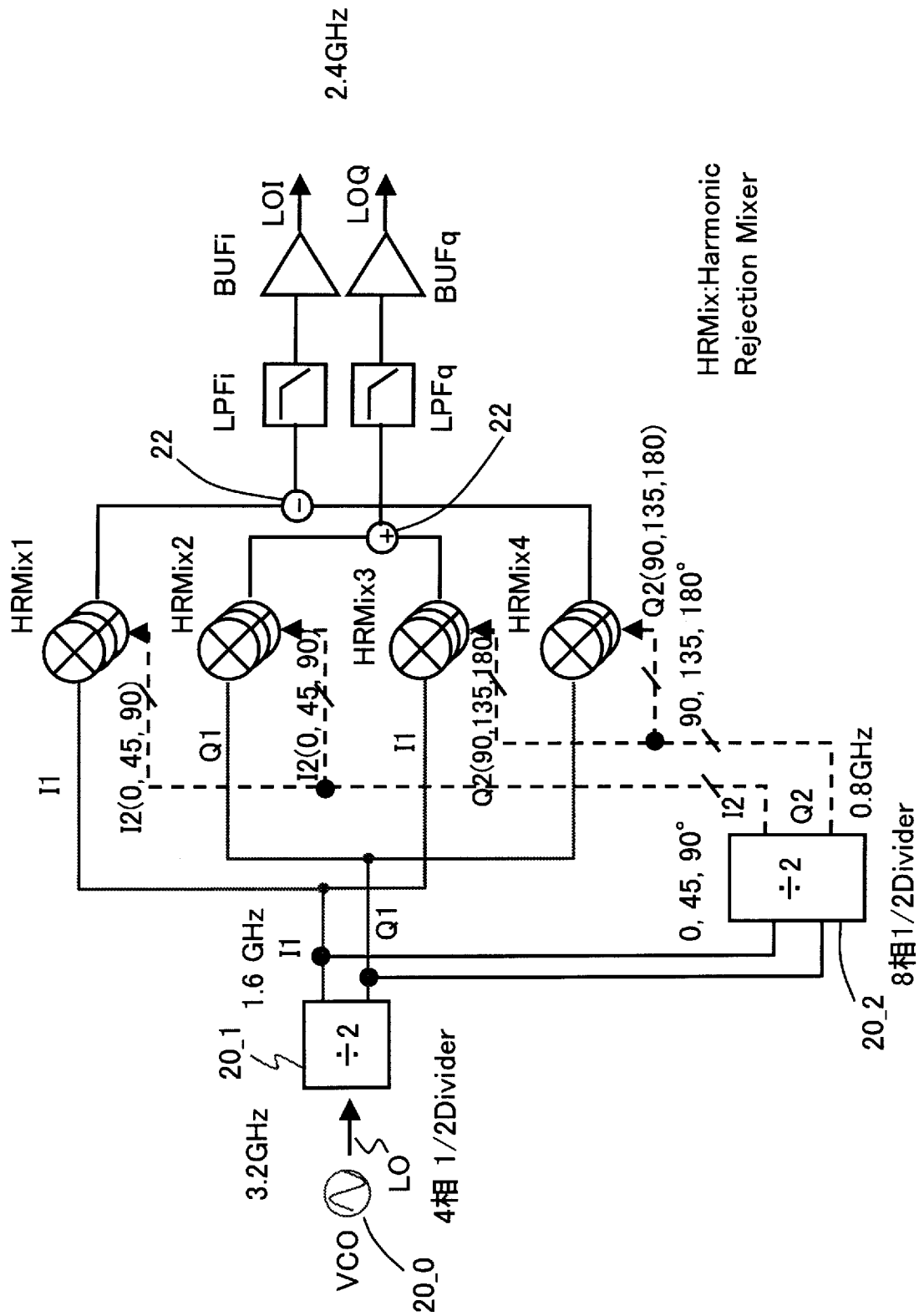
[図3]



