

シングルキャリア分散アンテナネットワーク下りリンクにおける チャンネル容量を最大化する送信等化重み

松田 大輝[†] 武田 一樹[†] 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: [†] {matsuda, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 送信アンテナを空間的に充分離して配置する分散アンテナネットワーク (DAN) は伝搬損失, シェドウィング損失および周波数選択性フェージングの影響によって生じる問題を解決可能な無線ネットワークである. 本論文では, 周波数選択性チャンネルでのシングルキャリア (SC) DAN 下りリンク送信ダイバーシチについて検討している. チャンネル容量を最大にする送信ダイバーシチ重みを理論的に導出し, それを2次元注水 (2D-water filling: 2D-WF) 重みと呼んでいる. 2D-WF 重みは送信アンテナ次元では最大比送信 (MRT) 規範に基づく電力配分を, 周波数次元では注水定理に基づく電力配分を行う. モンテカルロ数値計算により 2D-WF 重みに加え, MRT 規範に基づく重みおよび注水定理に基づく重みを用いるときのチャンネル容量の累積分布を求め, 3つの重みの中で 2D-WF 重みが最も高いチャンネル容量を与えることを示している.

キーワード 分散アンテナネットワーク, 送信ダイバーシチ, チャンネル容量, 周波数選択性チャンネル

Downlink Transmit Weight That Maximize The Channel Capacity for Single-carrier Distributed Antenna Network

Hiroki MATSUDA[†] Kazuki TAKEDA[†] 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: [†] {matsuda, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract The distributed antenna network (DAN) is a promising wireless network to solve the problems arising from path losses and shadowing as well as frequency-selective fading. In this paper, the 2-dimensional water-filling (2D-WF) based transmit weight that maximizes the channel capacity is theoretically derived for the downlink transmit diversity of single-carrier (SC) DAN in a frequency-selective channel. The use of 2D-WF weights allocates the transmit power in both transmit antenna dimension and frequency dimension: power allocation across frequencies based on WF theory and across transmit antennas based on Maximal ratio transmission (MRT). The cumulative distribution function (CDF) of the achievable channel capacity by 2D-WF transmit diversity is evaluated by the Monte-Carlo numerical computation method. The channel capacities achieved by 2D-WF transmit weight, 1D-WF transmit weight, and MRT transmit weight are compared. It is shown that the 2D-WF transmit weight provides the highest channel capacity among three weights.

Keyword Distributed antenna network, transmit diversity, channel capacity, frequency-selective channel

1. まえがき

高速無線通信では, 伝搬損失, シェドウィング損失および周波数選択性フェージングが伝送品質に強く影響を及ぼす[1]. 送信アンテナを空間的に充分離して配置する分散アンテナネットワーク (またはシステム) (DAN) [2]-[7]はこれらの影響によって生じる問題を解決できる. DANは基地局の周りにアンテナを分散配置することで, 移動局が高確率で距離の近い分散アンテナと通信することを可能としている. DANを活用する

技術として, 送受信ダイバーシチ[6]-[11]と空間多重[12]-[15]の二つの方法が考えられる. 本論文ではシングルキャリア (SC) DAN 下りリンク送信ダイバーシチに焦点を当てている.

これまで筆者らは, 周波数非選択性チャンネルにおいて, 最大比合成送信 (MRT) ダイバーシチを用いるときの DAN 下りリンク送信ダイバーシチのチャンネル容量を明らかにした[7]. MRTは, 周波数非選択性チャンネルのときチャンネル容量を最大とするが, 周波数選択性チ

チャンネルときはそうはならない．そこで本論文では，周波数選択性チャンネルにおいてチャンネル容量を最大とする2次元注水(2D-Water Filling: 2D-WF)重みと呼ぶ送信ダイバーシチ重みを理論的に導出している．

本論文では，まず第2章でシングルキャリア(SC)伝送モデルを述べる．第3章では，SC-DAN送信ダイバーシチのチャンネル容量の表示式を導出し，チャンネル容量を最大とする送信等化重みをラグランジュの未定乗数法により求める．そして第4章で，モンテカルロ数値計算によりチャンネル容量の累積分布を求め，2D-WF重み，1D-WF送信重みとMRT規範に基づく送信重みとの比較を行う．

