

Title	OFDM地上波デジタルテレビ放送信号のFM変調による衛星伝送
Author(s)	コイラー, アンワル; 原, 孝雄; 岡田, 実; 山本, 平一
Citation	電子情報通信学会論文誌 B, J89-B(11): 2117-2126
Issue Date	2006-11-01
Type	Journal Article
Text version	publisher
URL	http://hdl.handle.net/10119/8525
Rights	Copyright (C)2006 IEICE. コイラーアンワル, 原孝雄, 岡田実, 山本平一, 電子情報通信学会論文誌 B, J89-B(11), 2006, 2117-2126. http://www.ieice.org/jpn/trans_online/
Description	

OFDM 地上波デジタルテレビ放送信号の FM 変調による衛星伝送

コイルー アンワル^{†a)} 原 孝雄[†] 岡田 実[†] 山本 平一[†]

Digital Terrestrial Television Transmission over OFDM/FM Using Satellite Communications System

Khoirul ANWAR^{†a)}, Takao HARA[†], Minoru OKADA[†], and Heiichi YAMAMOTO[†]

あらまし 新しい地上波デジタルテレビ放送信号は OFDM 方式を採用しているが、この方式は信号のピーク電力対平均電力比 (PAPR) が大きいという本質的な問題を有している。本論文はデジタル地上放送の補完網として衛星伝送を提案し、二次変調として信号エンベロープが一定な FM 方式を採用することで大きな PAPR に対しても衛星電力の有効利用が可能となり、この問題が解決できることを示している。OFDM 信号をクリッピングによってピーク電圧を抑圧することで、より大きな FM 利得が得られることを解析的に示し、一方でクリッピングにより生ずる BER の劣化をシミュレーションによって求め、クリッピングの度合についてシステムの最適化を図った。また受信局の規模や運用コストを考慮しながら、実際の衛星回線を想定した回線設計を行い、衛星中継器の伝送容量や回線品質など総合的な伝送特性について論じている。

キーワード デジタルテレビ放送, OFDM, FM, PAPR, 衛星通信

1. ま え が き

日本では 2003 年末より主要都市部で地上波デジタルテレビ放送が開始されている。また 2006 年までには全国サービスへの展開が予定され、更に 2011 年にはアナログ放送が全廃される計画になっている。放送の公共的性格から、サービスエリアは離島や山間など遠隔地も含めた日本の全地域をカバーすることが求められ、それには地上放送だけでは限界がある。それを補完し解決する手段として、光ファイバや衛星通信によって遠隔中継し、再放送する各種の方策が検討されている [1]。本論文では、このうち、衛星通信による中継方式を提案し、その有効性を示している。この場合、既存の放送送信機や、既に普及しているテレビ受信機の構成に影響を与えないことが条件となり、衛星中継区間の透明性が保たれる必要がある。

地上波デジタルテレビ放送の無線周波数における変調方式としては OFDM (直交周波数多重化) 方式

が採用されている [2]。本方式は、高速データ信号を多数のキャリアに分割して伝送するため、その分、一波当りの伝送速度が低くなり、また周波数ダイバーシチ効果をもつことやマルチパスフェージングに強いという大きな利点を有する。反面、同期した多数のキャリアの重畳によって信号が形成されるため、波形に大きなピークが現れ、いわゆる PAPR (ピーク電力対平均電力比) が大きくなる欠点をもつ。地上放送の送信機では、通常大電力増幅器を用いることが可能であり、大きな問題にはならないが、この信号を電力制限された衛星中継器で伝送する場合、波形ひずみによる伝送特性の劣化や出力のスペクトルの広がりが発生する。また、それを抑えるためには、十分なバックオフが必要となり、衛星の電力効率の大幅な低下を招く。OFDM 信号の PAPR の削減については、最近 Carrier Interferometry (CI)/OFDM [3], [4] や Fourier Spreading (FS/OFDM) [5] ~ [7] など筆者らを含めて多くの研究がなされているが、それらは既に運用中のシステムとの整合がとれないため使うことができない。その理由は、CI/OFDM 方式は入力データの各シンボル情報を全キャリアに分配するものであり、一方、データの各シンボルを一つひとつのキャリアに分配する通常の OFDM 方式とは送信機の構成が異な

[†] 奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科, 生駒市 Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, 8916-5 Takayama, Ikoma-shi, 630-0192 Japan

a) E-mail: anwar-k@is.naist.jp

る。その結果、その逆の機能を有する受信器の構成も、市販の地上デジタルテレビ受像機のそれとは大幅に異なるためである。

デジタルテレビ信号を衛星で伝送する方法としては、回線数を多くとるために衛星区間をいったん PSK 変調で伝送し、遠隔地など受信側で OFDM に変換して再送信（放送）するなどの方式が考えられる。しかしその場合、遠隔地の局に PSK 復調器や OFDM 変調装置など再送信のための放送設備が必要となり、その規模や構成が複雑化、大型化する欠点をもつ。そこで本論文では、受信局、特に遠隔地など条件不利地域における地球局の規模や再放送設備の構成をできるだけ小型・簡易にすることを主眼とし、衛星区間の変調方式に二次変調として信号エンベロープが一定の FM 方式を採用し、受信側で再び OFDM 信号に戻す方式を提案する。従来地上伝送システムでは OFDM/FM 方式を検討した例 [8]~[11] はあるが、伝送区間に非線形素子がある系での伝送特性を検討した研究はまだない。振幅成分をもたない本提案方式では、衛星中継器を飽和領域で使用することが可能になる。しかしこの方式でも OFDM 信号をそのまま FM 変調器に加えると、OFDM 信号のピークによって FM 信号の帯域が不必要に増大するため、あらかじめ OFDM 信号をクリッピングによってピークを抑圧する方式を採用する。この場合、クリッピングの程度が深いほど OFDM 信号の BER の劣化が増大する。また、FM 方式では衛星中継器の帯域幅から決まる FM 信号の帯域幅並びに FM 信号の変調指数が総合の伝送特性を決定する要因となるため、これらのトレードオフによってシステムの最適化を図る必要がある。

