

次世代 PHS における SC-FDMA 方式のシミュレーション評価

砂川祐一郎[†] 和田 知久[†]

[†] 琉球大学工学部 情報工学科 〒 903-0213 沖縄県中頭郡西原町字千原 1 番地

E-mail: †suna@lsi.ie.u-ryukyu.ac.jp, †wada@ie.u-ryukyu.ac.jp

あらまし 近年、大容量で高速な通信を可能とする次世代の無線通信方式として、OFDMA が注目を浴びている。しかし OFDMA の時間軸信号波形は、ピーク対平均電力比 PAPR の値が大きい点が問題視されている。この問題を解決するため、次世代 PHS ではアップリンク時の通信としてシングルキャリア FDMA (SC-FDMA) が考案されている。SC-FDMA は、シングルキャリア変調でありながら周波数軸等化可能な通信方式である。本稿では SC-FDMA 方式の処理方式を提案し、計算機によるシミュレーション評価を行う。

キーワード シングルキャリア FDMA, OFDMA, 周波数軸等化, レイズドコサインフィルタ, 次世代 PHS, PAPR.

Study on Single Carrier FDMA System in Next Generation PHS

Yuichiro SUNAGAWA[†] and Tomohisa WADA[†]

[†] Department of Information Engineering, University of the Ryukyus

Senbaru 1, Nishihara, Okinawa, 903-0213, Japan

E-mail: †suna@lsi.ie.u-ryukyu.ac.jp, †wada@ie.u-ryukyu.ac.jp

Abstract In recent years, the OFDMA has received a lot of attention as a method of wireless communication that allow large capacity and high speed communication. But, time-based signal waveform of the OFDMA has a high value in the peak to averaged power ratio (PAPR). To get over this problem, the single carrier FDMA (SC-FDMA) is invented as a method of up-link communication in next generation PHS. The SC-FDMA that modulates signals into single carrier can use frequency domain equalization method. This paper proposes a process of the SC-FDMA system, and also evaluate the SC-FDMA system by computational simulation.

Key words Single Carrier FDMA, OFDMA, Frequency Domain Equalization, Raised Cosine Filter, Next Generation PHS, PAPR.

1. まえがき

次世代無線通信機器において、大容量で高速な通信を可能にするマルチキャリア伝送方式 OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access) が注目を浴びている。OFDMA は複数の直交関係の狭帯域サブキャリアを用いて、大容量の情報データを高速に転送できる通信方式である。次世代 PHS においても、OFDMA は有効な通信手段として思案されている [3] [6]。

しかし一方で、OFDMA の時間軸信号はピーク対平均電力比 PAPR (Peak to Average Power Ratio) の値が大きい事が知られている。PAPR 値が大きい信号は、非線形増幅器を通過する際に相互変調雑音の増加が生じ、ビット誤り率 (BER) が劣化する恐れがある。

次世代 PHS ではこの問題を解決するために、シングルキャリア FDMA (SC-FDMA) がアップリンク時の通信方式とし

て考案されている。SC-FDMA はシングルキャリア変調でありながら、OFDMA と同様に周波数軸等化方式の利用が可能であり、マルチパスフェージング環境にも優れた誤り率特性が達成可能である。また、時間軸信号が単一キャリア変調信号である事から、OFDMA での問題点であった PAPR 値の改善が可能である [1] [2]。

本稿では、2. 節で日本の次世代 PHS における通信規格を説明する。3. 節では、SC-FDMA の処理方式を提案し、4. 節で計算機シミュレーションによる結果を示すことで提案方式の有効性について評価を行う。5. 節でまとめを行う。

2. 次世代 PHS 規格

本節では、日本の次世代 PHS における通信規格を説明する。次世代 PHS では 5ms のフレーム単位で、基地局と端末の通信を行う。図 1 に次世代 PHS のフレームフォーマットを示す。フレームはアップリンク (UL) とダウンリンク (DL) の

