

スペクトル拡散を用いた車載電子キーシステムの復調方式に関する検討

澤 良次^{1,a)} 荒木 宏¹ 渡辺 正浩¹ 鹿井 正博¹ 平位 隆史¹

受付日 2011年3月14日, 採録日 2011年10月3日

概要: 我々は車載電子キーシステムの耐干渉性向上と高速化を実現するためにスペクトル拡散の適用を検討してきている. 特に, スペクトル拡散の適用にあたり携帯端末での消費電力低減を目的にアナログでの周波数同期を不要とする復調方式を提案している. 本方式は, アナログ部で直交検波し, Ich と Qch それぞれで, ある特定の部分符号長に分割して部分相関値を取得し, 大きい方を選択して合算していくことで全符号長での相関値を取得し復調する方式である. 本稿では, 周波数偏差と部分符号長の関係性を明らかにし, ある周波数偏差での最適な部分符号長を示す. また, 最適部分符号長での受信性能と多値化による高速時の受信性能についてシミュレーションおよび実機での評価結果を示す.

キーワード: 車載電子キー, スペクトル拡散

A Study of Spread Spectrum Demodulation Method for Automobile Electric Key System

YOSHITSUGU SAWA^{1,a)} HIROSHI ARAKI¹ MASAHIRO WATANABE¹
MASAHIRO SHIKAI¹ TAKASHI HIRAI¹

Received: March 14, 2011, Accepted: October 3, 2011

Abstract: We proposed the adoption of spread spectrum for Automobile Electric Key to realize the decrease of interference and speed up. In particular, we showed the energy-saving demodulation method for mobile equipment. Our method adopts direct conversion. And, each sub-correlation value of Ich and Qch is acquired by dividing into specific sub-code length. Then demodulation is achieved by selecting largeness in Ich and Qch sub-correlation and adding up. In this paper, we show the relation among sub-code length and frequency deviation. And we show the most suitable sub-code length. We also evaluate the sensitivity with most suitable sub-code length. Moreover we show the influence of M-ary CSK for high data rate transmission.

Keywords: automobile electric key, spread spectrum

1. はじめに

近年, ドライバの利便性を向上させるシステムとして車載電子キーシステムが普及してきている. 車載電子キーシステムでは, ドライバが携帯する携帯端末と車両に搭載されている車載器が無線通信で互いにコード認証することで, ドアのロック/アンロックやエンジンの始動等を実現している. そのため携帯端末と車載器間の通信の信頼性/

高速性が重要となる.

特に車載電子キーシステムでは, 盗難防止装置等他の通信装置からの干渉やパワーウィンドウのモータ等からの干渉による通信品質の劣化が課題となる. 図 1 に車載電子キーシステムの干渉源となる盗難防止装置とモータノイズのスペクトル例を示す. 図 1 のスペクトルにおいて横軸は周波数で, 縦軸は電力を示しており縦軸の 1 目盛が 10 dB となっている.

また, 車載電子キーシステムにおいて携帯端末と車載器間の通信速度は, ドアやエンジンの操作応答性を決定する重要な要素であり, 通信の高速化も課題である. さらに,

¹ 株式会社三菱電機
Mitsubishi Electric Corporation, Amagasaki, Hyogo 661-8661, Japan

^{a)} Sawa.Yoshitsugu@ct.MitsubishiElectric.co.jp

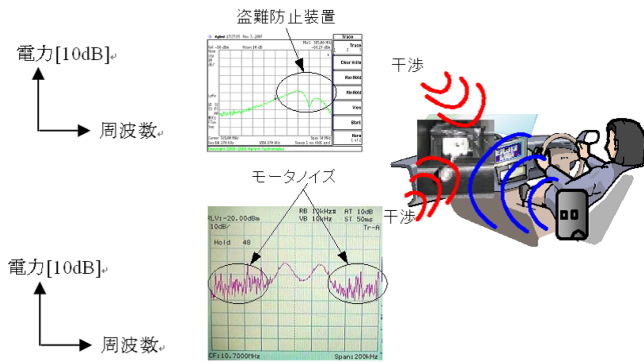


図 1 車載電子キーシステムにおける干渉源のスペクトル例
 Fig. 1 Spectrum of interference on automobile electric key system.