2. シングルキャリア DAN

2.1. システムモデル

送信アンテナを等間隔で格子状に配置するものとする(図1)．移動局から距離の近い N_t 本の送信アンテナを選択し，送信ダイバーシチを行うものとした．また，シングルユーザー環境を仮定している．

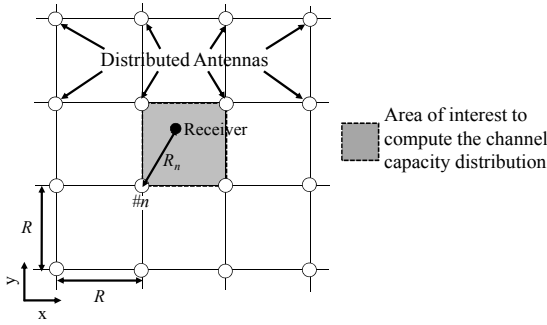


図1 送信アンテナ配置

2.2. 送信信号表現

図2にSC-DAN送信ダイバーシチ伝送系を示す．情報ビット系列をデータ変調シンボル系列に変換した後，各送信シンボル系列を1ブロックあたり N_c 個のシンボルからなるブロック系列に変換する．本論文では，一般性を失うことなく，1ブロック $\{d(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を送信するものとする．このシンボルブロックをベクトル $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(N_c-1)]^T$ を用いて表す．

各送信アンテナでは， N_c ポイントの高速フーリエ変換(FFT)により送信信号を次式で表わされる周波数領域信号 $\mathbf{D}=[D(0), \dots, D(k), \dots, D(N_c-1)]^T$ へと次式のように変換する．

$$\mathbf{D} = \mathbf{F} \mathbf{d} \quad (1)$$

ここで， \mathbf{F} は次式で表わされる $(N_c \times N_c)$ のFFT行列である．

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (N_c-1)}{N_c}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times 1}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times (N_c-1)}{N_c}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

N_c 次の送信等化重み行列 $\mathbf{W}_n = \text{diag}[W_n(0), \dots, W_n(N_c-1)]$ を \mathbf{D} に乗算することにより，周波数領域送信信号ブロックへと変換する．第 n 送信アンテナから送信する周波数領域送信信号ブロック $\mathbf{S}_n = [S_n(0), \dots, S_n(N_c-1)]^T$ は次式で表わされる．

$$\mathbf{S}_n = \mathbf{W}_n \mathbf{D}, \quad n=0 \sim N_t-1 \quad (3)$$

次に， N_c ポイントの逆高速フーリエ変換(IFFT)により \mathbf{S}_n を時間領域送信信号ブロック $\mathbf{s}_n = [s_n(0), \dots, s_n(N_c-1)]^T$ へと次式のように変換する．

$$\mathbf{s}_n = \mathbf{F}^H \mathbf{S}_n \quad (4)$$

ここで， $(\cdot)^H$ はエルミート転置演算子を表わしている．最後に， N_c チップブロックの後尾 N_g チップをサイクリックプリフィックス(CP)としてコピーして，ブロックの先頭のガードインターバル(GI)に挿入して送信する．

2.3. チャンネルモデル

広帯域チャンネルは，距離に依存する伝搬損失，対数分布するシャドウイング損失および周波数選択性フェージングチャンネルにより特徴づけられる．第 n 分散アンテナから距離 R_n に存在する移動局の受信電力 $P_{r,n}$ は次式で表わされる[1]．

$$\begin{aligned} P_{r,n} &= P_{t,n} \cdot R_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} = (P_{t,n} \cdot R^{-\alpha}) \cdot \left(\frac{R_n^{-\alpha}}{R^{-\alpha}} \right) \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} \\ &= (P_{t,n} \cdot R^{-\alpha}) \cdot (d_n^{-\alpha}) \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} \end{aligned} \quad (5)$$

ここで， $P_{t,n}$ は送信電力， α は伝搬損失指数， η_n は平均値0で標準偏差 σ の正規分布に従うシャドウイング損失(dB)を表す． T_s はシンボル長であるとき， E_s が $(P_{t,n} \cdot R^{-\alpha}) T_s$ であるとするとき，式(5)は次式となる．

$$P_{r,n} = \frac{E_s}{T_s} \cdot d_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} \quad (6)$$

