(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3849892号
(P3849892)
(45)発行日　平成18年11月22日(2006.11.22)　(24)登録日　平成18年9月8日(2006.9.8)

(51)Int.Cl.　　F I
H03H 17/00 (2006.01)　　H03H 17/00　621H
H04B 1/04 (2006.01)　　H04B 1/04　Z

請求項の数 6　(全 19 頁)

(21)出願番号　特願平8-260298
(22)出願日　平成8年9月9日(1996.9.9)
(65)公開番号　特開平10-84252
(43)公開日　平成10年3月31日(1998.3.31)
審査請求日　平成15年2月27日(2003.2.27)

(73)特許権者　000002185
ソニー株式会社
東京都品川区北品川６丁目７番３５号
(74)代理人　100082740
弁理士　田辺　恵基
(72)発明者　迫田　和之
東京都品川区北品川６丁目７番３５号ソニー株式会社内
(72)発明者　鈴木　三博
東京都品川区北品川６丁目７番３５号ソニー株式会社内

審査官　東　昌秋

最終頁に続く

(54)【発明の名称】フイルタ装置及び無線通信端末装置

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
所定の周波数でなる基準信号に基づいて、上記基準信号と非同期でかつ当該基準信号に基づいて生成されるデータ信号を所定の倍率でオーバーサンプリングすることにより再標本化する再標本化手段
を具え、
上記再標本化手段は、
上記基準信号に基づいて上記データ信号が生成される際に、上記基準信号及び上記データ信号のタイミングに所定時間以上の時間的ずれが検出された場合に生成される制御信号が入力されるタイミングで、上記データ信号をオーバーサンプリングする倍率を変更して、上記データ信号の上記基準信号に対する時間的ずれを補正する
ことを特徴とするフイルタ装置。
【請求項２】
上記データ信号は、上記基準信号から所定の間隔毎に１クロツクタイミング分のパルス波を抜き取つて各パルス波間隔を擬似的に広げた信号に基づいて生成され、
上記制御信号は、上記パルス波の抜き取りタイミングにおいて生成され、
上記再標本化手段は、上記制御信号が入力されるタイミングにおいて、上記データ信号を１クロツクタイミング分ずらしてオーバーサンプリングする倍率を変更し、上記データ信号の上記基準信号に対する時間ずれを補正する
ことを特徴とする請求項１に記載のフイルタ装置。

【請求項３】
上記再標本化手段は、
デイジタルフイルタにおけるタツプ値を各アドレス毎に各々格納しており、アドレス値の指定に応じて上記タツプ値を読み出して送出する記憶手段と、
上記アドレス値を所定の整数Ｎ個おきに順次指定すると共に上記制御信号が入力された場合に限り上記アドレス値をＮ－１個おきで指定して、当該指定アドレス値を上記記憶手段に送出するアドレス指定手段と、
上記基準信号と非同期な周波数でなる上記データ信号のタイミングで当該データ信号をシンボル単位毎に入力して格納すると共に送出し、また当該格納したデータ信号を上記データ信号の次のシンボル単位が入力するタイミングで後段へ順次転送する複数段で形成されたシフトレジスタと、
上記シフトレジスタの各段から送出された上記データ信号と、上記記憶手段から読み出された上記タツプ値とを乗算する乗算器と、
各上記乗算結果を加算して出力する加算器と
を具えることを特徴とする請求項１に記載のフイルタ装置。
【請求項４】
所定の周波数でなる第１の基準信号を生成する基準信号生成手段と、
上記第１の基準信号に基づいて当該第１の基準信号と非同期な所望の周波数でなる第２の基準信号を生成すると共に、上記第１の基準信号及び上記第２の基準信号の時間的ずれを検出して制御信号を送出する周波数変換手段と、
上記第２の基準信号に基づいて送信シンボルを生成する送信シンボル生成手段と、
上記第１の基準信号に基づいて、上記送信シンボルを所定の倍率でオーバーサンプリングすることにより再標本化する再標本化手段と
を具え、
上記再標本化手段は、
上記制御信号の入力されるタイミングで、上記データ信号をオーバーサンプリングする倍率を変更して、上記第２の基準信号の周波数に同期した上記送信シンボルの上記第１の基準信号に対する時間的ずれを補正する
ことを特徴とする無線通信端末装置。
【請求項５】
上記周波数変換手段は、
上記第１の基準信号から所定の間隔毎に１クロツクタイミング分のパルス波を抜き取つて各パルス波間隔を疑似的に広げて上記第１の基準信号と非同期の周波数でなる上記第２の基準信号を生成すると共に、上記パルス波の抜き取りタイミング毎に上記制御信号を送出し、
上記再標本化手段は、
上記制御信号の入力されるタイミングで、上記データ信号を１クロツクタイミング分ずらしてオーバーサンプリングする倍率を変更して、上記送信シンボルの上記第１の基準信号に対する時間的ずれを補正する
ことを特徴とする請求項４に記載の無線通信端末装置。
【請求項６】
上記第１の基準信号は19.8[MHz] の周波数でなる
ことを特徴とする請求項４に記載の無線通信端末装置。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【目次】
以下の順序で本発明を説明する。
発明の属する技術分野
従来の技術（図８及び図９）
発明が解決しようとする課題

課題を解決するための手段
発明の実施の形態
（１）第１実施例（図１）
（２）第２実施例（図２～図７）
（３）他の実施例
発明の効果
【０００２】
【発明の属する技術分野】
本発明はフイルタ装置及び無線通信端末装置に関し、例えば利用周波数帯が限定された通信媒体を介して通信する無線通信システムで用いられるフイルタ装置及び無線通信端末装置に適用して好適なものである。
【０００３】
【従来の技術】
従来、この種の無線通信端末装置においては、送信するデータ信号（以下、これをベースバンド信号と呼ぶ）をデイジタル信号の状態で生成する。無線通信端末装置は生成したベースバンド信号をフイルタ装置によつて所定の周波数帯域内のアナログ信号に変換する。その後、無線通信端末装置はアナログ信号に変換したベースバンド信号に所定の変調処理を施して得られる搬送波を送信する。
【０００４】
図８は全体として無線通信端末装置内に設けられたフイルタ装置（以下、これを送信フイルタと呼ぶ）周辺の回路構成を示し、発振器１で生成したクロツク信号Ｓ１を分周器２に送出する。分周器２はクロツク信号Ｓ１の周波数を整数分の一に落として基準クロツク信号Ｓ２を生成し、分周器３に供給すると共に送信フイルタ４に供給する。分周器３は基準クロツク信号Ｓ２を更に整数分の一に落として基準クロツク信号Ｓ３を生成し、送信シンボル生成部５に供給する。ここでこの無線通信端末はＣＤＭＡ－ＰＣＳ向けの端末であるためにＡＮＳＩ規格のＪ－ＳＴＤ－008 から、送信シンボル生成部５で生成するベースバンド信号の周波数は1.2288[MHz] と規定されており、このため発振器１が生成するクロツク信号Ｓ１が19.6608[MHz]、また分周器２が生成する基準クロツク信号Ｓ２が4.9152[MHz] 、さらに分周器３が生成する基準クロツク信号Ｓ３が1.2288[MHz] となるようになされている。
送信シンボル生成部５は与えられる基準クロツク信号Ｓ３に基づいてベースバンド信号Ｓ４を生成する。送信シンボル生成部５は基準クロツク信号Ｓ３と同周波数でなるベースバンド信号Ｓ４を送信フイルタ４に送出する。
【０００５】
送信フイルタ４は再標本化器６、デイジタルフイルタ７及びデイジタル・アナログコンバータ（以下、これをＤ／Ａコンバータと呼ぶ）８からなり、分周器２から与えられる基準クロツク信号Ｓ２に基づいて動作する。送信フイルタ４は送信シンボル生成部５から与えられるベースバンド信号Ｓ４を再標本化器６に入力する。再標本化器６はベースバンド信号Ｓ４を基準クロツク信号Ｓ２の周波数でオーバーサンプリング処理する。このように再標本化器６は、ベースバンド信号Ｓ４の整数倍の周波数でなる基準クロツク信号Ｓ２に基づいてオーバーサンプリング処理する。再標本化器６は、こうしたオーバーサンプリング処理によつて得られたパルス信号Ｓ５をデイジタルフイルタ７に送出する。デイジタルフイルタ７はパルス信号Ｓ５を所定の周波数特性にしたがつて再量子化する。デイジタルフイルタ７は、こうして量子化により得られた量子化信号Ｓ６をＤ／Ａコンバータ８に送出する。Ｄ／Ａコンバータ８は量子化信号Ｓ６をアナログ信号に変換した後、これをアナログローパスフイルタ（図示せず）によつて所定の周波数帯域だけを抽出して出力する。
【０００６】
すなわち図９（Ａ）に示すように、送信シンボル生成部５で生成したベースバンド信号Ｓ４は1.2288[MHz] のインパルス列であり、これを周波数軸上で見た場合、1.2288[MHz] 幅でなる１帯域が1.2288[MHz] おきに繰り返し現れている。

