S F N環境下における長距離遅延プロファイル測定装置の開発

Development of a Long Delay Wave Measuring Apparatus for Single Frequency Network

正会員 来山和彦^{†1}, 正会員 生岩量久^{†2}, 正会員 川那義則^{†3}, 森井 豊^{†4}Kazuhiko Kitayama^{†1}, Kazuhisa Haeiwa^{†2}, Yoshinori Kawana^{†3} and Yutaka Morii^{†4}

Abstract This paper describes an evolutionary long delay wave measuring apparatus for measuring delay profiles and levels accurately in the single frequency network (SFN) used for terrestrial digital TV broadcasting. Measurable delay times using the conventional scattered pilot (SP) signal method are theoretically restricted to less than 0.5ms. This equipment has no limit to the length of delay times it can measure. We fabricated and tested a proto type and confirmed that it can be used to measure delay profiles with delay times longer than 1ms. In addition, we discuss errors that occurred when using this method and the countermeasures that were taken. Performance was satisfactory. In the future, this apparatus will be effective for achieving coverage with excellent quality following the construction of a new relay station that will expand SFN. In addition, it will be effective for electric field strength measurements taken during maintenance and it will assist in the efficient operation of SFN by its ability to confirm the quality of coverage.

キーワード：S F N, 地上デジタル放送, 遅延プロファイル, OFDM

1. ま え が き

地上デジタルテレビ放送で採用されている SFN(Single Frequency Network) 環境下の遅延プロファイル測定において、1 シンボル (1ms) 以上の遅延をもつ妨害波 (遅延波) の遅延時間とレベルを精度よく測定できる装置を開発した。

遅延プロファイルの測定とは、到来時間差 (遅延時間) をもった複数の電波が受信される場合の遅延時間とレベルを測定することである。本装置は従来方式に比べてより長い伝搬距離差をもつ遅延波の測定が可能であることから、“長距離遅延プロファイル測定装置”と称している。

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex) 信号における従来の遅延プロファイル測定法としては、S P (Scattered Pilot) 信号を使用した方法¹⁾²⁾ (以下「S P 法」という) あるいは OFDM 波をスペクトラムアナライザで観測した振幅周波数特性を I F F T (逆高速フーリエ変換) で分析する方法 (以下「スペアナ法」という)³⁾ などがある。S F N 環境下においては、周波数が同じで、かつプログラムが同一内容の他局電波が到来する。置局時には、エリア内において他局との到来時間差がガードインターバル以内となるように遅延時間を調整するが、OFDM 変調器の処理時間の差等により、1ms 以上の到来時間差が生じる場合がある。開局後においても、300km 以上の伝搬距離差がある場合には 1ms 以上の遅延時間となるが、従来の方法では対応できない。その理由は S P 法およびスペアナ法とも F F T (高速フーリエ変換) 時間長を長く、自由に設定できない方式であることによる。すなわち、S P 法ではキャリアを復調して S P 信号を抽出するため F F T 時間長を有効シンボル長の 1.008ms (ISDB-T 方式 Mode3 (固定受信用) の場合⁴⁾) とする必要がある。S P の実効的な周波数間隔はキャリア間隔の 3 倍であり⁴⁾、離散値 F F T における周波数離散幅もキャリア間隔の 3 倍となる。F F T 時間長は周波数離散幅の逆数であり、さらに測定可能な遅延時間は F F T 時間長/2 であるから Mode3 の場合の測定可能な時間は約 170 μ s ($\approx 1.008\text{ms}/6$) となる。スペアナ法においては、周波数離散幅は回路に使用される高周波狭帯域フィル

2006 年 8 月 15 日受付, 2006 年 12 月 14 日再受付, 2007 年 4 月 18 日採録

†1 NHK アイテック大阪支社

(〒540-0012 大阪市中央区谷町 2-9-3, TEL 06-6966-0413)

†2 広島市立大学

(〒731-3194 広島市安佐南区大塚東 3-4-1, TEL 082-830-1678)

†3 NHK 技術局

(〒150-8001 東京都渋谷区神南 2-2-1, TEL 03-5455-5297)

†4 NHK エンジニアリングサービス

(〒157-8540 東京都世田谷区砧 1-10-11, TEL 03-5494-2408)

