(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3647894号
(P3647894)
(45)発行日　平成17年5月18日(2005.5.18)　(24)登録日　平成17年2月18日(2005.2.18)

(51)Int.Cl.[7]		F I		
H04B	1/26	H04B	1/26	A
H03D	3/00	H04B	1/26	G
		H03D	3/00	Z

請求項の数 4　(全 9 頁)

(21)出願番号　特願平6-119729
(22)出願日　平成6年5月10日(1994.5.10)
(65)公開番号　特開平6-334553
(43)公開日　平成6年12月2日(1994.12.2)
審査請求日　平成13年5月7日(2001.5.7)
(31)優先権主張番号　9305813
(32)優先日　平成5年5月12日(1993.5.12)
(33)優先権主張国　フランス(FR)

(73)特許権者　593198670
セー　エス　ウー　エム・サントル・スイス・デレクトロニク・エ・ドゥ・ミクロテクニク・エス　アー・ルシェルシュ・エ・デヴェロプマン
スイス国　シイエイチ－２００７　ヌーシャテル・リュ　ジャケ－ドロー・１
(74)代理人　100064621
弁理士　山川　政樹
(72)発明者　マシイズ・ダニエル・パルドーン
スイス国　シイエイチ－２０７４　マリン・リュ　ドゥ　ラ　ガレ・９

審査官　甲斐　哲雄

最終頁に続く

(54)【発明の名称】アナログオーバーサンプリングを用いて信号帯域幅を増大する中間周波数ＦＭ受信機

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

局所発振器信号を生成する局所発振器(23)と、

選択ＦＭ信号を前記局所発振器信号でヘテロダインしてメッセージ信号で変調した周波数を中間周波数に低減するヘテロダイン段(24)と、

ヘテロダイン段から出力信号を受けてそれから前記メッセージ信号を抽出する復調器段(33)とからなり、

前記ヘテロダイン段は、

各々が前記中間周波数で変調した前記メッセージ信号からなり、式

$a_i = \cos[\omega_{IF} t + k_f \int tA(t) * dt + \Omega + \pi * (i/n)]$

（ここでω_{IF}、k_f、Ω は定数、ｎは２に等しいかそれより大きな正の整数、ｉはｎを含むそれまでの全ての正の整数を取る）で関連づけられるｎ信号$a_i \ldots a_n$を生成する信号生成手段(25,26,27,29,30,31,32)と、

ｎ信号を共に乗算して、前記メッセージ信号が前記中間周波数のｎ倍の周波数で変調された前記ヘテロダイン段出力信号を生成する乗算手段(28)と、からなる前記メッセージ信号Ａ（ｔ）が搬送信号の周波数を変調する選択ＦＭ信号を受信する無線受信機。

【請求項２】

前記信号生成手段は更に、

それぞれ前記局所発振器信号の位相を移相して移相信号を生成する１つないしそれ以上の移相器（２７）と、

前記１つないしそれ以上の移相器からの１つないしそれ以上の移相信号と前記局所発振器からの局所発振器信号のそれぞれと、前記選択ＦＭ信号とをそれぞれ乗算して１つないしそれ以上の前記ｎ信号を生成する２ないしそれ以上のミクサ（２５，２６）を含む請求項１の無線受信機。

【請求項３】

前記信号生成手段は更に、

それぞれ前記ｎ信号の１つの位相を移相して前記ｎ信号の別のものを生成する１つないしそれ以上の移相器(54)を含む請求項１または２の無線受信機。

【請求項４】

前記信号生成手段は更に、

それぞれ前記選択ＦＭ信号の位相を移相して移相済み選択ＦＭ信号を生成する１つないしそれ以上の移相器と、

前記１つないしそれ以上の移相済み選択ＦＭ信号と前記移相器により移相されていない選択ＦＭ信号のそれぞれと、前記局所発振器信号とをそれぞれ乗算して１つないし複数の前記ｎ信号を生成する２ないしそれ以上の更なるミクサとを含む請求項１～３のいずれか１項に記載の無線受信機。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【産業上の利用分野】