車載電子キーシステムでは、携帯端末を操作して遠隔からドア等を制御するため、携帯端末と車載器がアクティブに無線通信を行う。そのため、携帯端末は電池を搭載しており、携帯端末の電池寿命も課題となる。

そこで我々は、耐干渉性向上と高速化を目指し、スペクトル拡散通信技術の1つであるCSK (Code Shift Keying) 変調方式 [3], [4], [5] を適用した車載電子キーシステムの開発を実施している [1]。特にスペクトル拡散を適用するにあたり、携帯端末での消費電力低減を目的として、アナログ部でPLL (Phase Locked Loop) による周波数同期を用いずに、直交検波後にマッチドフィルタを改良して同期する復調方式を提案する。

本提案方式では、PLL (30 から 40 mA) を用いる必要がなく、固定周波数の発振器 (数 mA) で代替することができる。また、改良マッチドフィルタ部を構成するデジタル部も回路規模約 50 kGate 以下であり、動作周波数もチップレート相当であることから消費電流も数 mA 程度であり、提案方式によって消費電力を低減させることができる。また車載電子キーでは安全性が重要であり、本提案方式では周波数同期範囲を超えた偏差が発生した場合には、通信性能劣化が懸念される。しかし、PLL を用いた場合でも、同様に周波数同期範囲を超えた偏差が発生したときには通信性能が劣化するため、設計した周波数同期範囲を超えた動作としては、同程度の安全性を確保できていると考えられる。

本稿では、2章で関連研究について記述するとともに3章で提案方式の動作を簡単に説明する。次に4章で、提案方式における周波数偏差による位相回転速度と部分符号長の関係性を示す。また、CSK 変調で高速化を行う手法として、 2^n 個の符号を準備し、各符号に n ビットを割り付ける多値化 (M-ary CSK) [6], [7], [8], [9] がある。そこで、提案方式において、直交化巡回符号を用いて多値化した影響も試算する。5章では想定する最大周波数偏差における部分符号長の最適化と最適部分符号長での受信性能、多値化による高速時の受信性能をシミュレーションおよび実機により評価した結果を示す。最後に6章でまとめを示す。

2. 関連研究

スペクトル拡散を利用した通信技術では、受信側での符号同期および周波数同期の確立が重要となっている。これを実現する手段として、同期点の前後 Δ 時間 (1チップ時間や $1/2$ チップ時間等) ずらしたタイミングでの相関値を取得して、それぞれを比較して、VCO の制御電圧とすることで同期を確立する DLL (Delay Locked Loop) [2] が主に採用されている。

また文献 [3] では、多値化に適した CSK 変調方式への DLL の適用を研究している。既存の DLL では、通信に利用する符号が1種類に限定されているため、DLL を1つの符号について構成している。しかし、文献 [3] では多値化によって複数の符号が通信に利用されるため、複数の DLL を並列に合成したような形の EDLL1 が提案されている。またその改良型として、同期時の各符号の相関値をもとに該当する符号のみを選択できるアルゴリズムを設け、他の符号の影響を排除した EDLL2 も提案している。しかし、この方式では、複数の DLL を用意する必要があり、回路規模が大きくなるという課題がある。

そこでこの課題を解決するために、文献 [5] では、同期用に専用の拡散符号を準備し、CSK 変調した送信信号に、さらにマンチェスタ符号化した同期用拡散符号を重畳することを提案している。このように同期用拡散符号と通信用拡散符号を分離することで、回路規模を抑制して DLL を実現する方式が提案されている。

しかし、車載電子キーシステムでは、携帯端末の小型化や消費電流の制限が厳しく、ループフィルタ等で回路が大きくなるアナログ DLL は採用困難であり、高速なクロック動作が必要となるデジタル VCO を利用した DLL の採用も困難であった。

また DLL を用いない同期手法として文献 [10] では、同時に複数ユーザが存在しており、ドップラ周波数が大きい場合に DSSS (Direct sequence spread-spectrum) で高速に同期捕捉する手法として、マッチドフィルタを分割して部分相関を取得し、全符号長分加算することで同期捕捉する手法が提案されている。さらに文献 [11] では、文献 [10] で提案された手法の改良として、全符号長分加算するときに、隣接する部分符号長間で乗算後に加算することで同期捕捉性能が改善することが示されている。

しかし、本稿の提案のように同期捕捉だけでなく異なる符号間の相関値を比較してデータ復調する CSK 変調に適用した文献はない。

そこで本稿では、相関値を取得するデジタル部のマッチドフィルタを改良して擬似的に同期を確立する方式を CSK 変調に適用したときの同期特性と受信性能および多値化したときの受信性能を評価した結果を示す。さらに、周波数偏差と分割符号長の関係性を考察し、ある周波数偏差にお

いては最適な部分符号長が存在することを示す。

3. 提案方式の概要

今回車載電子キーに適用したスペクトル拡散の全体回路構成を図 2 に示す。図 2 では、説明を簡単にするため 2 値 CSK のときの構成を示している。

図 2 に示す送信回路の動作を簡単に説明する。2 値 CSK の場合、送信データ (0 または 1) に対応する拡散符号を 2 つ (PN1, PN2) 準備し、送信データに応じて拡散符号を選択する。選択された符号で、送信周波数 f_{tx} を位相変調することで送信する。