†1 NHK Integrated Technology Osaka Branch

(2-9-3, tanimachi, chuou-ku, Osaka-shi, 540-0012 Japan)

†2 Hiroshima City University

(3-4-21, Ootukahigashi, Asaminami-ku, Hiroshima-shi 731-3194, Japan)

†3 NHK Engineering Administration Department

(2-2-1, Jinnan, Shibuya-ku, Tokyo 150-8001, Japan)

†4 NHK Engineering Service

(1-10-11, Kinuta, Setagaya-ku, Tokyo 157-8540, Japan)

タの通過帯域幅により決まるが、この通過帯域幅、(すなわちIFFT時の周波数離散幅)を小さくできないため、その逆数であるFFT時間長を長く設定することができない。

本装置においては、ハードウェアにより時間波形データ(時間領域データ;複素数)を取得し、以降は解析プログラムによりデータをFFTしてスペクトラム(周波数領域データ)に変換している、さらに電力スペクトラムに変換したあとIFFTし、遅延プロファイルを得ている。電力スペクトラムをIFFTし、遅延プロファイルを得るという点は、従来のスペアナ法と同じであるが、本装置の特長は目標の遅延時間に応じて、自由にFFT時間長を設定できることにある。すなわち、ソフトウェア処理でハードウェアから得た時間波形データの数を増やすことにより、データ数に比例してFFT時間長を大きくすることができる。これにより測定遅延時間に原理的な制約のない装置を実現でき、目標とする1ms以上の遅延時間差をもつ電波の測定が可能となった。

本装置は、長い遅延時間をもつ電波測定が可能であるという特長をもつが、入力信号の周波数スペクトラムレベルが一定であることを前提としている。しかし実際のOFDM信号の各キャリアは、振幅値に情報をもつ64QAM信号等によって変調されているため、そのスペクトラムレベルは周波数に対して一定ではなく、平均電力と平均電力との偏差の和と見なすことができる。この偏差は、平均値が0でランダムな値をとるため、白色雑音と同じ特性となり、平均電力に雑音が重畳された場合と等価と見なせる。したがって、IFFT出力は、全時間領域に雑音が重畳された波形となり、低レベルの遅延波の測定が困難となる。また、電力スペクトラムに変換するという非線形(2乗特性)動作により不要なインパルスが発生する。また、本装置は1ms以上の遅延時間を測定するためFFT時間長をこの2倍以上とする必要があることから、ガードインターバル(126μs)が機能せず、隣接シンボル間干渉により、遅延波レベルの低下、等価C/Nの劣化などが生じ、誤差となる。このため、これら誤差の発生メカニズムを明らかにするとともに、FFT時間長を長くするなどの対策により実用上問題がないことを明らかにした。また、雑音に埋もれて信号の検知が困難な状態でもFFT時間長を長くすることにより、低レベルの遅延波の測定が可能であることを示した。本装置を用いれば、1ms以上の遅延時間を持ち、かつ低レベル(遅延波レベル/主波レベルの目標値:-40dB以上)の電波測定が可能となり、今後のSFN中継局の置局時、運用保守時等に有効である。

2. 装置の基本原理

SFN環境下における複数の到来波の中で最もレベルの高いものを主波とし、他の到来波を遅延波と呼ぶことにする。遅延時間は、主波の到来時間を時間の基準(時間0)とし、他の遅延波の到来時間は主波との相対時間で表示され

る。レベルに関しても、主波のレベルを基準として他の遅延波のレベルを求めている。本装置は受信波の時間波形を任意に切り取り、FFTによりスペクトラムに変換し、さらに電力スペクトラムに変換したあとIFFTし、遅延プロファイルを求めている。

受信波において、主波に対する遅延波の比($\dot{R}_n$)は、 R を遅延波レベル/主波レベル($R < 1$)、 N を離散値処理のサンプルデータ総数(2の整数のべき乗の値、本方式では8192^pとし整数(p)は任意の値)、 n を整数($0 \leq n < N$)、 t_d を離散値幅を単位とする遅延時間(整数)とすれば次式で表される。

$$\dot{R}_n = Re^{-j\frac{2\pi}{N}nt_d} \quad (1)$$

ただし、 $R < 1$ である(複数の到来波で最もレベルの高い到来波を基準の主波としているので $R < 1$ となる。二つの到来波のレベルが等しい場合もあり得るが、アンテナ高の調整等により $R \neq 1$ とすることは可能)。なお、式(1)において、キャリア位相は測定値に影響を与えない(本装置は振幅情報のみを測定)ので式表示を簡単にするため0としている。

