

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信中間周波数送信局部発振周波数より送信周波数を得る無線変換回路において、送信局部発振手段は、送信周波数から中間周波数を差し引いた周波数と送信周波数と中間周波数を加えた周波数を切り替えて発振させることを特徴とした無線周波数変換方式。

【請求項 2】

請求項目 1 の無線周波数変換手段と、直交変調手段と変調入力

Q 相信号を正相と負相に切り替える手段を備え、送信局部発振周波数の切り替えと Q 相信号の正相と負相の切り替えを連動して切り替えることを特徴とする無線周波数変換方式。

【請求項 3】

請求項目 1 の無線周波数変換手段と、直交変調手段を備え、この

直交変調手段に供給する局部発振周波数のサイン波とコサイン波を切り替える手段を備え、送信局部発振周波数の切り替えとサイン波とコサイン波の切り替えを連動して切り替えることを特徴とする無線周波数変換方式。

【請求項 4】

受信中間周波数と受信局部発振周波数より受信周波数を得る無線変換回路において、受信局部発振手段は、受信周波数から中間周波数を差し引いた周波数と受信周波数と中間周波数を加えた周波数を切り替えて発振させることを特徴とした無線周波数変換方式。

【請求項 5】

請求項目 4 の無線周波数変換手段と、直交復調手段と復調出力の

Q 相信号を正相と負相に切り替える手段を備え、受信局部発振周波数と Q 相信号の正相と負相を連動して切り替えることを特徴とする無線周波数変換方式。

【請求項 6】

請求項目 4 の無線周波数変換手段と、直交復調手段を備え、この

直交復調手段に供給する局部発振周波数のサイン波とコサイン波を切り替える手段を備え、受信局部発振周波数の切り替えとサイン波とコサイン波の切り替えを連動して切り替えることを特徴とする無線周波数変換方式。

【請求項 7】

請求項目 1 または 4 の無線周波数変換手段と、周波数変換利得の

補正手段を具備することを特徴とする無線周波数変換方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明に属する技術分野】

本発明は、高速無線 LAN 等の局部発振周波数制御方式に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

図 1 に従来の技術のブロック図を示す。ディジタル変調された受信高周波（5320 MHz）はアンテナ 1 で励振され、アンテナスイッチ 2 を経て、低雑音前置増幅 3 に入る。

この受信高周波は局部発振器 4 の信号（4846 MHz）とでミキサ 5 によって中間周波数（374 MHz）に変換される。

更に、中間周波数は中間周波帯域フィルタ 6 で不要波を除去した上、中間周波増幅器 7 で増幅し、374 MHz の直交復調器 8 で I 相と Q 相のベースバンド信号に復調する。

このベースバンド信号の I 相は A/D 変換器 9 で Q 相は A/D 変換器 10 でディジタル信号に変換し、ベースバンド信号処理器 11 で復調しデータを受信する。

一方、送信データはベースバンド信号処理器 11 で I 相と Q 相のディジタル信号に分離し、I 相は D/A 変換器 12 で Q 相は A/D 変換器 13 でベースバンド信号に変換し、直交変調器 14 で 374 MHz の中間周波数を変調する。この変調された中間周波は局部発振器 4 の信号（4846 MHz）とでミキサ 15 によって送信高周波（5320 MHz）に変換後、送信高周波帯域フィルタ 16 で不要波を除去した上、電力増幅器 17 で増幅し、アンテナスイッチ 2 を経てアンテナ 1 より輻射される。

10

20

30

40

50

【0003】

【発明が解決しようとする課題】

従来の時分割無線技術では、送信高周波帯域フィルタ16は送信信号通過帯域（5170－5250MHz）で通過損失を最少にし、局部発振周波数（4806－4846MHz）の減衰量（－40dB）を確保し、不要波の輻射を最少に抑える必要がある。この場合の最低通過帯域周波数5170MHzと最大局部発振周波数4846MHzの差異は324MHzとなり、5170MHzにおける比帯域6.3%を満足するため3段のセラミック高周波フィルタ等を必要とする。この高周波フィルタを小型化するには可能な限り中間周波数を570MHz等の高い周波数にしたい。一方、受信系の局部発振周波数は送受切り替え時間を5マイクロ秒程度に抑え、発振器と中間周波フィルタを送受共用すること
10

