

56 多値変調を用いた並列組合せSS通信方式に関する一検討

佐々木重信 菊池久和 渡辺弘道 朱近康* 丸林元**

新潟大学 工学部 *中国科学技術大学 **創価大学 工学部

1. まえがき

近年、次世代の移動体通信方式として、スペクトル拡散(SS)方式による符号分割多元接続(CDMA)方式が注目されている。一方、マルチメディアシステムを将来無線環境において実現するために、限られた無線周波数の中で高速データ伝送能力を有する方式の開発が求められている。

このような要求に対して筆者らは、SS方式が持つ耐干渉性、秘話性等の特徴を損なうことなく、高速データ伝送が可能となる方式として、並列組合せSS(以下PC/SSと略す)通信方式を提案してきた¹⁾。PC/SS方式は、データに応じた複数の拡散系列の組合せを送信することにより、1局当たりの周波数利用効率を従来のSS方式に比べて飛躍的に高めることができる。他方、周波数利用効率を高める方法として、多値変調方式がよく知られている。これをPC/SS方式に導入することで、さらに高速のデータ伝送が可能となる。しかし多値変調方式を用いた場合、2値変調方式に比べてSN比に対する誤り率が劣化する²⁾ため、この点を考慮して方式設計を行なう必要がある。

本報告では、PC/SS方式に多値変調を導入した場合の基本的な検討を行う。ここでは、送信する拡散系列の状態の表現にq値AM変調を用いた場合について、システム構成と拡散系列1周期当たりの送信情報ビット数、誤り率特性について明らかにする。

2. q値AM変調を用いたPC/SSシステム

2.1 システムモデル

ベースバンドにおけるPC/SS方式のシステムモデルを図1に示す。なお、データから拡散系列の組合せへの変換には、文献(2)に示した分割写像法を用いるものとした。また1局

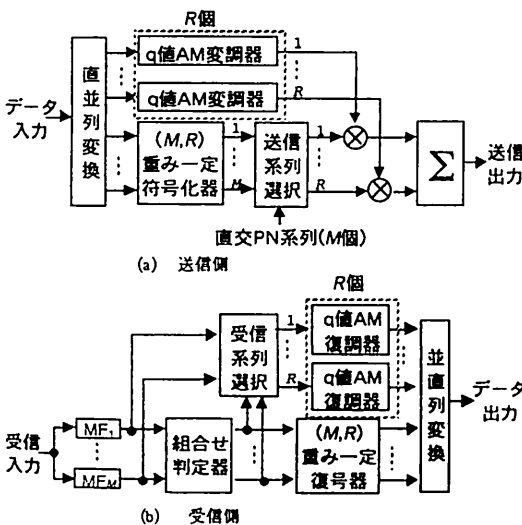


図1 q値AMを用いたPC/SSシステムモデル

に割り当てる拡散系列数をM、送信する系列数をR、拡散系列1周期当たりの送信情報ビット数をKとする。

本システムでは、送信する拡散系列の状態を表現するデータ(以下、状態データと呼ぶことにする)をq値AMで変調し、これを用いて送信する拡散系列を変調する。

ベースバンドにおける送信信号は、文献(1)のPC/SS方式では(R+1)値の信号であったが、本報告で取り扱う方式では、(q-1)R+1値の信号となる。

受信側では、受信信号と割り当てた各系列との相関をとる。そしてこれをもとに、送信された系列の組合せを推定し、組合せのもととなるデータと状態データを復調する。なお復調には、両方とも同期検波を用いるものとした。

2.2 拡散系列1周期当たりの送信情報ビット数

状態データにq値AMを適用した場合、送信する拡散系列1個当たりlog₂qビットのデータを送信することができる。よって、拡散系列1周期当たりの送信情報ビット数Kは、以下の式で表される。

$$K = [\log_2 q]R + \lceil \log_2 M C_R \rceil \quad (\text{bits}) \quad (1)$$

[x]: x以下の最大整数

M=16とした場合のRに対するKの値を図2に示す。q=2の場合は文献(1)のPC/SS方式の場合と同じである。拡散系列長を16とした場合、K≥16であれば1局の周波数利用効率が1以上となる。このようになる最少の送信系列数Rは、q=2の場合R=5であるのに対し、q=4ではR=4、q=8ではR=3と、より少ない送信系列数で周波数利用効率を高められることがわかる。

一方、同様の条件を仮定した場合の最大周波数利用効率を従来の狭帯域方式と比較してみよう。まずq=2の場合、R=11のときにBPSK方式に対して最大1.4倍の周波数利用効率を得ることができる。これに対して、q=4では4値AMに対して最大1.09倍、q=8では8値のAMに対して最大1.02倍の周波数利用効率となり、この点ではPC/SS方式を用いるメリットは低い。

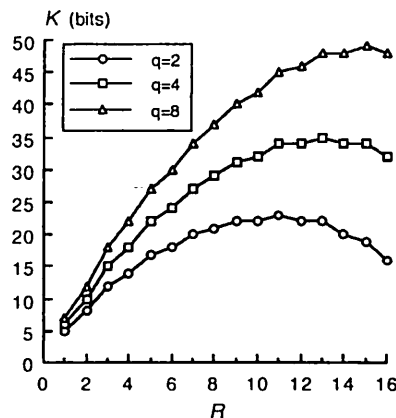


図2 拡散系列1周期当たりの送信情報ビット数(M=16)