$\dot{S}_n$ を主波のスペクトラムとすれば、主波と遅延波が合成された受信波のスペクトラム($\dot{Z}_n$)は $\dot{R}_n$ を用いて次式で表される。

$$\dot{Z}_n = \dot{S}_n(1 + \dot{R}_n) \quad (2)$$

本装置では、任意の時間で切り取った受信波形データをフーリエ変換するので、ガードインターバルが機能せず隣接シンボル間干渉が発生する。このため歪み成分(雑音と見なせる)が含まれることになるが、式表示を簡単にするため、ここでは無視している。この対策については3.3章で論じる。

受信波の電力スペクトラム(P_n)は $\dot{Z}_n$ を $\dot{Z}_n$ の共役複素数、 S_n^2 を一定と仮定すれば次式で表される。

$$P_n = \dot{Z}_n \dot{Z}_n^* = P_0(1 + \dot{R}_n)(1 + \dot{R}_n^*) \quad (3)$$

P_n のIFFT($\dot{D}_t$)は $\sum$ を用いた式で表されるが、式の変形に便利な連続積分で表すことも可能であり、以降は次式を用いる。

$$\dot{D}_t = \int_0^N P_n e^{j\frac{2\pi}{N}nt} dn \quad (4)$$

式(3)を式(4)に代入し、展開すれば

$$\dot{D}_t = P_0 \int_0^N (1 + \dot{R}_n \dot{R}_n^* + \dot{R}_n + \dot{R}_n^*) e^{j\frac{2\pi}{N}nt} dn \quad (5)$$

一方、式(1)から $\dot{R}_n e^{j\frac{2\pi}{N}nt} = Re^{j\frac{2\pi}{N}n(t-t_d)}$ 、 $\dot{R}_n^* e^{j\frac{2\pi}{N}nt} = Re^{j\frac{2\pi}{N}n(t+t_d)}$ 、 $\dot{R}_n \dot{R}_n^* = R^2$ が成立するため、

次式が成り立つ.

$$\dot{D}_t = P_0 \int_0^N \{ (1 + R^2) e^{j \frac{2\pi}{N} n t} + R e^{j \frac{2\pi}{N} n (t - t_d)} + R e^{j \frac{2\pi}{N} n (t + t_d)} \} dn \quad (6)$$

0でない任意の整数 q では, $\int_{n=0}^N e^{j \frac{2\pi}{N} n q} dn = 0$, 任意の定数 C では $\int_{n=0}^N C \cdot dn = N \cdot C$ であるので, 式 (6) は t の値により, 次式で表される.

$$\dot{D}_t = \begin{cases} N(1 + R^2)P_0 & (t = 0), \\ N \cdot R \cdot P_0 & (t = \pm t_d), \\ 0 & (t = 0, t = \pm t_d \text{ 以外の時}) \end{cases} \quad (7)$$

式 (7) は以下のことを示している.

- (1) $t = 0$ (遅延時間 0) に主波と遅延波の電力とサンプルデータ総数 (N) の積のインパルスが現れる.
- (2) $t = \pm t_d$ (遅延波の遅延時間) に遅延波の電力とサンプルデータ総数 (N) の積のインパルスが現れる.
- (3) その他の時間には出力は現れない

以上により, 主波の電力スペクトラム (S_n^2) を一定と仮定すれば, IFFTにより $\dot{S}_n$ の位相情報に関係なく $t = 0$ (主波の時間) と $t = \pm t_d$ (遅延時間) に出力が現れるので, 遅延プロファイルの測定が可能である. ただし, 本装置においては電力スペクトラム (S_n^2) は一定でないため誤差を生じるが, この対策については次章で論じる.

