

4-7-4 不均一誤り保護機能を持つ符号化変調装置

4-7-4 Coded Modulation Equipment With Unequal Error Protection

李 還幫 大川 貢

LI Huan-Bang and OHKAWA Mitsugu

要旨

ETS-Ⅷを用いた移動体衛星通信実験のために開発した不均一誤り保護機能を持つモデムについて述べる。このモデムは多次元ブロック符号化変調方式を用い、伝送するデータビットに対して異なる誤り率特性を与える。伝送されるデータビットの一部は他のデータビットよりも伝搬路の誤りに影響されやすいアプリケーションに対して、不均一誤り保護を適用することによって、伝送全体として信頼度を向上できる。本稿では、開発したモデムの原理と構成について述べるとともに、実験室での測定結果と計算機シミュレーションの結果を与え、モデムの特性を明らかにする。

We have developed a prototype modem in preparation for the mobile satellite communication experiments using the Engineering Test Satellite Ⅷ-type (ETS-Ⅷ). The developed modem uses a technique called multiple block coded modulation, which provides unequal error protection among the data bits to be transmitted. This modem is suited for applications where a part of the total data bits is more sensitive to channel errors and thus needs stronger protection than the other data bits do. The principle and the structure of this prototype modem are described. Computer simulation and laboratory measuring results are presented.

[キーワード]

不均一誤り保護, 多重ブロック符号化変調, ビタビ復号, 最小2乗ユークリッド距離, ビット誤り率
Unequal error protection, Multiple block coded modulation, Viterbi decoding, Minimum squared Euclidean distance, Bit error rate

1 まえがき

多くの通信アプリケーションでは、伝送されるデータビットは伝搬路誤りに影響される程度という意味で、異なる重要度を有する。例えば、一つのATMセルに含まれる53バイトのデータの中で、5バイトはセルのヘッドに当たり、セルの識別子や、行き先情報及び他の制御情報が含まれている。ヘッドに誤りが生じると、場合によってセル全体が廃棄されるまでに至ることがある。したがって、5バイトのセルヘッドは他の48バイトのデータよりも重要度が高い。不均一誤り保護(UEP: Unequal Error Protection)は伝送するデータビットの重要度に応じて、2段階又

はそれ以上の誤り保護レベルを提供する技術である。これは重要度の高いビットにより低いビット誤り率(BER: Bit Error Rate)を与えることによって実現される。移動体衛星通信のような信号対雑音の電力比(SNR: Signal-to-Noise Ratio)が絶えず変動する通信環境下において、UEPを適用することによって、通信信頼度を向上させることが期待できる。

本稿では、多重ブロック符号化変調(MBCM: Multiple Block Coded Modulation)を用いたUEPを作り出す方法を用いる[4]。白色ガウス雑音(AWGN: Additive White Gaussian Noise)環境下において、最小2乗ユークリッド距離(MSED: Minimum Squared Euclidean Distance)はBERを

支配するが、多重ブロック符号化変調はまずすべてのデータビットのMSEDを大きくし、その上で更に一部のビットに対してより大きいMSEDを与える特徴がある。以下では、まずMBCMの原理について述べ、次に開発したモデムの構成を示し、最後に実験室で測定したモデムの特性の結果を計算機シミュレーションの結果と比較して、モデムの特性を明らかにする。

2 原理

符号化変調技術は1970年代の末に提案され、トレリス符号化変調(TCM: Trellis Coded Modulation) [1]とブロック符号化変調(BCM: Block Coded Modulation) [2]として知られている。その後、より大きな符号化利得を求めて、多重トレリス符号化変調(MTCM: Multiple Trellis Coded Modulation) [3]とMBCMが提案された。MTCMとMBCMはトレリスの一つのブランチに時間的に連続する複数個のシンボルを割り当てることによって、MSEDを大きくしている。