本発明は一般に周波数変調（ＦＭ）メッセージ信号を受信する無線受信機に関し、特に局所発振器信号を生成する局所発振器と、受信した変調メッセージ信号を局所発振器でヘテロダインしてメッセージ信号で変調された周波数を中間周波数に低減するヘテロダイン段と、ヘテロダイン段からの出力信号を受けてそれからメッセージ信号を抽出する復調段とからなるＦＭメッセージ信号受信用無線受信機に関する。このＦＭ受信機は単一の集積回路で使用するのに適しており、また以下の本発明の開示でもそれに関して例示するのに都合がよいが、本発明はこの応用に限定されないことは明かである。

【０００２】

【従来の技術】

周波数変調は今日、おもにその雑音を抑制する性質上、メッセージ信号の送信で広く用いられている。周波数変調とは、搬送波信号の周波数をメッセージ信号で変調する過程をさし、搬送波信号の振幅は一定に保つ。従ってＦＭ信号内の情報は、受信機で検出する変調信号の零交差に含まれる。欧州商業用ステレオ放送ＦＭは88から 108ＭＨｚの範囲のバンドで放射されている。

【０００３】

ＦＭ受信機は多くの場合、ヘテロダインタイプで、受信機で受信した入力信号を局所発振器からの信号と混合して入力信号の周波数を低減し、それによりより優れたフィルタリングを可能にしている。

局所発振器の周波数は、各々の信号チャネルの可変無線周波数を固定中間周波数に変換できるように搬送周波数に関して制御できる。そこで変調中間周波数信号を適切な復調回路で検出することが出来る。

【０００４】

図１は本質的にアンテナ２、無線周波数（ＲＦ）段３、ミクサ４、局所発振器５、中間周波数（ＩＦ）フィルタ６、増幅器／リミタ７、復調器８、自動周波数制御（ＡＦＣ）段９、音声増幅器10、スピーカ11からなる下方変換スーパーヘテロダインＦＭ受信機１の１例を示したものである。アンテナ２は88-108ＭＨｚＦＭ送信バンドを含む範囲内の信号を捕らえ、対応する電気信号をＲＦ段３に送る。

ＲＦ段３は所望の信号チャネルの搬送周波数f_cに同調し、不必要な影像周波数を拒絶しつつアンテナ２から受け取った周波数f_cを中心とする周波数帯域幅内の電気信号を増幅する。局所発振器信号とＲＦ段信号はミクサ４で乗算するので、ミクサ４の出力でのメッセージ信号は中間周波数f_{IF}で変調される。