3. 誤差の対策

3.1 スペクトラムレベルに偏差がある場合

前記のように, 実際の OFDM 信号の各キャリアは, 振幅値に情報をもつ 64 QAM 信号等によって変調されているため, そのスペクトラムレベルは一定ではない. そこで, 式 (3) の P_0 を P_0 (平均値) + ΔP_n (偏差) とすれば, $P_n = (P_0 + \Delta P_n)(1 + \dot{R}_n)(1 + \dot{R}_n^*)$ となる.

P_n の IFFT (P_{nI}) は,

$$P_{nI} = \int_0^N P_0(1 + \dot{R}_n)(1 + \dot{R}_n^*) e^{j \frac{2\pi}{N} n t} dn + \int_0^N \Delta P_n(1 + \dot{R}_n)(1 + \dot{R}_n^*) e^{j \frac{2\pi}{N} n t} dn \quad (8)$$

式 (8) の第 2 項は誤差成分を表す. 一方, 式 (1) から $(1 + \dot{R}_n)(1 + \dot{R}_n^*) = 1 + R^2 + 2R \cos 2\pi/N \cdot n t_d$ が成り立ち, これを F_n と置けば,

$$F_n = (1 + R^2 + 2R \cos \frac{2\pi}{N} n t_d) \quad (9)$$

式 (9) を式 (8) の第 2 項に代入し, この値を $\dot{D}_{et}$ とすれば,

$$\dot{D}_{et} = \int_{n=0}^N \Delta P_n F_n e^{j \frac{2\pi}{N} n t} dn \quad (10)$$

$\dot{D}_{et}$ は遅延波の存在しない時間に現れるインパルスであり, 誤差インパルスと呼ぶことにする. これは全時間に同

程度のレベルで雑音と同じように分布するので, 低レベルの遅延波は誤差インパルスに埋もれて測定できない. そこで対策を検討した.

式 (10) から, $\dot{D}_{et}$ は $\Delta P_n F_n$ の逆フーリエ変換で, $\Delta P_n F_n$ は $\dot{D}_{et}$ のフーリエ変換であるから, パーシバルの等式が適用でき次式が成り立つ.

$$\frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} D_{et}^2 = \sum_{n=0}^{N-1} (\Delta P_n F_n)^2 \quad (11)$$

ここで, 式 (11) の左辺は D_{et}^2 の平均値 (D_{ea}^2) である. また, 右辺の N 個のデータの平均値を ϵ^2 で表せば,

$$\bar{\epsilon}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (\Delta P_n F_n)^2 \quad (12)$$

したがって, $D_{ea}^2 = N \cdot \bar{\epsilon}^2$ が成り立ち, 次式を得る.

$$D_{ea} = \sqrt{N} \sqrt{\bar{\epsilon}^2} \quad (13)$$

式 (7) と式 (13) により誤差インパルスとデータ総数 N の関係を記述すれば,

- (1) 信号により生じるインパルス ($\dot{D}_t$) は N に比例する.
- (2) 電力スペクトラム偏差に起因する誤差インパルスは時間全域に分布し, 平均値 (D_{ea}) は $\sqrt{N}$ に比例する.
- (3) 従って信号により生じるインパルス ($\dot{D}_t$) と誤差インパルスの平均値 (D_{ea}) の比は $\sqrt{N}$ に比例し, N を大きくすれば信号対雑音比が $\sqrt{N}$ 倍改善される.

以上から, 遅延波が誤差インパルスに埋もれて測定できないような低レベルの場合でも, N を大きくすることにより, 遅延波レベルと誤差インパルスのレベルの比が大となり, 測定が可能となる. 例えば, N を 2 倍すると 3dB 感度が向上する. なお, 受信波には受信機の内部雑音が加わるが, この場合にも上記の関係が適用できる.