本論文では、クリッピングの程度と OFDM 信号の BER の関係を求め、更に、OFDM 信号の帯域幅とクリッピングを考慮した FM 信号の帯域幅から決まる FM 利得を計算し、それによって最適なクリッピングレベルを求めている。

従来、いわゆる FM 利得の理論的解析においては、入力信号として PAPR の小さい正弦波（PAPR は 3dB）を仮定して行っていることが多い [12]。しかし電力の大部分がその平均値またはそれ以下に集中する、すなわち PAPR が大きい OFDM 信号にはその考え方をそのまま適用することが不相当であると考えられ、本論文では、FM 利得の計算に OFDM ベースバンド信号の PAPR の概念を導入し、PAPR を抑えることによって同じ帯域を用いても FM 利得が大きくなるこ

とを示している。

まず 2. では提案システムの構成を述べ、OFDM 信号のピーク電圧と FM 信号の帯域との関係を示す。3. では OFDM 信号をクリッピングした場合の PAPR をシミュレーションによって求め、更にクリッピングによる OFDM 信号のスペクトルの広がり、並びに BER 特性を評価する。4. では PAPR の大きい信号に対する FM 変調方式の伝送特性を理論的に解析し、5. では、OFDM 信号のピーク電圧と FM 信号の帯域幅から決まる FM 利得からクリッピングの最適化について検討している。また、6. では本論文で提案する OFDM/FM 方式と OFDM を直接伝送する方式の両方について、実際の衛星を想定した回線設計を行い、両者の比較検討を行っている。7. は結論である。

2. システム構成

提案するシステム構成を図 1(a) に示す。送信側では既存の OFDM 変調器の出力を FM 変調器に加える。中継区間は FM 信号による衛星回線とし、受信地球局において FM 復調によって二次変調を解き、遠隔地における地上放送網に乗せて各家庭に放送する。したがって、本システムでは、FM 変調から衛星回線を経由して FM 復調に至るまでの経路は、全体の伝送特性への一定の影響は許容するが、機能上はトランスパレントとなる。

文献 [2] より、OFDM 信号の帯域は 5.572 ~ 5.575 MHz と規定されているが、ここでは 6 MHz とし考える。本システムでは FM 信号の帯域幅は OFDM 信号のピーク電圧、すなわち PAPR に依存する。FM 信号の片側最大周波数偏移は式 (1) によって表すことができる [12]

$$\Delta f = V_{max} \times \frac{k_f}{2\pi} \quad (1)$$

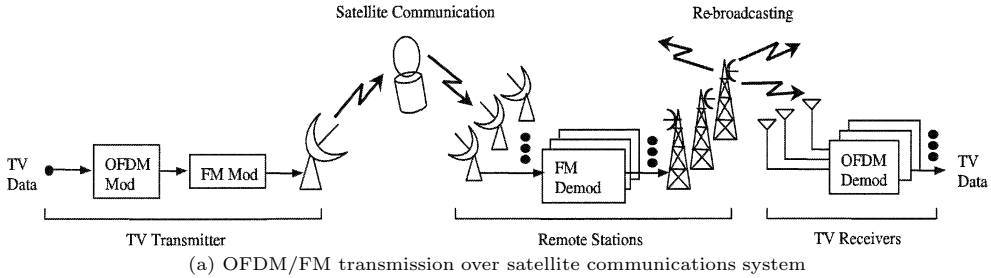
ここに、 V_{max} は OFDM 信号の 1 シンボル内のピーク電圧、 k_f はシステム定数である。

また、 V_{max} と PAPR の関係は以下の式によって示される。

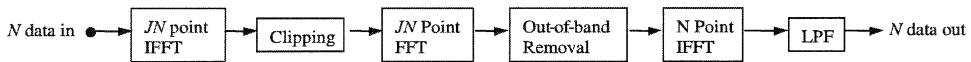
$$PAPR_{(0 \leq t < T)} = \frac{P_{max}}{P_{avg}} = \frac{V_{max}^2}{\sigma^2} \quad (2)$$

$$V_{max} = \sigma \times \sqrt{PAPR} \quad (3)$$

ここに、 T は OFDM の 1 シンボル長を表し、 σ は OFDM 信号の振幅の *rms* (二乗平均値) である。



(a) OFDM/FM transmission over satellite communications system



(b) OFDM clipping with oversampling factor of J and filtering

図 1 OFDM/FM テレビ信号の衛星伝送系構成図

Fig. 1 OFDM/FM television over satellite transmission system.

式 (1) と式 (3) より,

$$\Delta F = \sigma \times \sqrt{\text{PAPR}} \times \frac{k_f}{2\pi} \quad (4)$$

式 (4) は, FM 信号の最大周波数偏移は OFDM 信号の振幅の rms と PAPR の平方根に比例することを示している. 次に, OFDM 信号のクリッピングについて述べる. 図 1 (b) はオーバーサンプリング (サンプリングファクタ J) によるクリッピングと帯域外スペクトル抑圧のためのフィルタリングの構成を示している. アナログ信号の PAPR を求めるとき, サンプル数を小さく選ぶとサンプル間隔の間にあってクリップされるべきピークを見逃すおそれがあるため, 機器の実現上可能な限り多くとることが必要である. J を大にすればクリッピングした場合の PAPR を正確に評価することが可能である. すなわち, クリッピングされた OFDM 信号の PAPR はオーバーサンプリングファクタ J の大きさに依存する. ちなみに $J = 1$ のときはナイキスト周波数のサンプリングとなる [13], [14]. 図 1 (b) において N は OFDM 信号のキャリア数を示す. $J \times N$ ポイントの逆フーリエ変換のあとクリッピングを行う. クリッピングは非線形操作であるため, それによって信号の帯域外スペクトルが広がるため, 再び $J \times N$ ポイントの FFT によって周波数軸に戻し, フィルタリングによりそれを抑圧する.

