

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4341507号
(P4341507)

(45) 発行日 平成21年10月7日 (2009. 10. 7)

(24) 登録日 平成21年7月17日 (2009. 7. 17)

(51) Int. Cl.

H04B 1/40 (2006.01)

F I

H04B 1/40

請求項の数 4 (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2004-243090 (P2004-243090)
 (22) 出願日 平成16年8月24日 (2004. 8. 24)
 (65) 公開番号 特開2006-60721 (P2006-60721A)
 (43) 公開日 平成18年3月2日 (2006. 3. 2)
 審査請求日 平成19年3月5日 (2007. 3. 5)

(73) 特許権者 000005108
 株式会社日立製作所
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
 (74) 代理人 100100310
 弁理士 井上 学
 (72) 発明者 石井 裕丈
 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地
 株式会社日立製作所中央研究所内
 (72) 発明者 恒原 克彦
 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地
 株式会社日立製作所中央研究所内
 (72) 発明者 矢野 隆
 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地
 株式会社日立製作所中央研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ソフトウェア無線機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

異なる信号帯域を有する信号で通信を行う複数の通信規格対応の無線通信装置であって、

無線信号の送受信を行う無線部と、信号処理部と、前記無線部と前記信号処理部との間に接続され、前記無線部から入力され前記信号処理部に出力される受信信号のA/D変換および前記信号処理部から入力され前記無線部に出力される送信信号のD/A変換を行うサンプリング部と、前記サンプリング部の制御を行う制御部とを有し、
 前記無線部は、複数の通信規格の無線信号の送受信を行い、
 前記制御部は、予め前記各通信規格に対応する、前記サンプリング部に通知する各変数を含む制御情報を記憶しておき、使用される通信規格に対応する制御情報を前記サンプリング部に出力し、

前記サンプリング部は、前記複数の通信規格の信号帯域を有する信号に対して、前記複数の通信規格のうち最大の信号帯域以上の同一のカットオフ周波数でフィルタリングを行うアンチエイリアスフィルタと、A/D変換を行い、前記各通信規格ごとに定義される前記カットオフ周波数の2倍以上のサンプリング周波数で送信信号および受信信号のサンプリングを行い、A/D変換及びD/A変換を行うA/D変換器及びD/A変換器と、
 前記各通信規格の信号帯域と前記サンプリング周波数との関係に基づいて決定される間引き率でA/D変換器の出力信号を間引きした信号を前記信号処理部に出力する受信レート変換器と、

10

20

前記各通信規格の信号帯域と前記サンプリング周波数との関係に基づいて決定される補間割合で前記信号処理部から入力される送信信号を補間して前記D/A変換器への入力信号を補間する送信レート変換器と、

前記制御部からの通知に基づいて前記サンプリング周波数に適合する第1のクロックを前記A/D変換器および前記D/A変換器に供給し、前記間引き率および補間割合に適合する第2のクロックを前記受信レート変換器および前記送信レート変換器に供給するクロック供給部と、

を有することを特徴とする無線通信装置。

【請求項2】

請求項1記載の無線通信装置であって、

前記サンプリング周波数は、前記各通信規格ごとにその信号帯域の整数倍に設定されることを特徴とする無線通信装置。

【請求項3】

異なる信号帯域を有する信号で通信を行う複数の通信規格対応の無線通信装置における無線通信制御方法であって、

前記無線通信装置は、無線信号の送受信を行う無線部と、該無線部に接続されるサンプリング部と、該サンプリング部に接続される信号処理部と、前記サンプリング部の制御を行う制御部とを有し、

前記制御部は、予め前記各通信規格に対応する、前記サンプリング部に通知する各変数を含む制御情報を記憶しておき、使用される通信規格に対応する制御情報を前記サンプリング部に出力し、

前記サンプリング部は、前記無線部から入力される前記各通信規格の受信信号に対して、アンチエイリアスフィルタを用いて、前記複数の通信規格のうち最大の信号帯域以上である同一のカットオフ周波数によりフィルタリングを行い、

前記制御部から前記各通信規格のいずれかについての制御情報の入力を受け、クロック供給部から前記通信規格ごとに定義されるサンプリング周波数に適合する第1のクロックの供給を受けた場合、該制御情報に基づいて前記カットオフ周波数の2倍以上でかつ前記各通信規格ごとに定義されるサンプリング周波数で送信信号のサンプリングしてA/D変換を行い

前記制御情報に基づいて前記各通信規格の信号帯域と前記サンプリング周波数との関係に基づいて決定される間引き率と前記クロック供給部から供給される前記間引き率に適合する第2のクロックとに基づいて、前記サンプリングされた受信信号の間引きを行う受信レート変換を行い、

前記受信レート変換を行った受信信号を前記信号処理部に出力する、ことを特徴とする無線通信制御方法。

【請求項4】

請求項3記載の無線通信制御方法であって、

前記サンプリング周波数は、前記各通信規格ごとにその信号帯域の整数倍に設定されることを特徴とする無線通信制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は異なる複数の通信規格の信号を送受信するソフトウェア無線機に関し、とくに複数の通信規格は異なる帯域を持つ信号である場合に適する。

【背景技術】

【0002】

異なる規格の無線システムが混在するなか、ソフトウェアプログラムの変更及びハードウェアのリコンフィグレーションによりシステム機能を変更し、共通のプラットフォームで複数の方式の無線システム機能を実現できる無線機を一般にソフトウェア無線機と呼んでいる。ソフトウェア無線機については様々な論文等で紹介されている。例えば、電子情

10

20

30

40

50

報通信学会論文誌B, Vol. J84-B, No. 7, pp1112-1119 (2001/7)にソフトウェア無線機の現状と将来について記載されている。

【 0 0 0 3 】

ソフトウェア無線機はソフトウェアプログラムの変更及びハードウェアのリコンフィグレーションによる汎用性を考慮すると、アナログ回路を出来るだけ減らし、デジタル回路あるいはプロセッサを用いたソフトウェアを中心に処理を行う構成にするのが望ましい。しかしながら、デジタル回路の動作速度、プロセッサの処理能力、A/D変換器及びD/A変換器の変換速度に限界があること、価格や消費電力の点で問題があることから、無線機の全ての機能をデジタル回路及びプロセッサを用いたソフトウェアの処理で行うことは現実的ではない。

10

【 0 0 0 4 】

従って、ソフトウェア無線機はアナログ回路とデジタル回路の切り分けが非常に重要になり、アナログ信号とデジタル信号の変換を司るサンプリング部を無線機の構成上どこに配置するかが大事である。すなわち、サンプリング部をRF帯域(高周波帯域)で行うか、あるいはIF帯域(中間周波帯域)で行うか、あるいはBB帯域(ベースバンド帯域)で行うかによって、アナログ回路規模、デジタル回路規模、サンプリング周波数、サンプリング精度が大きく異なる。

