

ICI キャンセラを用いるターボ符号化 MC-CDMA における パイロットチャネル推定

油井 辰憲[†] 福田 郁[†] 中島 昭範[†] 安達 文幸[‡]

東北大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†] {yui, fukuda, nakajima}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 高速かつ高品質な伝送が要求される次世代移動無線通信の伝送方式としてマルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)が注目されている。MC-CDMA に強力な誤り訂正能力を有するターボ符号を適用すれば、厳しい周波数選択性フェージング環境下においても優れた平均ビット誤り率(BER)特性を得ることができるものの、ターボ符号化 MC-CDMA ではコード多重数が増加するにしたがって残留コード間干渉(ICI)により伝送特性が劣化してしまう。残留 ICI を低減する周波数領域適応干渉キャンセラ(FDAIC)が提案され、理想チャネル推定を前提とした評価が行われてきた。しかし、チャネル推定を行ったときの伝送特性については未検討であった。そこで本報告では、FDAIC を用いるターボ符号化 MC-CDMA を対象として、パイロットチャネル推定を行ったときの平均 BER 特性を計算機シミュレーションによって求め、チャネル推定誤差の影響を明らかにしている。

キーワード MC-CDMA, 周波数領域適応干渉キャンセラ, ターボ符号, パイロットチャネル推定

Pilot-assisted channel estimation for turbo-coded MC-CDMA with ICI cancellation

Tatsunori YUI[†] Kaoru FUKUDA[†] Akinori NAKAJIMA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†] {yui, fukuda, nakajima}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Multicarrier code division multiple access (MC-CDMA) has been attracting much attention as a transmission technique in the next generation mobile communications. Turbo-coded MC-CDMA can significantly improve the bit error rate (BER) performance in a severe frequency-selective fading channel. However, the BER performance of turbo-coded MC-CDMA degrades due to the residual inter-code interference (ICI). Recently, frequency-domain adaptive interference cancellation (FDAIC) was proposed to reduce the residual ICI and the achievable BER performance was evaluated assuming ideal channel estimation. So far, the BER performance with a practical channel estimation hasn't been examined. In this paper, assuming pilot-assisted channel estimation, we evaluate by computer simulation the BER performance of turbo-coded MC-CDMA with FDAIC.

Keyword MC-CDMA, FDAIC, turbo code, pilot-assisted channel estimation

1. まえがき

高速かつ高品質な伝送が要求される次世代の移動無線通信における無線伝搬路は、異なる遅延時間を有する複数のパスから構成される周波数選択性フェージングチャネルとなるため、シングルキャリア伝送では符号間干渉によって伝送特性が大幅に劣化する[1,2]。そこで最近では、多数の直交サブキャリアを用いて並列伝送するマルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)が注目されている[3,4]。MC-CDMA では、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)により周波数ダイバーシチ効果を得ることができるため伝送特性を改善することができる。強力な

誤り訂正能力を持つターボ符号[5]を適用すればさらに良好な伝送特性が得られる。また MC-CDMA では、直交拡散符号を用いて異なる信号をコード多重することで可変レート伝送を柔軟に実現できる。しかしながら MMSE-FDE ではコード間の直交性が完全には復元されないため、コード多重数が増加するにしたがってコード間干渉(ICI)が残留し、伝送特性が劣化してしまう。残留 ICI を低減する、周波数領域適応干渉キャンセラ(FDAIC)が提案されている[6,7]。FDAIC では、残留 ICI を考慮した適応 MMSE 重みおよび ICI レプリカを用いた干渉キャンセルを繰り返すことで残留 ICI を低減する。筆者らはこれまで、誤り訂正復号器出力対

数尤度比(LLR)を用いて干渉レプリカを生成することで大幅に平均ビット誤り率(BER)特性を改善できることを示してきた[8]. これまでの検討では理想チャネル推定を仮定していた. しかし, 実際にはパイロット信号等を用いてチャネル推定する必要がある. FDAICでは高精度の周波数領域チャネル推定が必要であり, チャネル推定誤差がある場合は特性が劣化する. そこで本論文では, FDAICを用いるターボ符号化 MC-CDMAを対象として, チャネル推定を行ったときの平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め, チャネル推定誤差の影響を明らかにしている. チャネル推定としては, 時間多重パイロット[9]を用いる判定帰還チャネル推定[10]を本論文では用いる.