3. OFDM 信号の PAPR と伝送特性

3.1 PAPR

OFDM 信号を $s[n] = r[n]e^{j\phi[n]}$ としたとき, 電圧 A_{max} でクリッピングしたときの振幅成分は以下のように表すことができる.

$$\begin{aligned} r_c[n] &= r[n], \text{ for } r[n] \leq A_{max} \\ &= A_{max}, \text{ for } r[n] > A_{max} \end{aligned} \quad (5)$$

したがって, クリッピングされた n 番目のサンプル値は $s_c[n] = r_c[n]e^{j\phi[n]}$ と表すことができる. ただし, 本論文ではクリッピングのための素子として位相回転の無視できるソフトリミタを想定する [14]. また, クリッピングの程度としてクリッピング比 (CR) を以下のように定義する.

$$CR = \frac{A_{max}}{\sigma} \quad (6)$$

ここに, σ は OFDM 信号レベルの二乗平均値である.

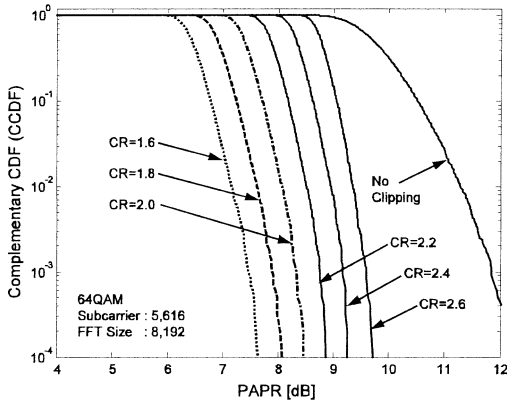
例えば, $CR = 1.4$ は, クリッピングされた信号の最大レベルは平均レベルよりも約 3 dB 高い場合を意味する. ただし, 3.2 に述べるようにクリッピング操作によって起こるスペクトルの広がりを抑える目的でクリッピングの後段に帯域フィルタを置くために, その波形応答によってクリッピングレベルよりは大きいピークが現れる. すなわち, クリッピングによって PAPR を抑える効果はあるが, フィルタ出力信号の PAPR は CR から決まる値よりは大きくなる.

表 1 には, 上記の前提で PAPR 並びにクリッピング後の諸特性を評価するために行ったコンピュータシミュレーションの諸元を示す. OFDM 信号の変調方式として現在日本でサービスされている地上波デジタル放送の仕様に準拠した 64QAM と, それとの比較のために QPSK についても検討を行う.

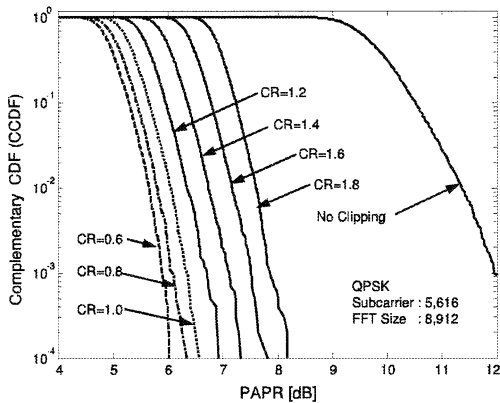
まず, クリッピング及びフィルタリング後の PAPR を式 (2) によって計算した. 図 2 (a) は, 64QAM の場合の PAPR の累積分布関数 CCDF (Complemen-

表 1 シミュレーションに用いた各種諸元
Table 1 Simulation conditions.

Parameters	Values
Modulation	QPSK, 64QAM
FFT Size	8,912
Number of Subcarriers	5,616
Oversampling Factor (J)	1,4587
Length of Guard Interval (GI)	702 (ISDB-T Mode 3)
Channel Model	AWGN
Clipping Ratio (CR)	0.8 ~ 2.6
BW of Sat. Transponder	36 MHz
BW of OFDM for Dig. TV	6 MHz



(a) PAPR Performance of 64QAM for various CR



(b) PAPR Performance of QPSK for various CR

図 2 クリッピング比と PAPR の関係

Fig. 2 Relationship between PAPR and Clipping Ratio (CR).

tary Cumulative Distribution Function) をいくつかの CR について求めた結果を示している。図 2(a) にはまたクリッピングをしない場合の PAPR の分布も併せて示している。サンプリングファクタ J として通常用いられる $J = 1.4587$ を選んだ。クリッピングを深くするほど PAPR を小さくすることができるが、

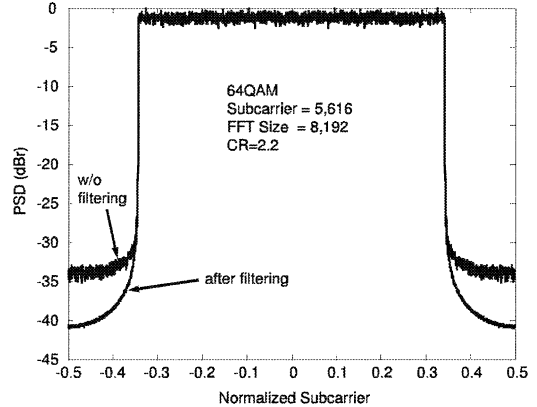


図 3 クリッピングによる OFDM 電力スペクトル密度
Fig. 3 Power spectrum density of clipped OFDM.

QAM 方式は振幅成分にも情報が含まれるため、波形ひずみによる BER の劣化が大きくなることが予想される。それについては後述する。図 2(b) は、変調方式として QPSK を選んだ場合の、同じく PAPR の値である。QPSK 方式は QAM 方式よりは振幅成分が少ないため、より深いクリッピング (CR を小さくすること) が可能で、PAPR の大きな改善が期待できる。