再標本化器６は、図９（Ｂ）に示すように、このようなベースバンド信号Ｓ４を1.2288[MHz] の４倍の周波数である4.9152[MHz] でオーバーサンプリングすることによりベースバンド信号Ｓ４の１帯域を4.9152[MHz] 幅に広げている。この4.9152[MHz] 幅の１帯域には元の1.2288[MHz] でなる情報が４つ分含まれている。このようなオーバーサンプリングは、具体的には、ベースバンド信号Ｓ４のインパルス列間に「０」である情報を３つつめることによりなされる（図中、各インパルス間の点の部分）。
図９（Ｃ）に示すように、こうしてオーバーサンプリングにより得られたパルス信号Ｓ５はデイジタルフイルタ７によつて帯域が狭められる。こうして帯域を狭めて得られる量子化信号Ｓ６をＤ／Ａコンバータ８を介して送出することにより、送信フイルタ４は図中に示す包絡線を形成する信号を送出することができる。無線通信端末装置は、こうして送出した信号をアナログローパスフイルタを介して出力することにより、所定の周波数帯域だけを抽出して出力する。

【０００７】

無線通信端末装置は、このように送信フイルタ４でオーバーサンプリング処理することによりベースバンド信号Ｓ４の各周波数帯域間の間隔を広げることができ、アナログローパスフイルタによつて所定の周波数帯域を容易に抽出することができる。すなわち無線通信端末装置は、ベースバンド信号Ｓ４にオーバーサンプリング処理を施すことにより、アナログローパスフイルタに求められる特性を軽減して負荷を減らすようになされている。

【０００８】

一方、上述したＡＮＳＩ規格のＪ－ＳＴＤ－008 では、送受信で用いるＣＤＭＡ（Code Division Multiple Access ）チヤネルの設置間隔を５０[kHz] と規定している。このため当該規格に準拠した無線通信端末装置では５０[kHz] の整数倍でなるクロツク信号を生成し、これを送受信する信号の周波数調整を行うＲＦモジユール内に設けられた分周器に供給してＰＬＬシンセサイザを動作させることにより、５０[kHz] 刻みによるチユーニングを行つている。

【０００９】

すなわち以上のことから、ＡＮＳＩ規格のＪ－ＳＴＤ－008 に準拠した無線通信端末装置では、ベースバンド信号Ｓ４を生成するためのクロツク信号とチヤネルチユーニングするためのクロツク信号とを生成する発振器を各々別個に設ける必要がある。ここで両者の公倍数でなる周波数でクロツク信号を生成する発振器を設けることも考えられるが、このようなクロツク信号の周波数は非常に高い周波数となるために現実的では無い。

【００１０】

【発明が解決しようとする課題】

ところでかかる構成の無線通信端末装置においては、上述したようにベースバンド信号Ｓ４を生成するための発振器１と、チヤネルのチユーニング用の発振器との２つが必要となる。因みに通常、無線通信端末装置に用いられるクロツク信号生成のための発振器としては、クロツク信号に高い精度を要求されることから温度補償形電圧制御水晶発振器（ＶＣＴＣＸＯ、Voltage Controlled Temperature Compensated quartz-crystal Oscillator）と呼ばれる発振器が用いられる。

【００１１】

しかしこのようにそれぞれ別個の発振器を設けた場合、各発振器の配置場所を装置内に設けることで他の部品を実装するための実装面積が減少し、ひいては構成を複雑化して装置の小型化を妨げる要因になるという問題がある。このような問題を回避するために、１つの発振器から２種類の周波数でなるクロツク信号をそれぞれ生成する手法が考えられる。例えば発振器で生成したクロツク信号を、チヤネルのチユーニング用のクロツク信号としてそのまま用いる。一方、発振器で生成したクロツク信号の周波数変換を行つてベースバンド信号生成のためのクロツク信号を生成する。これにより１つの発振器が生成するクロツク信号から２種類の異なる周波数のクロツク信号がそれぞれ得られることになる。

【００１２】

ところが、このように周波数変換して得られたベースバンド信号生成のためのクロツク信

号は、発振器で生成した発振信号で無いためにジツタ成分を含んでいる。このようなクロツク信号は、デイジタル信号でなるベースバンド信号を生成する際には大きな問題とはならない。しかしこのようなクロツク信号に基づいて生成したベースバンド信号をデイジタル・アナログ変換して、アナログ信号でなる送信信号を生成する送信フイルタに入力した場合、出力される送信信号にスペクトルの歪みが生じるという問題がある。

【００１３】

本発明は以上の点を考慮してなされたもので、ジツタ成分による送信信号のスペクトルの歪みを補正することができると共に、構成を簡易にし得る送信フイルタ及び無線通信端末装置を提案しようとするものである。

【００１４】

【課題を解決するための手段】

かかる課題を解決するため本発明においては、所定の周波数でなる基準信号に基づいて、基準信号と非同期でかつ当該基準信号に基づいて生成されるデータ信号を所定の倍率でオーバーサンプリングすることにより再標本化する再標本化手段を設け、再標本化手段は、基準信号に基づいてデータ信号が生成される際に、基準信号及びデータ信号のタイミングに所定時間以上の時間的ずれが検出された場合に生成される制御信号が入力されるタイミングで、データ信号をオーバーサンプリングする倍率を変更して、データ信号の基準信号に対する時間的ずれを補正するようにした。

【００１５】

基準信号に基づいてデータ信号が生成される際に、基準信号及びデータ信号のタイミングに所定時間以上の時間的ずれが検出された場合に生成される制御信号が入力されるタイミングで、データ信号をオーバーサンプリングする倍率を変更して、データ信号の基準信号に対する時間的ずれを補正するようにしたことにより、基準信号の周波数とデータ信号の周波数とが非同期であることに起因する時間的ずれを補正して送信信号にスペクトルの歪みが生じることを防止でき、他系統に供給するデータ信号と非同期な基準信号を流用して不都合無く送信信号を生成することができる。

【００１６】

【発明の実施の形態】

以下図面について、本発明の一実施例を詳述する。

【００１７】

（１）第１実施例

図１は全体として無線通信端末装置内に設けられた送信フイルタ周辺の回路構成を示し、発振器１１が生成したクロツク信号Ｓ１１をクロツク周波数変換器１２及び分周器１３にそれぞれ供給する。クロツク信号Ｓ１１の周波数は送信シンボル生成部１６が生成するベースバンド信号Ｓ１５の周波数1.2288[MHz] と同期しておらず（すなわち1.2288[MHz] の整数倍で無く）、その周波数は19.8[MHz] である。

【００１８】

分周器１３は、発振器１１から供給されたクロツク信号Ｓ１１に基づき、当該クロツク信号Ｓ１１の周波数を整数分の一に落とした基準クロツク信号Ｓ１２を生成する。具体的にはクロツク信号Ｓ１１を４分周して、4.95[MHz] の周波数でなる基準クロツク信号Ｓ１２を生成する。分周器１３はクロツク信号Ｓ１１及び基準クロツク信号Ｓ１２を送信フイルタ１４に供給する。送信フイルタ１４はクロツク信号Ｓ１１を再標本化器１７及びデイジタルフイルタ１８に供給し、また基準クロツク信号Ｓ１２をＤ／Ａコンバータ１９に供給する。

【００１９】

一方、クロツク周波数変換器１２は、クロツク信号Ｓ１１から一定の周期毎にパルス波を１つ抜いて、クロツク信号Ｓ１１のタイミング周波数を変更したクロツク信号Ｓ１３を生成する。具体的にはクロツク信号Ｓ１１から4125/29 の間隔毎に１つのパルス波を抜き取ることで、ベースバンド信号Ｓ１５に同期した19.6608[MHz]の基準クロツク信号Ｓ１３を擬似的に生成する。すなわち発振器１１の生成するクロツク信号Ｓ１１の周波数をf_{in}と

し、ベースバンド信号Ｓ１５の周波数をf_{out}とした場合、クロツク信号Ｓ１１の周波数とベースバンド信号Ｓ１５の周波数との差分値と、クロツク信号Ｓ１１の周波数との比、つまり

【数１】

$$\frac{f_{in}}{f_{in}-f_{out}} \quad \cdots\cdots (1)$$

からパルス波を抜き取る間隔が得られる。クロツク周波数変換器１２は、この間隔でクロツク信号Ｓ１１からパルス波を抜き取ることでf_{out}の周波数でなる出力を得ることができる。

【００２０】

但し、クロツク周波数変換器１２の出力であるクロツク信号Ｓ１３は、分周器１５によつて分周されるようになされている。したがつて分周器１５の分周率をＮとした場合、実際にはクロツク信号Ｓ１１の周波数とベースバンド信号Ｓ１５の周波数のＮ倍との差分値と、クロツク信号Ｓ１１の周波数との比、つまり

