(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第3666686号

(P3666686)

(45)発行日　平成17年6月29日(2005.6.29)　(24)登録日　平成17年4月15日(2005.4.15)

(51)Int.Cl.[7]	F I		
H03D 7/18	H03D	7/18	
H03D 7/00	H03D	7/00	B
H04B 1/26	H04B	1/26	B
	H04B	1/26	J

請求項の数 19　(全 33 頁)

(21)出願番号　特願平7-251262
(22)出願日　平成7年9月28日(1995.9.28)
(65)公開番号　特開平8-125565
(43)公開日　平成8年5月17日(1996.5.17)
審査請求日　平成14年9月19日(2002.9.19)
(31)優先権主張番号　321-501
(32)優先日　平成6年10月12日(1994.10.12)
(33)優先権主張国　米国(US)

(73)特許権者　399117121
アジレント・テクノロジーズ・インク
ＡＧＩＬＥＮＴ　ＴＥＣＨＮＯＬＯＧＩＥＳ，　ＩＮＣ．
アメリカ合衆国カリフォルニア州パロアルト　ページ・ミル・ロード　３９５
３９５　Ｐａｇｅ　Ｍｉｌｌ　Ｒｏａｄ　Ｐａｌｏ　Ａｌｔｏ，Ｃａｌｉｆｏｒｎｉａ　Ｕ．Ｓ．Ａ．
(74)代理人　100073874
弁理士　萩野　平
(72)発明者　トーマス・ホーナック
アメリカ合衆国カリフォルニア州ポートラヴァレイ　コールマイン・ビュー　１

最終頁に続く

(54)【発明の名称】時分割ミクサ回路

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

入力信号を受信し、時分割出力信号を発生する時分割ミクサ回路であって、

一次入力ポート、発振器入力ポート及び出力ポートを備えるミクサと、

初期発振器信号を発生する局部発振器と、

スイッチング信号を発生するスイッチング信号源と、

スイッチング信号に応答し、時分割出力信号を同相出力信号と直交位相出力信号との間で交番させるための交番信号手段から構成され、前記同相出力信号は、前記入力信号が前記一次入力ポートに加えられ、前記初期発振器信号が前記発振器入力ポートに加えられると、前記ミクサが発生する出力信号であることと、前記直交位相出力信号は、前記入力信号が前記一次入力ポートに加えられ、前記初期発振器信号が、９０度移相されてから、前記発振器入力ポートに加えられると、前記ミクサが発生する出力信号であること、及び前記交番信号手段は前記ミクサのいずれかのポートに接続された刻時インバータを含んでいることを特徴とする時分割ミクサ回路。

【請求項２】

入力信号を受信し、時分割出力信号を発生する時分割ミクサ回路であって、

一次入力ポート、発振器入力ポート及び出力ポートを備えるミクサと、

初期発振器信号を発生する局部発振器と、

スイッチング信号を発生するスイッチング信号源と、

スイッチング信号に応答し、時分割出力信号を同相出力信号と直交位相出力信号との間

で交番させるための交番信号手段と、前記同相出力信号は、前記入力信号が前記一次入力ポートに加えられ、前記初期発振器信号が前記発振器入力ポートに加えられると、前記ミクサが発生する出力信号であり、前記直交位相出力信号は、前記入力信号が前記一次入力ポートに加えられ、前記初期発振器信号が、９０度移相されてから、前記発振器入力ポートに加えられると、前記ミクサが発生する出力信号であり、

前記同相出力信号のデューティ・サイクルを前記直交位相出力信号のデューティ・サイクルに等化する働きをするデューティ・サイクル等化器とから構成されることを特徴とする時分割ミクサ回路。

【請求項３】

前記交番信号手段が、

初期発振器信号の位相を９０度シフトして、移相発振器信号を発生する移相器と、

スイッチング信号に応答して、初期発振器信号と移相発振器信号とをミクサの発振器ポートに交互に結合するスイッチング素子とから構成されることを特徴とする請求項２に記載の時分割ミクサ回路。

【請求項４】

入力信号が、一次入力ポートに加えられ、初期発振器信号が、発振器入力ポートに加えられ、刻時インバータが、ミクサの出力ポートと直列に接続されて、時分割出力信号を発生することを特徴とする請求項１または２に記載の時分割ミクサ回路。

【請求項５】

入力信号が、ミクサの一次入力ポートに加えられ、初期発振器信号が、刻時インバータを介して発振器入力ポートに加えられ、時分割出力信号が、ミクサの出力ポートから送り出されることを特徴とする請求項１または２に記載の時分割ミクサ回路。

【請求項６】

入力信号が、刻時インバータを介してミクサの一次入力ポートに加えられ、初期発振器信号が、発振器入力ポートに加えられ、時分割出力信号が、ミクサの出力ポートから送り出されることを特徴とする請求項１または２に記載の時分割ミクサ回路。

【請求項７】

請求項１ないし６のいずれかの時分割ミクサ回路と、

スイッチング信号に応答して、第１及び第２の情報信号を時分割ミクサ回路の入力に交互に結合するＩ－Ｑスイッチング素子と、

時分割ミクサ回路の出力に得られる時分割信号から、両方の情報信号によって変調されたＩ－Ｑ出力信号を発生するフィルタ手段とから構成されるＩ－Ｑ変調器。

【請求項８】

第１及び第２の情報信号によって変調されたＩ－Ｑ信号を受信する請求項１ないし６のいずれかの時分割ミクサ回路と、

第１のフィルタと、

第２のフィルタと、

スイッチング信号に応答して、時分割出力信号を第１及び第２のフィルタに交互に結合し、Ｉ－Ｑ信号を復調して、第１のフィルタを介して第１の情報信号を送り出し、第２のフィルタを介して第２の情報信号を送り出すＩ－Ｑスイッチング素子とから構成されるＩ－Ｑ復調器。

【請求項９】

ＲＦ信号の搬送周波数をシフトするための周波数変換器であって、

一次入力ポート、発振器入力ポート及び出力ポートを備えるミクサと、

初期発振器信号を発生する局部発振器と、

スイッチング信号を発生するスイッチング信号源と、

スイッチング信号に応答し、時分割出力信号を同相出力信号と直交位相出力信号との間で交番させるための交番信号手段と、前記同相出力信号は、前記ＲＦ信号が前記一次入力ポートに加えられ、前記初期発振器信号が前記発振器入力ポートに加えられると、前記ミクサが発生する出力信号であり、前記直交位相出力信号は、前記ＲＦ信号が前記一次入力

ポートに加えられ、前記初期発振器信号が、９０度移相されてから、前記発振器入力ポートに加えられると、前記ミクサが発生する出力信号であり、
スイッチング信号に応答し、相互に９０度異なる第１及び第２の移相によって時分割出力信号の位相を交互にシフトして２つの移相信号成分を生成し、２つの移相信号成分を総計するスイッチ出力移相手段とから構成されることを特徴とする周波数変換器。
【請求項１０】
前記交番信号手段が、
初期発振器信号の位相を９０度シフトして、移相発振器信号を発生する移相器と、
スイッチング信号に応答して、初期発振器信号と移相発振器信号とをミクサの発振器ポートに交互に結合するスイッチング素子とから構成されることを特徴とする請求項９に記載の周波数変換器。
【請求項１１】
前記交番信号手段が、前記ミクサのいずれかのポートに接続された刻時インバータから構成されることを特徴とする請求項９に記載の周波数変換器。
【請求項１２】
ＲＦ信号が、一次入力ポートに加えられ、初期発振器信号が、発振器入力ポートに加えられ、刻時インバータが、ミクサの出力ポートと直列に接続されて、時分割出力信号を発生することを特徴とする請求項９または１１に記載の周波数変換器。
【請求項１３】
ＲＦ信号が、ミクサの一次入力ポートに加えられ、初期発振器信号が、刻時インバータを介して発振器入力ポートに加えられ、時分割出力信号が、ミクサの出力ポートから送り出されることを特徴とする請求項９または１１に記載の周波数変換器。
【請求項１４】
ＲＦ信号が、刻時インバータを介してミクサの一次入力ポートに加えられ、初期発振器信号が、発振器入力ポートに加えられ、時分割出力信号が、ミクサの出力ポートから送り出されることを特徴とする請求項９または１１に記載の周波数変換器。
【請求項１５】
さらに、前記同相出力信号のデューティ・サイクルを前記直交位相出力信号のデューティ・サイクルに等化する働きをするデューティ・サイクル等化器から構成されることを特徴とする請求項９ないし１４のいずれかに記載の周波数変換器。
【請求項１６】
前記スイッチ出力移相手段が、
スイッチング信号に応答し、相互に９０度異なる第１及び第２の移相によって時分割出力信号の位相を交互にシフトして２つの移相信号成分を生成する出力移相器と、
２つの移相信号成分を総計して所望の周波数シフト信号を生成する帯域フィルタとを含むことを特徴とする請求項９ないし１５のいずれかに記載の周波数変換器。
【請求項１７】
前記スイッチ出力移相手段が、
同相フィルタと、
直交位相フィルタと、
時分割出力信号を受信し、スイッチング信号の制御下において、出力信号を同相フィルタ及び直交位相フィルタに交互に加える第１の直交位相スイッチング素子と、
アナログ・デジタル変換器と、
第２のスイッチング信号を発生する第２のスイッチング信号源と、
第２のスイッチング信号によって制御され、同相フィルタ及び直交位相フィルタをアナログ・デジタル変換器に交互に結合する第２の直交位相スイッチング素子と、
アナログ・デジタル変換器に結合されて、所望の周波数シフト信号を発生するデジタル移相器とを含むことを特徴とする請求項９ないし１５のいずれかに記載の周波数変換器。
【請求項１８】
前記スイッチ出力移相手段が、

抵抗器、第１のコンデンサ、第２のコンデンサ、スイッチング信号に応答して第１のコンデンサ及び第２のコンデンサを抵抗器に交互に直列接続するスイッチング手段、及び、出力増幅器を備えた、時分割出力信号にフィルタリングを施す低域フィルタ段と、

フィルタリングを施された時分割出力信号のサンプリングを行うサンプル及びホールド回路と、

サンプル及びホールド回路によって供給されるサンプルをデジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換器と、

第１の移相、及び、第１の移相から９０度異なる第２の移相によって、デジタル信号の位相を交互にシフトし、所望の周波数シフト信号を送り出すデジタル移相器とを含むことを特徴とする請求項９ないし１５のいずれかに記載の周波数変換器。

【請求項１９】

前記スイッチ出力移相手段が、

入力信号を受信し、時分割出力信号を発生する時分割ミクサ回路からの前記時分割出力信号にフィルタリングを施すフィルタと、

フィルタからフィルタリングを施された信号を受信する一次入力ポート、発振器入力ポート、及び、出力ポートを備えた第２のミクサと、

第２の初期発振器信号を発生する第２の局部発振器と、

スイッチング信号に応答し、第２のミクサの出力ポートから送り出される出力信号を、第１の出力信号と第２の出力信号の間で交番させるための第２の交番信号手段とを含み、第１の出力信号が、第２の初期発振器信号が第２のミクサ発振器の入力ポートに加えられると、第２のミクサが発生する出力信号であることと、第２の直交位相出力信号が、第２の初期発振器信号が、９０度移相されてから、第２のミクサの発振器入力ポートに加えられると、第２のミクサが発生する出力信号であることを特徴とする請求項９ないし１５のいずれかに記載の周波数変換器。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は、一般に、無線通信に関するものであり、とりわけ、時分割ミクサ及び局部発振器を利用して、ＲＦ信号の搬送周波数を変調し、復調し、変更する無線回路構成に関するものである。

【０００２】

【従来の技術】

スーパヘテロダイン無線受信機は、入力信号の変調（振幅、位相または周波数変調）を維持したまま、入力信号の搬送周波数を中間周波数に変換する。こうする理由は、無線受信機は、ある搬送周波数範囲にわたって入力信号を受信して、増幅することが可能でなければならないためである。しかし、ある周波数範囲にわたって増幅しなければならない増幅器よりも、周波数を固定した増幅器から得られる利得の方が大きくなる可能性がある。入力信号の搬送波を固定中間周波数に変換すると、増幅段は、１つの周波数だけに作用することができるので、各増幅段毎に、別様の場合より大きい利得が得られることになる。こうした各増幅段は、受信機の中間周波数を中心とする規定の帯域幅内の周波数を有する信号を増幅する帯域増幅器であり、他の信号は阻止される。

【０００３】

家庭で用いられる種類の通常のＡＭまたはＦＭ受信機は、一般に、中間周波数が１つだけであり、少数の中間周波数（「ＩＦ」）増幅段を備えている。しかし、マイクロ波スペクトル以上で動作する受信機は、それぞれ、異なる中間周波数で動作する、いくつかのＩＦ増幅段を備えることができる。これは、こうした受信機の全利得が、10^5 もの大きさになる可能性があるためである。こうした大きい利得を得るには、いくつかの利得の大きい増幅段を利用しなければならない。各増幅段毎に異なる周波数で動作すると、１つの増幅段からもう１つの増幅段への寄生フィードバックによって増幅器が不安定になる恐れが低下する。