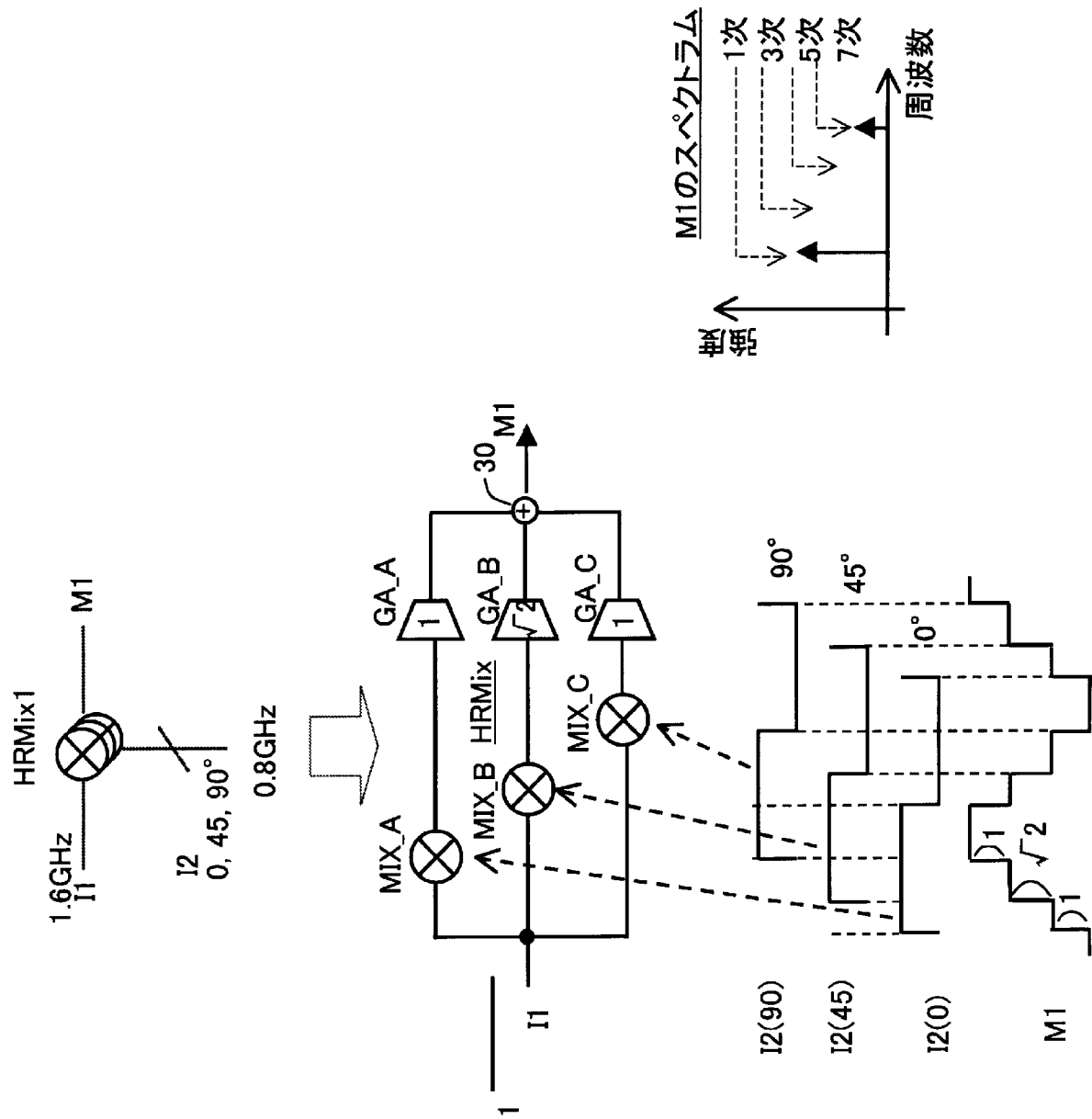
[図4]



