地上デジタルテレビジョン放送の伝送特性と IM に関する一検討

Evaluation of Transmission Performance for Digital Terrestrial Television Broadcasting System in the Presence of Inter-modulation Noise

正会員 三木 信之[†], 正会員 北沢 誠[†]
Nobuyuki Miki[†] and Makoto Kitazawa[†]

Abstract When an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal passes through a non-linear power amplifier, inter-modulation (IM) occurs. Third distortion components of the IM exist in the OFDM band, degrading the bit error rate (BER). Because the in-band IM cannot be measured directly, this phenomenon has not been analyzed thoroughly. The IM is introduced into the OFDM by the non-linearity of the transmission equipment. It changes the C/N of each carrier, leading to variations in their BERs. The overall BER of the OFDM signal is calculated by adding and averaging the carrier BERs. Using mathematical representations of the above, we have theoretically and experimentally shown that the equivalent C/N degradation due to IM from the reference C/N (22 dB), where the BER of error correction-free 64 QAM-OFDM is 9.7×10^{-3} , can be obtained directly by measuring the IM near the OFDM band, without measuring the carrier BERs.

キーワード：地上デジタルテレビジョン放送, OFDM, IM, 混変調, 相互変調, 等価 C/N 劣化量

1. ま え が き

平成 11 年 5 月 24 日に第 117 回電気通信技術審議会が開催され、諮問第 74 号「デジタル放送方式に係る技術的条件」のうち「地上デジタルテレビジョン放送方式の技術的条件」と諮問第 98 号「デジタル放送導入のための地上放送の置局に関する技術的条件」のうち「地上デジタルテレビジョン放送の置局に関する技術的条件」が承認され^{1)~4)}、現在、地上デジタルテレビジョン放送開始に向けて、より具体的な放送システムの実験や検討が進められている。

我が国の地上デジタルテレビジョン放送は OFDM 方式であり、伝送システムを劣化させる主な要因として、搬送波位相ノイズ、IM (Inter-Modulation)、マルチパス等があるが、大電力で送信する送信設備において最も問題となるものは IM であり、増幅装置の非直線性と IM との関係を明確にするために、これまでいろいろな報告が行われている^{5)~9)}。

文献 5) では、OFDM 波の包絡線振幅の確率がレイリー分布に従い、瞬時電力が平均電力の 10 倍を越すことや、

入力信号の瞬時値に AM-AM 変換および AM-PM 変換を行って出力信号の瞬時値を導き出すシミュレーションにより、OFDM 波の下部、中央部、上部の C/N が求められ、帯域内で不均一な AM-PM 特性を示す増幅器を除き、実験結果とよく合っていることなどが報告されている。

文献 6) では、増幅器の非直線性をベキ級数でモデル化し、OFDM 波に最隣接する部分のひずみ成分の個数を計算し、最隣接ひずみの平均電力を求める試みが報告されている。

文献 7) 8) では、入力信号の瞬時値に AM-AM 変換および AM-PM 変換を行って出力信号の瞬時値を導き出すシミュレーションにより、3 種の AM-AM/AM-PM 特性の増幅モデルについて、ビット誤り率特性とスペクトラムの関係が報告されており、文献 9) では、実際の UHF 電力増幅器の IM 量とビット誤り率の実測値が報告されている。

文献 5)~9) により、増幅器の非直線性、IM、C/N、ビット誤り率の関係がある程度明確になっているが、OFDM 波の各キャリア位置に発生する IM のレベルや帯域外の各周波数に発生する IM のレベルがどうなっているかに関しては、従来明確な関係が報告されていない。

地上デジタルテレビジョン放送が実用化されていく上で、送信設備の特性を正確にかつ簡単に測定する方法が重要になってきており、AM-AM/AM-PM 変換特性を測定したり、ビット誤り率を測定したりしないで、スペクトラムアナライザで OFDM 波を測定し、帯域外のある周波数

1999 年 11 月 12 日受付, 2000 年 3 月 31 日最終受付, 2000 年 5 月 8 日採録

[†] 株式会社東芝 小向工場 放送映像機器設計部

(〒210-8581 川崎市幸区小向東芝町 1, TEL 044-548-5119)

[†] Komukai Works, Toshiba Corporation

(1, Toshiba-chou, Komukai, Saiwai-ku, Kawasaki-shi, Kanagawa 210-8581, Japan)

の IM を測定するだけで OFDM 波内部の IM がわかり、結果的に C/N が明らかになるということが望まれている。

本論文は、帯域外のある周波数の IM を測定するだけで OFDM 波内部の IM がわかり、結果的に C/N が明らかになる関係式を提案する。

2. 非直線ひずみと OFDM 波の IM

OFDM 波の IM に関する従来研究の主流は、スペクトラムアナライザで直視できる IM と、測定が難しい増幅器内部の非直線動作を、AM-AM/AM-PM 変換モデルでシミュレーションし、IM の絶対レベルと増幅器の非直線性の関係を明確にすることであった⁵⁾⁷⁾⁸⁾。

一方、スペクトラムアナライザで直視できる IM と、スペクトラムアナライザで直視できない OFDM 波内部の IM の関係については、文献 5) で中央部の IM について報告されているが、OFDM 波の各キャリア位置にどんな IM が発生するかについては報告されていない。

IM とビット誤り率の関係については、文献 9) で増幅器の一例を使用し、スペクトラムアナライザで測定した帯域外 IM とビット誤り率の測定結果が報告されているが、IM とビット誤り率を理論的に直接関係づけるまでに至っていない。

本論文は、地上デジタルテレビジョン放送が実用化されていく上で、送信設備の特性を正確にかつ簡単に測定する方法として、スペクトラムアナライザで帯域外のある周波数の IM を測定するだけで OFDM 波内部の IM がわかり、結果的に C/N が明らかになる関係式を提案するものであり、次のような考え方で関係を明らかにする。