【０００４】
以上から明らかなように、スーパヘテロダイン受信機は、入力信号の周波数をＩＦ増幅器にとって適正な周波数に変換する周波数変換器を必要とする。受信機が、異なる周波数で動作するいくつかのＩＦ増幅器を備えている場合、受信機に用いられる異なる中間周波数のそれぞれに１つの割合で、いくつかの周波数変換器が必要になる。
【０００５】
周波数変換器には、２つの構成要素、すなわち、局部発振器とミクサが設けられている。局部発振器は、所望の入力信号の周波数（f_D）とは異なる周波数（f_{LO}）の信号を発生する。ミクサは、所望の入力信号と局部発振器の信号を組み合わせて、２つの新しい信号、すなわち、所望の入力信号の周波数と局部発振器の信号の周波数との和に等しい周波数の信号（f_{SUM}）：

$$f_{SUM} = f_D + f_{LO} \quad (1)$$

及び、所望の入力信号の周波数と局部発振器の信号の周波数との差に等しい周波数の信号（f_{DIFF}）：

$$f_{DIFF} = f_D - f_{LO} \quad (2)$$

を送り出す。
【０００６】
一般に、ユーザは、所望の入力信号周波数より低い局部発振器の周波数を調整して、局部発振器信号と所望の入力信号を混合した場合、ミクサからＩＦ増幅器の周波数（f_{IF}）に等しい周波数の差信号が発生する。f_{DIFF}にf_{IF}を代入し、式（２）を整理すると、次のようになる：

$$f_D = f_{LO} + f_{IF} \quad (3)$$

【０００７】
受信機の入力に他の信号が生じると、やはり、局部発振器の信号と混合されて、和信号及び差信号が送り出されるが、一般に、これらの和信号及び差信号の周波数は、f_{IF}と同じではなく、従って、差信号は、ＩＦ増幅器によって阻止される。従って、局部発振器の信号の周波数f_{LO}と中間周波数f_{IF}の和に等しい周波数f_Dを有する入力周波数だけが、適正な中間周波数に変換され、ＩＦ増幅器によって増幅される。
【０００８】
家庭でのラジオ受信機の場合、同調制御によって、局部発振器の同調が行われる。ダイアルは、所望の局の周波数を表示するが、実際には、同調制御によって、局部発振器の周波数が所望の周波数と受信機のＩＦとの差に等しくなるようにセットされる。これが、所望のラジオ局の選択方法である。他の種類の受信機の場合には、他の手段を利用して、局部発振器の周波数を同調させることが可能である。
【０００９】
所望の信号以外の大部分の入力信号は、阻止されるが、ある所望されていない信号が通過する可能性がある。これは、上述のように、ミクサが、和の周波数と差の周波数の両方を発生するためである。式（３）が、f_{LO}とf_{IF}の和に等しい周波数の入力信号が、ＩＦ増幅器によって受容されることを示しているのとちょうど同じように、式（１）は、f_{LO}とf_{IF}の差に等しい周波数の所望されていない入力信号が、やはり、受信機ＩＦに変換されて、ＩＦ増幅器に受容されることを表している。この所望されていないf_Uは、「イメージ」信号と呼ばれる。

$$f_U = f_{LO} - f_{IF} \quad (4)$$

式（３）から式（４）を引くと、所望の周波数と所望されていない周波数の差が、$2f_{IF}$であることが分かる。大部分の受信機は、ミクサの前段の帯域フィルタによって、こうしたイメージ周波数を阻止することが可能である。こうしたフィルタは、所望されていないイメージ周波数がミクサに入るのを阻止する。従って、所望されないイメージ信号は、ミクサに達する前に、帯域フィルタによって減衰済みのため、ミクサは所望の信号だけに処理を加えることになる。
【００１０】

イメージ領域の入力帯域フィルタ法は、家庭で一般に見受けられるＡＭ、ＦＭ及びテレビジョン受信機のような受信機には十分である。この方法によれば、所望のミクサ入力周波数が固定され、既に比較的低いので、複数の中間周波数を有する受信機の第２の、すなわち、もう１つの周波数変換段においても、満足のゆく結果が得られる。しかし、スペクトルのマイクロ波部分またはそれを超える入力周波数範囲にわたって同調可能な、受信機の第１の周波数変換回路では、状況が異なることになる。

【００１１】

例えば、９０２ＭＨｚと９２８ＭＨｚの間の所望の入力周波数範囲を有する工業、化学、または、医療周波数帯域の１つといった周波数帯域において動作するように設計された、受信機の周波数変換回路について考察する。適度に安価な固定入力帯域フィルタを利用して、所望されていないイメージ信号をスクリーニングで排除することが望ましい。しかし、こうしたフィルタによって、所望されていないイメージ信号からこの範囲内の周波数を有する所望の入力信号を分離するためには、２つの範囲の限界間に少なくとも１００ＭＨｚの保護帯域を設けなければならない。これには、少なくとも６３ＭＨｚのf_{IF}が必要になる。

【００１２】

モノリシック・ラジオ受信機（単一の集積回路基板上に製作された受信機）の場合、全ての中間周波数を１０ＭＨｚ未満に制限するのが有利である。これは、モノリシック設計において、これより高い周波数で動作するＩＦ増幅器を製造する実際的な方法がないためである。１０ＭＨｚを超える周波数に同調可能なインダクタ・コンデンサ同調ＩＦ増幅器は、低損失のオン・チップ・インダクタが入手できないので、製造が困難である。インダクタ・コンデンサ同調ＩＦ増幅器の代替案が、アクティブ・フィルタである。しかし、１０ＭＨｚを超える周波数で働くアクティブ・フィルタは、比較的大量の電力を要求し、このため、フィルタ及び受信機の残りの部分を単一チップ上に取り付けるのは実際的ではない。フィルタを受信機チップから離して配置する場合には、受信機をフィルタに接続するため、受信機チップに余分なポートを設けなければならないし、こうしたポートに伴う余分な寄生容量を駆動するため、さらに多くの電力を要することになる。従って、モノリシック受信機を設計する唯一の実用的な方法は、受信機のf_{IF}を１０ＭＨｚ以下に制限することであった。

【００１３】

前述のように、９００ＭＨｚの範囲内で信号を受信することを意図した受信機は、入力帯域フィルタによって、イメージ周波数を阻止すべき場合には、少なくとも６３ＭＨｚのf_{IF}を必要とする。しかし、単一基板上において、f_{IF}が１０ＭＨｚを超える実用的な受信機を製作することはできない。従って、９００ＭＨｚの受信機を単一基板上に製作するには、イメージ周波数を阻止する他の何らかの方法を見つけ出さなければならない。

【００１４】

ミクサの前段に固定帯域フィルタを用いることなく、イメージ信号を阻止する能力を備えた一種の周波数変換器が、図１８に示されている。この先行技術によるシステムの場合、２つの整合のとれたミクサ１１及び１３が、入力信号によって並列に駆動される。局部発振器１５は、第１のミクサ１１を直接駆動する。局部発振器は、第１の９０°移相器１７を介して第２のミクサ１３を駆動する。第１のミクサは、総和回路１９に出力を供給する。第２のミクサは、第２の９０°移相器２１を介して総和回路に出力を供給する。総和回路の出力は、ＩＦ増幅器２３の入力になる。ＩＦ増幅器は、受信機の中間周波数f_{IF}に同調させられる。

【００１５】

第１のミクサは、それぞれの搬送周波数f_D及びf_Uからf_{IF}に周波数をシフトした、所望の信号と所望されていない信号の両方を総和回路に送る。第２のミクサは、同様の働きをするが、２つの移相器は、第２のミクサによって供給される周波数変換を施したイメージ信号には、１８０°の移相を導入する作用をするが、周波数変換を施した所望の信号には影響がない。総和回路において、第１のミクサからのイメージ信号と第２のミクサから

の１８０°移相したイメージ信号が、互いに相殺し合うことになる。従って、所望の信号だけが、総和回路からＩＦ増幅器に送られる。

【００１６】

次に、２つのミクサ及び２つの移相器の働きについて、さらに詳細に述べることにする。所望の入力信号Ｄ（ｔ）は、次のように表すことができる：

$$D(t)=D\sin(\omega_D t+\phi_D) \quad (5)$$

ここで、Ｄは、所望の入力信号の振幅であり、ω_Dは、角周波数であり、ϕ_Dは、位相である。定義$\omega=2\pi f$を上記の式（３）に適用すると、

$$\omega_D=\omega_{LO}+\omega_{IF} \quad (6)$$

となり、（６）を（５）に代入すると、所望の入力信号に関する下記の式が得られる：

$$D(t)=D\sin((\omega_{LO}+\omega_{IF})t+\phi_D) \quad (7)$$

同様の推論から、所望されていないイメージ信号Ｕ（ｔ）波、下記のように表すことができる：

$$U(t)=U\sin((\omega_{LO}+\omega_{IF})t+\phi_U) \quad (8)$$

【００１７】

位相角ϕ_D及びϕ_Uは、任意であり、この論考の残りでは触れないことにする。

【００１８】

第１のミクサ１１によって、所望の入力信号と、$\cos(\omega_{LO}t)$で表すことが可能な局部発振器の信号が組み合わせられると、ミクサ出力信号に下記の成分が生じる：

$$D\sin\{(\omega_{LO}+\omega_{IF})t\}\cos(\omega_{LO}t) \quad (9)$$

三角恒等式$\sin x\cos y=1/2(\sin(x+y)+\sin(x-y))$を式（９）に適用すると、次のようになる：

$$1/2\ D(\sin(2\omega_{LO}+\omega_{IF})t+\sin\omega_{IF}t) \quad (10)$$

式（１０）の第１項は、周波数（$2\omega_{LO}+\omega_{IF}$）であり、これは、減衰し、ＩＦ増幅器によって無視される周波数である。従って、式（１０）の第２項が、第１のミクサで混合した後、ＩＦ増幅器によって増幅されることになる、所望の信号の唯一の成分である。この第２項は、次のように表される：

$$1/2\ D\sin\omega_{IF}t \quad (11)$$

同様の推論によって、第１のミクサで混合した後、帯域増幅器によって増幅されることになる、イメージ信号の唯一の成分は、

$$-1/2\ U\sin\omega_{IF}t \quad (12)$$

【００１９】

第２のミクサは、所望の入力信号と移相した局部発振器信号を組み合わせる。移相した局部発振器信号は、$\sin(\omega_{LO}t)$として表される。前記と同様の推論により、第２のミクサで混合した後の所望の入力信号には、ＩＦ増幅器によって受容される唯一の成分がある：

$$1/2\ D\cos\omega_{IF}t \quad (13)$$

これは、式（１１）に９０°だけ先行する。第２のミクサで混合した後のイメージ信号には、ＩＦ増幅器によって受容される唯一の成分がある：

$$1/2\ U\cos\omega_{IF}t \quad (14)$$

これは、式（１２）に９０°だけ先行する。第２の移相器１８によって、両方の式（１１）及び（１２）の位相が９０°だけ遅延し、この結果、所望の信号の残りの成分については、

$$1/2\ D\sin\omega_{IF}t \quad (15)$$

となり、イメージ信号の残りの成分については、

$$1/2\ U\sin\omega_{IF}t \quad (16)$$

となる。総和回路において、式（１１）、（１２）、（１５）及び（１６）を合計すると、その和は、

$$D\sin\omega_{IF}t \quad (17)$$

になる。

【００２０】
所望されていないイメージ信号を完全に排除すべき場合には、式（１２）及び（１６）として上述の、ミクサ１１及び１３の出力における所望されていないイメージ成分の振幅が、正確に整合しなければならない。この要件は、モノリシック受信機の自動車用途では、所望されていないイメージ信号のパワーが、いわゆる「近・遠」効果のため、所望の信号に比べて６０ｄＢほど大きくなる可能性があるので、とりわけクリティカルである。６０ｄＢを超えるイメージ信号を阻止する（最悪の場合でも、抑制して、所望の信号より小さくする）には、２つのミクサの利得間の差が０．１％未満になり、ミクサ間の位相エラーが１ミリラジアン未満になる必要がある。これらの公差は、実用的なモノリシック受信機では実現できない。図１８に示す種類の最新技術のイメージ阻止周波数変換回路は、集積回路において実現可能な優れた成分整合にもかかわらず、２０ｄＢを超える所望されていないイメージ信号の減衰は不可能であった。

【００２１】
９００ＭＨｚ以上の範囲の周波数で動作可能な実用的なＩ－Ｑ変調及び復調回路を構成する試みは、同様の困難に遭遇した。図１９に示すＩ－Ｑ変調回路について検討を加えることにする。この回路は、単一搬送波信号を２つの異なる信号f_1（ｔ）及びf_2（ｔ）によって変調する。第１の信号f_1（ｔ）は、第１のミクサ２５の信号入力に加えられ、第２の信号f_2（ｔ）は、第２のミクサ２７の信号入力に加え等れる。局部発振器２９は、所望の搬送周波数F_Dの搬送波信号を発生する。この信号は、$\cos\omega_D t$で表され、その２つの入力信号を組み合わせる第１のミクサに加えられて、$f_1(t)\cos\omega_D t$で表される信号が生じる。また、９０°移送器１には、初振器信号も加えられる。$\sin\omega_D t$で表される移送器の出力が、第２のミクサに加えられ、さらに、$f_2(t)\sin\omega_D t$で表される出力が生じる。これら２つのミクサ出力信号は、総和器３３において組み合わせられ、下記のように表される最終出力信号Ｆ（ｔ）が生じることになる：

$$F(t)=f_1(t)\cos\omega_D t+f_2(t)\sin\omega_D t \qquad (18)$$

【００２２】
図２０には、Ｉ－Ｑ変調器が示されている。式（１８）の信号Ｆ（ｔ）のような信号が、２つのミクサ３５及び３７の入力に加えられる。局部発振器３９は、搬送周波数ＦＤの信号を発生する。前述のように、$\cos\omega_D t$で表されるこの信号が、第１のミクサ３５に加えられ、さらに、下記のように表される出力が得られる：

$$F(t)\cos\omega_D t=f_1(t)\cos^2\omega_D t+f_2(t)\cos\omega_D t\sin\omega_D t \qquad (19)$$

三角恒等式を適用すると、式（１９）は、次のようになる：

$$F(t)\cos\omega_D t=1/2\,f_1(t)+1/2\,f_1(t)\cos^2\omega_D t+1/2\,f_2(t)\sin^2\omega_D t \qquad (20)$$

この出力は、２ω項を減衰させる低域フィルタ４１に加えられる。従って、フィルタ出力は、$1/2\,f_1$（ｔ）となり、増幅すると、単なるもとの第１の信号f_1（ｔ）になる。

【００２３】
発振器信号は、$\sin\omega_D t$で表される信号を送り出す９０°移送器４３にも加えられる。この信号が第２のミクサ３７に加えられると、さらに、下記のように表される出力が生じることになる：

$$F(t)\sin\omega_D t=f_2(t)\sin^2\omega_D t+f_1(t)\cos\omega_D t\sin\omega_D t \qquad (21)$$

三角恒等式を適用すると、式（１９）は、次のようになる：

$$F(t)\sin\omega_D t = 1/2\, f_2(t) + 1/2\, f_1(t)\sin^2\omega_D t - 1/2\, f_1(t)\cos^2\omega_D t \quad (22)$$