3.2 複数の遅延波が到来した場合の誤差

複数の遅延波が含まれる受信波の電力スペクトラム (P_n) は式 (3) を拡張すれば, 次式で表される.

$$P_n = P_0 \left(1 + \sum_{m=1}^M \dot{R}_{mn} \right) \left(1 + \sum_{m=1}^M \dot{R}_{mn}^* \right) \quad (14)$$

ここで, $\dot{R}_{mn} = R_m e^{-j \frac{2\pi}{N} n t_m}$, $\dot{R}_{mn}^* = R_m e^{j \frac{2\pi}{N} n t_m}$, M : 受信波に含まれる遅延波の総数, m : 遅延波の番号である. 式を簡単化するため, 式 (14) を次のように表す.

$$P_n = P_0 (1 + A_n + B_n) \quad (15)$$

ここで

$$A_n = \sum_{m=1}^M \dot{R}_{mn} \sum_{m=1}^M \dot{R}_{mn}^*, \quad B_n = \sum_{m=1}^M \dot{R}_{mn} + \sum_{m=1}^M \dot{R}_{mn}^*$$

であり,

$$A_n = (\dot{R}_{1n} + \dot{R}_{2n} + \dots + \dot{R}_{Mn})(\dot{R}_{1n}^* + \dot{R}_{2n}^* + \dots + \dot{R}_{Mn}^*)$$

あるから,

$$A_n = \sum_{m=1}^M R_{mn}^2 + \sum_{p=2}^M \sum_{q=1}^{p-1} (\dot{R}_{pn}^* \dot{R}_{qn} + \dot{R}_{pn} \dot{R}_{qn}^*) \quad (16)$$

オイラーの公式および $\dot{R}_{mn}$ の定義から式 (16) の括弧内は次式で表される.

$$\dot{R}_{pn}^* \dot{R}_{qn} + \dot{R}_{pn} \dot{R}_{qn}^* = 2R_p R_q \cos \frac{2\pi}{N} n(t_p - t_q) \quad (17)$$

$$B_n = 2R_m \cos \frac{2\pi}{N} n t_m \quad (18)$$

式 (15) を変形すれば,

$$P_n = P_0 \left\{ 1 + \sum_{p=2}^M R_m^2 + \sum_{p=1}^M 2R_m \cos \frac{2\pi}{N} n t_m + \sum_{p=2}^M \sum_{q=1}^{p-1} 2R_p R_q \cos \frac{2\pi}{N} n(t_p - t_q) \right\} \quad (19)$$

式 (19) の最後の項は遅延波の数が複数 ($M > 1$) のとき生じる偽インパルスである. また, 遅延波数 M の二つの組合せの数 ($M C_2$) だけ発生する. この偽インパルスは, 遅延波相互の積から生じた成分であるから, 相互積成分と呼ぶことにする.

P_n を I F F T すると, t の値に応じて以下の遅延プロファイルが得られる.

$$\begin{aligned} \dot{D}_t &= N(1 + \sum_{m=1}^M R_m^2) P_0 \quad (t = 0), \\ \dot{D}_t &= N \cdot R_m \cdot P_0 \quad (t = \pm t_m) \\ \dot{D}_t &= N \cdot R_p R_q \cdot P_0 \quad \{t = \pm(t_p - t_q)\} \end{aligned} \quad (20)$$

複数の遅延波を含む場合の I F F T 出力には $t = 0, t = \pm t_m$ の他に $t = \pm(t_p - t_q)$ にインパルスが現われる. 遅延波の数が M の場合, インパルスの総数は主波以外に $M + M C_2$ となり, このうち $t = \pm(t_p - t_q)$ のものは相互積成分の偽信号でこれを遅延プロファイルの表示から除く必要がある.

相互積成分のレベルは二つの遅延波のレベルの積であり, 時間は二つの遅延波の遅延時間の差となることを利用して, 相互積成分による偽信号を除去するためのアルゴリズムを以下に示す.

- (1) I F F T 出力の主波以外のインパルスで最大レベルと 2 番目のインパルスは遅延波である. (すべての遅延波で $R_m < 1$ が成り立つので, 2 値の積 $R_p R_q$ (相互積) はいずれの 2 値 (遅延波) よりも小)
- (2) 2 値の積 $R_p R_q$ の遅延時間は両遅延波の差となる. したがって両遅延波の差の時間 ($t_p - t_q$) にあるインパルスは相互積成分である.
- (3) 既知の遅延波と相互積成分を除けば, 最大値のインパルスは新たな遅延波である.

- (4) 新たな遅延波を加え, 既知のすべての遅延波の二つの組合せにより得られる時間差のインパルスを新たな相互積成分と判定し, 除外する.

