

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-81159

(P2010-81159A)

(43) 公開日 平成22年4月8日(2010.4.8)

(51) Int.Cl.		F I	テーマコード (参考)
HO4J 99/00	(2009.01)	HO4J 15/00	5K022
HO4B 7/04	(2006.01)	HO4B 7/04	5K046
HO4B 7/005	(2006.01)	HO4B 7/005	5K059
			5K159

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2008-245431 (P2008-245431)
 (22) 出願日 平成20年9月25日 (2008.9.25)

(71) 出願人 304021277
 国立大学法人 名古屋工業大学
 愛知県名古屋市昭和区御器所町字木市29番
 (72) 発明者 岩波 保則
 愛知県名古屋市昭和区御器所町字木市29番 国立大学法人名古屋工業大学内
 (72) 発明者 岡本 英二
 愛知県名古屋市昭和区御器所町字木市29番 国立大学法人名古屋工業大学内
 (72) 発明者 肱元 学
 愛知県名古屋市昭和区御器所町字木市29番 国立大学法人名古屋工業大学内
 Fターム(参考) 5K022 FF00
 5K046 AA05 BB05 EE56

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 FSK信号に対する周波数選択性SISO及びMIMO通信路に於ける、周波数領域等化と非同期検波方式を組み合わせた伝送方式

(57) 【要約】

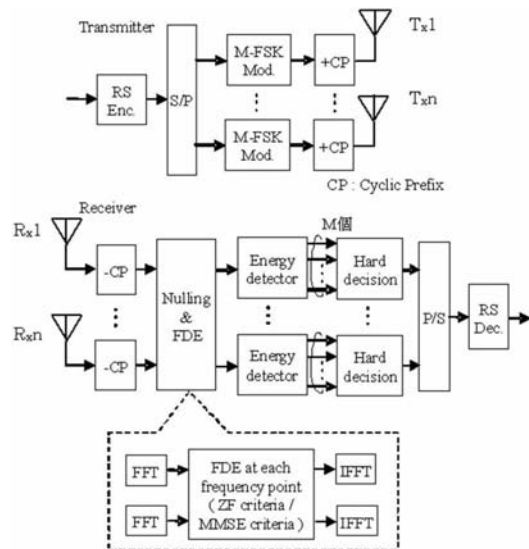
【課題】

SISOの伝送及び、送受信機ともに複数のアンテナを用いた単一送信機、単一受信機によるマルチ入力、マルチ出力の伝送において、アンテナ間の信号分離と周波数選択性通信路の補償が可能な伝送方式を提供することを課題とする。

【解決手段】

非同期的なエネルギー検波方式を採用した周波数シフト変調 (FSK)方式を用いた伝送のうち、周波数選択性通信路環境下に於いて、受信側で検波器への入力の前にアナログ信号をサンプリングし、その離散時刻信号に対して周波数領域等化(FDE)を行う。

【選択図】 図5



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

非同期なエネルギー検波方式を採用した周波数シフト変調(Frequency Shift Keying、以下「FSK」という。)方式を用いた伝送のうち、周波数選択性通信路環境下に於いて、受信側で検波器への入力の前にアナログ信号をサンプリングし、その離散時刻信号に対して周波数領域等化(Frequency Domain Equalization、以下「FDE」という。)を行うことで、SISO(Single-Input Single-Output)の伝送及び、送受信機ともに複数のアンテナを用いた単一送信機、単一受信機によるマルチ入力、マルチ出力(Multiple-Input Multiple-Output、MIMO、以下「MIMO」という。)の伝送において、アンテナ間の信号分離と周波数選択性通信路の補償が可能な伝送方式。

10

【請求項 2】

請求項1のうち、エネルギー検波器の前にアナログ信号をサンプリングし、その離散時刻信号に対してFDEを行うことで、非同期検波方式と線形の等化技術を両立し、非同期検波方式を採用したFSK信号のMIMO通信路での利用を実現した伝送方式。

【請求項 3】

請求項1のうち、送信する2値データに対しリード・ソロモン符号(Reed-Solomon code、以下「RS符号」という。)化を施す際、RS符号における1バイトに含まれるビット数が、多値変調における1シンボルに含まれるビット数の整数倍となるようにRS符号を選び、2値データをRS符号化した後、多値変調信号に変調して送信し、受信側ではシンボル判定によって得た2値データに対してRS復号化を施す伝送方式。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、デジタル無線通信方式におけるデータ伝送方式に関するものである。特に、非同期検波方式を採用したFSK信号に対し、周波数選択性通信路に於けるシングル入力、シングル出力(Single-Input Single-Output、SISO、以下「SISO」という。)システム、及びマルチ入力、マルチ出力(Multiple-Input Multiple-Output、MIMO、以下「MIMO」という。)システムを簡易な送受信機構成で実現し、優れたビット誤り率特性を実現させる方法を提供するものである。

【背景技術】

30

【0002】

第1の従来技術としてViterbiアルゴリズムを利用した最尤系列推定(Maximum Likelihood Sequence Estimation、以下「MLSE」という。)方式が上げられる。FSK信号に対するMLSEは受信系列を送信された可能性のある全ての系列と比較する。例として、長さLビットの2値系列の復号を行うためには、送信された可能性のある 2^L 個の異なる符号系列のパスメトリック(受信系列Yにおいて、レプリカ信号との信号点間の距離の二乗和)を比較し、このパスメトリックを最小にする最も確からしい符号系列Xを選択する。

【0003】

第2の従来技術として非同期エネルギー検波方式が上げられる。受信した多周波FSK(Multi-level FSK、以下「M-FSK」という。)信号に対し、周波数 $f_i(i=1, \dots, M)$ において $\exp(-j2\pi f_i t)$ を掛け合わせ、その出力をシンボル時間 T_s に渡り積分する。検波器1で周波数 f_1 、検波器Mで周波数 f_M のエネルギーを検出し、各周波数に対して $e_1, \dots, e_1, \dots, e_M$ というM個の検波器出力を得る。但し e_i は、周波数が f_i である受信信号のエネルギーを意味する。受信機側で位相同期を行わない非同期検波方式である。

