中継局における付加遅延挿入による SFN 実現方式の検討

Achieving SFN by Inserting Additive Delay at Relay Station

学生会員 関 力[†], 正会員 伊 丹 誠[†], 正会員 太 田 弘 毅^{††}, 正会員 伊 藤 紘 二[†]Tsutomu Seki[†], Makoto Itami[†], Hiroki Ohta^{††} and Kohji Itoh[†]

Abstract A new approach to achieve SFN that uses OFDM is described. In the SFN environment, especially in a relay one, delay spread is sometimes longer than the guardintervals. This results in not only inter-symbol interference (ISI), but also inter-carrier interference (ICI), since orthogonality is lost. To avoid this, the relay station must remove the delay, since the symbol timing is simultaneous among stations. However, this is impossible, because the relay station reuses the received signal. We have thus changed the strategy to transmit the signal on different symbol timing. This is simply achieved by inserting an additive delay at the relay station, and it makes possible to decrease an additive delay. Therefore, we can spread the region where ICI is avoided. Also described is a method to eliminate ISI by using the Viterbi algorithm. Experimental results showed that the service area becomes larger, because tolerable delay becomes longer than in the conventional system. Moreover, the BER characteristics are improved even in the service area of a conventional system, because strong frequency-selective fading does not occur when using the proposed system.

キーワード: OFDM, SFN, 放送波中継, シンボル間干渉, スキャッタードパイロットシンボル

1. ま え が き

OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) はマルチパス干渉に対して強い耐性をもつ変調方式として広く知られている¹⁾²⁾。マルチパス干渉は、その遅延時間よりも長いガードインタバルを付加することによって除去できるが、OFDM はシンボル長が長いためにガードインタバルの付加によるデータレートの低下は少ない。また、個々のキャリアから見るとその帯域幅は非常に狭いため、マルチパス干渉によって生じる周波数選択性フェージングをフラットフェージングとして見なすことができ、等化が容易に行える。このような利点から、SFN (Single Frequency Network) は OFDM を用いて実現され得るものと期待されている³⁾⁴⁾。

しかしながら、SFN を実現するためには克服すべき課題も多い。SFN 環境下では複数の局から同一の周波数を用いて送信を行うため、マルチパス妨害が必ず発生する。放送事業の公共性を考えると、受信が行えないエリアが存

在するのは好ましくない。それに従い、各放送局のサービスエリアに重なりを持たせると、許容 D/U を満足しないエリアが発生する⁵⁾。加えて、このエリアは CN の劣悪なサービスエリアの端に生じるため、所要 D/U はより厳しくなる。逆に、C/N を改善する目的で送信電力を増加させると、サービスエリアの重なりが増し、長いガードインタバルが必要になる。従って、SFN の実現には、所要 D/U の緩和が重要であるといえる。

以上に加えて、放送波中継 SFN では受信した放送波を中継に用いるため、局間で信号の送信タイミングを制御して遅延時間をガードインタバルの範囲内に収めることが困難となる。従って、より長い遅延時間を許容する工夫が必要となる。また、自局の送信アンテナから受信アンテナへの回り込みによって信号の劣化やループ発信が生じるため、回り込みの抑制が重要な課題となっている⁶⁾。

より長い遅延時間を許容するための方法としては、FIR フィルタを用いて伝送路のインパルス応答を短くするという方式も提案されている⁸⁾。しかしながら、この方式は電話回線等によく使用される IIR 型の伝送路モデルを前提としており、SFN 環境下の遅延広がりを短くする目的には直接的に適用することが難しい。この方式は、ループ発振の抑制を行うためには有効な方式であると考えられるが、本論文で用いる伝送路モデルとは必ずしも適合はしない。また、このフィルタは DFT の前に処理する必要があるため、1 サンプル毎にタップ数分の演算が必要となる。ここで、必

1999 年 3 月 28 日 電子情報通信学会総大会で発表

2000 年 5 月 9 日受付, 2000 年 8 月 9 日再受付, 2000 年 9 月 7 日採録

† 東京理科大学 基礎工学部

(〒 278-8510 野田市山崎 2641, TEL 0471-24-1501 (内)4232)

†† 郵政省 通信総合研究所

(〒 184-8795 東京都小金井市貫井北町 4-2-1, TEL 0423-27-6682)

† Department of Applied Electronics, Science University of Tokyo
(2641 Yamazaki, Noda-shi, Chiba 278-8795, Japan.)