3.2 帯域外輻射電力

クリッピングの非線形操作によって OFDM 信号のスペクトルは帯域外に拡散され、帯域内信号電力はその分低下する。図 3 は 64QAM 方式の場合の CR = 2.2 のときのクリッピング直後、及びフィルタリング後の信号スペクトル電力密度を示している。図 3 より、帯域外電力密度は、信号の近傍では最大 33 dB にまで上昇することが分かる。本システムのように二次変調として FM 変調を考える場合には、一次変調波である OFDM 信号の帯域の広がり、等価的に FM 変調指数を減少させ、FM 利得の低下を招く。帯域外電力の抑圧のために文献 [13] では、103 タップの FIR (Finite Impulse Response) 時間領域フィルタを用いることを想定しているが、実現上構成が複雑になることが予想される。一方、ここでは FFT (高速フーリエ変換) の演算の際に周波数領域によるフィルタリング (FDF: Frequency Domain Filtering [15], FFT サイズ 8,192) によって帯域外成分を抑圧する方法をとっている。ただし、実際の計算においては FFT サイズが有限であるために、完全に理想フィルタとはならず、帯域外の電力成分が残留する。しかしこれによりクリッピングがない場合とほぼ同等のスペクトルを得ることができる。

3.3 BER 特性

本システムの伝送特性は、OFDM-クリッピング-FM 及びその逆となる受信系の一連の経路全体で評価する必要があるが、このうち、FM 変復調は波形伝送に関しては基本的には線形であり、波形ひずみによる BER 特性劣化は OFDM 信号のクリッピングの影響だけを調べることで評価できる。なお、FM 変調の影響は無線回線における受信 C/N と FM 復調器の S/N の関係から評価し、後述する。

OFDM 信号はクリッピングによって帯域外スペク

トルの上昇と同時に波形ひずみを受け、更にそのフィルタリングによって BER 特性が劣化する。いくつかの CR に対して BER 特性を求めた結果を図 4 に示す。図 4 (a) は 64QAM 方式、図 4 (b) は QPSK の BER 特性を示したものである。図 4 (a) より、64QAM 方式では予想どおりクリッピングの影響は大きく、CR = 2.0 以下では BER の劣化が激しいことが分かる。一方、図 4 (b) から分かるように、QPSK では CR = 1.4 程度まで小さくすることができる。これは前述のように、QAM 方式は振幅成分に多くの情報が含まれているためである。

4. FM 変復調

4.1 FM 復調器 S/N

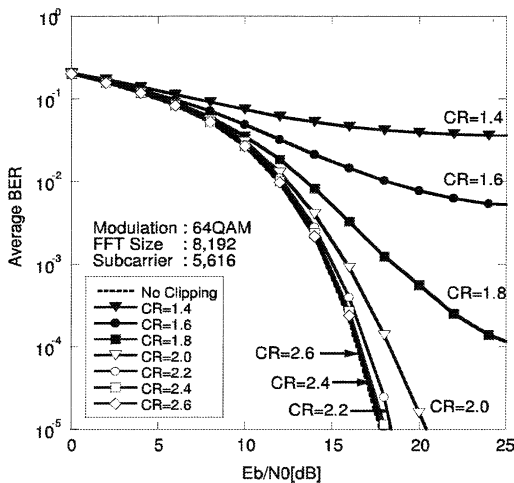
図 5 は OFDM 信号にクリッピングを行った場合と行わない場合の波形的例並びに瞬時電力の変化を示す。図 5 の信号 A は CR = 0.5 の波形、B は CR = 1.5 の波形を示す。C はクリッピングなしの波形である。上述したように、FM 信号の最大周波数偏移は入力信号の電圧のピークに依存する。文献 [12] の式 (4.75) より、変調信号を $m(t)$ としたとき、復調された信号の電力は式 (7) で与えられる。

$$S_0 = \left(\frac{k_f}{2\pi}\right)^2 \overline{m^2(t)} \quad (7)$$

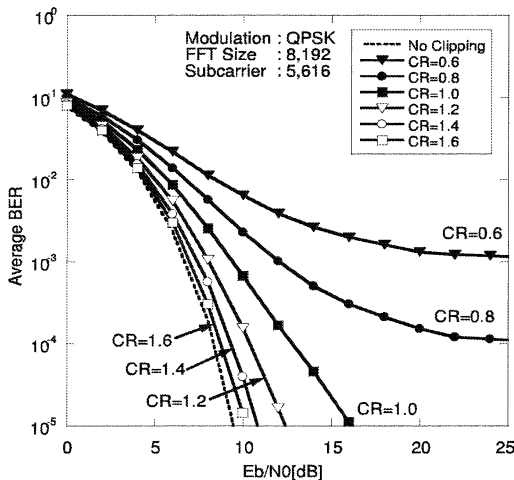
ただし、 k_f は FM 変調器のシステム定数である。ここで、ベースバンド信号を正弦波と仮定した場合の FM 復調器出力における信号電力は文献 [12] の式 (4.91) に示されるように式 (8) のように表される。

$$S_0 = \frac{\Delta F^2}{2} \quad (8)$$

しかし、ベースバンドが OFDM のようなインパルス状のピークをもつ波形では、式 (8) をそのまま適



(a) BER performance of 64QAM



(b) BER performance of QPSK

図 4 クリッピング比をパラメータにした 64QAM 及び QPSK 信号の BER 特性

Fig. 4 BER performance of 64QAM and QPSK with various clipping ratio.

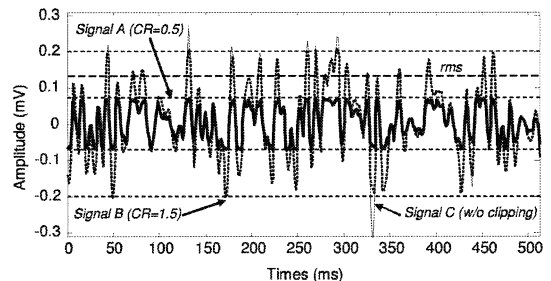


図 5 クリッピングありなしの場合の OFDM 信号の波形
Fig. 5 Waveform of OFDM signals with and without clipping.

