

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4792908号  
(P4792908)

(45) 発行日 平成23年10月12日(2011.10.12)

(24) 登録日 平成23年8月5日(2011.8.5)

(51) Int. Cl.	F I				
<b>HO4L 27/14</b>	<b>(2006.01)</b>	HO4L 27/14		A	
<b>HO4B 1/26</b>	<b>(2006.01)</b>	HO4B 1/26		G	
<b>HO3D 3/02</b>	<b>(2006.01)</b>	HO3D 3/02		Z	
		HO4L 27/14		J	

請求項の数 10 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願2005-297062 (P2005-297062)	(73) 特許権者	000004237
(22) 出願日	平成17年10月12日(2005.10.12)		日本電気株式会社
(65) 公開番号	特開2007-110269 (P2007-110269A)		東京都港区芝五丁目7番1号
(43) 公開日	平成19年4月26日(2007.4.26)	(74) 代理人	100088812
審査請求日	平成20年8月18日(2008.8.18)		弁理士 ▲柳▼川 信
		(72) 発明者	渡辺 慎二
			東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内
		審査官	彦田 克文

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 FM復調装置及びその方法並びにそれを用いた通信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

ビデオ信号を含むベースバンド帯域の信号に応じてFM変調された所定周波数の搬送波を入力とするFM復調装置であって、

前記搬送波をデジタル化する手段と、

このデジタル出力を、前記搬送波の周波数成分を用いて直交復調方式によりベースバンド帯域に変換して互いに直交した成分を生成する第一の直交復調手段と、

この直交成分をダウンサンプリングする手段と、

このダウンサンプリング出力のFM復調をなす第一のFM復調手段と、

このFM復調出力をアナログ化して導出する手段と、

を含むことを特徴とするFM復調装置。

【請求項2】

前記ベースバンド帯域の信号には、オーディオ信号によりFM変調された副搬送波成分を含んでおり、前記搬送波はこのベースバンド帯域の信号に応じてFM変調されており、

前記第一のFM復調手段の出力から前記副搬送波成分を抽出する手段と、

この抽出出力を前記副搬送波の周波数成分を用いて直交復調方式により互いに直交した成分を生成する第二の直交復調手段と、

この直交成分に基づいてオーディオ信号のFM復調をなす第二のFM復調手段と、

このFM復調出力をアナログ化して導出する手段と、

を更に含むことを特徴とする請求項1記載のFM復調装置。

## 【請求項 3】

前記第一及び第二の F M 復調手段の各々は、  
前記直交する成分に基づいて位相情報を算出する手段と、  
この位相情報と 1 サンプリング前の位相情報との差を検出して F M 復調出力として導出する手段と、  
を有することを特徴とする請求項 2 記載の F M 復調装置。

## 【請求項 4】

前記第二の直交復調手段における前記副搬送波の周波数成分は、N C O ( 数値制御発振器 ) により生成されることを特徴とする請求項 2 記載の F M 復調装置。

## 【請求項 5】

ビデオ信号を含むベースバンド帯域の信号に応じて F M 変調された所定周波数の搬送波を入力とする F M 復調方法であって、  
前記搬送波をデジタル化するステップと、  
このデジタル出力を、前記搬送波の周波数成分を用いて直交復調方式によりベースバンド帯域に変換して互いに直交した成分を生成する第一の直交復調ステップと、  
この直交成分をダウンサンプリングするステップと、  
このダウンサンプリング出力の F M 復調をなす第一の F M 復調ステップと、  
この F M 復調出力をアナログ化して導出するステップと、  
を含むことを特徴とする F M 復調方法。

## 【請求項 6】

前記ベースバンド帯域の信号には、オーディオ信号により F M 変調された副搬送波成分を含んでおり、前記搬送波はこのベースバンド帯域の信号に応じて F M 変調されており、  
前記第一の F M 復調手段の出力から前記副搬送波成分を抽出するステップと、  
この抽出出力を前記副搬送波の周波数成分を用いて直交復調方式により互いに直交した成分を生成する第二の直交復調ステップと、  
この直交成分に基づいてオーディオ信号の F M 復調をなす第二の F M 復調ステップと、  
この F M 復調出力をアナログ化して導出するステップと、  
を更に含むことを特徴とする請求項 5 記載の F M 復調方法。