ここでサンプリング部とはアナログ信号をデジタル信号に変換するA/D(Analog Digital)変換器、デジタル信号をアナログ信号に変換するD/A(Digital Analog)変換器、それに伴い必要となるアンチエイリアスフィルタにより構成される部分を言う。

20

【 0 0 0 5 】

RF帯域でサンプリングした場合はフルデジタル回路となり、ハードウェアのリコンフィグレーションが容易となり、いかなる規格の無線機システムにも容易に対応できる理想のソフトウェア無線機となる。しかしながら、十数GHzのサンプリング周波数となり、そのようなサンプリング周波数を持つA/D変換器あるいはD/A変換器は、価格及び消費電力から現実的ではない。また、サンプリング周波数のみならず量子化ビット幅も20ビット程度必要である。

【 0 0 0 6 】

IF帯域でサンプリングした場合は、RF帯域でのサンプリングに比べてサンプリング周波数を低く抑えることができるが、一般ユーザが使用する携帯電話や無線LAN等の無線機では、価格及び消費電力からまだ現実的ではない。さらに、今後、無線LAN等に見られるような高速データ通信が普及してくると予想されるが、高速データ通信では、広帯域なBB帯域となるためIF帯域を下げることは出来ない。

30

【 0 0 0 7 】

また、RF帯域あるいはIF帯域でのサンプリングを想定し、ナイキストサンプリング周波数以下のサンプリング周波数で標本化を行うアンダーサンプリングもあるが、RF帯域あるいはIF帯域でのサンプリングと同等のA/D変換器の入力帯域幅とサンプリングの周波数精度が必要となる。

BB帯域でのサンプリングは現状で一般的な構成であり、マルチモード無線機と呼ばれるソフトウェア無線機では、この形態をとっているものが多い。

40

【 0 0 0 8 】

ソフトウェア無線機では異なる規格の異なる帯域を持つ信号を送受信する必要があり、BB帯域でのサンプリングの場合は、複数の異なるサンプリング周波数でサンプルする必要がある。

その際に、サンプリング周波数に見合ったアンチエイリアスフィルタのカットオフ周波数に変えなければいけない。

【 0 0 0 9 】

アナログ入力信号の周波数に応じてサンプリング周波数とアンチエイリアスフィルタの帯域を可変させる従来例が特開平5-300017に記載されている。

また、サンプリング周波数とアンチエイリアスフィルタのカットオフ周波数を固定し、固

50

定のサンプリング周波数でサンプリングされたサンプリングデータをデジタル信号処理によりレート変換するという従来例が特開 2 0 0 3 - 1 9 8 2 5 7 に記載されている。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 0 】

各通信規格の信号帯域に応じてアンチエイリアスフィルタのカットオフ周波数を可変させようとした場合、カットオフ周波数が可変できるアナログフィルタが必要になる。スイッチドキャパシタフィルタと呼ばれるカットオフ周波数の可変できるアナログフィルタがあるが、カットオフ周波数の 1 0 0 倍程度の速度を持つクロック信号が必要となる。また、超電導素子を用いるフィルタもカットオフ周波数を可変できるが、冷却装置が必要となり、小型の無線機には適さない。

10

また、複数のフィルタを用意し選択する方法も考えられるが、部品数増大による基板面積、価格の増大に繋がる。

【 0 0 1 1 】

デジタル信号処理によるレート変換は様々なレートの変換を考えた場合、膨大なデジタル信号処理が必要となり、回路規模あるいはプロセッサ演算能力の増大に繋がる。また、デジタル回路規模あるいはプロセッサ演算能力を削減する方法として、サンプリング周波数の近似値あるいはジッタを伴う簡易的なレート変換もあり得るが、それらの方法を用いた場合は信号の品質劣化を伴う。

サンプリング装置において、複雑な演算によるレート変換を用いずに、アンチエイリアスのためのアナログフィルタを共通化することが本発明の課題である。

20

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 2 】

本発明は固定または各通信プロトコルに共通のカットオフ周波数 f_c を持つアンチエイリアスフィルタ、クロック信号入力を有しサンプリング周波数が可変できる A/D 変換器及び D/A 変換器、クロック信号の周波数が可変できる PLL 回路を用いて、信号帯域の整数倍かつカットオフ周波数の 2 倍以上にサンプリング周波数を設定してサンプリングすることを特徴とし、複数の異なる帯域を持つ通信規格の信号をマルチモードで通信可能とする。

【発明の効果】

30

【 0 0 1 3 】

本発明は異なる帯域を持つ複数の通信規格をマルチモードで通信する際に、カットオフ周波数が固定のアンチエイリアスフィルタ、D/A 変換器、A/D 変換器を共通に使用できるため、部品数の削減及び低価格化に繋がる効果がある。また、サンプリング周波数をほぼ等しい設定とすれば、RF 部 3 0 における各部品の帯域を共通とすることが可能となり、RF 部回路設計の容易化、部品数の削減、低価格化に繋がる効果も持つ。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 1 4 】

本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。

図 1 に本発明のサンプリング装置を採用したソフトウェア無線機を示す。ここでは BB 帯域でのサンプリングを想定したマルチモード通信が可能なソフトウェア無線機を例にして説明する。

40

ソフトウェア無線機は、サンプリング部 1 0、アンテナ 2 0、RF 部 3 0、BB 部 4 0、制御部 5 0 から構成される。

【 0 0 1 5 】

アンテナ 2 0 で受信されたある特定の通信規格の受信信号は RF 部 3 0 に入力される。RF 部はデュプレクサ、LNA (Low Noise Amplifier)、バンドパスフィルタ、ミキサ、I/Q 復調器、HPA (High Power Amplifier)、AGC (Auto Gain Control) 等から構成される。

アンテナ 2 0 で受信された他局からの信号は、RF 部 2 0 により、TX/RX 分離、帯域

50

制限、低ノイズ増幅、周波数ダウンコンバート、利得調整、I Q直交復調の処理が施され、ベースバンドアナログ受信信号60となる。

【0016】

RF部20から出力されたベースバンドアナログ受信信号60は、サンプリング部10に入力される。

サンプリング部10に入力されたベースバンドアナログ受信信号60は、余分なスペクトルをサンプリングすることによるエイリアスを防ぐために、アンチエイリアスフィルタを用いて帯域制限を施す。アンチエイリアスフィルタはベッセルやバターワース特性を持つアナログフィルタにより構成される。