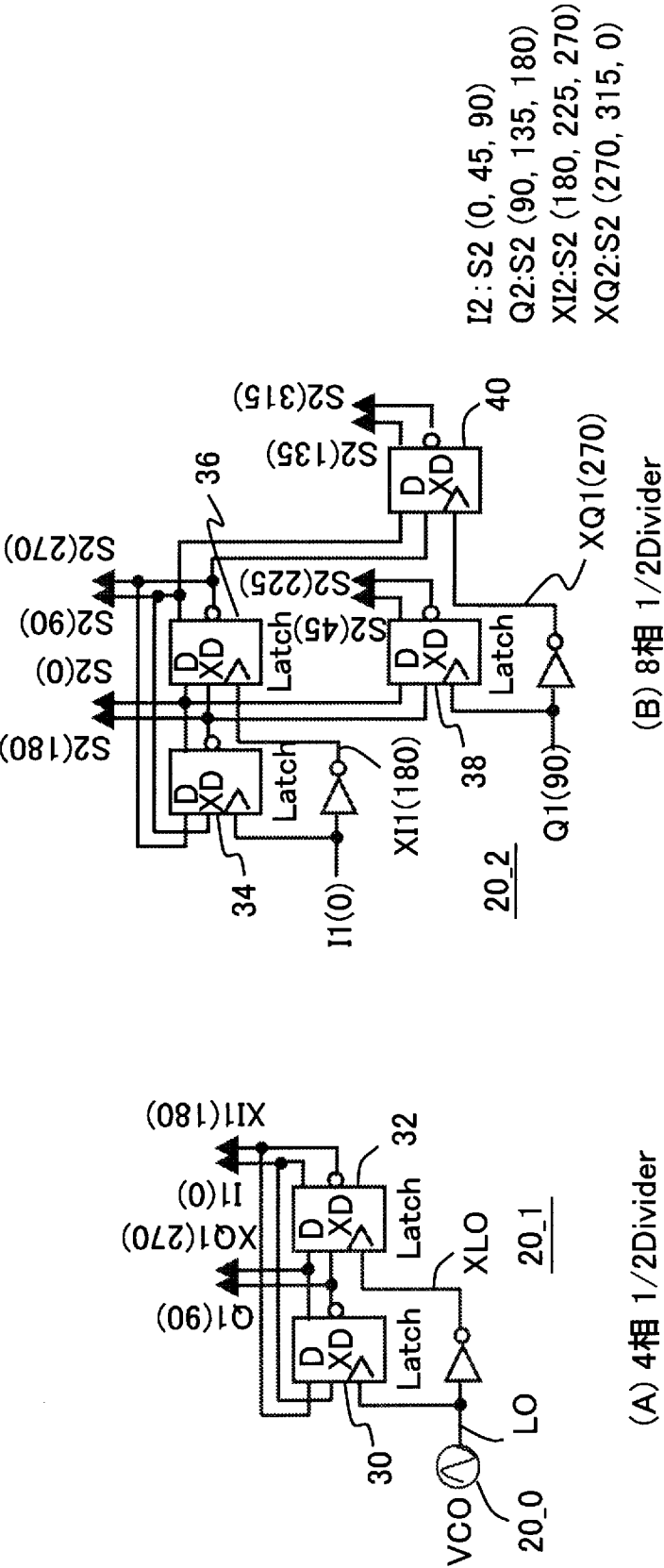
[図5]



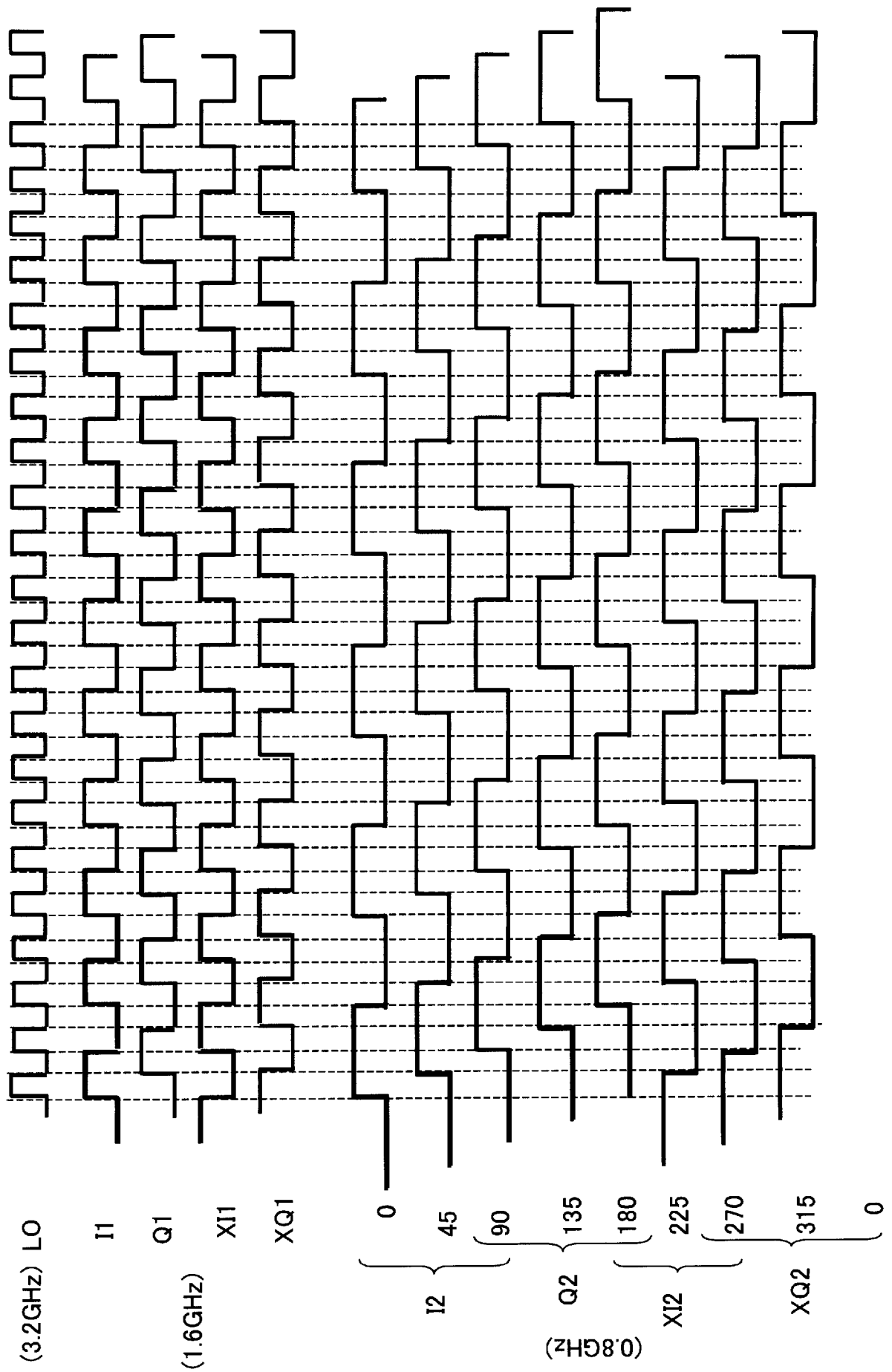
[図6]