図1に一般化されたMBCMの符号化後のビットマトリクスとチャンネルシンボルの生成法を示す。情報ビット $a_i (i=1, 2, \dots, (n-1)k+n)$ は行方向に読み込まれ、2行目以下にそれぞれの行におけるパリティ検査ビット $c_l (l=1, 2, \dots, k+1)$ を付け加えた。このマトリクスの横の行をビットレベルと呼び、計 $k+2$ 個のビットレベル ($\ell_1 - \ell_{k+2}$) がある。チャンネルシンボルを作り出す際、縦の1列から時間的に連続する k 個のシンボルを形成する。この k 個のシンボルはビットレベル ℓ_1 と ℓ_2 のビットを共通ビットとして用い、 k 個のシンボルの一つ目と二つ目のビットに割り当てる。そして、各シンボルはレベル $\ell_3 - \ell_{k+2}$ のビットをそれぞれの三つ目のビットとして用いる。以上によって、図1に示されるように縦の1列から k 個のシンボルが生成される。これらのシンボルを8相PSK変調の信号点に割り当てるときに、各ビットレベルはそれぞれ下記の信号点間距離に対応する。

$$\begin{cases} d_1^2(\ell_1) = 4 \times \sin^2(\pi/8) \\ d_2^2(\ell_2) = 2.0 \\ d_3^2(\ell_3) = d_3^2(\ell_4) = \dots = d_3^2(\ell_{k+2}) = 4.0 \end{cases} \quad (1)$$

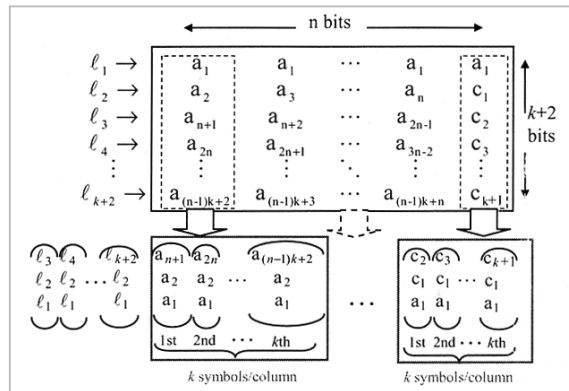


図1 一般化したMBCMのビットマトリクスとチャンネルシンボルの生成法

一方、図1の各ビットレベルのハミング距離を計算する際、レベル ℓ_1 と ℓ_2 のビットが共通ビットとして k 個のシンボルで用いられたため、この二つのレベルのハミング距離はそれぞれが持つブロック符号のハミング距離の k 倍となる。したがって、各ビットレベルのハミング距離は、 $\delta_1(\ell_1) = k \times n$ 、 $\delta_2(\ell_2) = k \times 2$ 及び $\delta_3(\ell_{other}) = 2$ となる。以上の結果を用いて各ビットレベルのMSEDが求められる。

$$\begin{cases} d_E^2(\ell_1) = d_1^2(\ell_1) \times \delta_1(\ell_1) = 4k \times n \times \sin^2(\pi/8) \\ d_E^2(\ell_2) = d_2^2(\ell_2) \times \delta_2(\ell_2) = 4k \\ d_E^2(\ell_3) = d_E^2(\ell_4) = \dots = d_E^2(\ell_{k+2}) = d_3^2(\ell_3) \times \delta_3(\ell_3) = 8.0 \end{cases} \quad (2)$$

上の式からレベル ℓ_1 と ℓ_2 のMSEDは k の値に線形的に比例していることが分かる。したがって、 k を大きくすることによって、レベル ℓ_1 と ℓ_2 のMSEDを増大させることができる。その他のレベルのMSEDは固定値8.0となっているので、 k の値に影響されない。レベル ℓ_1 のMSEDをレベル ℓ_2 のMSEDと同等以上にするため、図1の符号長 n の値を7以上にする必要がある。表1に $n=7, k=2, 4, 6$ のときのビットレベル ℓ_1 と ℓ_2 のMSEDの値を与える。トレードオフとして、 k が大きくなると、伝送効率 R_T (1シンボル当たりの情報ビット数) が下がる。これを同じ表1に与える。ただし、伝送効率 R_T は次式によって計算される。