【数２】

$$\frac{f_{in}}{f_{in}-(N\times f_{out})} \quad \cdots\cdots (2)$$

からパルス波を抜き取る間隔が得られる。ここでクロツク信号Ｓ１１の周波数f_{in}が19.8[MHz]、ベースバンド信号Ｓ１５の周波数が1.2288[MHz]であり、分周器１５による分周率Ｎが後述するように１６であることから（２）式より、上述したように4125/29 の間隔でパルス波を抜き取り、パルス波を抜き取つた信号を分周器１５で分周することでベースバンド信号Ｓ１５の周波数1.2288[MHz]でなる出力を得ることができることがわかる。

【００２１】

クロツク周波数変換器１２は生成した19.6608[MHz]でなる基準クロツク信号Ｓ１３を分周器１５に送出する。分周器１５は基準クロツク信号Ｓ１３を１６分周して1.2288[MHz]でなる基準クロツク信号Ｓ１４を生成し、送信シンボル生成部１６に供給する。送信シンボル生成部１６は基準クロツク信号Ｓ１４に基づいて同一の周波数でなるベースバンド信号Ｓ１５を生成し、送信フイルタ１４に送出する。

またクロツク周波数変換器１２はクロツク信号Ｓ１１からパルス波を抜き取るタイミングでトリガ信号Ｓ１６を生成し、送信フイルタ１４に送出する。送信フイルタ１４はトリガ信号Ｓ１６を再標本化器１７に供給する。

【００２２】

再標本化器１７はクロツク信号Ｓ１１に基づいてベースバンド信号Ｓ１５をオーバーサンプリングする。ここでオーバーサンプリングの倍率は基本的には１６倍である。この際、ベースバンド信号Ｓ１５が1.2288[MHz]であり、クロツク信号Ｓ１１が19.8[MHz]であることから、クロツク信号Ｓ１１とベースバンド信号Ｓ１５は非同期となつている。このため再標本化器１７による再標本化のペースとベースバンド信号Ｓ１５の入力のペースとがずれることになる。再標本化器１７はトリガ信号Ｓ１６に基づいて、このずれを補正する。

【００２３】

すなわち再標本化器１７にはクロツク周波数変換器１２からトリガ信号Ｓ１６が供給されているが、このトリガ信号Ｓ１６は19.8[MHz]でなるクロツク信号Ｓ１１からパルス波を抜き取るタイミングで生成されているため、クロツク信号Ｓ１１と19.6608[MHz]でなる基準クロツク信号Ｓ１３とのずれを補正するタイミングを示していると言える。再標本化器

１７はトリガ信号Ｓ１６で示されるタイミングでオーバーサンプリングの間隔に１クロック分を挿入し、そのタイミング時に限つて１６倍では無く１７倍でオーバーサンプリングすることにより、上述したずれを補正する。再標本化器１７は、こうしてベースバンド信号Ｓ１５をオーバーサンプリングすることにより得られる19.8[MHz] でなるパルス信号Ｓ１７をデイジタルフイルタ１８に送出する。

【００２４】

デイジタルフイルタ１８はクロツク信号Ｓ１１に基づいて動作し、19.8[MHz] でなるパルス信号Ｓ１７の周波数帯域を4.95[MHz] に狭めた量子化信号Ｓ１８を生成する。具体的にはパルス信号Ｓ１７のパルス波４つにつき１つの割合で送出する。デイジタルフイルタ１８は、こうして得られた量子化信号Ｓ１８をＤ／Ａコンバータ１９に送出する。

Ｄ／Ａコンバータ１９は4.95[MHz] でなる基準クロツク信号Ｓ１２に基づいて動作し、デイジタル信号でなる量子化信号Ｓ１８をアナログ信号に変換して出力する。こうしてアナログ変換された信号は、この後、アナログローパスフイルタ（図示せず）に入力されて所望の周波数成分のみが取り出される。

【００２５】

以上の構成において、発振器１１により生成するクロツク信号Ｓ１１の周波数を19.8[MHz] とする理由について説明する。まずクロツク信号Ｓ１１に要求される条件について第１～第４までを説明する。

まず第１に無線通信端末装置で用いられる発振器は一般に電圧制御水晶発振器であり、特に１０数[MHz] ～２０数[MHz] のものが入手が容易である。したがつてクロツク信号を１０数[MHz] ～２０数[MHz] とすることが望ましい。第２に無線通信端末装置では、1.2288[MHz] のベースバンド信号を送信側及び受信側で、８倍又は４倍にオーバーサンプリングすることから、最低でも1.2288[MHz] の８倍の周波数でなるクロツク信号が必要である。第３にＡＮＳＩ規格のＪ－ＳＴＤ－008 によつて、ＣＤＭＡ（Code Division Multiple Access ）チヤネルのチヤネル間隔が５０[kHz] であることが定められているため、チユーニング用のクロツク信号として５０[kHz] の整数倍でなる周波数の信号が必要である。第４にＡＮＳＩ規格のＪ－ＳＴＤ－008 はアナログ通信システムにも対応し得るように考慮されている。ここでアナログ通信システムの代表的な一形態であるＡＭＰＳ（Advanced Mobile Phone System）ではチヤネル間隔が３０[kHz] である。したがつてチユーニング用のクロツク信号の周波数は３０[kHz] の整数倍であることが望ましい。

【００２６】

しかし以上の条件を全て満たすことは困難であるため、何方かの条件を削ることとし、ここでは第２の条件である1.2288[MHz] の８倍の周波数であることを条件から外す。但し、上述の構成及び方法によつてベースバンド信号Ｓ１５の整数倍の周波数に近似した周波数のクロツク信号Ｓ１１を用いて、ベースバンド信号Ｓ１５の整数倍の周波数でなる基準クロツク信号Ｓ１３を擬似的に生成することができるようになされているため、大きな問題とはならない。

すなわち第２の条件によるベースバンド信号Ｓ１５の整数倍の周波数で、かつ第１の条件を満たすとすると、19.6608[MHz]の周波数でなる信号となるが、この周波数では第３の条件を満たすことが出来ない。このため、19.6608[MHz]の周波数に近似した周波数でかつ第３及び第４の条件を満たすものとして、19.8[MHz] の周波数でなる信号が発振器１１で生成するクロツク信号Ｓ１１として適当であることがわかる。

【００２７】

無線通信端末装置は、上述のような条件を満たすものとして19.8[MHz] でなるクロツク信号Ｓ１１を発振器１１で生成してチヤネルのチユーニングに用いる（図示せず）と共に、クロツク周波数変換器１２で（２）式から得られる間隔毎にクロツク信号Ｓ１１からパルス波を抜き取ることで19.6608[MHz]の周波数でなる基準クロツク信号Ｓ１３を擬似的に生成することができ、この基準クロツク信号Ｓ１３から1.2288[MHz] でなるベースバンド信号Ｓ１５を生成し得る。

このように無線通信端末装置は、発振器１１が生成するクロツク信号Ｓ１１から基準クロ

ツク信号Ｓ１３を擬似的に生成するようにしたことによつて、単一の発振器１１が生成したクロツク信号Ｓ１１から非同期な周波数の基準クロツク信号Ｓ１３を得ることができ、全体として構成を簡易にし得る。また無線通信端末装置は発振器１１として一般に用いられるＶＣＴＣＸＯ（温度補償形電圧制御水晶発振器）が高価であるため、このように単一の発振器１１が生成するクロツク信号Ｓ１１のみで装置全体を不都合無く駆動し得るようにしたことにより装置としてのコストを低減し得る。

【００２８】

また基準クロツク信号Ｓ１３に基づいて生成されるベースバンド信号Ｓ１５は、再標本化器１７によりオーバーサンプリングされる。具体的には再標本化器１７がベースバンド信号Ｓ１５の１６倍の周波数でなる19.6608[MHz]を動作周波数と仮想的に見なしてサンプリング処理するため、ベースバンド信号Ｓ１５には１６倍のオーバーサンプリング処理がなされていく。しかし実際には再標本化器１７は19.8[MHz] でなるクロツク信号Ｓ１１に基づいて駆動しているため、オーバーサンプリング処理に対してベースバンド信号Ｓ１５の入力が遅れるタイミングが生じることになる。

【００２９】

このため再標本化器１７にはクロツク周波数変換器１２からトリガ信号Ｓ１６が供給されており、トリガ信号Ｓ１６で示されるタイミングに応じてサンプリング倍率を変更するようになされている。クロツク周波数変換器１２はクロツク信号Ｓ１１から１クロツク分だけ所定間隔毎にパルス波を抜き取ることにより擬似的に基準クロツク信号Ｓ１３を生成すると共に、抜き取りのタイミングを示すトリガ信号Ｓ１６を再標本化器１７に供給する。再標本化器１７は基本的には１６倍でオーバーサンプリング処理を行い、トリガ信号Ｓ１６が入力されたタイミング時に限つて１７倍でオーバーサンプリング処理を行う。