この出力が低域フィルタ４５に加えられると、フィルタ４３と同様、２ωが減衰する。従って、フィルタ４５の出力は、1/2 f_2（ｔ）であり、増幅すると、単なるもとの第２の信号f_2（ｔ）になる。

【００２４】

この解説から明らかなように、移相器３１（変調器の場合）及び４３（復調器の場合）は、それぞれの発振器信号の位相をちょうど９０°シフトして、２つの信号f_1（ｔ）及びf_2（ｔ）の不慮の混合を回避しなければならない。また、変調器のミクサ２５及び２７の正確な整合、及び、復調器のミクサ３５及び３７の正確な整合が必要になる。９００ＭＨｚの範囲内において、これらの制約条件を満たすのは困難である。

【００２５】

【発明が解決しようとする課題】

従って、本発明の目的は、とりわけ、９００ＭＨｚ以上の範囲の所望の信号を受信し、所望の信号より６０ｄＢほど強力なイメージ信号を阻止することができる、実用的で、実現可能なモノリシック周波数変換回路を提供することにある。本発明のもう１つの目的は、同様の周波数で良好な性能を発揮するＩ－Ｑ変調器及び復調器を提供することにある。

【００２６】

【課題を解決するための手段】

本発明によれば、９００ＭＨｚまで及びそれを超える範囲の任意の周波数において、周波数変換及びＩ－Ｑ変調回路要素における精密に整合したミクサを不要にする、時分割ミクサが得られる。本発明の原理を具現化した周波数変換器は、所望の信号より６０ｄＢほど強力なイメージ信号を阻止する。

【００２７】

簡潔かつより一般的に述べると、本発明による時分割ミクサ回路には、一次入力ポート及び発振器入力ポートを備えるミクサと、初期発振器信号を発生する局部発振器と、スイッチング信号源と、スイッチング信号にによって駆動される交番信号手段が含まれている。交番信号手段は、出力が同相出力信号と直交位相出力信号の間で交番するように、回路に制御を加える。同相出力信号は、初期発振器信号が発振器入力ポートに加えられると、ミクサが、所定の入力信号に応答して発生する出力信号と同じである。直交位相出力信号は、初期発振器信号が、９０度移相させてから、発振器入力ポートに加えられると、ミクサが、発生する出力信号と同じである。

【００２８】

第１の実施例の場合、入力信号は、ミクサの一次入力ポートに直接加えられ、時分割出力信号は、ミクサの出力ポートから直接送り出される。この実施例の場合、交番信号手段は、初期発振器信号の位相を９０°シフトする移相器と、初期発振器信号と移相した発振器信号をミクサの発振器ポートに交互に結合するスイッチング素子から構成される。

【００２９】

他の実施例の場合、交番信号手段は、ミクサのポートの１つと直列をなす刻時インバータから構成される。こうした実施例の場合、刻時インバータは、ミクサの発振器ポートと直列をなし、一次入力は、入力信号を受信し、出力ポートは、出力信号を送り出す。もう１つの実施例では、刻時インバータは、ミクサ出力ポートと直列をなし、さらにもう１つの実施例では、入力信号が、刻時インバータを介して一次入力ポートに加えられる。これらの実施例の全てにおいて、刻時インバータは、第１の実施例におけるスイッチング素子のスイッチング速度の１／２の速度でスイッチされる。

【００３０】

上述の時分割ミクサは、同相出力と直交位相出力の間で、高速度でスイッチする出力信号

を送り出す。用途によっては、これら２つの出力のデューティ・サイクルを等化するのが望ましい場合もある。スイッチング信号の速度の偶数倍でスイッチするデューティ・サイクル等化器によって、等しい時間期間にわたる同相出力及び直交位相出力が交互に許可されることになる。

【００３１】

本発明の原理を具現化したＩ－Ｑ変調器には、時分割ミクサとＩ－Ｑスイッチング素子が含まれる。スイッチング信号によって駆動されるＩ－Ｑスイッチング素子は、第１と第２の情報信号を時分割ミクサの入力に交互に結合する。時分割ミクサは、両方の情報信号によって変調されるＩ－Ｑ信号を発生するため、帯域フィルタリングが施される。

【００３２】

本発明によるＩ－Ｑ復調器には、Ｉ－Ｑスイッチング素子及び時分割ミクサも含まれている。変調器の場合と同様、スイッチング信号によって駆動されるＩ－Ｑスイッチング素子は、時分割ミクサの出力を第１と第２の低域フィルタに交互に接続する。これらのフィルタによって、さらに、復調された第１と第２の信号が送り出される。

【００３３】

時分割ミクサと出力移相器を組み合わせることによって、所望のＲＦ信号の搬送周波数をシフトし、同時に、所望されていないイメージ信号を阻止する周波数変換器が得られる。出力移相器は、スイッチング信号に応答して、第１の移相と、第１の移相と９０度だけ異なる第２の移相によって、時分割出力信号の位相を交互にシフトする。出力移相器には、所望の周波数シフト信号を送り出すフィルタが後続する。

【００３４】

実施例の１つでは、出力移相器は、値の異なる、２つのスイッチ可能なコンデンサを備える、抵抗器・コンデンサ（「ＲＣ」）・フィルタである。２つのコンデンサ間でスイッチングすることによって、２つの異なる移相が生じることになる。もう１つの実施例の場合、時分割ミクサの出力は、スイッチング信号に応答して、複数の縦続接続低域ＲＣフィルタ、サンプル及びホールド回路、アナログ・デジタル変換器、及び、デジタル移相器に通され、２つの異なる移相を生じることになる。さらにもう１つの実施例では、移相器として第２の時分割ミクサが利用される。

【００３５】

本発明の他の態様及び利点については、本発明の原理を例示する添付の図面に関連して示される、以下の詳細な説明から明らかになるであろう。

【００３６】

【発明の実施の形態】

例示を目的とした図面に示すように、本発明は、周波数変換器、Ｉ－Ｑ変調器、及び、Ｉ－Ｑ復調器の中心をなす、新規の時分割ミクサ回路において具現化される。所望の信号より６０ｄＢほど強力なイメージ信号を阻止することが可能な、９００ＭＨｚ帯域モノリシック周波数変換器が必要とされてきた。また、同じ周波数帯域で動作可能な、経済的なモノリシックＩ－Ｑ変調器及び復調器も必要とされてきた。

【００３７】

本発明による時分割ミクサ回路には、ミクサ、局部発振器、スイッチング信号源、スイッチング信号によって駆動される交番信号手段が含まれている。交番信号手段は、出力が、同相出力信号と直交位相出力信号の間で迅速に交番するように、回路に制御を加える。実施例の１つでは、交番信号手段は、局部発振器信号の位相をシフトする９０°移相器と、もとの発振器信号と移相した発振器信号をミクサに交互に結合するスイッチング素子から構成される。他の実施例の場合、交番信号手段は、ミクサのポートの１つと直列をなす刻時インバータから構成される。

【００３８】

本発明による周波数変換器には、時分割出力信号の位相を９０°ずつ交互にシフトする出力移相器と組み合わせた、時分割ミクサが含まれている。本発明によるＩ－Ｑ変調器には、時分割ミクサと、第１及び第２の情報信号をミクサの入力に交互に結合するＩ－Ｑスイ

ッチング素子が含まれている。同様に、Ｉ－Ｑ復調器には、Ｉ－Ｑスイッチング素子と、時分割ミクサが含まれており、スイッチング素子は、時分割ミクサの出力を第１及び第２の低域フィルタに交互に接続し、この結果、復調された第１及び第２の信号が生じることになる。

【００３９】

本発明を具現化する回路は、モノリシック構成に簡単に適応することが可能である。時分割ミクサによって、精密に整合したミクサと増幅器が不要になる。刻時インバータを用いることによって、局部発振器信号の位相を精密にシフトすることが不要になる。本発明を具現化する周波数変換器は、所望の信号より６０ｄＢほど強力な所望されていないイメージ信号を阻止することが可能である。

【００４０】

次に、図面を参照すると、図１には、本発明を具現化した時分割ミクサ回路の概念が示されている。該回路は、入力ポート１０１において入力信号を受信し、出力ポート１０３から時分割出力信号を送り出す。該回路には、一次入力ポート１０７、発振器入力ポート１０９、及び、出力ポート１１１が含まれている。局部発振器１１３は、初期発振器信号を発生する。スイッチング信号源１１５は、スイッチング信号を発生する。交番信号手段１１７は、スイッチング信号に応答して、時分割出力信号を同相出力信号と直交位相出力信号の間で交番させる。同相出力信号は、入力信号が一次入力ポートに加えられ、初期発振器信号が発振器入力ポートに加えられると、ミクサ１０５が送り出す出力信号である。直交位相出力信号は、入力信号が一次入力ポートに加えられ、初期発振器信号が、９０度移相させてから、発振器入力ポートに加えられると、ミクサ１０５が発生する出力信号である。

【００４１】

スイッチング信号は、すぐに解説することになるように、外部コンポーネントによっても利用され、このため、スイッチ信号出力ポートから送り出される。

【００４２】

図２には、上に概念を示した時分割ミクサ回路の特定の実施例が示されている。本実施例の場合、入力ポート１０１における入力信号が、ミクサ１２３の一次入力ポート１２１に加えられる。出力ポート１０３の時分割出力信号が、ミクサ１２３の出力ポート１２５によって供給される。局部発振器１２７は、初期発振器信号を発生する。スイッチング信号源１２９は、スイッチング信号を発生する。交番信号手段１３１は、移相器１３３及びスイッチング素子１３５として実現される。移相器１３３は、初期発振器信号の位相を９０°シフトして、移相した発振器信号を発生する。スイッチング素子１３５は、スイッチング信号に応答し、初期発振器信号と移相した発振器信号をミクサ１２３の発振器ポート１３７に交互に結合する。

【００４３】

スイッチング素子１３５は、例示のため、機械的スイッチ接点として示されている。しかし、通常は、この実施例及び本書で解説の他の実施例において用いられるのは、機械的スイッチではなく、スイッチング・トランジスタ、または、当該技術の熟練者にとって既知の種類の他の電子スイッチング素子である。

【００４４】

移相器１３３は、発振器１２７から独立した素子として示されている。実際、正味の効果が、その間の位相差が９０°の２つの局部発振器信号を発生することである限り、例えば、＋４５°の移相を導入する移相器、及び、－４５°の移相を導入する移相器のような、２つの移相器を設けることが可能である。

【００４５】

２つの局部発振器信号の位相差は、精密に制御しなければならない。用途によっては、この位相差は、１ＧＨｚの範囲の局部発振器周波数において、１ミリラジアン内までに制御しなければならない。しかし、この要件は、交番信号手段として刻時インバータを利用することによって回避することが可能である。これによって、２つの局部発振器信号の必要

がなくなる。ミクサ・ポートに直列に接続された刻時インバータは、刻時信号による指示に従って入力信号を反転したり、あるいは、反転しなかったりする種類の、同期整流器に似ている。同期整流器の場合、刻時信号は、入力信号と同じ位相及び周波数を備えており、全て、同じ極性の、一連のハーフ・サイクルをなす出力が生じることになる。出力は、直流成分を有しており、この装置が「整流器」と呼ばれる所以である。対照的に、本発明において利用される刻時インバータの場合、刻時信号は、入力信号と同じ位相及び周波数ではなく、従って、出力に直流成分は含まれない。

【００４６】

もちろん、初期発振器信号は、例えば、＋４５°の第１の移相によって、局部発振器の出力を移相させることによって発生することが可能であり、移相した初期発振器信号は、例えば、－４５°の第２の移相によって、局部発振器の出力を移相させることによって発生することが可能である。発振器の入力ポートに交互に加えられる２つの信号間には、正味９０°の位相差がなければならない。これが、図３に示されている。図３は、交番信号手段１３１が、わずかに異なる交番信号手段１３１Ａに置き換えられている点を除けば、図２と同様である。手段１３１Ａには、それぞれ、局部発振器１２７から初期発振器信号を受信する、２つの移相器１３３Ａ及び１３４Ａが含まれている。移相器１３３Ａは、例えば、＋４５°といった第１の量だけ位相をシフトさせ、位相器１３４Ａは、例えば、－４５°といった第２の量だけ位相をシフトさせるが、その間の差が９０°である限り、これらの移相量は、クリティカルではない。スイッチング１３５Ａは、信号源１２９からのスイッチング信号によって駆動される２つの移相した局部発振器信号間において交番する。

【００４７】

刻時インバータを利用する時分割ミクサの実施例の１つが、図４に示されている。入力信号は、ミクサ１４１の一次入力ポート１３９に加えられる。発振器１４３によって供給される初期発振器信号は、ミクサ１４１の発振器入力ポート１４５に加えられる。刻時インバータ１４７は、ミクサ１４１の出力ポート１５１に接続されている。スイッチング信号源１５３は、２：１周波数分配器１５４及び入力ポート１５５を介して、刻時インバータ１４７にスイッチング信号を供給する。時分割出力信号は、刻時インバータの出力ポート１５７から送り出される。すぐにより詳細に説明することになるように、この実施例の局部発振器の周波数は、図２の実施例における局部発振器の周波数f_{LO}とは、スイッチング周波数f_Cの１／２だけ異なる。

【００４８】

刻時インバータは、出力ポートの代わりに、ミクサの入力ポートの任意のほうと直列に接続することが可能である。これが図５及び６に示されている。図５には、刻時インバータ１５９が、局部発振器１６１とミクサ１６５の発振器入力ポート１６３の間に接続された実施例が示されている。ポート１０１における入力信号は、ミクサの一次入力ポート１６７に加えられ、時分割出力信号が、ミクサの出力ポート１６９から送り出される。刻時インバータは、２：１周波数分配器１７２を介して信号源１７１からスイッチング信号を受信する。

【００４９】

図６には、刻時インバータ１７３が、入力ポート１０１における入力とミクサ１７７の一次入力ポート１７５の間に接続された実施例が示されている。発振器１７９によって生じる初期発振器信号は、ミクサ１７７の発振器入力ポート１８１に加えられ、時分割出力信号は、ミクサの出力ポート１８３から送り出される。刻時インバータは、２：１周波数分配器１８６を介して信号源１８５からスイッチング信号を受信する。