を目的とし、一般的に送受共通の中間周波数を採用する。中間周波数を高くした場合、その中間周波フィルタの選択特性は周波数に比例して広くなり、隣接チャネルの妨害特性が劣化する課題を根本的に抱えている。

【0004】

【課題を解決するための手段】

本発明では、想定される無線周波数範囲のチャネルを高群と低群に分割し、高群のチャネルを使用するときは使用周波数より高い局部発振周波数を、低群のチャネルを使用するときは使用周波数より低い局部発振周波数を使用する事により、通過帯域周波数と局部発振周波数の差異を大きくとることが出来る。一方、周波数ミキサで発生する上側波帯を使用する場合と、下側波帯を使用する場合は変調信号の位相回転が逆相となり、チャネルの選
20

【0005】

【実施例】

図2に本発明のブロック図を示す。ディジタル変調された受信高周波はアンテナ21で励振され、アンテナスイッチ22を経て、低雑音前置増幅23に入る。

この受信高周波は局部発振器24の信号とで受信ミキサ25によって中間周波数（374MHz）に変換される。ここで受信周波数FRと受信局部発振周波数FLOは次の関係にする。
30

FR：[5180, 5200, 5220, 5240, 5260, 5280, 5300, 5320MHz] FLO：[4806, 4826, 4846, 4866, 5634, 5654, 5674, 5694MHz]

この周波数関係は、低群のチャネルを選択したときに、FR>FLOとし、高群のチャネルを選択したときにFR<FLOにする。

又、受信ミキサにイメージ・リジェクション・ミキサ（IRM）を使用する場合、上側波帯のみ又は、下側波帯のみを通過するIRMの2種類を持ち、チャネル選択によって切り替える。

この受信ミキサ25は局部発振周波数帯域が広いため、平坦な変換利得にならず、周波数特性を持つ。この利得を補正するためにベースバンド信号処理器32はチャネル毎、又は、高低群で利得補正係数を持ち、受信電波の有無判定や受信AGC等使用する。
40

更に、中間周波数は中間周波帯域フィルタ26で不要波を除去した上、中間周波増幅器27で増幅し、374MHzの直交復調器28でI相とQ相のベースバンド信号に復調する。

このベースバンド信号のI相はAD変換器29でQ相はAD変換器30でディジタル信号に変換し、ベースバンド信号処理器32で復調しデータを受信する。高群のチャネルを選択した場合、位相反転器31を挿入し、Q相データの位相を反転する。低群のチャネルを選択した場合は、位相反転器31は使用しない。

この受信系の位相反転の処理は次の理由による。

ディジタル変調された無線信号 $I \cos \omega t + Q \sin \omega t$ と局部発振周波数 $\sin p t$ による受信ミキサ出力は次の式で表される。

$$\begin{aligned}
 \text{出力} &= (I \cos \omega t + Q \sin \omega t) \cos p t \\
 &= I \cos \omega t * \cos p t + Q \sin \omega t * \cos p t \\
 &= I/2 \{ \cos (\omega + p) t + \cos (\omega - p) t \} + Q/2 \{ \sin (\omega + p) t + \sin (\omega - p) t \} \\
 &= 1/2 \{ I \cos (\omega + p) t + Q \sin (\omega + p) t \} + 1/2 \{ I \cos (\omega - p) t + Q \sin (\omega - p) t \}
 \end{aligned}$$

10

ここで中間周波数は $1/2 \{ I \cos (\omega - p) t + Q \sin (\omega - p) t \}$ を使用する。

この中間周波数の位相偏移角度 $\phi = \omega - p$ は ($\omega > p$) を使用した場合正、下側波帯 ($\omega < p$) を使用した場合負となる。

