デジタル変復調技術(Ⅲ)

正会員 斉藤 正典[†], 正会員 黒田 徹[†]

1. ま え が き

デジタル変復調技術に関する講座は今回で3回目となる。これまで変復調技術の全般および衛星系の変復調技術について述べられてきた。本講座では地上系の放送用として検討されている、または実用化されつつあるデジタル変復調方式についての解説を行う。

地上放送におけるデジタル伝送技術としては、これまでに、既存のアナログ放送信号にデジタル信号を多重する多重放送技術が実用化されてきた。このような多重放送の例としては、テレビ信号に多重する文字多重放送やFM音声放送に多重するヨーロッパのRDS (Radio Data System) が挙げられる。これに対して、近年、放送電波を完全にデジタル化する全デジタル方式の研究・開発が盛んになってきた。地上系伝送路では特にマルチパス妨害が問題となるが、本講座では、マルチパスに強い全デジタル方式としてOFDMと多値VSB, 多重方式としてLMSKの3つの変調方式について解説する。

2. OFDM方式

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) は、マルチキャリア変調方式の一種であり、マルチパス環境下や移動受信において優れた性能を発揮する変調方式である。このため、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、注目を集めている。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⁾, 放送の分野でも研究・開発が盛んになった。

[†] NHK 放送技術研究所

“Fundamental Technologies for Digital Television Broadcasting; (9) Digital Modulation Technique (III)” by Masafumi Saito and Toru Kuroda (NHK Science and Technical Research Laboratories, Tokyo)

図1 OFDMの信号波形

2.1 OFDMの原理

OFDMの送信信号は、図1に示すように、多数のデジタル変調波を加え合わせたものである。各搬送波の変調方式としては、音声放送用にはQPSK、地上系デジタルテレビ放送用には帯域利用効率の良い16QAM等の多値変調方式がよく用いられる。

OFDMによるデータの伝送は、図1に示す伝送シンボルを単位として行われる。各伝送シンボルは、有効シンボル期間とガードインタバルと呼ばれる期間から成る。ガードインタバルはマルチパス(ゴースト)の影響を軽減するための信号期間であり、有効シンボル期間の信号波形を巡回して繰り返したものである。

各伝送シンボル期間におけるベースバンド信号波形は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \text{Re} [c_k e^{j2\pi f_k t}] \\
 &= \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} [a_k \cos(2\pi f_k t) - b_k \sin(2\pi f_k t)]
 \end{aligned} \quad (1)$$

ただし、 $c_k = a_k + jb_k$ は送信データ、 f_k はベースバンドにおける k 番目の搬送波周波数である。有効シンボル期間の長さを t_s とすると、 f_k は

$$f_k = k/t_s \quad (2)$$

で与えられる。各搬送波の周波数間隔は有効シンボル期間の長さの逆数 $1/t_s$ と等しいため、有効シンボル期間の信号波形をフーリエ変換すると、図2に示すように、各ディジタル変調波の周波数スペクトルの零点は隣接する変調波の搬送波周波数と一致し、搬送波間で相互干渉は生じない。

有効シンボル期間 t_s を N 分割し、標本化周期を $T = t_s/N$ として(1)式の信号の時刻 $t = nT$ における標本値を考えると

$$\begin{aligned}
 x(nT) &= \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \text{Re} [c_k e^{j2\pi \frac{k}{NT} nT}] \\
 &= \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \text{Re} [c_k e^{j\frac{2\pi}{N} nk}]
 \end{aligned} \quad (3)$$

ここで $N=2^m$ (m は正整数) とすると、(3)式の右辺は、複素数 $c_{-N/2} \sim c_{N/2-1}$ を IDFT (逆離散フーリエ

図2 OFDM のスペクトル

図3 OFDM 変復調器の概念的構成

変換) し、その実数部をとったものに他ならない。すなわち変調処理においては、周波数軸上で N 個の複素数データ $c_{-N/2} \sim c_{N/2-1}$ を与え、 N 点 IDFT し、その実数部をとれば、(1)式のベースバンド送信信号の時間 T ごとの標本値が得られる。この標本値をローパスフィルタに入力することにより、(1)式のベースバンド信号波形が得られる。