【０００５】
局所発振器５とＲＦ段３の同調は結合してＦＭ受信機１の画像周波数拒絶を向上する。ＩＦフィルタ６の作動特性は、中間周波数f_{IF}を中心とする帯域幅内の信号だけを通過するように選択する。
増幅器／リミタ７は、ＩＦ段６を通過した信号の振幅を制限してそのＡＭ成分を除去する。
ＦＭ復調器８は増幅器／リミタ７からの信号を復調し、そのように抽出されたメッセージ信号を音声増幅器10に送る。そこで信号は音声増幅器10からスピーカ11に送られて再生される。最後にＡＦＣ段９は、周波数ＩＦを一定に保つために、復調器８のＤＣ出力にしたがって局所発振器信号の周波数f_{L0}を微同調する。
【０００６】
多くのＦＭ受信機では、中間周波数f_{IF}は、20ＭＨｚのＦＭ放送帯域の半分よりもわずかに大きな約10.7ＭＨｚになるように選択するので、全ての影像周波数は放送帯域外にある。そのような高い中間周波数を使用するスーパーヘテロダインＦＭ受信機は単一の集積回路で大部分集積することが出来るが、そのような受信機に関わる信号処理によりチップ外の同調ＬＣ回路及びセラミックないし表面音響波（ＳＡＷ）フィルタを受信機のＲＦ、ヘテロダイン及び復調段で使用する必要性が出て来る。
【０００７】
完全に集積された低Ｑフィルタで同調できる低い中間周波数を使用することでそれらのチップ外フィルタの必要性がなくなり、それにより最低限の外部構成部品しか使用しない単一チップＦＭ受信機の製造が可能になる。
その結果、一部の既存のＦＭ受信機設計では70ＫＨｚの中間周波数f_{IF}を使用し、実質的に単一の集積回路として実現できる。この中間周波数の値は、選択した信号チャネルの影像周波数がその信号チャネルの中心周波数と隣接チャネルの中心周波数の間のほぼ中間に生じるように選択する。
【０００８】
【発明が解決しようとする課題】
しかしそのようなＦＭ受信機の欠点は、それらの低減した帯域幅にある。変調周波数すなわちメッセージ信号の周波数が中間周波数f_{IF}を超過するとエイリアシングは深刻な歪を生じる。更に復調器で使用する乗算器とエッジ検出器のオフセットは、変調周波数が中間周波数の半分を超過するときに深刻なエイリアシング歪を生じる。従って中間周波数f_{IF}を70ｋＨｚに低減することは、それに対応してＦＭ受信機で受信し、復調することの出来るメッセージ信号の帯域幅を低減することになる。
【０００９】
周波数分割多重化を使用するＦＭ送信システムではエイリアシング歪が特に問題となる。欧州商業用ＦＭ放送がそのようなシステムの１例であるが、ステレオ情報を38ｋＨｚ副搬送波に変調し、低振幅無線データシステム（ＲＤＳ）信号は約57ｋＨｚにＰＳＫ変調している。低振幅ディジタル情報を復元するため、ＦＭ復調器の出力帯域幅は理想的には少なくとも60ｋＨｚとすべきである。従って70ｋＨｚ台の中間周波数を使用することで、低振幅ＲＤＳ信号で高振幅13ｋＨｚモノ音声信号のエイリアシングを生じることが分かる。使用する最大中間周波数は、所望の影像周波数拒絶とＦＭ放送帯域内の信号チャネル間隔により決まる。従って復調信号の音声帯域幅は、受信機の中間周波数f_{IF}を単に増大することで向上することはできない。
従って本発明の目的は、従来技術の弱点を緩和した周波数変調メッセージ信号受信用無線受信機を提供することである。
【００１０】
【課題を解決するための手段】
メッセージ信号Ａ（ｔ）が搬送信号の周波数を変調する本発明の無線受信機は、局所発振器信号を生成する局所発振器と、選択ＦＭ信号を局所発振器信号でヘテロダインしてメッセージ信号で変調した周波数を中間周波数に低減するヘテロダイン段と、ヘテロダイン段

から出力信号を受けてそれからメッセージ信号を抽出する復調器段からなり、ヘテロダイン段は、各々中間周波数で変調したメッセージ信号からなり、式：$a_i = \cos[\omega_{IF} t + k_f \int tA(t) * dt + \Omega + \pi * (i/n)]$
（ここでω_{IF}、k_f、Ω は定数、ｎは２に等しいかそれより大きな正の整数、ｉはｎを含むそれまでの全ての正の整数を取る）で関連づけられるｎ信号$a_1 \ldots a_n$を生成する信号生成手段と、ｎ信号を共に乗算してメッセージ信号が中間周波数のｎ倍の周波数で変調されたヘテロダイン段出力信号を生成する乗算手段とからなる。

【００１１】

変調中間周波数信号の周波数をｎの係数で乗算するので、それに対応してメッセージ信号の復調帯域幅はＦＭ受信機で使用する中間周波数の変更を必要とせずにｎの係数で増大される。

以下の説明では本発明の様々な特徴を更に詳細に示す。本発明の理解を容易にするため、無線受信機を２つの実施例で例示した添付の図面を参照するが、本発明の無線受信機は図面に例示した実施例に限定されない。