【００５０】

発振器１６１及び１７９の周波数は、発振器１４３の周波数と同様、スイッチング周波数f_Cの１／２だけ、周波数f_{LO}から異なっている。

【００５１】

刻時インバータを利用することによって、局部発振器信号の精密な移相が不要になるだけでなく、もう１つの利点も得られる。局部発振器から漏れてミクサ入力に戻るパワーは、

低い第１の中間周波数の場合でさえ、所望の入力周波数の範囲とは全く異なる周波数である。従って、こうしたパワーの漏洩が、回路の所望の動作、または、近くにある他の同様の受信機を妨害する恐れはない。

【００５２】

解説の実施例は、それぞれ、同相信号と直交位相信号の間で迅速にスイッチする出力信号を発生する。これらの信号の一方が、他方より各スイッチング・サイクルの幾分長めの部分において生じることになる可能性がある。用途によっては、これは、望ましくない。図７には、この問題を補正するため、デューティ・サイクル等化器が設けられた時分割回路の概念が示されている。この図は、図１に示すものと同様であり、便宜上、両方の図面において同様のコンポーネントには、同じ参照番号が付けられており、これ以上の解説は行わない。

【００５３】

デューティ・サイクル等化器には、スイッチング信号の周波数の偶数倍の周波数を有するデューティ・サイクル制御信号を発生するデューティ・サイクル信号源１８７と、デューティ・サイクル制御信号に応答して、等しい時間期間にわたって、同相出力信号及び直交位相出力信号を交互に許可するデューティ・サイクル回路素子１８９が含まれている。デューティ・サイクル制御信号の周波数がスイッチング信号の周波数の２倍である場合における出力信号及びデューティ・サイクル制御信号のタイミングが、図８に示されている。出力ポート１０３における同相信号の存在は、下部波形１９１の高論理レベルで表示され、出力ポート１０３における直交位相信号の存在は、中間波形１９３の高論理レベルで表示される。デューティ・サイクル回路素子１８９は、デューティ・サイクル制御信号が高論理レベルの場合に限って、導通状態になる。上部波形１９５として示されるデューティ・サイクル制御信号は、同相信号が出力ポート１０３から送り出されている時間の一部分の間、及び、直交位相信号が出力ポート１０３から送り出されている時間の一部分の間、高になるようにタイミングがとられる。これらの出力信号のそれぞれが、少なくとも、デューティ・サイクル回路素子が導通状態にあるのと同じ長さの時間にわたって存在する限り、各出力信号は、他方とちょうど同じ長さの時間にわたって、出力ポートに存在することになる。

【００５４】

例示の便宜上、スイッチング信号源１１５及びデューティ・サイクル信号源１８７は、独立した信号発生器として示されている。実際に実行する際に、独立した発生器を利用する場合には、図７の一方からもう一方に延びる点線１９７で示すように、同期させることが望ましい。もちろん、適合する周波数分割回路を装備した単一発振器は、両方の信号の発生源として機能することが可能である。

【００５５】

図９には、本発明の教示を具現化するＩ－Ｑ変調器が示されている。該変調器には、これまでに解説し、例示した種類のＩ－Ｑスイッチング素子１９９及び時分割ミクサ回路が含まれている。例示の変調器には、図７に示すのと同様のデューティ・サイクル等化器と組み合わせられた、図２に示すのと同様の時分割ミクサが含まれているが、代わりに、他の時分割ミクサの１つを利用することもできるし、所望の場合には、デューティ・サイクル等化器を省略することも可能であるのは明らかである。便宜上、図２及び図３及び図７のコンポーネントと同様の図９のコンポーネントには、同じ参照番号が付けられており、必要のある場合を除いて、これ以上の説明は行わない。

【００５６】

スイッチング信号源１２９によって生じるスイッチング信号の制御下において、Ｉ－Ｑスイッチング素子１９９は、ミクサ１２３の一次入力ポート１２１に入力信号を加える。スイッチング１９９は、第１の入力信号f_1（ｔ）と第２の入力信号f_2（ｔ）の間で交番する。同時に、ミクサの入力ポート１３７に加えられる局部発振器信号が、同じ周波数であるが、位相が９０°異なる２つの信号間で交番する。スイッチング素子１９９が、第１の信号f_1（ｔ）をミクサに結合する期間中、ミクサは、移相を伴わない局部発振器信号

を受信し、その出力から同相信号、すなわち、局部発振器によって生じ、第１の入力信号f_1（ｔ）によって変調された、搬送周波数を有する信号を送り出す。スイッチング素子１９９が、第２の信号f_2（ｔ）をミクサに結合する期間中、ミクサは、９０°移相した局部発振器信号を受信し、その出力から直交位相信号、すなわち、局部発振器によって生じ、第２の入力信号f_2（ｔ）によって変調された、搬送周波数を有する信号を送り出す。デューティ・サイクル等化器を通った後、ミクサ出力は、帯域フィルタ２０１によるフィルタリングを施され、両方の入力信号によって変調されたＩ－Ｑ出力信号が生じることになる。

【００５７】

図１０には、本発明の教示を具現化したＩ－Ｑ復調器が示されている。復調器には、これまでに解説し、例示した種類の時分割ミクサ回路、及び、１対のフィルタ２０５及び２０７と組み合わせた、Ｉ－Ｑスイッチング素子２０３が含まれている。例示の復調器には、図２及び図３に示すものと同様の時分割ミクサが含まれているが、代わりに、他の時分割ミクサの１つを利用することもできるし、所望の場合には、デューティ・サイクル等化器を設けることも可能であるのは明らかである。便宜上、図２のコンポーネントと同様の図１０のコンポーネントには、同じ参照番号が付いており、必要とされる場合を除いて、これ以上の説明は行わない。

【００５８】

スイッチング信号の制御下において、Ｉ－Ｑスイッチング素子２０３は、ミクサの出力を第１の低域フィルタ２０５及び第２の低域フィルタ２０７に交互に結合する。スイッチング素子が出力を第１の低域フィルタに結合している期間中、ミクサは、移相を伴わない局部発振器信号を受信し、入力信号を復調して、同相部分が得られるようにする。スイッチング素子が出力を第２の低域フィルタに結合している期間中、ミクサは、９０°移相した局部発振器信号を受信し、入力信号を復調して、直交位相部分が得られるようにする。低域フィルタは、受信するスイッチされた入力を平滑化し、フィルタ出力から、それぞれ、第１と第２の信号を送り出す。

【００５９】

第１と第２の入力信号によって搬送される情報に、直流成分が含まれていない場合、オプションで、フィルタ２０５及び２０７は、直流を通さないように設計することも可能である。この場合、厳密に言えば、その周波数応答は、直流まで完全に行き渡らないが、真の「低域」フィルタの周波数応答は、直流にまで及ぶので、これらのフィルタは、「帯域」フィルタと呼ばれる。しかし、いずれにせよ、フィルタは、平滑化機能を果たし、復調された第１と第２の信号を送り出す。

【００６０】

位相が互いに精密に９０°ずれる必要のある２つの局部発振器信号間におけるスイッチングではなく、刻時インバータを用いることにより、発振器信号の精密な位相制御、及び、スイッチング素子に必要とされる精度が不要になる。刻時インバータを用いるには、局部発振器の周波数f_{LO}が、スイッチング周波数f_Cの１／２に等しい量だけ、上または下にシフトしなければならない。このシフトした局部発振器の周波数の位相ベクトルは、スイッチング信号f_Cの１サイクル毎に、もとの局部発振器の周波数f_{LO}の位相ベクトルに対して１８０°回転する。スイッチング信号の４つの連続したハーフ・サイクル（すなわち、２つの連続したサイクル）について考察することにする。４つのハーフ・サイクルのそれぞれにおける移相した局部発振器信号ともとの局部発振器信号の間の平均位相差は、９０°ずつインクリメントする。任意の基準フレームを割り当てることによって、４つの平均位相差には、値０°、９０°、１８０°及び２７０°を割り当てることができる。スイッチング信号の１／２の周波数を有する信号によって刻時インバータを制御することにより、移相した局部発振器信号の極性の反転及び非反転が交互に生じるので、２つの状態（反転状態及び非反転状態）のそれぞれが、スイッチング信号の完全な１サイクルにわたって続くことになる。極性反転（１８０°移相）により、スイッチング信号の１サイクルおきに、１８０°の平均移相が、別の１８０°の平均移相によってシフトし、結果として、

正味の平均移相は０°になる。同様に、２７０°の平均移相が、さらに１８０°の平均移相によってシフトし、結果として、正味の平均移相は２７０°＋１８０°＝９０°になる。従って、スイッチング信号f_Cの４つの連続したハーフ・サイクルの間における、移相した局部発振器の周波数ともとの局部発振器の周波数との間の平均移相は、０°、９０°、０°、及び、９０°ということになる。

【００６１】

要するに、刻時インバータが、各ハーフ・サイクル毎に、それぞれ、９０°にわたって掃引する位相信号の交番、及び、９０°の平均位相差によって、互いに、９０°位相のずれた２つの局部発振器信号間においてスイッチするスイッチング素子に取って代わることになる。帯域フィルタまたは低域フィルタのような後続回路が、スイッチング信号f_Cの周期より大幅に長い平均時間にわたって、その入力を平均化する特性を備えている場合、刻時インバータを用いる結果は、互いに位相が９０°ずれた２つの局部発振器信号間においてスイッチする結果と完全に等しくなる。

【００６２】

図１１には、本発明によるイメージ阻止周波数変換器が示されている。この変換器には、図７に示すものと同様のデューティ・サイクル等化器と組み合わせた、図２に示すものと同様の時分割ミクサが含まれているが、代わりに、他の時分割ミクサの１つを利用することもできるし、所望の場合には、デューティ・サイクル等化器を省略することが可能であるのも明らかである。便宜上、図２及び７のコンポーネントと同様の図１１のコンポーネントには、同じ参照番号が付いており、必要とされる場合を除いて、これ以上の説明は行わない。

【００６３】

時分割ミクサ以外に、周波数変換器には、出力移相器２０９及び帯域フィルタ２１１が含まれている。出力移相器２０９は、ポート１０３から時分割ミクサの出力を受信し、スイッチング信号に応答して、第１移相、及び、第１の移相から９０度異なる第２の移相によって、時分割出力信号の位相を交互にシフトする。帯域フィルタは、移相器の出力ポート２１３から移相器の出力信号を受信し、さらに、所望の周波数をシフトした信号を送り出す。

【００６４】

図１１に示す周波数変換器の動作は、図１８に示す先行技術による周波数変換器と比較することができる。図１８の回路の場合、非移相局部発振器信号及び移相局部発振器信号が、両方とも、それぞれのミクサ１１及び１３において、入力信号と連続して混合されるが、図１１の回路の場合、単一ミクサ１２３が、非移相局部発振器信号と移相局部発振器信号の間で交番する。図１８の場合、第２の移相器２１は、ミクサ１３の出力に対して常に活動状態にあるが、図１１の場合、出力移相器２０９は、局部発振器の移相器のスイッチングに合わせてスイッチする。図１８における総和機能は、総和器１９によって実施される。図１１の場合、この機能は、本質的に、交互に供給される２つの信号を平均化する帯域フィルタ２１１によって実施される。帯域フィルタによる交番信号の平均化が円滑に行われることを保証するため、スイッチング周波数は、帯域フィルタ２１１の帯域幅よりかなり高くなるようにするのが望ましい。並列信号経路、並列ミクサ、及び、並列入力を備えた総和器を排除することによって、該コンポーネントにおける不均衡の問題が解消され、従って、回路のイメージ阻止能力が大幅に向上する。

【００６５】

帯域フィルタ２１１は、一般に、第１のＩＦ増幅段に含まれるが、所望の場合、独立したコンポーネントとして設けることも可能である。

【００６６】

スイッチング素子１３５は、その位置の両方とも、利得が同じでなければならない。しかし、局部発振器信号がミクサ１２３を飽和させるほど強力であれば、この要件は、緩和することが可能である。この場合、ミクサの利得は、スイッチング素子１３５によってミクサに加えられる局部発振器信号の振幅とほとんど関係がない。

【００６７】
出力移相器２０９は、両方の移相とも、利得が同じでなければならない。正確な量の利得は、クリティカルではないが、帯域フィルタ２１１が、交番成分を平均化することによって、所望されていないイメージ信号を相殺し、完全な相殺は、２つの成分の時間と電圧の積のバランスがとれている場合にしか実現することができない。移相器２０９によって生じる２つの移相間における利得の不一致は、必要に応じて、５０％から離れたスイッチング信号のデューティ・サイクルを調整することによって補償することが可能である。
【００６８】
デューティ・サイクル素子１８９は、ミクサ１２３と帯域フィルタ２１１の間のどこにでも配置することが可能である。最適な配置は、移相器２０９の導入によって左右される。代替案として、デューティ・サイクル素子１８９は、発振器信号スイッチング素子１３５とミクサの発振器入力ポート１３７の間に配置することも可能である。デューティ・サイクル素子１８９の重要な側面は、２つの直交位相成分が発振器の入力ポートに加えられる時間比に関係のない時間期間にわたって、ミクサの出力をサンプリングするための手段が得られることにある。
【００６９】
本発明に教示の時分割アプローチによって、先行技術による周波数変換器に生じるイメージ阻止問題が大幅に軽減されるが、注目に値する、時分割概念に固有の問題が存在する。従来の所望されていないイメージ信号は、相殺によって抑制されるが、新しい所望されていないイメージ信号が生じることになる。これら新しいイメージ信号の周波数は、次のように表される：

$$f_T(m) = f_U \pm m f_C \qquad (23)$$

ここで、$f_T(m)$は、イメージ周波数であり、mは奇数であり、f_Uは、もとの所望されていないイメージ信号の周波数であり、f_Cは、スイッチング周波数である。これらの所望されていない周波数は、十分に高いスイッチング周波数f_Cを選択することによって、抑制することが可能である。
【００７０】
例えば、１ＭＨｚの中間周波数を有する従来の受信機の場合、所望されていないイメージ周波数は、所望の周波数より$2f_{IF}$低い。従って、所望の受信機範囲が、９０２～９２８ＭＨｚの場合、所望されていないイメージ周波数は、９００～９２６ＭＨｚである。本発明による周波数変換器を具現化した受信機の場合、スイッチング周波数f_C＝２００ＭＨｚによって、少なくともf_Uから２００ＭＨｚ離れた時分割イメージ$f_T(m)$が生じることになる。所望の周波数範囲と所望でないイメージ周波数のうち最も近いものの間に結果生じる保護帯域は、１７０ＭＨｚより広くなる。この保護帯域は、十分に広いので、ミクサの前段に配置された安価な入力フィルタによって、時分割イメージ信号を抑制することが可能になる。
【００７１】
既述のように、本発明の原理による周波数変換器の望ましい実施例は、局部発振器と直列をなすスイッチ式移相器ではなく、刻時インバータを利用する。図１２には、こうした周波数変換器の例が示されている。図４に示すものと同様の時分割ミクサ２１４が、その入力ポートにおいて入力を受信し、その出力ポート１０３から、図１１の移相器２０９と同様の移相器２１６に出力を送り出す。移相器２１６は、さらに、帯域フィルタ２１８に接続され、周波数変換信号が生じることになる。
【００７２】
周波数f_Dを有する所定の入力の場合、図１２の発振器１４３の周波数f_{LC}は、同じ入力周波数の場合、図１１の発振器１２７の周波数f_{LO}と同じではない。上記式（３）（$f_D = f_{LO} + f_{IF}$）から、発振器１２７の周波数f_{LO}は、$f_{LO} = f_D - f_{IF}$にセットしなければならない。しかし、発振器１４３の周波数f_{LC}は、スイッチング周波数f_Cの１／２に等しい量だけこの周波数f_{LO}と異ならなければならない。従って、発振器１４３の周波数f_{LC}は、下記のように表される：

