

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4220353号
(P4220353)

(45) 発行日 平成21年2月4日(2009.2.4)

(24) 登録日 平成20年11月21日(2008.11.21)

(51) Int.Cl. F I
H04L 27/12 (2006.01) H04L 27/12 Z

請求項の数 9 (全 28 頁)

(21) 出願番号	特願2003-377624 (P2003-377624)	(73) 特許権者	000003595
(22) 出願日	平成15年11月6日(2003.11.6)		株式会社ケンウッド
(65) 公開番号	特開2005-142870 (P2005-142870A)		東京都八王子市石川町2967番地3
(43) 公開日	平成17年6月2日(2005.6.2)	(74) 代理人	100095407
審査請求日	平成18年1月31日(2006.1.31)		弁理士 木村 満
		(72) 発明者	谷口 勝
			東京都八王子市石川町2967-3 株式 会社ケンウッド内
		審査官	彦田 克文

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 変調装置、移動通信システム、変調方法、及び通信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

2400 × (n + 1) (n : 自然数) [bps] の伝送速度で、データ通信を行う移動通信システムにおける変調装置であって、

所定データを符号化して生成された2値信号を(n + 1)ビットずつ順次、(2^(n + 1) + 1 - 2^k) (1 ≤ k ≤ 2^(n + 1)) からなる2^(n + 1) 値のシンボルに変換して出力するシンボル変換手段と、

前記シンボル変換手段から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力するベースバンドフィルタと、

前記ベースバンドフィルタから入力された波形信号の振幅の大きさに応じて、出力信号の周波数を偏移させて変調する周波数偏移(FM: Frequency Modulation)変調手段と、
を備え、

前記シンボル変換手段から±(2^(n + 1) - 1)のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調手段からの出力信号の周波数偏移は、±0.822[kHz]乃至±0.952[kHz]の範囲である、
ことを特徴とする変調装置。

【請求項2】

前記ベースバンドフィルタは、ナイキスト(Nyquist)フィルタである、
ことを特徴とする請求項1に記載の変調装置。

【請求項3】

10

20

2400 × (n + 1) (n : 自然数) [bps] の伝送速度で、データの送信を行う送信装置と、該送信装置から送信されたデータを受信する受信装置と、を備える移動通信システムであって、

前記送信装置は、

所定データを符号化して2値信号を生成する符号化手段と、

前記符号化手段により生成された2値信号を(n + 1)ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2^k) (1 \leq k \leq 2^{(n+1)})$ からなる $2^{(n+1)}$ 値のシンボルに変換して出力するシンボル変換手段と、

前記シンボル変換手段から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力する第1のベースバンドフィルタと、

前記第1のベースバンドフィルタから入力された波形信号の振幅の大きさに応じて周波数を偏移させて変調した信号を前記受信装置に送信する周波数偏移(FM: Frequency Modulation)変調手段と、

を含み、

前記受信装置は、

前記送信装置から送信され、受信した信号を復調して $2^{(n+1)}$ 値信号を出力する復調手段と、

前記復調手段から出力された $2^{(n+1)}$ 値信号の不要周波数成分を遮断して出力する第2のベースバンドフィルタと、

前記第2のベースバンドフィルタから入力された $2^{(n+1)}$ 値信号を(n + 1)ビットの2値信号に順次変換して出力する2値信号変換手段と、

前記2値信号生成手段から入力された2値信号を復号化して前記所定データを出力する復号化手段と、

を含み、

前記シンボル変換手段から $\pm (2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移は、 ± 0.822 [kHz] 乃至 ± 0.952 [kHz] の範囲である、ことを特徴とする移動通信システム。

【請求項4】

前記第1及び第2のベースバンドフィルタは、ナイキスト(Nyquist)フィルタであることを特徴とする請求項2に記載の移動通信システム。

【請求項5】

前記第1のベースバンドフィルタは、ルートレイズドコサイン(Root Raised Cosine)フィルタと、sincフィルタと、から構成され、

前記第2のベースバンドフィルタは、ルートレイズドコサイン(Root Raised Cosine)フィルタと、前記sincフィルタの逆特性を有する $1/sinc$ フィルタと、から構成され、

前記 $\pm (2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルの公称周波数偏移は、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移の $1/2$ 2倍の値に設定されている、ことを特徴とする請求項3又は4に記載の移動通信システム。

【請求項6】

前記第1及び第2のベースバンドフィルタは、ルートレイズドコサイン(Root Raised Cosine)フィルタから構成され、

前記 $\pm (2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルの公称周波数偏移は、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移の $1/2$ 2倍の値に設定されている、ことを特徴とする請求項3又は4に記載の移動通信システム。

【請求項7】

前記第1のベースバンドフィルタは、レイズドコサイン(Raised Cosine)フィルタと、 $1/sinc$ フィルタと、から構成され、

10

20

30

40

50

前記第2のベースバンドフィルタは、前記1/sincフィルタの逆特性を有するsincフィルタから構成され、

前記 $\pm(2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルの公称周波数偏移は、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移の2/倍の値に設定されている、
ことを特徴とする請求項3又は4に記載の移動通信システム。

【請求項8】

2400x(n+1)(n:自然数)[bps]の伝送速度で、データ通信を行う移動通信システムにおける変調方法であって、

所定データを符号化して生成された2値信号を(n+1)ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2k)(1 - k - 2^{(n+1)})$ からなる $2^{(n+1)}$ 値のシンボルに変換して出力するシンボル変換工程と、

前記シンボル変換工程から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力する工程と、

入力された波形信号の振幅の大きさに応じて、出力信号の周波数を偏移させて変調する周波数偏移(FM:Frequency Modulation)変調工程と、

を備え、

前記シンボル変換工程から $\pm(2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調工程からの出力信号の周波数偏移は、 ± 0.822 [kHz]乃至 ± 0.952 [kHz]の範囲である、

ことを特徴とする変調方法。

【請求項9】

2400x(n+1)(n:自然数)[bps]の伝送速度で、データの送信を行う送信装置と、該送信装置から送信されたデータを受信する受信装置と、を備える移動通信システムにおける通信方法であって、

所定データを符号化して2値信号を生成する符号化工程と、

前記符号化工程により生成された2値信号を(n+1)ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2k)(1 - k - 2^{(n+1)})$ からなる $2^{(n+1)}$ 値のシンボルに変換して出力するシンボル変換工程と、

前記シンボル変換工程から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力する工程と、

前記第1のベースバンドフィルタから入力された波形信号の振幅の大きさに応じて周波数を偏移させて変調した信号を前記受信装置に送信する周波数偏移(FM:Frequency Modulation)変調工程と、

前記送信装置から送信され、受信した信号を復調して $2^{(n+1)}$ 値信号を出力する復調工程と、

前記復調工程から出力された $2^{(n+1)}$ 値信号の不要周波数成分を遮断して出力する工程と、

入力された $2^{(n+1)}$ 値信号を(n+1)ビットの2値信号に順次変換して出力する2値信号変換工程と、

前記2値信号生成工程から入力された2値信号を復号化して前記所定データを出力する復号化工程と、

を含み、

前記シンボル変換工程から $\pm(2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調工程から出力される信号の周波数偏移は、 ± 0.822 [kHz]乃至 ± 0.952 [kHz]の範囲である、

ことを特徴とする通信方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、変調装置、移動通信システム、変調方法、及び通信方法に関し、特に、線形

10

20

30

40

50

パワーアンプを用いることなく、2005年施行のFCC規則に適合することができる変調装置、移動通信システム、変調方法、及び通信方法に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、米国の陸上移動通信(LMR: Land Mobile Radio)システムは、各チャンネルに周波数を25kHzあるいは30kHzという非常に広いチャンネル間隔(Channel Spacing)で割り当てていたため、スペクトル効率が非常に低かった。このスペクトル効率の向上を図るため、米国の連邦通信委員会(FCC: Federal Communications Commission)は、チャンネル間隔を1997年から従来の半分の12.5kHzとすることをFCC規則に定めた。これにより、LMRシステムは、25kHz又は12.5kHzのチャンネル間隔(Channel Spacing)で運用されることとなった(例えば、非特許文献1参照)。

10

【0003】

また、さらなるスペクトル効率の向上を図るべく、2005年には、チャンネル間隔を現在の半分の6.25kHzとするFCC規則が施行される。このため、2005年の施行に合わせて、6.25kHzのチャンネル間隔でも運用可能なLMRシステムを開発する必要がある。

【0004】

この2005年から施行されるFCC規則には、6.25kHz帯域あたり1つの音声チャンネルを運用可能なスペクトル効率を有することと、データの送信を行う場合に、6.25kHz帯域あたり4800bps以上の伝送速度を有することと、がLMRシステムの条件として規定されている。6.25kHz帯域あたり1つの音声チャンネルを運用可能にすることは、アクセス方式として、6.25kHz帯域でのFDMA(Frequency Division Multiple Access)方式、又は25kHz帯域で4スロットのTDMA(Time Division Multiple Access)方式を採用することによって実現できる。また、近年、音声データに加えて文字データ等を送信することが一般的になってきているため、2005年のFCC規則の施行に向けて開発されるLMRシステムは、音声データのみならず、文字データ等をも通信可能であることが望ましい。

20

【非特許文献1】FCC Rule (Title 47 Code of Federal Regulations PART 90 Private Land and Mobile Radio Services)

30

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

まず、現在の12.5kHzのチャンネル間隔に対応したLMRシステムの規格を定めたFCC規則について説明する。FCC規則(Title 47 Part 90.210 Emission masks)は、各帯域に対応したエミッションマスク(Emission Mask)について規定しており、12.5kHzの帯域に対しては、表1及び図1に示す特性を有するマスクD(Mask D)が規定されている。

【0006】

【表1】

40

Displacement Frequency Range	Attenuation (dB)
$fd < 5.625 \text{ kHz}$	0
$5.625 \text{ kHz} < fd < 12.5 \text{ kHz}$	$7.27 (fd - 2.88)$
$fd > 12.5 \text{ kHz}$	$70 \text{ or } 50 + 10 \log_{10} (P) \text{ whichever the lesser ATT}$

【0007】

ここで、fdは中心周波数からの離調周波数(Displacement Frequency Range)で単位はkHzであり、Pは送信出力で単位はWである。

50

【 0 0 0 8 】

現在の 1 2 . 5 k H z のチャンネル間隔に対応した L M R システムは、アナログ音声信号を F M (Frequency Modulation) 変調 (アナログ F M 変調) して送信するものがほとんどであり、その音声帯域、及び最大周波数偏移は、表 2 に示すようになる。

