地上系デジタル放送用トレリス符号化 OFDM 変調方式とゴースト環境下における伝送特性

正会員 斉藤 正典[†], 正会員 森山 繁樹[†]

A Digital Modulation Method for Terrestrial Digital Broadcasting Systems Using a Trellis Coded OFDM under Multipath Conditions

Masafumi Saito[†] and Shigeki Moriyama[†]

Abstract OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) is a useful digital modulation method for terrestrial digital broadcasting systems, including digital audio broadcasting. Applications of the OFDM can be expanded by combining it with a trellis coded modulation (TCM). This TCM-OFDM system can transmit a much larger number of data bits than a conventional OFDM, causing almost no reduction in bit error rate performance levels within the same frequency bandwidth. This paper describes the way a TCM-OFDM system for terrestrial digital broadcasting systems works and provides results for bit error rate performance simulations. The results under multipath conditions are described in detail.

1. ま え が き

地上系デジタルテレビ放送やデジタル音声放送に適した変調方式として、近年、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) が注目を集めている。OFDM は、互いに直交する多数の搬送波を用いるデジタル変調方式であり、マルチパスに強い、他のサービスに妨害を与えにくく、妨害を受けにくい、周波数利用効率が比較的良好、FFT (Fast Fourier Transform) による変復調処理が可能など、多くの特長がある。

OFDM は、これまで主に通信の分野で研究が行われてきたが¹⁾²⁾、EBU (European Broadcasting

Union) が提案しているデジタル音声放送システムの変調方式として採用されてから³⁾⁴⁾、放送の分野でも注目されるようになった。

OFDM をデジタル音声放送に应用する場合には、OFDM の各搬送波を QPSK 変調すれば十分な伝送容量が得られるが、デジタルテレビ放送への応用において、ある一定の伝送帯域幅の中で十分なビットレートを得るためには、OFDM の各搬送波の変調方式を 16 QAM 等の多値変調とする必要がある。帯域幅一定のままビットレートを増やすとビット誤り率特性は劣化するが、この劣化を最小限に抑える手段として、OFDM の各搬送波をトレリス符号化変調 (Trellis Coded Modulation: TCM)⁵⁾ する方法が有力である。

キーワード: OFDM, トレリス符号化変調, 地上系デジタル放送

1992 年 7 月 30 日, 1992 年テレビジョン学会年次大会で発表

1993 年 3 月 23 日受付, 1993 年 5 月 17 日再受付

[†] NHK 放送技術研究所 (〒157 東京都世田谷区砧 1-10-11, TEL 03-5494-2270)

[†] NHK Science and Technical Research Laboratories (1-10-11, Kinuta, Setagaya-Ku, Tokyo 157, Japan)

トレリス符号化変調は、デジタル変調と誤り訂正の処理を一体のものとして行う技術であり、変調とは独立に誤り訂正を行う従来の方式と比べ優れた誤り率特性が得られる。OFDM では、FFT による変復調処理を行う時点で、デジタル変調信号の振幅と位相が量子化された複素数値によって表現されているため、OFDM の変復調処理とトレリス符号化変調の信号処理を組合せることは比較的容易である。

本論文では、地上系デジタルテレビ放送用変調方式として、多値 OFDM とトレリス符号化変調を組合せた新しい方式を提案し、その伝送特性について検討する。特に地上系デジタル放送伝送路で最も問題となるゴースト環境下における伝送特性については、ゴーストの実測データを基に計算機シミュレーションで求めたビット誤り率特性の詳細な検討結果を報告する。

2. OFDM 方式の一般的特徴

OFDM のスペクトルおよび信号波形を図 1 に示す。各搬送波のスペクトルの中心周波数は、他の搬送波のスペクトルの零点と一致する。全搬送波のスペクトルを加え合わせると、全体として矩形に近い形となる。また時間軸信号波形は多数のデジタル変調波の和となり、ランダム雑音に近似した波形となる。OFDM の伝送シンボルは、有効シンボル期間とガードインターバルから成る。ガードインターバルは、ゴーストによる符号間干渉の影響を軽減するための信号期間である。

