

# 翻訳論文 GFDMからOFDM信号が受ける干渉特性の解析

著者	佐藤 拓也, 鈴木 利則
雑誌名	東北学院大学工学部研究報告
巻	52
号	1
ページ	39-42
発行年	2018-02
URL	<a href="http://id.nii.ac.jp/1204/00024117/">http://id.nii.ac.jp/1204/00024117/</a>

## GFDM から OFDM 信号が受ける干渉特性の解析

### Analysis of the interference from GFDM to OFDM signals in same band

佐藤 拓也\*

鈴木 利則\*\*

Takuya SATO

Toshinori SUZUKI

**Abstract:** This paper focuses the interference from GFDM signal to already-existing OFDM signal when both signals coexist in same band, considering some migration scenario from 4G to 5G mobile system. After defining system model, the mathematical expression is derived theoretically and numerically verified by computer simulation. This mathematical expression indicates that the time difference does not affect the cross-correlation between GFDM and OFDM symbols, and that the interference decreases approximately by square of subcarrier interval between those symbols. Derived formula can be used not only for the interference evaluation in various configurations, but also for designing the waveform filter of GFDM.

**Keywords:** 5G, GFDM, OFDM, interference, cross-correlation,

## 本論文の翻訳元

本論文は

T.Suzuki, T.Sato, T.Yoshioka: "Analysis of the interference from GFDM to OFDM signals in same band", IEICE Communications Express, vol.6, No.3, Mar.2017

を翻訳したものであり、併せて参照頂きたい。

## 1 はじめに

ポスト4G<sup>1</sup>を目指し、OFDMよりも他の様々なマルチキャリア変調方式が研究されている。FBMC(Filter Bank Multi-Carrier)[1]、UFMC(Universal Filtered Multi-Carrier)[2]、GFDM(Generalized Frequency Division Multiplexing)[3,4]などが新しい信号波形と呼ばれる例にあたる。これらの方式は一般に帯域外放射が少なく、更なる周波数利用効率の向上が期待されているが、直交性が失われるためサブキャリア間干渉が生じる。同帯域で直交性のないマルチキ

ャリア方式と OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)を同時伝送する時、OFDM 信号はサブキャリア間の直交性が保たれているため、OFDM 信号の方に被干渉の影響が強く現れる。この問題は 4G システムから 5G システムへの移行シナリオを考慮すると、近い将来発生する可能性が非常に高い。コンピュータシミュレーションによる検討がすでに行きつかなされているが、OFDM と直交性のないマルチキャリア方式との同時伝送に向けた設計や研究には分析的なアプローチが不可欠である。

本論文では、同時伝送時における GFDM 信号の既存の OFDM 信号への与干渉に焦点を当てる。システムモデルを定義した後、2 節では公式の導出、3 節では数値的な検証を行い、終わりに、特性ならびに結論を述べる。

## 2 システムモデルならびに与干渉解析

### 2.1 マルチキャリア信号の同時伝送

Fig.1(a)に Hybrid MC(Multi-Carrier)システムの概要を示す。送信側では、従来の OFDM 信号と GFDM 信号などのフィルタリングされたマルチキャリア信号が生成される。OFDM は従来の受

