

トレリス復号方式の位相連続 FSK 信号リミタディスクリミネータ
復調系への適用性についての検討

正 員 岩波 保則[†]

On the Availability of Trellis Decoding Schemes for Continuous Phase FSK
Signals Employing Limiter Discriminator Detection

Yasunori IWANAMI[†], Member

あらまし トレリス符号化変調方式は、従来、多値 PSK や QAM 信号を中心に適用が行われてきたが、多値位相連続 FSK 信号のリミタディスクリミネータ検波系への検討はあまり行われていなく、その符号化利得も明らかではない。本論文では、まず線形近似モデルによりこの方式の変調パラメータの設計を行い、これをもとに正確な計算機シミュレーションを行って実際の符号化利得および符号化利得を向上させる上での問題点を明らかにする。次にこの方式においてビット誤り率を劣化させる要因となる受信機の IF フィルタリングによる符号間干渉を利用し、これをビタビアルゴリズムにより系列推定する方式を提案する。この場合、送信信号は 2 値の位相連続 FSK 信号である。計算機シミュレーションによりビット誤り率の大きな改善効果を確認した。ビット誤り率および送受信回路の簡単さから考え、後者の系列推定方式の有効性がより高いと考えられる。

キーワード トレリス符号化, 位相連続 FSK, リミタディスクリミネータ, 系列推定, ビット誤り率

1. ま え が き

Ungerboeck⁽¹⁾ によって報告されたトレリス符号化変調方式^{(1),(2)} は当初一様な信号点配置をもつ QAM や MPSK 信号を対象とするものであった。その後 Divsalar and Simon⁽³⁾ によって非一様な信号点配置の場合にも拡張されている。一方、トレリス符号化 FSK 方式については、位相連続 FSK (CPFSK) 信号に対し同期あるいは非同期復調器を使用した場合の検討が行われてきている^{(4)~(6)}。しかし従来から使用されてきているリミタディスクリミネータ復調、積分・放電フィルタリング方式^{(7)~(17)} への適用については、多くの研究はなされていない。これらの中で Simon⁽¹⁰⁾ は送信信号が畳込み符号化された 2 値の CPFSK 信号であるとき、受信側で多値の軟判定ビタビ復号を用いた場合の復号利得について論じている。Tjhung ら^{(12),(13)} はデュオバイナリ FM 方式に対し軟判定ビタビアルゴリズムを用いた BER (ビット誤り率) 改善方式を提案している。これらはいずれも軟判定ビタビ復

号に基づくものであるが、本論文で述べる、送信側におけるトレリス符号化はなく、また受信側狭帯域 IF フィルタによる符号間干渉 (ISI: Intersymbol interference) を系列推定するものではない。

一方 Bozovic Schilling and Ishak⁽¹⁶⁾ は、トレリス符号化変調方式を白色ガウス雑音の加わる 4 レベル CPFSK 方式に適用し、FM 復調の線形モデル近似を用いて BER 特性を求めている。しかし線形モデル近似だけでは FM 信号の IF フィルタリングによる ISI や FM 復調のクリック雑音などが考慮されていない。その後、Schilling, Lomp and Bozovic⁽¹⁷⁾ は同様なモデルに対し、ライスフェージング、IF フィルタリングひずみ (ISI) およびマルチパスフェージングなどの要因を考慮した計算機シミュレーションを行いこの方式を検討している。しかし現実的な設計手法は述べられていなく実際の符号化利得も明らかにされていない。

トレリス符号化 CPFSK 信号リミタディスクリミネータ検波方式の厳密な解析はこの方式固有の非線形性のために困難であるが、本論文では実際の符号化利得を明らかにするため、まず FM 復調の線形近似に基づき BER の上界値を解析的に検討し、変調パラメータの設計を行った。次にこの設計値に基づき正確な計算

[†] 名古屋工業大学電気情報工学科, 名古屋市
Department of Electrical and Computer Engineering, Nagoya
Institute of Technology, Nagoya-shi, 466 Japan

機シミュレーションを行い、実際の BER 特性を検討した。その結果狭帯域 IF フィルタリングによる ISI の影響および FM 復調時における非ガウス性のクリック雑音の影響は極めて大きく、符号化利得を大幅に制限することが明らかとなった。そしてこの方式で設計値通りの符号化利得を得るためには、ISI が起こらないような IF フィルタリングとクリック雑音の影響の少ない高い入力 SNR が必要であることがわかった。

しかし IF フィルタリングによる ISI を少なくするにはフィルタの通過帯域幅を大きくとる必要があり、これは入力雑音の増加による絶対的な BER の劣化につながる。そこで逆に IF フィルタを狭帯域化して ISI を生じさせ、これを系列推定^{(18)~(20)}することにより BER 特性を大きく改善する方式を提案した。この方式では送信側は符号化しない 2 値 CPFSK 信号であり、トレリス符号化方式と同じく、送信電力および送信帯域幅に変化はない。計算機シミュレーションにより BER 特性の大きな改善が確認された。BER 特性および送受信回路の簡単さから考え、系列推定方式の有効性がより高いと考えられる。

2. トレリス符号化 CPFSK 信号のリミタディスクリミネータ、積分・放電フィルタリング復調方式

2.1 送受信システム

システムブロック図を図 1 に示す。情報ビットは順次トレリス符号器 1~N(1~N は皆同一) に入力され、それぞれの符号器の出力は図 2 に示すように配置された四つの信号点のいずれかに割り当てられる。この割当てを表すトレリス線図としては図 3 に示す 2 状態あるいは 4 状態のものを考える。四つの信号点を用いたのは IF フィルタリングによる ISI のため、より多くのレベルを用いてもそれらの分離が難しいからである。伝送路雑音は加法的白色ガウス雑音(AWGN)である。IF フィルタ通過後、リミタディスクリミネータ(Limiter Discriminator; LD) が非同期復調器として用いられ、積分・放電(Integrate & Dump; I&D) フィルタが後置 LPF として用いられる。I&D フィルタの出力値は送信側に同期して順次ビタビ復号器 1~N(1~N は皆同一) によって復号されデータビット列を出力する。

