JAIST Repository

https://dspace.jaist.ac.jp/

Title	OFDM地上波ディジタルテレビ放送信号のFM変調による 衛星伝送
Author(s)	コイルー,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
Туре	Journal Article
Text version	publisher
URL	http://hdl.handle.net/10119/8525
Rights	Copyright (C)2006 IEICE. コイルーアンワル,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	



Japan Advanced Institute of Science and Technology



OFDM 地上波ディ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 $^{\dagger a}$ 原 孝 da^{\dagger} 岡田 実 † 山本 平 $-^{\dagger}$

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 新しい地上波ディ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.本論文はディ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 ディジタルテレビ放送, 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ィジ 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 像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.

地上波ディ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 多数のキャリヤ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 キャリヤ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ヤ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ヤに 分配する通常の OFDM 方式とは送信器の構成が異な

[†] 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, 市販の地上ディ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.

ディ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適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,機能上はトランスペ アレントとなる.

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 て考える.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]

$$\Delta f = V_{max} \times \frac{k_f}{2\pi} \tag{1}$$

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.

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

$$V_{max} = \sigma \times \sqrt{PAPR} \tag{3}$$

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.



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

式(1)と式(3)より,

$$\Delta F = \sigma \times \sqrt{PAPR} \times \frac{k_f}{2\pi} \tag{4}$$

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 信号のキャリヤ数を示 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.

$$r_{c}[n] = r[n], \text{ for } r[n] \leq A_{max}$$
$$= A_{max}, \text{ for } r[n] > A_{max}$$
(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.

$$CR = \frac{A_{max}}{\sigma} \tag{6}$$

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3dB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ィジ 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-

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)	$0.8 \sim 2.6$		
BW of Sat. Transponder	$36\mathrm{MHz}$		
BW of OFDM for Dig. TV	$6\mathrm{MHz}$		

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



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は,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 リ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





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

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の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 リ, 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.

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

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.

$$S_0 = \frac{\Delta F^2}{2} \tag{8}$$

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



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,

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

$$S_{0OFDM} = \left(\frac{k_f}{2\pi}\right)^2 \overline{m^2(t)}$$
$$= \Delta F^2 \times \overline{A^2(t)}$$
(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,

$$\overline{A^2(t)} = \frac{1}{PAPR} \tag{11}$$

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,

$$S_{0OFDM} = \Delta F^2 \times \frac{1}{PAPR} \tag{12}$$

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出した 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.

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

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

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

$$B = 2\left(\Delta F + f_m\right) \tag{14}$$

である.上記のことは, OFDM 信号の電力の分布か

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 を考える 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,

$$\Delta F = \frac{B}{2} - f_m \tag{15}$$

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 36 MHz 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 MHz,半分の帯域を用いる場合(ケース2) には B = 18 MHz となるから, ΔF は,ケース1 で 12 MHz,ケース2 で 3 MHz となる.したがって,そ れぞれの場合の変調指数は,

$$\beta = \frac{12}{6} = 2(\boldsymbol{\tau} - \boldsymbol{\lambda} \ 1)$$

$$\beta = \frac{3}{6} = 0.5(\boldsymbol{\tau} - \boldsymbol{\lambda} \ 2)$$
(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(10 dB 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,

$$\begin{aligned} \tau - \chi &1: \\ \left(\frac{S}{N}\right)_{1} &= \frac{72}{PAPR} \times \frac{C}{N} \\ &= \left(\frac{C}{N}\right)_{dB} + 18.6 - PAPR \, (\text{dB}) \quad (17) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\mathcal{T}} - \boldsymbol{\mathcal{X}} & 2: \\ \left(\frac{S}{N}\right)_2 = \frac{2.25}{PAPR} \times \frac{C}{N} \\ &= \left(\frac{C}{N}\right)_{dB} + 3.5 - PAPR \, (\text{dB}) \quad (18) \end{aligned}$$

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ことが分か 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 ODFM 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 & PAPR の関係を示し, ちょうど PAPR の値だけ <math>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 クリッピングに (CR) に対する BER の方化と 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 波ディ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 $4.5 \text{ m}\phi$,受信アンテナロ径 を 3.6 m / 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点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(-3dB)の出力が割り当てられるが,複数キャリ ヤの伝送となり混変調を抑えるため,更に3dB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6MHz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,各キャリヤごとに制御可能 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

	1) OFDM-FM Carrier	2) OFDM-FM Carrier	3) OFDM Carrier
	/Transponder	/Half Transponder	/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
B Downlink C/N (dB) C	26.6	23.6	25.1
① Total C/N	24.1	18.4	21.3
O Rain Attenuation (0.05)	-4.5	-4.5	-4.5
(at Hachijoujima)			
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	0.1	0.1	0.1
to Clipping $(CR = 2.4)$			
\bigcirc Required S/N for 10^{-3}	22.6	22.6	22.6
8 Margin	6.3	×	×

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.

• Satellite: JCSAT1B, Ku-band (Up-link 14.25 GHz, Down-link 12.5 GHz)

• Earth Station Antenna : TX $4.5\,\mathrm{m}\phi,\,\mathrm{RX}$ $3.6\,\mathrm{m}\phi$

• 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、不稼動率 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15dB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

地上波ディ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ィジタ 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,本論文ではディ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 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 pseudoorthogonal 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 multicarrier 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ヤ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 などディ 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,ディ 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.ディジタル無線通信,衛星通信,移 動通信の研究に従事.平2~4NTT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.