\* 東北学院大学大学院

\*\* 東北学院大学

1 移動通信システムの第 4 世代(LTE)以降のシステム

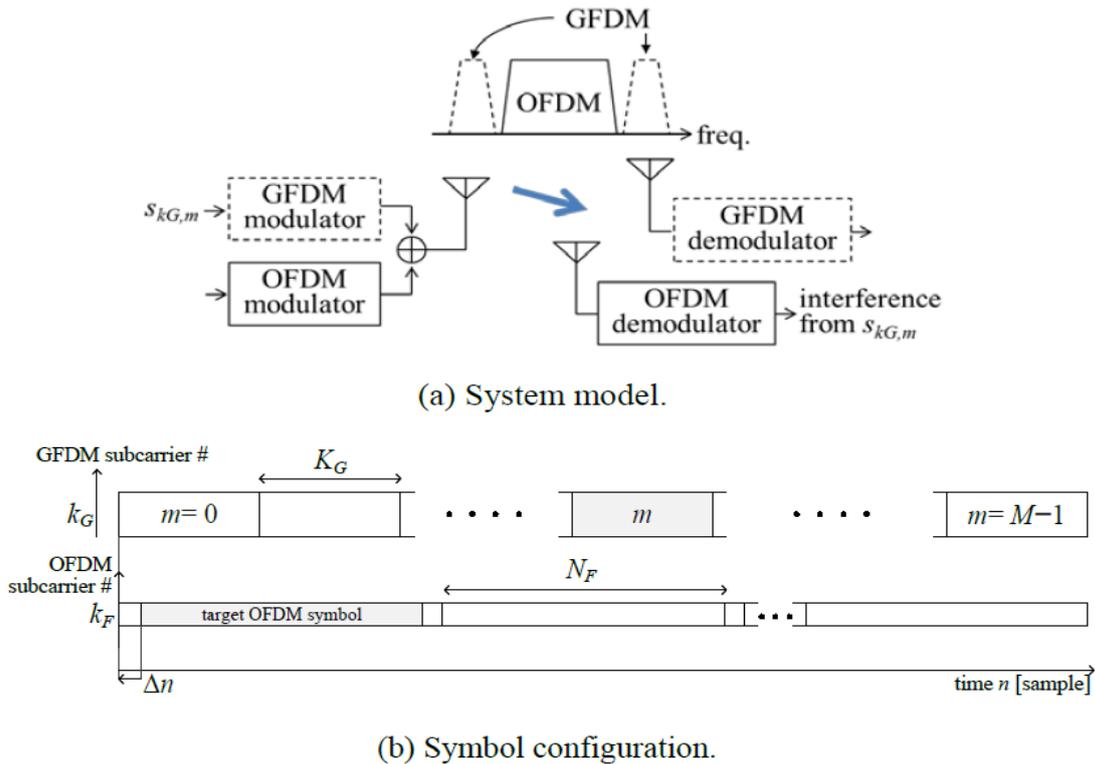


Fig.1. System model and symbol configuration.

信機でフーリエ変換受信を行い、GFDMは5Gに対応するより高度な受信機で処理される。OFDM受信機は、OFDM信号のみを検出可能であり、GFDM信号はこのOFDM受信機での検出時に干渉を及ぼす。Fig.1(a)では、GFDM信号の $k_G$ 番目のサブキャリアにおける $s_{k_G, m}$ 番目のサブシンボルがOFDM受信機に干渉をもたらす。

Fig.1(b)に示すように、OFDMサブキャリアの最大数 $N_F$ は有効OFDMシンボル長、 $k_F$ はOFDMサブキャリアの番号に相当する。

GFDMパラメータに関しては、最大サブキャリア数を $K_G$ とし、 $k_G$ 番目のGFDMサブキャリアによる $k_F$ 番目のOFDMサブキャリアへの干渉を検討する。 $K_G$ はGFDMサブシンボル長にも相当し、 $k_G$ は $0 \sim K_G - 1$ までの値を取る。整数 $m$ は $0 \sim M - 1$ までのGFDMサブシンボル番号を表し、 $M$ はGFDMシンボルの総サブシンボル数に相当する。

一般にGFDM信号は波形整形フィルタを使用し、インパルス応答 $h(n)$ は(1)式で定義される。

$$h(n) = \sum_{k'=-k_0}^{k_0} H(k') e^{-2\pi \frac{nk'}{N_G}} \quad (1)$$

$n$ は時間方向を表すサンプル番号で $0 \sim N_G - 1$ までの値を取り、 $N_G$ はGFDMシンボル長に相当する $MK_G$ と同義である。 $H(k)$ は波形整形フィルタの周波数特性である。パラメータ $k_0$ はカットオフ周波

数であり、ロールオフ率 $\alpha$ を伴う場合は

$$k_0 = \left\lfloor \frac{1 + \alpha}{2} M \right\rfloor \quad (2)$$

で表される。GFDMシンボルは $MK_G$ 個の変調シンボルで構成され、各変調シンボルは時間 $n$ での複素係数が乗算される。

$$g(n) = h(n - mK_G) e^{j2\pi \frac{nk_G}{K_G}} \quad (3)$$

$k_G$ と $m$ はそれぞれ、変調シンボルのサブキャリア番号とサブシンボル番号を示す。参考文献の中には[3]のように、(3)式で定義した指数の符号が反対

になり、 $h(n - mK_G) e^{-j2\pi \frac{nk_G}{K_G}}$ の形で(3)式が定義されるものもある。しかしながら、本論文ではOFDM信号への干渉の削減やOFDM信号生成時の定義と整合を取るため、[4]で定義されている(3)式を用いる。