L 個の離散パスから構成される周波数選択性チャンネルを仮定したとき，第 n 送信アンテナと移動局間のチャンネルのインパルス応答 $h_n(\tau)$ は次式で表される．

$$h_n(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \delta(\tau - \tau_l) \quad (7)$$

ここで， $h_{n,l} = \sqrt{\Omega_n} \cdot \tilde{h}_{n,l}$ および τ_l はそれぞれ第 n 送信アンテナにおける第 l パスの複素パス利得および遅延時間である， $\tilde{h}_{n,l}$ は第 n 送信アンテナにおける第 l パスの複素パス利得を表し， $E[\sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{h}_{n,l}|^2] = 1$ であるものとしている． Ω_n は伝搬損失とシャドウイング損失を表し，次式で与えられる．

$$\Omega_n = d_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\alpha}{10}} \quad (8)$$

2.4. 受信信号表現

GI を削除した後の受信信号ベクトル $\mathbf{r}=[r(0), \dots, r(N_c-1)]^T$ は次式のようになる.

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (9)$$

ここで, $\mathbf{s}=[\mathbf{s}_0, \dots, \mathbf{s}_{N_c-1}]^T$ であり, \mathbf{h} は次式で与えられる ($N_c \times N_c$) チャンネルインパルス応答行列である.

$$\mathbf{h} = [\mathbf{h}_0 \quad \dots \quad \mathbf{h}_{N_c-1}] \quad (10)$$

\mathbf{h}_n は次式で与えられる.

$$\mathbf{h}_n = \begin{bmatrix} h_{n,0} & & & & h_{n,L-1} \\ \vdots & h_{n,0} & & \mathbf{0} & h_{n,L-1} \\ h_{n,L-1} & \vdots & h_{n,0} & & \\ h_{n,L-1} & h_{n,L-1} & \vdots & \ddots & \\ & h_{n,L-1} & h_{n,0} & \ddots & \\ \mathbf{0} & & h_{n,L-1} & \ddots & \vdots & h_{n,0} \\ & & & h_{n,L-1} & \dots & h_{n,0} \end{bmatrix} \quad (11)$$

また, $\mathbf{n}=[n(0), \dots, n(N_c-1)]^T$ の各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数であり, N_0 は加法性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である.

受信機では, N_c ポイントの高速フーリエ変換(FFT)により受信信号を周波数領域信号へと変換する. 周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{R}=[R(0), \dots, R(N_c-1)]^T$ は次式で表わされる.

$$\mathbf{R} = \mathbf{F} \mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{s} + \mathbf{F} \mathbf{n} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{F}^H \mathbf{W} \mathbf{F} \mathbf{d} + \mathbf{F} \mathbf{n} \quad (12)$$

ここで, \mathbf{h}_n は巡回行列であるので, フーリエ変換行列 \mathbf{F} を用いて次式のように固有値分解できる[16].

$$\mathbf{F} \mathbf{h}_n \mathbf{F}^H = \begin{bmatrix} H_n(0) & & & \mathbf{0} \\ & H_n(1) & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & H_n(N_c-1) \end{bmatrix} \equiv \mathbf{H}_n \quad (13)$$

ここで,

$$\begin{cases} H_n(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \exp(-j2\pi k \tau_l / N_c), \quad k=0 \sim N_c-1 \\ \mathbf{H} = [\mathbf{H}_0, \dots, \mathbf{H}_{N_c-1}] \end{cases} \quad (14)$$

である. 式(13)より, 式(12)は次式のように変形できる.

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{F}^H \mathbf{W} \mathbf{F} \mathbf{d} + \mathbf{N} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{F} \mathbf{d} + \mathbf{N} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{d} + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (15)$$

ここで, $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{F}$ および $\mathbf{N} = [N(0), \dots, N(N_c-1)]^T$ はそれぞれ等価チャネル利得行列と周波数領域雑音ベクトルである.