$f_{LC}=f_D-f_{IF}\pm 1/2\ f_C$ （２４）

【００７３】

次に、図１２の回路の動作についてさらに詳細に述べることにする。上記（５）のように、

$D(t)=D\sin(\omega_D t+\phi_D)$ （２５）

の形の入力信号であると仮定する。ここで、Ｄは、所望の入力信号の振幅であり、ω_D は、角周波数であり、ϕ_D は、位相である。位相角ϕ_D は無視される。ミクサ１４１は、所望の入力信号Ｄ（ｔ）とｃｏｓ（ω_{LC}ｔ）で表すことが可能な局部発振器信号を組み合わせる。結果生じるミクサ出力信号Ｄ’には、次の項：

$1/2\ D\sin(\omega_D-\omega_{LC})t$ （２６）

と、図１８の第１のミクサに関連して既述のように、後続のフィルタリングを切り抜けられない、従って、無視されることになる、異なる周波数のもう１つの項が含まれている。従って、本目的のため、Ｄ’は、次のように表すことが可能である：

$D'=1/2D\sin(\omega_D-\omega_{LC})t$ （２７）

$\omega_D=\omega_{LC}+\omega_{IF}$及び$\omega_{LC}=\omega_{LO}-\omega_C/2$を（２６）に代入すると、刻時インバータ１４７の入力ポートに供給される信号として、

$D'=1/2\ D\sin(\omega_C/2+\omega_{IF})t$ （２８）

が生じることになる。

【００７４】

刻時インバータの働き及び周波数f_C におけるスイッチングの作用については、４つの連続したチョッピング・パルスP_A 、P_B 、P_C P_D による入力信号Ｄ’のチョッピングとして説明することが可能である。これは、垂直方向においてアライメントのとられた、$f_C/2$を１サイクルとする、スイッチング周波数f_C の２サイクル、及び、それぞれ、周波数が$f_C/2$で、デューティ・サイクルが２５％の４つのパルスP_A 、P_B 、P_C 、P_D を示す、図１３を参照することによって明らかになる。これら４つのパルスは、直流成分を有しているが、信号$D'=1/2D\sin(\omega_C/2+\omega_{IF}t$にこれらのパルスを掛けると、直流成分によって、後続の帯域フィルタリングを切り抜けられない、$\omega_C/2+\omega_{IF}$の周波数だけが生じる。従って、直流成分は、無視することができる。４つのパルスの交流スペクトルは、次によって表される：

$$P_A:(2/(n\pi)\sin(n\pi/4)\cos(n(\omega_C t/2-\pi/4)) \quad (29a)$$

$$P_B:(2/(n\pi)\sin(n\pi/4)\cos(n(\omega_C t/2-3\pi/4)) \quad (29b)$$

$$P_C:(2/(n\pi)\sin(3n\pi/4)\cos(n(\omega_C t/2-\pi/4)) \quad (29c)$$

$$P_D:(2/(n\pi)\sin(3n\pi/4)\cos(n(\omega_C t/2-3\pi/4)) \quad (29d)$$

ここで、ｎは、非ゼロの正の整数である。

【００７５】

便宜上、$N_{AB}=(2/(n\pi)\sin(n\pi/4)$、$N_{CD}=(2/(n\pi)\sin(3n\pi/4)$とする。次に、Ｄ’に４つのパルスのそれぞれを掛け、ｓｉｎｘｃｏｓｙに関して三角恒等式を利用すると、次のようになる：

$D'P_A=$

$$D\,(N_{AB}/4)\,(\sin(1+n)\,\omega_C\,t/2+\omega_{IF}t-n\pi/4)$$
$$+\sin(1-n)\,\omega_C\,t/2+\omega_{IF}t+n\pi/4))$$
(30a)

$$D'P_B=$$
$$D\,(N_{AB}/4)\,(\sin(1+n)\,\omega_C\,t/2\ +\omega_{IF}t\,3n\pi/4)$$
$$+\sin(1-n)\ \ \omega_C\,t/2+\omega_{IF}t+3n\pi/4))$$
(30b)

$$D'P_C=$$
$$D\,(N_{CD}/4)\,(\sin(1+n)\,\omega_C\,t/2\ +\omega_{IF}t-n\pi/4)$$
$$+\sin(1-n)\,\omega_C\,t/2+\omega_{IF}t+n\pi/4))$$
(30c)

$$D'P_D=$$
$$D\,(N_{CD}/4_D\,(\sin(1+n)\,\omega_C\,t/2\ +\omega_{IF}t-3n\pi/4)$$
$$+\sin(1-n)\,\omega_C\,t/2+\omega_{IF}t+3n\pi/4))$$
(30d)

周波数ω_{IF}を有するこれら４つの積の成分（これらだけが、該周波数を中心とする帯域フィルタリングを切り抜ける成分である）は、ｎ＝１の場合にしか存在しない。この場合、$N_{AB}=N_{CD}=(2/\pi)\sin(\pi/4)$である。従って：

$D'P_A=D'P_C=D(N_{AB}/4)\sin(\omega_{IF}t+n\pi/4)$（３１）

$D'P_B=D'P_D=_D\ (N_{AB}/4)\sin(\omega_{IF}t+3\pi/4)$（３２）

最初の２つの信号$D'P_A$及び$D'P_C$は、スイッチング信号f_Cの最初のハーフ・サイクルにおいて生じ、従って、これら２つの信号は、移相を伴わずに、刻時インバータを通過する。他の２つの信号$D'P_B$及び$D'P_D$は、スイッチング信号の第２のハーフ・サイクルにおいて生じるので、位相が９０°シフトし、刻時インバータを通った後、最後の２つの信号のそれぞれについて下記の式が生じる：

$$D''P_B=D''P_D=D\,(N_{AB}/4)\,\sin(\omega_{IF}t+3\pi/4-\pi/2)$$
$$=D\,(N_{AB}/4)\,\sin(\omega_{IF}t+\pi/4)$$
(33)

４つの信号は、全て、出力に生じる。その合計は：

$D'P_A+D''P_B+D'P_C+D''P_D=$

$$D\,(N_{AB}/2)\,\sin(\omega_{IF}t+\pi/4)+\sin(\omega_{IF}t-\pi/4)$$
(34)

または、

$$D'P_A+D''P_B+D'P_C+D''P_D=(D/\pi)\,\sin(\omega_{IF}t)$$
(35)

従って、角周波数ω_Dを有する所望の入力信号は、角周波数ω_{IF}を有する中間周波数に変換されたことになる。

【００７６】

同様の推論から明らかなように、所望されていないイメージ信号は相殺される。

【００７７】

図１１の実施例において、局部発振器１２７に関連してスイッチ式移相器を用いることに

よって、所望されていない新しい時分割イメージが導入されたのとちょうど同じように、刻時インバータも、新しい所望されていない時分割イメージ周波数を導入する。刻時インバータによって、図１１の回路の場合と同じイメージ周波数が導入される。該イメージ周波数以外に、刻時インバータは、下記のように表される１組のイメージ周波数f_T（ｑ）を導入する：

$$f_T(q) = f_D \pm q f_C \qquad (36)$$

ここで、ｑは、偶数の非ゼロ整数である。これらの新しい時分割イメージ周波数は、十分な保護帯域を考慮したスイッチング周波数f_Cを選択することによって抑制することも可能である。

【００７８】

図１１及び図１２に示す周波数変換回路は、アナログ移相器２０９を利用している。こうした移相器の望ましい実施例においては、少なくとも２つの条件が満たされる。まず、２つの移相を発生する２つの経路は、できるだけ、同じ回路要素を共用しなければならない。これによって、回路コンポーネントの不整合によるバランス・エラーが最小限に抑えられる。第２に、時分割ミクサを利用する理由の１つが、こうした広帯域幅、高利得の増幅器を回避することにあるので、該実施例は、広い帯域幅で動作する高利得の増幅器を必要としてはならない。

【００７９】

図１４には、適合するアナログ移相器の実施例の１つが示されている。この回路は、図１１に示すものと同様であり、同様のコンポーネントには、同じ参照番号が付いており、これ以上の説明は行わない。増幅器２１５は、時分割ミクサの出力ポート１０３から時分割ミクサ出力信号を受信する。増幅器２１５は、第１と第２の増幅器出力２１７及び２１９から、それぞれ、相補出力＋Ｖ及び－Ｖを送り出す。第１の出力２１７は、抵抗器２２１に接続され、該抵抗器は、さらに、出力ポート２１３に接続されている。第２の出力２１９は、２つのコンデンサ２２３及び２２５に接続され、該コンデンサは、さらに、スイッチング素子２７の第１と第２の端子に接続されている。スイッチング素子２２７の電極は出力ポート２１３に接続されている。スイッチング素子２２７は、スイッチング信号によって制御される。

【００８０】

抵抗器２２１及びコンデンサ２２３及び２２５の値は、相対移相が９０°の２つの信号を発生するように選択されている。例えば、それぞれの移相は、４５°と１３５°にすることが可能である。これらのコンポーネントの値をする際に留意すべきは、コンデンサが抵抗器に接続されるのは、時間の一部ｐ及び（１－ｐ）の間に限られるということであり、ここで、ｐは、スイッチング・デューティ・サイクルである（ｐ＝５０％が理想的である）。デューティ・サイクルにおいてエラーがあると、２つのコンデンサの有効比に、従って、２つの信号の相対移相に比例したエラーが生じる。もちろん、デューティ・サイクルは、コンデンサの値におけるエラーを補償するため、慎重に調整することが可能である。

【００８１】

図１５には、第２の時分割ミクサを利用して、移相を生じさせる周波数変換器が示されている。第１の時分割ミクサ回路２２７は、その入力ポート２２９において入力信号を受信し、その出力ポートから出力を送り出す。出力ポート２３１は、帯域フィルタ２３３を介して、移相器の働きをする、全体が２３７で表示の、第２の時分割ミクサ回路の入力ポート２３５に接続される。移相器２３７は、その出力ポートから帯域フィルタ２３９に出力を供給する。

【００８２】

例示の実施例の場合、時分割ミクサ回路２２８及び２３７は、単一スイッチング信号源２４３が両方の回路のスイッチング信号を発生する点を除けば、それぞれ、図２に示す実施例と同様である。回路２２８には、入力ポート２２９に供給される入力信号を受信し、出力ポート２３１に対して出力を供給するミクサ２４５が含まれている。ミクサ２４５は、スイッチング素子２４７によって、局部発振器２４９、及び、局部発振器の位相を９０°

シフトする位相器２５１に交互に接続される発振器入力を備えている。同様に、回路２３７には、入力ポート２３５に供給される入力信号を受信し、出力ポート２４１に対して出力を供給するミクサ２５３が含まれている。ミクサ２５３は、スイッチング素子２５５によって、局部発振器２５７、及び、局部発振器の位相を９０°シフトする位相器２５９に交互に接続される発振器入力を備えている。スイッチング信号源は、両方のスイッチング素子２４７及び２５５を駆動する。

【００８３】

実施例によっては、独立したスイッチング信号源を利用して、スイッチング素子２５５を駆動するものもある。これは、例えば、フィルタ２３３が、すぐに説明することになる、図１６に示すような１対のスイッチ式フィルタによって実施されている場合である。

【００８４】

第２の時分割ミクサ回路２３７は、その入力の所望されていないイメージ周波数に感応する。こうした所望されていないイメージ周波数は、第１のミクサ回路２２８に対する入力における所望されていない信号から生じる可能性がある。フィルタ２３３は、こうしたこうした所望されていないイメージ周波数を阻止する。フィルタ２３３は、例えば、すぐに解説することになる、図１７に示すフィルタ２７７と同様の低域フィルタによって実施可能である。

【００８５】

時分割ミクサ回路２２８及び２３７の一方または両方共、図４、５または６に示すうちの１つのような代替実施例に置き換えることが可能である。

【００８６】

上述のように、時分割イメージと周波数変換器の所望の入力周波数との間の十分な距離を確保するためには、例えば、f_C＝２００ＭＨｚといった、高スイッチング周波数が望ましい。しかし、移相器（図１１の２０９）の出力における有効な情報は、中間周波数f_{IF}の信号によって搬送されるので、帯域フィルタ２１１のような比較的低周波数の回路で処理することが可能である。