OFDM 波の瞬時値は大きく変動し、その確率はレイリー分布に従い、瞬時値の大きい瞬間には非直線性の程度に応じて大きい IM が発生し、瞬時電力が小さい場合には、同様に小さい IM が発生する。瞬時値の大きい部分を抜き出して FFT してスペクトラムを見ると大きい IM が発生しており、瞬時値の小さい部分を抜き出して FFT してスペクトラムを見ると小さい IM が発生しているが、われわれがスペクトラムアナライザで見るものは、時間的に平均化されたものである。表現を変えると、瞬時値の大きいときに、大きい振幅の非直線および大きい位相の非直線の係数で発生した IM や、瞬時値の小さいときに、小さい振幅の非直線および小さい位相の非直線の係数で発生した IM などを時間的に平均化したものが、スペクトラムアナライザで見える IM である。

いいかえると、振幅と位相の非直線を含めて時間的に平均化した、等価的に 1 つの非直線の係数により発生した IM を見ていることになる。

本論文では、時間的に平均化された IM の絶対レベルがどうなるかについては扱わず、帯域内の非直線性が均一である条件のときの、時間的に平均化された IM の相対レベルを明確にする。

帯域内の非直線性が均一であり、時間的に平均化された非直線の係数で発生する IM の相対レベルは、各周波数に発生する IM の成分の数と相対振幅により決定される。帯域内の非直線性が均一であり、時間的に平均化された非直線の係数をもつ増幅器の非直線性で各周波数に発生する IM の成分の数と相対振幅だけを求める場合には、非直線のモデルとしては、振幅だけの非直線性で表すべき級数のモデルを使用することが可能であり、ベキ級数のモデルにより、相対レベルの関係を明らかにする。

2.1 非直線ひずみ

一般に、増幅器の非直線ひずみを考える場合、実用上 3 次ひずみまでを考えれば充分であり、増幅器に入力される任意の 3 信号を $A \cos 2\pi f_a t$, $B \cos 2\pi f_b t$, $D \cos 2\pi f_c t$ とし、入力信号を e とし、出力信号を $y(e)$ とし、増幅器の直線性を表す 1 次から 3 次までの係数を $\alpha_1 \sim \alpha_3$ とすると、各信号の関係は次式で表される。

$$e = A \cos 2\pi f_a t + B \cos 2\pi f_b t + D \cos 2\pi f_c t$$

$$y(e) = \alpha_1 e + \alpha_2 e^2 + \alpha_3 e^3 \quad (1)$$

(1) 式を展開整理すると、帯域周辺に発生する IM はすべて 3 次の成分であり、混変調成分、相互変調成分、トリプルビート成分の 3 種類となり、各成分は次のように表される¹⁰⁾。

混変調成分

$$(3\alpha_3/2) \cdot B^2 A \cos 2\pi f_a t, (3\alpha_3/2) \cdot D^2 A \cos 2\pi f_a t$$

$$(3\alpha_3/2) \cdot A^2 B \cos 2\pi f_b t, (3\alpha_3/2) \cdot D^2 B \cos 2\pi f_b t$$

$$(3\alpha_3/2) \cdot A^2 D \cos 2\pi f_c t, (3\alpha_3/2) \cdot B^2 D \cos 2\pi f_c t \quad (2)$$

相互変調成分

$$(3\alpha_3/4) \cdot A^2 B \cos(2\pi t(2f_a - f_b)),$$

$$(3\alpha_3/4) \cdot A^2 D \cos(2\pi t(2f_a - f_c)),$$

$$(3\alpha_3/4) \cdot B^2 A \cos(2\pi t(2f_b - f_a)),$$

$$(3\alpha_3/4) \cdot B^2 D \cos(2\pi t(2f_b - f_c)),$$

$$(3\alpha_3/4) \cdot D^2 A \cos(2\pi t(2f_c - f_a)),$$

$$(3\alpha_3/4) \cdot D^2 B \cos(2\pi t(2f_c - f_b)) \quad (3)$$

トリプルビート成分

$$(3\alpha_3/2) \cdot ABD \cos(2\pi t(f_a + f_b - f_c))$$

$$(3\alpha_3/2) \cdot ABD \cos(2\pi t(f_a + f_c - f_b))$$

$$(3\alpha_3/2) \cdot ABD \cos(2\pi t(f_b + f_c - f_a)) \quad (4)$$

2.2 OFDM 波の混変調成分

OFDM 波の中心周波数を f_c 、キャリア間隔を Δf 、キャリアの総本数を $2K_c + 1$ とすると、日本の地上デジタルテレビジョン放送方式 (ISDB-T) は、表 1 の関係になる。

いま、振幅の非直線性だけを持つ増幅器について、その

表 1 ISDB-T のパラメータ
Parameters of ISDB-T.

	$2K_c + 1$	K_c	Δf (kHz)
Mode 1	1405	702	250/63
Mode 2	2809	1404	125/63
Mode 3	5617	2808	125/126

3次ひずみの係数 α_3 が帯域内で均一であると仮定し、OFDM波各キャリアの振幅がすべて等しく“1”であるとすると、(2)式より、混変調成分の1個当たりの電力は $(3\alpha_3/2)^2$ となる(OFDM波の各キャリアの変調がQAMの場合、瞬時振幅は多値をとるが、時間的に平均化したIMの検討を行うため、各キャリアの時間的な平均値を1としている)。