【0017】

アンチエイリアスフィルタにより帯域制限が施されたベースバンドアナログ受信信号は、AD変換器に入力される。

AD変換器により、ベースバンドアナログ受信信号は標本化及び量子化が施されベースバンドデジタル受信信号61となる。

サンプリング部10から出力されたベースバンドデジタル受信信号61は、BB部40に入力される。

【0018】

BB部40に入力されたベースバンドデジタル受信信号61は、検波、逆拡散、誤り訂正等のベースバンド信号処理が施され、受信データ62となる。

BB部40から出力された受信データ62は制御部50に入力される。

【0019】

制御部50に入力された受信データ62は、プロトコル制御が施され、情報データ66となり、上位レイヤに送られる。上位レイヤとは端末であればアプリケーションレイヤ、基地局であればネットワークに相当する。

【0020】

一方、上位レイヤから送られてくる情報データ66は制御部50に入力される。

制御部50に入力された情報データ66は、同期に必要なプリアンプル等を付加し、ある所定のフォーマットに従ったフレームを構成した送信データ65となる。

制御部50から出力された送信データ65は、BB部40に入力される。

【0021】

BB部40に入力された送信データ65は、誤り訂正符号化、変調、拡散等のベースバンド信号処理が施され、ベースバンドデジタル送信信号64となる。

BB部40から出力されたベースバンドデジタル送信信号64は、サンプリング部10に入力される。

【0022】

サンプリング部10に入力されたベースバンドデジタル送信信号64は、D/A変換器に入力されデジタル/アナログ変換が施される。

デジタル/アナログ変換されたベースバンドアナログ送信信号は、余分なスペクトルの放出を防ぐために、アンチエイリアスフィルタを用いて帯域制限を施す。アンチエイリアスフィルタはベッセルやバターワース特性を持つアナログフィルタにより構成される。アンチエイリアスフィルタにより帯域制限が施され、ベースバンドアナログ送信信号63となる。

【0023】

サンプリング部10から出力されたベースバンドアナログ送信信号63は、RF部30に入力される。

RF部30に入力されたベースバンドアナログ送信信号63は、I Q直交変調、周波数アップコンバート、帯域制限、電力増幅の処理が施され、アンテナ20から送出される。

なお、サンプリング部10に必要な各パラメータは制御部50からの制御信号67により指示されるものとする。

【0024】

10

20

30

40

50

次に本発明の特徴であるサンプリング部 10 について詳細に説明する。

図 2 に本発明の特徴であるサンプリング部 10 の構成を示す。

サンプリング部 10 は、アンチエイリアスフィルタ 101、102、109、110、A/D (Analog Digital) 変換器 103、104、D/A (Digital Analog) 変換器 111、112、FIR フィルタ (Finite Impulse Response) 105、106、113、114、RX レート変換部 107、108、TX レート変換部 115、116、PLL 117、分周器 118 から構成される。アンチエイリアスフィルタは、サンプリングにおける折返し雑音を防ぐためにサンプリングに不要な信号を除去するアナログフィルタである。DA 変換器はデジタル信号をアナログ信号に変換する機能を持つ。AD 変換器はアナログ信号をデジタル信号に変換する機能を持つ。FIR フィルタは、所望信号帯域以外の雑音を除去するデジタルフィルタである。RX レート変換部は、受信データを間引きレートを下げる機能を持つ。TX レート変換部は送信データにゼロを挿入しレートを上げる機能を持つ。分周器は、クロック信号を一定の周期で分周しクロック周波数を下げる機能を持つ。

【0025】

RF 部 30 から出力されるベースバンドアナログ受信信号 60 は、サンプリング部 10 に入力される。サンプリング部 10 に入力されるベースバンドアナログ信号 60 は、RX I 信号と RX Q 信号に分けられ、アンチエイリアスフィルタ 101、102 にそれぞれ入力される。

なお、アンチエイリアスフィルタ 101 と 102、AD 変換器 103 と 104、FIR フィルタ 105 と 106、レート変換部 107 と 108 は、それぞれ同じ構成のものであり、RX I 信号と RX Q 信号は同じ処理を施される。

【0026】

アンチエイリアスフィルタ 101、102 のカットオフ周波数は次のように決める。いま、ソフトウェア無線機においてマルチモードで通信を可能とする通信規格を 4 種類とし、それぞれ通信規格 A、通信規格 B、通信規格 C、通信規格 D とする。従って、ここでは 4 種類の通信規格を適宜切り替えて通信を可能とするソフトウェア無線機を想定する。

【0027】

通信規格 A のシンボルレート (CDMA 通信方式であればチップレート) f_{ba} を 3.84 Mbps、通信規格 B のシンボルレート f_{bb} を 1.1 Mbps、通信規格 C のシンボルレート f_{bc} を 16.384 Mbps、通信規格 D のシンボルレート f_{bd} を 2.0 Mbps とする。なお、各通信システムにおける信号帯域は、一般に上記シンボルレートの $1/2$ である。

【0028】

サンプリングの方法は、サンプリング周波数と信号周波数帯域の関係によりナイキストサンプリング、オーバサンプリング、アンダーサンプリングに分類される。

ナイキストサンプリングとは、所望信号における最大周波数の 2 倍の周波数 (ナイキスト周波数と呼ぶ) で標本化を行うサンプリング方法である。すなわち、ナイキスト周波数は所望信号を復元できる最低周波数である。この場合、アンチエイリアスフィルタは、ナイキスト周波数の $1/2$ の周波数で急峻に減衰する特性をもつアナログフィルタが必要になる。

オーバサンプリングとは、ナイキスト周波数を超える周波数で標本化を行うサンプリング方法である。この場合、アンチエイリアスフィルタは、ナイキストサンプリングに比べて緩やかな減衰特性を持つアナログフィルタでよい。

【0029】

アンダーサンプリングとは、ナイキスト周波数に満たない周波数で標本化を行うサンプリング方法である。入力信号が折り返されることを利用し、周波数変換と標本化を同時に行う方法である。この場合、アンチエイリアスフィルタは、RF 帯域でのバンドパスフィルタが必要になる。また、広帯域な入力帯域幅を持つ AD 変換器や、高精度なクロック発振器も必要になる。

従来のサンプリング装置では、一般に、急峻な減衰特性を持つアンチエイリアスフィルタ

10

20

30

40

50

を必要としないオーバーサンプリングが用いられ、ナイキスト周波数の4倍程度のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする装置が多い。

【0030】

例えば、ナイキスト周波数の4倍の周波数でオーバーサンプリングする場合、サンプリング周波数は通信規格A（例えば、W-CDMA方式）であれば3.84Mbpsの4倍で15.36MHz、通信規格B（例えば、無線LAN IEEE 802.11b）であれば11Mbpsの4倍で44MHz、通信規格C（例えば、CDM衛星音声放送）であれば16.384Mbpsの4倍で65.536MHz、通信規格D（例えば、無線LAN IEEE 802.11a）であれば20Mbpsの4倍で80MHzとなる。なお、ここではサンプリング周波数とナイキスト周波数は等しくなる。