## 2.2 OFDMシンボルの被干渉解析

対象となるOFDMシンボルに対する $s_{k_G, m}$ からの干渉は、 $s_{k_G, m}$ とOFDMシンボル間の相互相関によって評価できる。相関を $c(m, \Delta k_F)$ と表し、 $\Delta k_F$ を、 $\Delta k_F = N_F k_G / N_G - k_F$ で定義されたサブキャリア間隔とすると、メトリック $c(m, \Delta k_F)$ は以下の式で導出できる。

$$\begin{aligned}
c(m, \Delta k_F) &= \sum_{i=0}^{N_F-1} g(i + \Delta n) e^{-j2\pi \frac{ik_F}{N_F}} \\
&= \sum_{i=0}^{N_F-1} h(i + \Delta n - mK_G) e^{j2\pi \left\{ \frac{(i+\Delta n)k_G}{K_G} - \frac{ik_F}{N_F} \right\}} \\
&= \sum_{i=0}^{N_F-1} \sum_{k'=-k_0}^{k_0} H(k') e^{j2\pi \left\{ \frac{(i+\Delta n - mK_G)k'}{N_G} + \frac{(i+\Delta n)k_G}{K_G} - \frac{ik_F}{N_F} \right\}} \\
&= e^{j2\pi \frac{\Delta n k_G}{K_G}} \sum_{k'=-k_0}^{k_0} H'(k') e^{j2\pi \left( \Delta n - mK_G + \frac{N_F-1}{2} \right) \frac{k'}{N_G}}
\end{aligned} \tag{4}$$

$$H'(k') = H(k') \frac{\sin \left\{ \pi \left( \frac{N_F k'}{N_G} + \Delta k_F \right) \right\}}{\sin \left\{ \pi \left( \frac{k'}{N_G} + \frac{\Delta k_F}{N_F} \right) \right\}} \tag{5}$$

$|s_{kG,m}| = 1$  の時, GFDM サブキャリアの全サブシンボル  $M$  による干渉電力  $I(\Delta k_F)$  は以下で定義される.

$$\begin{aligned}
I(\Delta k_F) &= \sum_{m=0}^{M-1} |c(m, \Delta k_F)|^2 \\
&= \sum_{k'=-k_0}^{k_0} H'(k') \sum_{k''=-k_0}^{k_0} H'^*(k'') e^{j2\pi \left( \Delta n + \frac{N_F-1}{2} \right) \frac{k' - k''}{N_G}} \\
&\quad \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j2\pi m \frac{k' - k''}{M}}
\end{aligned} \tag{6}$$

よって, 干渉は時間オフセット  $\Delta n$  に依存しないと見える.

$\Delta k_F$  が整数の場合:

$$I(\Delta k_F) = M \sum_{k'=-k_0}^{k_0} |H(k')|^2 \frac{\sin^2 \left( \pi \frac{N_F k'}{N_G} \right)}{\sin^2 \left\{ \left( \pi \frac{k'}{N_G} + \frac{\Delta k_F}{N_F} \right) \right\}} \tag{7}$$

$k_0$  は(2)式で定義され, 通常は  $k_0/N_G \leq (1 + \alpha)/(2K_G) \ll 1$  になる.  $\Delta k_F/N_F < 1$  とした場合,  $k_0/N_G \ll \Delta k_F/N_F \ll 1$  となる  $k_F$  に対して, 近似値は以下の式で得られる.

$$I(\Delta k_F) \approx M \left( \frac{N_F}{\pi \Delta k_F} \right)^2 \sum_{k'=-k_0}^{k_0} |H(k')|^2 \sin^2 \left( \pi \frac{N_F k'}{N_G} \right) \tag{8}$$

これはサブキャリア間隔  $\Delta k_F$  の 2 乗に反比例することを意味する.

### 3 シミュレーション結果

Table 1. Simulation Parameters.

変調方式	QPSK
チャンネル	AWGN
$N_F$	128
$K_G$	64
$M$	15
$\Delta n$	$10 + (128 + 9)L,$ $L = 0, 1, \dots, 6$
$k_F$	100
$k_G$	50.5, 51, 52, 54 for EVM
	51, 51.5 for BER
$H(f)$	RC フィルタ, $\alpha = 0.4$

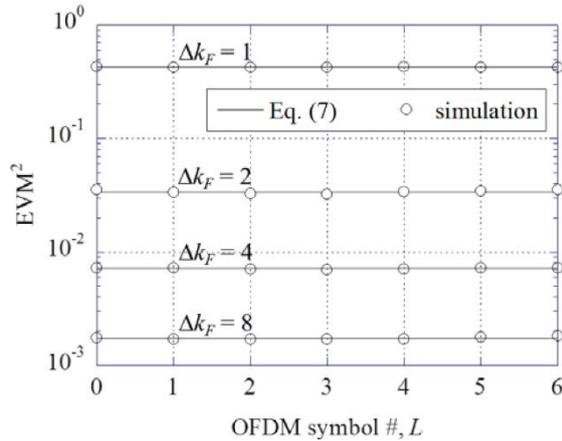
Table1 はこの節でのシミュレーションパラメータになる. コンピュータシミュレーションでは, OFDM シンボルのエラーベクトル振幅 (EVM: Error Vector Magnitude) ならびに誤り率特性 (BER: Bit Error Rate) の評価を行う. 理論的な解析において, EVM の二乗平均は(7)式で表し, 干渉成分をガウス雑音 (AWGN) と見なせる場合は(9)式で表すことができる.  $E_b/N_0$  は 1 ビット毎のガウス雑音電力に対する受信電力の比である.