40

【0004】

第3の従来技術として周波数領域等化(Frequency Domain Equalization、以下「FDE」という。)がある。受信機側で受信データを高速フーリエ変換(FFT)により周波数領域に変換

50

し、MMSE基準の重み行列を乗算するNullingと呼ばれる方法を用いて、周波数等化と信号分離を同時に行う。この処理の後、逆高速フーリエ変換(IFFT)により時間領域に戻し、データを復調する。

第4の従来技術としてリード・ソロモン符号(Reed-Solomon code、以下「RS符号」という。)がある。2値データに対してRS符号化を施し、情報ビットに加えて冗長性を持った冗長ビットを2値データに付加する。受信側では、得られた2値データに対してRS復号化を施し、判定を誤ったビットがあればそれを正す。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

10

FSK信号の非同期エネルギー検波方式は非線形変調方式であるため、検波器出力に対する周波数選択性通信路の等化は、MLSEを用いた例などが検討されていた。しかしViterbiアルゴリズムは考慮するマルチパス遅延波数が増加すると、等化の際に必要な状態数が指数関数的に増加するため、演算量、メモリ量の増加という観点からシステムの複雑化が問題となり、用いるのが困難となる。

【課題を解決するための手段】

【0006】

第1の発明は、非同期なエネルギー検波方式を採用した周波数シフト変調(FSK)方式を用いた伝送のうち、周波数選択性通信路環境下に於いて、受信側で検波器への入力の前にアナログ信号をサンプリングし、その離散時刻信号に対して周波数領域等化(Frequency Domain Equalization)を行うことで、SISO(Single-Input Single-Output)の伝送及び、送受信機ともに複数のアンテナを用いた単一送信機、単一受信機によるマルチ入力、マルチ出力(MIMO)の伝送において、アンテナ間の信号分離と周波数選択性通信路の補償が可能な伝送方式にある(請求項1)。

20

【0007】

本発明に於ける第1の発明は、受信したFSK信号に対して1シンボル時間 T_s の内に c 回という速さでサンプリングを行い、そうして得た離散時刻信号に対してFDEを行うことで、周波数領域で周波数選択性の等化を行うことを特徴としている。

第2の発明は、請求項1のうち、エネルギー検波器の前にアナログ信号をサンプリングし、その離散時刻信号に対してFDEを行うことで、非同期検波方式と線形の等化技術を両立し、非同期検波方式を採用したFSK信号のMIMO通信路での利用を実現した伝送方式にある(請求項2)。

30

【0008】

本発明に於ける第2の発明は、MIMO通信路において、FDEによって等化と同時に各アンテナから送信されたデータストリーム間の信号分離を行い、簡易なシステム構成でFSK信号のMIMOシステム化を実現していることを特徴としている。

【0009】

第3の発明は、請求項1のうち、送信する2値データに対しリード・ソロモン符号(RS符号)化を施す際、RS符号における1バイトに含まれるビット数が、多値変調における1シンボルに含まれるビット数の整数倍となるようにRS符号を選び、2値データをRS符号化した後、多値変調信号に変調して送信し、受信側ではシンボル判定によって得た2値データに対してRS復号化を施す伝送方式にある(請求項3)。

40

【0010】

本発明に於ける第3の発明は、FDEの後段にエネルギー検波器を設置することで、受信側で位相の同期を図る必要がないことを特徴としている。

【0011】

このように本発明は、エネルギー検波方式を採用したFSK信号による伝送方式に於いて、受信信号をサンプリングして離散時刻信号を得、その出力に対してFDEを行った後、エネルギー検波器で検波することによって、受信側で受信信号の位相の同期が不要な非同期検波方式を採用したFSK信号に対する線形な等化技術の利用を可能にし、さらにFSK信号の

50

MIMO通信路化を簡易なシステム構成で実現することが可能となる。

【 0 0 1 2 】

まず本発明の概略を、図 1 を用いて説明する。図 1 は SISO システムの場合である。送信機側では、変調されたデータを n シンボルからなるブロックに分割し、ブロックごとに図 2 のようにガードインターバル (Guard Interval、以下「GI」という。) としてサイクリックプレフィックス (Cyclic Prefix、以下「CP」という。) を付加し、送信アンテナから送信する。受信機側でアナログ受信信号をサンプリング周波数 $f_s = 1 / T_s$ でサンプリングして離散時刻信号を得る。ここで、1 シンボルにつき c 個のサンプル値を取るとすると $T_s = c T$ となる。そうして得た離散時刻信号に対して FDE によって周波数選択性通信路の符号間干渉 (Inter Symbol Interference、以下「ISI」という。) の補償を行う。その後、図 3 に示すエネルギー検波器を用いて検波を行う。エネルギー検波器に入力される信号は、FDE による等化を行う際にサンプリングされ離散時刻信号となっているが、サンプリングの分割数 c を十分に大きく取っているので連続信号と見なせる。この連続信号を M 個のエネルギー検波器で検波を行い、その M 個の出力を用いて硬判定によってシンボル判定を行い、受信データビットを得る。MIMO システムの場合では図 4 のようなシステムになり、FDE では ISI の補償と同時に各アンテナから送信されたデータストリーム間の信号分離も行う。

10

受信機側で GI 除去後、得られる信号 $y(k)$ は次式で表される。

【 0 0 1 3 】

【 数 1 】

$$y(k) = \sum_{l=0}^{L-1} H_l x(k-l) + w(k)$$

20

【 0 0 1 4 】

数 1 に於いて、 $y(k)$ は時刻第 k シンボル目の受信信号ベクトル、 $x(k)$ は送信信号ベクトル、 $w(k)$ は雑音ベクトルであり、マルチパス遅延波数を L とした。通信路行列 H_l は送信アンテナ数 n_T 、受信アンテナ数 n_R のとき、数 2 のような $n_R \times n_T$ の行列で表され、FFT 処理のブロック単位に対し、時不変な複素ガウス変数の要素を取る。ここで $n_T = 1$ 、 $n_R = 1$ 、の場合が SISO システムである。

【 0 0 1 5 】

【 数 2 】

$$H_l = \begin{pmatrix} h_{l,11} & h_{l,12} & \cdots & h_{l,1n_T} \\ h_{l,21} & h_{l,22} & \cdots & h_{l,2n_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{l,n_R 1} & h_{l,n_R 2} & \cdots & h_{l,n_R n_T} \end{pmatrix}$$

