

分散アンテナネットワークにおける エネルギー利用効率に関する一検討

嘉治 英俊[†] 熊谷 慎也[†] 天間 克宏[†] 小原 辰徳[†] 安達 文幸[‡]

^{†‡}東北大学大学院工学研究科通信工学専攻 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†]{kaji, kumagai, tenma, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし アンテナが無線セル中央の基地局に集中配置されている従来の無線ネットワーク(集中アンテナネットワーク(CAN)と呼ぶ)では、伝搬損失によって特にセル端での受信信号電力が極端に低下し、周波数利用効率が低下してしまう。周波数利用効率を向上させる有効な技術として、無線セル内に多数のアンテナを分散配置させる分散アンテナネットワーク(DAN)がある。DANでは移動端末が高確率で距離の近い分散アンテナと通信出来るため、無線セル全域にわたって高い受信信号電力を獲得でき、特に無線セル端において周波数利用効率を改善できる。ところで、所要の伝送品質を確保するためには伝送速度に比例して送信電力を増大させる必要があるが、エネルギー資源は限られており、その有効利用が求められる。DANでは移動端末とアンテナ間の距離が近くなるため、所要の受信電力をCANより低い送信電力で達成でき、高いエネルギー利用効率を達成できると考えられる。本稿では、下りリンクDANのエネルギー利用効率をモンテカルロ数値計算により明らかにし、CANとの比較を行う。

キーワード 分散アンテナ, エネルギー利用効率, 周波数利用効率

A Study on Energy Efficiency of Distributed Antenna Network

Hidetoshi KAJI[†] Shinya KUMAGAI[†] Katsuhiko TEMMA[†] Tatsunori OBARA[†]
and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{†‡}Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

E-mail: [†]{kaji, kumagai, tenma, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In the conventional centralized antenna network (CAN), whose antennas are centralized at the center of the wireless cell, the spectral efficiency decreases because the received signal power near the cell edge becomes low due to distance-dependent path loss. To solve this problem, distributed antenna network (DAN), in which antennas are spatially distributed over the wireless cell, is attracting much attention. In DAN, since some antennas can always be visible from a mobile terminal with a high probability, the received signal power improves over the entire cell and hence, the spectral efficiency at the cell edge improves. In general, the transmit power to satisfy the required transmission quality should be increased in proportion to the data rate. However, since the energy resource is limited, efficient use of energy resource is demanded in wireless networks. DAN can achieve higher energy efficiency because it can reduce the transmit power compared to CAN by narrowing the distance between mobile terminal and antenna. In this paper, we evaluate, by Monte Carlo numerical computation method, the energy efficiency of downlink DAN and compare it to that of CAN.

Keyword Distributed antenna, spectral efficiency, energy efficiency

1. はじめに

広帯域無線チャネルは伝搬損失、シャドウィング、およびマルチパスフェージングの3つで特徴づけられる[1]。アンテナが無線セル中央の基地局に集中配置されている従来の無線ネットワーク(集中アンテナネットワーク(CAN)と呼ぶ)では、伝搬損失の影響により特にセル端での受信信号電力が極端に低下し、周波数利用効率が低下する。信号処理局(SPC)とセル内に分散させたアンテナを光ファイバで接続した分散アンテナネットワーク(DAN)では、アンテナが高確率で端末の近

傍に存在するので、伝搬損失の影響を軽減でき周波数利用効率がCANよりも向上することが知られている[2]。

一方、伝送速度の高速化に伴い、無線通信に要する消費電力が爆発的に増加している。しかしながら、エネルギー資源は限られており、無線通信の省エネルギー化に注目が集まっている[3]。筆者らはこれまで、DANはCANよりも高い周波数利用効率が達成できることを明らかにしてきたが、DANのエネルギー利用効率はまだ明らかになっていない。周波数利用効率とエ

エネルギー利用効率の間にはトレードオフの関係があることが知られている[3]。DAN では移動端末とアンテナの間の距離が短くなるため、CAN に比べて低い送信電力で高い周波数利用効率を達成でき、エネルギー利用効率と周波数利用効率の良好なトレードオフを達成できると考えられる。そこで本稿では、マルチセル環境下での下りリンク DAN のエネルギー利用効率を計算機シミュレーションにより明らかにし、エネルギー利用効率と周波数利用効率のトレードオフの関係について議論する。

