

マルチキャリア伝送における空間・周波数符号化ダイバーシチに関する一検討

A Study on Frequency-Space Block Coded Diversity for Multicarrier transmission

留場 宏道 武田 和晃 安達 文幸

Hiromichi TOMEDA Kazuaki TAKEDA Fumiyuki ADACHI

東北大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻

1. まえがき

最近、マルチキャリア伝送[1]の伝送特性を改善する技術として空間・周波数ブロック符号化送信ダイバーシチ(SFBC)[2-3]が検討されている。しかし、SFBCでは3送信アンテナ以上になると伝送効率が低下してしまうという問題がある。最近、筆者らは周波数非選択性チャンネルを対象として、チャンネル情報を用いた送信符号化により、受信アンテナ数は4までであるが任意の本数の送信アンテナを用いることのできる時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD)を提案した[5]。そこで本論文ではマルチキャリア伝送を対象に、STBC-JTRDの符号化方法を拡張した空間・周波数ブロック符号化送受信ダイバーシチ(SFBC-JTRD)を提案し、従来のSFBCおよびSTBC-JTRDとの比較を行っている。

2. SFBC-JTRD

本論文では N_c サブキャリアから構成されるOFDM信号伝送を仮定している。送信アンテナ数を N_t 、受信アンテナ数は $N_r=2$ としている。第 n 送信アンテナから送信されるOFDM信号の第 k 周波数成分を $\{S_n(k); k=0\sim(N_c-1)\}$ としたとき、SFBC-JTRD符号化送信信号 $\mathbf{S}(k)=[S_0(k), S_1(k), \dots, S_{N_t-1}(k)]^T$, $k=0\sim(N_c-1)$, は次式で与えられる[5]。

$$\begin{pmatrix} \mathbf{S}(2q) \\ \mathbf{S}(2q+1) \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2P}{C(2q)}} \begin{pmatrix} d(2q)\mathbf{H}_0^*(2q) + d(2q+1)\mathbf{H}_1^*(2q) \\ d^*(2q)\mathbf{H}_1^*(2q) - d^*(2q+1)\mathbf{H}_0^*(2q) \end{pmatrix} \quad (1)$$

$, q=0\sim N_c/2-1$

ここで、 P は1シンボルあたりの平均送信電力、 $\{d(k); k=0\sim(N_c-1)\}$ は送信シンボル、 $C(2q) = \sum_{m=0}^{N_t-1} \|\mathbf{H}_m(2q)\|^2$ は電力正規化係数である。 $\mathbf{H}_m(k)=[H_{0,m}(k), H_{1,m}(k), \dots, H_{N_r-1,m}(k)]^T$, $m=0, 1$, はチャンネルベクトルであり、 $H_{n,m}(k)$ は第 n 番目の送信アンテナと第 m 番目の受信アンテナ間のチャンネル利得を表わす。SFBC-JTRD符号化には送信機でチャンネル情報が必要となるが、従来のSFBCと異なり2本以上の送信アンテナを用いても伝送効率の低下は発生しない。

第 m 受信アンテナ($m=0, 1$)の受信信号を $\{R_m(k); k=0\sim(N_c-1)\}$ としたとき、受信信号ベクトル $\mathbf{R}(k)=[R_0(k), R_1(k)]^T$ は次式となる。

$$\mathbf{R}(k) = \mathbf{X}(k)\mathbf{S}(k) + \mathbf{\Pi}(k) \quad (2)$$

ここで、 $\mathbf{X}(k)=[\mathbf{H}_0(k), \mathbf{H}_1(k)]^T$ であり、 $\mathbf{\Pi}(k)=[\Pi_0(k), \Pi_1(k)]^T$ は雑音ベクトルを表す。次式のようにSFBC-JTRD復号を行うことにより送信シンボル $d(k)$ に対する軟判定値 $\hat{d}(k)$ が得られる。

$$\begin{pmatrix} \hat{d}(2q) \\ \hat{d}(2q+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0(2q) + R_1^*(2q+1) \\ R_1(2q) - R_0^*(2q+1) \end{pmatrix}, q=0\sim N_c/2-1 \quad (3)$$

3. 計算機シミュレーション

サブキャリア数を $N_c=256$ 、ガードインターバルを32サンプルとし、指数減衰電力遅延プロファイル(減衰指数 α (dB))を有する L パスの周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャンネルを仮定した。なお、送信側でチャンネルベクトルは既知としている。