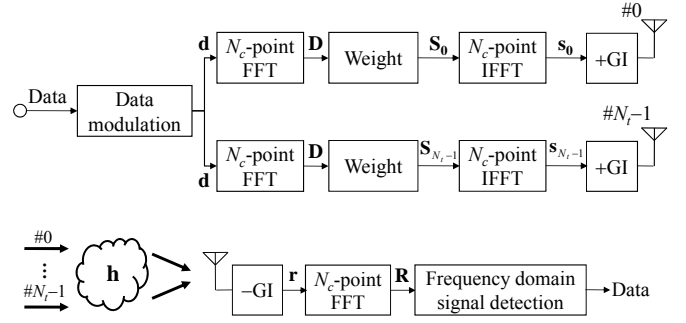


図2 SC-DAN 下りリンク送信モデル

3. チャンネル容量を最大にする送信重み

3.1. 従来の送信重み

文献[7]で検討している, 受信信号対雑音電力比 (SNR) を最大とする MRT 送信重みは次式で与えられる.

$$W_n(k) = \frac{H_n(k)^*}{\sqrt{\frac{1}{N_c} \sum_{n'=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} |H_{n'}(k')|^2}} \quad (\text{MRT}) \quad (16)$$

MRT 送信重みは, 周波数非選択性チャネルにおいて最大のチャンネル容量を与える.

注水定理[17]に基づく送信重みは次式で与えられる.

$$W_n(k) = \frac{H_n(k)^*}{|H_n(k)|} \left[\max \left\{ \phi_{1D} - \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \frac{1}{|H_n(k)|^2}, 0 \right\} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (17)$$

(1D-WaterFilling)

本論文では, 式(17)の送信重みを 1-dimensional water-filling (1D-WF)送信重みと呼ぶ. 1D-WF送信重みは N_c 個のチャンネル利得 $[H_0(0), \dots, H_0(N_c-1), H_1(0), \dots, H_1(N_c-1), \dots, H_{N_c-1}(0), \dots, H_{N_c-1}(N_c-1)]$ に注水定理を適用することで求められる. ここで, ϕ_{1D} は $\sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_n(k)|^2 = N_c$ となるような定数である.

3.2. 2D-WF 重み

周波数領域信号は式(15)により与えられる. 文献[14]を参考に, SC-DAN 送信ダイバーシチのチャンネル容量を求めると次式のようになる.

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{N_c} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I} + \frac{E_s}{N_0} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \right) \right] \\ &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0} \left| \sum_{n=0}^{N_c-1} H_n(k) W_n(k) \right|^2 \right) \end{aligned} \quad (18)$$

チャンネル容量を最大化する最適化問題は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} & \max. \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_i-1} \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0} \sum_{n=0}^{N_i-1} |H_n(k) W_n(k)|^2 \right) \\ & \text{s.t.} \begin{cases} \sum_{n=0}^{N_i-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_n(k)|^2 = N_c \\ 0 \leq |W_n(k)|^2 \text{ for } n=0 \sim N_i-1 \text{ and } k=0 \sim N_c-1 \end{cases} \end{aligned} \quad (19)$$

式(19)で表される最適化問題を解くことは困難である。そこで本論文では、式(18)の上界を最大とする送信重みの導出を行う。コーシー・シュワルツの不等式[18]を用いて式(18)の上界を求めると、次式ようになる。

$$C \leq \sum_{k=0}^{N_i-1} \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0} \sum_{n=0}^{N_i-1} |H_n(k)|^2 \sum_{n=0}^{N_i-1} |W_n(k)|^2 \right) \quad (20)$$

式(20)の等号成立条件は次式で与えられる。

$$\frac{W_0(k)}{H_0(k)^*} = \frac{W_1(k)}{H_1(k)^*} = \dots = \frac{W_n(k)}{H_n(k)^*} = \dots = \frac{W_{N_i-1}(k)}{H_{N_i-1}(k)^*} = z \quad (21)$$