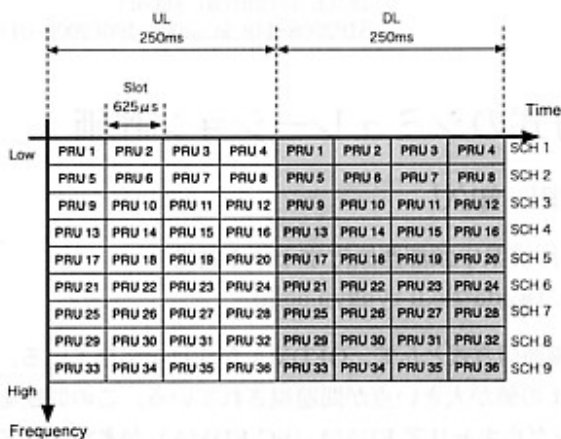


図1 次世代 PHS のフレームフォーマット

2.5ms ずつのサブフレームに分かれており、どちらも共通の周波数帯域を利用する。サブフレームはさらに 650μs 毎に 4つの時間軸分割された Slot と 900kHz 毎に 9つの周波数軸分割された SCH (Sub CHannel) によって PRU (Physical Resource Unit) というブロックに分けられており、ユーザは PRU のどれかを用いて基地局との通信を確立する。SCH の 1つが、制御用の CCH (Common CHannel) として利用され、残りが個別通信用の ICH (Individual CHannel) として利用される。送信機側では、9つの SCH に対して一斉に IFFT をかけ、時間軸信号に変化して送信する。受信機側では、受信信号に FFT をかけてデータに戻す。

3. システム構成

本節では、次世代 PHS における SC-FDMA 方式のシステム構成について説明する。図2にシステムの送受信機構成を示す。ここでは、無線通信回線は2節で述べた送受信を共通の周波数帯域を利用する TDD 回線を想定し、バースト運用されるとする。図3に、本稿で想定するバーストフレーム構成を示す。バーストフレームは 19のシンボルデータブロック (S1~S19) で構成されている。CCH では先頭 2ブロック、ICH では 1ブロックがトレーニングシンボルが格納されており、受信側においてシンボル同期、周波数同期、伝送路特性推定に利用される。また s9, s17のブロックは、パイロットシンボルが格納されており、これもまた伝送路特性推定に利用される。トレーニング、パイロットはどちらも受信側で既知のシンボルデータが格納されているものとする。

次にシンボルデータブロックの構成について説明する。シンボルデータブロックは N個のシンボルデータが格納されており、ブロックの先頭にはシンボルデータ後半の 1/8にあたる 3.33μs分のシンボルデータが GI (Guard Interval) として付加される。GI とは、OFDMA において変調されたシンボルデータの後半部分が、データの先頭に付加される冗長部の事である。これにより復調の際に、遅延量が GI 長以内のマルチパスフェージングによる信号劣化を補正すること出来る。

しかし、SC-FDMA は OFDMA に比べ、シンボルレートが

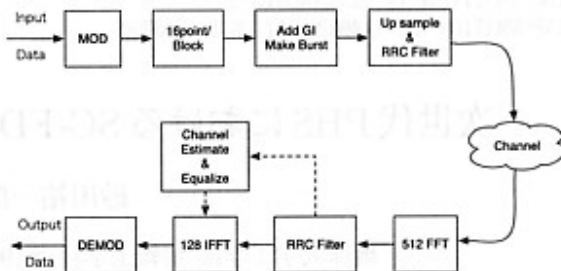


図2 次世代 PHS における SC-FDMA 方式の送受信機構成

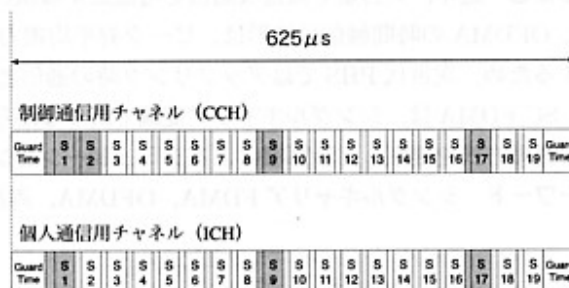


図3 次世代 PHS における SC-FDMA 方式のバーストフレーム構成

低く GI としての機能が弱い。そこで前ブロックのシンボルデータの最後部をコピーし、ブロック最後部との波形を合わせる事により、実質上 GI としての機能を持たせる V-GI (Virtual-GI) の構成を提案する。図4, 5に GI と V-GI の生成方法を示す。パイロットブロック (S9, S17) は性質上、前ブロック (S8, S16) からデータをコピーすることはできない。そのため S8, S16 のデータブロックはそれぞれパイロットブロックからさらにデータシンボルをコピーすることでブロック間の波形を合わせている。