$$R_T = \frac{n-1}{n} + \frac{1}{k} \quad (\text{bits/symbol}) \quad (3)$$

ここで詳細を省略するが、図1のMBCMに対するビタビ復号は8状態トレリス線図を用いて行

える。ただし、 k の値によってトレリスのブランチ変数が変わる[4]。

表1 レベル l_1 と l_2 のMSEDと伝送効率と k の関係

	MSED(l_1)	MSED(l_2)	$R_T(\text{bits/sym.})$
$k=2$	8.2	8.0	1.36
$k=4$	16.4	16.0	1.11
$k=6$	24.6	24.0	1.02

3 モデムの構成

開発したモデムはベースバンドユニット、IF変調ユニット及びIF復調ユニットの三つからなる。IF変調ユニットはベースバンド信号を140MHzのIF信号に直交変調するためのもので、IF復調ユニットはそれと逆の役割を果たす。以下では特にモデムの中核となるベースバンドユニットについて説明する。

ベースバンドユニットの構成を図2に示す。入力情報ビットはまず重要度に応じて三つのレベルに分けられ、それぞれMBCMのレベル l_1 、 l_2 及び l_{other} に対応させる。また、誤り耐性を高めるため、三つのビット系列に対してそれぞれRS(204, 188)符号及び符号化率1/2の畳み込み符号

を適用する。次にMBCMの符号化操作を行い、出力された三つのビットを用いて8相PSK信号点へのマッピングを行う。さらに、復調側での同期操作を容易にするため、8相PSKのシンボル系列はフレームフォーマット化され、ロールオフフィルタを通過した後、D/A変換を行い、IF変調ユニットに送られる。一方、復調側ではIF復調ユニットからの信号に対してA/D変換を行い、ロールオフフィルタを通過した後、キャリアとクロックが再生される。その後、フレーム同期をとり、MBCMに対するビタビ復号を行う。最後に畳み込み符号に対するビタビ復号及びRS(204, 188)符号の復号を行い、三つのレベルの復号ビットが出力される。ただし、用いられたロールオフフィルタはロールオフ率0.3で、送受信でルート等配分されている。また、キャリアを抽出するためにコスタループを採用した。RS(204, 188)符号と畳み込み符号はスイッチによってオン/オフ切替できる。

同モデムは三つの基本シンボルレート150ksps、600ksps及び1200kspsを持っている。スイッチの切替えによって、どれか一つが選択される。また、他の変調方式と比較するため、ベースバンドユニットにBPSK、QPSK、8-PSK及びBCMも実装した。MBCMについて、 $k=2$ 、4、6のものを実装した。これらの方式の選択は