【 0 0 0 9 】

【表 2】

変調方式	FM 変調
音声帯域	0.3 ~ 3 kHz
最大周波数偏移	± 2.5 kHz 偏移

10

【 0 0 1 0 】

また、A P C O (Association of Public Safety Communications Officials) において Project 25 として検討され、その後、T I A (Telecommunications Industry Association) により標準規格 (TIA102) として制定された変調方式 (APCO P25 Phase 1 変調方式、以下「P 2 5 - P 1 変調方式」という) も、1 2 . 5 k H z のチャンネル間隔に対応した L M R システムの変調方式として使用されている。この変調方式は、ベースバンドのデジタル信号を

4 値 F S K 変調にて伝送する方式であり、その伝送速度、シンボルレート、ベースバンドフィルタ、及び公称周波数偏移は、表 3 に示すようになる。

20

【 0 0 1 1 】

【表 3】

伝送速度	9600 bps
シンボルレート	4800 symbol/s
ベースバンドフィルタ	送信 : $\alpha = 0.2$ の Raised Cosine 特性の フィルタと Shaping フィルタとを組み合わせたフィルタ 受信 : 積分放電フィルタ
変調方式	4 値 FSK 変調
公称周波数偏移	4 つの シンボルレベル ($\pm 3, \pm 1$) のそれぞれに対して、 $+3 = +1.8 \text{ kHz}$, $+1 = +0.6 \text{ kHz}$, $-1 = -0.6 \text{ kHz}$, $-3 = -1.8 \text{ kHz}$ の 偏移

30

【 0 0 1 2 】

アナログ F M 変調方式を使用するときのエミッションスペクトルを測定する場合、変調周波数を 2 . 5 k H z に設定し、最大周波数偏移の 5 0 % が得られる変調信号レベルから 1 6 d B 上昇させたレベルにて変調をかけて測定することが、測定条件として F C C 規則に規定されている。この条件を満たすように設定したときのエミッションスペクトルの波形とエミッションマスク (マスク D) とを図 2 に示す。図 2 に示すように、エミッションマスクは、2 . 5 k H z の高次の成分のラインとほぼ同じレベルになるように規定されている。

40

【 0 0 1 3 】

P 2 5 - P 1 変調方式において、変調信号として擬似ランダムデータを使用して測定したエミッションスペクトルの波形と、エミッションマスク (マスク D) と、を図 3 に示す。測定されたエミッションスペクトルは、変調信号として擬似ランダムデータが使用されているため、図 3 に示すように、均一に分散したスペクトル形状となり、さらに、マスク D に適合している。

【 0 0 1 4 】

また、擬似ランダムデータではなく、シンボルが + 3 と - 3 とになるデータ、即ち、偏

50

移が $+1.8 \text{ kHz}$ と -1.8 kHz となるデータを使用して測定したときの、エミッションスペクトルの波形と、エミッションマスク（マスク D）と、を図 4 に示す。シンボルレートが 4800 symbol/s であり、矩形波がベースバンドフィルタで正弦波に整形されることから、測定されるエミッションスペクトルは、 2.4 kHz の正弦波にて、ある値の周波数偏移を持って FM 変調をかけたスペクトルと等価なものとなる。測定されたエミッションスペクトルは、図 4 に示すように、 2.4 kHz の整数倍の周波数にピークを持ち、その 3 次及び 4 次の成分は、マスク D からわずかに外れている。

【 0 0 1 5 】

FCC 規則には、 6.25 kHz の帯域に対しては、表 4 及び図 5 に示す特性を有するマスク E（Mask E）が規定されている。

【 0 0 1 6 】

【表 4】

Displacement Frequency Range	Attenuation (dB)
$fd < 3.0 \text{ kHz}$	0
$3.0 \text{ kHz} < fd < 4.6 \text{ kHz}$	65 or $30 + 16.67 (fd - 3)$ or $55 + 10 \log_{10} (P)$ whichever the lesser ATT
$fd > 4.6 \text{ kHz}$	65 or $55 + 10 \log_{10} (P)$ whichever the lesser ATT

【 0 0 1 7 】

エミッションスペクトルをマスク E に適合させるべく、変調方式としてアナログ変調 FM 変調方式を適用する場合と、P25 - P1 変調方式を適用する場合と、を考察してみる。

【 0 0 1 8 】

過去、チャンネル間隔が 25 kHz から 12.5 kHz に改正されたときは、アナログ変調 FM 変調方式における周波数偏移を 5 kHz 偏移から 2.5 kHz 偏移に変更することにより、エミッションスペクトルを、FCC 規則が定めるエミッションマスク（マスク D）に適合させることができた。この例に倣って、周波数偏移を 2.5 kHz 偏移から 1.25 kHz 偏移に変更して測定した場合（変調周波数 2.5 kHz ）のエミッションスペクトルの波形と、エミッションマスク（マスク E）と、を図 6 に示す。測定されたエミッションスペクトルは、図 6 に示すように、明らかにエミッションマスクに適合していない。

【 0 0 1 9 】

また、P25 - P1 変調方式において、伝送速度と周波数偏移とを、チャンネル間隔が 12.5 kHz のときの半分とし、変調信号として疑似ランダムデータを使用した場合のエミッションスペクトルの波形とエミッションマスク（マスク E）とを図 7 に、変調信号としてシンボルが交互に ± 3 となるデータを使用した場合のエミッションスペクトルの波形とエミッションマスク（マスク E）とを図 8 に、それぞれ示す。

【 0 0 2 0 】

図 7 に示すエミッションスペクトルは、均一に分散しているため、一見すると、エミッションマスクに適合しているようにも見えるが、実際は、図 8 に示すように、エミッションスペクトルは、エミッションマスクに適合していない。

【 0 0 2 1 】

このように、現在、 12.5 kHz のチャンネル間隔に対応した LMR システムに適用されている変調方式の伝送速度、周波数偏移等のパラメータを単に半分にするだけでは、エミッションスペクトルをエミッションマスク（マスク E）に適合させることはできない。

【 0 0 2 2 】

次に、LMR システムに他の変調方式を使用して、エミッションスペクトルをエミッションマスク（マスク E）に適合させることを検討してみる。例えば APCO P25 Phase 2 規

10

20

30

40

50

格の変調方式（以下「P25 - P2変調方式」という）を、LMRシステムに適用した場合を検討してみる。このP25 - P2変調方式は、P25 - P1変調方式のデータフォーマットをそのままに、送信側の変調方式を / 4 Q P S K 変調方式に変更したものである。この変調方式の伝送速度、シンボルレート、ベースバンドフィルタ、位相偏移は、表5に示すようになる。

【0023】

【表5】

伝送速度	9600 bps
シンボルレート	4800 symbol/s
ベースバンド フィルタ	送信： $\alpha = 0.2$ の Raised Cosine 特性のフィルタ 受信：積分放電フィルタ
変調方式	$\pi / 4$ QPSK 変調
位相偏移	4つのシンボルレベル($\pm 3, \pm 1$)のそれぞれに対して、 $+3 = +3/4 p, +1 = +1/4 p, -1 = -1/4 p, -3 = -3/4 p$ の偏移

10

【0024】

擬似ランダムデータをP25 - P2変調方式にて変調した場合に測定されたエミッションスペクトルの波形と、エミッションマスク（マスクE）と、を図9に示す。P25 - P2変調方式が / 4 Q P S K 変調方式に基づくものであることから、図9に示すように、測定されたエミッションスペクトルは、帯域外で急峻に減衰するという特性を有し、伝送速度が9600bpsでありながらエミッションマスク（マスクE）に適合している。

20

【0025】

しかしながら、 / 4 Q P S K 変調方式は、線形変調方式であることから以下の問題が生じる。

【0026】

現在のLMRシステムで使用されている非線形のパワーアンプを使用することができない。また、LMRシステムで線形のパワーアンプを使用するためには、リニアライザ等の付加回路が必要となるため、スペース、コストが上昇してしまう。さらに、線形のパワーアンプは、非線形のパワーアンプよりも効率が低下して消費電流が増加するため、LMRシステムを構成する無線装置での発熱が問題となり、またさらに、ポータブルタイプのもものでは、電池で駆動するため、運用時間が減少してしまう。

30

【0027】

現時点において、従来の非線形のパワーアンプと同じ出力電力で同等な効率を持つ線形のパワーアンプは、開発されておらず、加えて非線形のパワーアンプと同等な実装スペースやコストにすることも非常に困難である。このため、P25 - P2変調方式に代表されるような線形変調方式を、6.25kHzのチャンネル間隔に対応したLMRシステムに適用することは、現実的ではない。

【0028】

本発明は、上記課題を解決するためになされたものであって、線形パワーアンプを用いることなく、2005年施行のFCC規則に適合することができる変調装置、移動通信システム、変調方法、及び通信方法を提供することを目的とする。

40

【課題を解決するための手段】

【0029】

上記目的を達成するために、本発明の第1の観点にかかる変調装置は、 $2400 \times (n + 1)$ (n :自然数) [bps]の伝送速度で、データ通信を行う移動通信システムにおける変調装置であって、所定データを符号化して生成された2値信号を $(n + 1)$ ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2k)$ ($1 \leq k \leq 2^{(n+1)}$) からなる $2^{(n+1)}$ 値のシンボルに変換して出力するシンボル変換手段と、前記シンボル変換手段から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力するベースバンドフィルタと、

50

前記ベースバンドフィルタから入力された波形信号の振幅の大きさに応じて、出力信号の周波数を偏移させて変調する周波数偏移（F M : Frequency Modulation）変調手段と、を備え、前記シンボル変換手段から $\pm (2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調手段からの出力信号の周波数偏移は、 ± 0.822 [kHz]乃至 ± 0.952 [kHz]の範囲である、ことを特徴とする。

【0030】

上記変調装置において、前記ベースバンドフィルタは、ナイキスト（Nyquist）フィルタであってもよい。

【0031】

また、上記目的を達成するために、本発明の第2の観点にかかる移動通信システムは、
 $2400 \times (n+1)$ （ n ：自然数）[bps]の伝送速度で、データの送信を行う送信装置と、該送信装置から送信されたデータを受信する受信装置と、を備える移動通信システムであって、前記送信装置は、所定データを符号化して2値信号を生成する符号化手段と、前記符号化手段により生成された2値信号を $(n+1)$ ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2k)$ （ $1 \leq k \leq 2^{(n+1)}$ ）からなる $2^{(n+1)}$ 値のシンボルに変換して出力するシンボル変換手段と、前記シンボル変換手段から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力する第1のベースバンドフィルタと、前記第1のベースバンドフィルタから入力された波形信号の振幅の大きさに応じて周波数を偏移させて変調した信号を前記受信装置に送信する周波数偏移（F M : Frequency Modulation）変調手段と、を含み、前記受信装置は、前記送信装置から送信され、受信した信号を復調して $2^{(n+1)}$ 値信号を出力する復調手段と、前記復調手段から出力された $2^{(n+1)}$ 値信号の不要周波数成分を遮断して出力する第2のベースバンドフィルタと、前記第2のベースバンドフィルタから入力された $2^{(n+1)}$ 値信号を $(n+1)$ ビットの2値信号に順次変換して出力する2値信号変換手段と、前記2値信号生成手段から入力された2値信号を復号化して前記所定データを出力する復号化手段と、を含み、前記シンボル変換手段から $\pm (2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移は、 ± 0.822 [kHz]乃至 ± 0.952 [kHz]の範囲である、ことを特徴とする。