ゴースト妨害が問題となる地上系デジタル放送用の変調方式としては、OFDM 以外に、デジタル自動車電話用に検討されてきた GMSK、 $\pi/4$ QPSK 等の単一搬送波方式やスペクトル拡散方式も考えられるが、次のような点が問題となる。まず単一搬送波方式の場合は、ゴーストによる符号間干渉の影響を軽減するために波形等化が不可欠となるが、5 章で述べるようなマルチゴーストを完全に等化するための信号処理はかなり複雑となり、特に移動受信時の選択性フェージングへの対処は極めて困難と考えられる。またスペクトル拡散方式の場合は、放送伝送路において十分な拡散利得を得ようとする、放送用として十分なビットレートを確保することは困難となる。

これに対して多数の搬送波を使用する OFDM では、搬送波 1 波あたりのビットレートが低く、シンボル長が長いことと、ガードインターバルの効果により、波形等化なしでも、ゴーストによる特性劣化は単一搬送波方式よりはるかに少ない⁹⁾。また、次章で述べるように、伝送品質を保ったまま放送用として充分

(a) スペクトル

(b) ベースバンド信号波形

(a) Spectrum, (b) baseband signal waveform.

図 1 OFDM のスペクトルと信号波形
Spectrum and signal waveform of OFDM.

なビットレートを確保することが可能である。さらに単一搬送波方式にない特長として、既存のサービスからの干渉エネルギーが集中する周波数の近傍の搬送波は使用しないことにより、混信保護比を大幅に改善することができる。

3. トレリス符号化 OFDM 方式

本章で提案するトレリス符号化 OFDM 方式では、入力データはまず符号化率 $3/4$ の畳込み符号により符号化され、OFDM の各搬送波に割り当てられる。変復調器の概念的な構成を図 2 に示す。トレリス符号化回路には、図 3 に示すような拘束長 4 ブロックの畳込み符号⁹⁾を用いる。トレリス符号化回路の出力ビットと、OFDM の各搬送波の振幅、位相の対応を図 4 に示す。受信側のトレリス復号は、軟判定ビタビアルゴリズムにより行う。図 2 の構成では、1 個のトレリス符号化回路と復号回路をすべての搬送波で共用することにより、装置構成を簡略化している。トレリス符号化回路と復号回路を各搬送波ごとあるいは複数の搬送波ブロックごとに別々に設けて、符号化回路と復号回路の処理速度を下げる構成も考えられるが、この場合には、受信側におけるビタビ復号回路の装置規模の増大が問題となる。

一般に OFDM においては受信側ですべての搬送波

図2 トレリス符号化OFDM変復調器の構成
Conceptual configuration of the Trellis coded OFDM modulator and demodulator.

図3 トレリス符号化回路の構成(Dは1ビット遅延要素)
Configuration of the Trellis encoder.

		Q	
• 8	• 13	• 12	• 9
• 15	• 10	• 11	• 14
• 4	• 1	• 0	• 5
• 3	• 6	• 7	• 2
		I	

図4 符号化回路出力ビットと送信信号点の対応(数字は2進数 $y_3y_2y_1y_0$ を10進数に変換した値)
Correspondence between the output data of the Trellis encoder and the transmitted signals. (The figures are decimal numbers transformed from binary numbers $y_3y_2y_1y_0$)

の位相を完全に再生することは困難なため、本方式では各搬送波ごとに振幅と位相の基準となるデータを送出し、受信側ではこれを用いて復調を行う。伝送フレームのあらかじめ決められた位置で振幅・位相基準データを送出すれば、受信側では、フレーム同期を再生できれば、基準データを受信することができる。

振幅・位相基準データの送出方法について考えると、全搬送波の基準データを同一シンボルで送った場合、次の2点が問題となる。すなわち、もしこのシンボルがパルスノイズ等で誤ると、次の基準データが受信されるまでの間、復調後データの誤り率が劣化し、長いバースト誤りが発生しやすくなる。さらに、基準デー

図5 振幅・位相基準データ送出方式の例

An example of the transmission method for reference data.