次に復調回路の動作を簡単に説明する。提案方式では、消費電力の低減や回路の小型化を目的にアナログ部は PLL による周波数同期をせずに、直交検波後にコンパレータで 2 値化する。

そのため、図 3 に示すようにアナログ部で直交検波した出力である Ich と Qch には、送信周波数 f_{tx} と受信周波数 f_{rx} の周波数偏差に応じて位相が回転しながら検波された

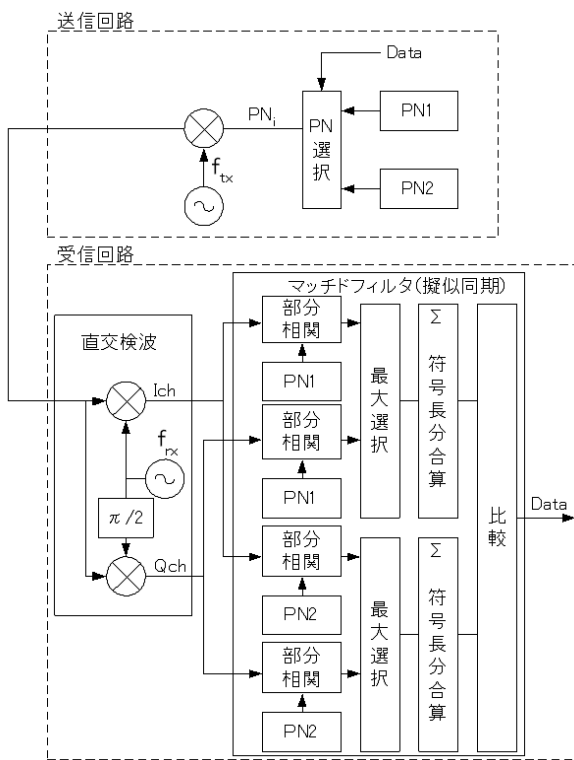


図 2 提案方式の回路構成

Fig. 2 Circuit structure of propose method.

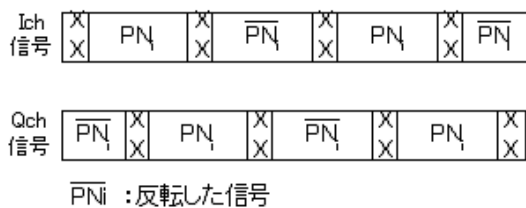


図 3 直交検波の受信波形

Fig. 3 Receive wave form of direct conversion.

信号が出力される。

そこで提案方式では、まずマッチドフィルタで参照する拡散符号を特定の長さ分割し、Ich および Qch それぞれで特定の長さの部分相関値を求める。そして Ich および Qch の部分相関値で大きい方を選択して、全符号長分合算して 0 もしくは 1 に相当する参照拡散符号 (PN1, PN2) との相関値を求める。最後に、PN1 および PN2 との相関値を比較して、受信データが 0 なのか 1 なのかを判定する。

上記マッチドフィルタでの処理を数式で表すと以下のよう示すことができる。

まず特定の長さ分割した部分相関値 (R_{part}) は以下の式で求めることができる。

$$R_{part} = \sum_{j=1}^l a_j \oplus b_j \quad (1)$$

a_j : 参照拡散信号, b_j : 受信信号, l : 部分符号長を示す。

次に、全符号長分合算して相関値 (R_{all}) を求める数式を以下に示す。

$$R_{all} = \sum \begin{cases} R_{part-ich} & R_{part-ich} > R_{part-qch} \\ R_{part-qch} & otherwise \end{cases} \quad (2)$$

$R_{part-ich}$: Ich の部分相関値, $R_{part-qch}$: Qch の部分相関値を示す。

最後に、各データに相当する参照拡散符号との相関値を比較して、以下のように受信データの判定を行う。

$$R_{demod} = \begin{cases} 1 & R_{PN1} > R_{PN2} \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (3)$$

R_{demod} : 復調信号, R_{PN1} : PN1 の相関値, R_{PN2} : PN2 の相関値を示す。

以上のような処理をマッチドフィルタで行うことで、提案方式ではアナログ部での PLL 同期を用いずに CSK 復調を実現できる。

次章では、提案方式の受信性能に影響を与える周波数偏差による位相回転速度と部分符号長の関係を示す。

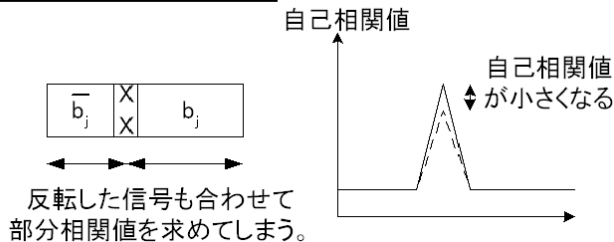
4. 提案方式の設計パラメータ

提案方式では、式 (1) と式 (2) から周波数偏差による位相回転速度と分割する部分符号長との関係性が重要となる。そこで本章では位相回転速度と部分符号長の関係性を考察し、位相回転速度に応じて最適な部分符号長が存在する可能性を示す。また、CSK 変調方式では、多値化により高速化を行えるが、多値数の増加で異なる符号間の相互相関値が増加し、受信性能が劣化する。そこで提案方式での多値化の影響も考察する。