すなわちクロツク周波数変換器１２による１クロツク分のパルス波の抜き取りにより再標本化器１７のサンプリング周波数とベースバンド信号Ｓ１５とが非同期となるのであるから、トリガ信号Ｓ１６により示されるタイミング時に当該１クロツク分だけサンプリング倍率を増やして１７倍オーバーサンプリングすることにより、上述した遅れによるタイミングずれを補正することができる。

【００３０】

このように無線通信端末装置は再標本化器１７によるトリガ信号Ｓ１６に応じたサンプリング倍率の変更によつて、サンプリング周波数に対するベースバンド信号Ｓ１５のタイミングずれを補正することができ、パルス信号Ｓ１７に生じるスペクトルの歪みを最小限とすることができる。因みにこのような補正処理を行つた場合においては、パルス信号Ｓ１７のエネルギー（すなわちスペクトル）に若干の歪みが生じるが、このときエネルギーの減少比は１６／１７にとどまる。

【００３１】

以上の構成によれば、発振器１１が生成するクロツク信号Ｓ１１からクロツク周波数変換器１２によつて所定の間隔で１クロツク分のパルス波を抜き取り処理することにより異なる周波数の基準クロツク信号Ｓ１３を得ることができ、またクロツク周波数変換器１２がパルス波を抜き取るタイミングで送出するトリガ信号Ｓ１６に応じてサンプリング倍率を変更することにより、再標本化器１７を駆動するクロツク信号Ｓ１１とベースバンド信号Ｓ１５との同期ずれを補正してパルス信号Ｓ１７に生じるスペクトルの歪みを最小限とすることができる。かくしてベースバンド信号Ｓ１５と非同期でなるクロツク信号Ｓ１１を用いて不都合無くオーバーサンプリング処理し得るために、無線通信端末装置を簡易な構成で実現することができる。

【００３２】

（２）第２実施例

図２において、２０は全体として無線通信端末装置における送信フイルタの内部構成を示し、デイジタルフイルタ及び再標本化器を一体化した回路構成となつている。

送信フイルタ２０には19.8[MHz] でなるクロツク信号Ｓ１１（図１）を分周して得られる4.95[MHz] でなる基準クロツク信号Ｓ２０が供給されており、この基準クロツク信号Ｓ２

０をアドレス指定部２１Ａ～２１Ｄ、乗算器２２Ａ～２２Ｄ及び加算器２３に入力する。なお基準クロツク信号Ｓ２０はＤ／Ａコンバータ１９にも供給されている。

【００３３】

送信フイルタ２０はクロツク周波数変換器１２（図１）から与えられるトリガ信号Ｓ１６をカウンタ２４及びアドレス指定部２１Ａに入力する。ここでアドレス指定部２１Ａ～２１Ｄはアドレス指定部２１Ａにトリガ信号Ｓ１６が入力された場合、各々アドレス指定部２１Ａから２１Ｂに、２１Ｂから２１Ｃに、２１Ｃから２１Ｄに順次トリガ信号Ｓ１６を受け渡していく。またカウンタ２４はトリガ信号Ｓ１６の入力回数を計数して、入力４回に対して１回、制御信号Ｓ２１をアドレス指定部２１Ａ～２１Ｄに送出する。

【００３４】

各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄは基準クロツク信号Ｓ２０が入力される毎に各ＲＯＭに記憶されているデータを読み出すためのアドレスを算出し、得られたアドレス値を対応するＲＯＭ２５Ａ～２５Ｄにそれぞれ送出する。また各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄはカウンタ２４から制御信号Ｓ２１が供給された場合、予め設定された所定値のアドレス値を選択して、対応するＲＯＭ２５Ａ～２５Ｄにそれぞれ送出する。

【００３５】

各ＲＯＭ２５Ａ～２５Ｄには、後述するベースバンド信号Ｓ１５を１６倍オーバーサンプリングするためのタツプ値をデータとして各アドレス値毎に記憶しており、各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄから指定されたアドレス値に応じてこれらのタツプ値を送出する。具体的には、ＲＯＭ２５Ａはアドレス値０～１６にそれぞれ０～１６番目のタツプ値を、ＲＯＭ２５Ｂはアドレス値０～１６にそれぞれ１６～３２番目のタツプ値を、ＲＯＭ２５Ｃはアドレス値０～１６にそれぞれ３２～４８番目のタツプ値を、ＲＯＭ２５Ｄはアドレス値０～１６にそれぞれ４８～６４番目のタツプ値を格納している。なお、これはデイジタルフイルタとしてのタツプ数が６５でかつトリガ信号Ｓ１６がクロツク信号Ｓ１１で６５パルス以下の間隔で発生することがない場合の設定である。

【００３６】

図３は、デイジタルフイルタのタツプ数が６５で、トリガ信号Ｓ１６が６５パルス以下の間隔で発生することがない場合に、アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄが出力する値によりＲＯＭ２５Ａ～２５Ｄから各々出力される値の状態遷移図である。

図３（Ａ）に示すように、例えばアドレス指定部２１ＡではＲＯＭ２５Ａから読み出すタツプ値が順次３、７、１１、１５の繰り返し状態となるようにアドレス値を指定し、トリガ信号Ｓ１６が入力された際にタツプ値が２、６、１０、１４の繰り返しの状態になるようにアドレス値を遷移する。また図３（Ｂ）に示すように、例えばアドレス指定部２１ＢではＲＯＭ２５Ｂから読み出すタツプ値が順次１９、２３、２７、３１の繰り返し状態となるようにアドレス値を指定し、トリガ信号Ｓ１６が入力された際にタツプ値が１８、２２、２６、３０の繰り返しの状態になるようにアドレス値を遷移する。また図３（Ｃ）に示すように、例えばアドレス指定部２１ＣではＲＯＭ２５Ｃから読み出すタツプ値が順次３５、３９、４３、４７の繰り返し状態となるようにアドレス値を指定し、トリガ信号Ｓ１６が入力された際にタツプ値が３４、３８、４２、４６の繰り返し状態になるようにアドレス値を遷移する。また図３（Ｄ）に示すように、例えばアドレス指定部２１ＤではＲＯＭ２５Ｄから読み出すタツプ値が順次５１、５５、５９、６３の繰り返し状態となるようにアドレス値を指定し、トリガ信号Ｓ１６が入力された際にタツプ値が５０、５４、５８、６２の繰り返しの状態になるようにアドレス値を遷移する。

【００３７】

すなわちアドレス指定部２１Ａ～２１Ｄでは、基準クロツク信号Ｓ２０により示される各タイミング時に

【数３】

$$addr\text{-}new = (addr\text{-}old + 4) \bmod 16 + N$$

ここで、
- ２１Ａでは　Ｎ＝０
- ２１Ｂでは　Ｎ＝１６
- ２１Ｃでは　Ｎ＝３２
- ２１Ｄでは　Ｎ＝４８

……（３）

から新たに指定するアドレス値を算出する。これは新たに指定するアドレスをaddr-newとし、前回のタイミング時に指定したアドレスをaddr-oldとした場合、前回のアドレス値から４つとばしで次に指定するアドレスを算出するということである。このように送信フィルタ２０は各ＲＯＭ２５Ａ～２５Ｄに記憶した１６倍オーバーサンプリングのためのタップ値をアドレス値４つごとに読み出すことで、１６倍オーバーサンプリングで得られるベースバンド信号Ｓ１５を４倍オーバーサンプリングした際の周波数4.95[MHz] で送出する。

【００３８】

またトリガ信号Ｓ１６が入力されてフラグが立てられている場合は、基準クロツク信号Ｓ２０により示される各タイミング時にベースバンド信号Ｓ１５と基準クロツク信号Ｓ２０とのタイミングのずれを補正するため、

【数４】

$$addr\text{-}new = (addr\text{-}old + 4 - 1) \bmod 16 + N$$

$$= (addr\text{-}old + 3) \bmod 16 + N$$

ここで、
- ２１Ａでは　Ｎ＝０
- ２１Ｂでは　Ｎ＝１６
- ２１Ｃでは　Ｎ＝３２
- ２１Ｄでは　Ｎ＝４８

……（４）

から新たな遷移状態に移るためのアドレス値を算出する。この後、アドレス指定部２１Ａは再び（３）式に基づいてアドレス値を算出していく。

図４に示すように、こうしたアドレス値の指定により各ＲＯＭ２５Ａ～２５Ｄから読み出されるタツプ値はそれぞれ所定の繰り返し順序で変化する。ここでトリガ信号Ｓ１６が入力されたことによるフラグが立てられた場合、例えば３、７、１１、１５の繰り返し状態