SFBC-JTRDとSFBC[2-4]のビット誤り率(BER)特性の比較を図1に示す。なおここでは $L=1$ としている。 $N_r=2$ において両者は同等のBER特性が得られていることが分かる。一方、 $N_r>3$ においてはSFBC-JTRDの方が優れた伝送特性を与えていることが分かる。これはSFBCの瞬時受信SNRがSFBC-JTRDの受信SNRの $1/N_r$ 倍になるためである。SFBC-JTRDとSTBC-JTRD[5]のBER特性の比較を図2に示す。なお $N_r=N_t=2$, $L=16$ とし、減衰指数 α をパラメータとした。図2よりSFBC-JTRDとSTBC-JTRDはほぼ同等のBER特性となるが、周波数選択性が強くなるにつれてSFBC-JTRDのBER特性がSTBC-JTRDよりわずかに劣化し

てしまうことが分かる。これは周波数選択性が強くなるにつれてSFBC-JTRDでは受信アンテナ間の直交性が崩れることによりアンテナ間干渉が発生してしまうためである。一方、時間方向に符号化を行うSTBC-JTRDでは周波数選択性の強さが変化してもアンテナ間干渉は発生しない。

4. むすび

空間・周波数ブロック符号化送受信ダイバーシチ(SFBC-JTRD)を提案し、従来のSFBCおよびSTBC-JTRDとの比較を行った。提案方式は従来のSFBCと同等もしくは優れた伝送特性が得られるが、周波数選択性が強い環境下においては、時間方向に符号化を行う時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD)よりも伝送特性がわずかに劣化してしまうことが分かった。一方、STBC-JTRDでは時間選択性が強くなるにつれてアンテナ間の直交性が崩れることが予想されるため、今後は周波数および時間選択性を考慮したときの伝送特性の評価を行う予定である。

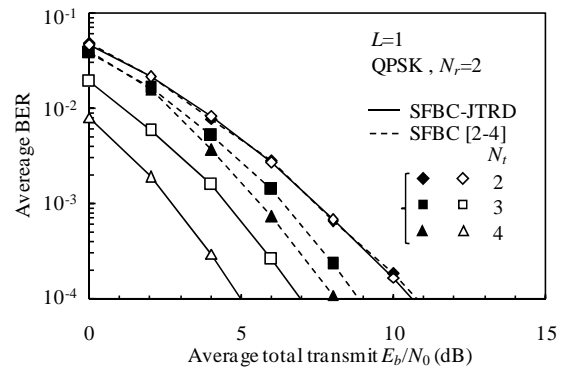


図1 SFBC-JTRDとSFBCの比較

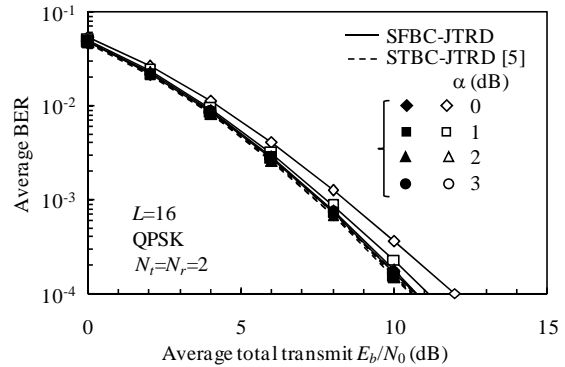


図2 SFBC-JTRDとSTBC-JTRDの比較

参考文献

[1]S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDM," IEEE Commun., Mag., Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
 [2]K. F. Lee and D. B. Williams, "A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems," GLOBECOM '00, Vol. 3, pp. 1473-1477, San Francisco, CA, USA, 27 Nov. -1 Dec. 2000.
 [3]S. Kaiser, "Space frequency block codes and code division multiplexing in OFDM systems," GLOBECOM '03, Vol. 4, pp. 2360-2364, San Francisco, CA, USA, 1-5 Dec. 2003.
 [4]V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," IEEE J. Select. Areas. Commun., Vol. 17, No. 3, pp. 451-460, March 1999.
 [5]H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-Time Block Coded Joint Transmit/Receive Diversity in a Frequency-Nonselective Rayleigh Fading Channel," IEICE Trans. Commun., Vol. E89-B, No. 8, pp. 2189-2195, Aug. 2006.