$2K_c+1$ 個のOFDMキャリアにより、3次までのIM成分を考慮したときのIMの周波数帯域 $f_c \pm 3K_c \Delta f$ 内の、 f_c から n 番目(n は $-3K_c \sim 3K_c$ の整数)の任意の周波数 $f_c + n\Delta f$ に発生する混変調成分の総数 $S_{n\text{混変調}}$ は、(2)式より、次式で表される。

$$S_{n\text{混変調}} = \begin{cases} 2K_c & |n| \leq K_c \\ 0 & K_c+1 \leq |n| \leq 3K_c \end{cases} \quad (5)$$

2.3 OFDM波の相互変調成分

$2K_c+1$ 個のOFDMキャリアにより、3次までのIM成分の周波数帯域 $f_c \pm 3K_c \Delta f$ 内の、 f_c から n 番目(n は $-3K_c \sim 3K_c$ の整数)の任意の周波数 $f_c + n\Delta f$ に発生する相互変調成分の周波数は、(3)式より、次式で表される。

$$f_c + n\Delta f = f_c + (2k - m)\Delta f$$

(ただし、 k, m は $-K_c \sim K_c$ の $2K_c+1$ 個の整数であり、 $k \neq m$ である)

上式の任意 k, m の組合せで発生する相互混変調成分の1個当たりの電力は、(3)式より $(3\alpha_3/4)^2$ となり、 f_c から n 番目(n は $-3K_c \sim 3K_c$ の整数)の周波数に発生する相互変調成分の総和を $S_{n\text{相互変調}}$ とすると、 $S_{n\text{相互変調}}$ は次式で表される。

$$S_{n\text{相互変調}} = \begin{cases} K_c & |n| \leq K_c, n: \text{偶数} \\ K_c - 1 & |n| \leq K_c, n: \text{奇数} \\ (3K_c - |n| + 2)/2 & K_c + 1 \leq |n| \leq 3K_c, n: \text{偶数} \\ (3K_c - |n| + 1)/2 & K_c + 1 \leq |n| \leq 3K_c, n: \text{奇数} \end{cases} \quad (7)$$

2.4 OFDM波のトリプルビート成分

$2K_c+1$ 個のOFDMキャリアにより、3次までのIM成分の周波数帯域 $f_c \pm 3K_c \Delta f$ 内の、 f_c から n 番目(n は $-3K_c \sim 3K_c$ の整数)の任意の周波数 $f_c + n\Delta f$ に発生するトリプルビート成分の周波数は、(4)式より次式で表される。

$$f_c + n\Delta f = f_c + (k + l - m)\Delta f \quad (8)$$

(ただし、 k, l, m は、 $-K_c \sim K_c$ の $2K_c+1$ 個の整数であり、 $k \neq 1, k \neq m, l \neq m$ である)

上式の任意 k, l, m の組合せで発生するトリプルビート成分の1個当たりの電力は、(4)式より $(3\alpha_3/2)^2$ となり、 f_c から n 番目(n は $-3K_c \sim 3K_c$ の整数)の周波数に発生するトリプルビート成分の総和を $S_{n\text{トリ}}$ とすると、

$S_{n\text{トリ}}$ は次式で表される。

$$S_{n\text{トリ}} = \begin{cases} 3K_c^2 - 2K_c - n^2 & |n| \leq K_c, n: \text{偶数} \\ 3K_c^2 - 2K_c - n^2 + 1 & |n| \leq K_c, n: \text{奇数} \\ 2K_c^2 & |n| = (K_c + 1) \\ (3K_c - |n|)(3K_c - |n| + 2)/2 & K_c + 2 \leq |n| \leq 3K_c, n: \text{偶数} \\ (3K_c - |n| + 1)(3K_c - |n| + 2)/2 & K_c + 2 \leq |n| \leq 3K_c, n: \text{奇数} \end{cases} \quad (9)$$

2.5 OFDM波のIM

2.1節から2.4節より、 $2K_c+1$ 個のOFDMキャリアにより、3次までのIMの周波数帯域 $f_c \pm 3K_c \Delta f$ 内の、 f_c から n 番目(n は $-3K_c \sim 3K_c$ の整数)の任意の周波数 $f_c + n\Delta f$ に発生するIMの総電力 IM_n は次式で表される。

$$IM_n = (3\alpha_3/2)^2 \cdot (S_{n\text{混変調}} + S_{n\text{相互変調}}/4 + S_{n\text{トリ}}) \quad (10)$$

2.6 OFDM波のIMの相対値

IMの絶対レベルは、振幅および位相の3次ひずみの係数の組合せにより、複雑な関係になるが、相対レベル(電力)は、(5), (7), (9), (10)式から次のように表される。

OFDM波の中心 f_c のIMの総電力 IM_0 が最大となり、これを基準にした f_c から n 番目(n は $-3K_c \sim 3K_c$ の整数)の任意の周波数 $f_c + n\Delta f$ に発生するIMの相対レベルを $IM_{n\text{相対}}$ とすると、 $IM_{n\text{相対}}$ は次式で表される。

$$IM_{n\text{相対}} = IM_n / IM_0 = IM_n / (3K_c^2 + K_c/4) = \begin{cases} (3K_c^2 + K_c/4 - n^2) / (3K_c^2 + K_c/4) & |n| \leq K_c, n: \text{偶数} \\ (3K_c^2 + (K_c - 1)/4 - n^2 + 1) / (3K_c^2 + K_c/4) & |n| \leq K_c, n: \text{奇数} \\ (2K_c^2 + K_c/4)(3K_c^2 + K_c/4) & |n| = (K_c + 1) \\ \frac{(3K_c - |n|)(3K_c - |n| + 2)/2 + (3K_c - |n| + 2)/8}{(3K_c^2 + K_c/4)} & K_c + 2 \leq |n| \leq 3K_c, n: \text{偶数} \\ \frac{(3K_c - |n| + 1)(3K_c - |n| + 2)/2 + (3K_c - |n| + 1)/8}{(3K_c^2 + K_c/4)} & K_c + 2 \leq |n| \leq 3K_c, n: \text{奇数} \end{cases} \quad (11)$$