でタップ値を変化させるアドレス値の遷移は、アドレス値が先頭のアドレス値に戻る、例えばタップ値が１５から３になる際に、新たな遷移状態に移つて２、６、１０、１４の繰り返し状態となる。同様にトリガ信号Ｓ１６が入力されたことによるフラグが立てられた場合、１９、２３、２７、３１の繰り返し状態は１８、２２、２６、３０の遷移状態に移り、また３５、３９、４３、４７の繰り返し状態は３４、３８、４２、４６の遷移状態に移り、また５１、５５、５９、６３の繰り返し状態は５０、５４、５８、６２の遷移状態に移る。

【００３９】

また例えばトリガ信号Ｓ１６が６５（すなわちフイルタのタップ数）パルス以下の間隔で発生する場合、各ＲＯＭ２２Ａ～２２Ｄには２つ以上の重複するタップ値を格納する場合もある。トリガ信号Ｓ１６が３３パルス以上の間隔で発生し得る場合（すなわち、３２パルス以下の間隔で発生することがないが、６５パルス以下の間隔で発生し得る場合には）、図５に示すように、アドレス指定部２１Ｃ及び２１Ｄはトリガ信号Ｓ１６が入力された場合と制御信号Ｓ２１が入力された場合とで新たに移る遷移状態が異なる。この場合、ＲＯＭ２５Ｃはアドレス値０～１７にそれぞれ３２～４９番目のタップ値を、ＲＯＭ２５Ｄはアドレス値０～１８にそれぞれ４８～６６番目のタップ値を格納している。

【００４０】

すなわち図５（Ｃ）に示すように、アドレス指定部２１ＣはＲＯＭ２５Ｃから読み出すタップ値が３３、３７、４１、４５の繰り返し状態となるようなアドレス値を送出している際に、トリガ信号Ｓ１６が入力されたことによるフラグが立てられた場合、３２、３６、４０、４４の繰り返し状態でタップ値を変化させるようなアドレス値の遷移状態に移る。この後、制御信号Ｓ２１が入力して４８番目のタップ値を送出させた後で３６、４０、４４、４８の繰り返し状態でタップ値を変化させるようなアドレス値の遷移状態に移る。

【００４１】

ところが、この場合トリガ信号Ｓ１６は、４８パルス以下の間隔で発生することもあり、４８パルス以下の間隔でトリガ信号Ｓ１６が連続して入力された場合には、アドレス指定部２１ＣはＲＯＭ２５Ｃから読み出すタップ値が３３、３７、４１、４５の繰り返し状態となるようなアドレス値を送出している際に制御信号Ｓ２１が入力される。この場合は４９番目のタップ値を送出させた後、３７、４１、４５、４９の繰り返し状態でタップ値を変化させるようなアドレス値の遷移状態に移る。この後、トリガ信号Ｓ１６が入力されることになるため、３６、４０、４４、４８の繰り返し状態でタップ値を変化させるようなアドレス値の遷移状態に移る。

【００４２】

同様に図５（Ｄ）に示すように、アドレス指定部２１ＤはＲＯＭ２５Ｄから読み出すタップ値が５０、５４、５８、６２の繰り返し状態となるようなアドレス値を送出している際に、トリガ信号Ｓ１６が入力される場合と制御信号Ｓ２１が入力される場合とがある。ここで制御信号Ｓ２１が入力されるのは４８パルス以下の間隔でトリガ信号Ｓ１６が連続して入力された場合である。トリガ信号Ｓ１６が入力された場合、アドレス指定部２１Ｄは４９、５３、５７、６１の繰り返し状態でタップ値を変化させるようなアドレス値の遷移状態に移り、また制御信号Ｓ２１が入力された場合には６６番目のタップ値を送出させた後に５４、５８、６２、６６の繰り返し状態でタップ値を変化させるようなアドレス値の遷移状態に移る。

【００４３】

さらにトリガ信号Ｓ１６が入力されて４９、５３、５７、６１の繰り返し状態でタップ値を変化させるようなアドレス値の遷移状態に移つた場合にもトリガ信号Ｓ１６が入力される場合と制御信号Ｓ２１が入力される場合とがある。ここで制御信号Ｓ２１が入力されるのは６４パルス以下の間隔でトリガ信号Ｓ１６が連続して入力された場合である。トリガ信号Ｓ１６が入力された場合、アドレス指定部２１Ｄは４８、５２、５６、６０の繰り返し状態でタップ値を変化させるようなアドレス値の遷移状態に移り、また制御信号Ｓ２１が入力された場合、６５番目のタップ値を送出した後に５３、５７、６１、６５の繰り返

し状態でタップ値を変化させるようなアドレス値の遷移状態に移る。
このように各ＲＯＭ２２Ａ～２２Ｄにはトリガ信号Ｓ１６の間隔に応じてタップ値が格納されており、各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄは、こうしたアドレス値の遷移によつて対応する各ＲＯＭ２５Ａ～２５Ｄからタップ値を読み出して乗算器２２Ａ～２２Ｄにそれぞれ送出する。

【００４４】

一方、送信フイルタ２０は送信シンボル生成部１６（図１）から供給されるベースバンド信号Ｓ１５を入力バツフア（図示せず）を介して一定時間遅延させた後、シフトレジスタ２６Ａに入力する。具体的にはベースバンド信号Ｓ１５をシンボル単位のデータに区切つた場合の１シンボル分程度、遅延させる。シフトレジスタ２６Ａはこうして入力されるベースバンド信号Ｓ１５を各シンボル単位毎に格納すると共に、このシンボル単位のデータを乗算器２２Ａに供給する。またシフトレジスタ２６Ａは、次のシンボル単位データが入力された場合、先に格納したシンボル単位データを後段のシフトレジスタ２６Ｂにシフトする。シフトレジスタ２６Ｂはシフトレジスタ２６Ａからシフトされて入力したシンボル単位データを格納すると共に、乗算器２２Ｂに当該シンボル単位データを供給する。またシフトレジスタ２６Ｂは次のデータがシフトレジスタ２６Ａからシフトされて入力した場合、先に格納したシンボル単位データを後段のシフトレジスタ２６Ｃにシフトする。シフトレジスタ２６Ｃはシフトレジスタ２６Ｂからシフトされて入力したシンボル単位データを格納すると共に、乗算器２２Ｃに当該シンボル単位データを供給する。またシフトレジスタ２６Ｃは次のシンボル単位データがシフトレジスタ２６Ｂからシフトされて入力した場合、先に格納したシンボル単位データを後段のシフトレジスタ２６Ｄにシフトする。シフトレジスタ２６Ｄはシフトレジスタ２６Ｃからシフトされて入力したシンボル単位データを格納すると共に、乗算器２２Ｄに当該シンボル単位データを送出する。またシフトレジスタ２６Ｄは次のシンボル単位データがシフトレジスタ２６Ｃからシフトされて入力した場合、先に格納したシンボル単位データをクリアして新たなシンボル単位データを格納する。

【００４５】

各乗算器２２Ａ～２２Ｄは、こうしてシフトレジスタ２６Ａ～２６Ｄから送出されるベースバンド信号の各シンボル単位のデータに、対応する各ＲＯＭ２５Ａ～２５Ｄから与えられるタップ値を基準クロツク信号Ｓ２０により示されるタイミング毎に乗算して、得られた値を加算器２３に送出する。加算器２３は、これらの値を基準クロツク信号Ｓ２０により示されるタイミング毎に加算して、得られた量子化信号Ｓ１８をＤ／Ａコンバータ１９に与える。Ｄ／Ａコンバータ１９は基準クロツク信号Ｓ２０に基づいて動作し、デイジタル信号でなる量子化信号Ｓ１８をアナログ信号に変換して出力する。なお、こうしてアナログ変換された信号は、この後、アナログローパスフイルタ（図示せず）に入力されて所望の周波数成分のみが取り出される。

【００４６】

ここで各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄは以下に説明する制御手順でタップ値を読み出すためのアドレス値を算出し、得られたアドレス値を対応するＲＯＭ２５Ａ～２５Ｄにそれぞれ送出する。
図６に示すように、各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄはステツプ ＳＰ１で手順を開始し、まずステツプＳＰ２で、対応するＲＯＭ２５Ａ～２５Ｄにそれぞれ送出するアドレス値の初期値を設定する。次に各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄはステツプ ＳＰ３で、アドレス値の繰り返し状態を計数するカウント値ＣＯを０にする。続いて各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄはステツプ ＳＰ４で、基準クロツク信号Ｓ２０によるクロツク入力を検出する。検出されなければそのまま入力されるまで待機状態を維持し、検出した場合に次のステツプに進む。クロツク入力を検出した各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄは次に、ステツプＳＰ５で、設定されたアドレス値を各々対応するＲＯＭに送出してアドレス値に対応するタップ値を読み出させる。