3.1 送信機構成

送信機の構成について説明する。図2で、生成された時間軸上の入力データ情報はシンボルデータに変調され、アップサンプルが行われている。アップサンプルによってサンプリング数が増えたシンボルデータは、時間軸領域から RRC フィルタ (Root Raised Cosine Filter) をかけることで、時間軸信号の波形を滑らかにする処理が行われている。RRC フィルタは、RC フィルタ (Raised Cosine Filter) をルート特性にしたフィルタのことを言う。RC フィルタとは、フィルタのインパルス応答がシンボル周期の整数倍で 0 になるという、ナイキストの第 1 基準を満たすナイキストローパスフィルタの一種である。ロールオフ率 α によって振幅特性が決定される。シンボル周期を T_s とした時のインパルス応答と振幅特性を、それぞれ式 1, 2 に示す。

$$h(t) = \frac{\text{sinc}\left(\frac{t}{T_s}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi \alpha t}{T_s}\right)}{1 - \frac{4\alpha^2 t^2}{T_s^2}} \quad (1)$$

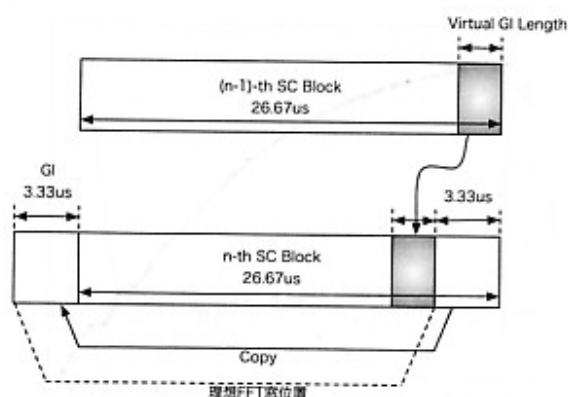


図4 Virtual GI 拡張 (S8, S16 を除く)

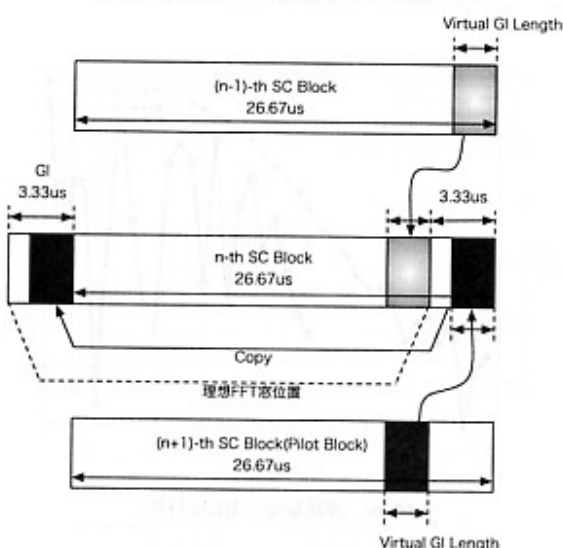


図5 S8, S16 の Virtual GI 拡張

$$H(f) = \begin{cases} \frac{T_s}{2} \left[1 + \cos \left\{ \frac{\pi T_s}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T_s} \right) \right\} \right] & \text{(i)} \\ \frac{T_s}{2} \left[1 + \cos \left\{ \frac{\pi T_s}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T_s} \right) \right\} \right] & \text{(ii)} \\ 0 & \text{(iii)} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \text{(i)} \quad & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ \text{(ii)} \quad & \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ \text{(iii)} \quad & \frac{1+\alpha}{2T_s} \leq |f| \end{aligned}$$