†† Communication Research Laboratory

(4-2-1, Nukukita, Koganei-shi, Tokyo 184-0015, Japan.)

要となるタップ数は伝送路の遅延時間とサンプル速度に比例するため、ハードウェアの規模はサンプル速度の2乗、つまりキャリア数の2乗のオーダーとなる。従って、ガードインタバルを超えるような遅延を考慮した場合、タップ数は相当なものとなり、常に現実的であるとはいえない。更に、この方式だけでは所要 D/U の緩和は達成されないため、他の方式と併用する必要がある。

そこで本論文では、主局と中継局が異なるシンボルタイミングにおいて信号の送信を行うというアプローチを提案する。この時、主局からの信号と中継局からの信号には1シンボル区間内での相関はなく、周波数選択性フェージングを生じないため、所要 D/U の改善が期待される。ただし、異なるシンボルからの干渉（シンボル間干渉）が生じるため、それを除去しなくてはならない。本論文ではヴィタビアルゴリズムを用いた最尤推定を行うことによって、シンボル間干渉を受けた信号から希望シンボルを抽出する。放送波中継 SFN の場合には、このアプローチを適用することによって、中継局での送信タイミングに時間的余裕が生まれる。この時間を利用することによって、送信タイミングの制御が可能になる。また、判定中継を行うことができるため、回り込み発信の抑制も期待できる。このように、提案方式では、1) 所要 D/U の緩和、2) 許容される遅延時間の緩和、3) ループ発振の抑制の3つの目的が同時に達成され得る。また、提案方式で用いるヴィタビ推定器は、シンボル速度で動作すればよいから、必要となるハードウェア規模はキャリア数によらず一定である。

この方式を適用するためには伝送路特性の把握が必要であるが、本論文ではこのような伝送路における伝送路の推定方式についても言及する。そして、計算機シミュレーションによって提案方式の性能を明らかにし、従来方式との比較を行う。

2. OFDM 伝送方式

OFDM とはマルチキャリア変調方式の一種であり、その1シンボルに注目すると複素ベースバンド信号は次式によって定義される。

$$s_B(l, t) = g_s(t) \sum_{k=0}^{N-1} d(l, k) e^{j2\pi k f_0 t} \quad (1)$$

ここで、 $d(l, k)$ はキャリア番号 k 、シンボル番号 l において伝送される複素シンボルを表し、 τ_s は OFDM シンボル長、 N はキャリア数、 f_0 はキャリア間隔を示す。また $g_s(t)$ は

$$g_s(t) = \begin{cases} 1 & -\tau_g \leq t < 1/f_0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

によって示されるシンボル窓である。ここで、 τ_g はガードインタバル長を示し、 $\tau_s = 1/f_0 + \tau_g$ となる。この時、キャリア間隔 f_0 を小さく取ることによって、OFDM のシ

ンボル長に対するガードインタバル割合を小さくすることができ、ガードインタバルの付加による伝送レートの低下を低く抑えることができる。

次に、OFDM の搬送波帯域信号は、 f_c を最小の周波数を持つキャリアの周波数として

$$s(t) = \text{Re} \left[e^{j2\pi f_c t} \sum_{l=-\infty}^{\infty} s_B(l, t - l\tau_s) \right] \quad (3)$$

によって示される。受信側では、複数の伝搬パスを経由した信号が混ざり合って受信される。ここで、パスの数を M 本とし、それぞれの伝搬パスの複素減衰量及び遅延時間を $r_m, \tau_m (m = 1, \dots, M)$ とすると、その時の受信信号は

$$\tilde{s}(t) = \sum_{m=1}^M r_m s(t - \tau_m) \quad (4)$$

となる。この信号をダウンコンバートし、有効シンボル長 $1/f_0$ に等しい矩形窓

$$g_e(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < 1/f_0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

を掛けてシンボルの切り出しを行うと、シンボル番号 λ における複素ベースバンド信号は

$$\begin{aligned} \tilde{s}_B(\lambda, t) = g_e(t) \cdot \sum_{m=1}^M \sum_{l=-\infty}^{\infty} g_s(t - \tau_m - (l - \lambda)\tau_s) \cdot \\ \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k f_0 \{t - (l - \lambda)\tau_s\}} \cdot \\ r_m e^{-j2\pi(f_c + k f_0)\tau_m} \cdot d(l, k) \end{aligned} \quad (6)$$