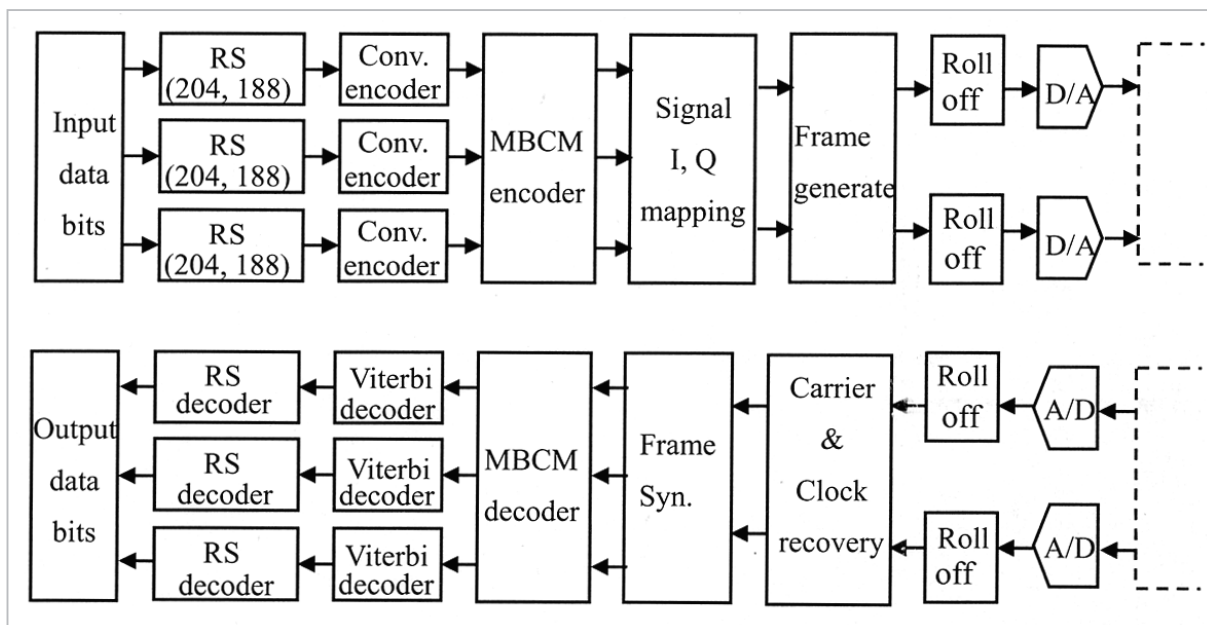


図2 ベースバンドユニットの構成ブロック図

表2 三つの基本シンボルレートにおける各方式の情報速度(誤り訂正符号使用時)

	Transmitted information bit rates (bps)								
	symbol rates = 150 ksps			symbol rates = 600 ksps			symbol rates = 1200 ksps		
	ℓ_1	ℓ_2	ℓ_{other}	ℓ_1	ℓ_2	ℓ_{other}	ℓ_1	ℓ_2	ℓ_{other}
BPSK			65800			263200			526400
QPSK		65800	65800		263200	263200		526400	526400
8-PSK	65800	65800	65800	263200	263200	263200	526400	526400	526400
BCM	9400	56400	65800	37600	225600	263200	75200	451200	526400
MBCM(k=2)	4700	28200	56400	18800	112800	225600	37600	225600	451200
MBCM(k=4)	2350	14100	56400	9400	56400	225600	18800	112800	451200
MBCM(k=6)	1566	9400	56400	6266	37600	225600	12533	75200	451200

すべてパネルに出している選択スイッチから操作できる。表2にこれらの方式が三つの基本シンボルレートをを用いたときの情報ビットレートをまとめた。ただし、ここでRS(204, 188)符号と畳み込み符号をオンとした。畳み込み符号をオフしたときに、表2に示された情報ビットレートはすべて倍になる。ベースバンドユニットとIF変調ユニット及びIF復調ユニット間の接続図を図3に示す。なお、各接続のインタフェース条件