本論文は以下のような構成になっている. 第2章では FDAICを用いるターボ符号化 MC-CDMA 伝送系について述べ, 第3章ではパイロットチャネル推定について述べている. 第4章では計算機シミュレーションにより, FDAICを用いるターボ符号化 MC-CDMA にパイロットチャネル推定を適用したときの平均 BER 特性を明らかにしている. 第5章はむすびである.

2. MC-CDMA 伝送系

2.1. 信号伝送系

図1に FDAICを用いるターボ符号化 MC-CDMA の伝送系の構成を示す. 本論文ではサンプル時間間隔の離散表現を用いている. 送信側では, 2 値送信データ系列をターボ符号化およびチャネルインターリーブした後, データシンボルに変換(データ変調)し, 直並列(S/P)変換によって C 個の並列系列に変換する. C 個のデータシンボル系列の各々を直交拡散符号 $c_q(t)$ ($q=0 \sim C-1$)を用いて拡散しコード多重した後, スランブル符号 $c_{scr}(t)$ を乗算する. そして, 判定帰還の際の誤り伝搬抑圧のためにランダムインターリーブした後, N_c ポイント逆高速フーリエ変換(IFFT)を適用して MC-CDMA 波形を生成する. そして, 後尾 N_g サンプルをコピーしてブロック先頭のガードインターバル(GI)に挿入し送信する. 受信側では GI を除去した後, N_c ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用して FDAIC に入力する. FDAIC では MMSE-FDE および ICI キャンセルを行う. 次いで逆拡散により得た軟判定値系列を用いて LLR を求め, MAP 復号を行う. さらに MAP 復号器出力 LLR から軟判定シンボルレプリカを求め, これを再拡散して得られる送信信号レプリカを用いて適応 MMSE 重みおよび ICI レプリカを生成し, 次回の MMSE-FDE および ICI キャンセルを行う. この処理を十分な回数だけ繰り返した後, MAP 復号器出力 LLR を 2 値判定して受信データ系列を得る.

2.2. MMSE-FDE および ICI キャンセル

図2に, 本論文で用いる送信フレーム構成を示す. 第0番目のブロックはチャネル推定のためのパイロットブロック, これに続く M 個のブロックはデータブロックであり, 第 $m(=0 \sim M)$ 番目のブロックにおける受信信号 $r^{(m)}(t)$ の第 k 周波数成分 $R^{(m)}(k)$ は次式で表せる.

$$R^{(m)}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} r^{(m)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ = \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} H^{(m)}(k) D^{(m)}(k) + \Pi^{(m)}(k) \quad (1)$$

ここで E_s は 1 シンボルあたりの信号エネルギー, T_c は FFT サンプリング間隔, SF は拡散率であり, $H^{(m)}(k)$, および $\Pi^{(m)}(k)$ はそれぞれ第 m 番目のブロックのチャネル利得, 平均 0 かつ分散 $2N_0/T_c$ のガウス雑音の第 k 周波数成分である. また $D^{(m)}(k)$ は $m \geq 1$ のとき送信信号 $S^{(m)}(k)$ の第 k 周波数成分であり, 次式で表される.

$$S^{(m)}(k) = \sum_{q=0}^{C-1} d_q^{(m)}(k/SF) c_q(k \bmod SF) c_{scr}(k) \quad (2)$$

ただし, $d_q^{(m)}(n)$ は第 q コードのデータシンボルである. 第 $i(=0 \sim I-1)$ 回目の MMSE-FDE および ICI キャンセルを次式のように行う[6,7].

$$\hat{R}^{(m,i)}(k) = w^{(m,i)}(k) R^{(m)}(k) - M^{(m,i)}(k) \quad (3)$$

ここで, $w^{(m,i)}(k)$ は残留 ICI を考慮した適応 MMSE 重み, $M^{(m,i)}(k)$ は ICI レプリカであり, QPSK 変調を用いる場合, それぞれ次式で与えられる[6,7].