【００４７】

こうしてアドレス値を送出した各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄは、ステップＳＰ６で、次に指定するための新たなアドレス値を算出する。新たに指定するアドレス値は、前回指定したアドレス値に４を加算して算出する。また各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄは、ステップＳＰ７で、カウント値ＣＯに１を加算してカウント回数を計数する。各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄは、ステップＳＰ８で、こうして計数するカウント値ＣＯが４である場合、すなわちステップＳＰ４～ステップＳＰ７を４回繰り返した場合に次のステップに進む。カウント値ＣＯが４で無い場合はステップＳＰ４に戻り、現状のアドレス遷移状態を繰り返す。

【００４８】

各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄは、ステップＳＰ８で、ステップＳＰ４～ステップＳＰ７を４回繰り返したことを判別すると、ステップＳＰ９に進んでカウンタ２４から制御信号Ｓ２１が入力されているか否かの検出を行う。各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄでは、制御信号Ｓ２１が入力された場合フラグが立てられるようになされており、どのようなタイミングで入力されても後に検出し得るようになつている。ここで制御信号Ｓ２１が入力されたことを示すフラグが立てられている場合はステップＳＰ１５に進み、立てられていない場合はステップＳＰ１０に進む。

【００４９】

制御信号Ｓ２１が入力されていない場合、各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄはステップ
ＳＰ１０で、クロツク周波数変換器１２（図１）からトリガ信号Ｓ１６が入力されているか否かを検出する。各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄでは、トリガ信号Ｓ１６が入力された場合フラグが立てられるようになされており、どのようなタイミングで入力されても後に検出し得るようになつている。ここでトリガ信号Ｓ１６が入力されたことを示すフラグが立てられている場合はステップＳＰ１２に進み、立てられていない場合はステップＳＰ１１に進む。

【００５０】

こうしてアドレス値の遷移が４回繰り返された（ＳＰ４～ＳＰ８）時点で制御信号Ｓ２１又はトリガ信号Ｓ１６が入力されていない場合、各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄはステップ
ＳＰ１１で、現状のアドレス値から１６を減算して新たなアドレス値を算出する。例えばアドレス値が現状で１９であつた場合、ｍｏｄ１６すなわち現状のアドレス値から１６を減算することにより３が新たなアドレス値として得られる。こうして制御信号Ｓ２１又はトリガ信号Ｓ１６が入力されていない場合は、例えば３、７、１１、１５で１５から３に戻るという繰り返し状態でアドレスを遷移して（ＳＰ３～ＳＰ１１）、ステップＳＰ３に戻る。

【００５１】

一方、制御信号Ｓ２１が入力されておらず、トリガ信号Ｓ１６が入力されている場合、各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄはステップ
ＳＰ１２で、アドレス値から１を減算して新たなアドレス値を算出する。この後、各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄはステップ
ＳＰ１３で、トリガ信号Ｓ１６により立てられたフラグをクリアし、ステップＳＰ１４で後段のアドレス指定部に当該トリガ信号Ｓ１６を送出する。すなわちトリガ信号Ｓ１６はまずアドレス指定部２１Ａに入力され、ステップＳＰ１３によるフラグのクリアの後に後段のアドレス指定部２１Ｂに入力される。以下同様に、アドレス指定部２１Ｂからアドレス指定部２１Ｃに、アドレス指定部２１Ｃからアドレス指定部２１Ｄに、それぞれステップＳＰ１３によるフラグのクリアの後に入力される。

こうして後段へトリガ信号Ｓ１６を送出した後、各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄはステップ
ＳＰ１１に進み、新たなアドレス値を算出する。この際、各アドレス値は１減算されていることにより、新たな繰り返し状態に遷移している（図３）。

【００５２】

また、制御信号Ｓ２１が入力されている場合、各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄはステップ
ＳＰ１５に進み、基準クロツク信号Ｓ２０によるクロツク入力を検出する。検出されなければそのまま入力されるまで待機状態を維持し、検出した場合に次のステップに進む。

クロツク入力を検出した各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄは次に、現状で得られているアドレス値を対応するＲＯＭ２５Ａ～２５Ｄに送出する。続いて各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄは、ステツプＳＰ１７で、制御信号Ｓ２１を入力したことにより立てられたフラグをクリアする。フラグのクリア後、各アドレス指定部２１Ａ～２１ＤはステツプＳＰ１８で、アドレス値に４を加算する。この後、各アドレス指定部２１Ａ～２１ＤはステツプＳＰ１０に進んでトリガ信号Ｓ１６の検出を行い、検出された場合はステツプＳＰ１２へ、検出されなかつた場合はステツプＳＰ１１に進む。

【００５３】

図７に示すように、各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄでは特定の条件の場合、すなわちトリガ信号Ｓ１６を入力した場合及びトリガ信号Ｓ１６の入力を４回計数したカウンタ２４から制御信号Ｓ２１が入力された場合に、所定の繰り返し状態から別の繰り返し状態にアドレス値の遷移状態を変化させる。

制御信号Ｓ２１が入力されたことによるフラグが立てられた場合、例えばアドレス指定部２１Ａでは０、４、８、１２の繰り返し状態でタツプ値を変化させるアドレス値の遷移を、１６番目のタツプ値を指定するアドレス値を送出した後、新たな遷移状態に移して３、７、１１、１５の繰り返し状態とする。同様に制御信号Ｓ２１が入力されたことによるフラグが立てられた場合、アドレス指定部２１Ｂでは１６、２０、２４、２８の繰り返し状態でタツプ値を変化させるアドレス値の遷移を、３２番目のタツプ値を指定するアドレス値を送出した後、新たな遷移状態に移して２０、２４、２８、３２の繰り返し状態とする。またアドレス指定部２１Ｃでは３２、３６、４０、４４の繰り返し状態でタツプ値を変化させるアドレス値の遷移を、４８番目のタツプ値を指定するアドレス値を送出した後、新たな遷移状態に移して３６、４０、４４、４８の繰り返し状態とする。さらにアドレス指定部２１Ｄでは４８、５２、５６、６０の繰り返し状態でタツプ値を変化させるアドレス値の遷移を、６４番目のタツプ値を指定するアドレス値を送出した後、新たな遷移状態に移して５２、５６、６０、６４の繰り返し状態とする。

【００５４】

以上の構成において、送信フイルタ２０は、送信フイルタ１４（図１）の場合のように19.8[MHz] で駆動せずに、その１／４でなる4.95[MHz] で駆動するようになされており、そのためタツプ値を読み出すために指定するアドレス値を４つおきに送出するようにしている。すなわちＲＯＭ２５Ａ～２５Ｄに記憶されているタツプ値自体は１６倍オーバーサンプリングのためのタツプ値であるため、このように４つおきに送出するアドレス値を用いて読み出すようにしたことにより、本来のサンプリング周波数の１／４でなる4.95[MHz] でベースバンド信号Ｓ１５を１６倍オーバーサンプリングすることができる。

またトリガ信号Ｓ１６により示されるベースバンド信号Ｓ１５と基準クロツク信号Ｓ２０とのずれ情報も、トリガ信号Ｓ１６及び当該トリガ信号Ｓ１６の受信４回に１回カウンタ２４が送出する制御信号Ｓ２１によつてアドレス指定に反映されており、これに応じて各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄからタイミングずれの補正のためにアドレス値を遷移させるようになされている。

【００５５】

すなわち送信フイルタ２０は、4.95[MHz] でなる基準クロツク信号Ｓ２０のタイミングで、タツプ値を読み出すために指定するアドレス値を４つとばしで算出すると共に、トリガ信号Ｓ１６又は制御信号Ｓ２１が入力された場合に限つて通常の４つおきで無く３つおきでアドレスを指定してサンプリング倍率を変更することにより、ベースバンド信号Ｓ１５と基準クロツク信号Ｓ２０とのタイミングずれを補正して、ベースバンド信号Ｓ１５を基準クロツク信号Ｓ２０のタイミングで正規化することができる。これにより送信フイルタ２０は再標本化器１７及びデイジタルフイルタ１８を一体とした構成にして、簡易な構成でかつ送信フイルタ１４（図１）と比して低速のクロツクで駆動することができると共に、ベースバンド信号Ｓ１５を基準クロツク信号Ｓ２０のタイミングで正規化してオーバーサンプリング処理及びフイルタリング処理することができる。

【００５６】

また送信フイルタ２０ではベースバンド信号Ｓ１５を入力バツフア（図示せず）に一時記憶した後、シフトレジスタ２６Ａ～２６Ｄに入力するようになされている。すなわちトリガ信号Ｓ１６が必ずしも理想的なタイミング（図７）で入力されるとは限らないため、このように入力バツフアによつてベースバンド信号Ｓ１５の入力を所定時間だけ遅延することにより、アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄから送出するアドレス値によるＲＯＭ２５Ａ～２５Ｄへのアドレス指定を確実に行うことができる。