タの値が数種類に限定されている場合には、各搬送波の基準データ位相が同一シンボル内で一致する確率が高くなり、大きな信号ピークが発生しやすくなる。信号ピークレベルの増大は、特に非線形伝送路において特性劣化の原因となる。

以上のような問題点を解決するために、本方式においては図5に示すように、振幅・位相基準データを有効送信データの中にインタリーブした形で送る。図5の例では、搬送波の総数は448であり、各シンボルごとに448個のうち1/8に当たる56個の搬送波で基準データが送られる。したがって、フレーム同期用シンボルを除いて、各シンボルは56個の基準データキャリアと392個の有効データキャリアから成る。1個のキャリアについて見ると、8シンボルに1回の頻度で基準データが送られる。

移動受信を考慮した場合、基準データの送出間隔は、伝送路のコヒーレンス時間より充分短くなければならない。コヒーレンス時間 t_c は移動受信波の時間軸方向の相関が保たれる最大の時間間隔であり、次式で与えられる³⁾。

$$t_c \approx 1/f_D = \lambda/v \quad (1)$$

ただし f_D : 最大ドップラ周波数

λ : 無線周波数における信号の波長

v : 移動体の速度

例えば信号周波数を 91.25 MHz (VHF テレビ第 1 チャンネルの映像周波数), v を 100 km/h, OFDM のシンボル長を 160 μ s, 基準データ送出頻度を 8 シンボルに 1 回とすると, t_c は 118.4 ms, 基準データ送出間隔は 1.28 ms となり, 基準データの送出間隔はコヒーレンス時間より充分短くなる。

基準データの値としては, 原理的には信号空間内の任意の点を用いることができるが, 次章で述べるシミュレーションにおいては, 16 QAM の信号点のうち最大振幅の 4 個の信号点を基準データとして用いている。

4. ビット誤り率特性に関する計算機シミュレーション

前章で述べたトレリス符号化 OFDM を含む多値 OFDM の各方式について, 計算機シミュレーションによりビット誤り率特性を求めた。

4.1 シミュレーションの系統および伝送パラメータ

シミュレーションの系統を図 6 に示す。

シミュレーションは, TCM-16 QAM-OFDM, 16 QAM-OFDM, DQPSK-OFDM, D 8 PSK-OFDM の 4 方式について行った。TCM-16 QAM-OFDM は前章で述べたトレリス符号化 OFDM 伝送方式を表

し, 16 QAM-OFDM は, OFDM の各搬送波を 16 QAM 変調し, トレリス符号化は行わない場合を表す。また DQPSK-OFDM および D 8 PSK-OFDM は, それぞれ各搬送波を QPSK, 8 相 PSK 変調し, 差動復調によってデータを受信した場合を表す。DQPSK-OFDM および D 8 PSK-OFDM の差動復調は, 各搬送波ごとに隣接シンボル間の位相回転を基に受信データ値を判定している。DQPSK-OFDM 方式は, 移動体デジタル音声放送用として EBU から提案されている方式である。また, 5 章では特性比較のために, DQPSK-OFDM と同じ帯域幅とビットレートを持つ単一キャリアの DQPSK についても同様の計算を行った。

どの方式においても波形等化は行っていない。シミュレーションで用いた伝送パラメータの値は以下の通りである。

伝送帯域幅	: 3.5 MHz
搬送波数	: 448
有効シンボル長	: 128 μ s
ガードインタバル長	: 32 μ s

4.2 ガウス雑音を加えたときのビット誤り率特性と各方式の有効ビットレート

白色ガウス雑音のみが存在する伝送路における, 各 OFDM 方式のビット誤り率特性および各方式の有効

図 6 シミュレーション系統図
System configuration of the simulation.

図7 ガウス雑音を加えたときのビット誤り率特性と各方式の有効ビットレート
Bit error rate performance in a Gaussian channel and the effective bit rates of the OFDM systems.