従い、上側波帯を使用した直交復調器の出力は次の式表される。

$$\begin{aligned}
 I \text{出力} &= 1/2 (I \cos \phi t + Q \sin \phi t) * \cos \phi t \\
 &= I/4 (1 + \cos 2 \phi t) + Q/4 \sin 2 \phi t \\
 Q \text{出力} &= 1/2 (I \cos \phi t + Q \sin \phi t) * \sin \phi t \\
 &= Q/4 (1 - \cos 2 \phi t) + I/4 \sin 2 \phi t
 \end{aligned}$$

20

となり、 $I \cdot Q$ 信号は復調される。

一方、下側波帯を使用した場合、位相偏移角度 ϕ は負になり、直交復調器の出力は次の式表される。

$$\begin{aligned}
 I \text{出力} &= 1/2 \{ I \cos (-\phi t) + Q \sin (-\phi t) \} * \cos \phi t \\
 &= 1/2 (I \cos \phi t - Q \sin \phi t) * \cos \phi t \\
 &= I/4 (1 + \cos 2 \phi t) + Q/4 \sin 2 \phi t \\
 Q \text{出力} &= 1/2 (I \cos \phi t - Q \sin \phi t) * \sin \phi t \\
 &= -Q/4 (1 - \cos 2 \phi t) + I/4 \sin 2 \phi t
 \end{aligned}$$

30

となり、 Q 信号は負の信号として復調される。

従い、下側波帯を使用するには Q 信号の位相を反転し、正規の位相状態のもどして使用する必要がある。

この代替 1) として、直交復調器の I 相と Q 相のローカル信号に負の位相回転を供給するほう方法がある。

下側波帯を使用し、ローカル信号に負の位相回転を与えた交復調器の出力は次の式で表される。

40

$$I \text{ 出力} = 1/2 \{ I \cos(-\phi t) + Q \sin(-\phi t) \} * \cos(-\phi t)$$

$$= 1/2 (I \cos \phi t - Q \sin \phi t) * \cos \phi t$$

$$= I/4 (1 + \cos 2\phi t) + Q/4 \sin 2\phi t$$

$$Q \text{ 出力} = 1/2 (I \cos \phi t - Q \sin \phi t) * \sin(-\phi t)$$

$$= 1/2 (I \cos \phi t + Q \sin \phi t) * \sin \phi t$$

$$= Q/4 (1 - \cos 2\phi t) + I/4 \sin 2\phi t$$

10

上記の式は、 $I \cdot Q$ が正相で復調されることを示す。

代替2)として、交復調器に供給するローカル信号の $\sin/\cos$ 波入れ替えて供給した場合、交復調器の出力は次の式で表される。

$$I \text{ 出力} = 1/2 \{ I \cos(-\phi t) + Q \sin(-\phi t) \} * \sin \phi t$$

$$= 1/2 (I \cos \phi t - Q \sin \phi t) * \sin \phi t$$

$$= -Q/4 (1 - \cos 2\phi t) + I/4 \sin 2\phi t$$

$$Q \text{ 出力} = 1/2 (I \cos \phi t - Q \sin \phi t) * \cos \phi t$$

$$= I/4 (1 + \cos 2\phi t) - Q/4 \sin 2\phi t$$

20

上記の復調出力信号は $I \cdot Q$ の変調角度位相が $-\pi/2$ 時に発生する信号に同じであることより、 $I \cdot Q$ は $-\pi/2$ の遅延を持って正相で復調されることを示す。

代替1)と2)の方法は通常中間周波数をAD変換可能な低い周波数を選択し、この中間周波を直接AD変換し、ディジタル直交復調器を使用する場合、ローカル信号の $\sin$ と $\cos$ ROMテーブルの読み取り順を変更することにより負の位相回転を与える事が出来、又、 $\sin$ と $\cos$ ROMテーブルを切り替えて使用することにより容易に実現できる。

送信系は次の動作をする。

30

ベースバンド信号処理器32で生成されたI相・Q相データはそれぞれDA変換器34と35でアナログのベースバンドに変換され、直交変調器38で中間周波数に変換し、不要なイメージ周波数を中間周波帯域フィルタ26で除去した後、送信ミキサで局部発振器24の信号とで送信高周波数に変換する。この送信帯域フィルタは送信局部発振周波数等の不要波が送信されぬよう除去する。送信高周波信号は電力増幅器38、アンテナスイッチ22を経て、アンテナ21に励振され、輻射する。