$IM_{n\text{相対}}$ のdB表示を $IM_{n\text{相対 dB}}$ とすると、 $IM_{n\text{相対 dB}}$ は、次式で表される。

$$IM_{n\text{相対 dB}} = 10 \log_{10} IM_{n\text{相対}} \quad (12)$$

図1に、(11), (12)式を使い、表1のMode 1~3について計算した周波数対IM特性(相対レベル)の計算結果を示す。Mode 1, 2, 3ともに、ほぼ同一曲線となる。表2に計算結果の一部を示す。Mode 1~3の同一性の程度を示すために、計算結果を0.01 dB単位まで示している。

(11), (12)式の中には、非直線性を示す係数は含まれておらず、OFDM波の中心周波数に発生する3次のIMの総電力を基準にした各部に発生する相対的な3次のIMのレベルは、非直線性を示す3次係数に依存しないことを示

図 1 周波数対 IM 特性
Frequency vs. IM.

表 2 周波数対 IM 特性
Frequency vs. IM.

中心からの 周波数の絶対値 (MHz)	Mode 1 IM 相対値 (dB)	Mode 2 IM 相対値 (dB)	Mode 3 IM 相対値 (dB)
0	0	0	0
0.5	-0.05	-0.05	-0.05
1.0	-0.19	-0.19	-0.19
1.5	-0.44	-0.44	-0.44
2.0	-0.82	-0.82	-0.82
2.24	-1.05	-1.05	-1.05
2.5	-1.36	-1.36	-1.36
2.8	-1.77	-1.78	-1.78
3.0	-2.09	-2.10	-2.10
3.3	-2.59	-2.60	-2.60
4.0	-3.89	-3.89	-3.89
5.0	-6.15	-6.16	-6.16
5.6	-7.86	-7.86	-7.87
6.0	-9.22	-9.22	-9.23
7.0	-14.00	-14.01	-14.02
8.0	-25.52	-25.57	-25.60

している。

帯域内の非直線性が均一であり、時間的に平均化された非直線の 3 次係数で発生する IM の相対レベルは、3 次係数に依存しないで、(11)式となることを示したが、次項では、シミュレーションで(11)式の妥当性を確認する。

シミュレーションの方法としては、帯域内の非直線性が均一なモデルについて実際の増幅器とよく一致することが報告されている⁵⁾ AM-AM/AM-PM 変換モデルを使ったシミュレーションを使用する。

2.7 IM のシミュレーション

AM-AM/AM-PM 変換モデルを使った IM のシミュレーションには、汎用の通信システム設計支援ツールである SPW(Signal Processing Worksystem)を使用した。筆者

図 2 シミュレーションの系統
Block diagram of simulation.

らは、これまでに増幅器の非直線ひずみに関するシミュレーションの報告を行っている⁷⁾⁸⁾が、今回はそのシミュレーション系統の一部を流用し、図 2 に示す系統で IM のシミュレーションを行った。今回のシミュレーションでは、特に帯域内の IM を見るために、帯域内ノッチフィルタをいれ、OFDM キャリヤの一部を抑圧した。帯域幅は、中心周波数に対し ± 2.8 MHz とし、帯域内ノッチは、中心周波数と中心周波数 ± 2.24 MHz の 3 カ所にいれた。

シミュレーションに使用したモデルは、UHF 全帯域カバーが可能な最新の増幅素子 LDMOS FET(Lateral Diffusion Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)を使用した電力増幅器であり、100 MHz 以上の帯域特性をもっているものを使用しており、OFDM 波の帯域内の非直線は充分均一である。

図 3(a)に、今回シミュレーションに使用した実際の増幅器の特性を示す。中心周波数部の IM が -20 dB となるように、OFDM 波の平均電力は図 3(a)の入力電力の -6 dB としている。このシミュレーション結果を図 4(a)に示す(図 4 は、実際の OFDM 波の約 25 ms に相当する時間の平均化を行った波形の一例を示している)。

図 3(b)に、振幅だけ非直線な増幅器の特性の一例(図 3(a)の実在の特性に対し、位相特性を直線にした架空の増幅モデル)を示す。中心周波数部の IM が -20 dB となるように、OFDM 波の平均電力は図 3(b)の入力電力の -2.5 dB としている。このシミュレーション結果を図 4(b)に示す。

図 3(c)に、位相だけ非直線な増幅器の特性の一例(図 3(a)の実在の特性に対し、振幅特性を直線にした架空の増幅モデル)を示す。中心周波数部の IM が -20 dB となるように、OFDM 波の平均電力は図 3(c)の入力電力の -5.3 dB としている。このシミュレーション結果を図 4(c)に示す。

表 3 に(11)、(12)式から求めた計算結果とシミュレーションの結果を示す。表 3 のシミュレーション結果は、実際の OFDM 波の約 1 sec に相当する時間の平均化を行った数値である。表 3 の数値は、0.1 dB の単位で表示している。

表 3 および図 4(a)～(c)より、振幅および位相の非直線、振幅だけの非直線、位相だけの非直線、いずれの場合も、OFDM 波の帯域内に挿入したノッチ部分の IM および帯域外 IM の相対レベルは、よく一致している。

次に、図 3(a)において、OFDM 波の平均電力が、入力電力 -8 dB に相当する場合のシミュレーション結果を

図 3 増幅器の特性
Characteristics of amplifier.

図 4 周波数対 IM (シミュレーション)
Frequency vs. IM (simulation).

表 3 周波数対 IM 特性
Frequency vs. IM.