10

【0031】

図3に各通信規格のサンプリング周波数の様子を示す。これらのすべての通信規格を1つの無線機で送受信する場合は、従来技術によれば、各通信規格すなわち各サンプリング周波数を発振する発振器及び各サンプリング周波数に見合ったアンチエイリアスフィルタを用意する必要がある。

【0032】

図4に各サンプリング周波数とアンチエイリアスフィルタの関係を示す。図4の横軸は周波数で、縦軸は振幅を示す。アンチエイリアスフィルタのカットオフ周波数は、所望信号の最高周波数以上、かつサンプリング周波数の1/2以下でなければいけない。サンプリング通信規格Aのサンプリング周波数3.84MHzに対するアンチエイリアスフィルタはカットオフ周波数 f_{c1} の減衰特性を持つフィルタ(1)、通信規格Bのサンプリング周波数15.36MHzに対するアンチエイリアスフィルタはカットオフ周波数 f_{c2} の減衰特性を持つフィルタ(2)、通信規格Cのサンプリング周波数40MHzに対するアンチエイリアスフィルタはカットオフ周波数 f_{c3} の特性を持つフィルタ(3)、通信規格Dのサンプリング周波数44MHzに対するアンチエイリアスフィルタはカットオフ周波数 f_{c4} の特性を持つフィルタ(4)が必要になる。

20

【0033】

従って、4種類の通信規格をマルチモードですべて通信可能とするためには、これら(1)~(4)の減衰特性を持つアナログフィルタを4種類搭載して選択する、あるいはカットオフ周波数を可変できるフィルタを搭載する必要がある。4個搭載する場合には部品数増大、コスト増大に繋がる。

30

本実施例では次のようにサンプリング周波数とアンチエイリアスフィルタのカットオフ周波数を設定する。

【0034】

通信規格Aのサンプリング周波数を f_{sa} 、通信規格Bのサンプリング周波数を f_{sb} 、通信規格Cのサンプリング周波数を f_{sc} 、通信規格Dのサンプリング周波数を f_{sd} とする。

4種類の通信規格のなかで、通信規格におけるシンボルレート及び性能上のオーバーサンプリング数を考慮し、最も高いサンプリング周波数に成り得るサンプリング周波数を f_{sd} とする。

40

通信規格Dのサンプリング周波数 f_{sd} をシンボルレート f_{bd} の4倍と設定した場合、

【0035】

【数1】

$$f_{sd} = f_{bd} \times 4$$

数1

【0036】

となる。

次に通信規格A、通信規格B、通信規格Cのサンプリング周波数を次のように設定する。

【0037】

【数 2】

 $f_{sa} = f_{ba} \times m_a$

数 2

【 0 0 3 8 】

【数 3】

 $f_{sb} = f_{bb} \times m_b$

数 3

【 0 0 3 9 】

【数 4】

 $f_{sc} = f_{bc} \times m_c$

数 4

10

【 0 0 4 0 】

【数 5】

 $f_{sa} \geq f_{sd}$

数 5

【 0 0 4 1 】

【数 6】

 $f_{sb} \geq f_{sd}$

数 6

【 0 0 4 2 】

【数 7】

 $f_{sc} \geq f_{sd}$

数 7

20

【 0 0 4 3 】

式(5)を満足する f_{sa} 、式(6)を満足する f_{sb} 、式(7)を満足する f_{sc} を設定する。
ここで、 m_a 、 m_b 、 m_c は整数とする。

式(5)、式(6)、式(7)は必要条件とし、更には、回路の消費電力の過度の増大や、回路の処理量の増大を防ぐためにも下記条件を付け加えることが望ましい。

【 0 0 4 4 】

【数 8】

 $f_{sa} \geq f_{sd}$ を満たす最小の m_a

数 8

30

【 0 0 4 5 】

【数 9】

 $f_{sb} \geq f_{sd}$ を満たす最小の m_b

数 9

【 0 0 4 6 】

【数 10】

 $f_{sc} \geq f_{sd}$ を満たす最小の m_c

数 10

40

【 0 0 4 7 】

一方、アンチエイリアスフィルタのカットオフ周波数は次のように設定する。
通信規格 A のベースバンド信号帯域を f_{ma} (約 1.92 MHz)、通信規格 B のベースバンド信号帯域を f_{mb} (約 5.5 MHz)、通信規格 C のベースバンド信号帯域を f_{mc} (約 8.192 MHz)、通信規格 D のベースバンド信号帯域を f_{md} (約 10 MHz) とした場合、アンチエイリアスフィルタのカットオフ周波数 f_c は次のように設定する。

【 0 0 4 8 】

【数 11】

 $\text{MAX}(f_{ma}, f_{mb}, f_{mc}, f_{md}) \leq f_c \leq \text{MIN}(f_{sa}, f_{sb}, f_{sc}, f_{sd})/2$

数 11

【 0 0 4 9 】

50

アンチエイリアスフィルタのカットオフ周波数 f_c を、ベースバンド信号帯域 f_{ma} 、 f_{mb} 、 f_{mc} 、 f_{md} のなかで最も広い周波数帯域以上で、かつサンプリング周波数 f_{sa} 、 f_{sb} 、 f_{sc} 、 f_{sd} のなかで最も低い周波数の $1/2$ 以下とする。

上記、本発明の特徴を通信規格A、通信規格B、通信規格C、通信規格Dにあてはめると、各サンプリング周波数は下記のように設定できる。

【0050】

【数12】

$$f_{sa} = 3.84\text{MHz} \times m_a = 3.84\text{MHz} \times 21 = 80.64\text{MHz} \quad \text{数12}$$

【0051】

10

【数13】

$$f_{sb} = 11\text{MHz} \times m_b = 11\text{MHz} \times 8 = 88\text{MHz} \quad \text{数13}$$

【0052】

【数14】

$$f_{sc} = 16.384\text{MHz} \times m_c = 16.384\text{MHz} \times 5 = 81.92\text{MHz} \quad \text{数14}$$

【0053】

【数15】

$$f_{sd} = 20\text{MHz} \times 4 = 80\text{MHz} \quad \text{数15}$$

20

【0054】

図5に本実施例における各サンプリング周波数の様子を示す。

また、アンチエイリアスフィルタのカットオフ周波数 f_{c5} は、

【0055】

【数16】

$$10\text{MHz}(=f_{md}) \leq f_{c5} \leq 40\text{MHz}(=f_{sd}/2) \quad \text{数16}$$