用することは困難で、次のように扱うべきであると思われる。変調信号を正弦波として扱った文献[12]の式(4.90)を参照して、変調信号としてOFDMのような非正弦波に対しては、一般的に式(9)が成立すると考えられる。文献[12]の式(4.90)の右辺の $\cos 2\pi f_m t$ を $A(t)$ と置き換えて、

$$\frac{k_f}{2\pi} m(t) = \Delta F \times A(t)$$

$$\text{すなわち, } m(t) = \left(\frac{2\pi}{k_f} \right) \Delta F \times A(t) \quad (9)$$

ただし、 $A(t)$ はOFDM変調信号である。したがって、FM復調信号の平均電力は式(7)と式(9)より、

$$S_{0\text{OFDM}} = \left(\frac{k_f}{2\pi} \right)^2 \frac{1}{m^2(t)}$$

$$= \Delta F^2 \times \frac{1}{A^2(t)} \quad (10)$$

ここで、OFDM信号の平均電力、ピーク電力及びPAPRの定義から、

$$\frac{1}{A^2(t)} = \frac{1}{\text{PAPR}} \quad (11)$$

ただし、 $A(t)$ のピーク電圧は1.0と正規化している。よって、式(10)より、

$$S_{0\text{OFDM}} = \Delta F^2 \times \frac{1}{\text{PAPR}} \quad (12)$$

となる。なお、正弦波のPAPRが2であることを考慮すれば、式(12)は変調信号が正弦波として求めた式(8)の一般式と考えることができる。式(12)と文献[12]の式(4.88)により、FM復調器出力のOFDM信号の信号対雑音電力比は式(13)のように求められる。

$$\left(\frac{S}{N} \right) = \left(\frac{3B}{f_m^3} \right) \left(\frac{\Delta F^2}{\text{PAPR}} \right) \left(\frac{C}{N} \right)$$

$$= \left(\frac{3 \times 2(\Delta F + f_m)}{f_m^3} \right) \left(\frac{\Delta F^2}{\text{PAPR}} \right) \left(\frac{C}{N} \right)$$

$$= \frac{6}{\text{PAPR}} \beta^2 (\beta + 1) \left(\frac{C}{N} \right) \quad (13)$$

ただし、 β は変調指数で、 $\beta = \frac{\Delta F}{f_m}$ で、 f_m はOFDMの帯域幅である。また、FM信号の帯域幅 B は、文献[12]の式(4.46)から、

$$B = 2(\Delta F + f_m) \quad (14)$$

である。上記のことは、OFDM信号の電力の分布が

ら、物理的に容易に推測されることである。しかし、従来FM利得の解析は取り扱いやすい正弦波を用いて行っていたのに対して、本手法は、PAPRを考慮することによってOFDMのような一般的な信号に対するFM利得の定量的な評価手法として有効である。

4.2 衛星占有帯域幅と復調 S/N

離島等に設置する地球局の規模としては経済性・運用性に富んだできるだけ小型のものを利用することが望ましい。また64QAM-OFDM復調に要求される高い C/N 値を考慮すると、系は電力制限型となることが予想される。そのような前提のもとで、帯域を使うことで電力を稼ぐ方式としてFMによる二次変調を考え、またFM利得を大きくするためにチャネル当り衛星中継器の全帯域を使用する場合と、またそれとの比較のために半分の帯域幅を使用する場合の二通りについて検討する。

FM変調方式では、入力信号の帯域幅に対して周波数偏移を大きくとることにより変調指数大となり、より大きなFM利得が得られる。

一方、FM信号の帯域幅 B は、式(14)のように表すことができたので、

$$\Delta F = \frac{B}{2} - f_m \quad (15)$$

ここで、許容されるFM波の帯域幅 B は、衛星中継器の利用条件によって決まる。すなわち、衛星中継器の帯域幅を36MHzとして、FM信号一波を中継器の全帯域を用いて伝送する場合(ケース1)には $B = 36\text{MHz}$ 、半分の帯域を用いる場合(ケース2)には $B = 18\text{MHz}$ となるから、 ΔF は、ケース1で12MHz、ケース2で3MHzとなる。したがって、それぞれの場合の変調指数は、

$$\beta = 12/6 = 2 \text{ (ケース1)}$$

$$\beta = 3/6 = 0.5 \text{ (ケース2)} \quad (16)$$

一方、FM復調器出力におけるSN比と入力CN比の関係は入力 C/N が十分大きい(10dB程度以上)とき、式(13)によって与えられることを上に示した。式(16)と式(13)から、上記ケース1とケース2について、SN比と入力CN比の関係を求めると、

ケース1:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_1 = \frac{72}{\text{PAPR}} \times \frac{C}{N}$$

$$= \left(\frac{C}{N} \right)_{\text{dB}} + 18.6 - \text{PAPR}(\text{dB}) \quad (17)$$

ケース 2 :

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_2 &= \frac{2.25}{PAPR} \times \frac{C}{N} \\ &= \left(\frac{C}{N}\right)_{dB} + 3.5 - PAPR(dB) \quad (18) \end{aligned}$$

式 (17) 及び式 (18) から、本システムでは FM 復調器出力における S/N すなわち、OFDM 受信信号の S/N は PAPR の大きさだけ小さくなるのが分かる。また、衛星中継器の帯域使用条件、すなわち一波/全中継器、一波/半中継器によって約 15 dB の差が生じることが分かる。式 (17) または式 (18) で示される (C/N) と (S/N) の比が本提案方式における FM 利得である。

5. システムの最適化

3. において OFDM 信号にクリッピングを加えた場合の、PAPR の変化、波形ひずみによる BER の劣化を求め、クリッピングを深くする (CR を小さく) ほど PAPR は改善するが BER の劣化が大きくなることを示した。またその影響は QPSK より 64QAM が大きいことを示した。更に 4. においては FM 復調器の出力 S/N と PAPR の関係を示し、ちょうど PAPR の値だけ S/N が小さくなる (ここでは S/N 損, PAPR-FM Loss と呼ぶ) ことを述べた。これらの関係から、クリッピングの大きさは BER 特性と S/N 特性に相反する影響があることを示した。