本稿の構成は以下のようになっている。第2章でマルチセル環境下での周波数利用効率とエネルギー利用効率を定義する。第3章では下りリンク DAN のシステムモデルを示し、本稿で想定するモデルにおける周波数利用効率およびエネルギー利用効率を定義する。第4章で数値計算結果を示し、第5章でまとめる。

2. 周波数利用効率およびエネルギー利用効率の定義

DAN では、セルラーネットワーク(CN)の各セル内に多数のアンテナを分散配置する。限られた周波数を有効に使用するため、距離が離れた異なるセルで同一の周波数を繰り返し使用する[1]。このときの周波数繰り返し数を N とする。 $N=3$ のときのマルチセルモデルを図1に示す。マルチセル環境では、同一周波数を使用する他のセルからの信号は同一チャンネル間干渉(CCI)となり通信品質を劣化させる。本稿では、中心のセル($i=0$)を注目セルとし、注目セルに最も近接する6個のセルからの CCI を考慮する。

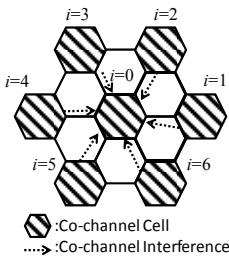


図1 マルチセルモデル($N=3$)

2.1. 周波数利用効率

本稿では、CN の周波数利用効率を $1\text{km}^2 \cdot 1\text{Hz}$ 当りのチャンネル容量(bits/s/Hz/km²)と定義する。異なる周波数を用いる N 個のセルから成るエリアの面積を S_{total} (km²)、そのエリア内総チャンネル容量を C_{total} (bits/s)、総帯域幅を B (Hz)とすると、周波数利用効率 η_f (bits/s/Hz/km²)は次式で表される。

$$\eta_f = \frac{C_{total}}{S_{total} \cdot B} = \frac{N \cdot C}{(N \cdot S) \cdot (N \cdot W)} = \frac{1}{N \cdot S} \cdot \frac{C}{W} \quad (1)$$

ここで、 W は1セル当りで使用する周波数帯域幅(Hz)、

S は1セルの面積(km²)、 C は1セルあたりのチャンネル容量(bits/s)である。 $c=C/W$ を帯域幅 1Hz 当たりのチャンネル容量とすると、 η_f は次式で表せる。

$$\eta_f = \frac{c}{N \cdot S} \quad (2)$$

2.2. エネルギー利用効率

マルチセル環境下でのエネルギー利用効率を1(J)当りに伝送できるビット数と定義する。エリア内での総送信電力を P_{total} (Watt)、1セル当りの送信信号電力を P_t (Watt)とおくとエネルギー利用効率 η_e (bits/J)は次式で表される。

$$\eta_e = \frac{C_{total}}{P_{total}} = \frac{N \cdot C}{N \cdot P_t} = \frac{c}{P_t / W} \quad (3)$$

2.3. 周波数利用効率とエネルギー利用効率の関係

帯域幅 1Hz 当たりのチャンネル容量 c は次式で与えられる[3]。

$$c = \log_2 \left\{ 1 + \frac{P_r}{I} \right\} \quad (4)$$

ここで、 P_r は受信信号電力、本稿では、CCI+雑音電力を平均値0のガウス変数と仮定し、 I をCCI+雑音電力とすると、式(4)を式(2)および(3)に代入すると次式のようになる。

$$\eta_f = \frac{1}{N \cdot S} \log_2 \left\{ 1 + \frac{P_r}{I} \right\} \quad (5)$$

$$\eta_e = \frac{\log_2 \left\{ 1 + \frac{P_r}{I} \right\}}{P_t / W} \quad (6)$$

セル当たりの送信信号電力 P_t を増加させると、受信信号電力 P_r が増加するので、周波数利用効率 η_f は単調増加する。一方、式(6)は P_t に関して凸関数であるので、 P_t をある値以上にすると η_e は単調減少する。以上より、周波数利用効率とエネルギー利用効率はトレードオフの関係にあることが分かる。

本稿では、このような周波数利用効率とエネルギー利用効率のトレードオフの関係を明らかにし、DAN と従来の CAN を比較検討する。

3. DAN における周波数利用効率およびエネルギー利用効率

3.1. システムモデル

本稿で仮定する DAN および CAN のセルモデルを図2に示す。DAN では、セル内に7本の分散アンテナが配置されており、SPC と分散アンテナが光ファイバで繋がれている。CAN では、7本のアンテナがセル中央の基地局に集中配置されている。シングルユーザ環境