上記の判定を順次繰り返せば, すべてのインパルスを遅延波と相互積成分に選別でき, 不要な成分を除去できる. ただし, 二つの遅延波の遅延時間が $1/2$ の関係にある場合には相互積の遅延時間と $1/2$ の遅延時間の遅延波が同じ時間に重なり分離不可能となるが, 受信点の位置を単位の離散値幅の時間 (Mode3 では $0.123\mu s$) に相当する約 37m ずらせると分離できるので実際の測定環境では問題はない.

3.3 異シンボルが混入した場合の誤差

図 1 に遅延波がある場合の OFDM 信号波形を示す. 本装置は FFT 時間長を 2ms 以上とするのでガードインターバルが機能せず, 異シンボルが混入し, 遅延波レベルの低下, シンボル間干渉による等価雑音の増加などが生じる. これらについて検討を行った.

Tg : Guard Interval Duration Ts : Effective Symbol Duration

図 1 遅延波がある場合の OFDM 信号波形
OFDM signal with a delay wave.

主波を時間領域で表した $e(t)$ は主波のスペクトラム ($\dot{S}_n$) の I F F T であるから次式で表される.

$$e(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}_n e^{j \frac{2\pi}{N} n t} \quad (21)$$

前シンボルのスペクトラムを $\dot{N}_n$, 遅延波レベル/主波レベルを R とすれば, 遅延波 $e_d(t)$ は次式で表される.

$$\begin{aligned} e_d(t) &= R \sum_{n=0}^{N-1} \dot{N}_n e^{j \frac{2\pi}{N} n t} \quad (0 \leq t < t_d) \\ e_d(t) &= R \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}_n e^{-j \frac{2\pi}{N} n t_d} e^{j \frac{2\pi}{N} n t} \quad (t_d \leq t < N) \end{aligned} \quad (22)$$

遅延波のスペクトラム (Z_{dn}) は $e_d(t)$ を F F T すれば求められ, 次式で表される.

$$Z_{dn} = \frac{1}{N} \int_0^N e_d(t) e^{-j \frac{2\pi}{N} n t} dt$$

図 2 受信波のスペクトラム
Received wave spectrum.

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{N} \int_0^{t_d} R \sum_{q=0}^{N-1} \dot{N}_q e^{j \frac{2\pi}{N} q t} e^{-j \frac{2\pi}{N} n t} dt \\
 &+ \frac{1}{N} \int_{t_d}^N R \sum_{q=0}^{N-1} \dot{S}_q e^{j \frac{2\pi}{N} q t_d} e^{j \frac{2\pi}{N} q t} e^{-j \frac{2\pi}{N} n t} dt \\
 &= \frac{t_d}{N} R \dot{N}_n + \frac{N - t_d}{N} R \dot{S}_n \quad (23)
 \end{aligned}$$

式 (23) が異シンボル混入による誤差を表している。すなわち異シンボルの混入により、 R が $R \frac{N-t_d}{N}$ に低下するとともに、 $\frac{t_d}{N} R \dot{N}_n$ が $\dot{S}_n$ に加算されるため、雑音を加算された場合と同じ状況となる。しかし、いずれの場合もサンプル総数 (N) を大きく (FFT 時間長を大) すれば影響を軽減できる。

3.4 主波レベルの誤差補正

遅延プロファイルにおける時間 0 時のインパルス (D_0) は主波の他に遅延波と雑音を含んでいる。実際の装置においては、主波のレベルを精度よく測定する必要があるため、 D_0 の補正 (遅延波と雑音の成分の除去) が必要である。

地上デジタル放送に用いられる OFDM 信号の帯域幅は約 5.57 MHz ⁴⁾ であり、図 2 に示すように帯域外では雑音だけのレベルを知ることが可能である。雑音は帯域内にも同じレベルで混入しているので、帯域内の電力から帯域外電力 (G_n) を減ずれば、(主波+遅延波) の電力を求めることができる。

以上のように雑音による影響を完全に除去したと仮定すれば、 $t = 0$ のインパルスの値 (D_0) および $t = t_d$ の遅延波のインパルスの値 (D_{t_d}) は式 (7) を用いてそれぞれ次式で表される。

$$D_0 = NP_0(1 + R^2), \quad D_{t_d} = NP_0R \quad (24)$$

両式から P_0 (主波の電力) を求めると

$$P_0 = \frac{D_0 + \sqrt{D_0^2 - 4D_{t_d}^2}}{2N} \quad (25)$$

式 (25) により測定値 (D_0 および D_{t_d}) から真値 (P_0) を求めることが可能となる。

図 3 装置の系統
Schematic diagram of the equipment.