【００１２】

【実施例】

図２は周波数変調メッセージ信号を受信する無線受信機20を全般的に示したものである。受信機20はアンテナ21、ＲＦ段22、局所発振器23、ヘテロダイン段24からなり、この後者は２つのＲＦミクサ25、26と移相器27、低周波ミクサ28とからなる。アンテナ21とＲＦ段22は図１に示すアンテナ２とＲＦ段３と同様に作動し、アンテナ２はＦＭ信号を受信し、対応する電気信号をＲＦ段３に送り、ＲＦ段３は選択した搬送周波数f_cを中心とした帯域幅内の周波数変調メッセージ信号だけを送る。先述したように局所発振器23は搬送周波数f_cプラスないしマイナス受信機１の所望の中間周波数f_{IF}に等しく設定した周波数f_{L0}を有する局所発振器信号を供給する。

【００１３】

局所発振器からの信号は移相器27に供給され、その位相は90°移相される。この移相信号と最初の局所発振器信号はそのようにして２つの信号を形成し、両者は周波数f_{L0}を有するが、互いに直角位相となっている。

最初の局所発振器信号とＲＦ段22からの信号はミクサ25で乗算し、受信機20の変調ＩＦ周波数を低減する。移相器27からの信号はＲＦ段22からの信号とミクサ26により乗算するので、その出力で選択メッセージ信号も中間周波数f_{IF}を有する信号を変調する。しかしミクサ26の出力でメッセージ信号により変調された信号はミクサ25の出力でメッセージ信号により変調された信号と直角位相になっている。

【００１４】

従って２つのミクサ23、24の出力での信号は次のように表すことが出来る。
$I(t) = \cos[\omega_{IF} t + k_f \int tA(t) * dt + \Omega]$ …(1)　及び
$Q(t) = \cos[\omega_{IF} t + k_f \int tA(t) * dt + \Omega + \pi/2]$ …(2)
ここでＡ（ｔ）は選択メッセージ信号である。

ＩＦ段24は更に両方とも中間周波数f_{IF}に同調した帯域フィルタ29、30と増幅器／リミタ31、32からなっている。信号Ｉ（ｔ）は帯域フィルタ29を通過し、ＡＭ成分はすべて増幅器／リミタ31により除去される。同様に信号Ｑ（ｔ）は帯域フィルタ30を通過し、ＡＭ成分はすべて増幅器／リミタ32により除去される。

上記の(1)、(2)式から、信号Ｉ（ｔ）、Ｑ（ｔ）の零交差は異なるときに生じることが分かる。$k_f \int tA(t) * dt << \pi/2$でΩ＝０ の時、それらの零交差点は各々次により与えられることになる。
$t_{I=0} \neq n/(2 * f_{IF})$及び$t_{Q=0} \neq (n+1/2)/(2 * f_{IF})$
ここでｎは正の整数である。これは信号Ｑ（ｔ）の零交差は正に信号Ｉ（ｔ）の零交差の間で生じることを示している。

【００１５】

先述したように、図１に示すようなＦＭ受信機の音声帯域幅はそれらの中間周波数により

限定される。そのような従来技術の受信機では、メッセージ信号Ａ（ｔ）の周波数が中間周波数f_{IF}の半分を超過したときにエイリアシングが生じる。この限度はメッセージ信号Ａ（ｔ）のサンプル点がアナログ周波数変調ＩＦ信号の零交差により決まるアナログサンプル過程に関しても記述できる。しかし通常のサンプル過程とは異なり、周波数変調信号で抽出した情報はサンプルを取った瞬間以外、サンプルした波形の瞬時値には含まれていない。