【0056】

となる。

30

アンチエイリアスフィルタのカットオフ周波数 f_c を左辺、すなわちベースバンド信号帯域 f_{ma} 、 f_{mb} 、 f_{mc} 、 f_{md} のなかで最も広い周波数帯域に近づけた場合、アンチエイリアスフィルタは低次の緩やかな減衰特性を持つアナログフィルタでよいメリットがあるが、ベースバンド信号帯域を広くとれないデメリットがある。カットオフ周波数 f_c を右辺、すなわちサンプリング周波数 f_{sa} 、 f_{sb} 、 f_{sc} 、 f_{sd} のなかで最も低い周波数の $1/2$ に近づけた場合、ベースバンド信号帯域を広くとれるメリットがあるが、アンチエイリアスフィルタは高次の急峻な減衰特性を持つアナログフィルタが必要になるデメリットがある。

【0057】

図6にアンチエイリアスフィルタの一例を示す。

40

アンチエイリアスフィルタは図6に示すカットオフ周波数 f_{c5} である(5)のような特性を持つフィルタを各通信規格で共通に使用でき、異なる減衰特性を持つ4種類のフィルタを搭載して選択する、あるいはカットオフ周波数を可変できるフィルタを搭載しなければならない、という問題が解決される。

【0058】

次に各通信規格のサンプリング周波数 f_{sa} 、 f_{sb} 、 f_{sc} 、 f_{sd} におけるクロック信号の発生方法について説明する。

各サンプリング周波数 f_{sa} 、 f_{sb} 、 f_{sc} 、 f_{sd} はPLL(Phase Locked Loop)回路を用いて発生させる。

【0059】

50

図 7 に P L L 回路 1 1 7 の構成を示す。本発明において P L L 回路は、各通信プロトコルごとに適切なサンプリング部 1 0 に必要な各種のクロック信号を生成する役割を果たす。P L L 回路 1 1 7 は、リファレンス分周器（分周比は R E F D I V ） 1 1 7 a、位相比較器（P C） 1 1 7 b、ローパスフィルタ（L P F） 1 1 7 c、電圧制御発振器（V C O） 1 1 7 d、V C O 分周器（分周比は V C O D I V ） 1 1 7 e、水晶発振器（X C O） 1 1 7 f から構成される。

【 0 0 6 0 】

水晶発振器 1 1 7 f から出力されるリファレンスクロックは、リファレンス分周器 1 1 7 a に入力され、所定の分周率で分周される。

リファレンス分周器 1 1 7 a の出力信号は、位相比較器 1 1 7 b に入力され、V C O 分周器 1 1 7 e の出力信号との位相比較が為される。

位相比較器 1 1 7 b から出力される位相比較信号は L P F 1 1 7 c に入力され、所定の伝達特性により高域信号が除去され、V C O 1 1 7 d に対する電圧制御信号となる。

【 0 0 6 1 】

L P F 1 1 7 c から出力される電圧制御信号は、V C O 1 1 7 d に入力され、電圧制御信号に見合った周波数を発振して、サンプリングクロックとして出力する。

なお、リファレンス分周器 1 1 7 a の分周比（R E F D I V）及び V C O 分周器 1 1 7 e の分周比（V C O D I V）、は制御部から送信される制御信号 6 7 により各構成要素に通知される。

【 0 0 6 2 】

図 8 に水晶発振器 1 1 7 f の発振周波数を 8 M H z としたときに、各通信規格のサンプリング周波数 f_{sa} 、 f_{sb} 、 f_{sc} 、 f_{sd} に対するクロック信号を発生させる一例を示す。

水晶発振器 1 1 7 f の発振周波数 R E F が 8 M H z、リファレンス分周器の分周比 V C O D I V と V C O 分周器の分周比 R E F D I V を可変することにより P L L 出力の C L K 1 の周波数を変化させられる。

式(17)に C L K 1 の周波数 f_s を示す。

【 0 0 6 3 】

【 数 1 7 】

$$f_s = (VCO_{DIV}/REF_{DIV}) \times REF$$

数 1 7

【 0 0 6 4 】

すなわち、P L L は部品や回路の制限が無ければ有理数で表現できるいかなる周波数も生成することが可能である。

しかしながら、V C O の周波数可変範囲の制限、リファレンス分周器や V C O 分周器における分周比の制限、水晶発振器精度等から式(8)(9)(10)に示す制限を考慮して、各サンプリングクロックの周波数を設定することが望ましい。

なお、一般に V C O の周波数可変範囲は、部品価格や周波数安定度の面から、中心周波数から $\pm 5\%$ の可変範囲とするのが良い。図 8 をみると、規格 A、B、C、D において 8 4 M H z を中心周波数として ± 4 M H z すなわち $\pm 5\%$ の範囲に収まっていることが分かる。

【 0 0 6 5 】

図 2 の説明に戻り、上記特性を持つアンチエイリアスフィルタ及び規格に応じて決定されるサンプリング周波数によりオーバーサンプリングされた A D 変換器 1 0 3、1 0 4 の出力は F I R フィルタ 1 0 5、1 0 6 にそれぞれ入力される。

F I R フィルタ 1 0 5、1 0 6 に入力されたオーバーサンプリングベースバンドデジタル受信信号に対し、F I R フィルタの構成を持つデジタルフィルタにより、各通信規格におけるベースバンド信号帯域 f_{ma} 、 f_{mb} 、 f_{mc} 、 f_{md} をカットオフ周波数とする帯域制限を行う。また、必要であればロールオフの特性を持たせることもできる。F I R フィルタ 1 0 5、1 0 6 は、制御部 5 0 からの指示 6 7 により、各通信規格の信号帯域に見合

った減衰特性を持つタップ係数に変更できる機能を持つ。

【 0 0 6 6 】

F I R フィルタ 1 0 5、1 0 6 の出力は、R X レート変換部 1 0 7、1 0 8 にそれぞれ入力される。レート変換部では帯域制限されたオーバーサンプリングベースバンドデジタル受信信号を、ベースバンド信号処理部 4 0 で必要とされるオーバーサンプリング数にレート変換する。一般に検波、逆拡散、復調を行うベースバンド信号処理部では、シンボルレートの 1 倍から 4 倍程度のオーバーサンプリング数が必要とされる。

【 0 0 6 7 】

図 9 に R X レート変換部 1 0 7、1 0 8 において 5 倍オーバーサンプリングから 1 倍オーバーサンプリングにレート変換する通信規格 C を例に示す。これは、規格 C を例とするものである。規格 C の信号は、A D 変換器において 5 倍のオーバーサンプリングがなされている（数式 1 4）。B B 部においてシンボルレートの信号を必要とする場合には、R X レート変換部において 1 / 5 に間引く必要がある。