ここで、 z は任意の複素数である。式(20)を最大とする最適化問題の解は、不等式制約のある最適化の最適性条件であるカルーシュ・キューン・タッカー(KKT)条件[19,20]を満たす[21]。このことから、ラグランジュの未定乗数法を用いて式(20)で表されるチャンネル容量の上界を最大とする送信ダイバーシチ重みを求めると、次式が得られる(導出過程略)。

$$W_n(k) = \frac{H_n(k)^*}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N_i-1} |H_n(k)|^2}} \left[\max \left\{ \varphi_{2D} - \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \frac{1}{\sum_{n=0}^{N_i-1} |H_n(k)|^2}, 0 \right\} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (22)$$

ここで、 φ_{2D} は $\sum_{n=0}^{N_i-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_n(k)|^2 = N_c$ となるような定数である。本論文では、式(22)の送信重みを2-dimensional water filling (2D-WF)送信重みと呼ぶこととする。

3.3. 考察

$N_i=1$ の場合、式(22)は次式となる。

$$W_n(k) = \frac{H_n(k)^*}{|H_n(k)|} \left[\max \left\{ \varphi_{2D} - \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \frac{1}{|H_n(k)|^2}, 0 \right\} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (23)$$

上式は式(17)の1D-WF重みと等しい。 $N_i=1$ のとき、 N_c 個の周波数にわたって注水定理に基づき送信電力配分が行われていることを示している。

一方、周波数非選択性チャンネルで $N_i>1$ の時(すなわち $L=1$ で、 $H_n(k)$ が $k=0 \sim N_c-1$ で常に一定である)、式(22)は次式となる。

$$W_n(k) = \frac{H_n(k)^*}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N_i-1} |H_n(k)|^2}} \quad (24)$$

上式は式(16)のMRT送信重みと等しい。このことは、MRT規範に基づき N_i 本の送信アンテナにわたって送信電力配分が行われていることを示している。

このように、2D-WF送信重みでは送信アンテナ次元と周波数次元の両方で送信電力配分を行っており、送信アンテナ次元ではMRT規範に基づいた電力配分が、周波数次元では注水定理に基づいた電力配分が行われている。

4. 数値計算結果

4.1. 数値計算諸元

式(16)、(17)および(22)を用いてモンテカルロ数値計算によりチャンネル容量の累積分布を求める。数値計算パラメータを表1に示す。 $L=16$ 個の独立なパスで等電力遅延プロファイルを有する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ている。また、チャンネル推定は理想としている。ユーザ、図1に示した4本のアンテナで囲まれる四角形のエリアにランダムに配置されるものとしている。

表1 数値計算パラメータ

Fading type	Block Rayleigh fading
Power delay profile	Uniform
No. of paths	$L = 16$
Time delay	$\tau_l = l, l = 0 \sim L-1$
Number of antenna	$N_i = 1, 2, 3, \dots, 10$
Path loss exponent	$\alpha = 3.5$
Shadowing loss standard variation	$\sigma = 7.0$ (dB)
No. of subcarriers	$N_c = 256$
Normalized transmit E_s/N_0	$E_s/N_0 = 10$ (dB)
Channel estimation	Ideal

4.2. チャンネル容量の分布

図3に周波数選択性チャンネルにおける、2D-WF送信重み、1D-WF送信重み、およびMRT送信重みを用いた時のチャンネル容量の累積分布関数(CDF)を示す。図3より、いずれの送信重みを用いても、全ての重みで N_i を大きくするにつれてチャンネル容量が小さくなる確率を低減できることが分かる。これは、 N_i を増加するにつれてアンテナダイバーシチ効果が増加するためである。また、各 N_i においてチャンネル容量が小さくなる確率は2D-WF送信重みが3つの送信重みの中で最も小さいことが分かる。これについて、以下で詳しく検討する。