となる。

ここで、すべての τ_m が $0 \leq \tau_m < \tau_g$ の条件を満たすと仮定すれば、明らかに (6) 式について

$$\begin{aligned} \tilde{s}_B(\lambda, t) = g_e(t) \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k f_0 t} \cdot \\ r_m e^{-j2\pi(f_c + k f_0)\tau_m} \cdot d(\lambda, k) \end{aligned} \quad (7)$$

がいえ、隣接シンボルからの干渉は生じないことがわかる。また、キャリア番号 κ における信号成分は、(7) 式を Fourier 変換することによって

$$\begin{aligned} \tilde{d}(\lambda, \kappa) &= \frac{1}{1/f_0} \int_0^{1/f_0} \tilde{s}_B(\lambda, t) e^{-j2\pi f_0 \kappa t} dt \\ &= \sum_{m=1}^M \left[\sum_{k=0}^{N-1} \frac{\sin 2\pi(k - \kappa)}{2\pi(k - \kappa)} \cdot \right. \\ &\quad \left. r_m e^{-j2\pi(f_c + k f_0)\tau_m} d(\lambda, k) \right] \\ &= \sum_{m=1}^M \left\{ r_m e^{-j2\pi(f_c + k f_0)\tau_m} \right\} d(\lambda, \kappa) \end{aligned} \quad (8)$$

が得られ、キャリア間の直交性が保たれていることがわか

る。よって、マルチパス干渉下においても伝送路の遅延広がりがガードインタバル長に収まっている限りは

$$d(\lambda, \kappa) = \frac{\tilde{d}(\lambda, \kappa)}{\sum_{m=1}^M \left\{ r_m e^{-j2\pi(f_c + k f_0)\tau_m} \right\}} \quad (9)$$

によって容易に等化を行うことができる。このように、OFDM はマルチパス干渉に対して強い耐性を持つといえる。ここで、複数の送信局が同一の周波数を用いて放送を行ったとしても、それらの信号は異なるパスを伝搬してきた信号と等価に扱える。それにより、SFN は OFDM の利点を用いて実現されるものと期待されている。

しかしながら、伝送路の遅延広がりがガードインタバル長を超えると、シンボル間干渉だけでなく、キャリア間干渉も生じる。例えば、1 本の遅延パスが $\tau_g \leq \tau_m < 1/f_0 + \tau_g$ の間に有った場合、 $\tilde{s}_B(\lambda, t)$ は

$$\begin{aligned} \tilde{s}_B(\lambda, t) = & g_e(t)g_s(t - \tau_m) \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k f_0 t} \cdot \\ & r_m e^{-j2\pi(f_c + k f_0)\tau_m} \cdot d(l, k) \\ & + g_e(t)g_s(t - \tau_m + \tau_g) \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k f_0(t + \tau_g)} \cdot \\ & r_m e^{-j2\pi(f_c + k f_0)\tau_m} \cdot d(l - 1, k) \end{aligned} \quad (10)$$

となり、この信号が $\tilde{d}(\lambda, \kappa)$ に与える影響は

$$\begin{aligned} \tilde{d}(\lambda, \kappa) = & \int_{\tau_m - \tau_g}^{1/f_0} e^{-j2\pi \kappa f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k f_0 t} \cdot \\ & r_m e^{-j2\pi(f_c + k f_0)\tau_m} \cdot d(l, k) dt \\ & + \int_0^{\tau_m - \tau_g} e^{-j2\pi \kappa f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k f_0(t + \tau_g)} \cdot \\ & r_m e^{-j2\pi(f_c + k f_0)\tau_m} \cdot d(l - 1, k) dt \quad (11) \\ = & \sum_{k=0}^{N-1} \frac{e^{j2\pi(k - \kappa)} - e^{j2\pi f_0(k - \kappa)(\tau_m - \tau_g)}}{j2\pi(k - \kappa)} \cdot \\ & r_m e^{-j2\pi(f_c + k f_0)\tau_m} \cdot d(l, k) \\ & + \sum_{k=0}^{N-1} \frac{e^{j2\pi k f_0 \tau_g} e^{j2\pi f_0(k - \kappa)(\tau_m - \tau_g)} - 1}{j2\pi(k - \kappa)} \cdot \\ & r_m e^{-j2\pi(f_c + k f_0)\tau_m} \cdot d(l - 1, k) \quad (12) \end{aligned}$$