ビットレートを図7に示す。

図7の有効ビットレートは4.1節で述べた伝送パラメータを用いた場合の値である。スペクトル利用効率、TCM-16 QAM-OFDMが2.1 b/s/Hz、DQPSK-OFDMが1.6 b/s/Hzとなる。例えば帯域6 MHzのNTSC方式テレビ放送の空きチャンネルでTCM-16 QAM-OFDMを用いると、12.6 Mb/sのデータを送ることができる。TCM-16 QAM-OFDMの有効ビットレート R は、有効シンボル長を t_s 、ガードインタバル長を t_G 、搬送波数を N_c 、振幅・位相基準データの送出頻度を n_R シンボルに1回とすると、次のように計算される。

$$R = \frac{3N_c}{t_s + t_G} \cdot \frac{n_R - 1}{n_R} \quad (2)$$

ただし、フレーム同期用シンボルによる損失は考慮していない。

TCM-16 QAM-OFDM方式の伝送ビットレートは、ガードインタバル長や基準データ送出頻度の値を変更すると、ある程度増やすことが可能である。まずガードインタバル長については、ゴーストの実測結果より、VHF第1チャンネル無指向性アンテナで受信した場合、 D/U 20 dBよりレベルの大きなゴーストの99%程度は遅延時間が16 μ s以下であり⁶⁾、ガードインタバル長を16 μ s程度まで短くしてもOFDM方式のビット誤り率特性はほとんど劣化しないと考えられる。また基準データに関しては、特に固定受信の場合、基準データの送出頻度をかなり低くしてもTCM-16 QAM-OFDMの復調は可能と推測される。そこ

図8 ビタビ復号器の拘束長を変化させたときのTCM-16 QAM-OFDMのビット誤り率特性
Bit error rate of TCM-16 QAM-OFDM for different values of the Viterbi decoder constraint length.

で、例えばガードインタバル長を16 μ s、基準データ送出頻度を16シンボルに1回とすると、(2)式より帯域幅6 MHzあたりのTCM-16 QAM-OFDMのビットレートは15 Mb/sとなる。

図7において、OFDMの多値化によりDQPSK-OFDMのビットレートを1.3~1.5倍程度に増やす場合を考えると、D8PSK-OFDMと比べてTCM-16 QAM-OFDMの性能は格段に優れていることがわかる。さらに C/N が16 dB以上の範囲では、TCM-16 QAM-OFDMのビット誤り率はDQPSK-OFDMよりも小さな値となる。

TCM-16 QAM-OFDMのビット誤り率を、受信側のビタビ復号器の拘束長を変化させながら計算すると、図8に示すような特性が得られる。この結果から、TCM-16 QAM-OFDMのビタビ復号における受信拘束長は20ブロック以上とすれば充分であることがわかる。ただし1ブロックは符号語4ビットに相当する。本報告のシミュレーションにおいては、受信拘束長は25ブロックとしている。

なお図7のDQPSK-OFDMのシミュレーション結果は、1 dB程度の装置化マージンを見込めば、デジタル音声放送用に開発したDQPSK-OFDM変復調器による実測値とほぼ一致することを室内実験により確認した。

5. ゴースト環境下における誤り率特性

伝搬路にゴースト信号が存在する場合のトレリス符号化OFDM方式のビット誤り率特性を調べるため

に、VHF 帯のゴースト実測データをもとに計算機シミュレーションを行った。シミュレーションの系統および伝送パラメータの値は 4 章と同様である。

5.1 都市部における VHF 帯遅延伝搬特性の測定

東京エリアにおいて現行の VHF・TV 放送電波を受信して遅延伝搬特性の測定を行った。ビット誤り率のシミュレーションには、このうち VHF 第 1 チャンネル(映像周波数 91.25 MHz)の測定結果を用いた。

受信アンテナには、通常の VHF・TV 受信用の指向性アンテナと、無指向性のホイップアンテナを用いた。また、測定は測定車が停止の状態で行った。測定地域を図 9 に示す。測定地域は、送信点からの距離、受信点の周囲状況等なるべく偏りが生じないように選ばれた。測定地点数は全部で 100 地点である。

測定にはテレビ信号用ゴーストアナライザを使用し各測定地点ごとに図 10 に示すような遅延プロファイルを求めた。ゴーストアナライザの遅延時間分解能は $0.1 \mu\text{s}$ である。各地点の遅延プロファイルはそれぞれ有限本数のゴースト信号の和と見なすことができる。複数のゴースト信号の和として表現されるゴースト信号を、本章ではマルチゴーストと呼ぶ。

遅延プロファイルの統計的性質は、ゴーストの平均遅延時間 τ_m と標準偏差 σ により表される。 τ_m と σ は次式により計算される⁷⁾。

$$\tau_m = \frac{\sum t_i (D/U)_i^{-1}}{\sum (D/U)_i^{-1}} - t_1 \quad (3)$$

$$\sigma = \left[\frac{\sum (t_i - t_1 - \tau_m)^2 (D/U)_i^{-1}}{\sum (D/U)_i^{-1}} \right]^{1/2} \quad (4)$$

図 9 ゴースト測定地域
Ghost measurement area.