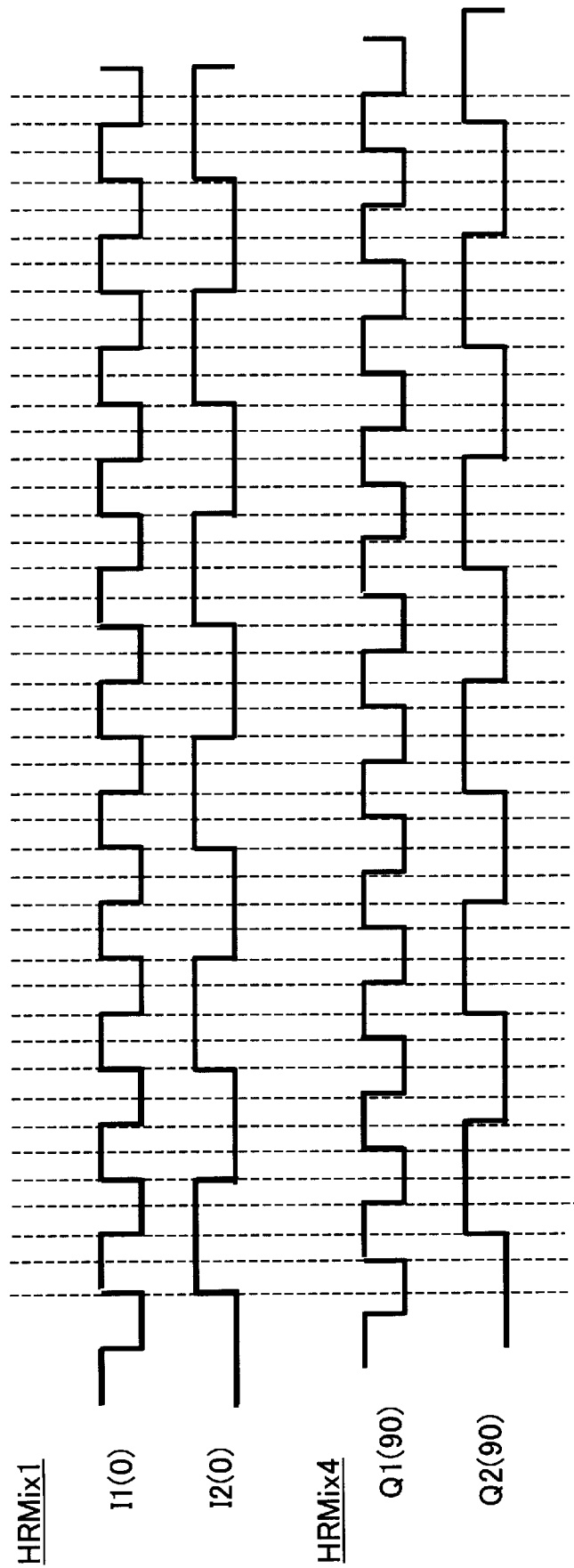
[図7]