【0032】

上記移動通信システムにおいて、前記第1及び第2のベースバンドフィルタは、ナイキスト（Nyquist）フィルタであってもよい。

【0033】

また、上記移動通信システムにおいて、前記第1のベースバンドフィルタは、ルートレイズドコサイン（Root Raised Cosine）フィルタと、 sinc フィルタと、から構成され、前記第2のベースバンドフィルタは、ルートレイズドコサイン（Root Raised Cosine）フィルタと、前記 sinc フィルタの逆特性を有する $1/\text{sinc}$ フィルタと、から構成され、前記 $\pm (2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルの公称周波数偏移は、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移の $1/2$ 倍の値に設定されていてもよい。

【0034】

さらに、上記移動通信システムにおいて、前記第1及び第2のベースバンドフィルタは、ルートレイズドコサイン（Root Raised Cosine）フィルタから構成され、前記 $\pm (2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルの公称周波数偏移は、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移の $1/2$ 倍の値に設定されていてもよい。

【0035】

また、上記移動通信システムにおいて、前記第1のベースバンドフィルタは、レイズドコサイン（Raised Cosine）フィルタと、 $1/\text{sinc}$ フィルタと、から構成され、前記第2のベースバンドフィルタは、前記 $1/\text{sinc}$ フィルタの逆特性を有する sinc フィルタから構成され、前記 $\pm (2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルの公称周波数偏移は、前記周波数偏移変調手段から出力される信号の周波数偏移の $2/$ 倍の値に設定されていてもよい。

10

20

30

40

50

【0036】

さらに、上記目的を達成するために、本発明の第3の観点にかかる変調方法は、 $2400 \times (n+1)$ (n :自然数) [bps]の伝送速度で、データ通信を行う移動通信システムにおける変調方法であって、所定データを符号化して生成された2値信号を $(n+1)$ ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2k)(1 - k - 2^{(n+1)})$ からなる $2^{(n+1)}$ 値のシンボルに変換して出力するシンボル変換工程と、前記シンボル変換工程から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力する工程と、入力された波形信号の振幅の大きさに応じて、出力信号の周波数を偏移させて変調する周波数偏移(FM: Frequency Modulation)変調工程と、を備え、前記シンボル変換工程から $\pm(2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調工程からの出力信号の周波数偏移は、 ± 0.822 [kHz]乃至 ± 0.952 [kHz]の範囲である、ことを特徴とする。

10

【0037】

さらに、上記目的を達成するために、本発明の第4の観点にかかる通信方法は、 $2400 \times (n+1)$ (n :自然数) [bps]の伝送速度で、データの送信を行う送信装置と、該送信装置から送信されたデータを受信する受信装置と、を備える移動通信システムにおける通信方法であって、所定データを符号化して2値信号を生成する符号化工程と、前記符号化工程により生成された2値信号を $(n+1)$ ビットずつ順次、 $(2^{(n+1)} + 1 - 2k)(1 - k - 2^{(n+1)})$ からなる $2^{(n+1)}$ 値のシンボルに変換して出力するシンボル変換工程と、前記シンボル変換工程から入力されたシンボルの不要周波数成分を遮断して波形信号を出力する工程と、前記第1のベースバンドフィルタから入力された波形信号の振幅の大きさに応じて周波数を偏移させて変調した信号を前記受信装置に送信する周波数偏移(FM: Frequency Modulation)変調工程と、前記送信装置から送信され、受信した信号を復調して $2^{(n+1)}$ 値信号を出力する復調工程と、前記復調工程から出力された $2^{(n+1)}$ 値信号の不要周波数成分を遮断して出力する工程と、入力された $2^{(n+1)}$ 値信号を $(n+1)$ ビットの2値信号に順次変換して出力する2値信号変換工程と、前記2値信号生成工程から入力された2値信号を復号化して前記所定データを出力する復号化工程と、を含み、前記シンボル変換工程から $\pm(2^{(n+1)} - 1)$ のシンボルが出力されたとき、前記周波数偏移変調工程から出力される信号の周波数偏移は、 ± 0.822 [kHz]乃至 ± 0.952 [kHz]の範囲である、ことを特徴とする。

20

30

【発明の効果】

【0038】

本発明により、線形パワーアンプを用いることなく、2005年施行のFCC規則に適合することができる変調装置、陸上移動通信システム、変調方法、及び通信方法を提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0039】

上述したように、現在、 12.5 kHzのチャンネル間隔に対応したLMRシステムに適用されている変調方式の伝送速度、周波数偏移等のパラメータを単に半分にするだけでは、エミッションスペクトルをエミッションマスク(マスクE)に適合させることはできない。また、P25-P2変調方式に代表される線形変調方式を使用することは、コスト等のため現実的に困難である。

40

【0040】

そこで、以下の実施の形態においては、4値FSK変調方式に代表される非線形変調方式を採用して、2005年に施行されるFCC規則に適合したLMRシステムを実現することができる伝送速度、周波数偏移等のパラメータについて検討する。

【0041】

変調信号を正弦波としたときのFM変調波のスペクトルは、以下の数1に示すベッセル関数で表されることが知られている。

【0042】

50

【数 1】

$$\begin{aligned} \phi_{FM}(t) = A & [J_0(mf) \cos \omega c t + J_1(mf) \{ \cos(\omega c + \omega m)t - \cos(\omega c - \omega m)t \} \\ & + J_2(mf) \{ \cos(\omega c + 2\omega m)t - \cos(\omega c - 2\omega m)t \} + J_3(mf) \{ \cos(\omega c + 3\omega m)t - \cos(\omega c - 3\omega m)t \} \\ & + \dots] \end{aligned}$$

【0043】

ここで、 c は搬送波の周波数、 m は変調周波数、 mf は変調指数(周波数偏移 / 変調周波数)、 $J_n(mf)$ は n 次の成分に対する第1種ベッセル関数である。

【0044】

図2に示したエミッションスペクトルと数1に示すベッセル関数との相関性を求めてみる。変調周波数は、 2.5 kHz であり、周波数偏移は、 2.5 kHz 偏移であることから、変調指数 mf は1となる。1次から4次までの成分をベッセル関数で計算すると以下のレベルになる。

【0045】

$$\begin{aligned} (1 \text{ 次}) &= J_1(1) = -7.13 \text{ dB} \\ (2 \text{ 次}) &= J_2(1) = -18.79 \text{ dB} \\ (3 \text{ 次}) &= J_3(1) = -34.17 \text{ dB} \\ (4 \text{ 次}) &= J_4(1) = -52.12 \text{ dB} \end{aligned}$$

【0046】

これらの値と、図2において 2.5 kHz の整数倍で発生するピークスペクトルの値とを比較すると、その誤差は、 $\pm 1 \text{ dB}$ の範囲内に収まっている。したがって、変調信号に正弦波を使用したFM変調波のエミッションスペクトルは、数1によって計算しても問題ない。

【0047】

FCR規則に規定されているマスクEの値から、このマスクに適合する周波数偏移を逆算する。2次の成分でのマスクEの規定レベルは、図5から、 -65 dB と求められる。さらに、エミッションスペクトルをこのレベル以下にする変調指数 mf は、逆算により、 0.067 と求められる。そして、このときの周波数偏移は、 $0.067 \times 2.5 = 0.167 \text{ kHz}$ と、非常に小さい値となる。

【0048】

12.5 kHz のチャンネル間隔に対応可能で、 2.5 kHz の周波数偏移を使用しているLMRシステムの一般的な S/N (Signal / Noise)は、 45 dB 程度である。周波数偏移が $1/2$ になると、 S/N は、 6 dB 低下することにより、周波数偏移が 0.167 kHz のときの S/N は、 $45 + 20 \times \log_{10}(0.167 / 2.5) = 21.5 \text{ dB}$ となり、明らかに実用に耐えられない性能となる。

【0049】

このことより、アナログFM変調を使用して、周波数偏移を下げることにより、マスクEに適合させることは可能であるが、実使用的に許容できない性能となるので、この方法は検討対照から除外される。

【0050】

次に、4値FSK変調方式を適用したLMRシステムが、2005年施行のFCR規則に適合するための条件について、説明する。

【0051】

図3と図4とは、P25 - P1変調方式を採用した場合のエミッションスペクトルを示したが、デジタル変調の場合、使用するデータ系列の特性によって変調波のスペクトルが異なってくる。図3と図4とから明白なように、ランダムなデータを使用すればそのスペクトルは分散して単位周波数あたりの平均エネルギーは小さくなり、スペクトルは狭くなったように見える。また、特定のデータの繰り返しでは正弦波で変調をかけたものと等価となり、正弦波の整数倍の成分にエネルギーが集中するために広いスペクトルとなる。したがって、4値FSK変調での最悪条件は、周波数偏移の広い方の $+3$ と -3 とのシン

10

20

30

40

50

ボルを使用し、これを交互に繰り返すことでシンボルレートの半分の周波数に等しい正弦波で変調をかけたときである。

【 0 0 5 2 】

上述したように、2005年施行のFCC規則には、エミッションスペクトルをマスクEに適合させることの他に、データの送信を行う場合、6.25kHz帯域あたり4800bps以上の伝送速度を有することが条件として規定されている。そこで、4800bpsの伝送速度で4値FSK変調方式を使用した場合に、エミッションスペクトルがマスクEに適合するための、周波数偏移を逆算して求める。この場合、シンボルレートは、伝送速度4800bpsの半分の2400symbol/sとなるので、+3と-3とのシンボルを繰り返すことにより、等価的に1.2kHzの正弦波となる。

10

【 0 0 5 3 】

マスクEの規格値と1.2kHzの整数倍のスペクトルの値とを比較すると、4次の成分が条件的に最も厳しく、これを満たせば、エミッションスペクトルをマスクEに適合させることができる。このとき、変調指数mfは、0.685となり、周波数偏移は、以下の数2に示す値となる。