を同図に示した。さらに、本モデムはルータ経由でMPEG-4コーデックとつながる予定で、そのためのインタフェースはベースバンドユニットで用意されている。

4 実験室内での測定結果

上記のモデムの特性を調べるために、実験室内で測定を行った。図4に測定システムのブロッ

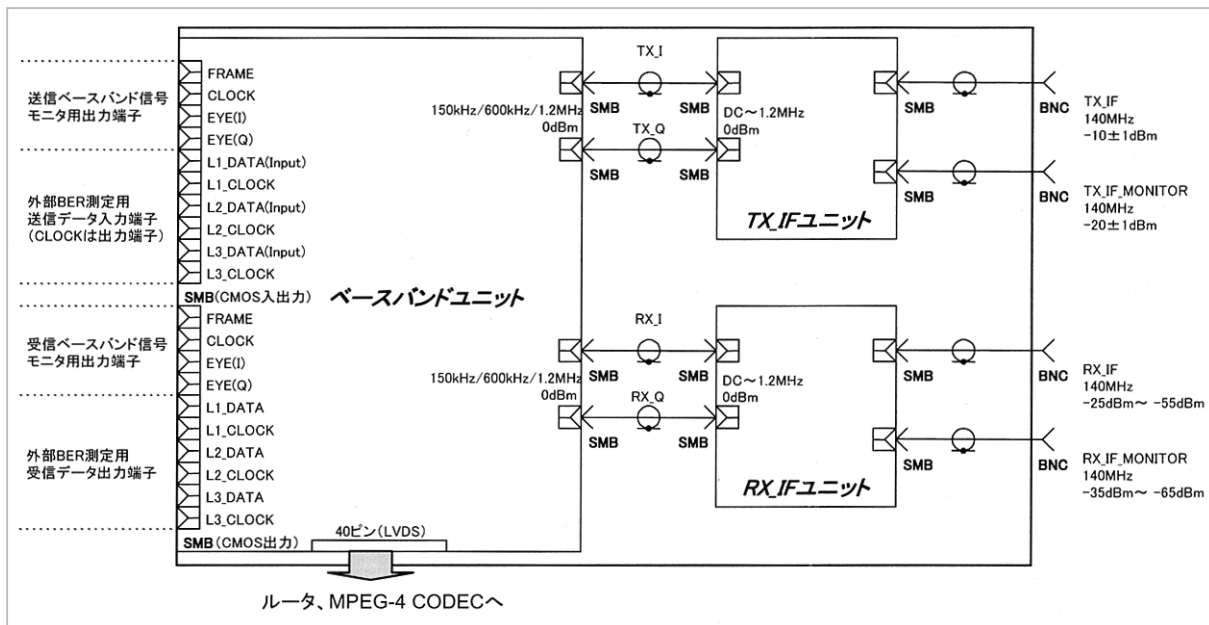


図3 各ユニット間の接続及びインタフェース条件

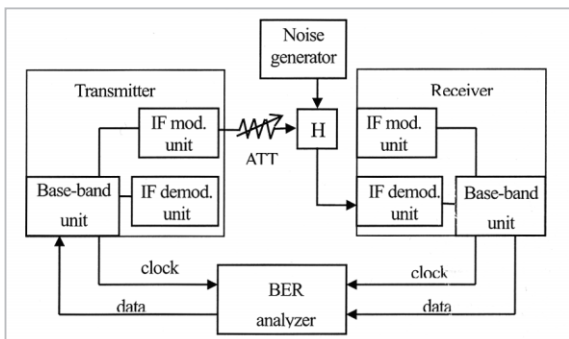


図4 測定システムのブロック図

ク図を示す。そこで、2台のモデムはそれぞれ送信機と受信機として用いられ、SNRを調節するため、送信機の出力に可変抵抗器(ATT)をつないだ。次に、雑音発生器の出力とATTを通った後の送信信号をハイブリッド合成し、これを受信機の入力とする。また、BERを測定するためBERアナライザを用いた。BERアナライザはモデムのクロックに合わせて、データの送信と受信を行う。以下では、測定結果の例を示すが、比較のため計算機シミュレーションの結果を同時に与える。また、ここで誤り訂正符号をオフしたときの結果のみを示す。

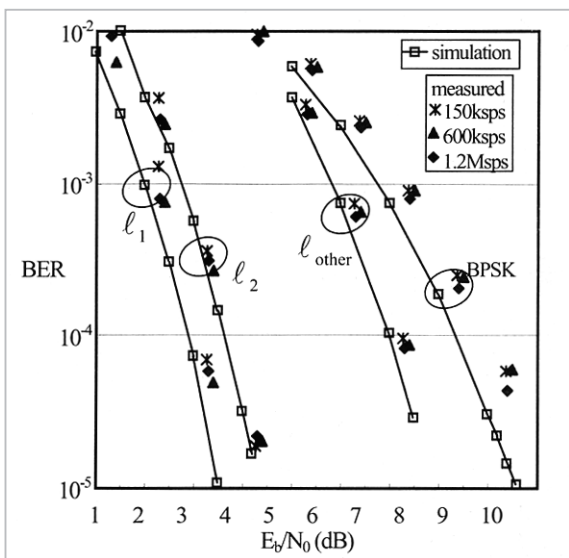


図5 MBCM(K = 6)の各レベルのビット誤り率

図5にMBCMで $k=6$ のときのビットレベル l_1 、 l_2 及び l_{other} のそれぞれのBERを示す。比較のためBPSK変調のBER特性も同じ図に与えた。BPSK変調の伝送効率 1bit/symbol に対して、MBCMの $k=6$ のときの伝送効率は式(3)から計