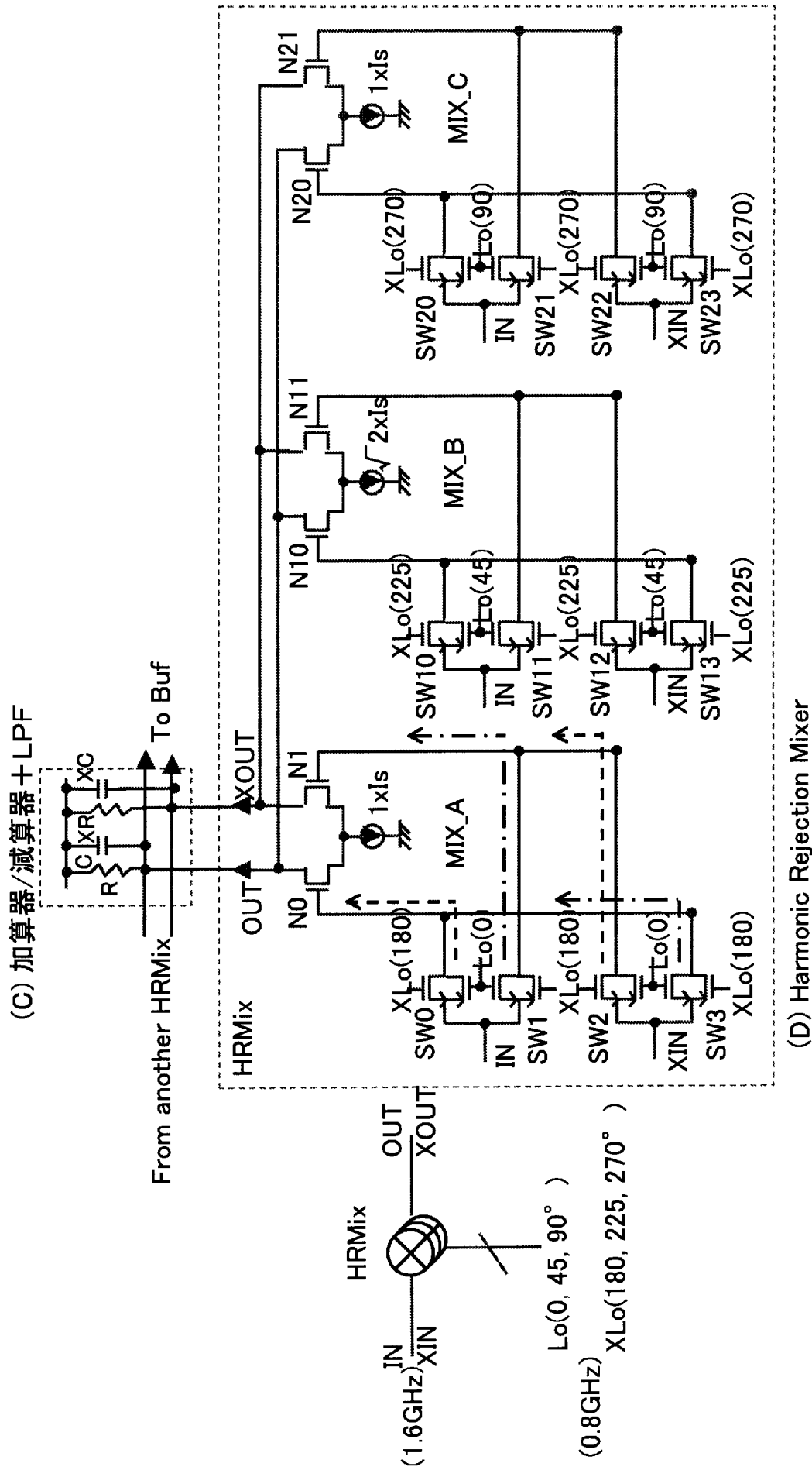
[図8]