【 0 0 5 4 】

【数2】

$$0.685 \times 1.2 = 0.822 \text{ kHz}$$

【 0 0 5 5 】

上述したように、図4に示すエミッションスペクトルは、マスクDに適合しない。図4に示すエミッションスペクトルは、P25-P1変調方式における最悪条件で測定したものであり、この例に倣えば、最悪条件においては、エミッションマスクに適合していてもよい。音声信号をデジタル化して伝送するような実使用状態において、データ系列は、ランダムな特性を示すので、実使用状態におけるスペクトルは、疑似ランダムデータを変調したときと、ほぼ同じ特性を有する。したがって、最悪条件においては、不適合をある程度許容してもよく、疑似ランダムデータを使用したときに完全に適合していればよい。

20

【 0 0 5 6 】

ここで、P25-P1変調方式を採用した場合の最悪条件下での各々のピークスペクトルのレベルを、ベッセル関数から求め、スペクトルがマスクDからどの程度はみ出しているかを計算する。

30

【 0 0 5 7 】

表3に示すベースバンドフィルタは、レイズドコサイン(Raised Cosine)フィルタと、整形(Shaping)フィルタと、から構成されている。この整形フィルタの特性は、周波数0のとき振幅が1となり、シンボル周波数のとき振幅が0となる $\text{sinc}(\sin(x)/x)$ の逆特性に等しい。+3と-3とのシンボルでの公称周波数偏移は、それぞれ+1.8kHzと-1.8kHzとである。レイズドコサインフィルタは、符号間干渉が生じないので、フィルタ出力でのシンボルの振幅は変化せず、そのため、+3と-3とのシンボルを交互に送った場合の周波数偏移は、レイズドコサインフィルタだけを使用すると公称周波数偏移に等しくなる。整形フィルタの周波数特性は、 sinc の逆特性に等しいことから、以下の数3によって示される。

40

【 0 0 5 8 】

【数3】

$$(\text{整形フィルタの特性}) = \frac{1}{\text{sinc}} = \frac{f\pi/4.8}{\sin(f\pi/4.8)}$$

【 0 0 5 9 】

+3と-3とのシンボルを繰り返すとき、周波数fは、2.4kHzとなる。これを数3に代入すると、整形フィルタの特性は、 $\frac{1}{2}$ となる。実際の周波数偏移は、公称周波数偏移から整形フィルタの特性(= $\frac{1}{2}$)の分だけ変化するので、レイズドコサインフ

50

フィルタと整形フィルタとから構成されるフィルタの実際の周波数偏移は、 $1.8 \text{ kHz} \times / 2 = 2.827 \text{ kHz}$ となる。変調周波数を 2.4 kHz 、周波数偏移を 2.827 kHz としたときベッセル関数の値と、表 1 から求められるマスク D の値と、を表 6 に示す。

【 0 0 6 0 】

【表 6】

次数	周波数	マスク D の規格値	ベッセル関数値
1	2.4 kHz	0 dB	-6.15 dB
2	4.8 kHz	0 dB	-16.25 dB
3	7.2 kHz	-31.41 dB	-30.11 dB
4	9.6 kHz	-48.85 dB	-46.60 dB
5	12.0 kHz	-66.30 dB	-65.07 dB

10

【 0 0 6 1 】

表 6 に示すように、3 次以上の成分では 1 ~ 2 dB 程度の規格割れとなっている。また表 6 に示すベッセル関数の値と、図 4 に示す各々のピークスペクトルの値と、を比較すると、多少の誤差はあるもののほぼ相関が取れている。したがって、数 2 に示す周波数偏移 0.822 kHz は、最悪条件においても完全にマスク E に適合する周波数偏移なので、P 2 5 - P 1 変調方式のように最悪条件では多少の規格割れが許容されるのであれば、 0.822 kHz 以上の周波数偏移を使用してもよいことになる。また、P 2 5 - P 1 変調方式のような F S K 変調方式での誤り率が周波数偏移に依存することを考えると、周波数偏移は、可能な限り大きくした方がよい。そこで、ベッセル関数から求めた 1.2 kHz の整数倍の周波数を有するスペクトルの値と、マスク E の規格値と、を比較し、エミッションスペクトルが、最悪条件ではマスク E に適合しないが、疑似ランダムデータを使用した場合には、マスク E に適合する変調指数 $m f$ は、 0.793 となり、周波数偏移は、以下の数 4 に示す値となる。

20

【 0 0 6 2 】

【数 4】

$$0.793 \times 1.2 = 0.952 \text{ kHz}$$

30

【 0 0 6 3 】

変調周波数を 1.2 kHz 、周波数偏移を 0.952 kHz としたときベッセル関数の値と、表 4 から求められるマスク E の値と、を表 7 に示す。

【 0 0 6 4 】

【表 7】

次数	周波数	マスク E の規格値	ベッセル関数値
1	1.2 kHz	0 dB	-8.72 dB
2	2.4 kHz	0 dB	-22.54 dB
3	3.6 kHz	-40.0 dB	-40.00 dB
4	4.8 kHz	-65.0 dB	-60.00 dB

40

【 0 0 6 5 】

変調指数 $m f = 0.793$ は、3 次の成分にてマスク E の規格値とベッセル関数の値とが同じ値となる変調指数である。4 次の成分では、5 dB の規格割れとなっている。表 4 に示すように、 $f d > 4.6 \text{ kHz}$ の周波数帯では、送信出力 P の値によって、マスク E の規格値は、変化する。送信出力 P が 10 W 以上のとき、規格値は、 -65 dB となり、送信出力 P が 5 W のとき、 -62 dB となる。一般にポータブルタイプの無線機器では、送信出力が 5 W であり、この条件の下では、3 dB の規格割れとなる。この程度の規格割れならば表 6 に示した P 2 5 - P 1 変調方式を採用した場合でのマスク D に対する規格割

50

れと比して大差なく、マスクDのときと同様に、許容範囲内にあるといえる。

【0066】

これまで、4800bpsの伝送速度で4値FSKを使用したときに、エミッションスペクトルをマスクEに適合させるための最大周波数偏移を求めてきた。さて、デジタルデータを変調するとき、ベースバンドフィルタを用いて、波形を整形することは、周知の事実であり、用いられるベースバンドフィルタによって誤り率が影響を受ける。また、数3に示すように、ベースバンドフィルタによって、変調器から出力される実際の周波数偏移は変化するので、数4に示す最大周波数偏移0.952kHzを逆算することにより得られる+3と-3とのシンボルレベルでの公称周波数偏移は、異なってくる。

【0067】

誤り率を低く抑えるために伝送路をナイキスト伝送路とするのが一般的であり、このため、本実施の形態では、ベースバンドフィルタにナイキストフィルタを用いる。FM変調器とFM復調器とは、歪みが発生しない限り透過性を持つことから、ナイキスト伝送路とするためには、FM変調器の前段あるいはFM復調器の後段にナイキストフィルタを配置してベースバンドフィルタにてナイキスト特性を持たせたい。表3に示した整形フィルタと積分放電フィルタとは、逆の周波数特性を有するので、変調器と復調器とを一体にすれば、レイズドコサインフィルタのみとなり、ナイキスト伝送路を形成していることが理解できる。

【0068】

上述のように、誤り率を低くするためにはナイキストフィルタを使用することが必要条件であり、加えて、使用するナイキストフィルタによって0.952kHzという実際の周波数偏移が得られる公称周波数偏移が異なってくる。このため、最も大きい公称周波数偏移を得られるナイキストフィルタを選択することが必要となる。一般にナイキストフィルタとしては、レイズドコサイン(Raised Cosine)特性を有するフィルタが用いられる。このときのフィルタの組み合わせを、以下の表8に示す。

【0069】

【表8】

組み合わせ	送信側	受信側
I	Raised Cosine	なし
II	Raised Cosine + 1/sinc	sinc
III	なし	Raised Cosine
IV	sinc	Raised Cosine + 1 / sinc
V	Root Raised Cosine	Root Raised Cosine
VI	Root Raised Cosine + 1 / sinc	Root Raised Cosine + sinc
VII	Root Raised Cosine + sinc	Root Raised Cosine + 1 / sinc

【0070】

1/sincフィルタは、sincフィルタの逆特性を有するため、発散する周波数特性を有する。このため、1/sincフィルタを単独で使用することはできず、1/sincフィルタのみを用いるような組合せは、除外する。受信側に何もフィルタがないと、雑音に対して帯域制限がかからず、S/Nが劣化するため、誤り率は、非常に悪くなる。送信側にフィルタが何もないと矩形波のままFM変調をすることになり、スペクトルは無限大に広がって、マスクEに適合しなくなる。これらのことより、上記組み合わせのうち、Iの組合せとIIIの組合せとは対象から除外される。IVの組合せは、送信側にsincフィルタしか有していないため、帯域制限が緩く、スペクトルの広がりが比較的大きくなる。このため、IVの組合せも対象から除外される。従って、候補としては、II、V、VI、VIIの4種類の組合せとなる。

【0071】

候補となるフィルタを使用したときに、実際の最大周波数偏移が0.952kHzとな

10

20

30

40

50

るための公称周波数偏移を求める。シンボルレートは 2400 symbol/s であり、 $+3$ と -3 とのシンボルの繰り返しでは、周波数 1.2 kHz の正弦波となる。レイズドコサインフィルタを用いた場合には、公称周波数偏移と実際の周波数偏移とが等しくなる。このときの振幅を基準値として、周波数 1.2 kHz におけるそれぞれのフィルタでの振幅を計算すると、以下の数 5、数 6 及び数 7 のように求まる。

【 0 0 7 2 】

【 数 5 】

(Raised Cosine の振幅) = 0.5 (基準値)

【 0 0 7 3 】

【 数 6 】

(Root Raised Cosine の振幅) = $\sqrt{0.5}$

【 0 0 7 4 】

【 数 7 】

(sinc の振幅) = $\frac{\sin(\pi \times 1.2/2.4)}{(\pi \times 1.2/2.4)} = \frac{2}{\pi}$

【 0 0 7 5 】

これらの式より 4 種類の候補となるフィルタの 1.2 kHz におけるレイズドコサインフィルタでの振幅を基準とした振幅倍率は、以下の数 8、数 9、数 10 及び数 11 で示される。

【 0 0 7 6 】

【 数 8 】

候補 II : (Raised Cosine + 1/sinc の振幅) = $1/(2/\pi) = \pi/2$

【 0 0 7 7 】

【 数 9 】

候補 V : (Root Raised Cosine の振幅) = $\sqrt{0.5}/0.5 = \sqrt{2}$

【 0 0 7 8 】

【 数 10 】

候補 VI : (Root Raised Cosine + 1/sinc の振幅) = $\sqrt{2} \times \pi/2 = \pi/\sqrt{2}$

【 0 0 7 9 】

【 数 11 】

候補 VII : (Root Raised Cosine + sinc の振幅) = $\sqrt{2} \times 2/\pi$

【 0 0 8 0 】

実際の最大周波数偏移を 0.952 kHz とするため、候補となるフィルタそれぞれの公称周波数偏移は、以下の数 12、数 13、数 14 及び数 15 のように計算される。