受信側では、時間軸波形を周期 T でサンプリングし、 N 点 DFT (離散フーリエ変換) することによりデータを復元することができる。

以上で述べたように OFDM の変復調処理は、離散フーリエ変換を用いて全搬送波について一括して行うことができ、多数の搬送波のそれぞれに個別に変復調器を設ける必要はない。図3に OFDM 変復調器の概念的構成を示す。図3において、送信データ $c_{-N/2} \sim c_{N/2-1}$ は、 N 個のデータすべてを有効データとする必要はなく、一般にはその一部について非零の複素数値を与え、残りの送信データは0とする。例えば、 L 番目の送信データ c_L を0と置くと、周波数 f_L の搬送波は送信信号から除かれる。したがって、実際に送信される搬送波の数 N_c は、任意の値に設定することができる。

送信データ $c_k = a_k + jb_k$ のとり得る値は各搬送波の変調方式により決まる。例えば、各搬送波を QPSK 変調する場合は c_k のとり得る値は $\pm 1 \pm j$ となる。この場合、搬送波数を N_c とすると、各伝送シンボル期間ごとに $2N_c$ ビットのデータが送られる。

OFDM の伝送フレームの構成例を図4に示す。OFDM の伝送フレームは通常、図1の伝送シンボルが数百個程度集まったものに、フレーム同期用シンボルやサービス識別用シンボルを付加したものである。

2.2 OFDM の特徴

(1) 伝送帯域幅とビットレートが一定という条件で単一キャリア方式と比較すると、送信データを N_c 個の搬送波に分散して送った場合、伝送シンボル1個の継続時間は単一キャリア方式の約 N_c 倍となる。このように伝送シンボル1個の継続時間が単一キャリア方式よりはるかに長いことと、時間軸でガードインタバルを付加し

図4 OFDM のフレーム構成例

図 5 ガードインターバルの効果

ていることにより、マルチパス(ゴースト)が加わっても伝送特性の劣化が小さい。図 5 にガードインターバルの効果を示す。図 5 で DFT ウィンドウとは、受信側で離散フーリエ変換を行う信号期間である。DFT ウィンドウの長さは有効シンボル期間の長さ t_s と等しい。図 5 に示すように、ゴースト信号の遅延時間 t_d がガードインターバル長 t_g より短かければ、隣接する伝送シンボルのゴーストは DFT ウィンドウ内に侵入せず、伝送特性の劣化は少ない。

- (2) データを伝送帯域全体に分散して送るため、ある特定の周波数帯に妨害信号が存在する場合でも、その影響を受けるのは一部のデータビットだけであり、インターリーブと誤り訂正符号によって効果的に特性を改善できる。
- (3) 変調波はランダム雑音に近いため、他のサービスへ与える妨害の性質はランダム雑音と同様である。
- (4) OFDM の各搬送波は、低ビットレート、狭帯域のデジタル変調波であるため、図 2 からわかるように、電力スペクトルのサイドローブは急激に減衰し、帯域外への電力の漏れは少ない。
- (5) FFT(高速フーリエ変換)による変復調処理が可能である。
- (6) マルチパスに強いという特長を生かし、比較的小電力の多数の送信局を用いて、単一の周波数でサービスエリアをカバーする SFN(Single Frequency Network)を構成することができる。
- (7) 搬送波が等しい周波数間隔で並ぶマルチキャリア方式であるため、伝送路に非線形特性が存在すると相互変調による特性劣化が発生しやすい。したがって、放送機の電力増幅機等は充分に線形な領域で使用する必要がある。

図 6 OFDM のビット誤り率特性

2.3 OFDM の伝送特性

例として、次のような伝送パラメータの場合について OFDM の受信 C/N 対ビット誤り率特性を図 6 に示す。

有効シンボル長: $128\mu\text{s}$, ガードインターバル長: $32\mu\text{s}$, キャリヤ数: 448, 帯域幅: 3.5 MHz, ビットレート: 5.6 Mb/s, 各キャリアの変調方式: DQPSK