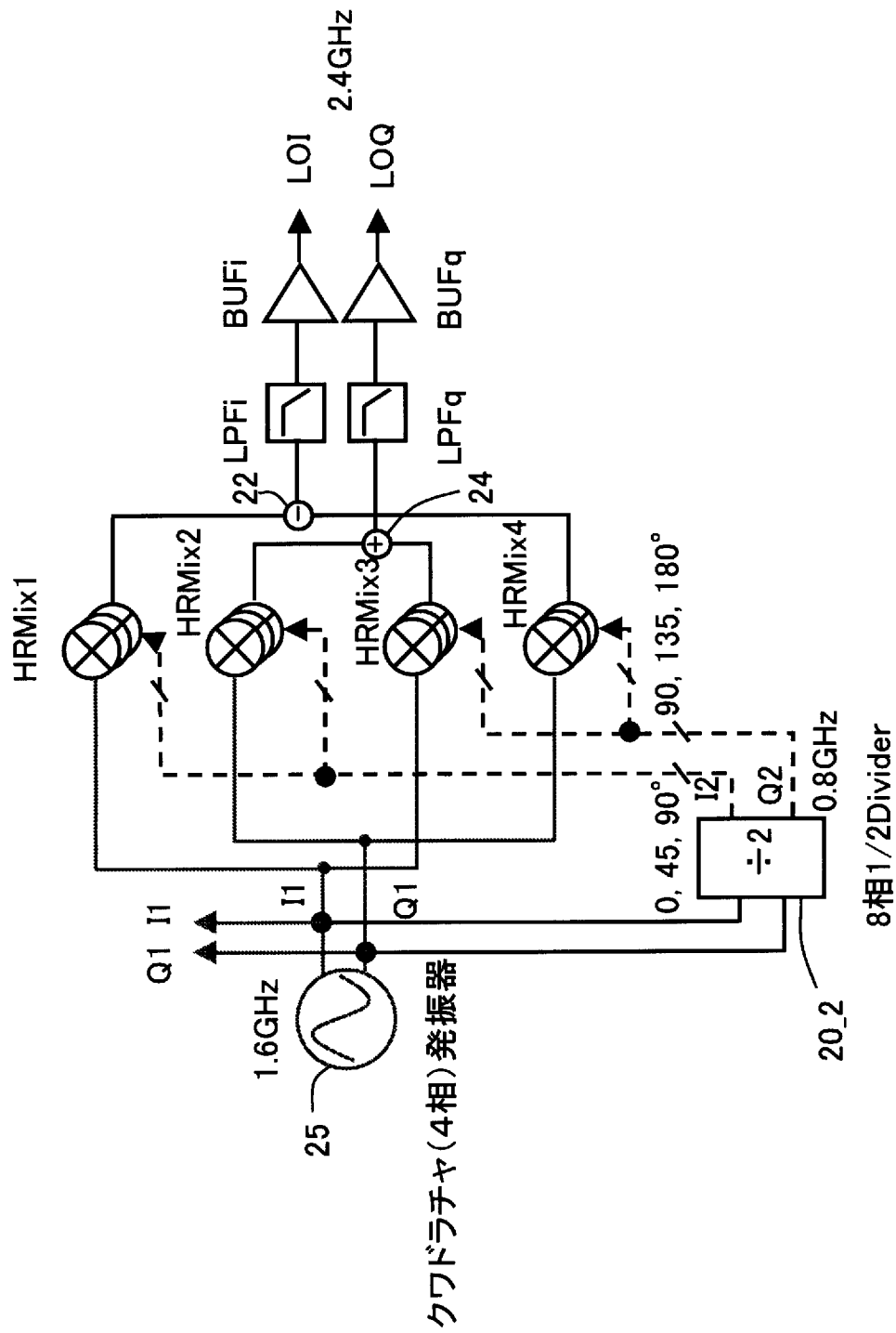
[図9]



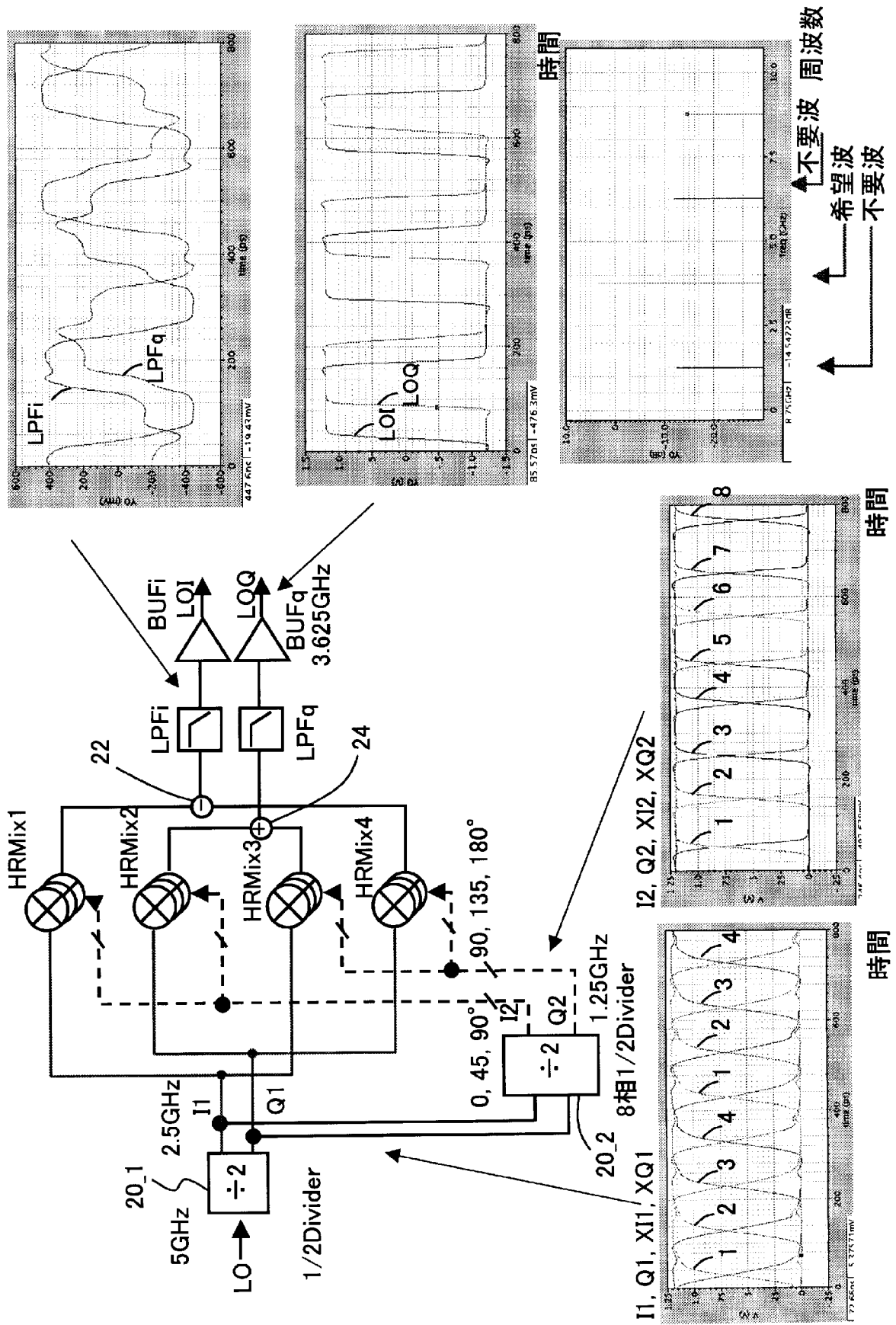
[図10]