N 台のトレリス符号器および復号器を用いた理由を図 4 に示す。情報はシンボル区間 T_s の位相変化量として送られ、図 4 における隣接した 2 サンプル値間

の位相変化量が受信信号点を作る。IF フィルタ出力の有色化されたガウス雑音により、これらの出力サンプル値間に相関が生じる。もし時間軸上で図 4 (a) のよ

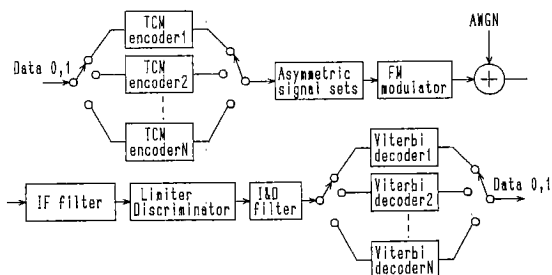


図 1 トレリス符号化 4 レベル CPFSK 信号のリミタディスクリミネータ積分・放電フィルタリング復調方式のブロック図

Fig. 1 Block diagram of trellis coded 4 level CPFSK with limiter discriminator and integrate and dump filter detection.

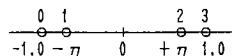


図 2 トレリス符号化 4 レベル CPFSK の信号点配置
Fig. 2 Signal constellation of trellis coded 4 level CPFSK.

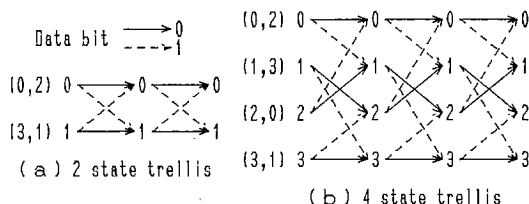
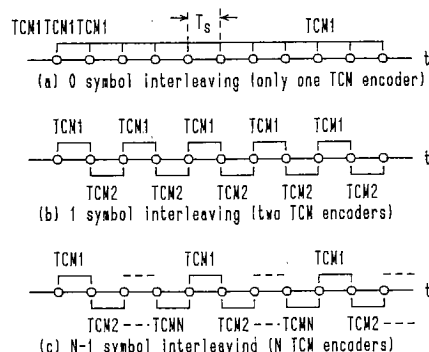


図 3 4 レベル CPFSK に対するトレリス線図
Fig. 3 Trellis diagrams for 4 level CPFSK.



○ Output signal phase at sampling points $t = kT_s$
図 4 時間軸上の送信信号点の配置 (シンボルインタリーブ)

Fig. 4 Signal point allocation on the time axis (Symbol interleaving).

うに TCM の割付けを行ったとすると、二つの隣接する位相変化量同士は互いに相関をもつ。なぜなら、それらは中間のサンプル点を共通に使用しているからである。同図 (b) の TCM の割付けに対しては同一チャンネル (TCM 1 あるいは TCM 2) の二つの連続する位相変化量の間相関は減少する。更に同図 (c) のような割付けを用いると相関は完全に消失する。なぜなら、雑音の相関時間に比べ十分に長いシンボルインタリーブが施されたからである。もちろん TCM 1~TCM 2 は皆同一特性のチャンネルでありビット効率の劣化はない。受信信号点間の雑音の独立性はビタビ復号における復号利得を保証し、MPSK や QAM 方式においては暗黙に仮定されている。なおシンボルインタリーブには N 台の符号器および復号器が必要であるが、これは 1 台の符号器および復号器の時分割的使用によっても解決できる。

2.2 BER の解析

受信信号と伝送路雑音の和は

$$V_1(t) = \sqrt{2}A \cos[\omega_0 t + \phi_s(t)] + N(t) \quad (1)$$

と書ける。但し、 $\sqrt{2}A$ は受信信号の振幅であり、 ω_0 はキャリアの角周波数、 $\phi_s(t)$ は受信信号位相、 $N(t)$ は両側スペクトル密度 $N_0/2$ の AWGN である。また IF フィルタは $B_{IF} = 2f_{IF}$ の両側 3dB 通過帯域幅をもつ。IF フィルタ出力は次式ようになる。

$$V_2(t) = B(t) \cos[\omega_0 t + \phi_s'(t)] + n(t) \quad (2)$$

$$n(t) = x(t) \cos \omega_0 t - y(t) \sin \omega_0 t$$

但し、 $B(t)$ は IF フィルタリング後の FM 信号包絡線、 $\phi_s'(t)$ は IF フィルタリング後の信号位相を表し、 $n(t)$ は帯域制限ガウス雑音を表す。LD の出力は次式となる。

$$V_3(t) = d/dt[\phi_s'(t) + \theta_n(t)] \quad (3)$$

但し $\theta_n(t)$ は出力位相雑音であり

$$\theta_n(t) = \tan^{-1}[Y(t)/(B(t) + X(t))] \quad (4)$$

と表される。また式 (4) において

$$X(t) = x(t) \cos \phi_s' + y(t) \sin \phi_s' \quad (5)$$

$$Y(t) = -x(t) \sin \phi_s' + y(t) \cos \phi_s'$$

であり、 $X(t)$ と $Y(t)$ は互いに独立な平均値 0 のガウス過程でその分散は

$$E(X^2) = E(Y^2) = E(x^2) = E(y^2) = \sigma_n^2 = N_0 B_{IF} \quad (6)$$

で与えられる。入力 SNR が高く式 (4) において $B(t) \gg X(t)$ となる領域では、 $\theta_n(t)$ は次式で近似される。

$$\theta_n(t) \approx Y(t)/B(t) \quad (7)$$

従って LD の出力 $V_3(t)$ は次のように近似される。

$$V_3(t) \approx d/dt[\phi_s'(t) + Y(t)/B(t)] \quad (8)$$

式 (8) は FM 復調の線形近似と呼ばれ実際に高い入力 SNR においては正しい。

式 (8) における信号位相 $\phi_s'(t)$ と振幅 $B(t)$ は IF フィルタリングによって非線形なひずみを受ける。しかし、IF フィルタが FM 信号電力の大部分を通すものとする、これらの非線形ひずみは十分小さいと考えられ、この場合には Bedrosian and Rice⁽²¹⁾ の解析結果から次式の近似が使える。