4. 装置の系統

装置の系統を図 3 に示す。受信した OFDM 信号を同期検波した後、A/D 変換し、信号の時間領域のデータを得ている。ここまではハードウェアで行い、以後はすべてソフトウェアで行っている。FFT によりスペクトラムを求め、電力スペクトラムに変換した後、IFFT することにより遅延プロファイルを得ている。ソフトウェアで FFT および IFFT を行っているため、FFT 時間長を任意にかつ容易に変えることができる。IFFT 出力から式 (7) により遅延波レベルおよび主波レベルを得る演算、原理上生じる誤差の補正を式 (25) により行った後、周波数スペクトラムおよび遅延プロファイルを図 3 のディスプレイに画面表示する。

5. 性能

本章では、3 章で論じた各誤差に対する対策の効果を実証するために行った室内実験の測定結果について記述する。以下のデータにおいて受信波入力信号は、モード 3、シンボル長が 1.134 ms 、ガードインターバル長が 0.126 ms 、各キャリアの変調方式は 64QAM 変調の OFDM 信号である。

5.1 スペクトラムのレベル偏差が測定誤差に与える影響の確認

図 4 に遅延時間が $100 \mu\text{s}$ で FFT 時間長が 2 ms の場合と FFT 時間長が 64 ms の場合の遅延波レベル/主波レベルを図 3 のディスプレイに表示したものを示す。全時間領域において、ほぼ一様に誤差インパルスが現われており、FFT 時間長が 2 ms の場合の誤差インパルスの最大レベルは -35 dB であるが、FFT 時間長を 64 ms と長くした場合には、誤差インパルスの最大値は -44 dB となっており、大幅に改善されている。

5.2 遅延時間が長い場合の測定データ

図 5 に主波と遅延時間が 2 ms の遅延波を入力した場合の周波数スペクトラムと遅延プロファイルを示す。FFT 時間長を 64 ms としているため、誤差インパルスのレベルは -40 dB 程度となっており、 2 ms という長い遅延時間におい

図4 遅延時間が $100\mu\text{s}$ で FFT 時間長が 2ms の場合と FFT 時間長が 64ms の場合の誤差インパルス
Error Impulses with FFT length of 2ms and 64ms with a delay time of $100\mu\text{s}$.

図5 遅延時間が 2ms のときの周波数スペクトラムと遅延プロフィール
Frequency spectrum and delay profile with a delay time of 2ms .

でも目標とする -40dB 以上程度の低レベル遅延波まで測定が可能である。

5.3 受信波が低レベルの場合の測定データ

図6にFFT時間長を 64ms とし、 $C/N=0\text{dB}$ の状態で遅延波レベル/主波レベル (R) $= -6\text{dB}$ 、遅延時間 ($100\mu\text{s}$) の信号を入力した場合のスペクトラムと遅延プロフィールを示す。このように雑音に埋もれて信号が分かりにくい状態でも、FFT時間長を 64ms と長くすることにより測定できている。ただし、図においては、主波に加算された雑音電力を減じていないので遅延波レベルは真値 (-6dB) より低下 (-15dB) しているが、実際には雑音電力を減じた値が表示される。

5.4 遅延波が複数の場合の測定データ

図7に遅延時間が $50\mu\text{s}$ と $75\mu\text{s}$ の遅延波を含む受信波の遅延プロフィールを示す。式 (19) で示したように、二つの遅延波の遅延時間差である $25\mu\text{s}$ のところに相互積成分の偽インパルスが現れている。実際の装置の表示画面では、真の遅延波だけが表示されるため実用上問題はない。

5.5 異シンボルが混入した場合の測定データ

図8に長い遅延時間の影響で異シンボルが混入した場合

図6 $C/N=0\text{dB}$ 時のスペクトラム及び遅延プロフィール
Spectrum and delay profile with a C/N of 0dB .