そこで、ここではシステム全体として CR をどのように選ぶべきかを検討する。図 6 (a)、図 6 (b) はそれぞれ 64QAM、QPSK についての BER の劣化量と PAPR による S/N 損、及びその和を CR の関数として示したものである。ここで BER の劣化量とは、OFDM 受信や移動通信復調などで一般に用いられるビット誤り率のしきい値として誤り訂正前の BER 10^{-3} の点における等価 E_b/N_0 の劣化を示したものである。まず、図 6 (a) より、64QAM では両者の合計は $CR = 2.4$ 付近まで CR の増加とともにほぼ減少する傾向があることが分かり、図 6 (b) からは QPSK では $CR = 1.4$ 程度で最小値に近づくことが分かる。したがって、各々の方式において、前者では、合計劣化最小値を示す $CR = 2.4$ を、後者では $CR = 1.4$ を選ぶこととする。このとき、4. において述べた FM 利得に直接影響を与える PAPR の値は 64QAM 方式で約 9.3 dB、QPSK 方式で 7.4 dB となり、これらの値を式 (17) 及び式 (18) に当てはめると、ケース 1

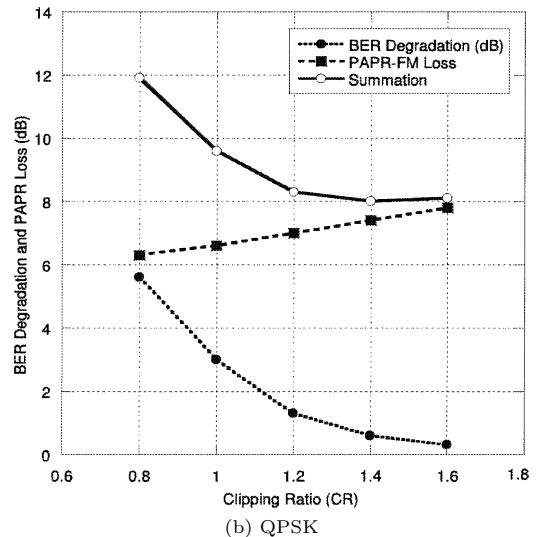
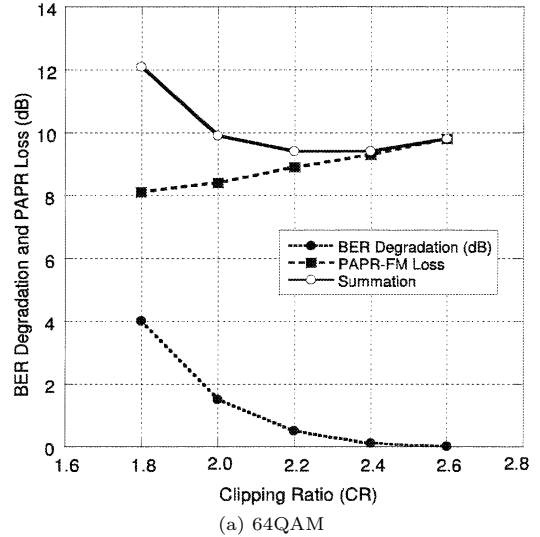


図 6 クリッピング比 (CR) に対する BER の劣化と PAPR-FM Loss の関係

Fig.6 BER degradation and PAPR-FM Loss as a function of CR.

の FM 利得は 64QAM 方式で 9.3 dB、QPSK 方式で 11.2 dB、ケース 2 の場合 64QAM 方式で -5.8 dB、QPSK 方式で -3.9 dB となる。

また BER の劣化量はそれぞれの最適 CR 値で、64QAM 方式で 0.1 dB、QPSK 方式で 0.5 dB 程度である。

6. 回線設計

ここでは、5. までの結果を用いて、OFDM/FM 方式を衛星回線によって伝送した場合の回線設計を行

い、有効性を検証する。ただし、ここでは実際の地上波デジタルテレビ信号に用いられている 64QAM 方式の場合のみについて回線設計を行うこととする。回線設計に使用する衛星は一例として JCSAT-1B 号を想定し、36 MHz 帯域に OFDM/FM 波を一波伝送する場合(4. のケース 1)と二波伝送する場合(ケース 2)について検討し、更に FM 変調をしないで OFDM 信号一波を直接伝送する場合(ケース 3)についても回線設計を行い、三つのケースの運用上の特性比較を行う。同じ条件で比較を行うため、各ケースとも、地球局送信アンテナの口径は $4.5\text{ m}\phi$ 、受信アンテナ口径を $3.6\text{ m}\phi$ としている。また、回線設計の置局位置については、アンテナビーム形態や降雨データをもとに離島を含めた全国各地の検討が必要であるが、本設計では、一例として送信局を東京、受信局を八丈島として計算した。

一方、衛星中継器増幅器は、ケース 1 では FM 信号

の振幅一定の利点から飽和点で動作させることが可能である。また、ケース 2 では、一波当り衛星電力の半分 (-3 dB) の出力が割り当てられるが、複数キャリアの伝送となり混変調を抑えるため、更に 3 dB のバックオフ(一波当り計 6 dB の出力バックオフ)させることを想定している。更に、ケース 3 は、クリッピング後の OFDM 信号の PAPR 値 (CCDF 10^{-4} 点で 9.3 dB) だけ出力バックオフをとることを想定している。ただし、ケース 3 では中継器の帯域は 6 MHz のみ使用するが、バックオフ分以外は全電力を割り当てるものとする。衛星増幅器の動作点設定の仕方、すなわちバックオフのとり方には 2 通りの方法が考えられる。一つは衛星受信電力を一定にして、衛星増幅器の利得を変える方法、他の一つは地球局送信電力を下げる方法である。ここでは、各キャリアごとに制御可能な後者の方法をとった。この方式ではまた、バックオフをとるとき、地球局送信電力を小さくすることがで

表 2 各種の伝送系における衛星回線設計の比較

Table 2 Comparison between three systems through satellite communications.