$$\phi_s'(t) \approx h_L(t) * \phi_s(t) \quad (9)$$

$$B(t) \approx \sqrt{2}A \quad (10)$$

但し、 $h_L(t)$ は IF フィルタの等化低域応答であり、 $*$ は畳込み積分を表す。式 (9) は角度変調信号の線形フィルタリング近似と呼ばれる。

LD の出力はシンボル区間 T_s の間積分され、受信信号点を作る。従って時刻 $t = nT_s$ における I&D フィルタの出力は次式で与えられる。

$$V_4(nT_s) = \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} V_3(t) dt$$

$$\approx [\phi_s'(nT_s) - \phi_s'\{(n-1)T_s\}]$$

$$+ [Y(nT_s) - Y\{(n-1)T_s\}]/(\sqrt{2}A)$$

$$= \Delta\phi_s'(nT_s) - \Delta Y(nT_s)/(\sqrt{2}A) \quad (11)$$

但し

$$\Delta\phi_s'(nT_s) = \phi_s'(nT_s) - \phi_s'\{(n-1)T_s\}$$

$$\Delta Y(nT_s) = Y(nT_s) - Y\{(n-1)T_s\}$$

ここで式 (10) の関係を用いた。

式 (11) における $\Delta\phi_s'(nT_s)$ は IF フィルタリングによる ISI を受け、この影響は送信シンボルパターンにより異なっている。しかし IF フィルタの帯域幅が十分広く ISI の影響がほぼ無視できる場合は式 (11) は

$$V_4(nT_s) \approx \Delta\phi_s(nT_s) - \Delta Y(nT_s)/(\sqrt{2}A) \quad (12)$$

但し

$$\Delta\phi_s(nT_s) = \phi_s(nT_s) - \phi_s\{(n-1)T_s\}$$

と近似できる。ここで $\Delta\phi_s(nT_s)$ は区間 $t = (n-1)T_s \sim nT_s$ の送信信号の位相変化量を表す。式 (12) における $\Delta Y(nT_s)$ の分散は式 (5) と (11) を用いて次式のように計算できる。

$$E\{\Delta Y(nT_s)^2\}$$

$$= 2E\{y_n^2\} - 2E\{y_n y_{n-1}\} \cdot E\{\cos[\Delta\phi_s'(nT_s)]\}$$

$$\approx 2\sigma_n^2 - 2\sigma_n^2 \rho_{nm-1} \cdot E\{\cos[\Delta\phi_s(nT_s)]\} \quad (13)$$

但し、 $y_n = y(nT_s)$ 、 $y_{n-1} = y\{(n-1)T_s\}$ 、 $\sigma_n^2 = E\{y_n^2\}$ であり、 ρ_{nm-1} は二つの雑音サンプル値間の相関係数であり次式で与えられる。

$$\rho_{nm} = R_n[(n-m)T_s]/\sigma_n^2 \quad (|\rho_{nm}| < 1) \quad (14)$$

ここで $R_n(\tau)$ は $y(t)$ の自己相関関数である。

式(12)と(13)を用いて、図2の規格化信号点配置における雑音の分散は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \frac{E\{\Delta Y(nT_s)^2\}/(2A^2)}{(\Delta\omega_{\max} T_s)^2} \\ &= \frac{B_{IF} T_s (1 - \rho_{m-1} \cdot \mu)}{\pi^2 (E_s/N_0) h^2} \quad (15) \end{aligned}$$

但し、 $\Delta\omega_{\max}$ は最大角周波数偏移、 E_s/N_0 シンボルエネルギー対雑音電力スペクトル密度比（入力SNR）、 $h=2\Delta f_{\max} T_s$ は変調指数であり、 $\mu = E\{\cos[\Delta\phi_s(nT_s)]\}$ である。

式(15)はFM復調の線形近似に基づく出力雑音の規格化信号点配置上の分散であり、IFフィルタリングによるISIが無視でき、入力SNRが十分高い領域では正しい。

符号化をしない2値CPFSKの線形近似に基づく誤り率は、式(15)を用いて次式で与えられる。

$$P_b \approx Q(1/\sigma) \quad (16)$$

但し

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-y^2/2) dy$$

次に符号化した場合のBERを考える。ここで送信側インタリーブは十分なされているとする。計算例として図3(a)に示したレート1/2の2状態トレリス符号を考える。BERの一般的な上界式(tight upper bound)は次式で与えられる⁽⁹⁾。

$$P_b \leq \frac{1}{n} Q\left[\frac{d_{free}}{2\sigma}\right] \cdot D^{-d_{free}} \cdot \left. \frac{dT(D, I)}{dI} \right|_{I=1} \quad (17)$$

但しレート1/2の符号に対しては $n=1$ であり、 d_{free} は自由ユークリッド距離、 $T(D, I)$ はトレリスの母関数、 $D = \exp\{-1/(8\sigma^2)\}$ である。図3(a)の2状態トレリスに関しては、 d_{free}^2 は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} d_{free}^2 &= \min[(1+\eta)^2 + (2\eta)^2, (1+\eta)^2 + (2)^2] \\ &= (1+\eta)^2 + (2\eta)^2, 0 \leq \eta \leq 1 \quad (18) \end{aligned}$$

符号化しない場合の自由距離の2乗は $2^2=4$ であるから、 $d_{free}^2 \geq 4$ であるためには $0.6 \leq \eta \leq 1$ でなければならない。ペア状態遷移図^{(9),(22)}を描くことによってトレリスの母関数は次式のように求まる。

$$T(D, I) = 2a(c+d)/(1-2b) \quad (19)$$

但し、

$$\begin{aligned} a &= D^{(1+\eta)^2} \cdot I/2, \quad b = D^{(1-\eta)^2}/2, \quad c = D^{2\eta} \cdot I/2, \\ d &= D^{(2\eta)^2} \cdot I/2 \end{aligned}$$

$T(D, I)$ を I で微分し $I=1$ とおくことによって次式を得る。

$$dT(D, I)/dI|_{I=1} = \frac{D^{(1+\eta)^2} \cdot (D^4 + D^{(2\eta)^2})}{1 - D^{(1-\eta)^2}} \quad (20)$$