【００５７】

以上の構成によれば、ベースバンド信号Ｓ１５を１６倍オーバーサンプリングするためにＲＯＭ２５Ａ～２５Ｄに記憶されているタツプ値を読み出すために指定するアドレス値を、各アドレス指定部２１Ａ～２１Ｄによつて４つとばしで算出し、またトリガ信号Ｓ１６が入力された場合又はカウンタ２４によつてトリガ信号Ｓ１６の入力４回に１回、制御信号Ｓ２１が送出される場合に限りアドレス値を遷移させてサンプリング倍率を変更することにより、ベースバンド信号Ｓ１５と基準クロツク信号Ｓ２０とのタイミングずれを補正して、ベースバンド信号Ｓ１５を基準クロツク信号Ｓ２０のタイミングで正規化するようにしたことにより、再標本化器１７及びデイジタルフイルタ１８（図１）を一体とした構成とし得る共に、4.95[MHz] でなる基準クロツク信号Ｓ２０のタイミングで19.8[MHz] のクロツク信号Ｓ１１を用いた時と同様な１６倍オーバーサンプリングを行うことができ、さらに基準クロツク信号Ｓ２０とベースバンド信号Ｓ１５との同期ずれを補正することができる。かくするにつき、簡易な構成でかつ低速のクロツクで駆動し得ると共に、ベースバンド信号Ｓ１５に生じる非同期な周波数に起因するスペクトルの歪みを最小限に低減し得る送信フイルタ２０を実現し得る。

【００５８】

（３）他の実施例

なお上述の第１実施例においては、基準信号生成手段である発振器１１で生成した19.8[MHz] でなるクロツク信号Ｓ１１を、周波数変換手段であるクロツク周波数変換器１２で19.6608[MHz]の周波数でなる基準クロツク信号Ｓ１３に変換し、さらに分周器１５で１６分周することでベースバンド信号Ｓ１５に同期した1.2288[MHz] でなる基準クロツク信号Ｓ１４を生成する場合について述べたが、本発明はこれに限らず、例えば発振器で生成した19.8[MHz] でなるクロツク信号を分周して周波数をおとした後、これをベースバンド信号に同期した周波数に変換するようにしてもよい。

【００５９】

また上述の第１実施例においては、正規化手段である再標本化器１７及びデイジタルフイルタ１８に19.8[MHz] でなるクロツク信号Ｓ１１を供給する場合について述べたが、本発明はこれに限らず、例えば再標本化器で１６倍オーバーサンプリングで無く、４倍オーバーサンプリングするようにし、4.95[MHz] でなるクロツク信号を供給するようにしてもよい。

【００６０】

また上述の第１実施例においては、19.8[MHz] でなるクロツク信号Ｓ１１をクロツク周波数変換器１２で19.6608[MHz]の周波数でなる基準クロツク信号Ｓ１３に変換すると共に、1.2288[MHz] の周波数でなるベースバンド信号Ｓ１５を、送信シンボル生成手段である送信シンボル生成部５で生成する場合について述べたが、本発明はこれに限らず、19.8[MHz] 以外の周波数でクロツク信号を生成してもよく、また1.2288[MHz] 以外の周波数でベースバンド信号を生成する場合に適用してもよい。この場合、クロツク周波数変換器でクロツク信号からパルス波を抜き取る間隔を変更して対応することにより、クロツク信号の周波数を変更しても所望の基準クロツク信号を得ることができ、こうして得られた基準クロツク信号から所望の周波数でなるベースバンド信号を生成することができる。

【００６１】

さらに上述の第２実施例においては、クロツク周波数変換器（図１）から供給するトリガ信号Ｓ１６を、クロツク信号Ｓ１１を４分周して生成した基準クロツク信号Ｓ２０とベースバンド信号Ｓ１５とのタイミングずれを検出する検出手段とする場合について述べたが

、本発明はこれに限らず、例えば通信端末装置のように受信信号から精度の高いクロツクを得ることができる場合、当該受信信号から得られたクロツク信号に基づいて基準クロツク信号Ｓ２０と、ベースバンド信号Ｓ１５とのタイミングずれを示すトリガ信号を生成するようにしてもよい。すなわちタイミングずれを通知するトリガ信号の生成源を他の構成で実現し得るのであれば、これ以外の構成によつてトリガ信号を供給するようにしてもよい。

【００６２】

また上述の第２実施例においては、タツプ数が６４又は６５でなるデイジタルフイルタを再標本化器と一体化した構成でなる送信フイルタ２０の場合について述べたが、本発明はこれに限らず、例えばタツプ数が２５６でなるデイジタルフイルタを再標本化器と一体化した構成の送信フイルタに適用してもよく、タツプ数そのものに限定されるものでは無い。

【００６３】

【発明の効果】

上述のように本発明によれば、所定の周波数でなる基準信号に基づいて、基準信号と非同期でかつ当該基準信号に基づいて生成されるデータ信号を所定の倍率でオーバーサンプリングすることにより再標本化する再標本化手段を設け、再標本化手段は、基準信号に基づいてデータ信号が生成される際に、基準信号及びデータ信号のタイミングに所定時間以上の時間的ずれが検出された場合に生成される制御信号が入力されるタイミングで、データ信号をオーバーサンプリングする倍率を変更して、データ信号の基準信号に対する時間的ずれを補正するようにしたことにより、基準信号の周波数とデータ信号の周波数とが非同期であることに起因する時間的ずれを補正して送信信号にスペクトルの歪みが生じることを防止でき、他系統に供給するデータ信号と非同期な基準信号を流用して不都合無く送信信号を生成することができる。かくするにつき、ジツタ成分による信号のスペクトルの歪みを補正することができると共に、構成を簡易にし得る。

【図面の簡単な説明】

【図１】第１実施例による送信フイルタ周辺の構成を示すブロツク図である。

【図２】第２実施例による送信フイルタの内部構成を示すブロツク図である。

【図３】アドレス指定部により示されるアドレス値の状態遷移の説明に供する略線図である。

【図４】カウンタから制御信号が与えられない場合に各アドレス指定部の送出するアドレス値によつて遷移するタツプ値の説明に供するタイムチヤートである。

【図５】アドレス指定部により示されるアドレス値の状態遷移の説明に供する略線図である。

【図６】各アドレス指定部の制御手順を示すフローチヤートである。

【図７】カウンタから制御信号が与えられた場合に各アドレス指定部の送出するアドレス値によつて遷移するタツプ値の説明に供するタイムチヤートである。

【図８】従来の送信フイルタ周辺の構成を示すブロツク図である。

【図９】送信フイルタによる信号処理の説明に供する略線図である。

【符号の説明】

１、１１……発振器、２、３、１３、１５……分周器、４、１４、２０……送信フイルタ、５、１６……送信シンボル生成部、６、１７……再標本化器、７、１８……デイジタルフイルタ、８、１９……Ｄ／Ａコンバータ、１２……クロツク周波数変換器、２１Ａ～２１Ｄ……アドレス指定部、２２Ａ～２２Ｄ……乗算器、２３……加算器、２４……カウンタ、２５Ａ～２５Ｄ……ＲＯＭ、２６Ａ～２６Ｄ……シフトレジスタ。