実線は実験装置による実測値、点線および一点鎖線は計算機シミュレーションによる計算値を示す。図 6 の結果から、ゴースト環境下における OFDM のビット誤り率特性は、単一キャリアの DQPSK (遅延検波 4 相位相シフトキーイング) に比べ格段に優れていることがわかる。

2.4 OFDM の応用例

(1) デジタル音声放送への応用

デジタル音声放送 (Digital Sound Broadcasting) は、CD なみの高品質デジタル音声をデジタル変調方式により放送する技術である。現行の FM 放送と比較してより高品質の音声番組が、移動受信などの厳しい伝送条件下でも確実に受信できるようになる。

特に、自動車などの移動体を主なサービス対象とする移動体向けデジタル音声放送は、変調方式として OFDM を用いることにより、移動受信時のマルチパスやフェージングに強い方式とすることができる。

移動体向けデジタル音声放送の分野で現在最も開発が進んでいるのは、ヨーロッパの Digital System A と呼ばれる方式である。Digital System A は変調方式として、各搬送波を DQPSK 変調した OFDM を使用している。Digital System A の伝送パラメータ

表 1 Digital System A の伝送パラメータ

	Mode I	Mode II	Mode III
有効シンボル長	1 ms	250 μ s	125 μ s
ガードインタバル長	246 μ s	62 μ s	31 μ s
全シンボル長	1.246 ms	312 μ s	156 μ s
キャリア数	1536	384	192
フレーム長	96 ms	24 ms	24 ms
使用可能周波数の上限 (移動受信の場合の目安)	400 MHz	1.5 GHz	3 GHz

を表 1 に示す。Digital System A には、使用する周波数帯に応じて 3 種類の伝送モードがある。伝送帯域幅はどのモードも 1.536 MHz である。

(2) 地上系デジタルテレビ放送への応用

OFDM は、ゴーストに強く、既存のサービスに妨害を与えにくいという特長があるため、地上系デジタルテレビ放送への応用にも適している。

映像信号は音声信号と比べて情報量が格段に多いため、地上系デジタルテレビ放送においては、デジタル音声放送と比較して、限られた周波数帯域幅の中でより多くのデータビットを送る必要がある。このため、OFDM を地上系デジタルテレビ放送へ応用する場合、各搬送波の変調方式としては通常、16 QAM 等の多値変調方式が用いられる。

また、地上系デジタルテレビ放送で OFDM を用いた場合の利点として、図 7 に示すように、アナログ

テレビの映像搬送波と音声搬送波の位置に相当する周波数の近傍において、OFDM 搬送波を送らないキャリアホール (Carrier Hole) と呼ばれる領域を設けることによって、既存のアナログテレビからの妨害量を大幅に軽減することができる。

現在、ヨーロッパにおいて進められている複数の地上系デジタルテレビ方式開発プロジェクトは、表 2 に示すように、変調方式としてすべて OFDM を用いている。表 2 で、例えば 16 QAM-OFDM は、OFDM の各搬送波を 16 QAM で変調する方式である。

3. 多値 VSB 方式

多値 VSB (Vestigial Sideband) 方式は、パルス振幅変調 (PAM: Pulse Amplitude Modulation) の一種であり、アメリカの地上系デジタルテレビの変調方式として採用された。

3.1 多値 VSB 方式の原理

図 8 に、8 値 VSB 変復調器の基本的な構成を示す。変調器は、送信データを 3 ビットごとに一組とし、それを 8 種類の振幅値のひとつに変換する。2 値データから 8 値データへの変換を図 9 に示す。この 8 値データ信号で搬送波を振幅変調すると両側波帯信号が得られる。帯域を有効利用するために、VSB フィルタで両側波帯信号を帯域制限することにより、8 値 VSB の変調信号が得られる。復調器は、同期検波により 8 値データ信号を復元し、パルスの振幅を判定することによってデータを受信する。図 10 に多値 VSB 信号