## 【請求項 7】

前記第一及び第二の F M 復調ステップの各々は、  
前記直交する成分に基づいて位相情報を算出するステップと、  
この位相情報と 1 サンプリング前の位相情報との差を検出して F M 復調出力として導出するステップと、  
を有することを特徴とする請求項 6 記載の F M 復調方法。

## 【請求項 8】

前記第二の直交復調ステップにおける前記副搬送波の周波数成分は、N C O ( 数値制御発振器 ) により生成されることを特徴とする請求項 6 記載の F M 復調方法。

## 【請求項 9】

請求項 1 ~ 4 いずれか記載の F M 復調装置を含むことを特徴とする通信装置。

## 【請求項 10】

F P U ( Field Pick Up ) 装置であることを特徴とする請求項 9 記載の通信装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は F M 復調装置及びその方法並びにそれを用いた通信装置に関し、特にビデオ信号及びオーディオ信号の F M 変調波を受信してベースバンド帯域の信号として出力する受信部を有し、F P U ( Field Pick Up ) 装置に用いて好適な F M 復調方式に関するものである。

## 【背景技術】

## 【0002】

10

20

30

40

50

ビデオ信号を中継するためのFPU装置の受信部では、NTSC方式のコンポジット信号（映像信号と同期信号との合成信号であり、以下、簡単化のためにビデオ信号と称す）とオーディオ信号とがFM変調された信号を受信して、FM復調して出力するようになっている。

【0003】

図5はこのようなFPU装置におけるFM復調部有する受信部の機能ブロック図である。図5を参照すると、受信IF信号はFM復調部101へ入力されてFM復調され、ディエンファシス部102においてディエンファシス処理された後、ビデオ信号を抽出するためのVLPF（ビデオローパスフィルタ）103へ入力されて、ビデオ成分のみが抽出され、アンプ104を介して出力される。

10

【0004】

ここで、図6及び図7を参照すると、図6は入力されるIF信号の周波数スペクトラムを示しており、図7は出力として得られるベースバンド（BB）帯域の信号の周波数スペクトラムを示している。図6を参照すると、130MHzのIF周波数を中心として、ビデオ信号成分が存在し、オーディオ成分として、オーディオ#1と#2とO/W（オーダワイヤ）との3種が図示の様に存在している。

【0005】

また、図7を参照すると、0～4.2MHzの帯域を有するビデオ信号と、3つのサブキャリア（副搬送波）である、例えば、6MHz、6.5MHz、7MHzを、上述した3種のオーディオ信号によりFM変調した信号とが存在する。従って、図5のVLPF103は、図7に示したビデオ信号成分のみを抽出するために設けられたビデオローパスフィルタである。

20

【0006】

また、FM復調部101の出力は、上述の3種のオーディオ成分を含むサブキャリアをそれぞれ抽出するためのチャンネルバンドパスフィルタであるCHBPF105～107へ入力されている。そして、FM復調部108～110において、局部発振器（LOC）111～113からのサブキャリアによりFM復調されて、ディエンファシス部114～116を介してLPF117～119へ入力される。これらLPF117～119により、上述した3種のオーディオ信号が抽出され、レベル調整のためのアンプ120～122をそれぞれ介して出力される様になっている。

30

【0007】

なお、関連する技術として特許文献1がある。

【特許文献1】特開平6-77737号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

図5に示したFM復調装置では、FM復調部101がアナログ信号処理であるから、精度向上のために調整が必要であり、その調整は繁雑である。また、IF信号は高周波でありその周波数帯域は図6に示した様に、広いために、FM復調部101には、広帯域で高速処理が要求されることになる。

40

【0009】

更にはまた、図7に示したオーディオ信号のサブキャリア周波数は固定ではなく、FPU装置のユーザの仕様により相違するものであるから、ユーザ毎に、CHBPF105～107の周波数特性の調整や、FM復調部108～110のための局部発振器111～113の周波数変更が必要になり、これら調整や変更は極めて繁雑であり、更には、ユーザ毎に局部発振器111～113の水晶発振素子を予め準備することも必要になり、コスト的にも得策ではないという欠点がある。