	1) OFDM-FM Carrier /Transponder	2) OFDM-FM Carrier /Half Transponder	3) OFDM Carrier /Transponder
Uplink			
① ES. TX Power (dBW)	16.0	5.0	4.0
② ES. TX Losses (dB)	-2.9	-2.9	-2.9
③ ES. Ant. Gain (dB)	56.4	56.4	56.4
④ Uplink Loss (dB)	-206.9	-206.9	-206.9
⑤ SAT G/T (dB/K)	12.2	12.2	12.2
⑥ Bandwidth (dB-Hz)	-75.6 (36 MHz)	-72.6 (18 MHz)	-67.8 (6 MHz)
⑦ Boltzmanns Const (dBW)	228.6	228.6	228.6
⑧ Uplink C/N (dB)	27.8	19.8	23.6
Downlink			
① SAT. Power (dBW)	20.0	20.0	20.0
② Sat. Ant. Gain (dB)	36.0	36.0	36.0
③ Output Backoff (dB)	0	-6.0	-9.3
④ Downlink Losses (dB)	-205.8	-205.8	-205.8
⑤ ES. G/T (dB/K) (3.6 m)	23.4	23.4	23.4
⑥ Bandwidth (dB-Hz)	-75.6	-72.6	-67.8
⑦ Boltzmanns Const (dBW)	228.6	228.6	228.6
⑧ Downlink C/N (dB)	26.6	23.6	25.1
① Total C/N	24.1	18.4	21.3
② Rain Attenuation (0.05) (at Hachijoujima)	-4.5	-4.5	-4.5
③ FM Gain	9.3	-5.8	-
④ FM Output S/N	28.9	8.1	-
⑤ OFDM S/N	28.9	8.1	16.8
⑥ BER degradation due to Clipping (CR = 2.4)	0.1	0.1	0.1
⑦ Required S/N for 10^{-3}	22.6	22.6	22.6
⑧ Margin	6.3	×	×

- Satellite: JCSAT1B, Ku-band (Up-link 14.25 GHz, Down-link 12.5 GHz)
- Earth Station Antenna : TX $4.5\text{ m}\phi$, RX $3.6\text{ m}\phi$
- Satellite Power Usage: 1) Saturation with one FM carrier, 2) 6 dB output back-off with one FM carrier in half transponder, 3) 9.3 dB output back-off with OFDM carrier
- Satellite Bandwidth: 1) 36 MHz , 2) 18 MHz , 3) 6 MHz

きる利点をもつ。

表 2 は、上記三つのケースについて、地球局送信から、衛星を経由して、地球局受信まで信号電力並びに雑音電力の配分を示している。本配分は通常行われる衛星通信の回線設計手法によっている [17]。表 2 の上段はアップリンク C/N について、中段はダウンリンク C/N について、下段は総合 C/N 及び OFDM 復調器の S/N を示している。下段②にはまた、不稼働率 0.05% (時間換算で、1 年間で降雨減衰が規定のマージン以上となる時間計約 4 時間) を保証するために必要なダウンリンク降雨マージン (ITU-R 勧告による) を示している。なお、アップリンクの降雨減衰に関しては、通常用いられるアップリンク電力制御によって補償されるものとする。

下段 ③ は 4. において述べた OFDM 信号の PAPR を考慮した FM 利得を示している。更に、下段⑥ は 3. で求めたクリッピングによる 64QAM/OFDM 信号の BER 劣化量を示している。⑦は⑥の劣化量を考慮して 64QAM の BER を得るための必要 S/N を示している。⑧は総合マージンで④～⑦の値である。本回線設計の結果から (1) 上記条件で伝送可能な方式は OFDM/FM 方式の一波/ (中継器の全帯域) の場合に限られる (2) 二波伝送方式は FM 利得が小さい上に衛星電力も $1/4$ となるため、このままでは伝送不可能であり、仮に伝送するためには 15 dB 以上の性能向上が要求され、地球局規模の点から非現実的である、(3) OFDM の直接伝送方式は PAPR 大のため衛星中継器の電力利用効率が悪く (バックオフ大) なり提案方式に比べて受信 S/N は約 12 dB 低い、などのことが分かる。つまり、本論文において提案する FM を用いた二次変調方式は、OFDM のような PAPR の大きい信号を非線形増幅器を通して伝送するようなシステムでは非常に有効な手段であることが分かる。

7. む す び

地上波デジタルテレビ放送サービスの補完網として衛星利用を提案した。テレビ信号として用いられている OFDM 信号はフェージングに強く地上伝送方式としては優れた性質をもっているが、反面、波形の PAPR が大きいために、そのまま伝送すると、電力制限された衛星中継器での伝送効率が低下する。そこで本論文では OFDM テレビ信号を FM 方式で二次変調し、その信号エンベロープが一定であるという性質を利用し、衛星電力を効率的に伝送する方式を提案した。

また伝送特性改善のために、OFDM 信号にクリッピングを施すことを提案している。クリッピングによって OFDM 信号の PAPR を減少させ、FM 信号の帯域の不要な広がりを抑えることで FM 方式の利得を多く得ることが可能となる。OFDM 信号のクリッピングを深くすれば PAPR をより小さくすることができるが、その分 BER 特性が劣化する。一方で、クリッピングによって、等価的に FM 変調指数を大きくできるため FM 利得を多く得ることが可能となり、本論文では両者のトレードオフからクリッピングの最適化を行った。

OFDM 信号の変調方式として現在地上波デジタルテレビ放送に採用されている 64QAM 方式と、それと比較のために QPSK の両変調方式について検討を行った。

これらの検討により、適正なクリッピングを施した OFDM/FM による衛星伝送方式は FM 利得が得られると同時に衛星電力を飽和点で利用できるという二つの大きな利点のために、OFDM 方式をそのまま衛星伝送する場合に比べて 10 dB 以上の特性改善が得られ、非常に有効な方式であることを示した。

なお、本提案では衛星中継器 1 本にテレビ信号 1 チャネルの伝送となり、衛星の帯域使用の点からみれば低効率であることは否めない。伝送するチャンネル数は、前述のように受信地球局を大きくしたり、中継区間の変調方式として OFDM 方式を用いないで、PSK-FDM 方式等を用いること等で増大させることは可能である。しかしその場合には、受信局の規模、構成が大型で複雑化する。再送信局は離島や遠隔地に多数設置されることを考慮すると、それらの局としては、できるだけ小型でまた無人局に近いものが望ましいと思われる。本論文では、系をほとんど中継機能 (レピータ) に限ることで簡易な方式を提案した。

以上、本論文ではデジタルテレビ信号を、衛星を用いて遠隔地に中継伝送する場合の伝送方式やその性能について論じたが、テレビ信号の中継伝送や再送信に関しては、本論文で述べた技術的な検討のほかにはサービスや運用面で検討を要する課題が残されている。

謝辞 本研究は JSAT 株式会社との共同研究によって行ったものであり、有益な議論を頂いた永井裕取締役、安藤清武部長はじめ関係各位に深く感謝する。

文 献

- [1] IP 衛星等補完措置を用いた再送信に係る技術的要件等 (案) <http://www.soumu.go.jp>, Dec. 2005.