表 2 ヨーロッパの主な地上系デジタルテレビ方式開発プロジェクト

プロジェクト名	SPECTRE (Special Purpose Extra Channels for Terrestrial Resolution Enhancements)	HD-DIVINE (HD-Digital Video Narrow-band Emission)	DIAMOND (Digital Scalable Modulation for New Broadcasting)
提案者	NLT (イギリス)	Swedish Television 他 (スウェーデン、デンマーク、ノルウェーの共同開発)	THOMSON-CSF (フランス)
変調方式	QPSK-OFDM	16 QAM-OFDM	64 QAM-OFDM
ビットレート	13.5 Mb/s	27 Mb/s	34 Mb/s

図 7 キャリヤホールを設けた場合の OFDM スペクトル

図 8 多値 VSB 変復調器の基本的な構成

図 9 2 値データから 8 値データへの変換例

図 10 多値 VSB 信号の伝送スペクトル

の伝送スペクトルを示す。

3.2 デジタルテレビへの応用

アメリカでは、地上系デジタルテレビ (ATV: Advanced Television) の変調方式として 8 値 VSB が採用された。この方式は、伝送帯域幅 6 MHz の中で 10.76 M symbol/s の 8 値データを送る。したがって、ビットレートは 32.28 Mb/s となる。誤り訂正方式としては、符号化率 $2/3$ のトレリス符号化変調と (208, 188) リードソロモン符号を用いている。有効ビットレートは 19.3 Mb/s となる。また図 10 に示すように、搬送波の位置で低電力のパイロット信号を送り、受信側ではこのパイロット信号を用いて搬送波再生を行っている。

3.3 多値 VSB 方式の特徴

- (1) 帯域利用効率一定の条件で VSB と QAM を比較すると、ガウス雑音に対する誤り率特性はほぼ同程度である。例えば、4 値 VSB と 16 QAM は、ガウス雑音に対してはほぼ同程度の性能を示す。
- (2) マルチパスの影響を軽減するために波形等化器が必要となる。
- (3) 伝送路の群遅延特性の傾きや復調器の再生搬送波の位相誤差に対しては、QAM より強いといわれている。

4. LMSK 方式

LMSK (Level controlled Minimum Shift Keying) は、移動体向け地上デジタル放送として現在実用化寸前である FM 多重放送 (DARC, Data Radio Chan-

nel) 用に開発されたデジタル変調方式である。FM 多重放送は、既存の FM ステレオ音声放送のベースバンドスペクトルにおいて、ステレオ音声スペクトルよりも高い周波数にデジタル信号を多重することにより、従来のステレオ音声放送と両立性を保ちつつ、文字や図形等の新たなサービスを可能にする放送システムである。LMSK は FM 多重放送として重要となるステレオ音声放送との両立性に優れ、また、マルチパスひずみにも強いデジタル変調方式である。ここでは、FM 多重伝送路の特徴および LMSK の伝送特性を述べる。

4.1 FM 多重伝送方式の特徴⁹⁾

一般に、デジタル伝送路においてマルチパスひずみがあると、デジタル信号自身が遅延して重ね合わされることにより伝送特性が悪化する。前章で述べた OFDM は、多数のキャリアを直交多重することによりシンボル長をのばし、またガードスペース等を設けることで、シンボル長に対するマルチパスひずみにより劣化する期間の割合を低く押えている。

FM 多重放送の場合には、デジタル信号はアナログステレオ音声とともに周波数多重され、全体が周波数変調されるために、伝送路でマルチパスひずみがあると混変調が生じ、ステレオ音声デジタル信号に妨害を与える。

図 11 に FM ステレオ音声のベースバンドスペクトルを示す。ステレオ副チャンネル (左信号と右信号との差信号 (L-R) を伝送するチャンネル) よりも高い周波数帯域が、多重信号帯域である。図 12 にマルチパスひずみ下でのベースバンドスペクトルを示す。図 11 と比較すると、マルチパスひずみによって生じる音声信号の高調波により、デジタル信号を多重すべき帯域が妨害波で満たされ、多重信号にとっては厳しい条件であることがわかる。なお、詳細な検討によれば、FM 多重帯域に漏れ込むステレオ音声信号は、マルチパス遅延時間 $13\mu\text{s}$ 、キャリア位相角 180° で最大になることがわかっている。図 12 は、この条件下でのシミュレーション結果である。