4.1 位相回転速度と部分符号長の関係

図 4 に周波数偏差による位相回転速度と部分符号長の関係を簡単に示す。

(a) 部分符号長が長い場合



(b) 部分符号長が短い場合

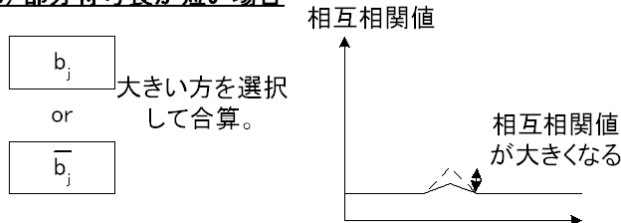


図 4 位相回転速度と部分符号長の関係

Fig. 4 Relationship between phase rotation speed and sub-code length.

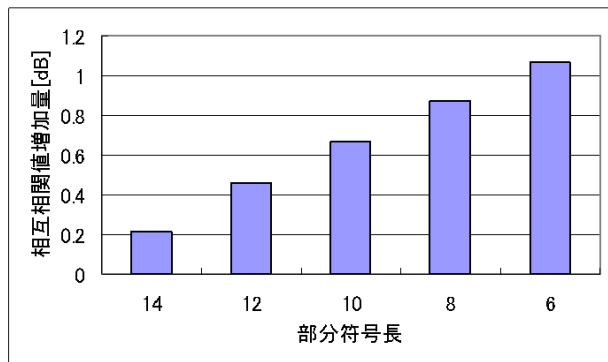


図 5 部分符号長と相互相関値の増加量

Fig. 5 Cross-correlation value when sub-code length is changed.

図 4 の (a) に示すように位相回転速度に対して部分符号長が長い場合には、部分相関値を求める式 (1) は式 (4) のように変形でき、部分相関値を求める信号の一部に反転した受信信号との相関値が加わり、自己相関値が小さくなってしまふ。自己相関値が小さくなると、異なる符号との相互相関値と逆転する可能性が増大し、受信性能が劣化する。

$$R_{part} = \sum_{j=l_1} a_j \oplus b_j + \sum_{j=l_2} a_j \oplus \bar{b}_j \quad (4)$$

ただし、 $l = l_1 + l_2$ で、 \bar{b}_j は反転した受信信号を示す。

また図 4 の (b) に示すように位相回転速度に対して部分符号長が短い場合には、提案方式では式 (2) で示すように Ich と Qch の部分相関値の大きな方を選択していくため、異なる符号間の相互相関値が増大してしまふ。相互相関値が増大すると自己相関値と反転する可能性が増大し、受信性能が劣化する。

図 5 に部分符号長による相互相関値の増加量を試算した結果を示す。試算条件を以下に示す。まず、 $X^7 + X^3 + 1$

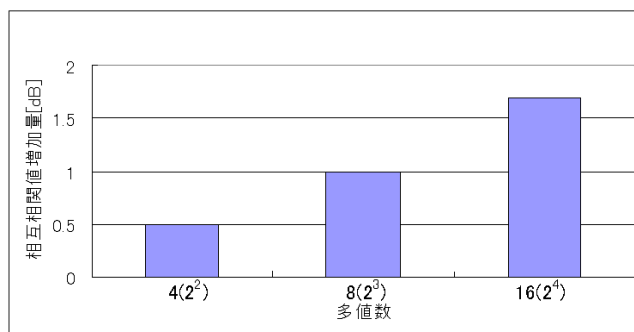


図 6 多値数と相互相関値の増加量

Fig. 6 Cross-Correlation value when M-array is changed (M = 4, 8, 16).