【 0 0 8 1 】

【 数 12 】

候補 II : (Raised Cosine + 1/sinc の偏移) = $0.952/(\pi/2) = 0.6061 \text{ kHz}$

【 0 0 8 2 】

【 数 13 】

候補 V : (Root Raised Cosine の偏移) = $0.952/\sqrt{2} = 0.6732 \text{ kHz}$

【 0 0 8 3 】

10

20

30

40

50

【数 1 4】

候補VI : (Root Raised Cosine + 1/sinc の偏移) = $0.952 / (\pi / \sqrt{2}) = 0.4286 \text{ kHz}$

【0 0 8 4】

【数 1 5】

候補VII : (Root Raised Cosine + sinc の偏移) = $0.952 / (\sqrt{2} \times 2 / \pi) = 1.0574 \text{ kHz}$

【0 0 8 5】

F S K 変調方式では、周波数偏移の大きい程、誤り率が低くなるので、公称周波数偏移の大きいもの程、良好な特性を示す。また、受信側を考えると、雑音に対して帯域制限が強くかかるものほど S / N が良好となり、結果的に誤り率は低くなる。候補VIでは受信側の帯域制限は強いものの、公称周波数偏移が非常に小さいので、全体での誤り率は劣化する。候補IIは公称周波数偏移が2番目に低く、受信側の帯域制限は最も緩いので、これも誤り率は劣化する。数 1 2 乃至数 1 5 において求めたフィルタの公称周波数偏移を適用して、誤り率を計算した結果を図 1 0 に示す。

10

【0 0 8 6】

図 1 0 に示す結果により、上記の判断が正しいことが証明され、候補VIIのベースバンドフィルタを用いた場合、最も良好な誤り率を示す。その次に良好なのは、候補Vのベースバンドフィルタを用いた場合である。また、図 1 0 に示す結果から C / N を求め、受信機の雑音指数を 7 d B と仮定したときの受信機の入力レベルに対する誤り率を求め、図 1 1 に示す。基準感度を 3 % の誤り率とすれば、候補VIIでは - 1 2 2 d B m が基準感度の得られる入力レベルとなる。1 2 . 5 k H z のチャンネル間隔対応の L M R システムで、アナログ F M 変調方式を用いる場合、基準感度を 1 2 d B S I N A D とすることが F C C 規則に規定されている。雑音指数が 7 d B の受信機において、1 2 d B S I N A D の受信感度を得ることができる入力レベルは、約 - 1 2 0 d B m である。この 1 2 d B S I N A D の受信感度と候補VIIとを比べると、図 1 1 に示すように、候補VIIの方が約 2 d B だけ感度が良好である。候補Vにおいては、3 % の誤り率は - 1 2 0 . 5 d B m によって得られており、従来のアナログ F M 変調方式を用いた場合と同等な基準感度を有している。

20

【0 0 8 7】

以上より、取りうる実際の周波数偏移の範囲が完全にマスク E に適合するための周波数偏移の最小値は、数 2 に示す 0 . 8 2 2 k H z となり、最大値は、数 4 に示す 0 . 9 5 2 k H z となる。また、数 9 と数 1 1 とを用いて、候補VとVIIの公称周波数偏移を計算することにより、2 0 0 5 年施行の F C C 規則に適合した変調方式を得ることができる。これらのことを踏まえて、以下の実施例について説明する。

30

【実施例 1】

【0 0 8 8】

まず、実施例 1 における伝送速度、シンボルレート、ベースバンドフィルタ、変調方式、及び公称周波数偏移を、表 9 に示す。

【0 0 8 9】

40

【表 9】

伝送速度	4800 bps
シンボルレート	2400 symbol/s
ベースバンド フィルタ	送信：任意の α の Root Raised Cosine 特性のフィルタと sinc 関数特性のフィルタとを組み合わせたフィルタ 受信：任意の α の Root Raised Cosine 特性のフィルタと 1/sinc 関数特性のフィルタとを組み合わせたフィルタ
変調方式	4 値 FSK 変調方式
公称周波数偏移	4つのシンボルレベル ($\pm 3, \pm 1$) のそれぞれに対して、 +3 = +913 ~ +1057 Hz, -3 = -913 ~ -1057 Hz の間で任意、 +1 と -1 とは、それぞれ +3 と -3 との 1/3 の偏移

10

【0090】

図 12 は、本発明の実施例 1 にかかる陸上移動通信システム 1 の構成を示すブロック図である。陸上移動通信システム 1 は、送信部 10 と、受信部 20 と、から概略構成され、伝送速度 4800 bps でデータの送受信を行う。

【0091】

陸上移動通信システム 1 には、公称周波数偏移として、シンボルレベル ± 3 に対して $\pm 913 \text{ kHz} \sim \pm 1057 \text{ kHz}$ の所定値が、シンボルレベル ± 1 に対して該所定値の 1/3 の値が、それぞれ設定されている。この公称周波数偏移とは、後述するマップ 12 から出力されたシンボルがベースバンドフィルタ 13 を介さず FM 変調器 14 に入力されたときに偏移する周波数である。

20

【0092】

送信部 10 は、エンコーダ 11 と、マップ 12 と、ベースバンドフィルタ 13 と、FM 変調器 14 と、から構成されている。

【0093】

エンコーダ 11 は、音声データや文字データ等に、符号化処理、誤り訂正符号付加処理や同期符号付加処理等、所定のフォーマット処理を施して 2 値信号を生成し、生成した 2 値信号をマップ 12 に供給する。

30

【0094】

マップ 12 は、エンコーダ 11 から順次入力される 2 値信号を 2 ビットずつ順次、4 値のシンボル ($\pm 3, \pm 1$) に変換して、ベースバンドフィルタ 13 に供給する。このシンボルは、所定のシンボル時間の幅を有する矩形の電圧信号である。また、本実施例において、伝送速度が 4800 bps であることから、シンボルレートは 2400 symbol/s となり、マップ 12 から +3 と -3 とのシンボルが交互に出力されるときシンボルの周波数は 1.2 kHz となる。

【0095】

ベースバンドフィルタ 13 は、ナイキストフィルタから構成され、マップ 12 から入力されるシンボルの所定周波数成分を遮断して波形信号を出力する。本実施例において、ベースバンドフィルタ 13 は、ルートレイズドコサインフィルタ 131 と、sinc フィルタ 132 と、から構成されている。

40

【0096】

ルートレイズドコサインフィルタ 131 は、入力された矩形信号の周波数が 1.2 kHz のとき、この矩形信号の 2 倍の振幅を有する波形信号を出力する。sinc フィルタ 132 は、入力された矩形信号の周波数が 1.2 kHz のとき、この矩形信号の 2/3 倍の振幅を有する波形信号を出力する。

【0097】

つまり、本実施例のベースバンドフィルタ 13 は、マップ 12 から入力される周波数 1.2 kHz の矩形のシンボルを、該シンボルの 2/3 倍の振幅を有する波形信号に整

50

形して出力する。

【0098】

F M変調器14は、ベースバンドフィルタ13から出力される波形信号の振幅の大きさに応じて、受信部20に送信する信号の周波数を偏移させることにより、変調(F M変調)する。

【0099】

より詳細に説明すれば、F M変調器14は、マップ12から出力されたシンボルのレベルが+3のとき、送信する信号の周波数を $+f(+0.822\text{kHz} + f + 0.952\text{kHz})$ だけ偏移させ、シンボルレベルが-3のとき、送信する信号の周波数を $-f(-0.822\text{kHz} - f - 0.952\text{kHz})$ だけ偏移させる。また、F M変調器14は、シンボルレベルが+1のとき、 $+f/3$ だけ偏移させ、シンボルレベルが-1のとき、 $-f$ だけ偏移させる。

10

【0100】

そして、F M変調器14は、F M変調した信号を図示しないアンテナを介して空中に放射し、受信部20に送信する。

【0101】

受信部20は、F M復調器21と、ベースバンドフィルタ22と、デマップ23と、デコーダ24と、から構成されている。

【0102】

F M復調器21は、図示しないアンテナを介して入力され、受信した信号を復調し、復調して得られた4値信号をベースバンドフィルタ22に供給する。

20

【0103】

ベースバンドフィルタ22は、ルートレイズドコサインフィルタ131と、 sinc フィルタ132の逆特性を有する $1/\text{sinc}$ フィルタ231と、から構成され、F M復調器21から入力される4値信号の所定周波数成分を遮断し、入力信号の $/2$ 2倍の振幅を有する4値信号を出力する。

【0104】

このベースバンドフィルタ22と上述した送信部10のベースバンドフィルタ13とにより、陸上移動通信システム1には、ナイキスト伝送路が形成される。

【0105】

デマップ23は、ベースバンドフィルタ22から入力される4値信号を2ビットの2値信号に順次変換し、変換した2値信号をデコーダ24に供給する。

30

【0106】

デコーダ24は、デマップ23から供給される2値信号に、復号化処理や誤り訂正処理等を施して、送信部10から送信された音声データや文字データ等を出力する。

【0107】

次に、上記構成を備える陸上移動通信システム1の通信動作について、図13に示すフローチャートを参照して説明する。

【0108】

陸上移動通信システム1は、送信部10のエンコーダ11に音声データや文字データ等が入力されると、図13のフローチャートに示す通信動作を開始する。

40

【0109】

エンコーダ11は、入力された音声データや文字データ等に符号化処理を施して、2値信号を生成し、生成した2値信号をマップ12に出力する(ステップS101)。

【0110】

マップ12は、エンコーダ11から入力される2値信号にマッピング処理を施して、2値信号を2ビットずつ順次4値のシンボルに変換し、変換したシンボルをベースバンドフィルタ13に出力する(ステップS102)。

【0111】

ベースバンドフィルタ13は、マップ12から入力されるシンボルに帯域制限処理を施

50

して所定周波数成分を遮断することにより波形信号を整形し、整形した波形信号をFM変調器14に出力する(ステップS103)。

【0112】

FM変調器14は、ベースバンドフィルタ13から出力される波形信号の振幅の大きさに応じて、送信信号にFM変調処理を施し(ステップS104)、FM変調された信号を図示しないアンテナを介して空中に放射することにより、受信部20に音声データや文字データ等を送信する。

【0113】

受信部20のFM復調器21は、図示しないアンテナを介して入力され、受信した信号にFM復調処理を施し、復調して得られた4値信号をベースバンドフィルタ22に出力する(ステップS201)。

10

【0114】

ベースバンドフィルタ22は、FM復調器21から入力される4値信号に帯域制限処理を施し、所定周波数成分が遮断された4値信号をデマッパ23に出力する(ステップS202)。