30

40

【 0 0 1 6 】

次に、マルチパス通信路を通過した受信信号 $y(k)$ を、FFT により周波数領域に変換後、数 3 の MMSE 重み行列 $W_{MMSE}(k)$ を用いて、周波数領域等化と信号分離を同時に行う (周波数領域における Nulling)。

【 0 0 1 7 】

【数3】

$$\mathbf{W}_{MMSE}(j) = \mathbf{G}(j)^H \left\{ \mathbf{G}(j)\mathbf{G}(j)^H + n_T \sigma^2 \mathbf{I}_{n_T} \right\}^{-1}$$

【0018】

数3に於いて $G(j)$ は、周波数軸上の第 j ポイント目におけるMIMO通信路行列、²は雑音の分散、 \mathbf{I}_n は n_T 次の単位行列である。この後、IFFTにより時間領域に戻す。

【0019】

FDEから出力された離散時刻信号をエネルギー検波器に入力する。エネルギー検波器では検波器1で周波数 f_1 、検波器Mで周波数 f_M のエネルギーを検出する。ここで各周波数におけるエネルギー検波器の出力を $e_1, \dots, e_1, \dots, e_M$ とする。但し e_1 は、周波数が f_1 である受信信号のエネルギーを意味する。エネルギー検波器に入力される信号は、FDEによる等化を行う際にサンプリングされ離散時刻信号となっているが、サンプリングの分割数 c を十分に大きく取っているので連続信号と見なせる。これらの連続信号をM個のエネルギー検波器によって検波し、その出力を用いて硬判定によってシンボル判定を行い、受信データビットを得る。

【0020】

本発明に対し、さらにRS符号を施した場合のシステムを図5に示す。送信側では送信する2値データに対してRS符号化を施し、情報ビットに冗長ビットを加えた後、M-FSK変調を行う。受信側では得られた2値データに対してRS復号化を施し、シンボル判定で誤りが発生している場合、それを訂正する。M-FSKのみならず、多値変調ではシンボル判定で誤りが発生したとき、2値データ系列で見ると、最大 $\log_2 M$ 個の誤りが固まって発生する。これはバースト誤りとみなすことができる。RS符号はバイト単位での誤り訂正を行うため、RS符号における1バイトに含まれるビット数が、多値変調における1シンボルに含まれるビット数の整数倍となるようにRS符号を選ぶことにより、効率的な誤り訂正ができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0021】

以下、実施例に基づいて本発明を具体的に説明するが、もとより本発明はこれらの実施例に限定されるものではない。

【実施例】

【0022】

各送信・受信アンテナ間の通信路は、互いに独立な1dB減衰の2パス周波数選択性準静的レイリーフェージング通信路(Quasi-static Rayleigh fading channel)とする。この通信路の遅延プロファイルを図6に示す。

M-FSK信号は $M=2, 4, 16$ の場合について実施した。分割数 c は $M=2$ のとき $c=8$ 、 $M=4$ のとき $c=16$ 、

$M=16$ のとき $c=32$ としている。また、M-FSK信号の変調指数は0.7としている。

【0023】

FDEの1ブロックには16シンボル分が含まれる(つまり、 $n=16$)。よってFDEの1ブロックはM-FSKの $M=2$ においては $c \times n = 128$ ポイント、 $M=4$ においては256ポイント、 $M=16$ においては512ポイント、Guard Interval長は $c \times n / 4$ ポイントとしている。また通信路のチャンネル推定は受信側で完全であるということを前提としている。

【0024】

アンテナ本数が 1×1 のSISOシステムについて、図7にM-FSKの $M=2$ の場合、図8に $M=4$ の場合、図9に $M=16$ の場合の、計算機シミュレーションによる誤り率(Bit Error Rate, BER)特性を示す。どの場合もSISOシステム、および 2×2 、 4×4 のMIMOシステムについて実施している。比較対象として、等化器を用いないとき、MLSEを用いたとき、FDEの重み行列が数4のZF重み行列 $\mathbf{W}_{ZF}(k)$ を用いたときの場合のBER特性を示す。図7~9より、SISO伝送におけるMLSEと発明方式であるFDE MMSEとでは、 $M=2, 4, 16$ でそれぞれ10.0dB、11.0dB、10.5dBの劣化がある。しかしMMSE重みを用いたとき、ZF重みを用いたとき共に

、FDE等化器がFSKエネルギー検波方式に適用でき、ISIを除去できていることがわかる。

【 0 0 2 5 】

【 数 4 】

$$\mathbf{W}_{ZF}(j) = \mathbf{G}(j)^H \left\{ \mathbf{G}(j)\mathbf{G}(j)^H \right\}^{-1}$$

【 0 0 2 6 】

また、アンテナ本数が1×1のSISOシステム及び2×2、4×4のMIMOシステムについて、図10にM-FSKのM=2の場合、図11にM=4の場合、図12にM=16の場合の、計算機シミュレーションによるBER特性を示す。比較対象として、FDEにおいてZF重みを用いたときのBER特性を示す。MMSE重みを用いたとき、ZF重みを用いたとき共に、発明した送受信機システム構成によりM-FSKを用いたMIMO通信が実現できることがわかる。さらにSISO通信路と比べMIMO通信路は、送信アンテナ毎に複数のストリームを同時に送信（空間多重）しているため、2×2アンテナでは2倍の、4×4アンテナでは4倍の伝送速度を得ている。

10

【 0 0 2 7 】

続いて、RS符号化を行った図5に示すシステムについて、図13にBER特性を示す。今回はM=16の16値-FSKに対し、RS(15,11)符号化を施し、変調指数h=0.7、MIMO 2×2アンテナの場合について実施した。RS(15,11)符号化を行った場合と無符号化の場合を比較すると、RS符号化を施すことでZF基準では約0.7dB、MMSE基準では約1.8dBの符号化利得を得ていることが判る。

20

【 産業上の利用可能性 】

【 0 0 2 8 】

デジタル無線通信方式におけるデータ伝送方式に関するものである。特に、エネルギー検波方式を採用した非線形変調方式であるFSK信号に対して、線形の等化技術を用いることが可能となり、また、MIMOシステム化が簡易な構成で可能となっており、伝送速度の向上と優れたビット誤り率特性を実現させるデジタル無線通信方式として利用可能性がある。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 2 9 】