と $X^7 + X^3 + X^2 + X + 1$ を用いて生成した M 系列をもとに Gold 符号を生成し、最終ビットに 0 を挿入した符号長 128 の直交 Gold 符号から任意に 2 つを選択する。そして、一方の符号を式 (1) の a_j とし、他方の符号を Ich と Qch から b_j および \bar{b}_j として入力し、部分符号長 l を変化させたときに式 (1) と式 (2) を用いて相互相関値を算出する。これを上記 M 系列から生成できる Gold 符号の全組合せについて算出し平均化することで、相互相関値の増加量を試算している。また、相互相関値増加量は、部分符号長 16 を基準に正規化する。なお、本稿では符号長 128 の直交 Gold 符号を用いて試算しているが、これは図 1 に示す車載電子キーのノイズ環境から拡散利得 20 dB が必要なことおよび、必要な符号数が多い (車両ごと) こと等から直交 Gold 符号を採用している。

図 5 から、相互相関値が部分符号長 14 では、約 0.2 dB、部分符号長 6 では、約 1 dB の増加が試算された。

以上から、式 (4) に示すように部分符号長が位相回転に比べて長い場合には自己相関値が減少し、図 5 に示すように位相回転速度によらず部分符号長を短くすると相互相関値が増加するため、提案方式では周波数同期範囲 (最大周波数偏差) に応じて最適な部分符号長が存在する。

4.2 多値化の影響

多値化とは、拡散符号を 2^n 個準備し、各符号に n ビットの信号を割り付けることで高速化する手法であり、M-ary CSK として知られている。多値化を行った場合には、拡散符号数が増加することで符号間の相互相関値が増大する。

図 6 に多値数と相互相関値増加量の関係を試算した結果を示す。試算条件としては、図 5 で試算した条件と同様の条件で直交 Gold 符号を生成し、多値数分任意に符号を選択して、式 (1) と式 (2) を用いて相互相関値が最大となる値を算出し、全組合せの平均値から相互相関値の増加量を試算している。

図 6 から、多値数 4 では約 0.5 dB、多値数 8 では、約 1 dB、多値数 16 で約 1.7 dB の相互相関値の増加が試算された。CSK 変調方式では相互相関値の増加により、異なる

符号へ誤る確率が増加する。

そこで次章では相互相関値の増加と受信性能の関係を評価する。また、ある想定した最大周波数偏差における最適な部分符号長を求めた結果を示すとともに、最適部分符号長にしたときの周波数偏差による受信性能を示す。さらに、提案方式における多値化による高速時の受信性能評価の結果も示す。

5. 提案方式の受信性能評価

本章では、シミュレーションおよび実機（FPGA ボード）を用いて、最大周波数偏差における最適な部分符号長や、最適な部分符号長における受信性能を評価した結果を示す。さらに、提案方式における多値化の影響を評価した結果も示す。

5.1 シミュレーション条件

シミュレーションで用いた基本的なパラメータを表 1 に示す。シミュレーションでは表 1 の条件下で、熱雑音による CN 比と部分符号長を変化させて、BER を評価した。

なお、周波数は国内および米国の車載電子キーが使用している周波数である 315 MHz を採用して評価した。

5.2 実機評価環境

実機による評価を行った評価環境を図 7 に示す。実機評価では、送信機と受信機を FPGA で構成し、ノイズ発生器で発生させたクレストファクタ 7 のガウシアン白色ノイズを合波器で重畳して、CN 比を変化させたときの BER を評価した。

また実機では、2.4 MHz 帯の信号を折り返してノイズを重畳することで評価を実施した。評価中の CN 比は、図 7 に示す A 点でスペクトルアナライザで 2 値 CSK 送信信号と重畳するノイズのスペクトルを観測し、その電力比から CN 比を算出した。

図 8 に A 点で観測した 2 値 CSK 送信信号（可変 ATT = 20 dB のとき）のスペクトルを示し、図 9 には A 点で観測したノイズ発生器によるノイズのスペクトルを示す。

図 8 と図 9 から 99.9%帯域幅での電力を測定した。その結果、可変 ATT = 20 dB では 2 値 CSK 送信電力は

-36.3 dBm で、雑音電力は、-25.1 dBm であり、CN 比は -11 dB となる。そこで実機評価では、ATT = 20 dB での CN 比（-11 dB）を基準に 2 値 CSK 送信電力を可変 ATT で変更することで CN 比を変化させて評価を実施した。

5.3 評価結果

本節では、ある想定した周波数偏差での最適な部分符号長をシミュレーションおよび実機により求めた結果を示す。さらに最適な部分符号長で周波数偏差を変化させた

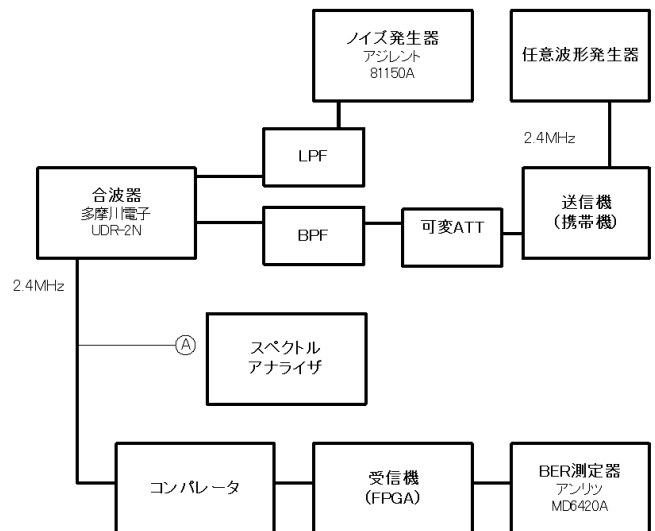


図 7 実機評価環境

Fig. 7 Composition of experimental environment.