$$w^{(m,i)}(k) = \frac{H^{(m)*}(k)}{\sum_{q=0}^{C-1} \left\{ 1 - |\tilde{d}_q^{(m,i)}(k/SF)|^2 \right\} |H^{(m)}(k)|^2 + \left(\frac{1}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1}} \\ M^{(m,i)}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} \left\{ w^{(m,i)}(k) H^{(m)}(k) - \frac{1}{SF} \sum_{k'=\lfloor k/SF \rfloor SF}^{\lfloor (k/SF+1)SF-1 \rfloor} w^{(m,i)}(k') H^{(m)}(k') \right\} \tilde{S}^{(m,i)}(k) \quad (4)$$

$\tilde{S}^{(m,i)}(k)$ は第 $i-1$ 回目の繰り返し処理により得られる送信信号レプリカ(ただし $\tilde{S}^{(m,0)}(k)=0$)であり, これが完全である($\tilde{S}^{(m,i)}(k)=S^{(m)}(k)$)とき残留 ICI を完全に抑圧できる. また, $\tilde{d}_q^{(m,i)}(n)$ は軟判定シンボルレプリカであり, 第 n 番目のデータシンボルにおける第 x 番目ビット $b_{n,x}$ の MAP 復号器出力 LLR $\lambda_q^{(m,i)}(b_{n,x})$ [11]を用いて次式で表される[6,7].

$$\tilde{d}_q^{(m,i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_q^{(m,i)}(b_{n,0})}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_q^{(m,i)}(b_{n,1})}{2}\right), \text{ for QPSK} \quad (5)$$

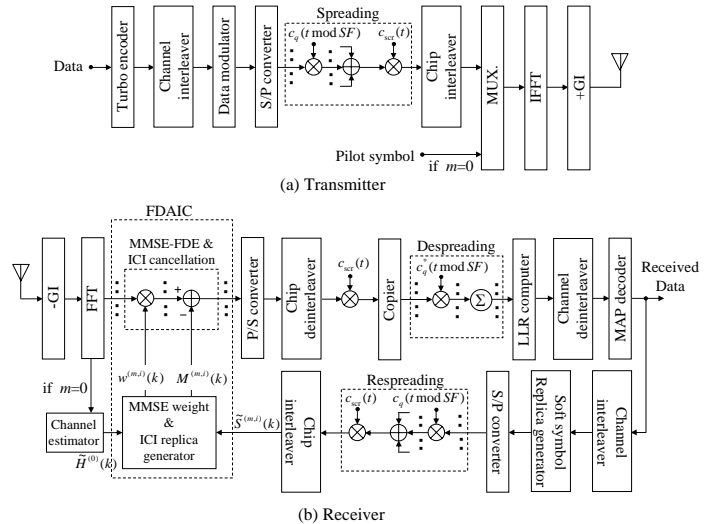


図1 MC-CDMA 伝送系

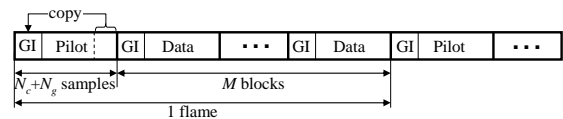


図2 送信フレーム

3. パイロットチャネル推定

3.1. 時間多重パイロットチャネル推定

FDAIC では、チャネル利得 $H^{(m)}(k)$ の推定値が必要である。時間多重パイロットチャネル推定では、図 2 に示すように送受信機間で既知の時間多重パイロット系列 $D^{(0)}(k)=P(k)$ を用いてチャネル利得を推定する。一般性を失うことなく、パイロット系列 $P(k)=\pm 1+j0$ を用いて $\sqrt{2E_s/T_c}H^{(0)}(k)$ を推定する。推定値 $\tilde{H}^{(0)}(k)$ は次式のように表せる。

$$\tilde{H}^{(0)}(k) = R^{(0)}(k)P^*(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_c}}H^{(0)}(k) + \Pi^{(0)}(k)P^*(k) \quad (6)$$

これを $m=1 \sim M$ 番目のブロックの復号処理に用いる。ただし、パイロットブロックの挿入周期が長いとチャネル変動に追従しにくくなってしまうため、本論文では判定帰還チャネル推定[10]を組み合わせたチャネル推定を行う。