となる。このように、隣接シンボルからの干渉だけではなく、キャリア間の直交性も失われ、キャリア間干渉も生じてしまう。これは、積分範囲がキャリア間隔の逆数とは異なるシンボル成分を含むために生じたものであることが、(11) 式から理解できる。この場合、キャリア間干渉の影響を除去するのは非常に困難である。それを避ける方法としては、ガードインタバルを伝送路の遅延広がりより長く取るのもひとつの方法であるが、伝送レートの低下を招くた

め望ましくない。また、キャリア間隔を狭くし、有効シンボルを長くする方法も挙げられるが、ドップラーシフトによるキャリア間干渉を生じやすくなり、移動受信には適さない。

3. SFN 環境

SFN 環境を実現するためには、まずすべての放送局に対して信号を配信しなければならない。その方法としては、図 1 に示すように専用回線を用いて配信する方法と、図 2 に示すように主局から放送された放送波を中継局が受信してその信号を中継する方式がある。

前者の場合、信号が専用回線を通して配信されるため、各放送局で送信するタイミングを制御して放送を行うことは容易である。したがって、各放送局のサービスエリアが重なる領域においてマルチパス干渉が生じて、シンボル間干渉（およびキャリア間干渉）を生じさせないようにタイミングを制御することができる。例えば、図 1 は各放送局から同時刻に信号を配信した場合について示してある。この場合、遅延広がりがガードインタバル長に収まる領域、つまりシンボル間干渉が生じない領域は

$$|x| < \frac{c\tau_g}{2} \sqrt{1 + \frac{4y^2}{L^2 - c^2\tau_g^2}} \quad (13)$$

のように表すことができる。ここで、 c は光速であり、 L は放送局間の距離を表し、原点は各放送局の中心とし、受信点を (x, y) であるものとした。また、図にはグリッド幅は 5km、ガードインタバル長を $30\mu s$ として、遅延広がりがガードインタバルを超える領域を斜線で示してある。この図のように、各放送局のサービスエリアが重なる領域においてシンボル間干渉を避けることが可能である。しかしながら、この領域は各サービスエリアの端に当たるために C/N は悪く、より厳しい所要 D/U が必要となる。逆に、C/N 緩和の目的で送信電力を増加させると、サービスエリアの重なりが広がり、より長いガードインタバルが必要となる。

後者の場合、放送された信号が中継局において再利用されるため、中継局においてタイミングを遅らせることはできるが、逆に早めることはできない。さらに、中継局が主局のサービスエリア内になくはならないという条件も加わる。したがって、各放送局のサービスエリアが重なる領域においてシンボル間干渉を生じさせないようにタイミングを制御することは、専用回線を用いた場合よりも困難となる。図 2 は、中継局において一切の遅延を生じずに中継が行えた場合について示してある。この場合、遅延広がりがガードインタバル長より短くなる領域は

$$x > \frac{L - c\tau_g}{2} \sqrt{1 + \frac{4y^2}{c^2\tau_g^2 - 2c\tau_g L}} \quad (14)$$

によって表される。このように、中継局が指向性アンテナ

図 1 専用回線を用いた SFN システム
SFN system using private line.

図 2 放送波中継を用いた SFN システム
SFN system using relay station.

を用いたとしても、各放送局のサービスエリアが重なる領域において伝送路の遅延広がりガードインタバルに収めることは難しい。加えて、中継局では必ず多少の中継遅延が生じるため、実際には伝送路の遅延広がりより厳しいものとなる。また、自局の信号の回り込み現象によるループ発振の問題も解決しなくてはならない。

4. 提案システム

図 3 に示すように、遅延広がりガードインタバル長を超えると、受信信号にはキャリア間隔の逆数ではない長さの信号が含まれることとなり、シンボル間干渉のみならずキャリア間干渉も生じる。しかし、図 4 に示すように、遅延時間がシンボル長の正数倍±ガードインタバル長の間に収まる場合、シンボル間干渉は生じるが、キャリア間干渉を避けることができる。このとき、通常の OFDM 同期と同様に、DFT 窓は最初に到達したシンボルの有効シンボル部に対して割り当てれば良い。したがって、このようなシンボル同期は、従来から多く提案されているガード

図 3 大きな遅延によってもたらされる信号
Signal with long delayed signal.