- [2] ARIB Standard, Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting, ARIB-STD B31, Jan. 2002.
- [3] D.A. Wiegandt, C.R. Nassar, and Z. Wu, "Overcoming PAPR issues in OFDM via carrier interferometry codes," IEEE 2001 Vehicular Technology Conference, pp.660-663, Atlantic City, NJ, Oct. 2001.
- [4] K. Anwar, A.U. Priantoro, K. Ando, M. Saito, T. Hara, M. Okada, and H. Yamamoto, "PAPR reduction of OFDM signals using iterative processing and carrier interferometry codes," IEEE Int. Symposium on Intelligent Signal Processing and Comm. System (ISPACS 2004), pp.48-51, Korea, Nov. 2004.
- [5] K. Anwar, M. Saito, T. Hara, M. Okada, and H. Yamamoto, "Simplified realization of carrier interferometry OFDM by FFT algorithm," 2nd IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications System (APWCS 2005), pp.199-203, Hokkaido, Japan, Aug. 2005.
- [6] K. Anwar, M. Saito, T. Hara, M. Okada, and H. Yamamoto, "Simplified realization of pseudo-orthogonal carrier interferometry OFDM by FFT algorithm," 5th IEEE Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS 2005), pp.167-174, Oberpfaffenhofen, Munich, Germany, Sept. 2005.
- [7] K. Anwar and T. Hara, "Simplified design of carrier interferometry OFDM and pseudo-orthogonal carrier interferometry OFDM," Japanese Patent No: 2005-225604 (pending).
- [8] E.F. Casas and C. Leung, "OFDM for data communication over mobile radio FM channels-Part I: Analysis and experimental results," IEEE Trans. Commun., vol.39, no.5, pp.783-793, May 1991.
- [9] E.F. Casas and C. Leung, "OFDM for data communication over mobile radio FM channels-Part II: Performance improvement," IEEE Trans. Commun., vol.40, no.4, pp.680-683, April 1992.
- [10] J.R.G. Marion, R. Prasad, and J.H. Bons, "Analysis of new methods for broadcasting digital data to mobile terminals over an FM-channel," IEEE Trans. Broadcast., vol.40, no.1, pp.29-37, March 1994.
- [11] P. Scalart, M. Leclerc, P. Fortier, and T.H. Huu, "Performance analysis of a COFDM/FM in-band digital audio broadcasting system," IEEE Trans. Broadcast., vol.43, no.2, pp.191-198, June 1997.
- [12] 滑川敏彦, 奥井重彦, 通信方式, 森北出版, 2001.
- [13] X. Li and L.J. Cimini, Jr., "Effect of clipping and filtering on the performance of OFDM," IEEE Commun. Lett., vol.2, no.5, pp.131-133, May 1998.
- [14] H. Ochiai and H. Imai, "On clipping for peak power reduction of OFDM signals," IEEE Globecom'00, vol.2, pp.731-735, 2000.
- [15] J. Tellado, Peak to average power reduction for multi-carrier modulation, Ph. D. Dissertation, Stanford University, Stanford, CA, 2000.
- [16] J. Armstrong, "Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering," Electron. Lett., vol.38, no.5. pp.246-247, Feb. 2002.
- [17] 原 孝雄, 市川通啓, 岡田 実, 山本平一, "VSAT 衛星通信における周波数再利用キャリア重畳方式と信号キャンセラの設計," 信学論 (B), vol.J88-B, no.7, pp.1300-1309, July 2005.
(平成 17 年 11 月 25 日受付, 18 年 4 月 5 日再受付)



コイルー アンワル (学生員)

2000 インドネシア・バンドン工大 (ITB) 電気卒。同国企業にて情報技術関連業務に従事し, 平 17 奈良先端大・情報科学研究科前期博士課程了。同年より後期博士課程在学中。移動通信, 衛星通信における OFDM, WiMAX, Wavelet 方式の PAPR 削減などの伝送特性の向上について研究中。



原 孝雄 (正員)

昭 43 阪大・工・通信卒。同年富士通 (株) 入社。富士通研究所衛星通信研究部において TDMA, SS/TDMA, SCPC などデジタル衛星通信システム, パーストモデムの研究開発に従事。昭 55 ~ 59 米国フジツウ。以降, 局間中継 TDMA システム, VSAT などを研究開発。平 15 年 3 月奈良先端科学技術大学院大博士後期課程了。平 15 年 9 月同大助手, 平 18 年 4 月同研究員。移動通信・衛星通信の研究に従事, 工博。



岡田 実 (正員)

平 2 電通大・電気通信・通信卒。平 4 阪大大学院・工・通信前期博士課程了。平 5 阪大・工助手。平 11 Southampton (UK) 客員研究員。平 12 奈良先端大・情報科学・助教授。平 18 同大教授。移動通信, デジタル放送に関する研究に従事, 工博。



山本 平一 (正員:フェロー)

昭 40 阪大大学院修士課程了。同年日本電信電話公社 (現, NTT) 電気通信研究所入所。デジタル無線通信, 衛星通信, 移動通信の研究に従事。平 2 ~ 4 NTT 理事・無線システム研究所所長。平 4 奈良先端大・情報科学研究科教授, 平 6 ~ 8 同研究科長, 平 9 ~ 10 & 15 ~ 同大副学長。工博。著書「デジタル無線通信」, 「TDMA 通信」。本会学術奨励賞, 論文賞, 業績賞, 著述賞受賞。