RRC フィルタを通ったシンボルデータは、そのまま時間軸信号としてチャネルへと伝送される。

3.2 受信機構成

受信機の構成について説明をする。図2で、受信された時間軸信号のシンボルデータは、FFTによって周波数軸領域に変換される。その後データは周波数領域から再度RRCフィルタによって高周波数成分を落とす処理を行う。ここで送信機でのフィルタと合わせて2回RRCフィルタを通したので、RCフィルタを通したことと等価となる。RCフィルタをルート特性にして送受信機にそれぞれ設けることで、高周波数域のノイズを落とすことが出来るのでSN比を上げることが可能である。フィルタを通った周波数データは、トレーニングシンボルとパ

表1 シミュレーション仕様

Modulation	QPSK
Demodulation	Coherent
Tx Filter	Time domain RRC filter
Rx Filter	Frequency domain RRC filter
Number of FFT points	512
Number of IFFT points	128
Bandwidth	900 kHz
Symbol duration	26.67 μs
Guard interval (S1)	6.67 μs
Guard interval (except for S1)	3.33 μs
Symbol rate	0.6 Msps
Sampling rate	19.2 MHz
VGI length	3.33 μs
Channel model	AWGN or also Multipath
Required BER	1E-4
Multipath fading model	
Delay profile	Exponential
Number of Paths	2 (Desire and Undesire)

イロットシンボルから伝送路特性の推定が行われる。n番目のデータブロックのシンボル周波数成分を $d(n)$ 、付加ノイズの周波数成分を $N(n)$ 、マルチパス伝送路の伝達関数を $H(f)$ としたとき、受信シンボル $x(n)$ は式3で表される。

$$x(n) = H(f)d(n) + N(n) \quad (3)$$

ここで、パイロットシンボルの周波数成分 $d(n_p)$ に対する伝送路特性の推定値 $\hat{H}(f_{n_p})$ は式4で表される。

$$\begin{aligned} \hat{H}(f_{n_p}) &= \frac{x(n_p)}{d(n_p)} \\ &= H(f_{n_p}) + \frac{N(n_p)}{d(n_p)} \end{aligned} \quad (4)$$

省略するが、トレーニングシンボルからの伝送路特性の推定も式4と同様に行われる。トレーニングシンボルによって推定された伝送路特性はS1~S8、パイロットシンボルS9, S17はそれぞれS9~S16, S17~S19のブロックの周波数データにおいて周波数軸等化(イコライズ)に使用される。イコライズされた周波数データはIFFTで時間軸信号に戻され、元のシンボル周波数にダウンサンプルされた後に復調される。

4. シミュレーション評価

本節では3節で説明したSC-FDMAシステム構成を利用し、計算機シミュレーションによるシステム評価を行う。評価内容は、4.1節でコンスタレーション観察、4.2節で誤り率特性、4.3節でマルチパスフェージング特性、4.4節でFFT窓位置限界、4.5節でPAPR特性の5つのセクションで評価を行う。シミュレーション時のデータ構造は、図3のCCHのバースト構造を使用する。

4.1 コンスタレーション観察

受信シンボルのコンスタレーションの観察を行い、イコライ

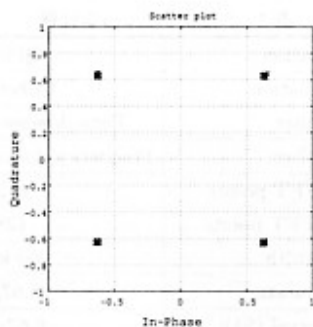


図6 シングルパス環境での受信コンスタレーション

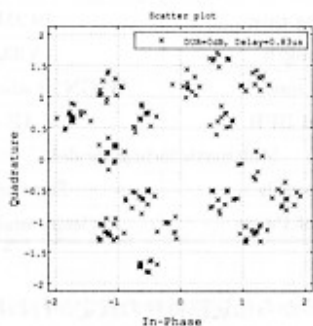


図7 マルチパス環境での受信コンスタレーション
(DUR=0dB, 遅延量 0.83 μ 秒)

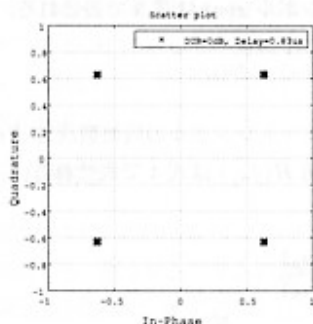


図8 マルチパス環境でのイコライズ処理後のコンスタレーション
(DUR=0dB, 遅延量 0.83 μ 秒)