中心からの 周波数 (MHz)	計算結果 IM 相対値 (dB)	図 4(a) シミュレーション IM 相対値 (dB)	図 4(b) シミュレーション IM 相対値 (dB)	図 4(c) シミュレーション IM 相対値 (dB)	図 4(d) シミュレーション IM 相対値 (dB)
0	0	0	0	0	0
-2.24	-1.1	-1.1	-1.1	-1.2	-1.1
2.24	-1.1	-1.1	-1.1	-1.1	-1.0
-3.3	-2.6	-2.4	-2.5	-2.5	-2.5
3.3	-2.6	-2.5	-2.6	-2.6	-2.5
-5.6	-7.9	-7.8	-7.8	-7.8	-7.7
5.6	-7.9	-7.7	-7.7	-7.8	-7.7

図 4(d) に示す。

図 4(d) は、図 4(a) に比べ IM の絶対レベルは約 5 dB 下がっているが、相対レベルはほぼ同じであり、OFDM 波の帯域内に挿入したノッチ部分の IM および帯域外 IM の相対レベルは、理論で求めた図 3 とよく一致している。表 3 に理論から求めた計算結果とシミュレーションの結果を示す。

帯域内で均一な非直線をもつ 4 つの増幅モデル (2 つは実際の増幅器モデルで動作点を変えたもの、残りの 2 つは架空の増幅モデルで 1 つは振幅だけ非直線のもの、もう 1 つは位相だけ非直線なもの) について、AM-AM/AM-

PM 変換モデルを使って IM の相対レベルを求めたが、ほぼ (11), (12) 式で近似できることが確認できた。

OFDM 波の帯域内の非直線が均一な増幅器については、OFDM 波帯域内部の IM は直視できないが、帯域外特定の周波数の IM を測定することで、(11), (12) 式より OFDM 波内部の IM がわかることになる。

3. ビット誤り率の理論値

地上デジタルテレビジョン放送では、パイロットシンボルを分散させた SP (スキャッタードパイロット) 方式を採用し、準同期検波 (送信信号の中心周波数とほぼ一致した局発振信号を用いて受信信号を検波し、ベースバンド信号を得る方法) をしており、その 64 QAM-OFDM 波の各

シングルキャリア 64 QAM の同期検波のビット誤り率 P_a は、全体の平均 C/N (C_A/N) に対し、近似的に次式で与えられる¹¹⁾。

$$P_a \approx \frac{7}{24} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{C_A/N}{42} \cdot \frac{1}{1+1/L^2} \cdot \frac{Nft}{Nft-1+L^2}} \right) \quad (13)$$

(ただし, $Nft=12$, $L=4/3$)

ここで, $\operatorname{erfc}(x)$ は次式で与えられる誤差補関数である。

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-u^2) du \quad (14)$$

また, Nft は SP 方式におけるパイロットシンボルの周波数方向の間隔 4 と時間方向の間隔 3 の積であり, L はデータシンボルの平均レベルを 1 としたときのパイロットシンボルの値である。

図 5 に, (13) 式から求められた誤り訂正なし 64 QAM-OFDM 波の C/N 対ビット誤り率を示す。

地上デジタルテレビジョン放送の伝送特性の基準となる C/N は C/N (22 dB) (64 QAM-OFDM 波, 符号化率 7/8 のビタビ復号出力のビット誤り率が 2×10^{-4} となる基準の C/N) であり¹⁾²⁾¹²⁾, このときの誤り訂正なし 64 QAM-OFDM 波の基準となる C/N (22 dB) のビット誤り率は, (13) 式より 9.7×10^{-3} となる。

4. IM とビット誤り率

増幅器の非直線性により OFDM 波の帯域内に IM が発生すると, その IM により OFDM 波各キャリアごとの C/N が変化し, 各キャリアはその C/N に応じてビット誤

図 5 C/N 対ビット誤り率 (64 QAM-OFDM)
 C/N vs. BER (64 QAM-OFDM).

図 6 OFDM 波と IM
OFDM and IM.

り率が変動する。

いま, 図 6 に示すように, OFDM 波の各キャリアの電力を 1 とし, 帯域内中心周波数 f_c の 3 次の IM の電力を X とし, その他の雑音がないものとする, 帯域内の任意のキャリア周波数 $f_n = f_c + n \cdot \Delta f$ (n は $-K_c \sim K_c$ の $2K_c + 1$ 個の整数) の C/N (C_n/N) は, 次式で表される。

$$C_n/N = (IM_{n\text{相対}} \cdot X)^{-1} \quad (15)$$

このとき, 周波数 $f_n = f_c + n \cdot \Delta f$ のキャリアのビット誤り率 P_n は, (13), (15) 式より, 次式で表される。

$$P_n \approx \frac{7}{24} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{(IM_{n\text{相対}} \cdot X)^{-1}}{42} \cdot \frac{1}{1+1/L^2} \cdot \frac{Nft}{Nft-1+L^2}} \right) \quad (16)$$

各キャリアのビット誤り率が, (16) 式で与えられたとき, 誤り訂正なし 64 QAM-OFDM 波全体の誤り率 P_{IM} は, 各キャリアのビット誤り率を加算平均することで求められ, 次式で表される。

$$P_{IM} \approx \sum_{n=-K_c}^{K_c} \frac{P_n}{2K_c+1} \quad (17)$$

5. IM と等価 C/N

一般に, デジタル伝送システムの伝送装置や伝送路の特性は, 等価 C/N 劣化量で定義することができる。図 7 に等価 C/N 劣化量の説明を示す。デジタル伝送システムの理想特性において基準のビット誤り率を与えるの C/N を C/N_1 とし, 伝送装置や伝送路のひずみによる雑音を IM とし, 伝送装置や伝送路の特性において基準のビット誤り率を与える C/N を C/N_2 とすると, $C/N_1 = C/(N_2 + IM)$ の関係が成り立ち, 伝送装置や伝送路の等価 C/N 劣化量 (dB) は次式で表される¹³⁾。

$$\begin{aligned} \text{等価 } C/N \text{ 劣化量} &= 10 \log_{10}(C/N_2) - 10 \log_{10}(C/N_1) \\ &= -10 \log_{10} \left[1 - \frac{C/N_1}{C/IM} \right] \end{aligned} \quad (18)$$