【0010】

本発明の目的は、高速処理をできるだけ抑えて回路設計や調整を容易とし、また水晶発振器をユーザ毎に準備したり、ユーザ毎の調整を不要としたFM復調装置及びその方法並

50

びにそれに用いる通信装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0011】

本発明によるFM復調装置は、  
 ビデオ信号を含むベースバンド帯域の信号に応じてFM変調された所定周波数の搬送波  
 を入力とするFM復調装置であって、  
 前記搬送波をデジタル化する手段と、  
 このデジタル出力を、前記搬送波の周波数成分を用いて直交復調方式によりベースバン  
 ド帯域に変換して互いに直交した成分を生成する第一の直交復調手段と、  
 この直交成分をダウンサンプリングする手段と、  
 このダウンサンプリング出力のFM復調をなす第一のFM復調手段と、  
 このFM復調出力をアナログ化して導出する手段と、  
 を含むことを特徴とする。

10

【0013】

本発明によるFM復調方法は、  
 ビデオ信号を含むベースバンド帯域の信号に応じてFM変調された所定周波数の搬送波  
 を入力とするFM復調方法であって、  
 前記搬送波をデジタル化するステップと、  
 このデジタル出力を、前記搬送波の周波数成分を用いて直交復調方式によりベースバン  
 ド帯域に変換して互いに直交した成分を生成する第一の直交復調ステップと、  
 この直交成分をダウンサンプリングするステップと、  
 このダウンサンプリング出力のFM復調をなす第一のFM復調ステップと、  
 このFM復調出力をアナログ化して導出するステップと、  
 を含むことを特徴とする。

20

【0015】

本発明による通信装置は、上記のFM復調装置を用いたことを特徴とする。

【発明の効果】

【0016】

本発明によれば、直交復調方式を採用し、またデジタル信号処理を行う様にしたので、  
 低速処理が可能となるという効果があり、またユーザ毎にサブキャリア周波数が相違して  
 も、制御信号のみを変更することにより容易に対処することが可能となるという効果があ  
 る。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

以下に本発明の実施の形態について図面を用いて説明する。図1は本発明の実施の形態  
 を示すブロック図である。図1を参照すると、図6に示した周波数スペクトラムを有する  
 FM変調波のIF信号は、FM復調部1へ入力されて、FM復調されると共に図7に示す  
 ようなベースバンド帯域へダウンコンバートされる。このFM復調部1では、後述するが  
 、デジタル処理が行われるようになっている。

40

【0018】

このFM復調出力は、ディエンファシス部2へ供給されてディエンファシス処理され、  
 ビデオ信号を選択的に通過させるためのVLPF(ビデオローパスフィルタ)3へ入力  
 される。このVLPF3によるビデオ出力は、DAC(デジタルアナログコンバータ)  
 4によりアナログ化された後、LPF5及びアンプ6を介してビデオ信号として出力され  
 る。

【0019】

FM復調部1によりベースバンド帯域とされた図7に示す周波数スペクトラムを有する  
 信号は、オーディオ信号抽出用のチャンネルバンドパスフィルタ(CHBPF)7~9へ  
 それぞれ入力されて、オーディオ#1, #2, O/Wの3種のサブキャリア信号がそれぞ

50

れ抽出される。これら C H B P F 7 ~ 9 の各出力は間引部 1 0 ~ 1 2 へそれぞれ入力されて間引き ( ダウンサンプリング ) 処理される。

【 0 0 2 0 】

この間引き処理は以下の理由による。すなわち、先の F M 復調部 1 におけるデジタル化の際には、ビデオ成分を含んでいるために高いサンプリング周波数でデジタル変換されているが、オーディオ成分はより低いサンプリング周波数で良いために、ダウンサンプリングなる間引き処理が行われるのである。

【 0 0 2 1 】

そして、F M 復調部 1 3 ~ 1 5 においてデジタル F M 復調がそれぞれ行われ、間引部 1 6 ~ 1 8 及びディエンファシス部 1 9 ~ 2 1 を介して D A C 2 2 へ入力される。D A C 2 2 において、アナログ化されてレベル調整用のアンプ 2 3 ~ 2 5 を介して、オーディオ # 1 , # 2 , O / W の 3 種のオーディオ信号が得られることになる。

【 0 0 2 2 】

図 2 は図 1 の F M 復調部 1 の一例を示す機能ブロック図であり、一般的なデジタル F M 復調機能を有するものである。図 2 を参照すると、I F 入力 A D C 3 0 においてデジタル化されて、遅延部 5 1 及び位相変換部 5 2 へ入力される。遅延部 5 1 では、A D C 3 0 の出力の遅延調整を行うものであり、位相変換部 5 2 による処理遅延を補正するためのものである。