【 図 1 】 送受信機のSISOシステムのシステムモデルを示す図である。

30

【 図 2 】 ガードインターバルの付加を示す図である。

【 図 3 】 エネルギー検波器のシステムモデルを示す図である。

【 図 4 】 送受信機のMIMOシステムのシステムモデルを示す図である。

【 図 5 】 MIMOシステムに於いて、RS符号化を施した送受信機のシステムモデルを示す図である。

【 図 6 】 マルチパス通信路モデルの概略を示すモデル図である。

【 図 7 】 SISOシステムに於いて、変調に2-FSKを用いた場合の計算機シミュレーションによるBER特性の比較結果を示した図である。

【 図 8 】 SISOシステムに於いて、変調に4-FSKを用いた場合の計算機シミュレーションによるBER特性の比較結果を示した図である。

40

【 図 9 】 SISOシステムに於いて、変調に16-FSKを用いた場合の計算機シミュレーションによるBER特性の比較結果を示した図である。

【 図 1 0 】 2×2、4×4のMIMOシステムに於いて、変調に2-FSKを用いた場合の計算機シミュレーションによるBER特性の比較結果を示した図である。

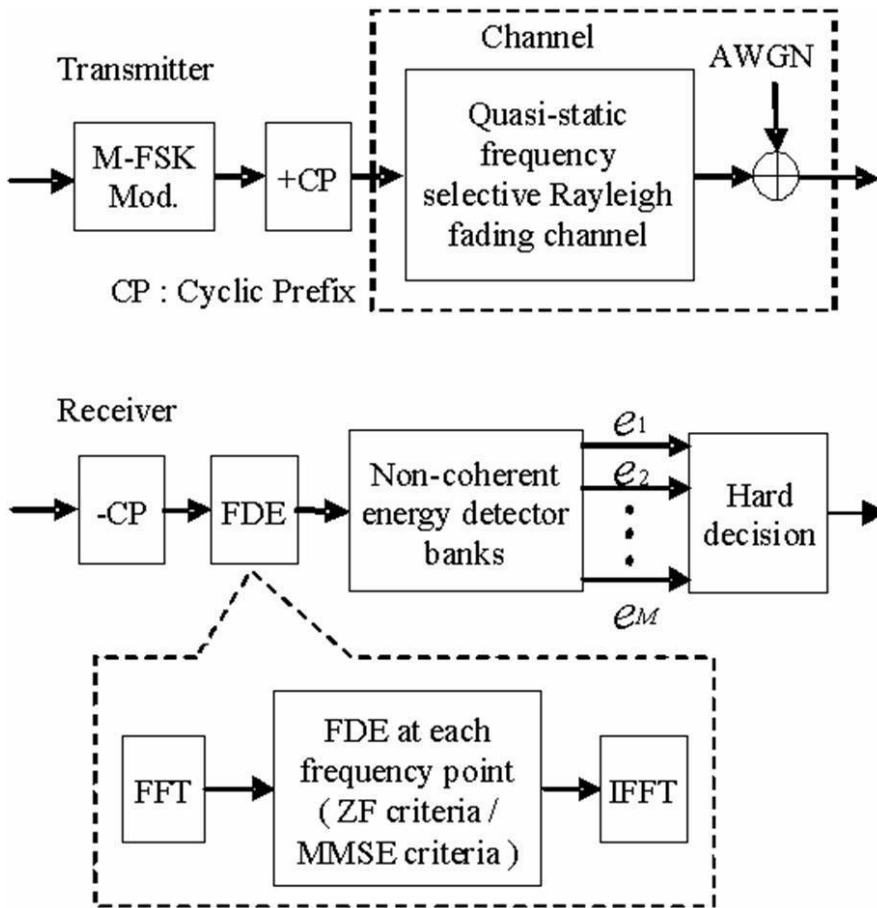
【 図 1 1 】 2×2、4×4のMIMOシステムに於いて、変調に4-FSKを用いた場合の計算機シミュレーションによるBER特性の比較結果を示した図である。

【 図 1 2 】 2×2、4×4のMIMOシステムに於いて、変調に16-FSKを用いた場合の計算機シミュレーションによるBER特性の比較結果を示した図である。

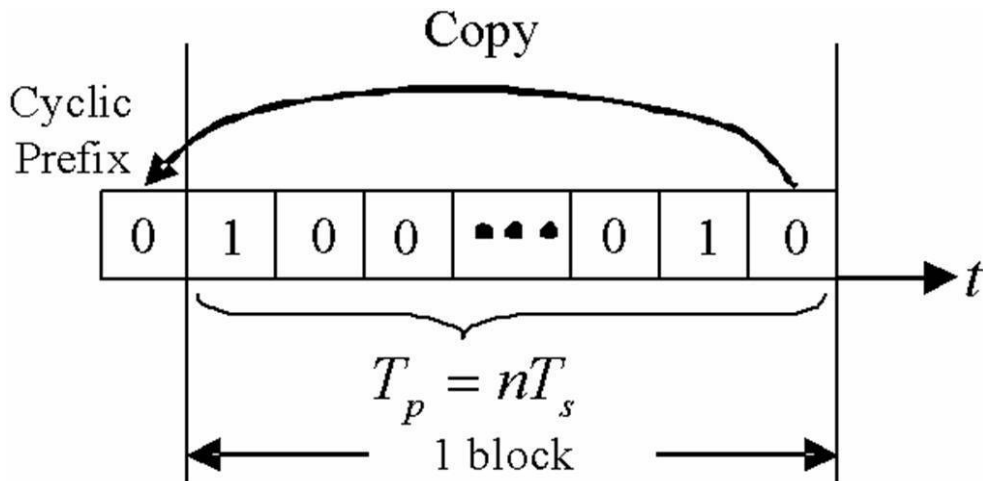
【 図 1 3 】 2×2のMIMOシステムに於いて、変調に16-FSKを用い、RS(15,11)符号化を施した場合の計算機シミュレーションによるBER特性の比較結果を示した図である。