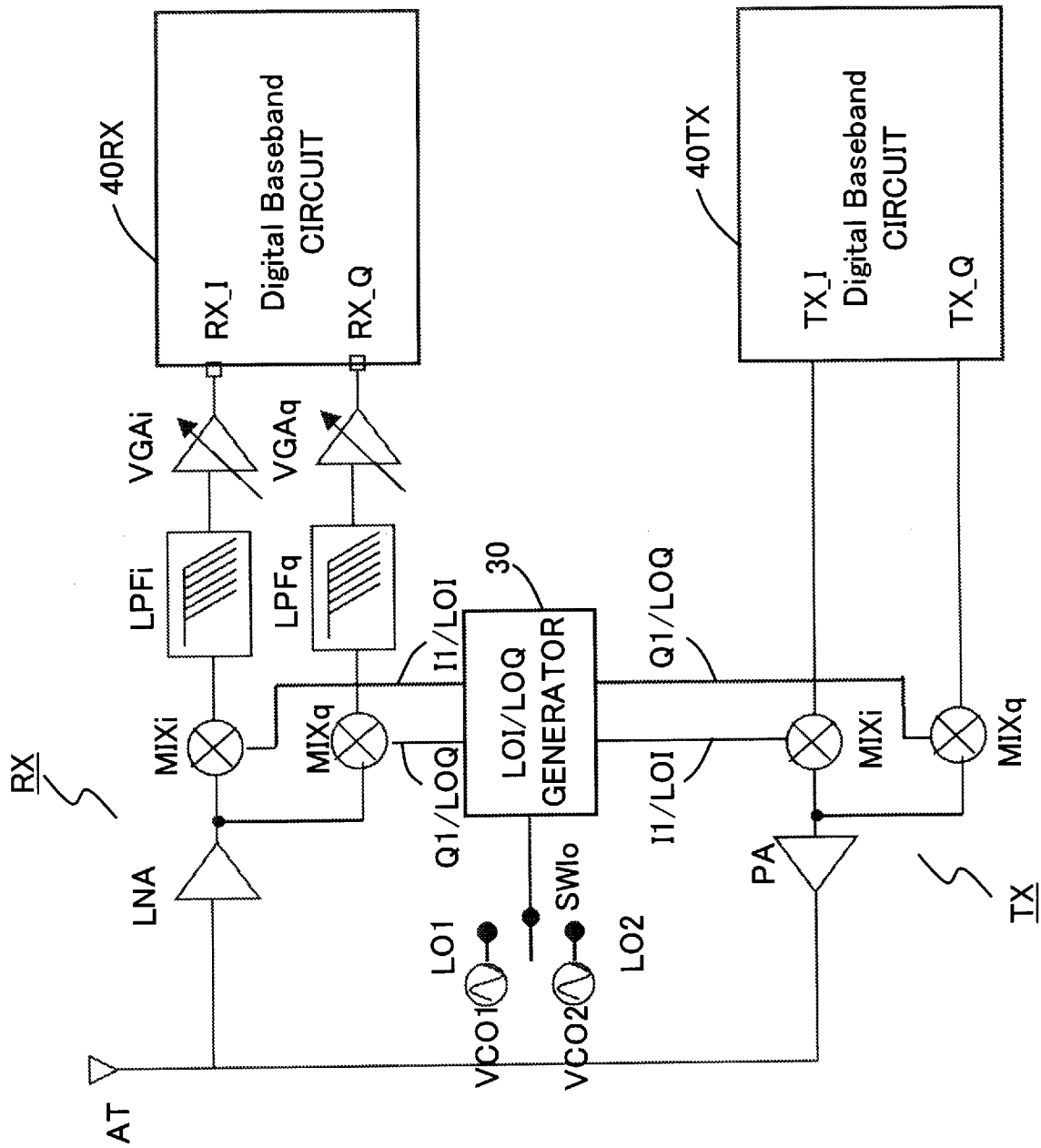
[図11]