ズ性能の評価を行う。図6、図7はそれぞれシングルパス環境とマルチパス環境での受信コンスタレーションである。主波対遅延波電力比 DUR の値は 0dB とする。マルチパス環境での受信コンスタレーションはひずみが生じているのが分かる。ここで、3.2節で説明したイコライズ処理後のコンスタレーションを図8に示す。イコライズにより、ひずみの除去に成功しているのが分かる。

4.2 誤り率特性

CNR 毎に平均ビット誤り率 (BER) を測定し、本システムの誤り率特性を評価する。図9に計算機シミュレーションによる結果を示す。DUR の値は ∞ dB とし、遅延波の影響は無いものとする。BER が $1E-4$ を基準とした場合、CNR が 14dB で基準以上の性能を得ていることが分かる。

4.3 マルチパスフェージング特製

2波マルチパス環境における遅延波の遅延量を変化させて

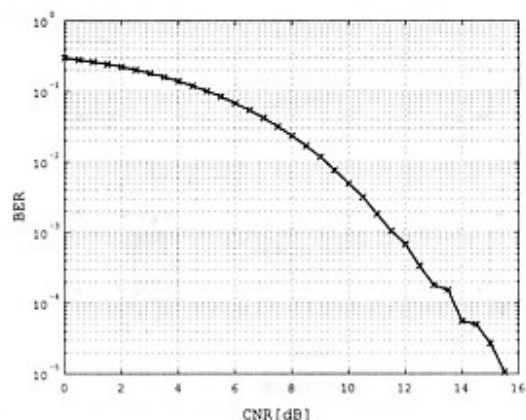


図9 SC-FDMA の BER 特性

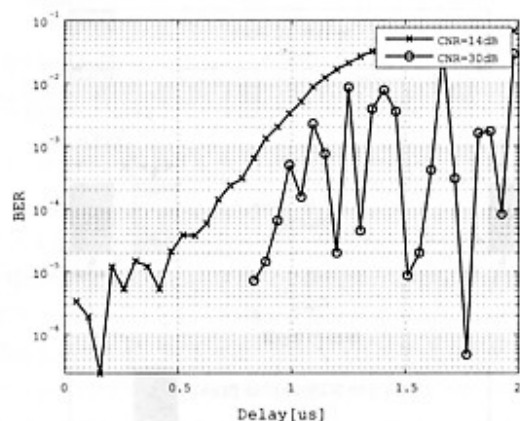


図10 遅延量毎の BER 特性

BER を測定し、イコライズ処理でひずみ除去が可能な遅延量の限界値を求めた。図10に CNR の値が 14dB と 30dB の条件での計算機シミュレーションによる結果を示す。DUR 値は 0dB とする。CNR 値が 30dB の環境では、ノイズの影響はほぼ無いものとする。BER 基準値 $1E-4$ での遅延量を比較してみると、14dB では 0.68μ s、30dB では 0.99μ s となっている。

4.4 FFT 窓位置限界

受信機での FFT 処理時の窓位置を操作して BER を測定し、FFT 窓位置の限界を求めた。図4、5において示されている理想 FFT 窓位置を基準とする。図11は基準位置を 0 とし、サンプリング点数毎に右にずらすことを正の値で、左にずらすことを負の値として表した計算機シミュレーションによる結果である。サンプリング間隔は時間軸で 0.052μ s とする。BER を $1E-4$ 付近での環境を基準とするために、CNR 値は 4.2節より 14dB としている。DUR の値は ∞ dB とし、遅延波の影響は無いものとする。負の方向では -80 付近から BER が劣化し、正の方向では $+50$ 付近から BER が劣化していることが確認できる。このことから、GI 長 (サンプリング点 64 点) 前後ならば FFT 窓位置がずれても復調は可能であることが確認できる。