【 0 0 2 3 】

位相変換部 5 2 は、遅延部 5 1 の出力信号成分と直交関係にある信号成分を生成するものであり、遅延部 5 1 の信号成分を  $\sin$  ( 正弦 ) 成分とすると、 $\cos$  ( 余弦 ) 成分を生成するものである。位相計算部 5 3 は、F M 変調されている信号の位相を検出するものであり、直交座標である  $x - y$  座標系で表わされている互いに直交する成分 (  $\sin$  及び  $\cos$  ) から、極座標で表わされる  $r$  成分と  $\theta$  成分に変換して、 $\theta$  成分すなわち位相を検出するものである。

【 0 0 2 4 】

よって、この位相計算部 5 3 は、直交座標系から極座標系に変換して  $\theta$  成分を算出する機能を有しており、

$$\theta = \tan^{-1} y / x$$

なる式を算出する機能を有している。従って、互いに直交する成分 (  $x$  ,  $y$  ) が入力されると、上記式を予め算出して得られている変換テーブルを用いて  $\theta$  を直ちに出力するような回路とすることができる。

【 0 0 2 5 】

この位相計算部 5 3 で検出された位相情報は、次段の位相差検出部 6 0 へ入力されて、1 サンプリング前の位相情報との差である位相差 (  $\Delta \theta$  ) が検出される。すなわち、この位相差検出部 6 0 では、1 サンプリング前のデータの位相情報と現サンプリングデータの位相情報との差が、遅延素子 5 4 及び減算器 5 5 により検出されるようになっている。この位相差情報、すなわち周波数情報が図 7 に示したベースバンド帯域の F M 復調出力として導出されることになる。

【 0 0 2 6 】

この図 2 の回路構成においては、I F 信号帯域をダウンコンバートせずに、直接 F M 復調するようになっているために、全ての処理を高速で行う必要があり、実用的ではない。そこで、図 1 の F M 復調部 1 の他の例として、図 3 に示す回路を用いる。

【 0 0 2 7 】

図 3 を参照すると、I F 信号は A D C 3 0 によりデジタル化されて直交復調部 3 1 へ入力される。直交復調部 3 1 では、N C O ( Numerical Controlled Oscillator ) 3 4 からの I F 周波数である 1 3 0 M H z と乗算されることにより、図 7 のベースバンド帯域へダウンコンバートされる。この N C O 3 4 の I F 設定は、デジタル制御信号により行われるものである。

【 0 0 2 8 】

10

20

30

40

50

より詳述すると、ADC 30によりデジタル化されたIF信号は、2分岐されて乗算器32, 33へ入力されて、NCO 34から出力されている互いに直交するIF周波数成分(sin成分及びcos成分)と乗算され、ベースバンド信号にダウンコンバートされる。

【0029】

この互いに直交するベースバンド信号は、ダウンサンプリングするための間引部35, 36へそれぞれ入力された後、次段の位相計算部37及び位相差検出部60からなるFM復調部へ導出される。

【0030】

位相計算部37及び位相差検出部60については、図2において説明した位相計算部53及び位相差検出部60と同じであり、それらの説明は省略する。

10

【0031】

このように、IF入力をデジタル化し、直交復調部31によりベースバンド帯域にダウンコンバートして直交成分であるsin成分とcos成分とを生成し、位相計算をベースバンド帯域で行うことができることになり、処理速度を低下させることが可能となる。また、FM復調部1のローカル周波数の設定は、デジタル制御によるNCO 34を用いることができるために、その制御信号もデジタルとすることができ、調整や設定が極めて容易となる。

【0032】

図4は図1のFM復調部1の更に他の例を示す図であり、IF信号は、ADCによるデジタル化処理を経ることなく、直接直交復調部40へ入力されて、アナログ信号のままベースバンド帯域へダウンコンバートされる。この直交復調部40は、乗算器41, 42と、130MHzのIF周波数を発生する局部発振器43と、このIF周波数を90度移相する移相器44とを有している。

20

【0033】

乗算器41, 42により得られた互いに直交する成分(sin及びcos)は、ADC 45, 46によりそれぞれデジタル化されて次段の位相計算部47へ入力され、図2において説明した如く、位相情報が算出される。この位相情報は、次段の位相差検出部60へ入力される。この位相差検出部60は、図2の位相差検出部60と同一である。