【0115】

デマッパ23は、ベースバンドフィルタ22から入力される4値信号にデマッピング処理を施して、4値信号を2ビットの2値信号に変換し、変換した2値信号をデコーダ24に出力する(ステップS203)。

【0116】

デコーダ24は、デマッパ23から供給される2値信号に復号化処理等を施して(ステップS204)、送信部10から送信された音声データや文字データ等を復号して出力する。

20

【0117】

公称周波数偏移を1.057kHzに設定し、最悪条件のとき(シンボル+3に対応するデータと-3に対応するデータとを交互に送信部10に入力したとき)のエミッションスペクトルの波形を図14に、擬似ランダムデータを送信部10に入力したときのエミッションスペクトルを図15に、それぞれ示す。

【実施例2】

【0118】

続いて、実施例2について説明する。実施例2における伝送速度、シンボルレート、ベースバンドフィルタ、変調方式、及び公称周波数偏移を、表10に示す。

30

【0119】

【表10】

伝送速度	4800 bps
シンボルレート	2400 symbol/s
ベースバンドフィルタ	送信：任意の α のRoot Raised Cosine特性のフィルタ 受信：任意の α のRoot Raised Cosine特性のフィルタ
変調方式	4値FSK変調方式
公称周波数偏移	4つのシンボルレベル($\pm 3, \pm 1$)のそれぞれに対して、 $+3 = +581 \sim +673$ Hz, $-3 = -581 \sim -673$ Hzの間で任意、 $+1$ と -1 とは、それぞれ $+3$ と -3 との $1/3$ の偏移

40

【0120】

図16は、本発明の実施例2にかかる陸上移動通信システム2の構成を示すブロック図である。陸上移動通信システム2は、送信部30と、受信部40と、から概略構成されている。なお、実施例1と同様の構成については、同一の符号を付し、その説明を省略する。

【0121】

50

また、陸上移動通信システム 2 には、公称周波数偏移として、シンボルレベル ± 3 に対して $\pm 5.81 \text{ kHz} \sim \pm 6.73 \text{ kHz}$ の所定値が、シンボルレベル ± 1 に対して該所定値の $1/3$ の値が、それぞれ設定されている。

【 0 1 2 2 】

送信部 30 は、エンコーダ 11 と、マップ 12 と、ベースバンドフィルタ 33 と、FM 変調器 14 と、から構成されている。ベースバンドフィルタ 33 は、ルートレイズドコサインフィルタ 131 から構成され、マップ 12 から入力される周波数 1.2 kHz の矩形のシンボルを、該シンボルの 2 倍の振幅を有する波形信号に整形して出力する。

【 0 1 2 3 】

受信部 40 は、FM 復調器 21 と、ベースバンドフィルタ 42 と、デマップ 23 と、デコーダ 24 と、から構成されている。ベースバンドフィルタ 42 は、ルートレイズドコサインフィルタ 131 から構成され、FM 復調器 21 から入力される 4 値信号の所定周波数成分を遮断し、入力信号の 2 倍の振幅を有する 4 値信号を出力する。

10

【 0 1 2 4 】

このベースバンドフィルタ 42 と上述した送信部 30 のベースバンドフィルタ 33 とにより、陸上移動通信システム 2 には、陸上移動通信システム 1 と同様に、ナイキスト伝送路が形成される。

【 0 1 2 5 】

公称周波数偏移を 0.673 kHz に設定し、最悪条件のとき（シンボル + 3 に対応するデータと - 3 に対応するデータとを交互に送信部 30 に入力したとき）のエミッションスペクトルの波形を図 17 に、擬似ランダムデータを送信部 30 に入力したときのエミッションスペクトルを図 18 に、それぞれ示す。

20

【 0 1 2 6 】

上記実施例 1 及び 2 より、陸上移動通信システム 1 及び 2 では、設定されている公称周波数偏移が異なっても、実際に送信部 10 及び 30 から出力される信号の周波数偏移が同じであるため、図 14 及び図 17 に示すエミッションスペクトルは、ほとんど同じ特性を示す。また、スペクトルのレベルが表 7 に示したベッセル関数から計算されたレベルとほぼ等しいことも確認できるため、導入の正しさを立証することができる。さらに、図 15 及び図 18 に示すように、擬似ランダムデータを使用した場合、エミッションスペクトルは、マスク E の規格に対して十分な余裕をもっているため、上記陸上移動通信システム 1 及び 2 は、2005 年施行の FCC 規則に適合可能である。

30

【 0 1 2 7 】

以上より、本実施の形態における LMR システムは、4 値 FSK 変調方式を適用しているので、現在、 12.5 kHz チャンネル間隔に対応した LMR システムで運用されているアナログ FM 変調の無線機器の非線形パワーアンプや FM 復調回路をそのまま適用することができる。このため、本実施の形態における LMR システムは、コスト面等に問題のある線形パワーアンプを使用することなく、2005 年施行の FCC 規則に適合することができる。

【 0 1 2 8 】

また、デジタルデータを使用した変調方式を適用することにより、音声データと文字データ等とを統合して扱えるようになったので、昨今のデータ通信の需要に適したものとなっている。

40

【 0 1 2 9 】

さらに、2005 年施行の FCC 規則に適合させつつ、誤り率が低くすることができるので、従来のアナログ FM 変調の基準感度と同等あるいはそれ以上の感度を達成できる。また、通話距離が従来に比べて長くなる。さらに、同じ通話距離であるならば送信出力は、低下するので、LMR システムでの消費電流を低減することができる。

【 0 1 3 0 】

また、実際に使用される無線機器は下位互換性を保つために、 12.5 kHz チャンネル間隔対応型の LMR システムで使用されているアナログ FM 変調の動作モードも実装す

50

ることが要求されるが、本実施の形態のLMRシステムでは、多くの回路との互換性を有する4値FSK変調方式を採用しているので、デュアルモード設計が可能である。さらに、P25-P1変調方式は、パラメータに違いがあるものの4値FSK変調方式を基本としているので、P25-P1変調方式とのデュアルモード設計も可能である。

【0131】

なお、本発明は、上記の実施の形態に限られず、種々の変形、応用が可能である。以下、本発明に適用可能な上記の実施の形態の変形態様について説明する。

【0132】

上記実施の形態において、上記実施例1では候補VIIのベースバンドフィルタを、上記実施例2では候補Vのベースバンドフィルタを、それぞれ使用したが、本発明は、これに限定されず、候補IIのベースバンドフィルタを用いてもよい。

10

【0133】

この候補IIのベースバンドフィルタを用いた場合の伝送速度、シンボルレート、ベースバンドフィルタ、変調方式、及び公称周波数偏移を、表11に示す。

【0134】

【表11】

伝送速度	4800 bps
シンボルレート	2400 symbol/s
ベースバンドフィルタ	送信：任意の α の Raised Cosine 特性のフィルタと $1/\text{sinc}$ 関数特性のフィルタとを組み合わせたフィルタ 受信：と sinc 関数特性のフィルタ
変調方式	4値 FSK 変調方式
公称周波数偏移	4つのシンボルレベル ($\pm 3, \pm 1$) のそれぞれに対して、 $+3 = +523 \sim +606 \text{ Hz}$ 、 $-3 = -523 \sim -606 \text{ Hz}$ の間で任意、 $+1$ と -1 とは、それぞれ $+3$ と -3 との $1/3$ の偏移

20

【0135】

図19は、本発明の変形例にかかる陸上移動通信システム3の構成を示すブロック図である。陸上移動通信システム3は、送信部50と、受信部60と、から概略構成されている。なお、実施例1及び2と同様の構成については、同一の符号を付し、その説明を省略する。

30

【0136】

また、陸上移動通信システム3には、公称周波数偏移として、シンボルレベル ± 3 に対して $\pm 0.523 \text{ kHz} \sim \pm 0.606 \text{ kHz}$ の所定値が、シンボルレベル ± 1 に対して該所定値の $1/3$ の値が、それぞれ設定されている。

【0137】

送信部50は、エンコーダ11と、マップ12と、ベースバンドフィルタ53と、FM変調器14と、から構成されている。ベースバンドフィルタ53は、レイズドコサインフィルタ531と、 $1/\text{sinc}$ フィルタ231と、から構成され、マップ12から入力される周波数 1.2 kHz の矩形のシンボルを、該シンボルの $1/2$ 倍の振幅を有する波形信号に整形して出力する。

40

【0138】

受信部60は、FM復調器21と、ベースバンドフィルタ62と、デマップ23と、デコーダ24と、から構成されている。ベースバンドフィルタ62は、 $1/\text{sinc}$ フィルタ231の逆特性を有する sinc フィルタ132から構成され、FM復調器21から入力される4値信号の所定周波数成分を遮断し、入力信号の $2/3$ 倍の振幅を有する4値信号を出力する。

【0139】

このベースバンドフィルタ62と上述した送信部50のベースバンドフィルタ53とに

50

より、陸上移動通信システム 3 には、陸上移動通信システム 1 及び 2 と同様に、ナイキスト伝送路が形成される。

【0140】

候補IIのベースバンドフィルタは、上述したとおり、候補VII及び候補Vのベースバンドフィルタに比して、感度は劣っているが、P25 - P1変調方式で使用されているベースバンドフィルタと、同様のフィルタ構成を備える。このため、ロールオフファクタがP25 - P1変調方式で使用されているベースバンドフィルタのそれと同じ値であれば、P25 - P1変調方式で使用されているベースバンドフィルタと同じフィルタの係数を使用できるので、回路規模あるいはメモリ量を削減することができる。

【0141】

上記実施の形態において、多値FSK変調方式として、4値FSK変調方式を採用していたが、本発明は、これに限定されず、8値FSK変調方式や16値FSK変調方式等であってもよい。例えば、8値FSK変調方式を用いる場合、シンボルレートは、2400 symbol/s で固定なので、伝送速度は、7200 bps となる。そして、シンボルレベルは、 ± 7 、 ± 5 、 ± 3 、 ± 1 、の8値となり、 $+7$ と -7 とのシンボルを交互に送ると、1.2 kHz の正弦波となる。したがって、 $+7$ と -7 とのシンボルでの実際の周波数偏移を上記実施例1、2や変形例で定義した値等に設定すれば、4値の場合と同様、エミッションスペクトルを、マスクEに適合させることができる。このような条件とすることで、エミッションスペクトルをマスクEに適合させつつ、8値FSK変調方式以外にも16値FSK変調方式或いはそれ以上の値のFSK変調方式を用いることにより、より高速な伝送速度を得ることができる。