3. 誤り率特性

本報告では、加法性白色ガウス雑音(AWGN)通信路における記号誤り率(SER)を求める。本方式における記号誤りは、送信された系列の組合せの推定、または送信された系列の状態の判定のどちらかが誤った場合に生じる。従って記号誤り率 P_E は、送信された系列の組合せを正しく推定する確率を P_{cc} 、送信された系列の状態をすべて正しく判定する確率を P_{cs} とすると、

$$P_E = 1 - P_{cc}P_{cs} \quad (2)$$

で求めることができる。

送信された系列の組合せを正しく推定する確率は、文献(2)より次式で表される。

$$P_{cc} = \left\{ \int_0^\infty \chi^2\left(u; 1, \frac{2KE_b}{RN_0}\right) \left[\int_0^u \chi^2(v; 1) dv \right]^{M-R} du \right\}^R \quad (3)$$

ここで E_b は情報ビット当たりのエネルギー、 N_0 は片側雑音電力密度をそれぞれ表す。

送信された系列1個の状態の判定を誤る確率は、 q 値AM方式の記号誤り率が

$$P_{cs0} = \frac{q}{q-1} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{q^2-1} \frac{KE_b}{RN_0}} \right) \quad (4)$$

で表される³⁾ことから、送信された R 個の系列の状態をすべて正しく判定する確率は、次式で表される。

$$P_{cs} = \left\{ 1 - \frac{q}{q-1} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{q^2-1} \frac{KE_b}{RN_0}} \right) \right\}^R \quad (5)$$

式(3)(5)を式(2)に代入することによって、記号誤り率を求めることができる。

図3に、 E_b/N_0 に対する記号誤り率を求めた例を示す。ここでは、 $M=16$ 、 $K=18$ とし、 R および q を変化させた場合の誤り率特性を求めた。 $q=4$ の場合は、情報ビット当たりSN比が高くなるにつれて $q=2$ の場合よりも誤り率特性が悪くなるが、記号誤り率 10^{-6} における所要SN比では約1.5dBの劣化にとどまっている。これに対して $q=8$ の場合、 $q=2$ の場合よりも大きく誤り率特性が劣化していることがわかる。

この原因について考察してみよう。図4は図3の場合における系列の組合せの推定誤り率 P_{cc} ($=1-P_{cc}$)を太線で、送信された系列1個当たりの状態の判定誤り率 P_{cs0} を細線で示したものである。 K が一定の場合、 q の増加に従って R が小さくなり、系列1個当たりのSN比が増加するため、 E_b/N_0 に対する P_{cs0} は小さくなる。一方 P_{cc} は、 q の増加に伴って大きくなる。

$q=2$ の場合は、 P_{cs0} が P_{cc} よりはるかに小さいため、記号誤り率は P_{cc} とはほぼ同じである。 $q=4$ の場合は、 P_{cs0} と P_{cc} が比較的接近しており、 $q=2$ の場合の P_{cc} にも近い。そのため、記号誤り率において $q=2$ の場合と比べて大きな劣化がないものと考えられる。一方 $q=8$ の場合、 P_{cc} が P_{cs0} よりはるかに小さく、記号誤り率は P_{cs0} の影響を強く受けるため、 $q=2$ 、 $q=4$ の場合に比べて誤り率の劣化が大きくなったものと考えられる。

4. むすび

本報告では、PC/SS方式において、送信する拡散系列の状態を表す部分に多値変調を導入し、その場合のデータ伝送効率、AWGN環境下における誤り率特性について検討した。今後は、送信する系列数と多値変調レベルの設計法、直交

変調の適用、フェージング環境下における特性等について詳しく検討していく予定である。

謝辞 本研究の一部は文部省科学研究費補助金(奨励研究(A)、課題番号06750376)ならびにテレコム先端技術研究支援センターの援助により行われた。ここに感謝する。

文献

- (1) 宋近康、佐々木重信、丸林元：“並列組合せSS通信方式の提案”、信学論(B-II)、J74-B-II、No.5、pp.207-214(1991-05)
- (2) 佐々木重信、宋近康、丸林元：“並列組合せSS通信方式の写像法と復調法に関する検討”、信学論(A)、J75-A、No.4、pp.824-830(1992-04)
- (3) Proakis J.G.: *Digital Communications, 2nd Ed.*, McGraw-Hill(1989)

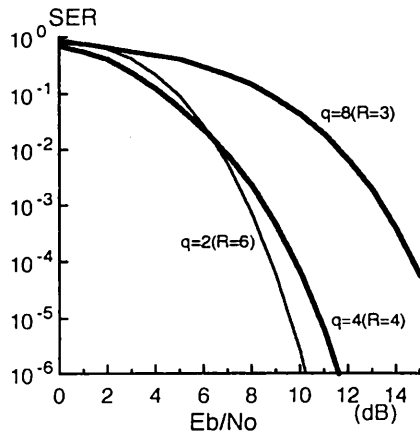


図3 記号誤り率($M=16, K=18$)

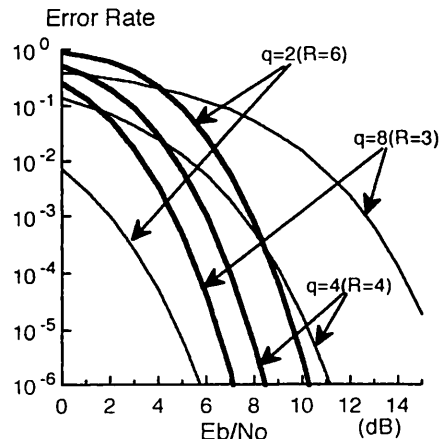


図4 図3における系列の組合せの推定誤り率および送信された1個の系列の状態の判定誤り率