【００８７】

多くの用途では、図１１の移相器２０９及び帯域フィルタ２１１をより正確なデジタル信号処理ハードウェアに置き換えたほうが有利である。２００ＭＨｚといった比較的高い周波数でスイッチされる信号の処理が可能なデジタル処理ハードウェアは、あまりに多くの電力を引き出しすぎる。これまでのところでは、過剰に電力を引き出すことなく、デジタル信号処理能力を利用するには、デジタルハードウェアによる処理の前に、信号のスイッチング周波数を大幅に低下させなければならない。しかし、時分割イメージを所望の入力周波数から離れた状態に保つには、周波数変換回路に用いられる高スイッチング周波数を低下させずに、これを行う必要がある。これは、時分割ミクサの出力信号の２つの直角位相成分に別個のフィルタリングを施し、出力移相器２０９及び帯域フィルタ２１１の代わりに、これらのコンポーネントの機能を実施するデジタル信号処理回路要素を用いることによって実施可能である。図１６には、この目的に利用可能な回路が示されている。

【００８８】

図１６には、上述のものと同様の時分割ミクサを利用した周波数変換器が示されている。図２に示す回路とほぼ同様の時分割ミクサ２６１が、例示の実施例に用いられているが、これまでに解説し、例示した他の任意の時分割ミクサを代用することも可能である。スイッチング信号によって制御されるＩ－Ｑスイッチング素子２６３が、時分割ミクサ２６１の出力ポートから出力信号を受信する。Ｉ－Ｑスイッチング素子２６３は、２つの出力を備えており、その一方は、フィルタ２６５を駆動し、もう一方は、フィルタ２６７を駆動する。スイッチング信号源２１によって制御される第２のＩ－Ｑスイッチング素子２６９は、フィルタ２６５及び２６７のそれぞれの出力をアナログ・デジタル変換器２７３に交互に接続する。Ａ／Ｄ変換器２７３の出力は、さらに、デジタル移相器及び総和器２７５に供給される。

【００８９】

フィルタ２６５は、「Ｉ」フィルタと称し、フィルタ２６７は、「Ｑ」フィルタと称することにする。これらのフィルタは、時分割ミクサ回路２６１の出力１０３において交番するＩ成分とＱ成分を、それぞれ、連続したＩ及びＱ信号ストリームに変換する。従って、信号源２７１の周波数は、時分割ミクサ２６１のスイッチング信号出力ポート１１９に生じるスイッチング信号の周波数とは異なる可能性がある。信号源２７１の周波数は、過剰に電力を引き出さなくても、デジタル信号処理が可能になるように、十分に低く選択するのが望ましい。

【００９０】

高度のイメージ阻止を維持するため、フィルタ２６５及び２６７は、十分に移相と利得の整合がとれた、時分割ミクサ２６１の出力ポートに生じる中間周波数信号のＩ成分及びＱ成分を通さなければならない。これは、フィルタ２６５及び２６７が、できるだけ多くのコンポーネントを共用していれば、容易である。図１７には、２つのフィルタが、大部分のコンポーネントを共用している回路が示されている。

【００９１】

図１７の回路は、多くの点で、図１６の回路と同様であり、便宜上、同様のコンポーネントには、両図とも、同じ参照番号が割り当てられている。全体が２７７で表示の低域フィルタ回路が、図１６のＩ－Ｑスイッチング素子２６３及び２６９、及び、フィルタ２６５及び２６７に取って代わる。フィルタ２７７は、時分割ミクサ２６１の出力ポート１０３から信号を受信する。フィルタ２７７は、複数の縦続接続ＲＣフィルタ段と、サンプル及びホールド素子２７９から構成される。第１のこうしたＲＣフィルタ段には、信号を受信し、増幅器２８３の入力に結合する抵抗器２８１が含まれている。ミクサ回路のポート１１９からのスイッチング信号によって駆動されるスイッチング素子２８５は、コンデンサ２８７及び２８９を増幅器２８３の入力に交互に接続する。

【００９２】

同様に、第２のフィルタ段には、第１のフィルタ段から信号を受信し、増幅器２９３の入力に結合する抵抗器２９１が含まれている。ミクサ回路のポート１１９からのスイッチング信号によって駆動されるスイッチング素子２９５は、コンデンサ２９７及び２９９を増幅器２９３の入力に交互に接続する。第３のフィルタ段には、第２のフィルタ段から信号を受信し、増幅器３０３の入力に結合する抵抗器３０１が含まれている。ミクサ回路のポート１１９からのスイッチング信号によって駆動されるスイッチング素子３０５は、コンデンサ３０７及び３０９を増幅器３０３の入力に交互に接続する。増幅器は、一般に、バッファの働きをする、エミッタ・フォロワまたはソース・フォロワである。

【００９３】

第３のフィルタ段からの出力は、サンプル及びホールド素子２７９に、さらに、そこからＡ／Ｄ変換器２７３に送られる。サンプル及びホールド素子２７９は、スイッチング信号源２７１によって制御される。

【００９４】

サンプル及びホールド素子２７９は、捕捉アパーチャが１／（２f_C）より短いが、２f_Cの奇数の約数になるように選択された周波数f_Sを有する、信号源２７１によって生じる信号によってトリガされる。結果として、サンプル及びホールド素子２７９によって取り出されるサンプルは、コンデンサ２８７、２９７、及び、３０７から取り出される直交位相サンプルと、コンデンサ２８９、２９９、及び、３０９から取り出される交番直交位相サンプルとの間で交番する。スイッチング信号源２７１の周波数f_Sについて、$f_S > f_0 + f_{IF}$となるように選択することによって（ここで、f_0は、低域フィルタ２７７の阻止帯域のエッジである）、低域フィルタから生じる信号がＩＦ信号に偽信号として混入するのが阻止される。２つのサンプルは、単一の低下した周波数のスイッチング・サイクルを構成するので、スイッチした低域フィルタ及びサンプル回路の組み合わせには、サンプル及びホールド素子の出力に生じるスイッチング周波数を新しい周波数$f_C' = f_S / 2$まで低下させる効果がある。f_C＝２００ＭＨｚの実用的な事例では、f_C'は、＜７ＭＨｚほどの低さになる可能性がある。

【００９５】
サンプル及びホールド素子によって生じる信号は、Ａ／Ｄ変換器２７３においてデジタル形式に変換される。信号のデジタル化が済むと、例えば、デジタル移相器及び総和器２７５におけるような、従来のデジタル技法を利用すれば、２つの直交位相成分間における正確に９０°の移相が、簡単に実現する。
【００９６】
以上から明らかなように、本発明の時分割ミクサによれば、これまでモノリシック受信機では得られなかった能力を備える周波数変換器が得られることになる。本発明の原理を具現化した周波数変換器は、所望の信号より６０ｄＢほど強力な、所望されていないイメージ信号を阻止することが可能である。大幅に改良されたＩ－Ｑ変調器及び復調器も得られることになる。
【００９７】
本発明のさまざまな特定の実施例について解説し、例示してきたが、本発明は、こうして解説し、例示した特定の形態または部品の構成に限定されるべきものではない。本発明を制限するのは、請求項だけである。
以下、本発明の実施の形態を要約して挙げる。
【００９８】
（１）　入力信号を受信し、時分割出力信号を発生する時分割ミクサ回路であって、一次入力ポート、発振器入力ポート及び出力ポートを備えるミクサと、初期発振器信号を発生する局部発振器と、スイッチング信号を発生するスイッチング信号源と、スイッチング信号に応答し、時分割出力信号を同相出力信号と直交位相出力信号との間で交番させるための交番信号手段から構成され、前記同相出力信号は、前記入力信号が前記一次入力ポートに加えられ、前記初期発振器信号が前記発振器入力ポートに加えられると、前記ミクサが発生する出力信号であることと、前記直交位相出力信号は、前記入力信号が前記一次入力ポートに加えられ、前記初期発振器信号が、９０度移相されてから、前記発振器入力ポートに加えられると、前記ミクサが発生する出力信号であることを特徴とする時分割ミクサ回路。
【００９９】
（２）　入力信号が、ミクサの一次入力ポートに加えられ、
時分割出力信号が、ミクサの出力ポートから送り出され、
交番信号手段が、
初期発振器信号の位相を９０度シフトして、移相発振器信号を発生する移相器と、
スイッチング信号に応答して、初期発振器信号と移相発振器信号とをミクサの発振器ポートに交互に結合するスイッチング素子とから構成されることを特徴とする上記１に記載の時分割ミクサ回路。
【０１００】
（３）　交番信号手段が、ミクサのポートと直列をなす刻時インバータから構成されることを特徴とする上記１に記載の時分割ミクサ回路。
【０１０１】
（４）　入力信号が、一次入力ポートに加えられ、初期発振器信号が、発振器入力ポートに加えられ、刻時インバータが、ミクサの出力ポートと直列に接続されて、時分割出力信号を発生することを特徴とする上記３に記載の時分割ミクサ回路。
【０１０２】
（５）　入力信号が、一次入力ポートに加えられ、初期発振器信号が、刻時インバータを介して発振器入力ポートに加えられ、時分割出力信号が、ミクサの出力ポートから送り出されることを特徴とする上記３に記載の時分割ミクサ回路。
【０１０３】
（６）　入力信号が、刻時インバータを介して一次入力ポートに加えられ、初期発振器信号が、発振器入力ポートに加えられ、時分割出力信号が、ミクサの出力ポートから送り出されることを特徴とする上記３に記載の時分割ミクサ回路。

【０１０４】
（７） さらに、同相出力信号のデューティ・サイクルを直交位相出力信号のデューティ・サイクルに等化する働きをするデューティ・サイクル等化器が設けられていることを特徴とする上記１に記載の時分割ミクサ回路。
【０１０５】
（８） デューティ・サイクル等化器が、スイッチング信号の周波数の偶数倍の周波数を有するデューティ・サイクル制御信号を送り出すデューティ・サイクル信号源と、デューティ・サイクル制御信号に応答して、等しい時間期間にわたって、同相出力信号と直交位相出力信号とを交互に許可するデューティ・サイクル回路素子とから構成されることを特徴とする上記７に記載の時分割ミクサ回路。
【０１０６】
（９） 上記１に記載の時分割ミクサ回路と、スイッチング信号に応答して、第１及び第２の情報信号を時分割ミクサ回路に交互に結合し、両方の情報信号によって変調されたＩ－Ｑ出力信号を発生するＩ－Ｑスイッチング素子とから構成されるＩ－Ｑ変調器。
【０１０７】
（１０） 第１及び第２の情報信号によって変調されたＩ－Ｑ信号を受信する請求項１に記載の時分割ミクサ回路と、第１と第２のフィルタと、スイッチング信号に応答して、時分割出力信号を第１及び第２のフィルタに交互に結合し、Ｉ－Ｑ信号を復調して、第１のフィルタを介して第１の情報信号を送り出し、第２のフィルタを介して第２の情報信号を送り出すＩ－Ｑスイッチング素子とから構成されるＩ－Ｑ復調器。
【０１０８】
（１１） 入力信号としてＲＦ信号を受信する上記１に記載の時分割ミクサ回路と、スイッチング信号に応答し、第１の移相と第１の移相から９０度異なる第２の移相とによって、時分割出力信号の位相を交互にシフトする出力移相器と、移相された時分割出力信号を受信して、所望の周波数シフト信号を送り出す帯域フィルタとから構成される、ＲＦ信号の搬送周波数をシフトするための周波数変換器。
【０１０９】
（１２） 出力移相器が、抵抗器、第１と第２のコンデンサ及びスイッチング信号に応答して、第１と第２のコンデンサを抵抗器に交互に直列接続するスイッチング手段を備えたフィルタと、時分割出力信号をフィルタにかけるための手段とから構成されることを特徴とする上記１１に記載の周波数変換器。
【０１１０】
（１３） 入力信号としてＲＦ信号を受信する上記１に記載の時分割ミクサ回路と、
同相フィルタと、
直交位相フィルタと、
時分割出力信号を受信し、スイッチング信号の制御下において、出力信号を同相フィルタ及び直交位相フィルタに交互に加える第１の直交位相スイッチング素子と、
アナログ・デジタル変換器と、
第２のスイッチング信号を発生する第２のスイッチング信号源と、
第２のスイッチング信号によって制御され、同相フィルタ及び直交位相フィルタをアナログ・デジタル変換器に交互に結合する第２の直交位相スイッチング素子と、
アナログ・デジタル変換器に結合されて、所望の周波数シフト信号を発生するデジタル移相器から構成される、ＲＦ信号の搬送周波数をシフトするための周波数変換器。
【０１１１】
（１４） 入力信号としてＲＦ信号を受信する上記１に記載の時分割ミクサ回路と、
それぞれ、抵抗器、第１と第２のコンデンサ、スイッチング信号に応答して、第１のコンデンサ及び第２のコンデンサを抵抗器に交互に直列接続するスイッチング手段、及び、出力増幅器を備えた、時分割出力信号にフィルタリングを施す複数の縦続接続低域フィルタ段と、
フィルタリングを施された時分割出力信号のサンプリングを行うサンプル及びホールド回