【００１６】

図２に戻り、信号Ｉ（ｔ）、Ｑ（ｔ）の両方で、メッセージ信号Ａ（ｔ）が中間周波数f_{IF}の速度でサンプルされることが分かる。しかし信号Ｉ（ｔ）では、メッセージ信号Ａ（ｔ）がサンプルされる瞬間は正確に信号Ｑ（ｔ）のサンプル瞬間の間である。ミクサ28は信号Ｉ（ｔ）とＱ（ｔ）を合成し、その出力でミクサ25からの信号のオーバーサンプルバージョンを生成する。従ってメッセージ信号Ａ（ｔ）はエイリアシングが始まるメッセージ信号Ａ（ｔ）の周波数、即ち復調メッセージ信号帯域幅、が倍になるように中間周波数f_{IF}の２倍の早さで効率的にサンプルされる。本発明のＦＭ受信機はこのように70ｋＨｚの中間周波数を使用することが出来、更にそれでも57ｋＨｚ副搬送波に変調される商業用ＦＭ放送で得られるＲＤＳ信号を復調することが出来る。ここではエイリアシングは、メッセージ信号Ａ（ｔ）が中間周波数それ自身よりも大きな周波数（これは既存のＦＭ受信機の35ｋＨｚ歪限度の２倍である）まで生じない。

【００１７】

受信機20は更にＦＭ復調器33、音声復号器／増幅器34、自動周波数制御段35、スピーカ36からなっている。ＦＭ復調器33はミクサ28からの信号を復調するが、これは傾斜検出、位相同期ループ、周波数同期ループ、直角位相検出その他の適切なＦＭ復調手法を用いたタイプのものでもよい。

ＦＭ復調器33からの信号は復号器／増幅器34により増幅され、続いてスピーカ36に送られる。図２にはモノＦＭ受信機だけを示しているが、本発明は受信機の復号器／増幅器、スピーカ、関連フィルタがステレオ信号に対処して再生するようにしたステレオＦＭ受信機に適用できることが理解されよう。本発明の他の実施例では、復調器33からの信号はスピーカに送って音声の再生をしないことがあることが理解されよう。例えば復調器33からの信号は遠隔計測ないしメッセージ信号の通信に関連した他の応用で使用する周波数分割多重信号の場合がある。

【００１８】

図２に示す実施例に対する本発明の別の実施例として、図３にＦＭ受信機50が示されており、ＦＭ受信機20のアンテナ21、ＲＦ段22、局所発振器25、ミクサ28、ＦＭ復調器33、復号器／増幅器34、ＡＦＣ段35、スピーカ36を有している。それらの受信機の構成部品の機能と作動は先述したものと同一である。

ＦＭ受信機50は更にミクサ52と帯域フィルタ53を有するヘテロダイン段51、移相器54、リミタ／増幅器55、56を含んでいる。この実施例では、ミクサ52は局所発振器25とＲＦ段からの信号を乗算して選択メッセージ信号が同調する信号の周波数を中間周波数f_{IF}に低減する。このＩＦ信号は次に帯域フィルタ53とリミタ／増幅器55を通過し、ミクサ28の１つの入力に加えられる。移相器54も帯域フィルタ53の出力からのＩＦ信号を取ってその位相を90°移相する。移相器54からの出力は次にミクサ28の他方の入力に加える前に、リミタ／増幅器56を通過させる。

【００１９】

上記のようにミクサ28の２つの入力に加えられる信号は両方とも中間周波数f_{IF}で変調されたメッセージ信号からなるが、それらは互いに直角位相となっている。ミクサ28の出力では、メッセージ信号は中間周波数の２倍の周波数でサンプルされ、復調メッセージ信号の以前の帯域幅を倍にする。中間周波数f_{IF}までの周波数を有するメッセージ信号はこのように中間周波数それ自身を増大する必要性なしに、受信機50で復調することが出来る。

上記の両実施例では、２つの直角位相の信号はこのように作成され、受信機の中間周波数で変調され、続いてメッセージ信号が中間周波数の倍の周波数で効率的にサンプルされる

ように合成される。例示した実施例のどちらを使用するかは、特定の応用の要件による。例えば図２に示すＦＭ受信機20には、電力消費を増大するようにＲＦ段に続いて別のミクサが含まれている。しかし図３に示すＦＭ受信機50では、移相器54は図２に示す移相器27よりも低い周波数で作動する必要があり、従って実現するのはより困難となる。

【００２０】

図２に示す実施例に対する更に別の実施例では、移相器27を除いて、ＲＦ移相器をＲＦ段22と結合してミクサ25ないし26の一方に加えるＲＦ段出力信号の位相をπ／２ラジアン移相することが出来る。ミクサ25、26で受け取った信号を局所発振器信号で乗算すると、２つの直角位相信号がこのようにそれらの出力で生成される。