等価 C/N とは, ある等価 C/N 劣化量となる伝送装置や伝送路の各種特性劣化を, 同じ等価 C/N 劣化量を与える (同じビット誤り率を与える) ガウス雑音に置き換えた場合の C/N のことであり, ここでは C/IM を意味することになる。

いま, 誤り訂正なし 64 QAM-OFDM 波の基準となるビット誤り率を 9.7×10^{-3} とし, 理想特性においてこのビッ

図 7 等価 C/N 劣化量の説明
Explanation of Equivalent C/N degradation.

ト誤り率を与える C/N を $(C/N_1)_{dB}=22\text{ dB}$ (C/N_1 の dB 表示を $(C/N_1)_{dB}$ とする), 伝送装置や伝送路の等価 C/N を $(C/IM)_{dB}$ (C/IM の dB 表示を $(C/IM)_{dB}$ とする) とすると, 伝送装置や伝送路の等価 C/N 劣化量 (dB) は次式で表される.

$$\text{等価 } C/N \text{ 劣化量} = -10 \log_{10} \left[1 - 10^{\frac{22 - (C/IM)_{dB}}{10}} \right] \quad (19)$$

基準 C/N (22 dB) に対する等価 C/N ($(C/IM)_{dB}$) と等価 C/N 劣化量の関係を図 8 に示す.

さて, 等価 C/N と等価 C/N 劣化量の関係が (19) 式の関係となる一方, OFDM 波の帯域内の IM と等価 C/N の関係については, 次のように求めることができる.

OFDM 波の帯域内の IM だけによる誤り訂正なし 64 QAM-OFDM 波のビット誤り率は, (17) 式で表される. OFDM 波の帯域内の IM と, 訂正なし 64 QAM-OFDM 波の等価 C/N との関係は, (17) 式で求められるビット誤り率 P_{IM} が基準となるビット誤り率 9.7×10^{-3} となると, すなわち OFDM 波の帯域内の IM による等価 C/N ($(C/IM)_{dB}$) が 22 dB となるときの OFDM 波の中心周波数 f_c の $C/N(C_0/N=1/X)$ を計算で求めることにより明らかになる.

計算結果を表 4 に示す. OFDM 波の 3 次の IM の等価 C/N は, 帯域中心周波数 f_c の 3 次の IM による

図 8 等価 C/N 対等価 C/N 劣化量
Equivalent C/N vs. Equivalent C/N degradation.

表 4 IM と等価 C/N
IM and Equivalent C/N

K_c	誤り訂正なし 64 AQM-OFDM 波の ビット誤り率が 9.7×10^{-3} になる 中心周波数 f_c の IM の値 X の dB 表示 ($10 \log_{10} X$)
702	-21.50 dB
1404	-21.50 dB
2808	-21.50 dB

$C/N(C_0/N=1X)$ の値に対し, 0.50 dB 補正した値になる (Mode 1~3 での同一性の程度を示すために, 計算結果を 0.01 dB 単位まで示している).

この補正值と (11) 式により, 帯域外の特定の周波数の IM を測定することで, 直ちに等価 C/N がわかることになる.

6. OFDM 波のスペクトラム

OFDM 波において, 任意の周波数 $f_n = f_c + n\Delta f$ における電力スペクトル密度 $P_n(f)$ は次式で表される¹⁴⁾.

$$P_n(f) = \sum_{k=-K_c}^{K_c} \left(\frac{\sin(\pi \cdot a \cdot (n-k))}{\pi \cdot a \cdot (n-k)} \right)^2 \quad (20)$$

ただし, OFDM 波の任意のキャリア周波数を $f_k = f_c + k\Delta f$ (k は $-K_c \sim K_c$ の $2K_c+1$ 個の整数), $a = T_s/T_u$, T_s : シンボル期間長, T_u : 有効シンボル期間長 ($T_u = 1/\Delta f$) とする.

計算結果を図 9 に示す. 帯域外のスペクトラムのレベルが最も低いのは, Mode 3, ガードインタバル 1/4 であり, 最も高いのは Mode 1, ガードインタバル 1/32 である.

IM の正確な測定を行うためには帯域のすぐ外側の部分で測定することが必要であるが, OFDM 波そのままでは, 帯域近傍に約 -30 dB 程度の電力スペクトラムがある.

-30 dB 以下の IM を正確に測定するためには, あらかじめ OFDM 波の帯域外の電力スペクトラムを, 急峻な BPF (Band Pass Filter) で減衰させておくことが必要である. BPF の特性の限界を考慮して, 中心周波数 f_c から 3.0~3.3 MHz での電力スペクトラムの減衰量を 50 dB から 60 dB 程度にすることが適当と考えられる.

7. IM と等価 C/N 劣化量

図 10 に示すように, 帯域外近傍の任意の周波数 $f_n = f_c + n \cdot \Delta f$ (n は $-K_c \sim K_c$ の $2K_c+1$ 個の整数, ただし $3\text{ MHz} \leq |n \cdot \Delta f| \leq 3.3\text{ MHz}$) での IM の直読値 (スペクトラムアナライザの直読値) を X_{ndB} とすると, そのときの等価 C/N (等価 C/N_{IM}) は, (12) 式と補正值 0.50 dB を使い,

図 9 周波数対 OFDM 電力スペクトル
Frequency vs. OFDM power spectrum.

図 10 OFDM 波と IM
OFDM and IM.