50

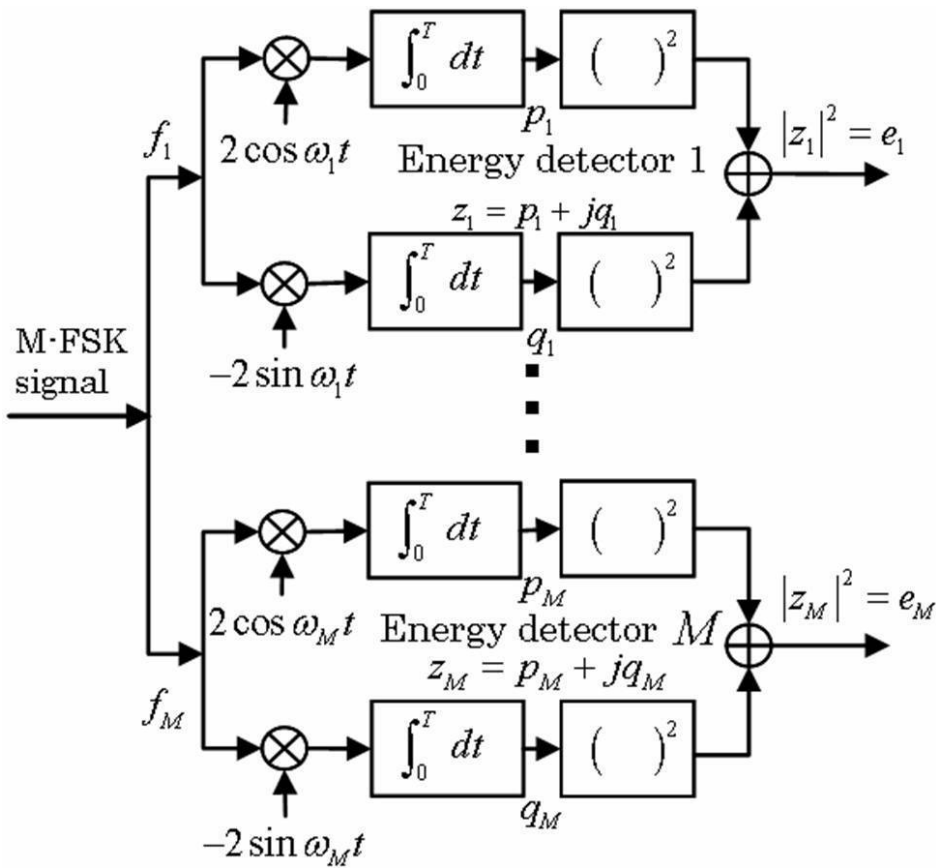
【 図 1 】



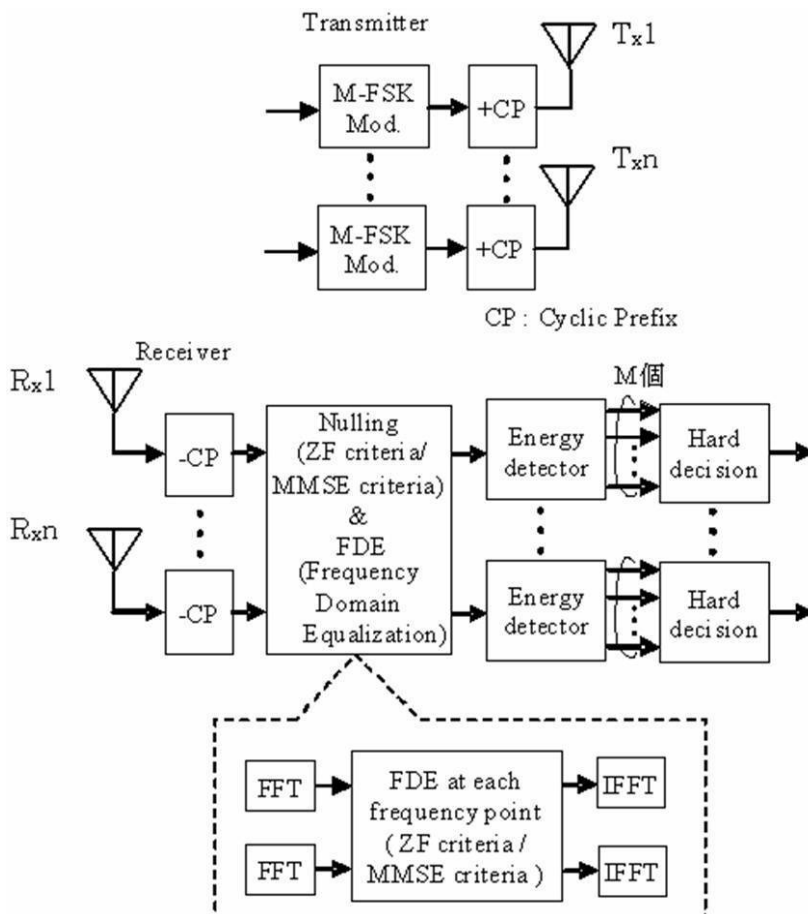
【 図 2 】



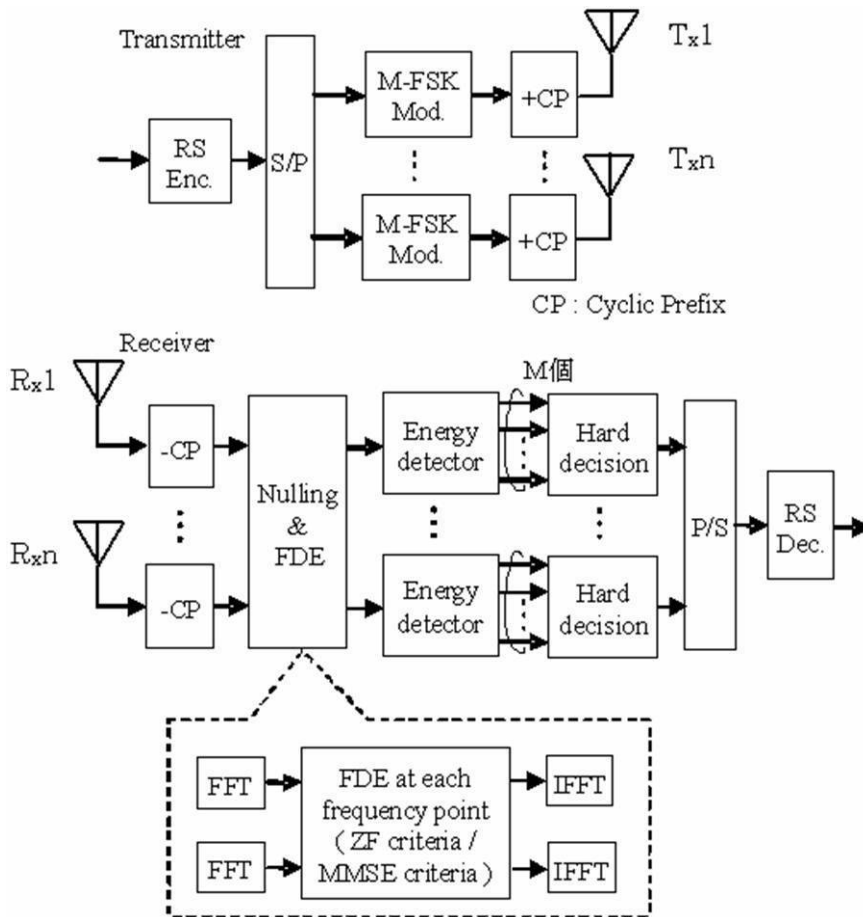
【 図 3 】