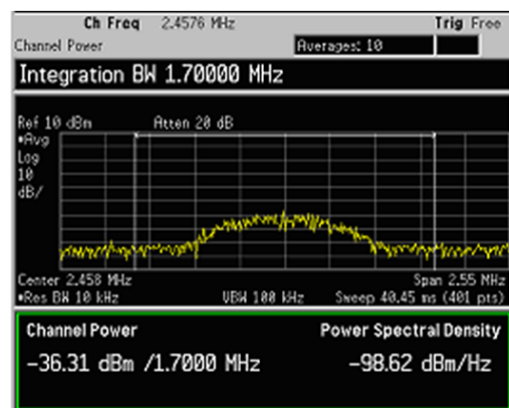


図 8 2 値 CSK 送信信号スペクトル (ATT = 20 dB)

Fig. 8 Transmission spectrum of M-CSK (M = 2).

表 1 シミュレーションパラメータ

Table 1 Simulation condition.

項目	単位	値
周波数	MHz	315 (車載電子キーで利用)
周波数同期範囲	ppm	±50 (固定発信器の安定度)
伝送レート	kbps	4.8
雑音源	-	熱雑音
符号長	chip	128
符号種別	-	直交化 Gold 符号

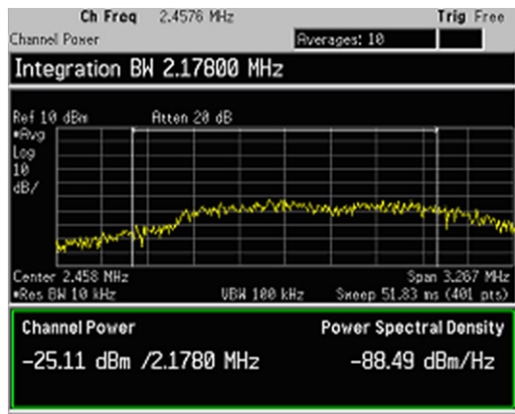


図 9 重畳した雑音スペクトル
Fig. 9 Impressed noise spectrum.

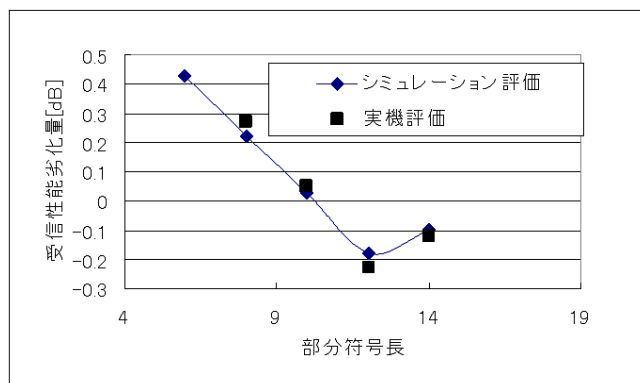


図 10 部分符号長の最適化評価結果
Fig. 10 Optimization result of sub-code length.

きの受信性能評価結果も示す。

また、多値数を増加させたときの受信性能をシミュレーションで評価した結果も示す。

5.3.1 最適部分符号長算出と受信性能評価結果

評価条件として、最大周波数偏差を $315 \text{ MHz} \pm 50 \text{ ppm}$ とし、そのときに $\text{BER} = 10^{-4}$ を満足する CN 比の変化量を図 10 に示す。また、多値数は 2 値の CSK とする。

図 10 において、縦軸は部分符号長 16 を基準としたときの、各部分符号長での CN 比の変化量を示しており、変化量がマイナスということは、部分符号長 16 よりも受信性能が改善されていることを示している。横軸は、部分符号長を示している。図 10 から、本条件では部分符号長 12 が最適となることが分かる。これは、部分符号長 16, 14 では周波数偏差 $315 \text{ MHz} \pm 50 \text{ ppm}$ による位相回転速度よりも部分符号長が長くなっており、自己相関値の劣化の影響が大きいため部分符号長 12 が最適となっている。

また、部分符号長が 12 より小さい場合には、受信性能劣化量が、部分符号長 12 に対して部分符号長 10 で約 0.2 dB、部分符号長 8 で約 0.4 dB、部分符号長 6 で約 0.6 dB だけ劣化しており、図 5 に示した相互相関値の増加量とはほぼ合致している。このことは、相互相関値の増加が受信性能を決定していることを示している。