図 10 遅延プロファイルの例
An example of delay profile.

表 1 平均遅延時間 τ_m と標準偏差 σ の 100 地点の平均値

Average values of average excess delays τ_m and standard deviations σ of the 100 measurement spots.

受信アンテナ	指向性	無指向性
平均遅延時間 τ_m (μs)	0.93	1.36
標準偏差 σ (μs)	0.44	1.82

ただし t_i : i 番目のゴーストの到着時刻
 $(D/U)_i$: i 番目のゴーストの D/U
 t_1 : 最初に受信点に到達した受信波の到着時刻
 Σ : 遅延プロファイルに関する総和

表 1 に VHF 第 1 チャンネルに関し、 τ_m と σ の 100 地点の平均値を示す。

5.2 ゴースト環境下における各方式のビット誤り率の比較

サービスエリア内の平均的なゴースト環境下における TCM-16 QAM-OFDM, DQPSK-OFDM, DQPSK の性能を比較するために、無指向性アンテナの場合について、典型的マルチゴーストモデルを次のようなアルゴリズムで求めた。

- ① 100 地点すべてのゴースト信号を遅延時間が短い順に 100 本カウントする。
- ② その 100 本のゴーストについて、 D/U で重み付けした平均遅延時間 τ_1 と平均 D/U p_1 を計算する。
- ③ 遅延時間 τ_1 の位置に D/U p_1 のゴーストを立てる。
- ④ ① でピックアップされた 100 本のゴースト信号を全体から除いて、残りのゴースト信号について①～③の手順を繰り返す。
- ⑤ 100 地点の平均ゴースト本数に等しい数のゴースト

図 11 典型的マルチゴーストとガウス雑音を加えたときのビット誤り率特性

Bit error rate performance under the multi-ghost model and Gaussian noise.

ストが立つまで④を繰り返す。

このようにして求めたマルチゴーストモデルの平均遅延時間 τ_{m0} および標準偏差 σ_0 はそれぞれ $1.51 \mu\text{s}$, $1.23 \mu\text{s}$ となり、表 1 の 100 地点平均値にかなり近似した値となる。

図 11 に上記マルチゴーストモデルとガウス雑音を加えた場合の TCM-16 QAM-OFDM, DQPSK-OFDM, DQPSK のビット誤り率特性に関するシミュレーション結果を示す。単一キャリア方式である DQPSK の特性は、 C/N にかかわらず、マルチゴースト信号によって大きく劣化する。一方、TCM-16 QAM-OFDM と DQPSK-OFDM は、DQPSK と比べゴーストの影響を受けにくいことがわかる。誤り保護を行わない場合のビット誤り率が 10^{-3} であれば、符号化率 70~80% の適当な誤り訂正符号を用いて、実用上問題ない誤り率まで改善することができる。例えば (272, 190) 差集合巡回符号を用いると、有効ビットレートは図 11 に示した値の約 70% に低下するが、誤り訂正前のビット誤り率が 10^{-3} であれば、訂正後のビット誤り率は 10^{-12} 程度となる⁸⁾。そこで 10^{-3} を受信品質の目安と考えると、TCM-16 QAM-OFDM と DQPSK-OFDM のマルチゴーストモデルによる特性劣化は、それぞれ 4.1 dB, 2.8 dB となる。なお DQPSK のビット誤り率は、ゴーストがない場合には DQPSK-OFDM とほぼ同じとなる。

図 12 指向性アンテナで受信した場合の各場所率における TCM-16 QAM-OFDM のビット誤り率特性

Bit error rate performance of TCM-16QAM-OFDM for different values of the location rates in case the receiving antenna is directional.