図7 二つの遅延波 (遅延時間 $50\mu\text{s}$ および $75\mu\text{s}$) を含む場合の遅延プロフィール

Delay profile with two delay waves having delay times of $50\mu\text{s}$ and $75\mu\text{s}$.

図8 FFT 時間長 (T) をパラメータとした遅延時間 (τ) に対する遅延波レベル/主波レベル

Delay wave level/main wave level in terms of a delay time (τ) with FFT length changed.

の遅延時間 τ (離散値幅 $(T/N) \times \text{整数}(t_d) = t_d \cdot T/N$) に対する遅延波レベル/主波レベルを示す。

式 (23) で示したように遅延波レベルが遅延時間に応じて低下している。しかし、FFT時間長を 64ms 以上とすることにより、誤差はほとんど無視できることがわかる。

5.6 主波レベルの補正を検証するための測定データ

図9に式 (25) を用いて補正を行った後の遅延波レベル/希望波レベル (D_{t_d}/D_0) と補正前の値を示す。補正なしのデータは図3におけるIFFT部、補正ありのデータはCom-

図 9 補正あり、なしの場合の遅延波レベル/希望波レベル
Delay wave level/ main wave level with compensation and
without compensation.

pensation 部の出力を測定したものである。補正前は式 (24) で示したように、主波に遅延波成分が含まれるため飽和特性となっているが、補正後はほぼ直線となっており、補正が適確に行われていることがわかる。

6. む す び

長距離遅延プロファイルが測定可能な装置を試作し、1 シンボル長 (1ms) より長い遅延時間をもつ電波についても充分測定可能であることを確認した。また、原理的に生じる誤差についても検討を行い、FFT 時間長を充分長くすること等により、実用上問題がないことを明らかにした。今後は、フィールドで SFN 波を実測し、SFN ネットワークの構築に役立てるとともにその有効性を検証していきたい。

〔文 献〕

- 1) 今村誠, 渋谷一彦, 佐々木誠: "放送波中継 SFN の基礎検討", 映像学技報, ROFT'98-81, 22, 59, pp.37-42(Oct.1998)
- 2) 生岩量久: "(2002.2), "小特集 いよいよ地上デジタル放送だ (空中線設備と廻り込みキャンセラ)", 映像学誌, 56, 2, PP.162-164(Feb.2002)
- 3) 伊東 英彦 外: "OFDM 波の遅延プロファイル測定装置", 特許広報, 特開 2001-223666 号
- 4) 地上デジタルテレビジョン放送の伝送方式 (Transmission system for digital terrestrial television broadcasting) 標準規格 ARIB STD-B31, 1.2 版, (社) 電波産業会

きたやま かずひろ
山崎 和彦 1959 年, NHK 入局. 1965 年, 大阪工業大学電気工学科卒業. 1998 年, NHK 退職. その間, 主として技術管理 (送信技術) に従事. 1998 年, (財)NHK エンジニアリングサービス入社. 以来, 高周波伝送特性自動測定の開発に従事. 2003 年, (株) NHK アイテック入社. 正会員.

はえいわ かずひさ
生岩 量久 1970 年, 徳島大学工学部電気工学科卒業. NHK において放送用送信装置, デジタル放送関係の設計・開発に従事した後, 2004 年 7 月から, 広島市立大学情報科学部教授, 現在に至る. 工学博士. 1997 年度東京都発明研究功労賞, 1998 年度映像情報メディア学会開発賞, 2001 年度進歩賞などを受賞. 正会員.

かわな よしのり
川那 義則 1999 年, 静岡大学大学院理工学研究科電気電子工学修了. 同年, NHK 入局. 名古屋放送局を経て 2002 年より, 技術局に勤務. 以来, 地上デジタル送信設備の設計および整備に従事. 正会員.

もり い ゆたか
森井 豊 1959 年 NHK 入局. 1964 年, 大阪工業大学電気工学科卒業. 1998 年, NHK 退職. その間技術局で開発業務に従事. 1998 年, (財) NHK エンジニアリングサービス入社. 以来, 映像圧縮・IP 伝送装置, 高周波伝送測定装置の開発に従事.