図２、３及び先の節で説明した実施例は、本発明によりＦＭ受信機の復調メッセージ信号帯域幅を増大するために実施できるより一般的な原理の特定例を示したものである。上記の実施例は互いに90°の位相差を有する２つだけの信号を使用しているが、互いにπ／ｎの位相差を有するｎ信号$a_1 \ldots a_n$をＦＭ受信機内で形成できる。ここでｎは２以上かそれに等しい正の整数で、それらの信号は以下で関係付けられる。

【００２１】

$a_i(t) = \cos[\omega_{IF} t + k_f \int tA(t) * dt + \Omega + \pi * (i/n)]$

ここでω_{IF}、k_f、Ωは 定数でｉはｎを含むそれまでの全ての正の整数の値を取る。

この式の各々で（$\omega_{IF} t + k_f \int tA(t) * dt + \Omega$） をφで置き換えると、次のことが分かる。

ｎ＝２に対して、$a_1 = \cos[\phi + \pi/2]$ 及び $a_2 = \cos[\phi + \pi]$

ｎ＝３に対して

$a_1 = \cos[\phi + \pi/3]$，$a_2 = \cos[\phi + 2\pi/3]$ 及び

$a_3 = \cos[\phi + \pi]$

ｎ＝４に対して

$a_1 = \cos[\phi + \pi/4]$，$a_2 = \cos[\phi + \pi/2]$、

$a_3 = \cos[\phi + 3\pi/4]$ 及び $a_4 = \cos[\phi + \pi]$

など。

【００２２】

各々の信号を増幅器／リミタを通過させて全ての振幅変調を取り除いた後、全ての制限信号$a_1 - a_n$を共に乗算してメッセージ信号のアナログＩＦオーバーサンプリングを形成する。このように２つの信号a_1、a_2に付いては、メッセージ信号は中間周波数の２倍でサンプルされ、各々の信号は順次にπ／２ラジアンの位相遅れでサンプルする。３つの信号a_1、a_2、a_3 に付いては、メッセージ信号は中間周波数の３倍でサンプルされ、各々の信号は先のものからπ／３ラジアンの位相遅れでサンプルする。復調メッセージ信号の帯域幅はそれぞれ２、３、４などの係数で増大する。

ＦＭ受信機内のＦＭ復調器その他の残りの構成部品は当然、メッセージ信号の増大したサンプル周波数に対処するように各々の場合に適応するようにする必要がある。

【００２３】

図４は図２ないし３に描いたものからのヘテロダイン段の別の実施例を示している。この実施例では、互いからπ／３ラジアン移相した３つの信号を形成し、続いて共に乗算してオーバーサンプルメッセージ信号を生成する。３つのＲＦミクサ61、62、63、３つの帯域フィルタ64、65、66、２つの移相器70、71、２つの更なるミクサ72、73とからなるＩＦ段60が示されている。ＦＭ復調器その他のＦＭ受信機の残りの構成部品は示されていない。移相器70、71は局所発振器23からの信号の位相をそれぞれ60°、 120°移相して最初の局所発振器信号と共に、それぞれ局所発振器周波数を有するが、互いから60°移相された３つの信号を形成する。それらの３つの信号はＲＦ段からの信号とミクサ61、62、63により乗算してそれらの出力で互いから60°移相された３つのＩＦ信号を生成する。

【００２４】

それらのＩＦ信号は帯域フィルタ64、65、66と増幅器／リミタ67、68、69を通過させ、続いて２つの段で共に乗算する。リミタ68、69の出力での信号は最初にミクサ72により共に

乗算される。次にリミタ67の出力からの信号をミクサ72の出力からの信号とミクサ73により乗算する。ミクサ73の出力はこのようにメッセージ信号が中間周波数ｆIFの３倍で効率的にサンプルされる信号を提供する。リミタ67、68、69の出力からの信号は上述の順番だけでなく、どのような順番でも共に乗算できることが理解されよう。代わりに複数入力を有するミクサを用いて３つのＩＦ信号全てを共に一度に乗算することもできる。