5.3 場所率を設定したときの所要ゴーストマージン

ゴーストによる特性劣化を補償するための所要送信電力の増分をゴーストマージンと定義し、ある場所率でサービスエリアをカバーするのに必要なゴーストマージンの値を検討した。

場所率は次のように定義した。OFDM の誤り率特性がマルチゴーストにより劣化する場合、劣化量に影響を与える要因としては、希望波電力とマルチゴースト総電力の比 ($D/\Sigma U$) が支配的となる。したがって 100 個のゴースト測定地点を、($D/\Sigma U$) が大きい順に第 1 地点から第 100 地点まで順番に並べると、第 1 ~ 第 $n-1$ 地点におけるビット誤り率特性の劣化量は、第 n 地点の劣化量より小さくなるものと推定される。そこで、第 n 地点で測定されたマルチゴーストを場所率 $n\%$ のマルチゴースト、第 n 地点におけるビット誤り率特性を場所率 $n\%$ のビット誤り率特性と定義する。($D/\Sigma U$) の値がほぼ等しい 2 地点については、遅延時間の標準偏差 σ の値によって順番が入れ替わることもごくまれにあり得るが、この点は考慮しない。

場所率 $n\%$ のビット誤り率特性において、ビット誤り率がある値以下となるようにゴーストマージンを設定すれば、全地点の $n\%$ でこの誤り率をクリアできることになる。前述のように測定地点は VHF 第 1 チャンネルのサービスエリア内でほぼ均一に選ばれて

図 13 無指向性アンテナで受信した場合の各場所率における TCM-16QAM-OFDM のビット誤り率特性

Bit error rate performance of TCM-16QAM-OFDM for different values of the location rates in case the receiving antenna is non-directional.

いるので、全測定地点の $n\%$ をカバーできれば全サービスエリアの約 $n\%$ をカバーできると推定することができる。

図 12 に TCM-16 QAM-OFDM を指向性アンテナで受信した場合のシミュレーション結果を示す。図 12 において、例えば第 1～第 90 地点の C/N 対ビット誤り率特性は、ゴーストなしの場合の曲線と場所率 90% の曲線の間にはさまれた領域の中に存在すると考えられる。再びビット誤り率 10^{-3} を受信品質の基準と考えると、ゴーストがない場合には、サービスエリア端における所要 C/N は 14.0 dB であるが、場所率 90%、94%、98% のマルチゴーストに対する所要 C/N は、それぞれ 15.8 dB、17.2 dB、30.0 dB となる。したがって場所率 90%、94%、98% でサービスエリアをカバーするための所要ゴーストマージンは、それぞれ 1.8 dB、3.2 dB、16.0 dB となる。したがって、指向性アンテナで受信する場合には、4 dB 程度のゴーストマージンを見込んで送信電力を設定すれば、サービスエリアの大部分で良好な受信が可能であると推定される。一方、東京エリアのような都市部において、場所率を 94% から 98% まで上げようとする、所要ゴーストマージンの値は急激に増加することがわかる。

図 13 は、TCM-16 QAM-OFDM を無指向性アンテナで受信した場合のシミュレーション結果である。図 13 では、ビット誤り率 10^{-3} における場所率 70%、

表 2 ゴーストマージンのシミュレーション結果
Simulation results of the ghost margin.

受信アンテナ	指向性			無指向性		
場所率 (%)	90	94	98	70	80	90
$D/\Sigma U$ (dB)	10.6	8.7	2.6	8.4	5.3	2.3
ゴーストマージン (dB)	1.8	3.2	16.0	3.6	4.8	13.9

80%、90% の所要ゴーストマージンは、それぞれ 3.6 dB、4.8 dB、13.9 dB となり、場所率 80% と 90% の間で所要ゴーストマージンが急激に増加する。

図 12 と図 13 より、都市部で TCM-16 QAM-OFDM 方式を用いる場合、ゴーストがないと仮定したときの所要送信電力に加えて、5 dB 程度のゴーストマージンをとれば、固定受信機の約 95%、可搬型受信機の約 80% に完全な映像と音声を提供可能であると推定される。同時に都市部において、指向性アンテナを用いた場合でも、 10^{-3} における所要 C/N を 10 dB 以上増加させるような大きなマルチゴーストが、全サービスエリアの数%程度で存在することも推定されるが、今回のゴースト測定地点数は 100 地点と限られた数であるため、この点に関してはさらに調査が必要である。