【図１】

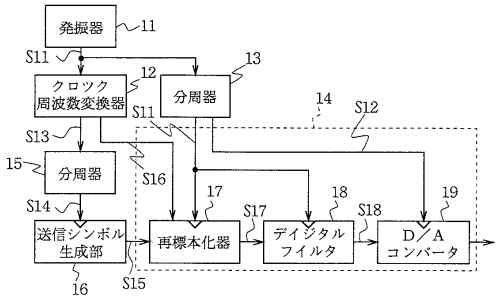


図１　第１実施例による送信フイルタ周辺の構成

【図２】

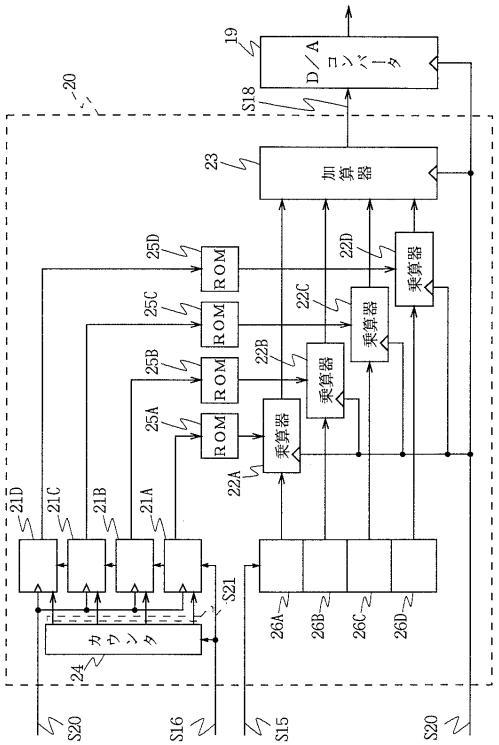


図２　第２実施例による送信フイルタの内部構成

【図３】

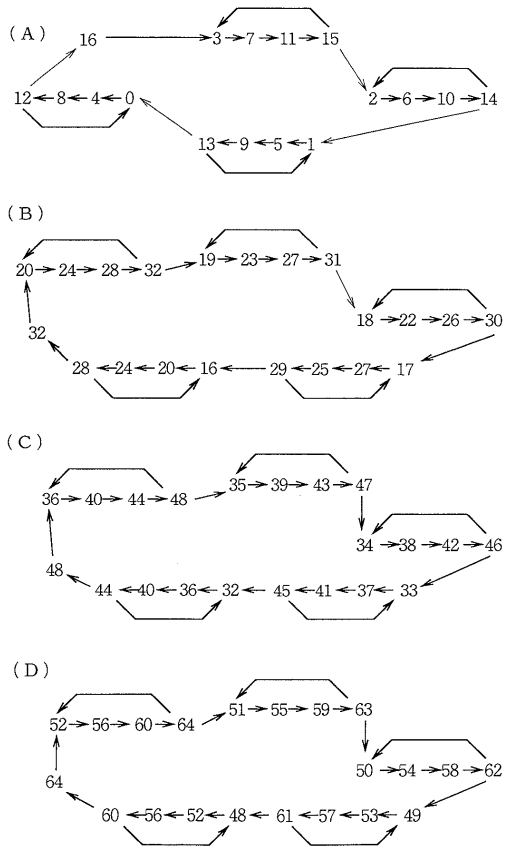


図３　アドレス指定によるタップ値の状態遷移（１）

【図４】

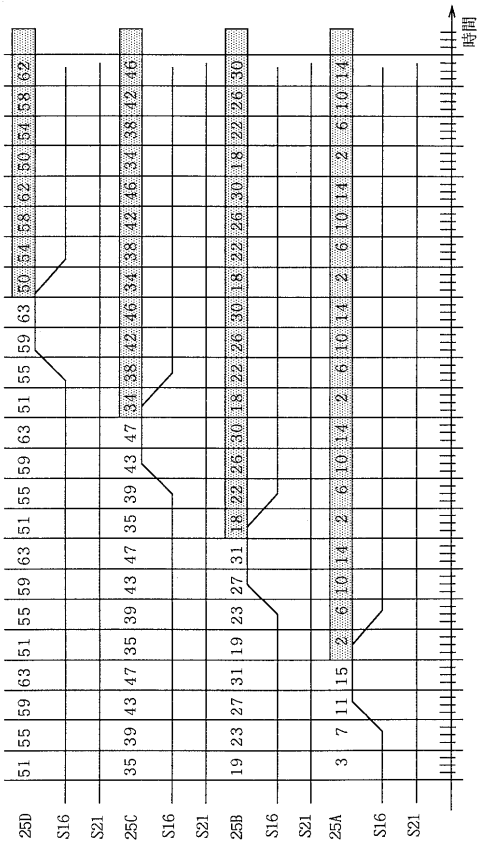


図４　アドレス指定によるタップ値の状態遷移を表すタイムチャート（１）

【図５】

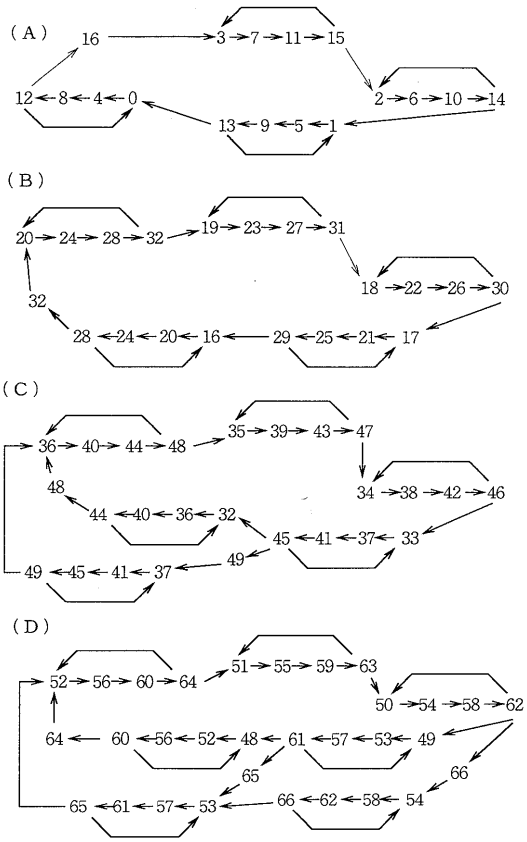


図５　アドレス指定によるタップ値の状態遷移（２）

【図６】

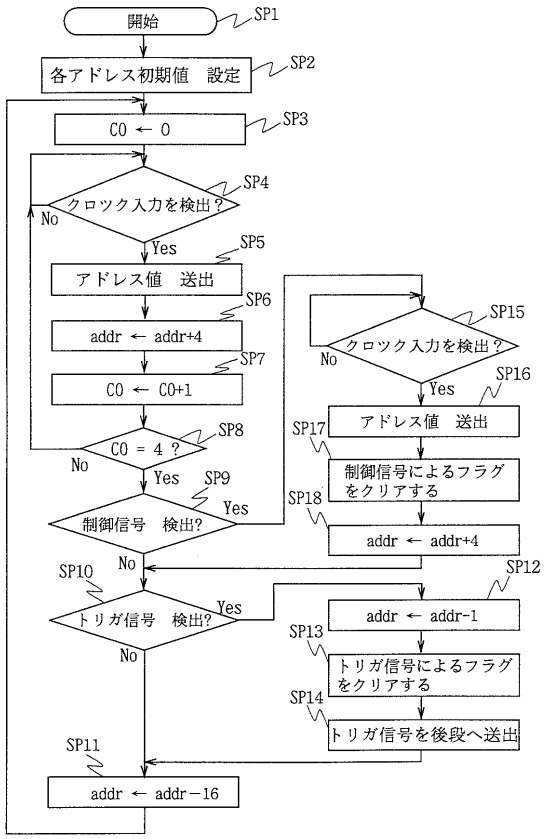


図６　アドレス指定部による制御手順

【図７】

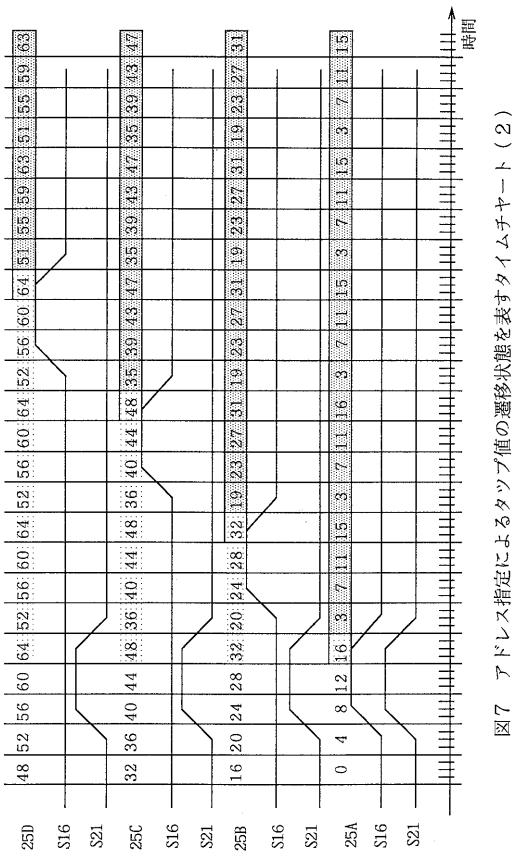


図７　アドレス指定によるタップ値の遷移状態を表すタイムチャート（２）

【図８】

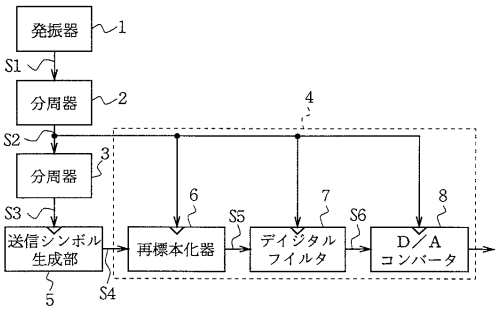


図８　従来の送信フイルタ周辺の回路構成

【図９】

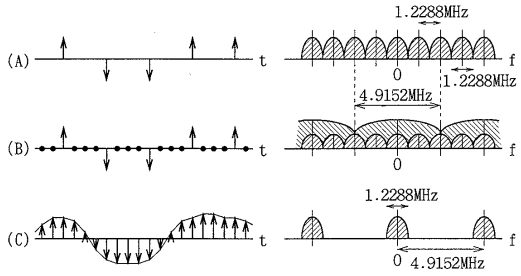


図９　送信フイルタの動き

フロントページの続き

(56)参考文献 特開平８－８８５３９（ＪＰ，Ａ）
特開平６－２６８４７７（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
H03H 17/00-17/08
H04B 1/02-1/04