算でき、約 1.06bits/symbol である。測定は三つの基本シンボルレート 150ksps 、 600ksps 及び 1200ksps に対して行い、おおむね同じBERが得られた。また、計算機シミュレーションの結果と比較すると、測定値の劣化は 0.5dB 以下で小さいことが分かる。BPSK変調と比べると、MBCMは大きいMSEDを有するため、すべてのレベルでBPSKより低いBERを得ている。また、レベル l_1 、 l_2 は他のレベルに比べてBERが大幅に低減された。

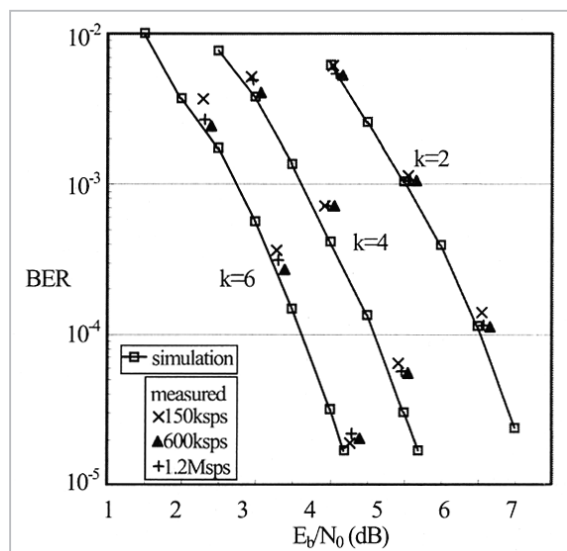


図6 レベル l_2 のビット誤り率に対する k の値の影響

次に、 k の値の影響を調べるために、第6図に $k=2, 4, 6$ のときのレベル l_2 のBERを示した。測定結果から、 k の値が増えるにつれてBERが低減されていることが分かる。また、先と同じように、三つの基本シンボルレートは同等なBER特性を示し、計算機シミュレーションの結果とよく一致した。

5 むすび

本稿では、ETS-VIIIを用いた移動体衛星通信実験のために開発した端局モデムについて述べた。このモデムはMBCM技術に基づいた不均一誤り保護機能を持ち、実験室測定によって、同不均一誤り保護特性を確認した。今後、このモデムの不均一誤り保護特性をMPEG-4画像伝送に適用し、さらにETS-VIIIを用いて実験を行う予定である。

参考文献

- 1 G.Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/ phase signals", IEEE Trans. Inform.Theory, Vol. IT-28, No.1, pp.55-67, Jan. 1982.
- 2 H. Imai and S. Hirakawa, "A new multilevel coding method using error correcting code", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-23, No. 3, pp. 371-377, May 1977.
- 3 D. Divsalar and M.K. Simon, "Multiple trellis coded modulation (MTCM)", IEEE Trans. Commun., Vol. 36, No. 4, pp. 410-419, Apr. 1988.
- 4 H.-B. Li and T. Ikegami, "Multiple block coded modulations and its applications to unequal error protection", J. C. Baltzer AG, Science Publishers, Wireless Networks, No. 6, pp. 31-38, 2000.



李 還幫 (LI Huan-Bang)
無線通信部門鹿島宇宙通信センターモ
バイル衛星通信グループ主任研究員
博士(工学)
衛星通信、変復調、符号化変調



大川 貴
無線通信部門鹿島宇宙通信センターモ
バイル衛星通信グループ主任研究員衛
星通信