図3より求めた、2D-WF送信重み、1D-WF送信重み、

MRT 送信重みを用いるときの累積分布 10%値 $C_{10\%}$, 90%値 $C_{90\%}$ および平均チャンネル容量 $E[C]$ を図4に示す. 図4より, 3つの送信重みの中で2D-WF送信重みが最大のチャンネル容量を与えることが分かる. 図4-(a)に $C_{10\%}$ を示している. いずれの送信重みを用いても N_t を増加させるにつれ $C_{10\%}$ が増加している. 2D-WF送信重みの $C_{10\%}$ は, $N_t=1$ では約4.0 (bit/s/Hz), $N_t=2$ では約5.7 (bit/s/Hz), $N_t=10$ では約7.2 (bit/s/Hz)となる. 一方, $C_{90\%}$ を示した図4-(b)を見ると2D-WF送信重みおよびMRT送信重みで得られる $C_{90\%}$ は, N_t の値によらずほぼ同じである. このような大きなチャンネル容量が得られるのは端末がいずれかのアンテナの近傍に存在するときである. すなわち, 移動局がいずれかの送信アンテナの近傍に存在しているとき, MRT規範の電力配分により, 送信電力の殆どが最も近傍の送信アンテナに配分され, その他の送信アンテナをダイバーシチに参加させてもわずかな送信電力しか配分されないため, 送信ダイバーシチ効果が得られないからである. 一方, 1D-WF重みでは N_t を増加するにつれて $C_{90\%}$ が減少してしまう. 1D-WF重みは $(N_t \times N_c)$ 領域で注水定理に基づく電力配分を行っており, 注水定理によって電力が広範囲に注がれる. そのため, 電力配分の最大値である式(17)の ϕ_{1D} は小さくなる. それ故に, $|H_n(k)|$ が大きくてもMRT規範に基づく電力配分と比べて大きな電力は配分されず, 残りの電力が他の $|H_n(k)|$ へと配分されるからである(付録). 図4-(c)は $E[C]$ を示している. いずれの重みを用いても, N_t を増加させるにつれ, $C_{10\%}$ のときと同様に $E[C]$ も増加している.

図4より, 2D-WF重みが最も高いチャンネル容量を得ることができ, 送信ダイバーシチに用いるアンテナ本数は多くて $N_t=4$ で十分であると言える.

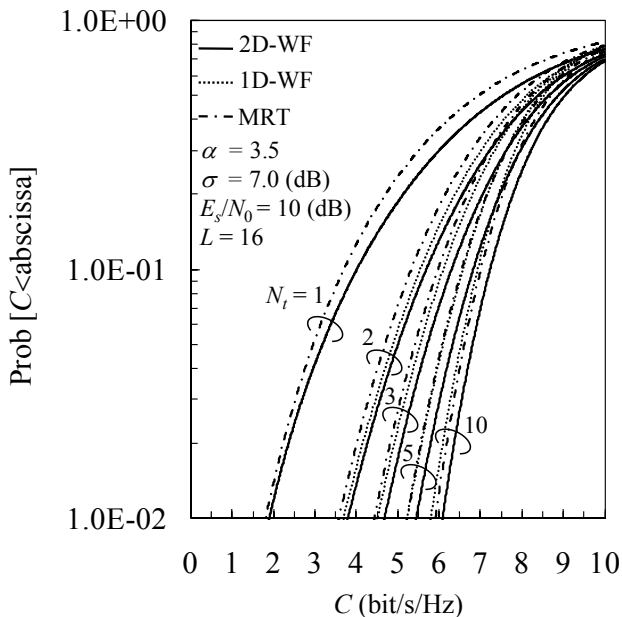
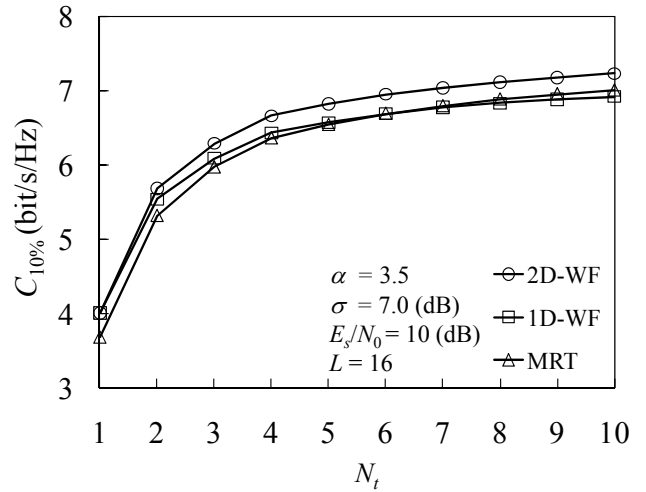
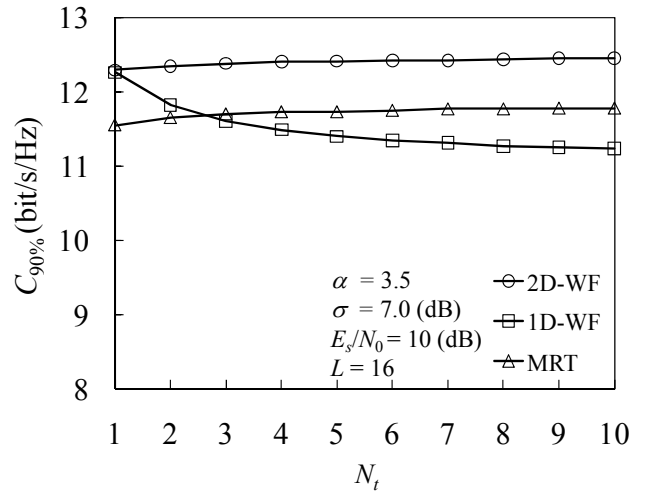