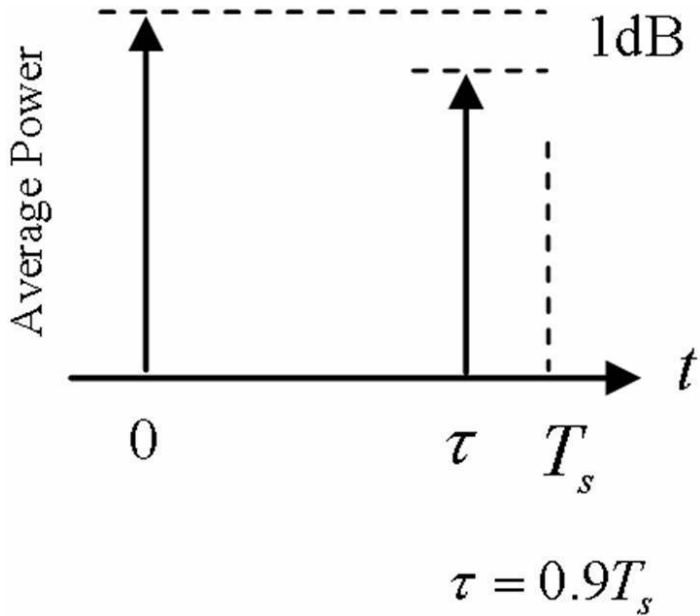
【 図 4 】



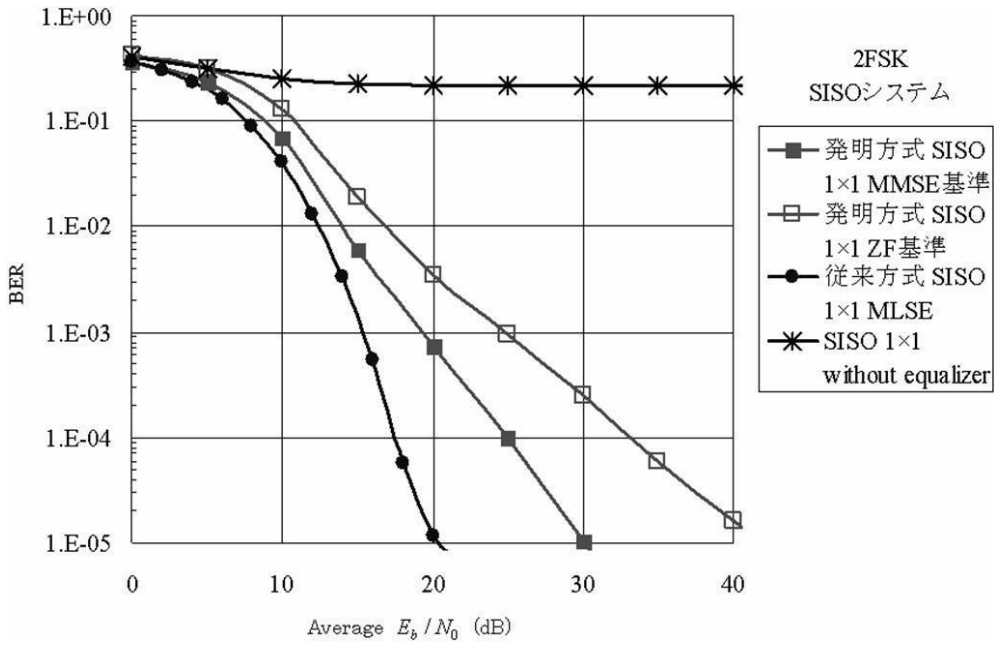
【 図 5 】



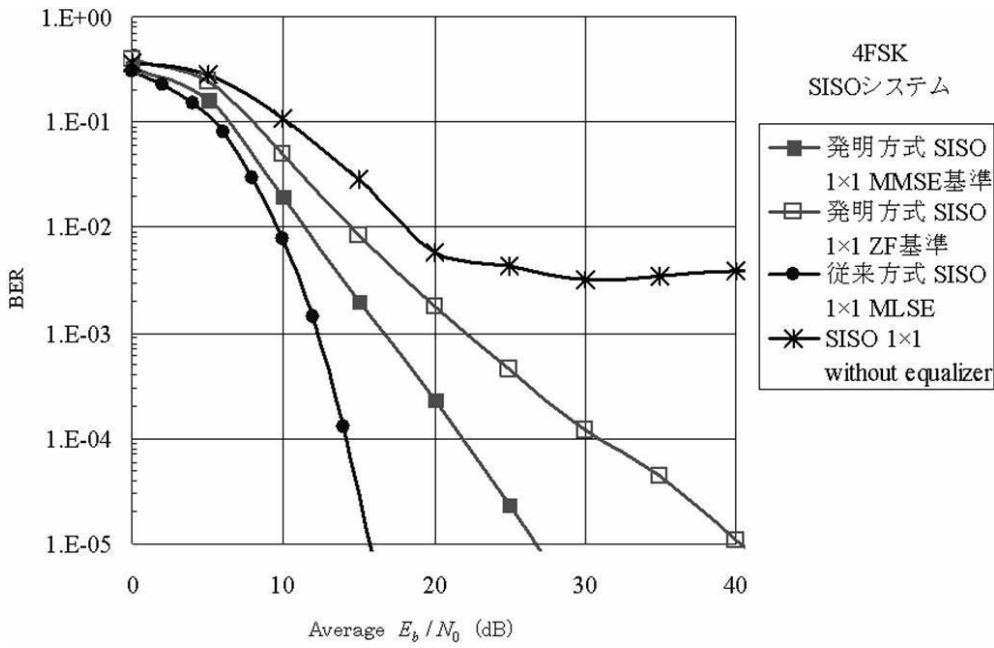
【 図 6 】



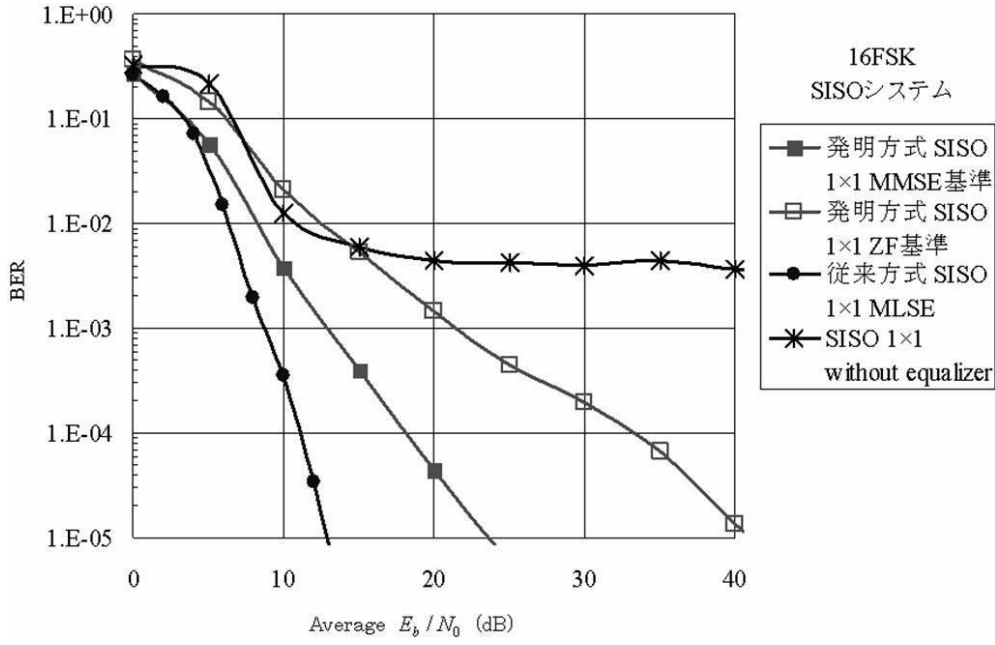