【 0 0 6 8 】

レート変換部 1 0 7、1 0 8 に入力されるサンプリングクロックを C L K 1 により 5 倍オーバーサンプリングされたデータ系列を R X 1 とする。また、1 / m 分周器 1 1 8 により C L K 1 を 1 / m に分周したクロック信号を C L K 2 とする。ここでは $m = 5$ (m b) とする。

5 倍オーバーサンプリングから 1 倍オーバーサンプリングへのレート変換は、5 倍オーバーサンプリングされたデータ系列 R X 1 を、C L K 2 によりラッチすることにより、1 倍オーバーサンプリングのデータ系列 R X 2 が得られる。図 9 を見て分かるように R X 1 のデータを等間隔で間引いてレート変換されていることが分かる。

なお、5 倍オーバーサンプリングから 2 倍オーバーサンプリングへのような等間隔とならないレート変換については、図 1 0 のような方法を用いると良い。

【 0 0 6 9 】

1 / m 分周器 1 1 8 により C L K 1 を 1 / 5 に分周したクロック信号 C L K 2 と、C L K 2 の位相をずらした遅延クロック信号 C L K 2 ' の論理和 O R をとった C L K 2 " を用いて、データ系列 R X 1 をラッチすることにより、データ系列 R X 1 の 1、2、3、4、5、6・・・から、1、3、6 とデータを間引いたデータ系列 R X 2 が得られる。

上記方法により、2 / 5 の比でレート変換も可能であるが、本発明を最大限に活かすのであれば、R X レート変換部 1 0 7、1 0 8 においてオーバーサンプリング数を 1 倍、すなわちシンボルレートまで下げることが望ましい。

【 0 0 7 0 】

また、レート変換する際にどの位相でデータをラッチするかは、ベースバンド信号処理部 4 0 による検波結果あるいは、スペクトル拡散通信方式であれば逆拡散による相関値、制御部 5 0 で検出されるフレーム誤り率（あるいはパケット誤り率）やビット誤り率等を監視しながら順次位相を変えて、最適な C L K 2 のタイミングを検出するとよい。

【 0 0 7 1 】

また、P L L 1 1 7 における X C O 1 1 7 f を電圧制御発振器 V C O に置き換えて、C L K 2 の最適な位相を検出したのと同様に、ベースバンド信号処理部 4 0 による検波結果あるいは、スペクトル拡散通信方式であれば逆拡散による相関値、制御部 5 0 で検出されるフレーム誤り率（あるいはパケット誤り率）やビット誤り率等を監視しながら V C O の制御電圧を制御して、最適な C L K 1 の周波数と位相を見つけ出すと更によい。

【 0 0 7 2 】

上記、レート変換部 1 0 7、1 0 8 においてレート変換されたベースバンドデジタル受信信号 6 1 は B B 部 4 0 に入力され、検波、逆拡散、誤り訂正等のベースバンド信号処理が施される。

なお、R X I 信号、R X Q 信号における F I R フィルタ 1 0 5、1 0 6 と、レート変換部 1 0 7、1 0 8 は処理の順番を入れ替えてもよい。

図 2 の構成は F I R フィルタの減衰特性を重視した構成となっているが、A D 変換後にレ

10

20

30

40

50

ート変換を行い、レートを下げてからFIRフィルタに入力すればFIRフィルタの消費電力の低減化に繋がる。

【0073】

次にBB部40から出力されたベースバンドデジタル送信信号64は、サンプリング部10に入力される。サンプリング部10に入力されたベースバンドデジタル送信信号64は、TXI信号とTXQ信号に分けられ、それぞれTXレート変換部115、116にそれぞれ入力される。

なお、TXレート変換部115と116、FIRフィルタ113と114、DA変換器111と112、アンチエイリアスフィルタ109と110は、それぞれ同じ構成のものであり、TXI信号とTXQ信号は同じ処理を施される。

10

【0074】

TXレート変換部115、116では、各通信規格A、B、C、Dにおけるシンボルレート f_{ba} 、 f_{bb} 、 f_{bc} 、 f_{bd} のベースバンドデジタル送信信号64を、前記、式(1)(2)(3)(4)(5)(6)(7)を満足する式(12)(13)(14)(15)のレートに変換する。

図11にTXレート変換においてシンボルレート(1倍オーバーサンプリング)から5倍オーバーサンプリングにレート変換する通信規格Cを例に示す。

レート変換部115、116に入力されるシンボルレートのベースバンドデジタル送信信号64をTX2とし、TX2はCLK2と同期したシンボルレートのデータ系列となる。シンボルレートから5倍オーバーサンプリングへのレート変換は、図11を見て分かるようにCLK1のタイミングで“0”を挿入することによりレート変換を行う。

20

【0075】

レート変換部115、116の出力は、FIRフィルタ113、114に入力される。FIRフィルタ113、114に入力されたレート変換後のデータ系列に対し、FIRフィルタの構成を持つデジタルフィルタにより、各通信規格におけるベースバンド信号帯域の f_{ma} 、 f_{mb} 、 f_{mc} 、 f_{md} に見合ったカットオフ周波数による帯域制限を行う。また、必要であればロールオフの特性を持たせることもできる。FIRフィルタ113、114は、制御部50からの指示により、各通信規格の信号帯域に見合った減衰特性を持つタップ係数に変更できる機能を持つ。

【0076】

FIRフィルタ113、114の出力は、DA変換器111、112にそれぞれ入力される。DA変換器111、112では、CLK1を用いてFIRフィルタ113、114により帯域制限されたデジタル信号をアナログ信号に変換する。

30

DA変換器111、112の出力は、アンチエイリアスフィルタ109、110にそれぞれ入力される。アンチエイリアスフィルタは図6に示す(5)のような特性を持つフィルタを各通信規格で共通で利用できる。

【0077】

アンチエイリアスフィルタ109、110の出力TXI、TXQは、ベースバンドアナログ送信信号63としてRF部30に入力される。

なお、TXI信号、TXQ信号におけるレート変換部115、116、FIRフィルタ113、114は処理の順番を入れ替えてもよい。

40

図2の構成はFIRフィルタの減衰特性を重視した構成となっているが、レート変換の前にFIRフィルタに入力すればFIRフィルタの消費電力の低減化に繋がる。

【0078】

次に図1と図12を用いて制御部50の動作を説明する。図1において、制御部50はサンプリング部10に必要な各パラメータを制御信号67により各構成要素に通知し、異なる帯域の信号をサンプリングする。

図12に制御部50に記憶するパラメータを示す。制御部では、サンプリング部10に必要な各種のクロック信号を生成するPLL回路に設定するパラメータとして、各通信プロトコル用に用いるVCO分周器の分周比VCO DIV、リファレンス分周器の分周比REF DIV、及びFIRフィルタのタップ係数(図12では各通信規格毎に16タップ)、