母関数 $T(D, I)$ が容易に計算できないときは十分高い出力SNRに対しビット誤り率は次式で近似できる⁽¹⁾。

$$P_b \approx N_{free} \cdot N_b \cdot Q[d_{free}/(2\sigma)] \quad (21)$$

但し N_{free} は距離 d_{free} をもつ誤りパスの総数、 N_b は正しいパスと誤りパスの間のビット差の合計であり、均一誤り率(Uniform Error Probability; UEP)特性⁽³⁾は満足されているとする。またトレリスへのビット割付けは通常、自由距離 d_{free} をもつ正しいパスと誤りパスの間のビット差が最小になるように行われる⁽²³⁾。

2.3 線形モデルによる変調パラメータ設計

ここでは変調指数として $h=0.3$ と $h=0.5$ の2種類を考える。またISIの低減の観点から、IFフィルタとしては方形の理想BPFを考え、帯域幅 B_{IF} として、FM信号の99.9%の電力が通過する値を選ぶ。このとき計算機による数値計算により⁽²⁰⁾、符号化しない2値FM信号に対し $h=0.3$ のとき $B_{IF} T_s=2.0$ 、 $h=0.5$ のとき $B_{IF} T_s=2.8$ となる。なおCarson則によれば帯域幅は変調指数 h がいくら小さくても $2/T_s$ は必要である。図5(a), (b)に4レベルFM信号の電力スペクトル密度 $P(f)$ を示す。4レベルFM信号のスペクトルの集中性は2レベルFMよりも良い。従って同一の送信スペクトル帯域幅に対し4レベルFMは2レベルFMよりも変調指数 h を大きくとれる。このことは実効的な符号化利得が符号化による部分($10 \log_{10}(d_{free}^2/2^2)$ (dB))と変調指数の増加による部分($10 \log_{10}(h_{coded}^2/h_{uncoded}^2)$ (dB))の和からなることを示している。

図6(a), (b)に式(16)および(17)により計算したBER特性を示す。図6より各 E_b/N_0 の値に対しビット誤り率を最小にする最適な h と η の組合せが存在することがわかる。これらから符号化利得の点で送信信号点の配置としては $\eta \approx 0.8$ が適当であると言える。なお $\eta=0.8$ のとき得られる符号化利得は $BER=10^{-5}$ において同図(a)の場合1.65(dB)、同図(b)の場合1.69(dB)である。

2.4 計算機シミュレーション結果

シミュレーション条件としては、送信データはランダムな2値系列、送信データは最大 5×10^6 ビットとし、信号遅延も含め図1のモデルに忠実に従っている。但し、積分・放電フィルタのタイミングは正確にとれ

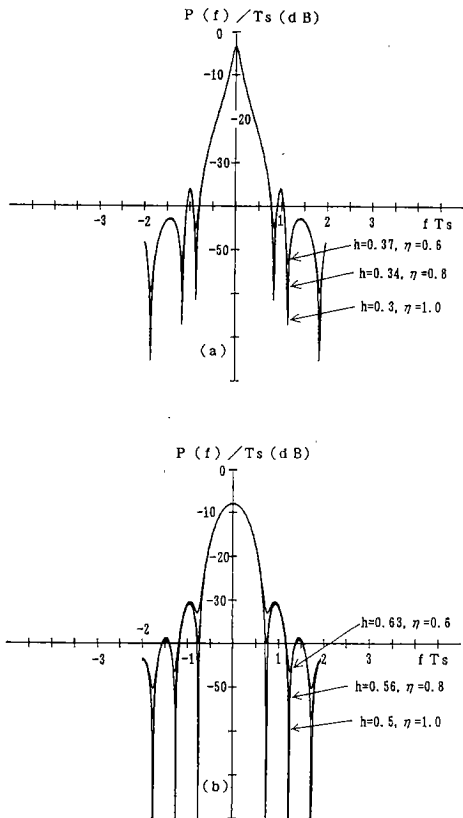


図5 4レベルFM信号の電力スペクトル密度
Fig.5 Power spectral density for 4 level FM signal.

ている。またビタビ復号のパスメモリ長は十分長くとり、図3(a)の2状態トレリスに対し $64T_s$ 、同図(b)の4状態トレリスに対し $256T_s$ とした。このように長いパスメモリ長はシンボルインタリーブと併用された場合、復号遅延に関し問題を生じる可能性もある。

まず、ISIの影響を見るため、図7(a)~(c)に2状態トレリスでIFフィルタを単一同調フィルタ2段従属接続とした場合のシミュレーション結果を示す。図7(a)は正確な結果、(b)はIFフィルタリングひずみ(ISI)のみを除去した結果、(c)はISIのない線形モデルに基づく結果である。また同図(a)には無符号化に対するPawulaの理論値⁽⁷⁾を与える。これらから同図(c)の線形モデルでは存在する符号化利得が、同図(b)の非線形モデルでは減少し、更に実際のモデル(a)では全く存在しなくなることがわかる。同図(b)の現象はスパイク雑音により出力雑音がガウス分布からずれたために起こるものと考えられ、同図(a)においてはISIにより受信信号点が送信トレリス符号化とは無関係に変動するため符号化利得が更に減少する。

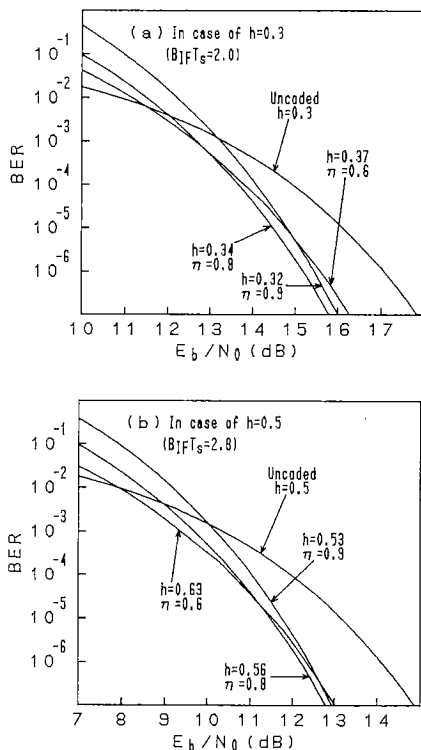


図6 線形近似モデルによる変調パラメータの設計
Fig.6 Design of modulation parameters using linear approximation model.