【0034】

本例では、直交復調部40においては、アナログ処理であるために、IF周波数の移相器44による直交精度やレベル精度が要求され、調整が必要であるが、後段のADC 45, 46、位相計算部47、位相差検出部60などにおいては、ベースバンド帯域となっているために高速処理は要求されないという利点がある。

30

【0035】

なお、図1に示したオーディオ信号のFM復調部13~15については、図3に示したFM復調部からADC 30を除いた回路構成が用いられる。この場合には、直交復調部31への入力は、図7の3種のオーディオ信号のサブキャリアであり、NCO 34の設定は、これら各サブキャリアの周波数を設定するためのデジタル制御信号b~dとなる。

【0036】

更に、図1のチャネルフィルタであるCH BPF 7~9はデジタルフィルタとすることができるので、デジタルフィルタの係数を変更するだけで、ユーザ毎の仕様に容易に対処可能である。

40

【0037】

上記の実施の形態のFM復調装置は、FPU装置の受信部に用いて好適であるが、これに限定されることなく一般のFM無線通信装置の受信部に用いることができることは勿論である。

【図面の簡単な説明】

【0038】

【図1】本発明の実施の形態のブロック図である。

50

【図2】図1のFM復調部の一例を示す図である。

【図3】図1のFM復調部の他の例を示す図である。

【図4】図1のFM復調部の更に他の例を示す図である。

【図5】従来例を説明するためのブロック図である。

【図6】IF信号の周波数スペクトラムを示す図である。

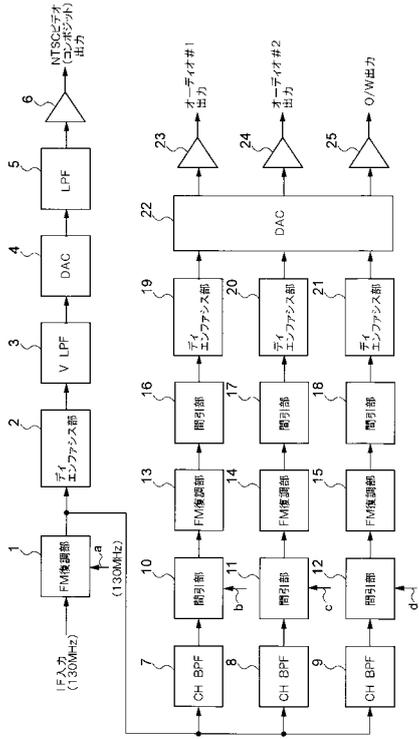
【図7】ベースバンド信号の周波数スペクトラムを示す図である。

【符号の説明】

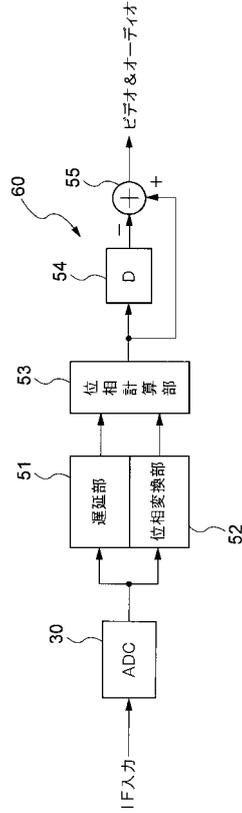
【0039】

1, 13 ~ 15	FM復調部	
2, 19 ~ 21	ディエンファシス部	10
3	V L P F (ビデオローパスフィルタ)	
4, 22	D A C (デジタルアナログコンバータ)	
5	L P F	
6, 23 ~ 25	アンプ	
7 ~ 9	C H B P F (チャンネルバンドパスフィルタ)	
10 ~ 12, 16 ~ 18,		
35, 36	間引部	
30, 45, 46	A D C (アナログデジタルコンバータ)	
31, 40	直交復調部	
32, 33, 41, 42	乗算器	20
34	N C O	
37, 47, 53	位相計算部	
38, 48, 54	遅延素子	
39, 49, 55	減算器	
51	遅延部	
52	位相変換部	
60	位相差検出部	