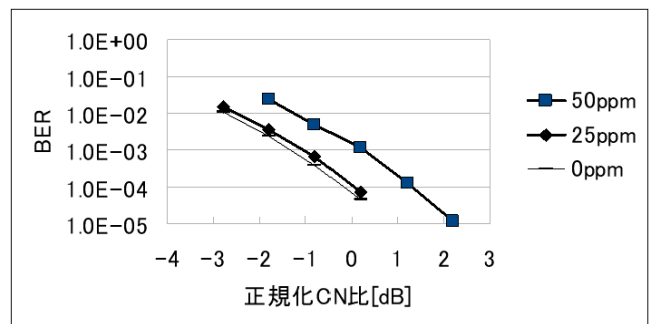


図 11 周波数偏差量と受信性能
Fig. 11 Receive Sensitivity when frequency deviation is 0 ppm, 25 ppm, 50 ppm.

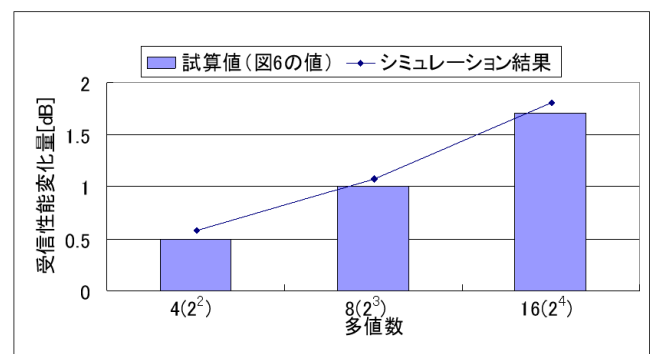


図 12 多値数による受信性能変化量
Fig. 12 Receive Sensitivity with M-CSK (M = 4, 8, 16).

最後に、最適な部分符号長分のチップ数を受信する時間(最適部分符号長/チップレート)を位相回転で $\pi/2$ だけ位相が回る時間で正規化した値を算出すると約 1.2 となっている。本指標は、周波数偏差と最適部分符号長の関係を示す指標として、周波数偏差が異なる場合に最適な部分符号長を算出する際にも有効であると考えられる。

次に部分符号長 12 を用いて周波数偏差を変化させたときの実機による BER 評価結果を図 11 に示す。

図 11 において、縦軸は BER を示し、横軸は、周波数偏差 0 ppm で $\text{BER} = 10^{-4}$ を満足する CN 比を基準に正規化した CN 比を示している。

図 11 から周波数偏差 50 ppm での受信性能劣化量は、0 ppm と比べて約 1 dB に抑えられていることが分かる。以上から部分符号長 12 で周波数同期範囲 $315 \text{ MHz} \pm 50 \text{ ppm}$ を十分に満足できることが示された。

5.4 多値化時の受信性能評価結果

多値化の受信性能評価条件として、周波数偏差を最大値である $315 \text{ MHz} + 50 \text{ ppm}$ とし、部分符号長を最適な 12 とする。上記条件において、多値数を 4 (9.6 kbps), 8 (14.4 kbps), 16 (19.2 kbps) に変化させたときの $\text{BER} = 10^{-4}$ を満足する CN 比の変化量をシミュレーション評価した結果を図 12 の折れ線に示す。また図 6 に示した多値化による相互相関値の増加量も合わせて図 12 の棒グラフに示す。た

だし、多値数 2 (4.8 kbps) のときに $BER = 10^{-4}$ を満足する CN 比を基準に正規化した CN 比を受信性能変化量とする。

図 12 からシミュレーション結果では、多値数 4 で約 0.6 dB, 多値数 8 で約 1.1 dB, 多値数 16 で約 1.8 dB となっており、図 6 で試算した相互相関値増加量の結果とほぼ同様の結果が得られていることが分かる。このことから、本提案方式を用いて多値化による高速化を行ったときの受信性能の変化は相互相関値の増加量として算出可能なことを示した。

6. おわりに

我々は、車載電子キーシステムの耐干渉性向上と高速化を目指して、スペクトル拡散通信技術の適用を検討しており、特に携帯端末での消費電力低減を目的として、直交検波後にマッチドフィルタを改良して擬似同期する復調方式を提案してきた。

そこで本稿では我々の提案方式において、周波数偏差による位相回転速度と部分符号長の関係性として、位相回転速度に対して部分符号長が長い場合には自己相関値が劣化し、部分符号長が短い場合には相互相関値が劣化することを示した。またその関係性から、必要な周波数同期範囲(最大周波数偏差)に応じて最適な部分符号長があることを示した。さらに、周波数同期範囲が $315 \text{ MHz} \pm 50 \text{ ppm}$ で最適な部分符号長は 12 であり、受信性能劣化を 1 dB 以下に抑えることができることをシミュレーションおよび実機評価で示した。