【 図 7 】



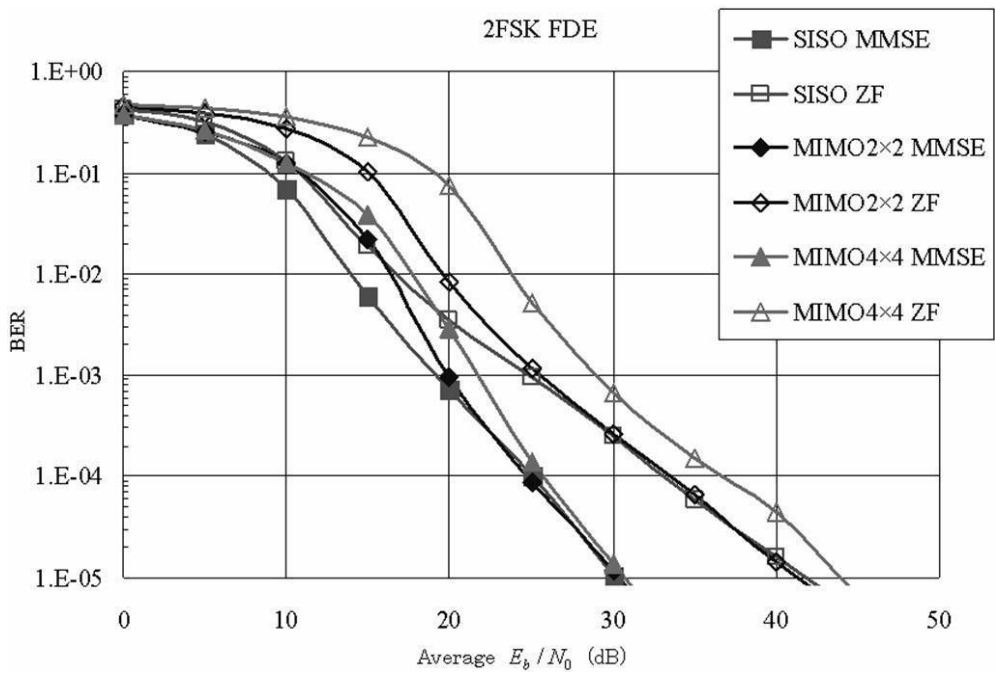
【 図 8 】



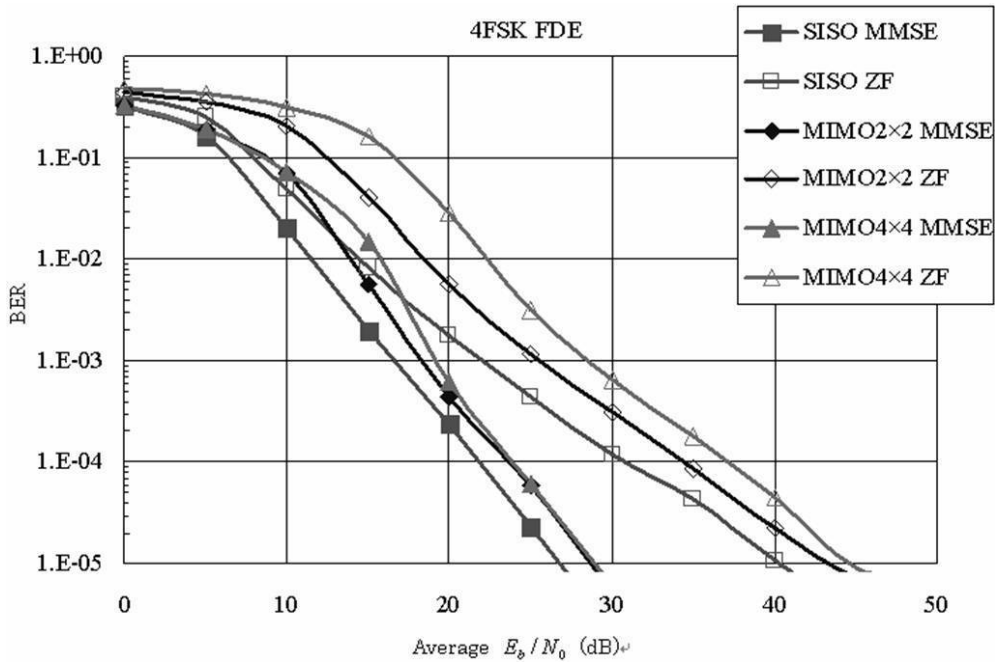
【 図 9 】



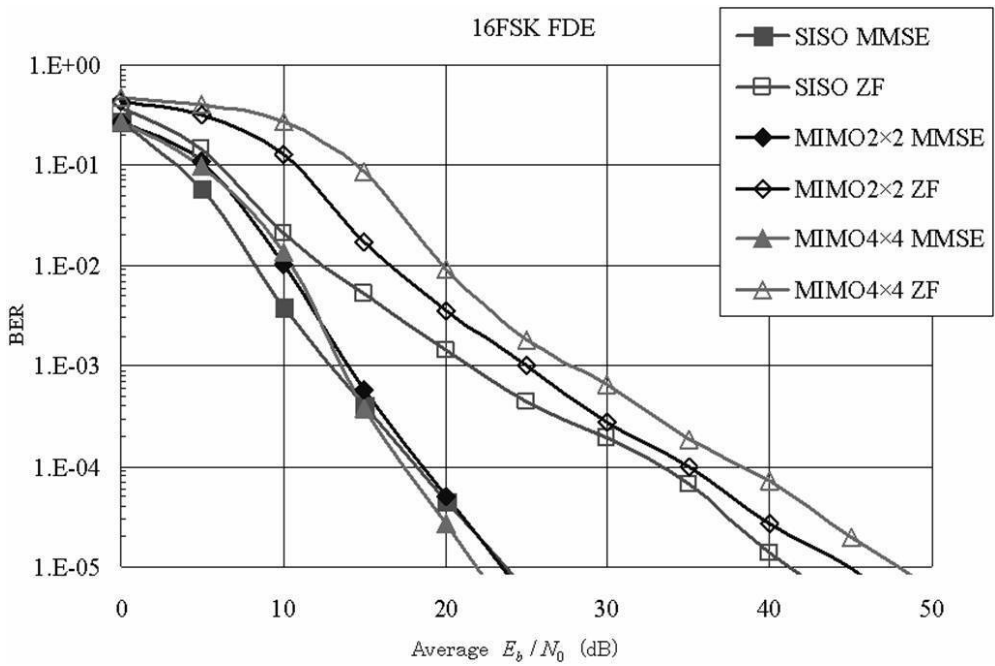