図 11 IM 対等価 C/N 劣化量
IM vs. Equivalent C/N degradation.

次式で表される。

$$\text{等価 } C/N_{IM} = |X_{ndB}| + IM_{n\text{ 相対 dB}} + 0.50 \quad (\text{dB}) \quad (21)$$

$|X_{ndB}|$ は、スペクトルアナライザの直読値であり、数十 dB の値に対して約 0.1~1 dB 程度の精度であるため、補正值としては 0.1 dB の精度で充分であり、補正值として 0.5 dB を使い、具体的な周波数での例を下記に示す。

$f_c \pm 3.0 \text{ MHz}$ ($|n \cdot \Delta f| \approx 3.0 \text{ MHz}$) のときは、表 2 より $IM_{n\text{ 相対 dB}}$ は -2.1 dB (Mode 1~3 で同じ) となり、等価 C/N_{IM} は次式で近似できる。

$$\begin{aligned} \text{等価 } C/N_{IM} &\approx |X_{ndB}| - 2.1 + 0.5 \\ &\approx |X_{ndB}| - 1.6 \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (22)$$

$f_c \pm 3.3 \text{ MHz}$ ($|n \cdot \Delta f| \approx 3.3 \text{ MHz}$) のときは、表 2 より $IM_{n\text{ 相対 dB}}$ は -2.6 dB (Mode 1~3 で同じ) となり、等価 C/N_{IM} は次式で近似できる。

$$\begin{aligned} \text{等価 } C/N_{IM} &\approx |X_{ndB}| - 2.6 + 0.5 \\ &\approx |X_{ndB}| - 2.1 \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (23)$$

図 11 に、(19)、(22)、(23)式から求めた、IM と等価 C/N 劣化量の関係を示す。

次に実際の増幅器を使って、(23)式の妥当性を確認する。

図 12 は、図 3(a)の特性の増幅器において、実際の OFDM 波 (Mode 2, ガードインタバル 1/4, 64 QAM) を使い、動作点を変えて測定したスペクトラムである。

図 12(1)は、 $f_c + 3.3 \text{ MHz}$ の IM が -28 dB の波形、

図 12 周波数対 IM
Frequency vs. IM.

表 5 IM と等価 C/N 劣化量
IM and Equivalent C/N degradation.

増幅器 IM (dB)	誤り訂正なし 64 AQM-OFDM 波の ビット誤り率が 9.7×10^{-3} になる 等価 C/N 劣化量	
	ビット誤り率の 測定値から求めた 計算値	IM の 測定値から求めた 計算値
-28	2.2 dB	2.27 dB
-31	1.0 dB	0.99 dB
-34	0.5 dB	0.47 dB
-37	0.2 dB	0.23 dB
-40	0.1 dB	0.11 dB
-43	0.0 dB	0.06 dB

図 12(2) は、 $f_c + 3.3 \text{ MHz}$ の IM が -31 dB の波形、図 12(3) は、 $f_c + 3.3 \text{ MHz}$ の IM が -34 dB の波形、図 12(4) は、 $f_c + 3.3 \text{ MHz}$ の IM が -37 dB の波形、図 12(5) は、 $f_c + 3.3 \text{ MHz}$ の IM が -40 dB の波形、図 12(6) は、 $f_c + 3.3 \text{ MHz}$ の IM が -43 dB の波形を示す。

時間的に充分平均化した IM を読むため、スペクトラムアナライザの設定は、分解能帯域幅 (RBW) 30 kHz、ビデオ帯域幅 (VBW) 1 kHz、掃引時間 (SWP) 200 ms、アベレージング (AVG) 100 回としている。

表 5 に図 12(1)~(6)のときの誤り訂正なし 64 QAM-OFDM 波のビット誤り率が 9.7×10^{-3} となる C/N を測定し、その測定値から増幅器の基準 C/N (22 dB) に対する等

価 C/N 劣化量を求めた結果と、 $f_c+3.3$ MHz で測定した IM から直接(23)式により等価 C/N 劣化量を求めた結果を示す。ビット誤り率の測定に使用した増幅器を除く測定系のビット誤り率は、 $C/N(22.1\text{ dB})$ で 9.7×10^{-3} であり、測定は基準 $C/N(22.1\text{ dB})$ に対する等価 C/N 劣化量として行った。表5の数値は、基準 $C/N(22.1\text{ dB})$ に対する等価 C/N 劣化量から等価 C/N を求め、その等価 C/N から基準 $C/N(22.0\text{ dB})$ に対する等価 C/N 劣化量に変換し、測定精度と同じ 0.1 dB 単位にまとめたものであり、測定系の固定劣化は含まれていない。

図13に、表5の結果と、(19)、(23)式で求めた $f_c \pm 3.3$ MHz の IM と等価 C/N 劣化量の計算曲線を示す。

ビット誤り率が 9.7×10^{-3} となる C/N の測定値から等価 C/N 劣化量を求めたものと、 $f_c+3.3$ MHz で測定した IM から直接(23)式により等価 C/N 劣化量を求めた結果は、等価 C/N 劣化量 0.1 dB 以上のところではよく一致しているが、等価 C/N 劣化量 0.1 dB 未満のところでは、誤差が大きくなっている。

地上デジタルテレビジョン放送の実用化の検討の中で、送信設備の持つべき性能として、等価 C/N で 40 dB 以上の要求が出てきている。

等価 C/N が 42 dB は、(19)式より、等価 C/N 劣化量 0.04 dB となり、等価 $C/N(43\text{ dB})$ は等価 C/N 劣化量 0.03 dB となり、等価 C/N 劣化量として 0.01 dB の精度で性能を定義することが必要になってきている。