また、提案方式の多値化 (M-CSK) による高速化について受信性能の評価を行い、2 値 CSK (4.8 kbps) 時と比較して約 1.8 dB 程度の受信性能劣化で 16 値 CSK (19.2 kbps) まで高速化が可能なことを示した。

今後は、アナログ部を含めた実機による評価と実車環境での評価を行うとともに周波数偏差と最適部分符号長の普遍性について評価を行う予定である。

参考文献

- [1] 澤 良次, 荒木 宏, 仲嶋 一, 鷲見和彦, 平峰正信: スペクトル拡散を用いた車載通信システムの復調方式に関する検討, 電子情報通信学会大会講演論文集, B-5-59, p.492 (2009).
- [2] 黒田明弘, 中川正雄: デジタル化された遅延ロックループ, 信学論 (B), Vol.J66-B, No.6, pp.759-765 (1983).
- [3] Yoshida, T. and Nakagawa, M.: Spread spectrum synchronizing loop for spreading code modulated by code shift keying, *IEICE Trans. Commun.*, Vol.J67-B, No.5, pp.559-565 (1984).
- [4] Guo, L., Kuroyanagi, N. and Suehiro, N.: Transmission efficiency of code shift keying, *Proc. Military Communications Conference*, Vol.1, pp.35-40 (July 1993).
- [5] Ito, A., Habuchi, H. and Ono, F.: Proposal of a Simple Synchronization Method for CSK/SS, *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol.E88-A, No.6, pp.1455-1461 (2005).

- [6] Ohuchi, K., Habuchi, H. and Hasegawa, T.: Theoretical analysis of M-ary SS communication systems using racing counters and a Hadamard matrix, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol.14, No.8, pp.1569-1575 (1994).
- [7] Tachikawa, S. and Marubayashi, G.: A study of the performance of M-ary/Spread spectrum communication systems using synchronous signal of PN sequence, *IEICE Technical Report*, SSTA89-37 (Nov. 1989).
- [8] Burr, A.G.: Spherical codes for M-ary code shift keying, *Proc. 2nd IEE National Conf. on Telecommunications*, 2-5, pp.67-72 (Apr. 1989).
- [9] Tsai, Y.R. and Li, X.S.: Kasami Code-Shift-Keying Modulation for Ultra Wideband Communication, *IEEE Trans. Commun.*, Vol.55, No.6, pp.1242-1252 (June 2007).
- [10] Persson, B., Dodds, D.E. and Bolton, R.J.: A Segmented matched filter for CDMA code synchronization in systems with Doppler frequency offset, *IEEE GLOBECOM'01*, Vol.1, pp.648-653 (Nov. 2001).
- [11] Zhao, W., Kou, Y. and Zhang, Q.: Segmented Matched Filter with Differentially Coherent Combined for PN Code Fast Acquisition, *ISCIT 2009 9th International Symposium*, pp.876-880 (Sep. 2009).



澤 良次

1998 年大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻修士課程修了, 同年三菱電機 (株) 入社。産業システム研究所, 先端技術総合研究所にて, スペクトル拡散技術を適用した無線通信技術, 無線応用センシングの車載システムへの

応用に関する研究開発に従事。



荒木 宏

1983 年甲南大学理学部応用物理学科卒業, 1997 年三菱電機 (株) 入社。路車間通信システムおよび道路交通情報通信システムの研究・開発に従事。現在, 同社先端技術総合研究所勤務。センサ情報処理システムに関する研究に従事。電気学会会員, 技術士 (電気電子部門)。



渡辺 正浩 (正会員)

1982年京都工芸繊維大学工学部電子工学科卒業，同年三菱電機(株)入社。2002年(株)国際電気通信基礎技術研究所(ATR)適応コミュニケーション研究所出向。2006年三菱電機(株)復職。現在，同社先端技術総合研究所勤務。無線アドホックネットワークおよびセンサ情報処理システムに関する研究・開発に従事。2006年より2009年までATR客員研究員，2010年より静岡大学客員教授。博士(工学)。電子情報通信学会会員。



鹿井 正博

1990年大阪大学大学院工学研究科電子工学専攻修士課程修了，同年三菱電機(株)入社。光応用センシングシステムの研究・開発に従事。現在，同社先端技術総合研究所勤務。2006年R&D Magazine社R&D 100 Awards。電気学会，計測自動制御学会，応用物理学会各会員。



平位 隆史

1989年3月京都大学大学院工学研究科数理工学専攻博士後期課程研究指導認定退学。同年三菱電機(株)入社。現在，同社先端技術総合研究所に勤務。セキュリティシステム，設備診断システム，計測システムの研究開発に従事。工学博士。