【 図 10 】



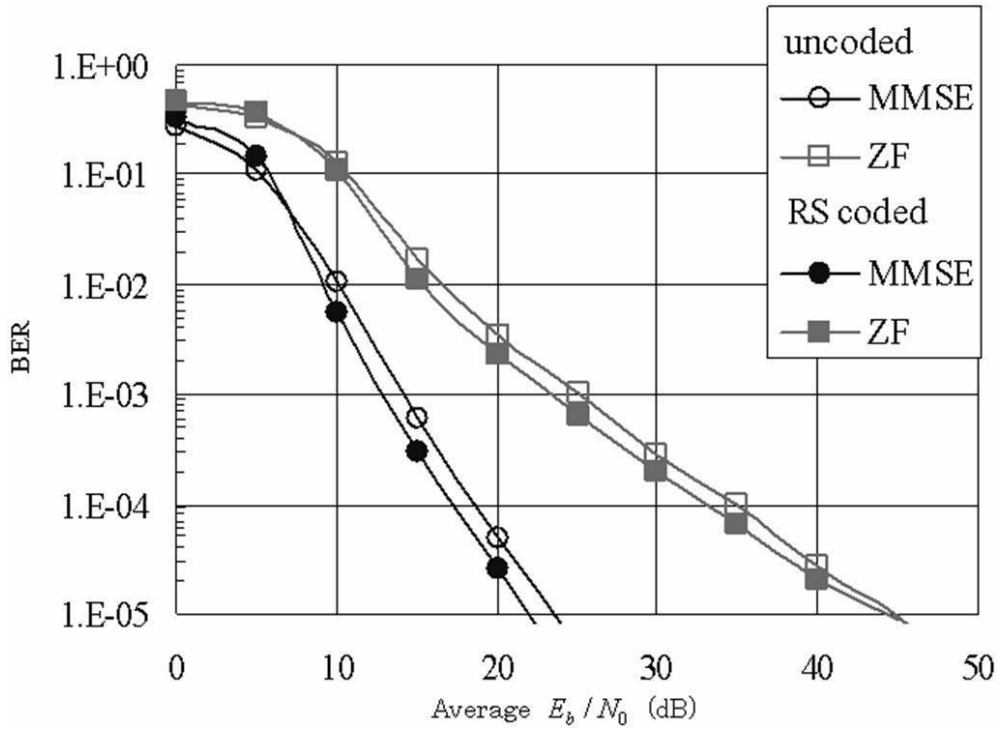
【 図 1 1 】



【 図 1 2 】



【 図 1 3 】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5K059 EE02
5K159 EE02