【００２５】

特定のＦＭ受信機の信号は図２ないし３、４あるいはその組合せのいずれかで示す構成にしたがって作成できることが理解されよう。それらの１つないし複数の信号は更に、２つないしそれ以上のミクサを用いて局所発振器信号をＲＦ段からの信号で乗算し、ＲＦ移相器を導入して３つのミクサの１つないし複数のものに供給するＲＦ段信号の位相を移相する構成で形成できる。例えば、互いからπ／２ラジアン移相した４つの信号を用いたＦＭ受信機の場合、３つの移相器を備えて局所発振器信号をそれぞれ45°、90°、 135°移相することが出来る。４つのミクサをＲＦ段に続いて備えてＲＦ段からの信号を３つの移相器からの信号（プラス最初の局所発振器信号）の各々の１つで乗算して４つの信号を生成することが出来る。

【００２６】

代わりに１つだけのミクサを備えてＲＦ段と局所発振器からの信号を乗算できる。３つのの移相器を備えてミクサの出力からの信号を45°、90°、 135°移相して、それらの移相器の出力からの信号を最初のミクサ出力信号と共に乗算して、４つの位相信号を提供する。

別の実施例では、１つの移相器を備えて局所発振器信号の位相を45°移相することが出来る。２つのミクサを備えてＲＦ段信号をそれぞれ移相器からの信号と最初の局所発振器信号で乗算することが出来る。更に２つの移相器を備えて２つのミクサの出力を90°移相できるので、それらの更なる移相器の出力からの信号は２つのミクサからの最初の信号と共に４つの信号を形成する。

ｎ信号を有するＦＭ受信機ではそのような変形が可能であり、設計のこの柔軟性の背後にある上記の原理を理解するためにミクサや移相器の様々な別の構成を説明する必要のないことは明かである。図２、３ではπ／２ラジアンだけの移相器を例示し、図４ではπ／３と２π／３ラジアンだけのものを例示したが、他の実施例は、メッセージ信号のアナログオーバーサンプルにつながるｎ信号を形成するために信号の位相を異なる角度変化する位相ネットワークを必要とすることがある。

【００２７】

【発明の効果】

変調中間周波数信号の周波数はｎの係数で乗算するので、それに対応してメッセージ信号の復調帯域幅はＦＭ受信機で使用する中間周波数の変更を必要とせずにｎの係数で増大される。