3.2. MMSE 判定帰還チャネル推定

判定帰還チャネル推定では、データブロックが受信されたとき ($m \geq 1$) には送信信号レプリカをパイロット信号とみなしてチャネル推定を行う。送信信号レプリカとしては、FDAIC の I 回の繰り返し演算を行った後の送信信号レプリカ $\tilde{S}^{(m,I-1)}(k)$ を用いるものとする。ただし $\tilde{S}^{(m,I-1)}(k)$ には判定誤りが含まれるため、パイロット系列を用いる場合よりもチャネル推定精度が劣化してしまう。そこで、第 m 番目のブロックのチャネル推定値 $\tilde{H}^{(m)}(k)$ を求めた後、誤り伝搬を軽減するための忘却係数 β を用いて次式によりチャネル推定値を更新して新たなチャネル推定値 $\bar{H}^{(m)}(k)$ を求め、第 $m+1$ 番目のデータブロックの復号処理に用いる。

$$\bar{H}^{(m)}(k) = \begin{cases} \tilde{H}^{(0)}(k), & m=0 \\ (1-\beta)\bar{H}^{(m-1)}(k) + \beta\tilde{H}^{(m)}(k), & m \geq 1 \end{cases} \quad (7)$$

第 m 番目のデータブロックにおけるチャネル推定値 $\tilde{H}^{(m)}(k)$ は次式により得られる。

$$\tilde{H}^{(m)}(k) = R^{(m)}(k)X^{(m)}(k) \quad (8)$$

ここで、 $X^{(m)}(k)$ は $R^{(m)}(k)$ から変調を取り除くための参照信号であり、 $X^{(m)}(k) = \tilde{S}^{(m,I-1)*}(k) / |\tilde{S}^{(m,I-1)}(k)|^2$ とすれば、 $\tilde{H}^{(m)}(k)$ は次式のようにになる。

$$\tilde{H}^{(m)}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} H^{(m)}(k) \frac{S^{(m)}(k)\tilde{S}^{(m,I-1)*}(k)}{|\tilde{S}^{(m,I-1)}(k)|^2} + \Pi^{(m)}(k) \frac{\tilde{S}^{(m,I-1)*}(k)}{|\tilde{S}^{(m,I-1)}(k)|^2} \quad (9)$$

式(9)において、 $|\tilde{S}^{(m,I-1)}(k)|^2$ が小さい場合には雑音強調が発生するためチャネル推定精度が劣化してしまう。そこで、チャネル推定値と真のチャネル利得との平均二乗誤差を最小にする MMSE チャネル推定[10]を用いる。ここで誤差関数 $e^{(m)}(k)$ を次式のように定義する。

$$\begin{aligned} e^{(m)}(k) &= \tilde{H}^{(m)}(k) - \sqrt{2E_s/(T_c SF)}H^{(m)}(k) \\ &= R^{(m)}(k)X^{(m)}(k) - \sqrt{2E_s/(T_c SF)}H^{(m)}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

$\partial E[|e^{(m)}(k)|^2] / \partial X^{(m)}(k) = 0$ より、 $E[|e^{(m)}(k)|^2]$ を最小とする $X^{(m)}(k)$ を求めると次式のようにになる。

$$X^{(m)}(k) = \frac{\tilde{S}^{(m,I-1)*}(k)}{|\tilde{S}^{(m,I-1)}(k)|^2 + \left(\frac{1}{SF} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (11)$$

式(11)の $X^{(m)}(k)$ を式(8)に用いれば、雑音強調を抑えたチャネル推定値を得ることができる。

4. 計算機シミュレーション

シミュレーション条件を表 1 に示す。本論文では、2 つの(13,15)RSC 符号器により生成される符号化率 $R=1/3$ のターボ符号をバンクチャして得られる $R=1/2$ のターボ符号化系列を用いている。QPSK 変調、FFT ポイント数 $N_c=256$ およびガードインターバル $N_g=32$ を仮定した。ターボ符号系列長は 1024QPSK シンボルで、これを 4 データブロックを用いて送信する(1 データブロック当たり 256QPSK シンボル)。 $M=64$ データブロック毎にパイロットブロックを送信する。判定帰還チャネル推定におけるチャネル推定値更新のための忘却係数を $\beta=0.3$ とし、遅延時間領域窓関数[10]によりチャネル推定値に含まれる雑音の低減を行っている。また、一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ 個の独立なパスから構成される正規化ドップラー周波数 $f_D T=0.001$ ($T=(N_c+N_g)T_c$) のブロックフェージングを仮定している。FDAIC の繰り返し回数は $I=8$ 回とし、FDAIC を用いない OFDM では公平性を保つために MAP 復号の反復回数を 8 回とした。