50

受信レート変換器での間引き率・送信レート変換器での補間率である m を異なる通信規格数だけメモリに記憶しておく。制御部 50 に記憶された各パラメータは制御情報 67 として、ソフトウェア無線機が送受信する際の通信規格を変更する際にサンプリング部 10 に通知される。

【0079】

一般にソフトウェア無線機では、ユーザが在圏するエリアで通信可能な通信規格の電波をサーチして、最も電波状態の優れた通信規格、あるいは最も低価格で通信できる通信規格を選択して通信を開始することが多い。本発明をこれに当てはめた場合、制御部 50 は通信規格 A のサンプリングに必要なクロック信号を生成するために VCO 分周器の分周比 VCO DIV __A、リファレンス分周器の分周比 REF DIV __A をサンプリング部 10 に通知する。次に通信規格 A の信号をフィルタリングするために FIR フィルタのタップ係数 TAP __A [0] から TAP __A [F] を通知する。次に受信レート変換に必要な間引き率及び送信レート変換に必要な補間率 m __A を通知する。

【0080】

以上の通知及びサンプリング部 10 における各構成要素の設定が終わり次第、受信を開始して、BB 部 40 から出力される受信データ 62 に含まれるヘッダー情報あるいは CRC 検出結果を用いて通信規格 A の受信状態の良否を判断する。通信規格 A の受信状態の良否判断が終わり次第、同じように通信規格 B、通信規格 C、通信規格 D について受信状態の良否判断を行う。すべての受信状態の良否を判断した結果から、最も受信状態の優れた通信規格、あるいは最も低価格で通信できる通信規格、あるいはユーザが受信状態が良の

【0081】

実際は、受信する通信規格を変更する際には、サンプリング部 10 以外にも RF 部 30 に必要なキャリア周波数を可変させるためのシンセサイザ設定データ、BB 部 40 に必要な変復調の設定パラメータ等も通知しなければならないが、本発明の主旨からは外れるのでここでは説明を割愛する。

本実施の形態では、異なる通信規格を 4 種類で説明したが、それ以外の通信規格でももちろん構わない。

【0082】

更に本発明を実施するための最良の形態として、ベースバンド帯域でのサンプリングを例にして説明を行ったが、IF 帯域でのサンプリングにも適用できることは言うまでもない。図 2 の AD 変換器 103、104 と、FIR 105、106 との間にデジタル直交復調器を挿入し、DA 変換器 111、112 と、FIR 113、114 との間にデジタル直交変調器を挿入することにより可能となる。IF 帯域でのサンプリングの場合には、AD 変換器 103、104 と、受信のアンチエイリアスフィルタ 101、102 と、DA 変換器 111、112 と送信のアンチエイリアスフィルタ 109、110 は、それぞれ 1 個づつに減らすことが可能である。

【0083】

また、図 2 の RX レート変換部 107、108、TX レート変換部 115、116 のレート変換率 m を、複数のレート変換率に分けても構わない。例えば、 $m = i \times j \times k$ とし、レート変換率 i 、 j 、 k の 3 種類のレート変換部を配置しても構わない。とくに IF 帯域でのサンプリングを想定した場合、直交変調器及び直交復調器の入力端、出力端に配置すると各部位で、消費電力を抑えた適切なレートで処理が行うことが可能となる。

さらに本発明を実施するための最良の形態として、レート変換部のレート変換方法は送信系では 0 挿入処理、受信系では間引き処理にて説明を行ったが、比較的演算が容易な CIC (Cascaded Integrator Comb) フィルタ等を用いて、送信系、受信系ともにレート変換を行っても構わない。

【0084】

また、送受信を可能とするソフトウェア無線機として説明を行ったが、受信専用、送信

専用のソフトウェア無線機であっても構わない。

なお、本発明はソフトウェア無線機に限らず、異なる帯域を持つ複数の信号をアナログ/デジタル変換するサンプリング装置、例えば、有線通信や光、磁気、光磁気等の記録装置等にも適用できる。

【図面の簡単な説明】

【0085】

【図1】本発明のソフトウェア無線機の構成図である。

【図2】本発明のサンプリング部10の構成図である。

【図3】従来のサンプリング周波数の様子である。

【図4】従来のアンチエイリアスフィルタの特性である。

10

【図5】本発明のサンプリング周波数の様子である。

【図6】本発明のアンチエイリアスフィルタの特性である。

【図7】本発明のPLL回路117の構成図である。

【図8】本発明のPLL回路117の定数の一例である。

【図9】RXレート変換部107、108におけるタイミングチャートの一例。

【図10】RXレート変換部107、108におけるタイミングチャートの一例。

【図11】TXレート変換部115、116におけるタイミングチャートの一例。

【図12】制御部に記憶するパラメータの一例。

【符号の説明】

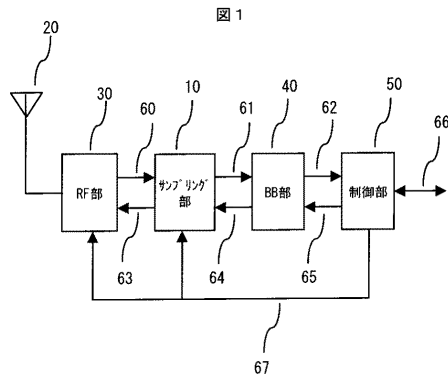
【0086】

20

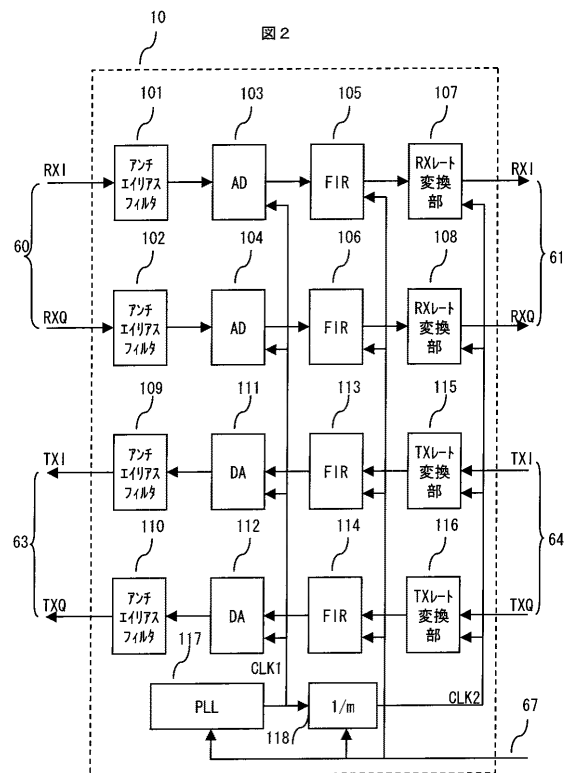
10...サンプリング部、20...アンテナ、30...RF部、40...BB部、50...制御部、60...ベースバンドアナログ受信信号、61...ベースバンドデジタル受信信号、62...受信データ、63...ベースバンドアナログ送信信号、64...ベースバンドデジタル送信信号、65...送信データ、66...情報データ、67...PLL制御信号、101、102、109、110...アンチエイリアスフィルタ、103、104...アナログ/デジタル変換器、111、112...デジタル/アナログ変換器、105、106、113、114...FIRフィルタ、107、108...RXレート変換部、115、116...TXレート変換部、117...PLL、118...1/m分周器、117a...リファレンス分周器(REFDIV)、117b...位相比較器(PC)、117c...ローパスフィルタ(LPF)、117d...電圧制御発信器(VCO)、117e...VCO分周器(VCODIV)、117f...水晶発信器(XCO)。