表 2 に、計算に用いたマルチゴーストの $(D/\Sigma U)$ の値と、ゴーストマージンの計算結果をまとめて示す。

6. む す び

本論文で提案した TCM-16 QAM-OFDM 方式を用いると、従来の DQPSK-OFDM 方式とほとんど同等の伝送品質を保ちながら、同一伝送帯域幅あたりのビットレートを 1.3～1.4 倍に増やすことが可能であることを示した。また、ゴーストの実測データを用いたシミュレーションの結果により、マルチゴーストによるビット誤り率特性の劣化量に関しても、 C/N 換算で、TCM-16 QAM-OFDM と DQPSK-OFDM は大きな差はないことがわかった。さらに、受信アンテナが指向性の場合と無指向性の場合のそれぞれについて、一定の場所率で良好なサービスを提供するための所要ゴーストマージンを求めた。5 章で述べた場所率ごとのゴーストマージンを求める手法は、他の地上系デジタル放送システムにも適用可能であり、例えば、DQPSK-OFDM による地上系デジタル音声放送に関しても、同様なゴーストマージンを設定することができる。今後、ゴーストの測定地点数を増やし、アナログテレビ放送等からの混信の影響も考慮に入れば、サービスエリア端における所要 C/N を一層正

確に求めことができると考えられる。

今後は、実験装置による検証を進めるとともに、拘束長のより長い畳込み符号を用いる TCM-OFDM 方式、各搬送波をより多値化した 32 QAM-TCM-OFDM 等の方式、基準データの送出頻度や復調方式、移動受信時のフェージング伝送路における誤り率特性等について検討する予定である。

最後に、日頃御指導を頂く、当研究所 河本主幹研究員、ディジタル放送方式研究部 山田部長、山崎副部長、佐々木主任研究員に厚く御礼申し上げる。

〔参 考 文 献〕

- 1) S. B. Weinstein, Paul M. Ebert: "Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform", IEEE Trans. Commun., **COM-19**, 5, pp. 628-634 (Oct. 1971)
- 2) Botaro Hirosaki: "An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform", IEEE Trans. Commun., **COM-29**, 7, pp. 982-989 (July 1981)
- 3) Bernard Le Floch, Roselyne Halbert-Lassalle, Damien Castelain: "Digital Sound Broadcasting to Mobile Receivers", IEEE Trans. Consum. Electron., **35**, 3, pp. 493-503 (Aug. 1989)
- 4) M. Alard, R. Lassalle: "Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for Mobile Receivers", EBU Review-Technical, No. 224 (Aug. 1987)
- 5) Gottfried Ungerboeck: "Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets", IEEE Commun. Magazine, **25**, 2, pp. 5-21 (Feb. 1987)
- 6) 斉藤, 森山, 山田: "ゴースト環境下における OFDM 伝送方式の誤り率特性", 平 3 信学秋大, B-231
- 7) Donald C. Cox, Robert P. Leck: "Distributions of Multipath Delay Spread and Average Excess Delay for 910-MHz Urban Mobile Radio Paths", IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-23**, 2, pp. 206-213 (Mar. 1975)
- 8) 山田: "符号化伝送方式文字放送用誤り訂正符号", 信学論 (B), **J67-B**, 4, pp. 439-446 (1984)
- 9) M. Saito, S. Moriyama, O. Yamada: "A Digital Modulation Method for Terrestrial Digital TV Broadcasting Using Trellis Coded OFDM and Its Performance", IEEE Globecom '92 Conference Record, pp. 1694-1698 (Dec. 1992)

さいとう まさみち
斉藤 正典 昭和 54 年、東京大学工学部電子工学科卒業。同年、NHK に入局。岡山放送局を経て、昭和 57 年より、同放送技術研究所に勤務。以来、データ放送、有料放送、ディジタル放送伝送方式の研究に従事。正会員。

もりやま しげき
森山 繁樹 昭和 58 年、豊橋技術科学大学大学院電気電子工学専攻修士課程修了。同年、NHK に入局。和歌山放送局を経て、昭和 61 年より、同放送技術研究所に勤務。以来、衛星放送システム、ディジタル放送伝送方式の研究に従事。正会員。