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{1}{2(I(\Delta k_F) + N_0/E_b)}} \right) \tag{9}$$

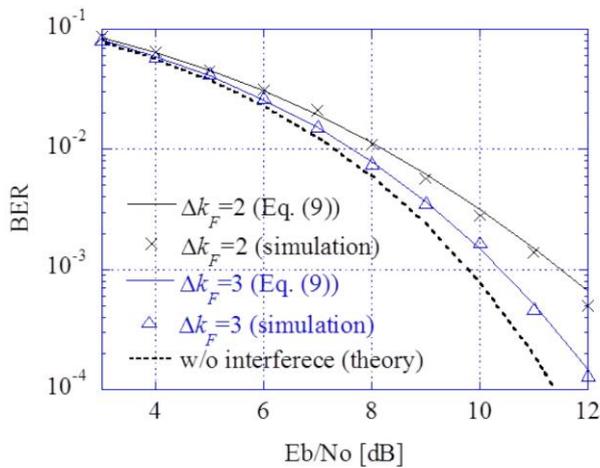
Fig.2 に示すシミュレーション結果を見ると, Fig.2(b)においては 2.2 節での解析結果とシミュレーション結果がほぼ一致しており, BER 特性の差はわずかであることが確認できた. この差の理由としては QPSK 変調波による GFDM 信号の干渉成分が完全なガウス雑音と見なせない点にあると考えられる.

### 4 結論

本論文では, 移動通信における 4G から 5G への移行シナリオに向けた OFDM 信号との同時伝送に焦点を当て, GFDM 信号が従来の OFDM 受信機に与える干渉について理論的な解析を行った. 理論的な干渉に関する公式では, シミュレーション結果と導出した公式が一致することが確認できた. この研究を通して, 以下の性質が確認できた. (1)参考文献の中には GFDM 受信機で DFT を採用しているものもあるが, 干渉を抑圧するために IDFT を使用すべきである. (2)干渉は GFDM



(a) Average square of EVM as a function of  $L$  representing time difference  $\Delta n$ .



(b) BER performance of OFDM transmission interfered by GFDM signal.

Fig.2. Numerical results comparison.

シンボルと OFDM シンボル間の時間変動に依存しないため、マルチパスチャネルでの相互相関は変わらない。(3)おおよそ、干渉は GFDM シンボルと OFDM シンボル間のサブキャリア間隔の 2 乗に反比例する。

本論文で得られた理論的な公式は、様々なシンボル構成における干渉評価に用いることができるだけでなく、相互相関を低減するなどのフィルタ設計目的にも使用可能である。

### 5 謝辞

本研究開発は総務省 SCOPE(受付番号 145007107)の委託を受けたものです。

### 参考文献

[1] B.Farhang-Boroujeny, "OFDM Versus

Filter Bank Multi-Carrier," Signal Processing Magazine, IEEE, vol.28, no.3, pp.92-112, May 2011.  
 [2] V.Vakilian, T.Wild, et. al., "Universal-Filtered Multi-Carrier Technique for Wireless Systems Beyond LTE," in 9<sup>th</sup> International Workshop on Broadband Wireless Access, IEEE Globecom'13, Atlanta, GA, USA, Dec.2013.  
 [3] N.Michailow, et. al., "Generalized Frequency Division Multiplexing for 5<sup>th</sup> Generation Cellular Network," IEEE Trans. Con. Vol.62, no.9, pp.3045-3061, Sept.2014.  
 [4] N.Michailow, S.Krone, et. al., "Bit Error Rate Performance of Generalized Frequency Division Multiplexing," IEEE Vehicular Technology Conference(VTC Fall), pp.1-5, Quebec, Canada, Sept.2012.  
 [5] I.Kanno, et. al., "Effect of Mutual Interference in Simultaneous Transmission of GFDM and Enhanced Multi-Carrier," IEICE Gen. Conf., B-17-19, p.566, Mar.2015.