表 1 計算機シミュレーション条件

	Modulation	QPSK
	MC-CDMA	Number of FFT points
GI		$N_g = 32$
Spreading sequence		Product of Walsh Sequence and PN sequence
Spreading factor		$SF = 1, 256$
Code multiplex order		$C = SF$
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
	Normalized doppler frequency	$f_D(N_c+N_g)T_c = 0.001$
Turbo coding	Encoder	Two (13,15) RSC encoders
	Decoder	Log-MAP decoding
	Code rate	$R = 1/2$
	Number of iteration	8 iterations

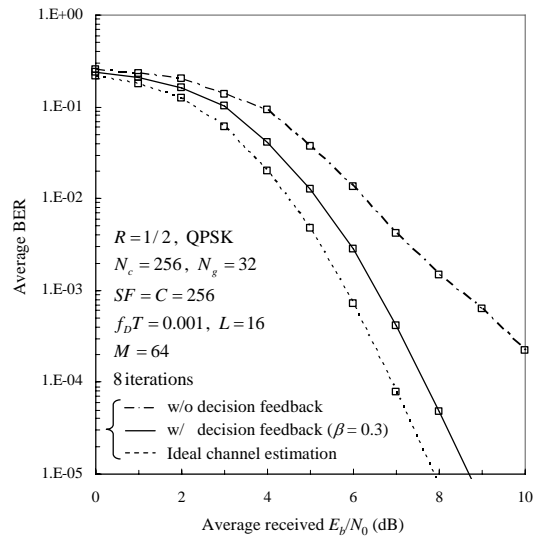


図 3 判定帰還チャネル推定を用いる FDAIC の平均 BER 特性

図3にFDAICを用いるターボ符号化MC-CDMAに判定帰還チャンネル推定を適用したときの平均BER特性を示す。横軸は1ビットあたりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度 E_b/N_0 である。判定帰還チャンネル推定を用いないとき、チャンネル推定値はチャンネル変動に追従できないためBER特性が劣化し誤りフロアが発生する。BER= 10^{-4} を達成する所要 E_b/N_0 の理想チャンネル推定からの劣化は3dB以上である。判定帰還チャンネル推定を用いれば、大幅にBER特性を改善することができ、理想チャンネル推定からの劣化を約0.8dB程度に抑えることができる。

図4はターボ符号化OFDMとの比較である。FDAICを用いるターボ符号化MC-CDMAのほうがOFDMよりも、BER= 10^{-4} を達成する所要 E_b/N_0 が、理想チャンネル推定するとき約0.6dB、判定帰還チャンネル推定を用いるとき約0.4dB優れていることがわかる。

図5に、横軸を正規化ドップラー周波数 $f_D T$ としたときの $E_b/N_0=6\text{dB}$ における平均BER特性を示す。1フレーム内のデータブロック数は $M=16, 64$ とした。判定帰還チャンネル推定を適用することでチャンネル推定値

のフェージング変動への追従性が向上するため、BER特性が改善していることがわかる。 M が小さいほどパイロットブロックの挿入周期が短くなりフェージング変動への追従性が向上するため、 $M=64$ では $f_D T < 0.001$ 、 $M=16$ では $f_D T < 0.003$ までのフェージング変動に追従できる。しかし、 M が小さくなるにつれてパイロット損が増加するため、フェージング変動が遅い領域ではBER特性が劣化する。また、 $f_D T$ の値に関係なく、FDAICを用いるターボ符号化MC-CDMAのほうがターボ符号化OFDMよりも優れたBER特性を示すことがわかる。

5. むすび

本論文では、FDAICを用いるターボ符号化MC-CDMAにおいてパイロットチャンネル推定を適用したときの平均BER特性を計算機シミュレーションにより求め、チャンネル推定誤差の影響を明らかにした。MMSE判定帰還チャンネル推定を用いるとき、BER= 10^{-4} を達成する所要 E_b/N_0 の理想チャンネル推定からの劣化は約0.8dBである。また、FDAICを用いるターボ符号化MC-CDMAはチャンネル推定を用いる場合でもターボ符号化OFDMよりも優れた平均BER特性を与えることを示した。