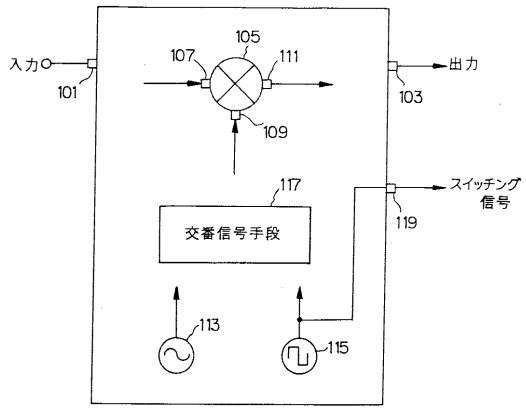
路と、
サンプル及びホールド回路によって供給されるサンプルをデジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換器と、
第１の移相、及び、第１の移相から９０度異なる第２の移相によって、デジタル信号の位相を交互にシフトし、所望の周波数シフト信号を送り出すデジタル移相器から構成される、ＲＦ信号の搬送周波数をシフトするための周波数変換器。
【０１１２】
（１５）　上記１に記載の時分割ミクサ回路と、
時分割ミクサ回路からの時分割出力信号にフィルタリングを施すフィルタと、フィルタからフィルタリングを施された信号を受信する一次入力ポート、発振器入力ポート、及び、出力ポートを備えた第２のミクサと、
第２の初期発振器信号を発生する第２の局部発振器と、
スイッチング信号に応答し、第２のミクサの出力ポートから送り出される出力信号を、第１の出力信号と第２の出力信号の間で交番させるための第２の交番信号手段から構成され、第１の出力信号が、第２の初期発振器信号が第２のミクサ発振器の入力ポートに加えられると、第２のミクサが発生する出力信号であることと、直交位相出力信号が、第２の初期発振器信号が、９０度移相させてから、第２のミクサの発振器入力ポートに加えられると、第２のミクサが発生する出力信号であることを特徴とする、ＲＦ信号の搬送周波数をシフトするための周波数変換器。
【０１１３】
（１６）　上記２に記載の時分割ミクサ回路と、スイッチング信号に応答して、第１及び第２の情報信号を時分割ミクサ回路に交互に結合し、両方の情報信号によって変調されたＩ－Ｑ出力信号を発生するＩ－Ｑスイッチング素子とから構成されるＩ－Ｑ変調器。
【０１１４】
（１７）　第１及び第２の情報信号によって変調されたＩ－Ｑ信号を受信する上記２に記載の時分割ミクサ回路と、
第１と第２のフィルタと、
スイッチング信号に応答して、時分割出力信号を第１及び第２のフィルタに交互に結合し、Ｉ－Ｑ信号を復調して、第１のフィルタを介して第１の情報信号を送り出し、第２のフィルタを介して第２の情報信号を送り出すＩ－Ｑスイッチング素子とから構成されるＩ－Ｑ復調器。
【０１１５】
（１８）　入力信号としてＲＦ信号を受信する上記２に記載の時分割ミクサ回路と、
スイッチング信号に応答し、第１の移相、及び、第１の移相から９０度異なる第２の移相によって、時分割出力信号の位相を交互にシフトする出力移相器と、移相された時分割出力信号に応答して、所望の周波数シフト信号を送り出す帯域フィルタとから構成される、ＲＦ信号の搬送周波数をシフトするための周波数変換器。
【０１１６】
（１９）　出力移相器が、
抵抗器、第１と第２のコンデンサ、及び、スイッチング信号に応答して、第１と第２のコンデンサを抵抗器に交互に直列接続するスイッチング手段を備えたフィルタと、
時分割出力信号をフィルタにかけるための手段とから構成されることを特徴とする上記１８に記載の周波数変換器。
【０１１７】
（２０）　入力信号としてＲＦ信号を受信する上記２に記載の時分割ミクサ回路と、
同相フィルタと、
直交位相フィルタと、
時分割出力信号を受信し、スイッチング信号の制御下において、出力信号を同相フィルタ及び直交位相フィルタに交互に加える第１の直交位相スイッチング素子と、
アナログ・デジタル変換器と、

第２のスイッチング信号を発生する第２のスイッチング信号源と、
第２のスイッチング信号によって制御され、同相フィルタ及び直交位相フィルタをアナログ・デジタル変換器に交互に結合する第２の直交位相スイッチング素子と、
アナログ・デジタル変換器に結合されて、所望の周波数シフト信号を発生するデジタル移相器とから構成される、ＲＦ信号の搬送周波数をシフトするための周波数変換器。
【０１１８】
（２１）　入力信号としてＲＦ信号を受信する上記２に記載の時分割ミクサ回路と、
それぞれ、抵抗器、第１と第２のコンデンサ、スイッチング信号に応答して、第１のコンデンサ及び第２のコンデンサを抵抗器に交互に直列接続するスイッチング手段、及び、出力増幅器を備えた、時分割出力信号にフィルタリングを施す複数の縦続接続低域フィルタ段と、
フィルタリングを施された時分割出力信号のサンプリングを行うサンプル及びホールド回路と、
サンプル及びホールド回路によって供給されるサンプルをデジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換器と、
第１の移相、及び、第１の移相から９０度異なる第２の移相によって、デジタル信号の位相を交互にシフトし、所望の周波数シフト信号を送り出すデジタル移相器とから構成される、ＲＦ信号の搬送周波数をシフトするための周波数変換器。
【０１１９】
（２２）　上記２に記載の時分割ミクサ回路と、
時分割ミクサ回路からの時分割出力にフィルタリングを施すフィルタと、
フィルタからフィルタリングを施された信号を受信する一次入力ポート、発振器入力ポート、及び、出力ポートを備えた第２のミクサと、
第２の初期発振器信号を発生する第２の局部発振器と、
第２の初期発振器信号の位相を９０度シフトさせて、第２の移相発振器信号を送り出す第２の移相器と、
スイッチング信号に応答し、第２の初期発振器信号と第２の移相発振器信号を第２のミクサの発振器ポートに交互に結合する第２のスイッチング素子とから構成される、ＲＦ信号の搬送周波数をシフトするための周波数変換器。
【０１２０】
（２３）　上記３に記載の時分割ミクサ回路と、スイッチング信号に応答して、第１及び第２の情報信号を時分割ミクサ回路に交互に結合し、両方の情報信号によって変調されたＩ－Ｑ出力信号を発生するＩ－Ｑスイッチング素子とから構成されるＩ－Ｑ変調器。
【０１２１】
（２４）　第１及び第２の情報信号によって変調されたＩ－Ｑ信号を受信する上記３に記載の時分割ミクサ回路と、
第１と第２のフィルタと、
スイッチング信号に応答して、時分割出力信号を第１及び第２のフィルタに交互に結合し、Ｉ－Ｑ信号を復調して、第１のフィルタを介して第１の情報信号を送り出し、第２のフィルタを介して第２の情報信号を送り出すＩ－Ｑスイッチング素子とから構成されるＩ－Ｑ復調器。
【０１２２】
（２５）　入力信号としてＲＦ信号を受信する上記３に記載の時分割ミクサ回路と、
スイッチング信号に応答し、第１の移相、及び、第１の移相から９０度異なる第２の移相によって、時分割出力信号の位相を交互にシフトする出力移相器と、移相した時分割出力信号を受信して、所望の周波数シフト信号を送り出す帯域フィルタとから構成される、ＲＦ信号の搬送周波数をシフトするための周波数変換器。
【０１２３】
（２６）　出力移相器が、
抵抗器、第１と第２のコンデンサ、及び、スイッチング信号に応答して、第１と第２のコ

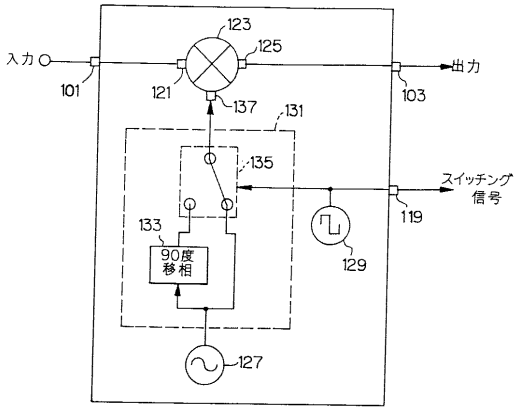
ンデンサを抵抗器に交互に直列接続するスイッチング手段を備えたフィルタと、
時分割出力信号をフィルタにかけるための手段とから構成されることを特徴とする、上記２５に記載の周波数変換器。
【０１２４】
（２７）　入力信号としてＲＦ信号を受信する上記３に記載の時分割ミクサ回路と、
同相フィルタと、
直交位相フィルタと、
時分割出力信号を受信し、スイッチング信号の制御下において、出力信号を同相フィルタ及び直交位相フィルタに交互に加える第１の直交位相スイッチング素子と、
アナログ・デジタル変換器と、
第２のスイッチング信号を発生する第２のスイッチング信号源と、
第２のスイッチング信号によって制御され、同相フィルタ及び直交位相フィルタをアナログ・デジタル変換器に交互に結合する第２の直交位相スイッチング素子と、
アナログ・デジタル変換器に結合されて、所望の周波数シフト信号を発生するデジタル移相器とから構成される、ＲＦ信号の搬送周波数をシフトするための周波数変換器。
【０１２５】
（２８）　入力信号としてＲＦ信号を受信する上記３に記載の時分割ミクサ回路と、
それぞれ、抵抗器、第１と第２のコンデンサ、スイッチング信号に応答して、第１のコンデンサ及び第２のコンデンサを抵抗器に交互に直列接続するスイッチング手段、及び、出力増幅器を備えた、時分割出力信号にフィルタリングを施す複数の縦続接続低域フィルタ段と、
フィルタリングを施された時分割出力信号のサンプリングを行うサンプル及びホールド回路と、
サンプル及びホールド回路によって供給されるサンプルをデジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換器と、
第１の移相、及び、第１の移相から９０度異なる第２の移相によって、デジタル信号の位相を交互にシフトし、所望の周波数シフト信号を送り出すデジタル移相器とから構成される、ＲＦ信号の搬送周波数をシフトするための周波数変換器。
【０１２６】
（２９）　上記３に記載の時分割ミクサ回路と、
時分割ミクサ回路からの時分割出力信号にフィルタリングを施すフィルタと、一次入力ポート、発振器入力ポート、及び、出力ポートを備えた第２のミクサと、
第２の初期発振器信号を発生する第２の局部発振器と、
ミクサのポートと直列をなし、スイッチング信号に応答して、第２の初期発振器信号が第２のミクサ発振器の入力ポートに加えられると、第２のミクサが発生する出力信号と、第２の初期発振器信号が、９０度移相させてから、第２のミクサの発振器入力ポートに加えられると、第２のミクサが発生する出力信号との間で交番することになる出力信号が、第２のミクサによって、その出力ポートから送り出されるようにする刻時インバータとから構成される、ＲＦ信号の搬送周波数をシフトするための周波数変換器。
【０１２７】
【発明の効果】
本発明によれば、９００ＭＨｚまで及びそれを超える範囲の任意の周波数において、周波数変換及びＩ－Ｑ変調回路要素における精密に整合したミクサを不要にする時分割ミクサが得られる。そして、この時分割ミクサにより、所望の信号より６０ｄＢ高いイメージ信号を阻止することができる。
【図面の簡単な説明】
【図１】本発明による時分割ミクサ回路の概念図である。
【図２】本発明の第１の実施例による局部発振器の移相器を含む時分割ミクサ回路のブロック図である。
【図３】初期局部発振器信号及び移相した局部発振器信号を発生するために、２つの移相

器が利用される点を除いて、図２と同様の図である。
【図４】本発明の第２の実施例によるミクサの出力ポートと直列をなす刻時インバータを含む、時分割ミクサ回路のブロック図である。
【図５】本発明の第３の実施例によるミクサの発振器入力ポートと直列をなす刻時インバータを含む、時分割ミクサ回路のブロック図である。
【図６】本発明の第４の実施例によるミクサの一次入力ポートと直列をなす刻時インバータを含む、時分割ミクサ回路のブロック図である。
【図７】図１に示すものと同様であって、さらに、デューティ・サイクル等化器を含む、時分割ミクサ回路の概念図である。
【図８】スイッチング信号と、図７に示すデューティ・サイクル等化器を制御する信号との間の関係を示すタイミング図である。
【図９】図２に示すものと同様の時分割ミクサ回路を含む、Ｉ－Ｑ変調器のブロック図である。
【図１０】図２に示すものと同様の時分割ミクサ回路を含む、Ｉ－Ｑ復調器のブロック図である。
【図１１】図２に示すものと同様の時分割ミクサ回路を含む、周波数変換器のブロック図である。
【図１２】図１１に示すものと同様であるが、図４に示すものと同様の刻時インバータ時分割ミクサを利用した、周波数変換器のブロック図である。
【図１３】図１２の回路のスイッチング信号のタイミング図である。
【図１４】図１１に示すものと同様の周波数変換器のブロック図であり、移相器の特定の実施例を部分略図形式で示す図である。
【図１５】図１１に示すものと同様であるが、移相器として第２の時分割ミクサ回路を用いた周波数変換器のブロック図である。
【図１６】図１１に用いられている移相器の代わりに利用可能な、２つの整合のとれたフィルタ及びデジタル処理回路要素を備えた回路の部分略図である。
【図１７】図１１に用いられている移相器の代わりに利用可能な、スイッチ式フィルタ、及び、デジタル処理回路要素を備えた回路の部分略図である。
【図１８】先行技術によるスーパヘテロダイン受信機の周波数変換回路のブロック図である。
【図１９】先行技術によるＩ－Ｑ変調器のブロック図である。
【図２０】先行技術によるＩ－Ｑ復調器のブロック図である。
【符号の説明】
１０１　入力ポート
１０３　出力ポート
１０５　ミクサ
１０７　一次入力ポート
１０９　発振器入力ポート
１１１　出力ポート
１１３　局部発振器
１１５　スイッチング信号源
１１９　スイッチング信号出力ポート

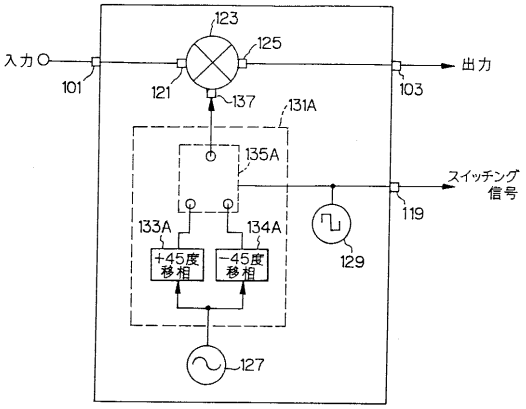
【図１】


入力
101
105
107
111
109
出力
103
117
交番信号手段
スイッチング信号
119
113
115

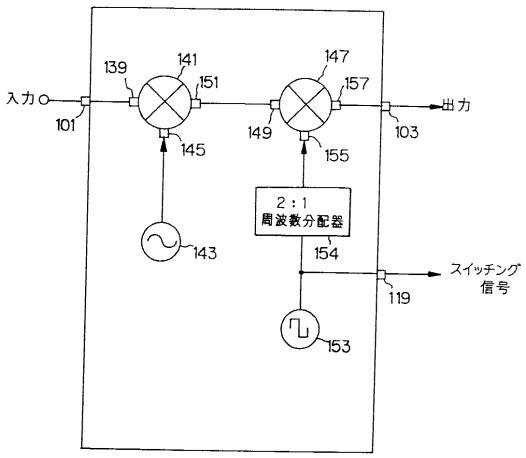
【図２】


入力
101
123
125
121
137
131
出力
103
135
スイッチング信号
119
133
90度移相
129
127

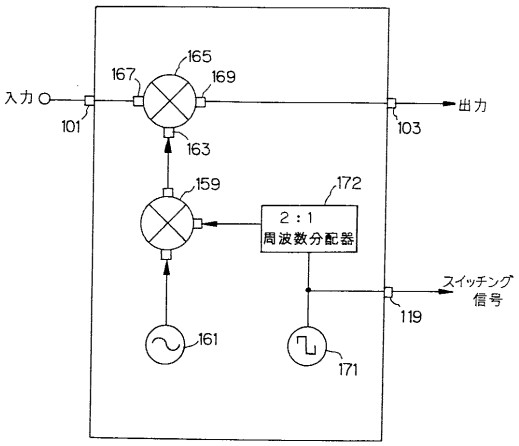
【図３】


入力
101
123
125
121
137
131A
出力
103
135A
スイッチング信号
119
133A
134A
+45度移相
−45度移相
129
127