同図(a)に対する復調波形を図8に示す。

次に2.3の設計法に従い、IFフィルタによるISIを極力減らすためにIFフィルタとして10次のパワースペクトル特性(理想BPFの近似)を用い、FM信号電力の99.9%を通過させるようにした。シミュレーション結果を図9(a)、(b)に示す。図9(a)は符号化しない場合の変調指数が $h=0.3, B_{IF}T_s=2.0$ で図3(a)の2状態トレリスの場合を示す。無符号化に対するシミュレーション値とPawulaの理論値とはよく一致している。同図(a)より入力SNRの低い領域では符号化利得は存在しないが、 E_b/N_0 が高くなるにつれ符号化利得が出てくる様子がわかる。また線形モデルから予測されるシンボルインタリーブの効果も実在している。符号化利得がはっきり出てくるのは入力SNRが高くビット誤り率の低い領域からであり、受信機の動作が線形モデルで近似できる領域からであると言える。同図(b)は同図(a)と同様な条件であるが、図3(b)の4状態トレリスを用いた場合である。符号化利得は更に大きくなるが、やはり同図(a)と同様な現象が見られる。

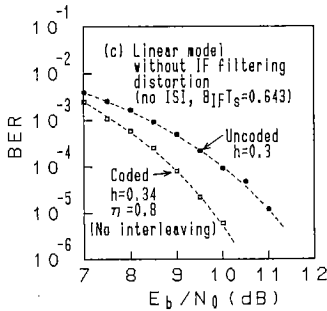
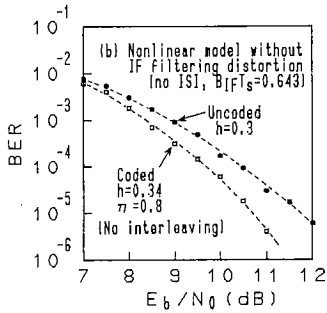
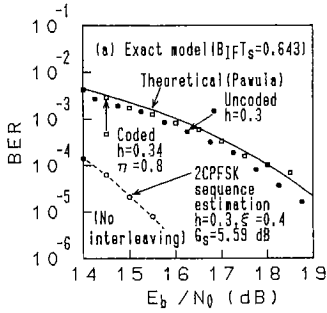


図7 トレリス符号化4レベルCPFSKのビット誤り率特性(単一同調フィルタ2段従属接続IFフィルタ)
Fig.7 BER characteristics of trellis coded 4 level CPFSK (Synchronously tuned single pole IF filter).

図10(a)~(c)は符号化しない場合の変調指数が $h=0.5$, 99.9%帯域幅 $B_f T_s=2.8$ で図3(a)の2状態トレリスの場合のシミュレーション結果を示している。同図(a)は正確なシミュレーション結果を示すが、TCMによる符号化利得は全く存在しない。またインタリーブの効果も出ていない。この場合はISIはほとんどなく、この原因を知るために、図7と同様にISIが存在しない場合のシミュレーションを行ってみた。これを同図(b)に示す。やはり符号化利得はほとんど存在しない。同図(c)にはISIのない線形モデルに基づく結果を示す。これには符号化利得およびインタリー

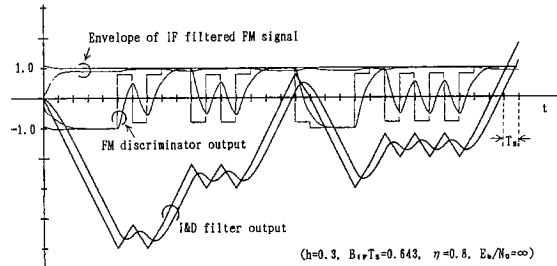


図8 ISI存在時の復調波形(図7(a)に対応)
Fig.8 Output waveforms in the presence of ISI (Corresponding to Fig.7(a)).

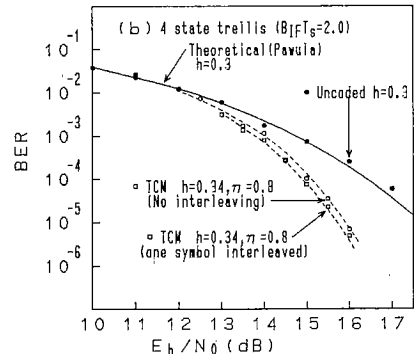
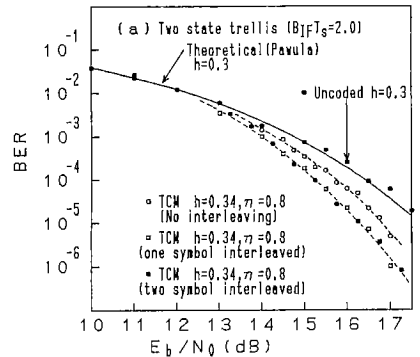


図9 トレリス符号化4レベルCPFSKのビット誤り率特性(10次バターワース特性IFフィルタ)
Fig.9 BER characteristics of trellis coded 4 level CPFSK with LD and I&D filter detection (10th order Butterworth IF filter).

ブの効果が出ている。また同図(c)に式(17)の理論上界値も示す。線形モデルに基づくシミュレーション結果との良い一致を見ている。これらから同図(a), (b)において符号化利得が出ないのは、雑音の確率分布がガウス分布から大きくずれば符号化利得が相殺されたためと考えられる。変調指数 h が大きく帯域幅 $B_f T_s$ が大きくなるほどガウス分布からのずれは大きくなる。し