30

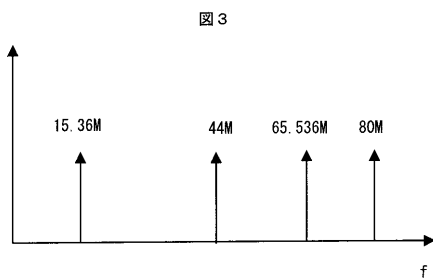
【 図 1 】



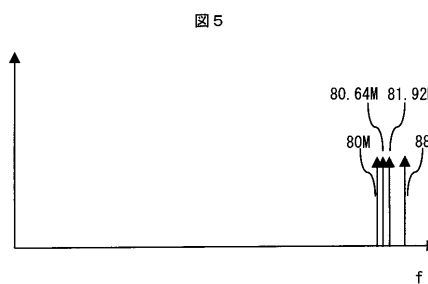
【 図 2 】



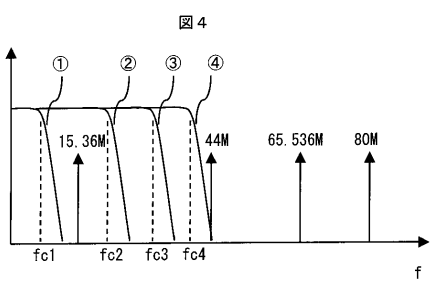
【圖 3】



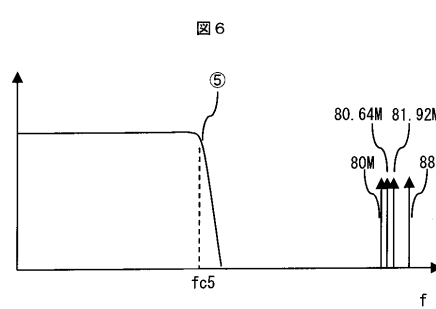
【 図 5 】



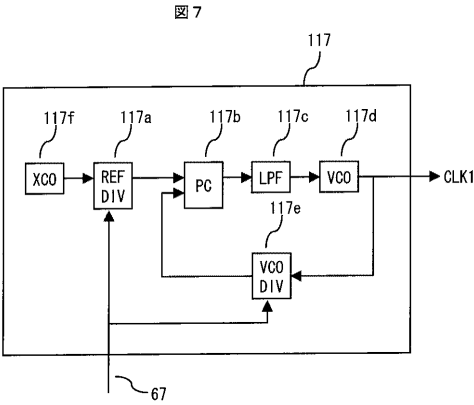
【圖 4】



【圖 6】



【図 7】

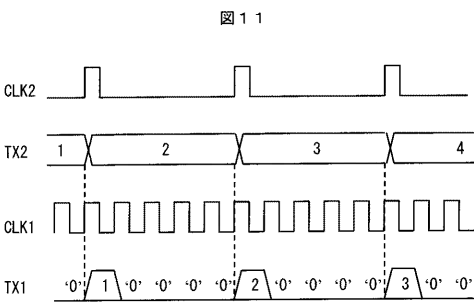


【図 8】

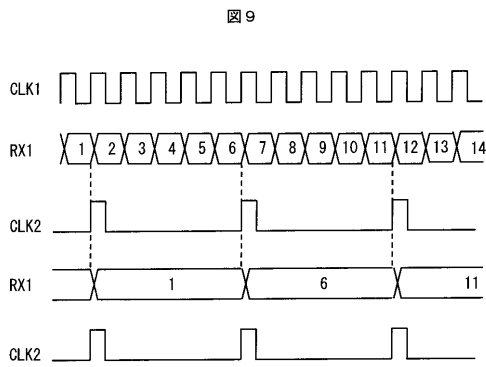
図 8

規格	REF	VCO DIV	REF DIV	CLK1 (fs)
A	8MHz	252	25	80.64MHz
B	8MHz	275	25	88MHz
C	8MHz	256	25	81.92MHz
D	8MHz	250	25	80MHz

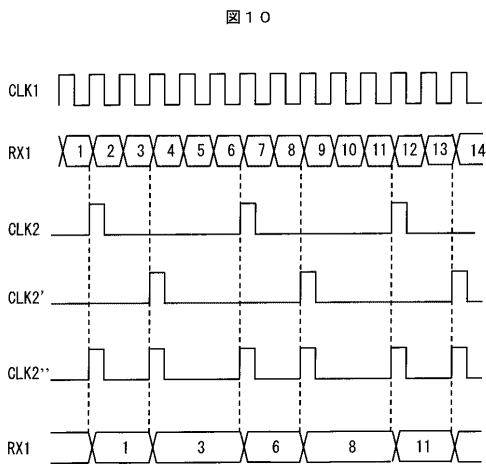
【図 11】



【図 9】



【図 10】



【図 12】

図 12

アドレス	値
000	VCO DIV_A
001	VCO DIV_B
002	VCO DIV_C
003	VCO DIV_D
004	REF DIV_A
005	REF DIV_B
006	REF DIV_C
007	REF DIV_D
008	TAP_A[0]
...	...
017	TAP_A[F]
018	TAP_B[0]
...	...
027	TAP_B[F]
028	TAP_C[0]
...	...
037	TAP_C[F]
038	TAP_D[0]
...	...
047	TAP_D[F]
048	m_A
049	m_B
04A	m_C
04B	m_D

フロントページの続き

審査官 石田 昌敏

- (56)参考文献 特開平09 - 191253 (JP, A)
特開2003 - 298456 (JP, A)
特開2002 - 368621 (JP, A)
特開2004 - 179693 (JP, A)
特表2006 - 504357 (JP, A)
国際公開第2004 / 045102 (WO, A1)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04B 1 / 38 - 1 / 58