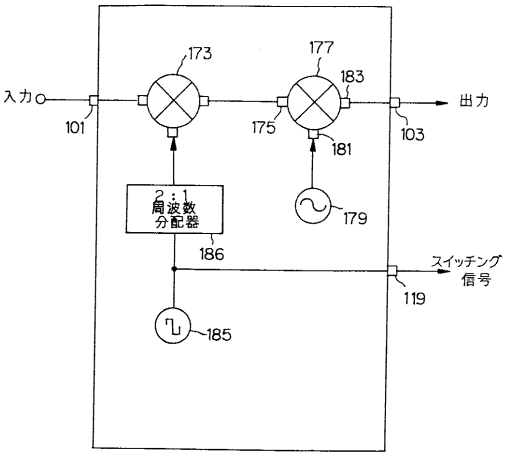
【図４】


入力
101
139
141
151
147
157
出力
103
149
145
155
2：1周波数分配器
154
スイッチング信号
119
143
153

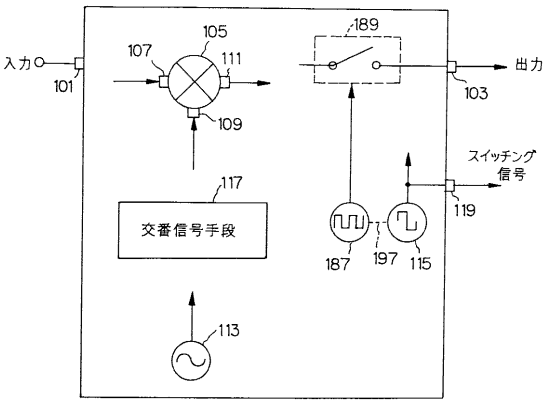
【図５】


入力
101
165
167
169
163
出力
103
159
172
2：1
周波数分配器
スイッチング
信号
119
161
171

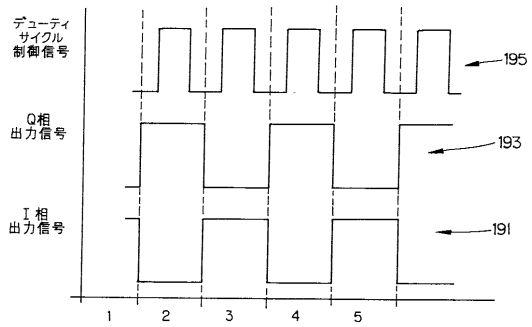
【図６】


入力
101
173
177
183
175
181
出力
103
2：1
周波数
分配器
179
186
スイッチング
信号
119
185

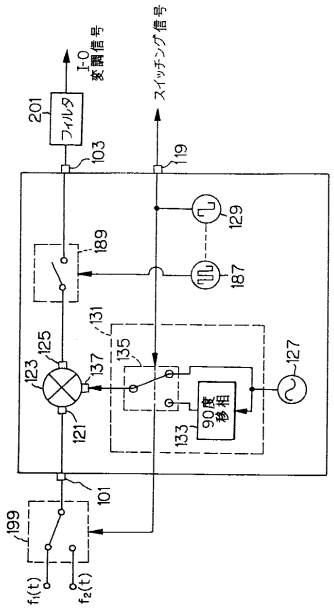
【図７】


入力
101
105
107
111
109
189
出力
103
スイッチング
信号
119
117
交番信号手段
187
197
115
113

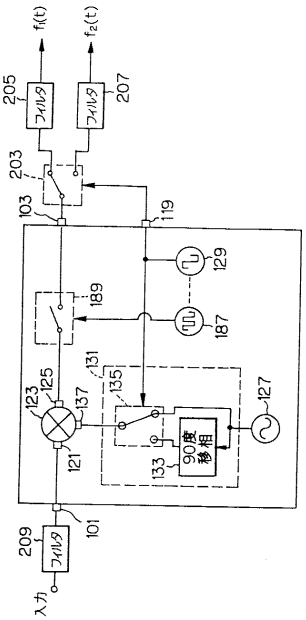
【図８】


デューティ
サイクル
制御信号
195
Q相
出力信号
193
I相
出力信号
191
1
2
3
4
5

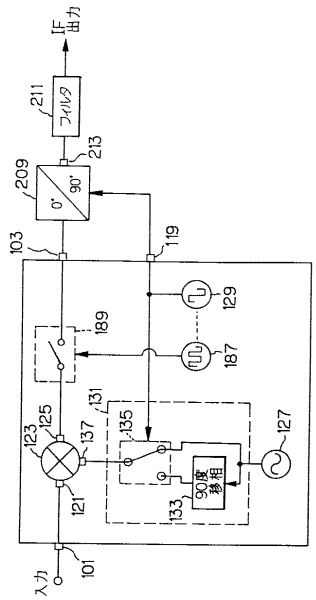
【図９】


I-Q
変調信号
スイッチング信号
201
フィルタ
103
119
129
189
187
131
125
123
137
135
127
90度
移相
121
133
101
199
f1(t)
f2(t)

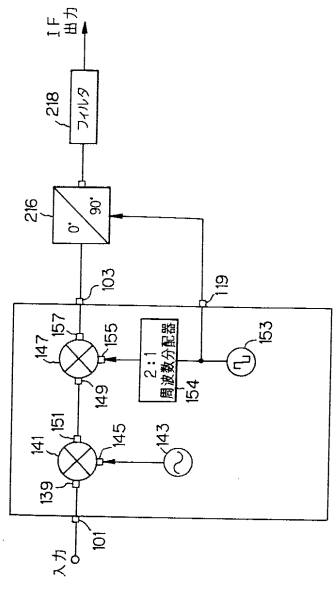
【図１０】



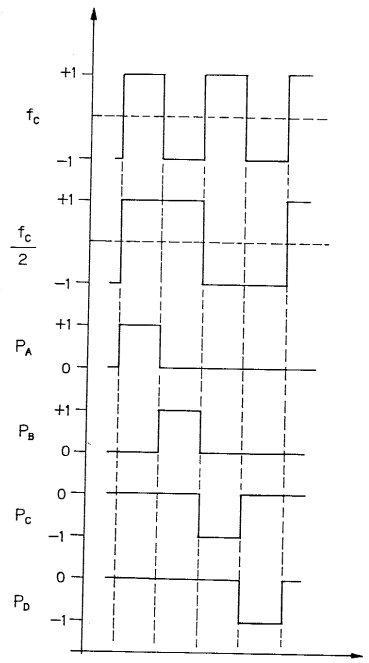
【図１１】



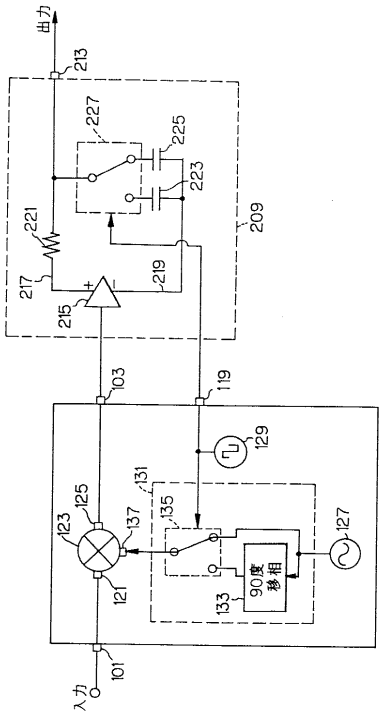
【図１２】



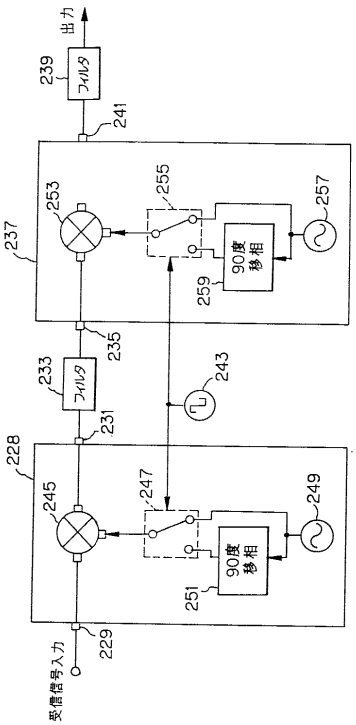
【図１３】



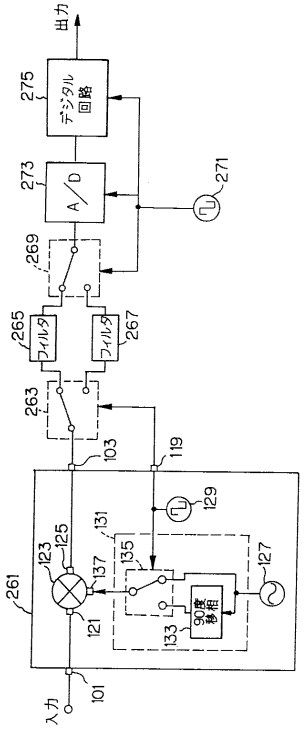
【図１４】



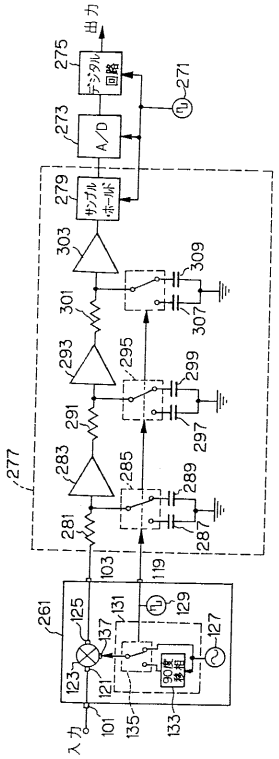
【図１５】



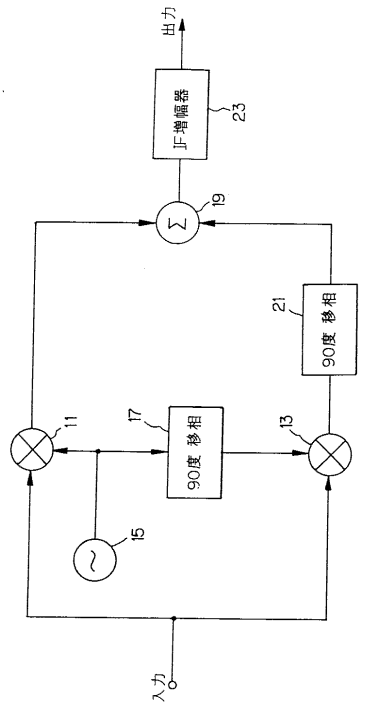
【図１６】



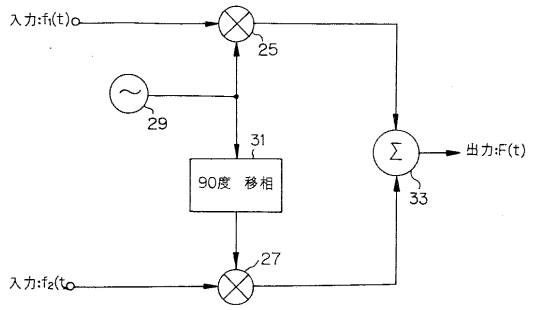
【図１７】



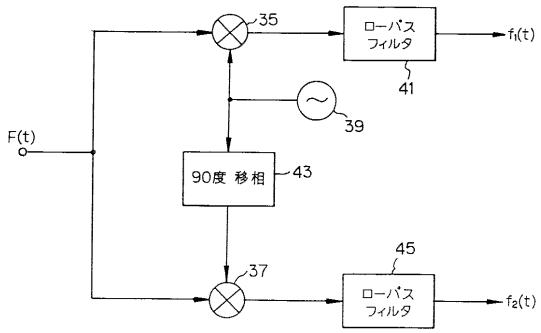
【図１８】


出力
正増幅器
23
19
Σ
21
90度 移相
11
17
90度 移相
13
15
入力

【図１９】


入力:f1(t)
25
29
31
90度 移相
Σ
出力:F(t)
33
27
入力:f2(t)

【図２０】


35
ローパス
フィルタ
f1(t)
41
39
F(t)
90度 移相
43
45
37
ローパス
フィルタ
f2(t)

フロントページの続き

(72)発明者　アンドリュー・ゼット・グルゼゴレク
アメリカ合衆国カリフォルニア州サンホセ　キューリー・ドライヴ　５００
(72)発明者　ウィリアム・ジェイ・マクファーランド
アメリカ合衆国カリフォルニア州レッドウッドシティー　バートン・ストリート　１９２３
(72)発明者　リチャード・シー・ウォーカー
アメリカ合衆国カリフォルニア州パロアルト　オバーリン・ストリート　２０６０
(72)発明者　スコット・ディー・ウィリンガム
アメリカ合衆国カリフォルニア州ハーフムーンベイ　ジョンストン・ストリート　５２９エイ

審査官　甲斐　哲雄

(56)参考文献　米国特許第４３２１５４９（ＵＳ，Ａ）
米国特許第４３２０５３１（ＵＳ，Ａ）
特開平０４－１２７６０１（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.[7]，ＤＢ名)
H03D　1/00-13/00
H04B　1/26