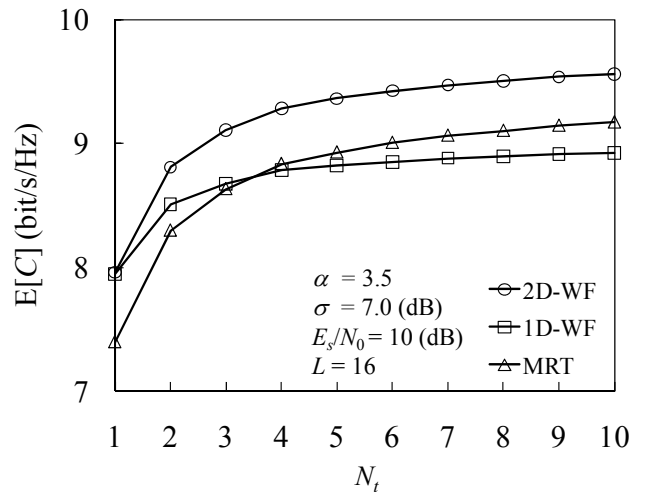
図3 チャンネル容量の累積分布



(a) $C_{10\%}$



(b) $C_{90\%}$



(c) $E[C]$

図4 N_t 対チャンネル容量

5. まとめ

本論文では, 周波数選択性フェージングチャンネルに

おける SC-DAN 下りリンク送信ダイバーシチについて、チャンネル容量を最大にする 2D-WF 送信重みを導出した。2D-WF 送信重みは、周波数領域で注水定理に基づく電力配分を、アンテナ間で MRT 規範に基づく電力配分を行うものである。モンテカルロ数値計算によりチャンネル容量の累積分布を求め、2D-WF 重み、従来の 1D-WF 重みと MRT 重みによる累積分布 10% 値、90% 値および平均チャンネル容量を比較し、2D-WF 重みが常に最大チャンネル容量を与えることを示した。\$N_t\$ を大きくするにつれチャンネル容量は増加し、特に、チャンネル容量が低下する確率を低減できる。また、送信ダイバーシチに用いるアンテナ本数は多くて \$N_t=4\$ で十分であることを示した。

文 献

[1] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley, Newyork, 1997.

[2] A. A. M. Saleh, A. J. Rustako, and R. S. Roman, "Distributed antennas for indoor radio communications," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 35, No. 12, pp. 1245-1251, Dec. 1987.

[3] M. V. Clark, T. M. Willes III, L. J. Greenstein, A. J. Rustako, Jr, V. Erceg and R. S. Roman, "Distributed versus centralized antenna arrays in broadband wireless networks," *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, '01-Spring pp. 33-37, May 2001.

[4] L. Dai, S. Zho, and Y. Yao, "Capacity analysis in CDMA distributed antenna systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 4, No. 6, pp. 2613-2620, Nov. 2006.

[5] W. Choi, "Downlink performance and capacity of distributed antenna systems in a multicell environment," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 6, No. 1, pp. 69-73, Jan. 2007.