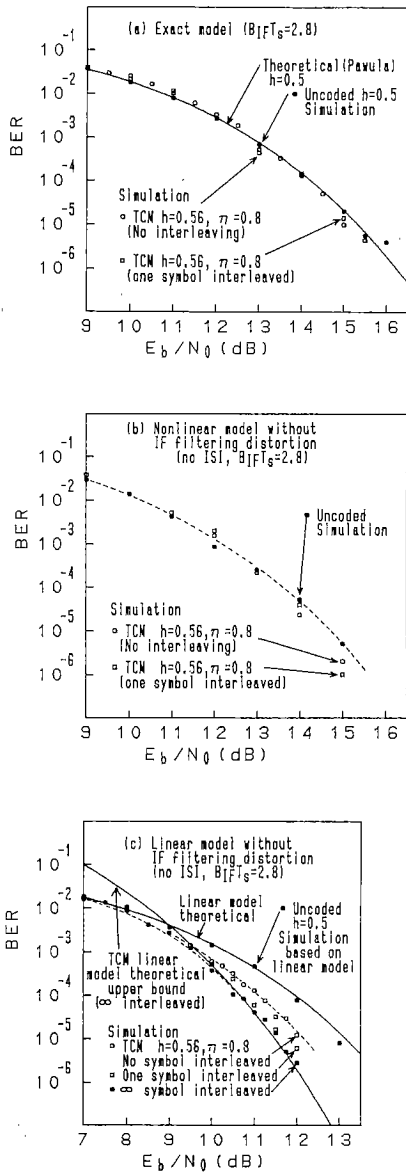


図 10 トレリス符号化 4 レベル CPFSK のビット誤り率特性 (10 次バタワース特性 IF フィルタ)
 Fig. 10 BER characteristics of trellis coded 4 level CPFSK with LD and I & D filter detection (10th order Butterworth IF filter).

しかしこのような場合でも入力 SNR が十分高くなれば出力雑音は線形モデルで予測されるガウス分布に近づき符号化利得が出るが、このときビット誤り率は既に十分低く実用上の対象とはなり得ない。クリック雑音による出力雑音のガウス分布からのずれによる軟判定ビタビ復号の符号化利得の減少は伝送路特性とのミス

マッチとして Simon⁽¹⁰⁾ により既に報告されているが、トレリス符号化方式においてもこの効果は極めて大きいと言える。

以上の検討からトレリス符号化 CPFSK 方式で符号化利得を得るための方策をまとめると以下のように言える。

- ISI の影響が起こらないように IF フィルタリングを行う。
- リミタディスクリミネータが線形モデル動作をするような入力 SNR の領域を対象とする。
- シンボルインタリーブを行う (小さな h の値に対し 1 シンボルインタリーブ程度)。

3. 2 値 CPFSK リミタディスクリミネータ復調, 積分・放電フィルタリング, 系列推定判定方式

3.1 送受信システム

前章の結果からトレリス符号化 4 レベル CPFSK 方式においては ISI の影響を受けないような十分広い IF フィルタ帯域幅が必要であった。しかし一方で帯域幅の拡大は絶対的な BER の劣化をもたらす。そこで考え方を逆にし、通過帯域幅を狭くすることにより生じる ISI を受信側で系列推定して BER 特性を改善できないかと考える。この方式のブロック図を図 11 に示す。送信信号は符号化されていない 2 値の CPFSK 信号である。IF フィルタ, リミタディスクリミネータ, 積分・放電フィルタは前章のものと同じである。このあとで硬判定するのであれば符号化しない Pawula⁽⁷⁾ のモデルと同じであるが, ISI によって引き起こされた受信信号点の変化の流れをビタビアルゴリズムによるシンボル系列推定を行って BER の改善を図るものである。これは IF フィルタを実数の畳込み符号器とみなす立場である⁽²²⁾。この方式を IF フィルタが単一同調フィルタ 2 段従属接続の場合につき考える。このとき IF フィルタの等化低域伝達関数は次式で与えられる。

$$a^2/(f+a)^2 \tag{22}$$

また ISI による受信信号点を図 12(a) に与える。すなわち帯域制限があまり厳しくないときは受信信号点はほぼ四つのレベルに集中する。これはある受信シンボルについて考えたとき、このシンボルに影響を与えるのは主として前 1 シンボルであることによる。つまり図 12(a) で R_0 は $-1 \rightarrow -1$, R_1 は $+1 \rightarrow -1$, R_2 は $-1 \rightarrow +1$, R_3 は $+1 \rightarrow +1$ なる遷移の結果得られた信

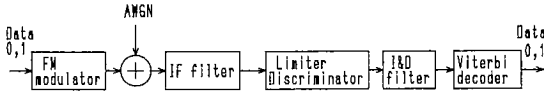


図 11 系列推定による 2 値 CPFSK リミタディスクリミネータ積分・放電フィルタ受信方式のブロック図
 Fig. 11 2 level CPFSK scheme with limiter Discriminator, integrate & dump filter and soft decision sequence estimation.

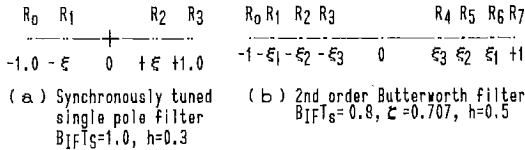


図 12 系列推定方式における ISI 存在時の受信信号点
 Fig. 12 Receiving signal points in the presence of ISI.

号点である。これを直前のシンボルが 0 であったか、1 であったかによって、2 状態のトレリス線図に描くと図 13(a) のようになる。すなわち直前の送信ビットが 0 である状態を状態 0、直前の送信ビットが 1 である状態を状態 1 で表す。このトレリス線図をビタビ復号すれば最小距離を大きくできる。すなわち図 12(a) より硬判定の場合の最小距離の 2 乗は

$$d_1^2 = (2\xi)^2$$

ビタビ軟判定を行った場合は、図 13(a) より

$$d_2^2 = (1+\xi)^2 + (1-\xi)^2 = 2(1+\xi^2)$$

となる。従って軟判定による漸近利得 G_s は次式で与えられる。

$$G_s = 10 \cdot \log_{10}(d_2^2/d_1^2) \quad (\text{dB}) \quad (23)$$

但し、上式は出力サンプル点の雑音が互いに無相関なガウシアンであると仮定した場合の結果である。信号点位置 ξ に対する利得 G_s を図 14 に示す。

以上は受信信号点が ISI の結果近似的に 4 レベルになるとしたが、直前 2 ビットの影響を考えたときには 8 レベルとなり 4 状態トレリスを考えればよい。これを IF フィルタの等化低域伝達関数が 2 次のバターワースフィルタ

$$\omega_c^2 / (s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2) \quad (24)$$