【0142】

また、上記実施の形態において、移動通信システムは、陸上移動通信システムであったが、本発明は、これに限定されず、海上で使用する移動通信システムであってもよい。

【図面の簡単な説明】

【0143】

【図1】マスクDの特性を示す図である。

【図2】アナログFM変調方式を用いた場合のエミッションスペクトルの波形とマスクDとを示す図である。

【図3】P25 - P1変調方式にて、疑似ランダムデータを変調した場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスクDとを示す図である。

【図4】P25 - P1変調方式にて、 ± 3 のシンボルを交互に発生させた場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスクDとを示す図である。

【図5】マスクEの特性を示す図である。

【図6】アナログFM変調方式を用いた場合のエミッションスペクトルの波形とマスクEとを示す図である。

【図7】P25 - P1変調方式での伝送速度と周波数偏移とを半分にして、疑似ランダムデータを変調した場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスクEとを示す図である。

【図8】P25 - P1変調方式での伝送速度と周波数偏移とを半分にして、 ± 3 のシンボルを交互に発生させた場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスクEとを示す図である。

【図9】P25 - P2変調方式にて、疑似ランダムデータを変調した場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスクEとを示す図である。

【図10】各候補フィルタを用いた場合での誤り率特性を示す図である。

【図11】各候補フィルタを用いた場合での誤り率特性を示す図である。

【図12】本発明の実施例1にかかる陸上移動通信システムの構成を示すブロック図である。

【図13】実施例1にかかる陸上移動通信システムの動作を説明するためのフローチャートである。

10

20

30

40

50

【図14】実施例1にかかる陸上移動通信システムにて、 ± 3 のシンボルを交互に発生させた場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスクEとを示す図である。

【図15】実施例1にかかる陸上移動通信システムにて、疑似ランダムデータを変調した場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスクEとを示す図である。

【図16】本発明の実施例2にかかる陸上移動通信システムの構成を示すブロック図である。

【図17】実施例2にかかる陸上移動通信システムにて、 ± 3 のシンボルを交互に発生させた場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスクEとを示す図である。

【図18】実施例2にかかる陸上移動通信システムにて、疑似ランダムデータを変調した場合におけるエミッションスペクトルの波形とマスクEとを示す図である。

【図19】本発明の変形例にかかる陸上移動通信システムの構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

【0144】

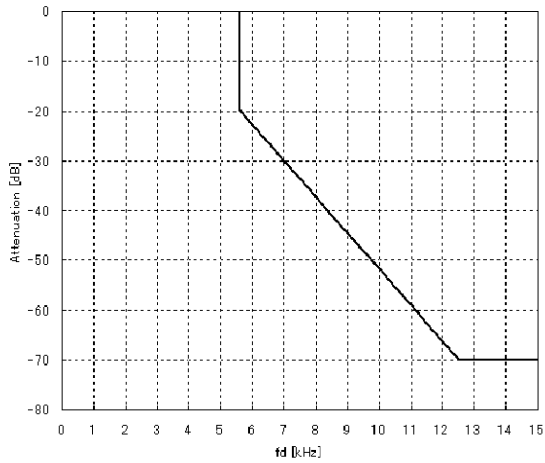
- 1 陸上移動通信システム
- 2 陸上移動通信システム
- 3 陸上移動通信システム
- 10 送信部
- 13 ベースバンドフィルタ
- 14 FM変調器
- 20 受信部
- 21 FM復調器
- 22 ベースバンドフィルタ
- 30 送信部
- 33 ベースバンドフィルタ
- 40 受信部
- 42 ベースバンドフィルタ
- 50 送信部
- 53 ベースバンドフィルタ
- 60 受信部
- 62 ベースバンドフィルタ
- 131 ルートレイズドコサインフィルタ
- 132 sincフィルタ
- 231 $1/sinc$ フィルタ
- 531 レイズドコサインフィルタ