送信周波数と送信局部発振周波数は前述の受信の周波数と同一の組み合わせを取る。

受信の場合と同様に、高群のチャンネルを選択した場合、位相反転器33を挿入し、Q相データの位相を反転する。低群のチャンネルを選択した場合は、位相反転器33は使用しない。

40

この受信系の位相反転の処理は次の理由による。

ディジタル変調された中間周波信号 $I \cos \phi t + Q \sin \phi t$ と送信局部発振周波数 $\sin \phi t$ による送信ミキサ出力は次の式で表される。

$$\begin{aligned}
\text{出力} &= (I \cos \phi t + Q \sin \phi t) \cos p t \\
&= I \cos \phi t * \cos p t + Q \sin \phi t * \cos p t \\
&= I/2 \{ \cos (\phi + p) t + \cos (\phi - p) t \} + Q/2 \{ \sin (\phi + p) t + \sin (\phi - p) t \} \\
&= 1/2 \{ I \cos (\phi + p) t + Q \sin (\phi + p) t \} + 1/2 \{ I \cos (\phi - p) t + Q \sin (\phi - p) t \}
\end{aligned}$$

ここで送信周波数に $1/2 \{ I \cos (\phi + p) t + Q \sin (\phi + p) t \}$ を使用した場合 I 相・Q 相の位相関係は変わらない。上側波帯 $1/2 \{ I \cos (\phi - p) t + Q \sin (\phi - p) t \}$ を使用した場合、 $\phi < p$ である事より、送信高周波数の位相偏移角度 $\omega = \phi - p$ は負となる。

従い、下側波帯のミキサ送信出力は次の式で表される。

$$\text{送信出力} = 1/2 \{ I \cos (-\omega) t + Q \sin (-\omega) t \} = 1/2 (I \cos \omega t - Q \sin \omega t)$$

この位相を補正する方法は受信信号の復調時に使用する方法と同一方法を使用することが出来る。即ち、送信の Q 信号に反転器 33 を使用するか、中間周波数を DA 変換可能な低い周波数を選択し、ディジタル直交変調器を使用する場合、ローカル信号の $\sin$ と $\cos$ ROM テーブルの読み取り順を変更することにより負の位相回転を与える事が出来、又、 $\sin$ と $\cos$ ROM テーブルを切り替えて使用することにより容易に実現できる。

【0007】

【発明の効果】

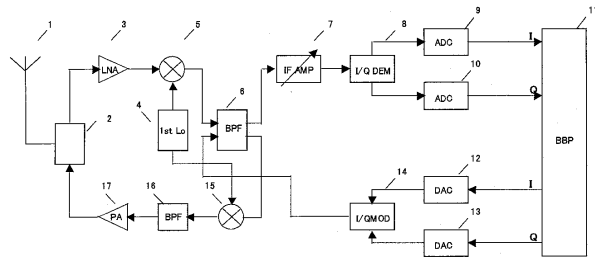
本発明により、通信帯域幅に比較して、低い中間周波数を選択できることにより、高性能の中間周波帯域フィルタが使用できると同時に、送信時の局部発振周波数の不要波輻射量を容易に抑えることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】従来の技術における時分割無線構成図

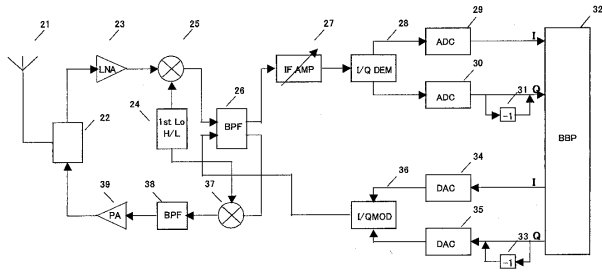
【図 2】本発明の実施例

【図 1】



従来の技術における時分割無線構成図

【図 2】



本発明の実施例