[6] S. Liu, Z. He, and W. Wu, "Transmit diversity method with user's power constraint for distributed antenna system," *Proc. 2nd International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISWPC '07)*, 5-7 Feb. 2007.

[7] H. Matsuda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Channel Capacity of Distributed Antenna System Using Maximal Ratio Transmission," *The 5th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2008)*, Tohoku University, Sendai, Japan, 21-22 Aug., 2008.

[8] H. Tomeba, K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity for Direct-Sequence Spread Spectrum Signal Transmission," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E90-B No.3, pp. 597-606, Mar. 2007.

[9] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J.Sel. Areas Commun.*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

[10] J. K.Cavers, "Single-user and multiuser adaptive maximal ratio transmission for Rayleigh channels," *IEEE Trans. Vehi. Tech.*, Vol. 49, No. 6, pp. 2043-2050, Nov. 2000.

[11] V.Tarokh, H.Jafarkhani, and A.R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: Performance result," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 17, no.3, pp.451-460, March 1999.

[12] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using

multiple antennas," *Wireless Personal Communi.*, vol.6, no. 3, pp. 311-335, 1998.

[13] R. Van Nee, A. van Zelst and G. Awater, "Maximum Likelihood Decoding in a Space Division Multiplexing System," *IEEE VTC2000-Spring*, vol.1, pp.6-10, May 2000.

[14] Bengt Holter, "On The Capacity of The MIMO Channel - A Tutorial Introduction-,"

[15] A. van Zelst, "Space division multiplexing algorithms," *Proc. IEEE 10th Mediterranean Electrotechnology Conf.*, Lemesos, Cyprus, pp.1218-1221, 2000.

[16] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.

[17] J. L. Holsinger, "Digital communications over fixed time-continuous channels with memory, with special application to telephone channel," *M.I.T. Lab., Electron. Rep.*, Vol. 430, 1964.

[18] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. McGraw-Hill, 2001.

[19] W. Karush, Minima of functions of several variables with inequalities as side constraints, M. Sc. Dissertation. Dept. of Mathematics, Univ. of Chicago, Chicago, Illinois.

[20] H. W. Kuhn and A. W. Tucker, "Nonlinear programming," *Proc. of 2nd Berkeley Symposium*, pp. 481-492, Univ. of California Press.

[21] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge, 2006.

付録:送信等化重み配分

図 5 に \$N_t=4\$ の時の送信重み配分の一例を示す。ここで、移動局は送信アンテナ#1 の近傍に存在するとしている。各送信アンテナと移動局間の伝達関数の絶対値を見てみると、アンテナ#1 は伝搬損失が小さいため、伝達関数の絶対値は大きい。アンテナ#0, #2, および#3 ではアンテナ#1 に比べて伝達関数の絶対値は小さい。2D-WF 送信重みと MRT 送信重みは伝達関数の絶対値が大きいアンテナ#1 に大きな送信電力を配分し、その他の送信アンテナにはわずかな送信電力しか配分していない。一方、1D-WF 送信重みを見ると、アンテナ#0, #2, #3 にも大きな送信電力が配分されている。

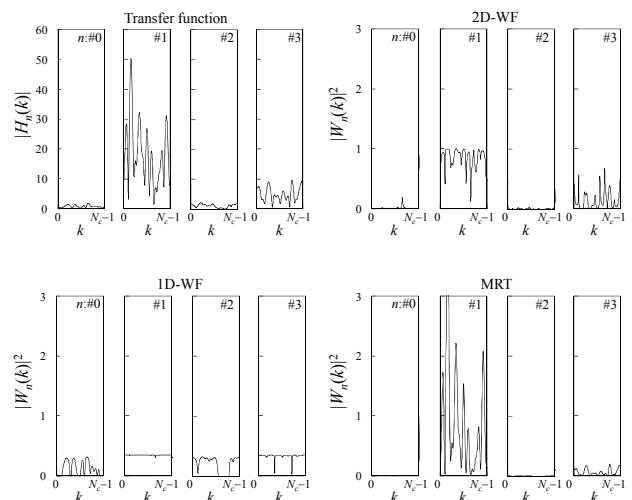


図 5 送信等化重み配分(\$N_t=4\$)