図 4 さらに遅延が加えられた信号
Signal with additively delayed signal.

相関を用いる方式⁹⁾¹⁰⁾に多少の変更を加えることによって実現できるものと考えられる。

本論文ではこの点に注目し、主局と中継局で異なるシンボルタイミングで信号の送信を行う方式を提案する。ただし、受信した信号にはシンボル間干渉が含まれているため、本論文では次章に述べるようなヴィタビアルゴリズムを用いたシンボル抽出を用いてその影響を除去する。

この場合、主局からの信号と中継局からの信号は 1 シンボル区間内で無相関となり、D/U が低くても周波数選択性フェージングを生じない。したがって、シンボルの抽出誤りが周波数選択性フェージングの影響よりも低ければ、提案方式によって許容 D/U が改善される。また、放送波中継 SFN では、中継局により長い遅延時間が許容されるため、その猶予期間を用いた送信タイミング制御や、再生中継を用いたループ発振の抑制が行える。

4.1 シンボル抽出

主局からの信号と中継局からの信号は、それぞれ異なった伝搬パスを経由して受信される。ここで、中継局からの信号の主局からの信号に対する遅延時間 τ が

図5 提案方式のシステムモデル
System model of proposed system.

図6 信号点配置
Symbol map.

$\lambda\tau_s - \tau_g < \tau \leq \lambda\tau_s + \tau_g$ を満たし、同期が的確に行われていると仮定すれば、受信信号は以下のように示される。

$$x(l, k) = d(l, k)H_d(l, k) + d(l - \lambda, k)H_r(l, k) + n(l, k) \quad (15)$$

ここで、 H_d は主局から受信点までの伝送路特性であり、 H_r は中継局から受信点までの伝送路特性である。この時、システムモデルは図5のように書き表すことができる。

もし、 H_d および H_r が既知であれば、最尤シンボル系列 $\tilde{\mathbf{d}}$ は次のように求められる。

$$\tilde{\mathbf{d}} = \min_{\mathbf{d}}^{-1} \left[\sum_{m=1}^l \left| x(m, k) - \tilde{d}(m, k)H_d - \tilde{d}(m - \lambda, k)H_r \right|^2 \right] \quad (16)$$

ここで、 $\min_{\mathbf{x}}^{-1}[f(\mathbf{x})]$ は、 $f(\mathbf{x})$ を最小にする系列 $\mathbf{x}$ を表すものとする。ここで、 $\tilde{\mathbf{d}}$ を求めるためには、軟判定ビタビアルゴリズムを使用することができる。つまり、図6のように受信端においてあらかじめ H_d および H_r を用いて信号点マップを用意しておき、実際に受信された点からのユークリッド距離をもとにメトリックを計算する。そして、トレリス線図上の再結合点において最小のメトリック以外のパスを破棄することによって、残存パスから $\tilde{\mathbf{d}}$ が求ま

図7 $|H_d|/|H_r|$ に対する抽出特性
Extraction characteristics against $|H_d|/|H_r|$.

る。この時、図5からもわかるように、拘束長は2と短く、大きなパスメモリは必要としない。

図7は、各 C/N における、 $|H_d|/|H_r|$ に対するビット誤り率特性を示したものである。ここで、ビタビ推定器のパスメモリの長さを6とし、シンボル変調方式はQPSKとした。また、 H_d および H_r は位相が一ようとなるように生成した。ここに示されたように、 $|H_d|/|H_r|$ が0dB近傍で抽出特性の劣化が見られる。これは、 $|H_d|/|H_r|$ が0dBに近づくにつれ、図6に示されたマップ上で最小の信号点間距離が狭まるためのものと考えられる。しかしながら、 C/N が改善されるにしたがって特性は良くなるため、この方式を用いることにより、充分な C/N が得られればシンボルの抽出は正確に行われるといえる。