で与えられる場合につき、図 12(b) および図 13(b) で示す。

3.2 計算機シミュレーション結果

系列推定による BER のシミュレーション結果を図 15(a)~(c) に示す。シミュレーション条件は先の 2.4 の場合と同一であり図 11 のモデルに忠実に従って

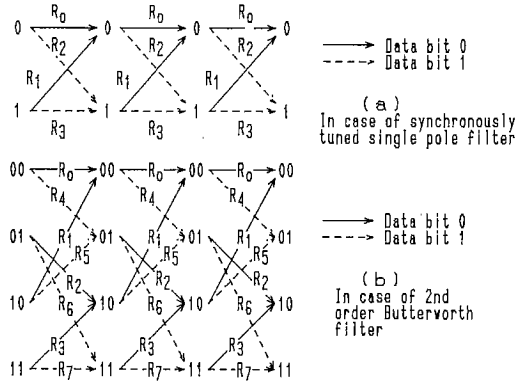


図 13 IF フィルタによる符号間干渉 (ISI) を表すトレリス線図
 Fig. 13 Trellis diagram representing ISI due to IF filtering.

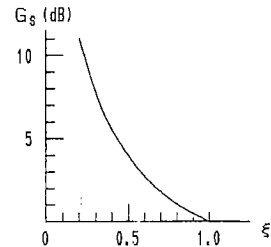


図 14 ISI の系列推定によって得られる漸近利得 G_s (単一同調フィルタ 2 段従属接続 IF フィルタの場合)
 Fig. 14 Asymptotic gain G_s obtained by Viterbi decoding of ISI (In case of synchronously tuned single pole IF filter).

いる。図 15(a) は単一同調 2 段従属接続 IF フィルタで $h=0.3$ の場合である。同図 (b) は単一同調 2 段従属接続 IF フィルタで $h=0.5$ の場合である。同図 (c) は 2 次バターワース IF フィルタで $h=0.5$ の場合である。なおパスメトリック長は同図 (a), (b) および (c) に対しそれぞれ $16T_s$, $16T_s$ および $32T_s$ に選んだ。いずれの場合もビット誤り率の改善に十分な効果があることがわかる。なお同図 (a)~(c) に対し漸近利得 G_s はそれぞれ 3.45(dB), 2.36(dB), 4.73(dB) である。また E_b/N_0 が低いところでは系列推定利得が小さく、高くなるにつれ大きくなるのは、 E_b/N_0 が高いほど出力雑音がガウス分布に近づくためと考えられる。また図 15(c) で Pawula の理論値とシミュレーション値が若干異なっているのは Pawula の適用領域が $B_{IF}T_s \geq 1$ であることによると考えられる。以上からわかるように図 11 のシステムは復調側だけの工夫で BER が改

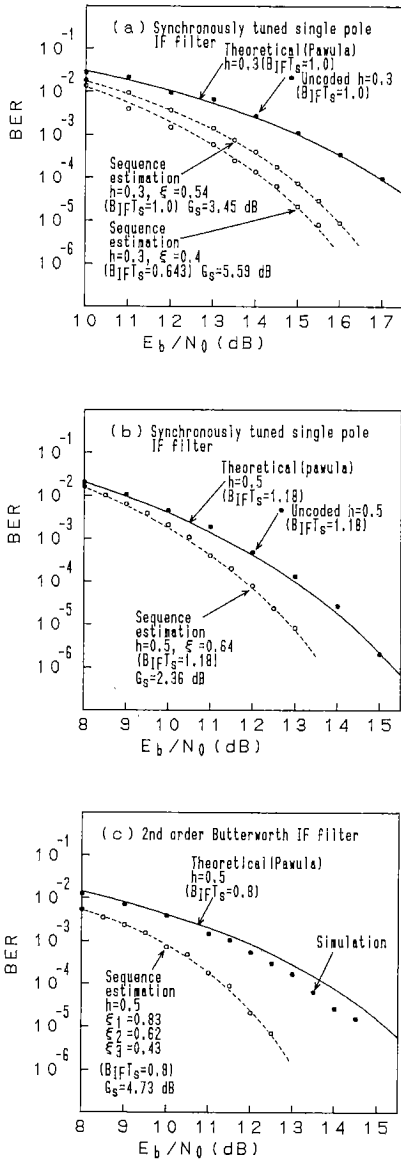


図 15 系列推定による 2 値 CPFASK リミタディスクリミネータ、積分・放電フィルタリング方式のビット誤り率特性
 Fig. 15 BER characteristics of binary CPFASK with LD and I & D filter detection using sequence estimation.

善されその効果も大きい。但し、変調指数 h が大きく入力 SNR の低い領域ではクリック雑音の影響により改善効果は制限される。またこのシステムは基本的にビタビアルゴリズムを用いた最優秀系列推定法^{(18)~(20)}の応用と考えられるが、2 値 CPFASK リミタディスク

リミネータ復調系への適用はまだ報告されていない、また通常の系列推定方式とは、送信側での帯域制限スペクトル成形による ISI ではなく受信側 IF フィルタによる ISI であること、雑音がガウシアンではないことなどが異なる。

4. むすび

トレリス符号化された 4 レベル CPFASK 信号をリミタディスクリミネータで非同期検波し更に積分・放電フィルタリングする復調系に対し、BER 改善上の問題を明らかにした。まず線形モデル近似によりビット誤り率の上界値を導出し、これにより変調パラメータ設計を行った。次にこの設計値をもとに正確な計算機シミュレーションを行い実際のビット誤り率特性を評価した。この結果 IF フィルタリングによる ISI および FM 出力雑音の非ガウス性が符号化利得を大きく損ねる原因であることが判明した。そしてこの方式で符号化利得を得るためには、IF フィルタリングによる ISI を減らし、 E_b/N_0 の高い領域で 1 シンボル程度のインタリーブを用いた方がよいことが明らかとなった。しかし一方でこの方式では、ISI を減らすために IF フィルタ帯域幅が大きくなり最終的な BER 特性が劣化する。そこで逆に帯域幅を狭くして ISI を起こし、IF フィルタをアナログの畳込み符号器とみなして、送信シンボル系列推定を行うことにより、BER 特性を大きく改善する方式を新たに提案した。計算機シミュレーションにより BER 特性を評価した結果大きな改善効果が得られた。この方式では送信側のトレリス符号化変調はならず、受信側のビタビ復号だけで改善効果が得られる。最終的な BER 特性で比較するとき前者のトレリス符号化方式よりも大きな改善効果が得られ、かつ簡単な回路構成で済むことから系列推定方式の有効性が高いと考えられる。