この条件のもと、変調方式として MSK を用いてデジタル信号を多重した場合の受信アイパターンのシミュレーション結果を図 13 に示す。音声信号による妨害で誤りが生じていることがわかる。一方、音声が無変調の場合のアイパターンを図 14 に示す。多重信号自身の重なりにより若干のひずみはあるものの、音声からの妨害がなく、誤りが生じていない。

以上の結果より、マルチパスひずみ下での FM 多重伝送路の特徴は、信号自身が遅延して重なり合うこ

図 11 FM 放送のベースバンドスペクトル

図 12 マルチパスひずみ下でのベースバンドスペクトル

とによる波形ひずみよりも、音声信号、特にステレオ副チャンネルの高調波による妨害が支配的であり、多重する信号のデジタル変調方式としては、この点に注意する必要がある。

4.2 LMKS デジタル変調方式

多重デジタル信号の伝送特性を確保するためには、その多重レベルをできるだけ高くすることが望ましい。しかし、逆に既存のステレオ音声信号への妨害をできる限り抑える必要があり、多重レベルをあまり大きくすることはできない。このステレオ音声信号への妨害は、ステレオ音声の変調度が低いときに検知されやすい。また前節の検討から、ステレオ音声から多重信号への妨害量はステレオ副チャンネルの振幅と関係があることから、多重デジタル信号の多重レベルをステレオ副チャンネル音声の変調度に応じて変化させる方式が考えられる。すなわち、送出側で信号多重時にステレオ副チャンネル音声を全波整流し、図 15 で示された特性により多重レベルをコントロールする。デジタル信号としては、振幅方向を変化させる

図 13 MSK のアイパターン

図 14 MSK のアイパターン

図 15 多重レベルのコントロール特性

ために、もともと振幅方向に情報を持たず、振幅一定の MSK が適している。このように振幅レベルをコントロールされた MSK を LMSK という。図 16 に、ステレオ副チャンネル音声信号と LMSK 信号波形の例を示す。ここで、音声信号は、ITU-R の勧告 559 に規定されている疑似番組信号であるカラーノイズ

図 16 音声信号波形と LMSK 信号波形

図 18 入力電圧に対するビット誤り率

図 17 LMSK のアイパターン

図 19 マルチパス D/U に対するビット誤り率

を L チャンネルのみに変調している。多重信号帯域への妨害レベルが大きくなっているときに多重信号レベルも大きくなっているため、LMSK 変調方式はマルチパスひずみによる妨害を受けたときにその S/I 、すなわち、希望デジタル信号対妨害信号のレベル比をほぼ一定に保つ効果を持っていることがわかる。さらに、ステレオ音声変調度が低い場合には、最低振幅を持ったデジタル信号となるため、ステレオ音声への妨害は、図 15 の最低振幅 (4%) の MSK 信号と同等である。

図 17 に、マルチパスひずみ下での LMSK アイパターンを示す。図 13 の MSK の場合と比較すると、音声信号からの漏れ込みにより劣化はしているものの、誤りは生じていないことがわかる。

4.3 伝送特性

入力電圧、マルチパス妨害およびフェージングに対するビット誤り率の測定結果を示す。なお、ステレオ音声信号は L チャンネルのみにカラードノイズを変調した。多重信号の諸元は、DARC 方式、すなわち

副搬送波周波数は 76 kHz、ビットレートは 16 kb/s、また LMSK のレベルコントロール特性は図 15 に示したものをを用いた。

(1) 入力電圧に対する測定

図 18 に、入力電圧に対するビット誤り率特性を示す。図中の MSK の多重レベルは 4% である。

ビット誤り率 10^{-2} において、LMSK は MSK に比べて約 2 dB の利得がある。また、DARC 方式で用いられている誤り訂正方式である (272, 190) 符号による積符号を適用した場合には、入力電圧が 17 dB μ V 以上であれば誤り率を充分小とすることが可能である¹⁰⁾。