【図面の簡単な説明】

【図１】　従来技術のＦＭ受信機の概略図である。

【図２】　本発明のＦＭ受信機の１実施例の概略図である。

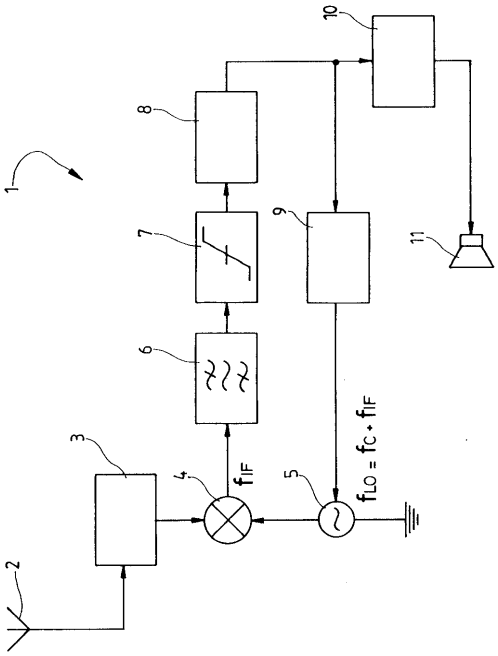
【図３】　本発明のＦＭ受信機の別の実施例の概略図である。

【図４】　図２ないし３で描いた本発明のＦＭ受信機で使用するヘテロダイン段の別の実施例の概略図である。

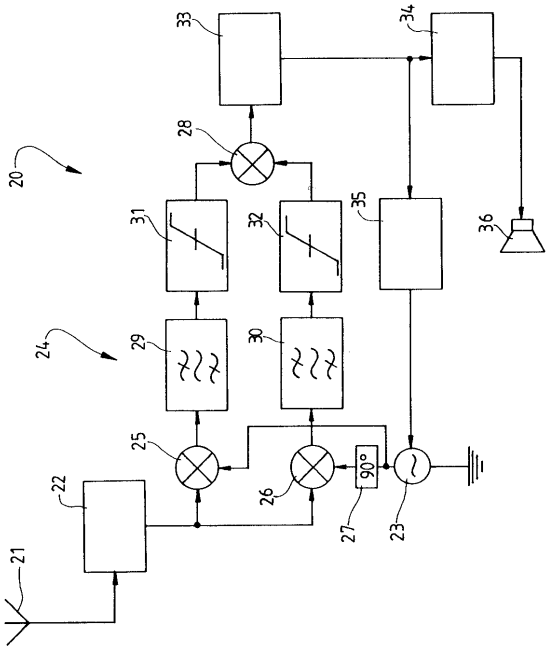
【符号の説明】

２０…受信機、２１…アンテナ、２２…ＲＦ段、２３…局所発振器、２４…ヘテロダイン段。

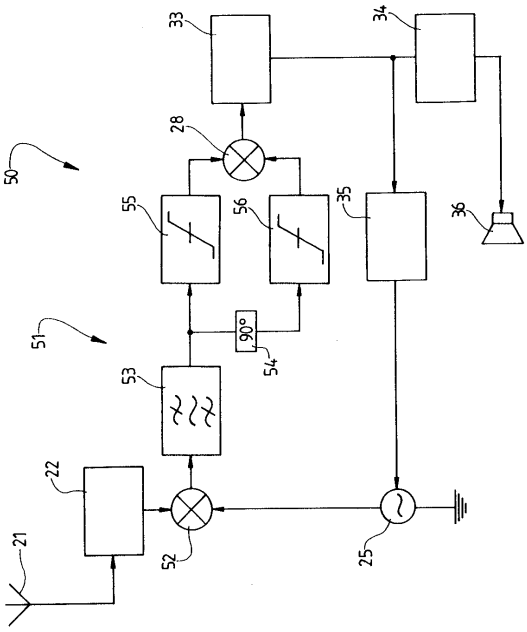
【図１】


1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
f_{IF}
$f_{LO} = fc + f_{IF}$

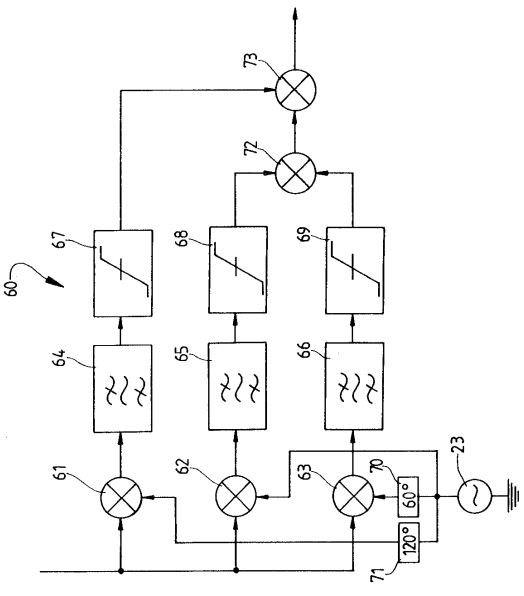
【図２】


20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
90°

【図３】


21
22
25
28
33
34
35
36
50
51
52
53
54
55
56
90°

【図４】


23
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
60°
120°

フロントページの続き

(56)参考文献 特開昭５９－１６８７５２（ＪＰ，Ａ）
特開平０４－３１３９３９（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.[7]，ＤＢ名)
H04B 1/26-1/30
H03D 3/00