ビット誤り率の測定精度は、雑音発生器のレベル設定の精度で決定され、 0.1 dB 程度であり、結果的にビット誤り率を測定して直接得られる等価 C/N 劣化量の精度は 0.1 dB 程度となり、等価 C/N が 40 dB 以上のものを正確

に測定できない。

表5の IM -43 dB の部分の誤差は、ビット誤り率の測定精度の限界を超えていることに起因している。

IM については、スペクトラムアナライザにより、IM の値として -44 dB と -45 dB を $0.1 \sim 1\text{ dB}$ 程度の精度で測定可能であり、このとき、等価 C/N 劣化量 0.04 dB と 0.03 dB が確認できることになる。

帯域内で非直線性が均一な増幅器については、ビット誤り率を測定して、等価 C/N 劣化量を求めるよりも、IM を測定し、(21)～(23)式で等価 C/N 劣化量を求めた方が、より正確に等価 C/N 劣化量を求めることができることになる。

8. む す び

伝送装置等の非直線性により、OFDM 波各キャリア周波数に IM が発生し、その IM により OFDM 波各キャリアの C/N が変化し、その C/N の変化に応じて各キャリアのビット誤り率が変化し、その各キャリアごとのビット誤り率を加算平均したものが OFDM 波全体のビット誤り率になる。

本論文は、帯域内で非直線性が均一な増幅器の IM の相対レベルが(11)式で近似できることを示し、誤り訂正なし 64 QAM-OFDM 波のビット誤り率が 9.7×10^{-3} となる基準 $C/N(22\text{ dB})$ に対する等価 C/N 劣化量と IM の関係を明確にし、IM による等価 C/N 劣化については、ビット誤り率を測定しないで、OFDM 波帯域近傍の IM から直接精度良く等価 C/N 劣化量が求められることを示した。

今回検証に使用した増幅器は1種類であるが、動作点を6ポイント変えて検証しており、帯域内の非直線性が均一な条件のもとで、異なる非直線の増幅器を検証していることと等価であり、結果として、帯域内の非直線性が均一な条件のもとで異なる増幅器にもこの結果が適用可能であると思われる。

今回検証した増幅器の上下の IM の差は約 0.5 dB 程度であり、OFDM 波帯域近傍の IM から直接精度良く等価 C/N 劣化量が求められる結果が得られたが、今回提案した方式は本質的に帯域内の非直線性が均一という理想条件で求められたものであり、どの程度の不均一まで許容できるかということについては、明らかにできていない。

従来の地上アナログテレビジョン放送の映像信号と音声信号を同時増幅する送信設備では、映像搬送波 $\pm 920\text{ kHz}$ に発生する IM の性能が定義されており、上下の IM が不均一な場合は、平均値で定義する場合と悪い値で定義する場合のどちらかが、要求性能に応じて使われてきている。

地上デジタルテレビジョン放送において、IM が上下不均一な場合にどうするかについては、要求される性能や精度により決定していくことが必要であり、今後の課題である。

地上デジタルテレビジョン放送の実現に向け、全国で各

図13 IM 対等価 C/N 劣化量
IM vs. Equivalent C/N degradation.

種実験や研究が行われている。本報告が僅かでも地上デジタルテレビジョン放送の実現に貢献できれば幸いである。

最後に、実測データ取得にご協力いただいた、(株)東芝小向工場放送映像機器開発部および設計部各位に感謝致します。

〔文 献〕

- 1) 第 117 回電気通信技術審議会資料 117-3, デジタル放送システム委員会報告
- 2) 第 117 回電気通信技術審議会資料 117-4, デジタル放送システム委員会報告参考資料
- 3) 第 117 回電気通信技術審議会資料 117-6, 地上テレビジョン放送等置局技術委員会報告
- 4) 第 117 回電気通信技術審議会資料 117-7, 答申(案)(諮問第 98 号関係)
- 5) 永塚, 都竹: “OFDM 信号送信用増幅器の非線形特性測定”, 映情学技報, ROFT '98-79 (Oct. 1998)
- 6) 高橋, 巽: “OFDM 信号の非直線ひずみ解析”, 映情学技報, ROFT '98-62 (Aug. 1998)
- 7) 北沢ほか: “OFDM 送信出力装置シミュレーション”, 映情学技報, BCS '98-39 (Sep. 1998)
- 8) 北沢ほか: “OFDM シミュレーション”, 映情学技報, ROFT '97-86 (Oct. 1997)
- 9) 高橋: “: 地上デジタル放送～実用化に向けての装置開発”, 映情学冬季大, 1-3, pp. 11-16 (Dec. 1998)

- 10) 高橋良監修: “放送受信技術”, 日本放送出版協会
- 11) 高田, 土田, 中原, 黒田: “地上デジタル放送における OFDM シンボル長とスキッターードパイロットによる伝送特性”, 映情学誌, 52, 11, pp. 1658-1666 (1998)
- 12) 高田ほか: “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 (1999)
- 13) 室谷正芳, 山本平一: “デジタル無線通信”, 産業図書
- 14) ETS 300 744, “Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital Terrestrial television (DVB-T)” (1997)

みき のぶゆき

三木 信之 1975 年, 京都大学工学部電子工学科卒業。同年, 株式会社東芝入社。以来, 地上テレビジョン放送用送信装置の開発に従事。1997 年 12 月(社)電波産業会に出向, 地上デジタルテレビジョン放送の実証実験に従事。1999 年, 株式会社東芝に復職。現在, 小向工場放送映像機器設計部で地上デジタルテレビジョン放送用送信装置の開発に従事。正会員。

きたざわ まこと

北沢 誠 1958 年, 東京大学工学部電気工学科卒業。同年, 東芝入社。以後, 大電力テレビジョン, ラジオ放送機, 衛星地上局の開発, 設計に従事。現在, OFDM 関連研究開発に従事。工学博士。技術士(電気・電子部門)。正会員。