ステレオ音声放送のサービスエリアは、低雑音地域で 48 dB μ V/m 以上とされている。アンテナゲインが -10 dB のホイップアンテナおよびアンテナ高 1 m で受信すると仮定した場合の入力電圧は 26.4 dB μ V (75 Ω 終端) 以上となることから、入力電圧だけに対してのマージンは、9.4 dB 以上確保できることがわかる。

図 20 フェージング下での入力電圧に対するビット誤り率

(2) マルチパス妨害に対する特性

図 19 にマルチパス D/U に対するビット誤り率特性を示す。マルチパス遅延時間は $13 \mu\text{s}$ 、キャリア位相差は 180° を用いた。

マルチパスに対する LMSK の改善効果は高く、ビット誤り率 10^{-3} において約 7 dB のゲインがある。また、LMSK 方式を用いればビット誤り率 10^{-2} となる D/U は 6.5 dB となる。関東エリアの場所率 99% においてマルチパス遅延時間 $5 \mu\text{s}$ 以上のマルチパス D/U は 15 dB 以上である¹¹⁾とした結果を考慮すると、FM 多重放送で問題となる遅延時間 $13 \mu\text{s}$ 付近のマルチパスに対しては D/U にして 8.5 dB 以上のマージンがあることがわかる。

(3) フェージングに対する特性

実際の移動受信の場合には、定常的なマルチパス妨害に加え電界が変動する、いわゆるレイリーフェージングも大きな問題となる。ここでは、遅延時間 $5 \mu\text{s}$ 、 D/U 10 dB のマルチパスひずみに、時速 40 km/h で走行した場合のフェージングを加えた場合のビット誤り率特性を測定した。測定結果を図 20 に示す。

入力電圧が高くなっても定常的なマルチパスひずみが発生しているため特性が良くならない、いわゆるフロア現象がみられる。しかし、LMSK を用いることにより、この時のビット誤り率は 1 桁以上改善していることがわかる。さらに、誤り訂正を行うことにより、27 dB μV 以上であれば誤りを充分小とすることが可能である。

5. む す び

地上系デジタル放送で検討されている変調方式に

ついて解説を行った。OFDM 方式は、その伝送特性の優秀さおよび多値変調への拡張の容易さから、全デジタル地上放送の変調方式において中心的な役割を果たしていくことになる。また、LMSK 方式は今秋にも実用化する移動受信用 FM 多重放送の変調方式であり、FM 多重特有の伝送路に適した変調方式である。

今後、放送に限らず各所でデジタル変調技術が重要となってくる。ここで紹介した 3 方式のように、使用する伝送路の特徴を把握し、変調方式を設計することが重要である。

(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 Hirotsaki: "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) 福地: "数百以上の搬送波を使う OFDM, デジタル放送の移動受信にむく", 日経エレクトロニクス・ブックス データ圧縮とデジタル変調, 日経 BP 社, pp. 207-222 (1993)
- 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 信学秋季全大, B-231
- 7) 斉藤, 森山: "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", テレビ誌, **47**, 10, pp. 1374-1382 (Mar. 1993)
- 8) 森山, 斉藤: "OFDM 変調方式の室内伝送実験結果", 1993 年テレビ年次大, 14-7
- 9) 黒田, 斉藤, 高田, 山田: "移動受信用 FM 多重デジタル変調方式", 信学論(B-II), **J75-B-II**, 9, pp. 613-621 (Sep. 1992)
- 10) 黒田, 高田, 山田: "移動受信用 FM 多重放送の誤り訂正方式", 信学論(B-II), **J77-B-II**, 1, pp. 19-25 (Jan. 1994)
- 11) 森山, 斉藤, 山田: "都市部における VHF・UHF 帯遅延伝搬特性", 平 3 信学 '91 春季全大, B-406

さいとう まさふみ
斎藤 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、デジタル放送伝送方式の研究に従事。正会員。

くろだ とおる
黒田 徹 昭和 57 年、東京工業大学大学院修士課程修了。同年、NHK に入局。長野放送局を経て、昭和 60 年より、同放送技術研究所に勤務。以来、EDTV、FM 多重放送、地上デジタル放送の研究に従事。正会員。