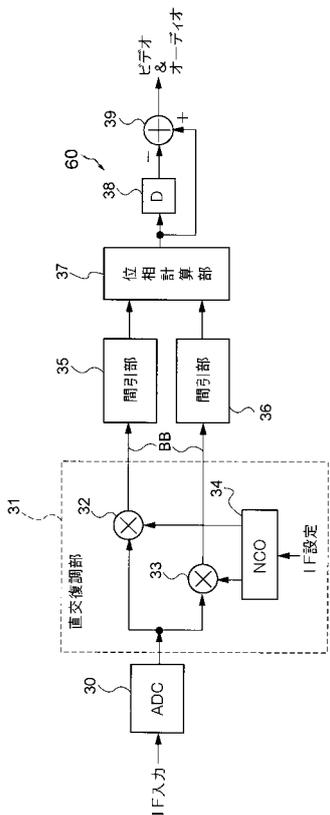
【図1】



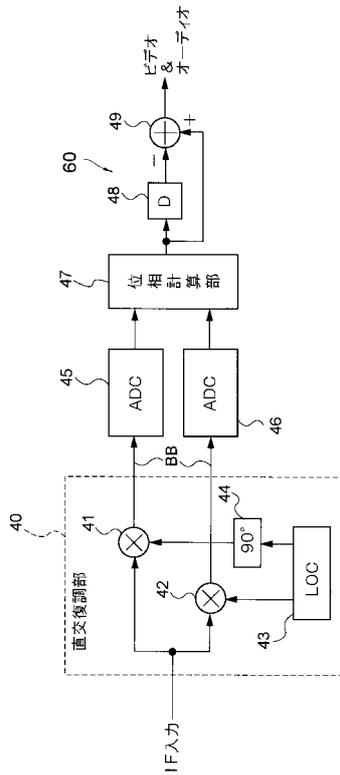
【図2】



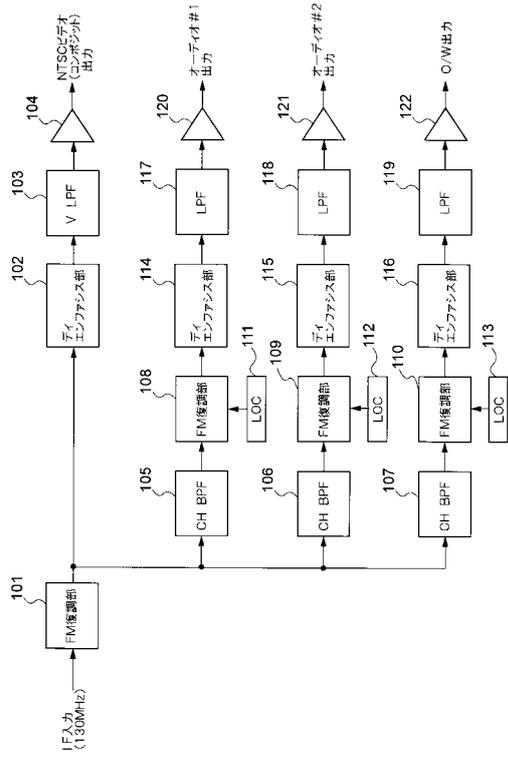
【図3】



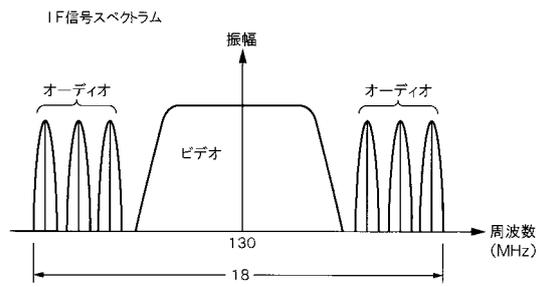
【図4】



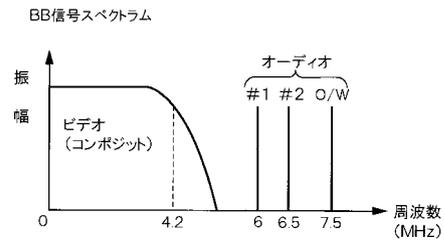
【図5】



【図6】



【図7】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2001-053820(JP,A)  
特開2001-341951(JP,A)  
特開平10-160773(JP,A)  
特開平07-074736(JP,A)  
特開平09-284354(JP,A)  
特開平08-056243(JP,A)  
特開2004-104379(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L	27/14
H03D	3/02
H04B	1/26