文 献

- [1] W.C.Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J.G.Proakis, *Digital commun.*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] S.Hara and R.Prasad, "Overview of multicarrier CDMA", *IEEE Commun.Mag.*, no.12, pp.126-144, Dec.1997.
- [4] S.Hara and R.Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels", *IEEE Trans. Vehi. Tech.*, vol.48, no.5, pp.1584-1595, Sep., 1999.
- [5] C.Berrou, A.Glavieux, and P.Thitimajshima, "Near shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes (1)", *Proc.IEEE Int. Conf. on Commun.*, Geneva, Switzerland, pp.1064-1070, May 1993.
- [6] 石原, 武田, 安達, "マルチコードCDMA伝送における周波数領域適応干渉キャンセラ", *信学技報*, RCS2005-107, pp.1-6, 2005年11月.
- [7] K.Ishihara, K.Takeda and F.Adachi, "Iterative Frequency-Domain Soft Interference Cancellation for Multicode DS- and MC-CDMA Transmissions and Performance Comparison", *IEICE Trans. Commun.*, vol.E89-B, no.12, pp.3344-3355, Dec.2006.
- [8] 福田, 中島, 安達, "適応変調とキャンセラを用いるLDPC符号化MC-CDMAのスループット特性", *信学技報*, RCS2006-74, pp.91-96, 2006年7月.
- [9] J.K.Cavers, "An analysis of pilot-assisted modulation for Rayleigh fading channels", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol.40, no.4, pp.686-693, Nov.1991.
- [10] K.Takeda, F.Adachi, "Pilot-assisted Channel Estimation Based on MMSE Criterion for DS-CDMA with Frequency-domain Equalization", *Proc. IEEE 61st VTC*, vol.1, pp.447-451, May-Jun.2005.
- [11] J.P.Woodard and L.Hanzo, "Comparative study of turbo decoding techniques: An overview", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol.49, pp.2208-2233, Nov.2000.

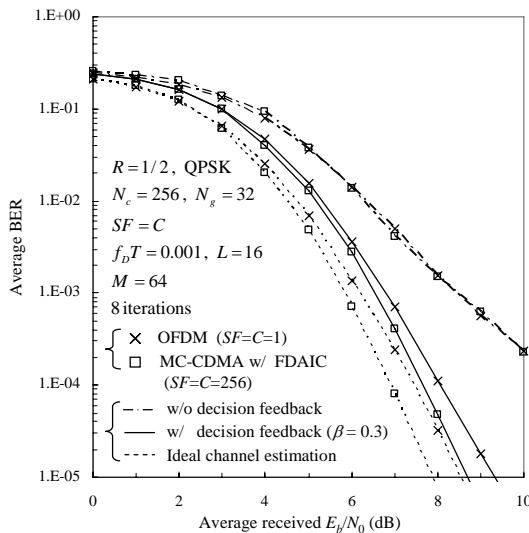


図4 OFDMとの平均BER特性の比較

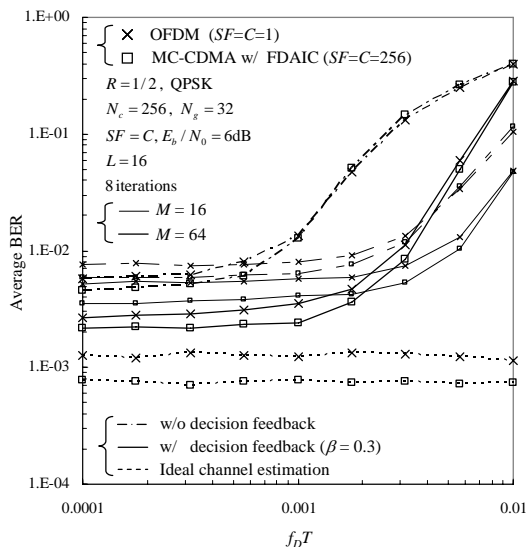


図5 ドップラー周波数の影響