4.5 PAPR 特性

本節では、式1、2における α の値を 0.15、0.45、0.75 と変化させた際の PAPR 特性を比較し、最適な α の値を求めると

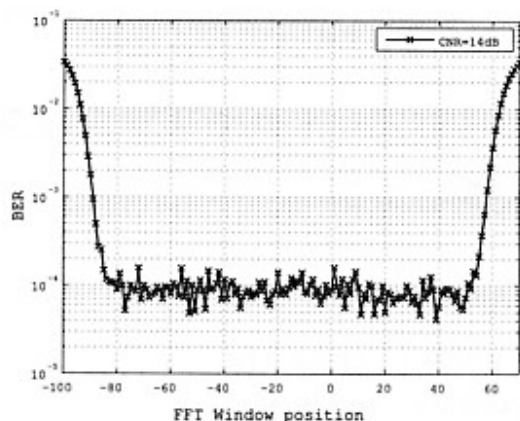


図 11 FFT 窓位置の位置による BER 特性

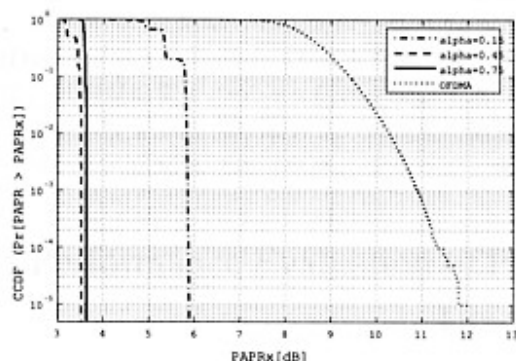


図 12 OFDMA と SC-FDMA の PAPR 特性

表 2 各伝送方法の平均 PAPR 値

伝送方法	平均 PAPR 値 [dB]
SC-FDMA, $\alpha = 0.15$	5.2602
SC-FDMA, $\alpha = 0.15$	3.3040
SC-FDMA, $\alpha = 0.15$	3.5717
OFDMA	8.5562

ともに、OFDMA 信号における PAPR 特性との比較も行う。図 12 に OFDMA と SC-FDMA の PAPR における相補的累積確率分布 CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) を示す。また、それぞれの PAPR 値の平均を表 2 に示す。図 12 を見ても分かるように、SC-FDMA は OFDMA と比較して、優れた PAPR 特性を達成していることが分かる。最も優れている $\alpha = 0.45$ の SC-FDMA における平均 PAPR 値と OFDMA の平均 PAPR 値を比べてみると、約 5.25dB の差が確認できた。

5. まとめ

本稿では、SC-FDMA における処理方法を提案し、計算機によるシミュレーションを行った。本方式によるシングルキャリア変調での伝送波を、周波数軸領域からのイコライズ可能であることを示し、その有効性を実証した。BER を $1E-4$ を基準とした場合、CNR 値は 14dB 以上でデータが劣化しないことが確認できた。遅延波に対しては CNR 値が 30dB、DUR 値が

0dB の 2 波マルチパス環境で $0.99\mu\text{s}$ までの遅延量に耐えられ、FFT 窓位置に関しては GI 長 $3.33\mu\text{s}$ 前後のずれに対しては復調が可能であることが確認できた。また、本方式は OFDMA に比べ、優れた PAPR 特性が実現できることを実証した。

文 献

- [1] 小林 英雄, 福原 忠行, 袁 浩, 武内 良夫, “適応変調を用いたシングルキャリア OFDM 通信方式に関する検討,” IEICE RCS, vol.102, no. 550, pp. 89-94, 2003.
- [2] Hyung G. Myung, Junsung Lim, and David J. Goodman, “Single Carrier FDMA to Uplink Wireless transmission,” IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 1, no. 3, pp. 30-38, 2006.
- [3] 伊丹 誠, “～デジタル放送/移動通信のための～OFDM 変調技術”, 株式会社トリケップス, 東京, 2003.
- [4] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, “Peak-to-Average Power Ratio of Single Carrier FDMA Signals with Pulse Shaping,” Proc. IEEE PIMRC '06, 2006.
- [5] 石井 聡, “無線通信とデジタル変復調技術”, CQ 出版社, 東京, 2005.
- [6] PHS MoU Group, “Next Generation PHS Specifications (Revision3)”, ARIB, Tokyo, 2007.