4.2 伝送路推定

以上に述べた方式でシンボルの抽出を行うためには、 H_d および H_r がそれぞれ既知でなければならない。しかしながら、これらは受信端では未知であり、何らかの方法で推定する必要がある。本論文では、図8に示されたようなスキッタードパイロットシンボルを伝送路の推定に利用する。これは、日本のISDB-Tや欧州のDVB-Tで採用されているパイロット配置である。スキッタードパイロットシンボルを用いた伝送路の推定方式は数多く提案され、その有効性が示されている¹¹⁾¹²⁾。しかしながら、提案方式ではシンボル間干渉が存在しているため、そのままではこれらの方式を利用することはできない。

しかし、 $\lambda = 4$ である場合、図8に示されたパイロット配置では、既知であるパイロットシンボルの干渉のみで構成された信号を受信することができる。

この時、受信シンボルは次のように示される。

$$x(l, k) = d(l, k)H_d(l, k) + d(l - 4, k)H_r(l, k) + n(l, k) \quad (17)$$

ここで、 $d(l, k)$ がパイロットシンボルであれば、 $d(l - 4, k)$

図 8 スキャタードパイロットシンボルの配置
Arrangement of scattered pilot symbols.

および $d(l-8, k)$ も同時にパイロットシンボルであるため、 $H_d(l, k)$ および $H_r(l, k)$ が時間的に変動しないものと仮定すれば

$$\begin{aligned} x(l, k) \pm x(l-4, k) \\ = \{d(l, k) \pm d(l-4, k)\} H_d(k) \\ + \{d(l-4, k) \pm d(l-8, k)\} H_r(k) \\ + n(l, k) \pm n(l-4, k) \end{aligned} \quad (18)$$

がいえる。このとき、パイロットシンボルが BPSK で変調されているならば、 H_d および H_r は、条件

$$\begin{cases} d(l, k) = \pm d(l-4, k) \\ d(l-4, k) = \mp d(l-8, k) \end{cases} \quad (19)$$

が成立した場合に、次のように推定することができる。

$$H_d = \frac{x(l, k) \pm x(l-4, k)}{d(l, k) \pm d(l-4, k)} \quad (20)$$

$$H_r = \frac{x(l, k) \mp x(l-4, k)}{d(l-4, k) \mp d(l-8, k)} \quad (21)$$

ただし、静的環境では以上のような方法で伝送路の推定を行うことができるが、フェージング環境下では式 (21) が成り立たなくなること、また推定遅延が大きくなる等の理由により、推定制度の劣化が予想される。

5. 計算機シミュレーション

本章では、計算機シミュレーションによって提案システムのビット誤り率特性を明らかにし、従来の SFN システムとの比較を行う。シミュレーション系統図を図 9 に、またシミュレーションに用いたパラメータを表 1 に示す。シミュレーションでは同期は完全であるものとし、主局から受信点および中継局から受信点の伝送路は 2 波静的マルチパス環境を仮定した。ここで、遅延時間とは図 9 のように伝送路において中継局からの信号に加わる遅延を示す。

図 10 は C/N に対するビット誤り率特性を示したものである。ここで、 $|H_d|/|H_r|$ (以下、単に D/U と記す) は

図 9 シミュレーション系統図
Block diagram of simulation.

表 1 シミュレーションパラメータ
Simulation Parameters.

キャリア数	(N)	1006
キャリア間隔	(f_0)	4kHz
搬送波周波数	(f_c)	190MHz
ガードインタバル長	(τ_g)	31.25 μ s
シンボル変調 (データシンボル)		QPSK
(パイロットシンボル)		BPSK
キャリアフィルタの帯域制限		1/8 f_0
シンボルフィルタの忘却係数		0.1
ビタビ推定器のバスメモリ長		6
主局からの伝送路特性 (H_d)	2 波静的マルチパス環境	
	遅延時間	2.43 μ s
	D/U	20dB
中継局からの伝送路特性 (H_r)	2 波静的マルチパス環境	
	遅延時間	1.69 μ s
	D/U	20dB

5dB とし、伝送路において加わる遅延時間は 5 μ s とした。また、中継局における遅延調整は、従来システムでは主局と中継局が同時刻に信号を送信するものとし、提案システムでは中継局が主局に対して 4 シンボル遅れにするものと仮定した。図中で、実線と破線はそれぞれ提案システムと従来システムのビット誤り率を表す。図から明らかなように、所要誤り率 10^{-3} の場合には C/N は 4dB 程度改善され、所要誤り率 10^{-2} の場合でも C/N は 2dB 程度改善されていることがわかる。