[図12]



[図13]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2010/062830

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H03D7/18(2006.01) i, H03D7/00(2006.01) i, H04B1/40(2006.01) i

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

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H03D7/00-7/22, H04B1/02-1/04, 1/06-1/16, 1/26-1/28, 1/38-1/58,
H04L27/00-27/30

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

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2010
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2010	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2010

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2008-72564 A (Oki Electric Industry Co., Ltd.), 27 March 2008 (27.03.2008), entire text; all drawings (Family: none)	1-10
A	JP 2005-252861 A (Toshiba Corp.), 15 September 2005 (15.09.2005), entire text; all drawings (Family: none)	1-10



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

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

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

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

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

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

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

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

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

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

12 October, 2010 (12.10.10)

Date of mailing of the international search report

26 October, 2010 (26.10.10)

Name and mailing address of the ISA/

Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2010/062830

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2003-188649 A (Asulab S.A.), 04 July 2003 (04.07.2003), entire text; all drawings & US 2003/0078017 A1 & CH 698390 B & CA 2406780 A & TW 587364 B & KR 10-2003-0033934 A & CN 1414810 A & HK 1055526 A & CA 2406780 A1	1-10
A	JP 2008-523734 A (MaxLinear Inc.), 03 July 2008 (03.07.2008), entire text; all drawings & US 2006/0160518 A1 & EP 1820277 A & EP 2173038 A1 & WO 2006/063358 A1 & DE 602005019252 D & CA 2590456 A & AT 457099 T	9,10

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C）） Int.Cl. H03D7/18(2006.01)i, H03D7/00(2006.01)i, H04B1/40(2006.01)i			
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C）） Int.Cl. H03D7/00-7/22, H04B1/02-1/04, 1/06-1/16, 1/26-1/28, 1/38-1/58, H04L27/00-27/30			
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの 日本国実用新案公報 日本国公開実用新案公報 日本国実用新案登録公報 日本国登録実用新案公報 1 9 2 2 - 1 9 9 6 年 1 9 7 1 - 2 0 1 0 年 1 9 9 6 - 2 0 1 0 年 1 9 9 4 - 2 0 1 0 年			
国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）			
C. 関連すると認められる文献			
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示		関連する 請求項の番号
A	JP 2008-72564 A（沖電気工業株式会社）2008.03.27, 全文, 全図 (ファミリーなし)		1-10
A	JP 2005-252861 A（株式会社東芝）2005.09.15, 全文, 全図 (ファミリーなし)		1-10
☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。 ☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。			
* 引用文献のカテゴリー 「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す） 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願日の後に公表された文献 「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」 同一パテントファミリー文献			
国際調査を完了した日 1 2 . 1 0 . 2 0 1 0		国際調査報告の発送日 2 6 . 1 0 . 2 0 1 0	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（I S A / J P） 郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号		特許庁審査官（権限のある職員） 上田 智志 電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 5 7 4	5 W 3 6 6 4

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2003-188649 A (アスラブ・エス・アー) 2003.07.04, 全文, 全図 & US 2003/0078017 A1 & CH 698390 B & CA 2406780 A & TW 587364 B & KR 10-2003-0033934 A & CN 1414810 A & HK 1055526 A & CA 2406780 A1	1-10
A	JP 2008-523734 A (マックスリニアア, インコーポレイティド) 2008.07.03, 全文, 全図 & US 2006/0160518 A1 & EP 1820277 A & EP 2173038 A1 & WO 2006/063358 A1 & DE 602005019252 D & CA 2590456 A & AT 457099 T	9, 10