10

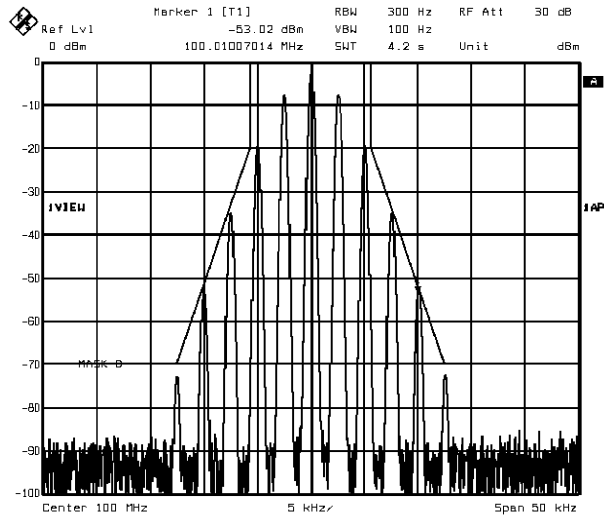
20

30

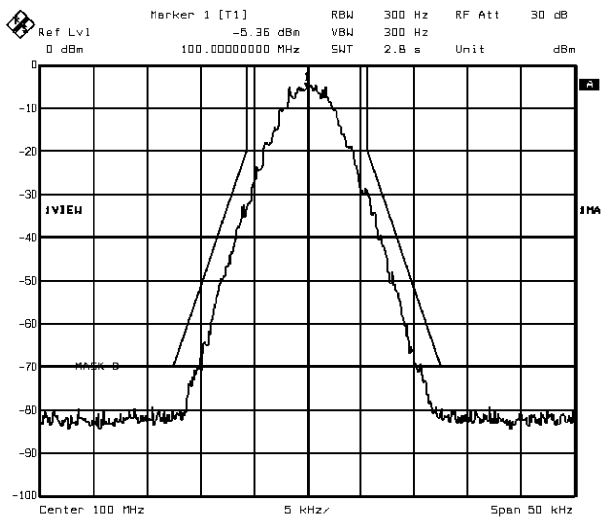
【 ① 】



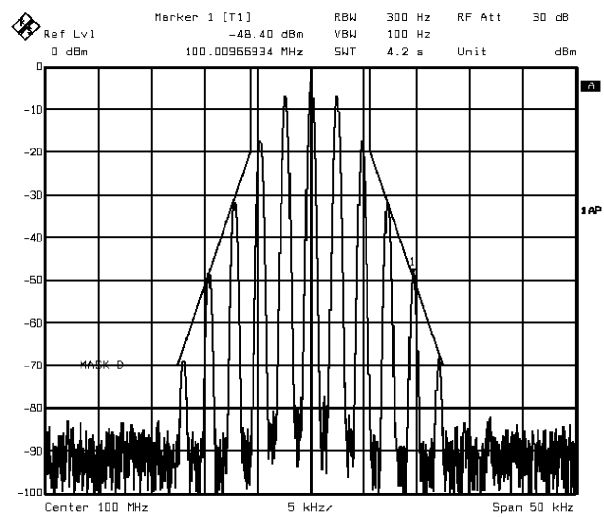
【 ② 】



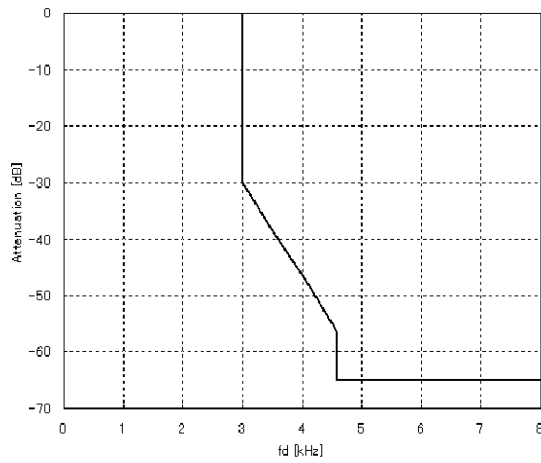
【 ③ 】



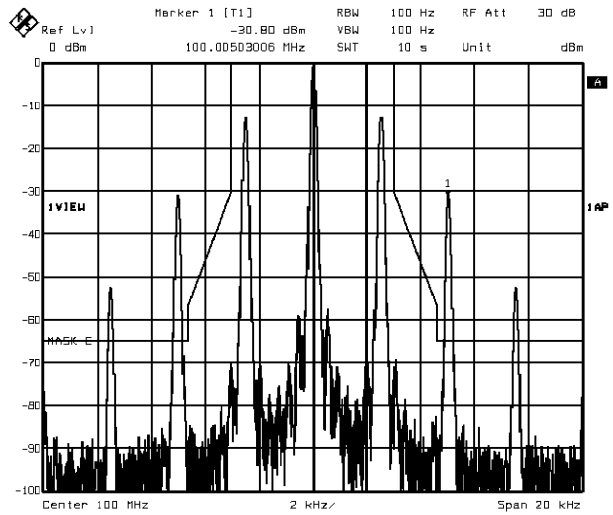
【 ④ 】



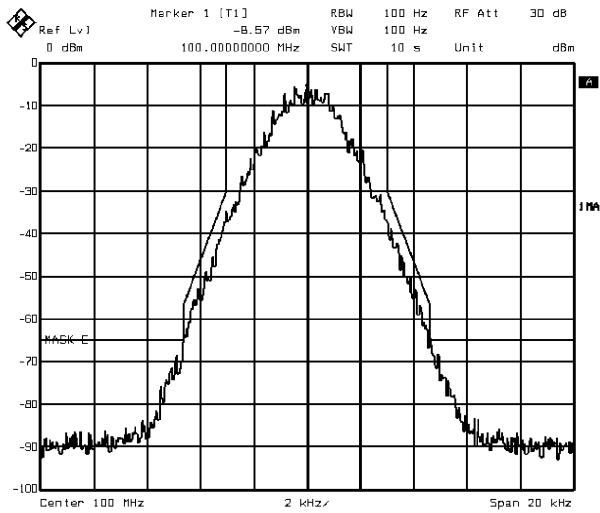
【 5 】



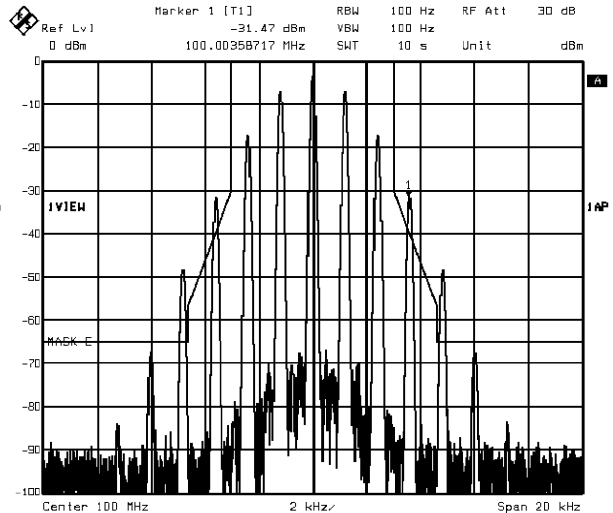
【 6 】



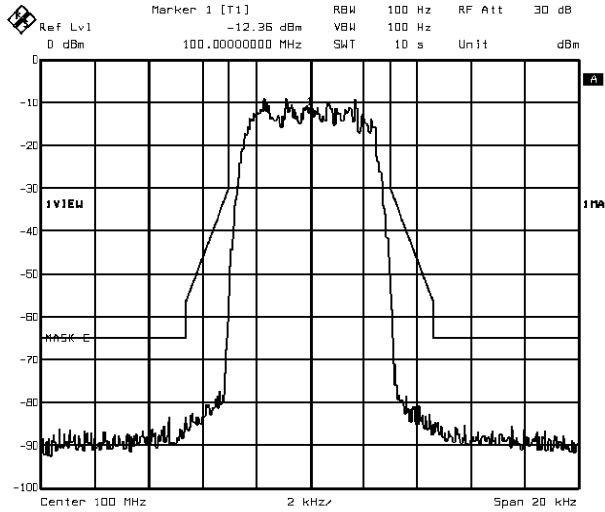
【 7 】



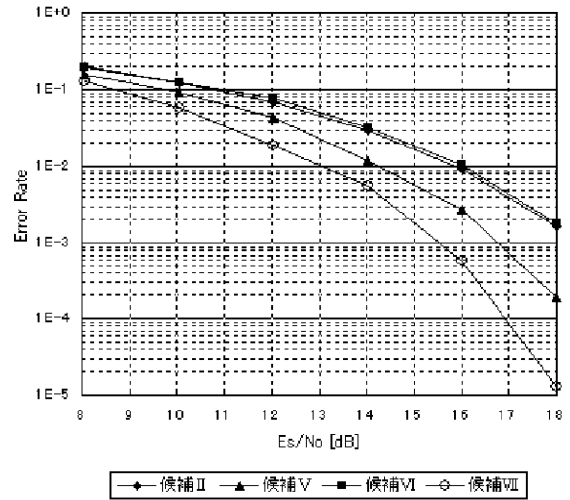
【 8 】



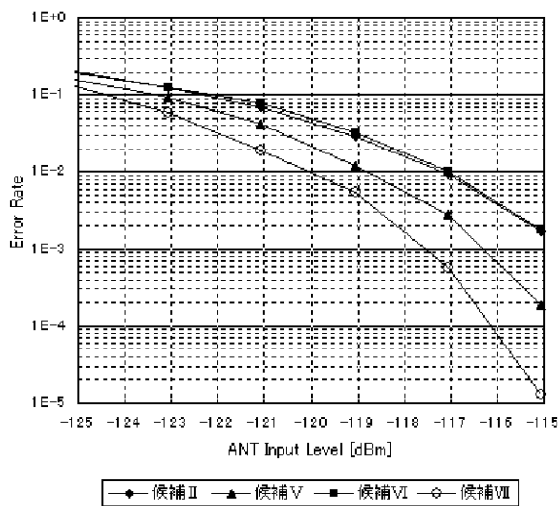
【 図 9 】



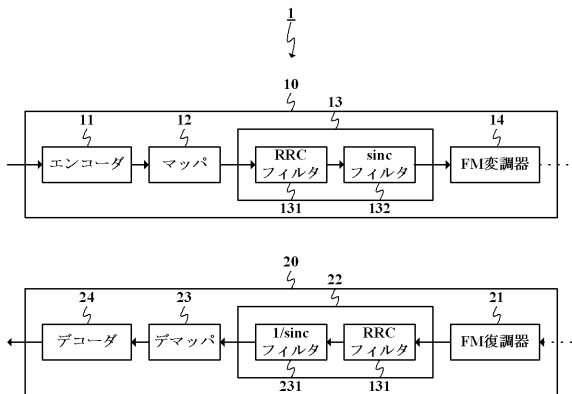
【 図 10 】



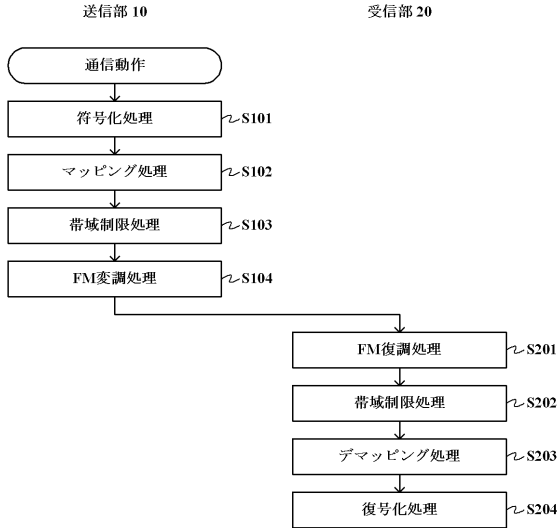
【 図 11 】



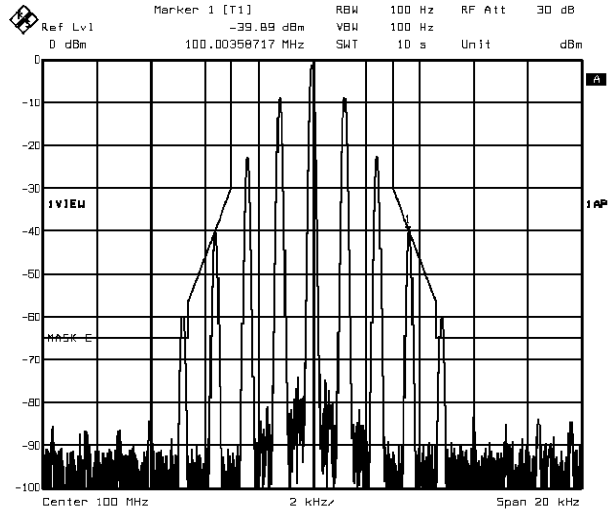
【 図 12 】



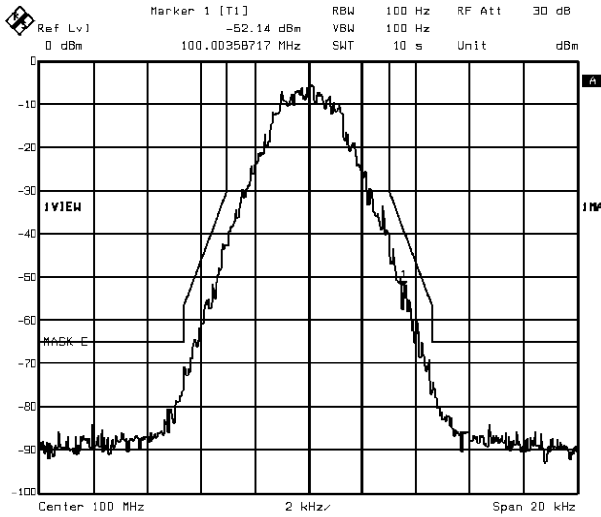
【図13】



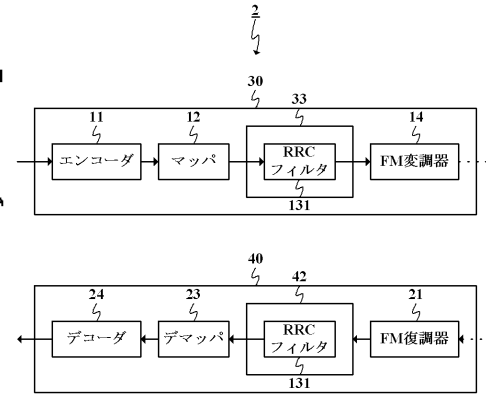
【図14】



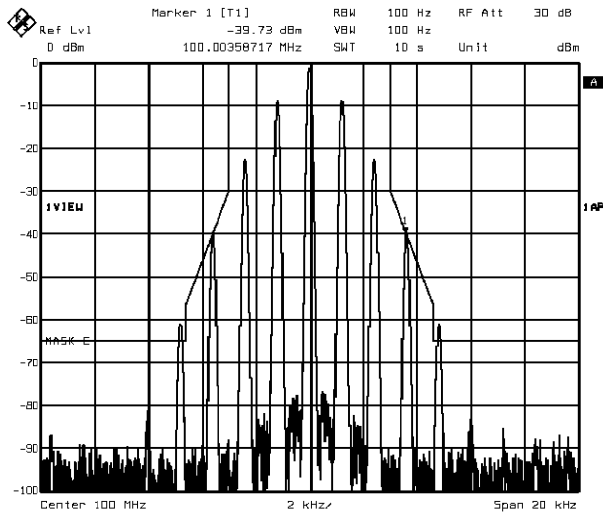
【図15】



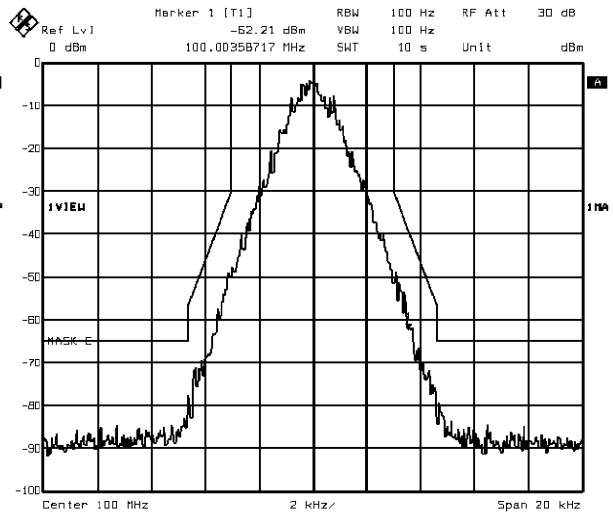
【図16】



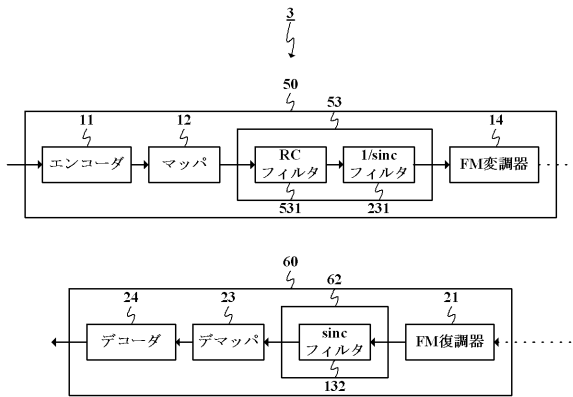
【 17 】



【 18 】



【 19 】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開平7 - 177183 (JP, A)
特開平6 - 252971 (JP, A)
特開2002 - 111754 (JP, A)
特開2003 - 87341 (JP, A)
特開平8 - 237313 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04L 27/12