図 11 は C/N 10dB、遅延時間 5 μ s の下における D/U に対するビット誤り率特性を示したものである。また、中継局における遅延調整は図 10 の条件と同一とした。この時、遅延時間はガードインタバル内に収まっているため、キャリア間干渉は生じない。しかし、ビット誤り率特性は D/U が 0dB 近傍で大きく劣化している。従来システムでは、マルチパス干渉による周波数選択性フェージングによって特定のキャリアの S/N が悪くなり、全体のビット

図 10 C/N に対するビット誤り率特性
BER characteristics against C/N.

図 11 D/U に対するビット誤り率特性
BER characteristics against D/U.

誤り率特性を劣化させているものと考えられる。その一方で、提案システムでは主局からの信号と中継局からの信号には 1 シンボル区間内での相関性はないと考えることができ、それによる周波数選択性フェージングは生じない。したがって、提案システムが 0dB 近傍で劣化する要因は図 7 に示されたように、シンボル抽出の誤りによって生じるものである。しかしながら、その影響は従来システムと比較して少なく、提案システムを用いることによって所要 D/U は緩和される。例えば、所要誤り率を 10^{-3} とすると D/U は 2dB 程度改善され、所要誤り率を 10^{-2} とすると D/U によらず条件は満足される。逆に、D/U が 15dB 以上になると従来方式の方が特性は上回る。これは、周波数選択性フェージングによる特性の劣化量が、シンボルの抽出誤りによる特性の劣化量を下回ったためである。しかしながら、この逆転は所要誤り率を大きく下回った領域で生じているため、誤り訂正後の特性には大きく関与しないものと思われる。

図 12 は、放送波中継を仮定した場合の、遅延時間に対

図 12 遅延時間に対するビット誤り率特性
BER characteristics against Delay.

するビット誤り率特性を示したものである。この時、放送波中継 SFN 環境下では、遅延時間はほぼ正の範囲に分布するため、中継局における遅延調整量を $-\tau_g$ とすることによって遅延時間がガードインタバルを超えない領域を最大にできる。しかしながら、従来システムでは $-\tau_g$ の遅延を挿入することは不可能であるため、調整量を 0 とした。ただし、実際にはさらに多少の中継遅延を生じるため、条件はより厳しくなる。それに対し、提案方式では調整量を $4\tau_g - \tau_g$ とすることによって信号タイミングを進めることができる。ここで、C/N は 14dB とし、D/U は 5dB とした。また、遅延時間は有効シンボル長によって正規化してある。図から明らかなように、提案システムでは $2\tau_g$ の遅延時間まで特性に大きな変化は見られず、遅延時間が $2\tau_g$ を超えると急激に特性は劣化する。したがって、 $2\tau_g$ の遅延時間を許容するといえる。一方で、従来システムの許容する遅延時間は τ_g でしかない。さらに、従来方式の許容する遅延時間内であっても、提案システムの方がビット誤り率において良い特性を示していることがわかる。ただし、許容される遅延時間を超えた場合の特性は従来方式の方が良い。これは、従来方式では遅延波がガードインタバル長を超えた場合のキャリア間干渉成分を付加雑音と同ように扱えるものに対して、提案方式では遅延時間が $4\tau_g \pm \tau_g$ の間にあるものとの仮定が満たされなくなるために理論破綻が生じたものと考えられる。しかし、このような場合でも D/U が確保されている場合には従来方式と同ような復調を行うことによって特性は改善できる。

6. む す び

本論文では、SFN を実現する方法として、主局と中継局でことなるシンボルタイミングによって信号の送信を行う方式を提案した。それにより、D/U が劣悪であっても深い周波数選択性フェージングを生じずに受信を行うことが可能であり、シンボル間干渉が生じてもビタビアルゴリズム

ムによるシンボル抽出により利得が得られることが示された。また、放送波中継 SFN を仮定した場合には、遅延時間がガードインタバル長に収まるように遅延量を最適に調整することが可能となる。さらに、中継局における遅延調整期間を利用した再生中継が可能となるといえ、ループ発振の抑制が期待される。