ここで述べた二つの方式において、共通してビット誤り率の改善を大きく制限しているのは、出力雑音の非ガウス性であり、変調指数が大きく E_b/N_0 の低い領域では復号利得が出にくい。今後メトリックを距離の 2 乗和とするのではなく別の尺度を採用することなどにより BER 特性の改善を図る必要がある。また、トレリス符号化と ISI の系列推定方式を別に考えるのではなく組み合わせることにより、復号利得を更に大きくする工夫も必要であろう。

文 献

- (1) Ungerboeck G.: "Channel coding with multilevel/phase signals", *IEEE Trans. Inf. Theory*, **IT-28**, 1, pp. 55-67 (Jan. 1982).
- (2) 笠原正雄: "符号化変調方式 [I], [II], [III]", *信学誌*, **72**, 1, 2, 3 (1989).
- (3) Divsalar D. and Simon M.K.: "Trellis coding with asymmetric modulations", *IEEE Trans. Commun.*, **COM-35**, 2, pp. 130-141 (Feb. 1987).
- (4) Schilling D. L. and Bozovic R.: "On the performance of spectrally efficient trellis coded FM modulation employing noncoherent FM demodulation", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, **SAC-7**, 9, pp. 1318-1327 (Dec. 1989).
- (5) Yang H. H., Moreno F. M. and Taylor D. P.: "Efficient design of trellis coded CPFSK", *IEEE GLOBECOM'90*, San Diego, CA., 907. 3. 1-907. 3. 5 (Dec. 1990).
- (6) Abrishamkar F. and Biglieri E.: "Suboptimum detection of trellis coded CPM for transmission on bandwidth and power-limited channels", *IEEE Trans. Commun.*, **39**, 7, pp. 1065-1074 (July 1991).
- (7) Pawula R. F.: "On the theory of error rates for narrow-band digital FM", *IEEE Trans. Commun.*, **COM-29**, 11, pp. 1634-1643 (Nov. 1981).
- (8) Pawula R. F.: "Refinements to the theory of error rates for narrow-band digital FM", *IEEE Trans. Commun.*, **36**, 4, pp. 509-513 (April 1988).
- (9) Simon M. K. and Wang C. C.: "Differential versus limiter-discriminator detection of narrow-band FM", *IEEE Trans. Commun.*, **COM-31**, 11, pp. 1227-1234 (Nov. 1983).
- (10) Simon M. K.: "The impact of mismatch on the performance of coded narrow-band FM with limiter/discriminator detection", *IEEE Trans. Commun.*, **COM-31**, 1, pp. 28-36 (Jan. 1983).
- (11) Hirono M., Miki T. and Murota K.: "Multilevel decision method for band-limited digital FM with limiter-discriminator detection", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, **SAC-2**, 4, pp. 498-506 (July 1984).
- (12) Tjhung T. T., Yeo K. K. and Wittke P. H.: "Effects of pulse shaping and soft decisions on the performance of digital FM with discriminator detection", *IEEE Trans. Commun.*, **COM-34**, 11, pp. 1116-1122 (Nov. 1986).
- (13) Tjhung T. T., Tan K. J. and Ho L. K.: "Error performance analysis for narrow-band duobinary FM with discriminator detection and soft decision decoding", *IEEE Trans. Commun.*, **37**, 11, pp. 1222-1228 (Nov. 1989).
- (14) Tjhung T. T., Lye K. M., Koh K. A. and Chang K. B.: "Error rates for narrow-band digital FM with discriminator detection in mobile radio systems", *IEEE Trans. Commun.*, **38**, 7, pp. 999-1005 (July 1990).
- (15) Korn I.: "M-ary frequency shift keying with limiter-discriminator-integrator detector in satellite mobile channel with narrow-band receiver filter", *IEEE Trans. Commun.*, **38**, 10, pp. 1771-1778 (Oct. 1990).
- (16) Bozovic R., Schilling D. L. and Ishak A.: "Noncoherent detection of trellis coded continuous-phase multilevel FM", *IEEE ICC'87*, Seattle, WA., 20. 8. 1-20. 8. 5 (1987).
- (17) Schilling D. L., Lomp G. and Bozovic R.: "M-ary trellis coded FSK for narrowband, low errorrate applications", *IEEE ICC'89*, Boston, MA., 18. 2. 1-18. 2. 5 (1989).
- (18) Forney G. D., Jr.: "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequence in the presence of intersymbol interference", *IEEE Trans. Inf. Theory*, **IT-18**, 3, pp. 363-378 (May 1972).
- (19) Kerpez K. J.: "Viterbi receivers in the presence of severe intersymbol interference", *IEEE GLOBECOM '90*, San Diego, CA., 907. 5. 1-907. 5. 5 (1990).
- (20) Benedetto S., Biglieri E. and Castellani V.: "Digital Transmission Theory", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall (1987).
- (21) Bedrosian E. and Rice S. O.: "Distortion and crosstalk of lineally filtered angle-modulated signals", *Proc. IEEE* **56**, pp. 2-13 (Jan. 1968).
- (22) Viterbi A. J. and Omura J. K.: "Principles of Digital Communication and Coding", New York: McGraw-Hill (1979).
- (23) 梅田正敏, 村田 正, 森永規彦: "ビット誤り率の改善を図ったトレリス符号化法", *信学論 (B-I)*, **J72-B-I**, 8, pp. 642-648 (1989-08).

(平成4年6月16日受付)



岩波 保則

昭51名工大・電気卒。昭53同大大学院修士課程了。昭56東北大大学院情報工学専攻博士課程了。工博。昭56名工大・電気助手。昭57同講師。昭62同大電気情報工学科助教授。現在に至る。デジタル通信理論、情報理論の応用、EMC関連の研究に従事。情報理論とその応用学会、IEEE各会員。