今後の検討課題としては、シンボルの変調方式として差動変調が用いられる場合のシンボル抽出方法が挙げられる。この場合、パイロットシンボルが存在しないために伝送路の推定が行えず、本論文で提案したシンボル抽出に必要なマップを作製することができない。また、フェージング伝送路においては伝送路の推定が正しく行えず、特性の劣化が懸念される。さらに、既存の中継局をそのまま流用できる点についてはコスト的に有利といえるが、逆に受信器のコストは増大する。しかしながら、送信器と受信器の比率を考慮すると、受信器のコストは量産化によって削減できるのではないかと期待している。

本稿では ISDB-T によるデジタル放送への応用について取り扱ってきたが、主局と中継局で異なるシンボルタイミングで送信を行う本方式は、他のシステムへの応用も可能であることはいうまでもない。

本研究は、日本学術振興会および放送文化基金の援助によるものである。ここに謝意を表す。

〔文 献〕

- 1) R. W. Chang and R. A. Gaby: "A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme", IEEE Trans. Comm., COM-16, pp.529-540 (1968)
- 2) S. B. Weinstein and P. W. Ebert: "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing using the Discrete Fourier Transform", IEEE Trans. Comm., COM-19, pp.628-634 (1971)
- 3) 廣野, 樋口: "地上デジタル放送の開発動向(放送ネットワークと移動体向け放送)", 映情学誌, 52, 11, pp.1567-1569 (1998)
- 4) 河内: "デジタル放送開始に向けた最新動向", 映情学誌, 53, 11, pp.1456-1459 (1998)
- 5) 高田, 藤沢, 木村, 岡野, 中原, 黒田, 内海: "地上デジタルテレビジョン放送の野外大規模実証実験による固定受信特性", 映情学誌, 53, 11, pp.1575-1584 (1998)
- 6) 今村, 濱住, 渋谷, 佐々木: "放送波中継 SFN 用回り込みキャンセラの室内実験", 映情学年大, 13-4, pp.187-188 (1999)
- 7) 中原, 森山: "OFDM を用いた SFN カバレッジについての基礎検討", テレビ学年大, 10-6, pp.130-131 (1996)
- 8) P. Melsa, R. Younce, C. Rohrs: "Impulse Response Shortening for Descrete Multitone Transceivers", IEEE Trans. Comm., COM-44, pp.1662-1672 (1996)
- 9) 毛利, 岡田, 原, 小牧, 森永: "マルチキャリア変調信号のシンボル同期・周波数オフセット同時推定方式", 信学技報, RCS-95, 70, pp.9-16 (1995)
- 10) P. Moose: "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction" IEEE Trans. Comm., COM-42, 10, pp.2908-2914 (1994)
- 11) 林, 木田, 影山, 原田, 木曾田, 坂下: "OFDM 復調における適応等化方式の検討", テレビ学技報, 20, 53, pp.55-60 (1996)
- 12) 山本, 野上, 大久保: "OFDM 用等化器のシミュレーション検討", 映情学誌, 52, 11, pp.1643-1649 (1998)

関 力 1999 年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科卒業。現在, 同大学大学院修士課程に在学中。OFDM の研究に従事

伊丹 誠 1984 年, 東京大学工学部電子工学科卒業。1989 年, 同大学院工学系研究科電子工学専攻博士課程修了。同年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科勤務。現在, 同大学助教授。通信方式, 信号処理, 教育工学の研究に従事。工学博士。正会員。

太田 弘毅 1979 年, 東京工業大学付属工業高等学校電子科卒業。同年, 郵政省電波研究所(現, 郵政省通信総合研究所)入所。1985 年, 同放送技術研究室勤務。以来, テレビ同期放送, デジタル音響信号処理, 地上波デジタル放送の研究に従事。早稲田大学理工総研客員研究員。正会員。

伊藤 紘二 1968 年, 東京大学大学院工学系研究科博士課程電気工学専攻修了後, 同年, 同大学講師, 1972 年, 同助教授を経て, 1989 年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科教授となり, 現在に至る。この間, 信号処理, 情報理論, 通信方式, 無線航行援助, 航空管制通信, 教育工学などの研究に従事。工学博士。正会員。