を仮定し、各セルに端末が1台ずつランダムに発生するものとする。また、各セルの送信電力は等しいものとする。

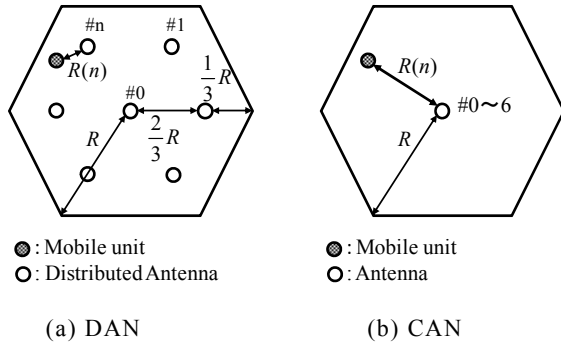


図2 セルモデル

3.2. チャネルモデル

広帯域無線チャネルは、距離に依存する伝搬損失、対数分布するシャドウィング損失および周波数選択性フェージングによって特徴づけられる。第 i セルの第 n アンテナから距離 $R^{(i)}(n)$ だけ離れた対象セル ($i=0$) の端末の受信電力 $P_r^{(i)}(n)$ は次式で表される。

$$P_r^{(i)}(n) = A \cdot P_t^{(i)}(n) \cdot R^{(i)}(n)^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta^{(i)}(n)}{10}} \quad (7)$$

ここで、 A はアンテナ利得やフィーダー損を含む係数、 $P_t^{(i)}(n)$ は第 i セルの第 n アンテナの送信電力、 α は伝搬損失指数、 $\eta^{(i)}(n)$ は第 i セルの第 n アンテナと対象セルの端末間のシャドウィング損失 (dB) を表す。

セル半径 R で正規化した距離 $r^{(i)}(n) = R^{(i)}(n)/R$ 、正規化送信電力 $\tilde{P}_t^{(i)}(n) = A \cdot P_t^{(i)}(n) \cdot R^{-\alpha}$ 、 $\Omega^{(i)}(n) = r^{(i)}(n) \cdot 10^{-\eta^{(i)}(n)/10}$ を用いると、式(7)は次式のようにになる。

$$P_r^{(i)}(n) = \tilde{P}_t^{(i)}(n) \cdot \Omega^{(i)}(n) \quad (8)$$

上式は、送信点から距離 R だけ離れた地点での受信電力が $\tilde{P}_t^{(i)}(n)$ となるような送信電力 $P_t^{(i)}(n)$ を用いた時の、正規化距離 $r^{(i)}(n)$ における受信電力を示している。

L 個の離散パスから構成される周波数選択性チャネルを仮定したとき、第 i セルの第 n アンテナと対象セルの端末間のチャネルのインパルス応答 $h^{(i)}(n, \tau)$ は次式で表される。

$$h^{(i)}(n, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(i)}(n) \delta(\tau - \tau_l^{(i)}(n)) \quad (9)$$

ここで $h_l^{(i)}(n)$ 、 $\tau_l^{(i)}(n)$ 、 $\delta(\tau)$ はそれぞれ第 i セルの第 n アンテナと対象セルの端末間の第 l パスの複素パス利得、遅延時間 (本稿ではサンプリング間隔の整数倍の遅延時間 $\tau_l^{(i)}(n) = l$ と仮定する) およびデルタ関数である。なお、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l^{(i)}(n)|^2] = \Omega^{(i)}(n)$ である。本稿では、セル内の7本のアンテナのうち、伝搬損失、シャドウィン

グ損失、パス利得を含む $\Omega^{(i)}(n) = E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l^{(i)}(n)|^2]$ が最も大きいアンテナを送信アンテナとして用いる。

3.3. チャネル容量

本稿では、ガードインターバル (GI) にサイクリックプレフィックス (CP) を挿入するブロック伝送 [4] を想定する。以降では、シンボル時間 T_s 間隔の離散時間低域等価表現を用いる。

送信機では、送信シンボル系列を1ブロック当り N_c 個のデータシンボルから成るブロック系列に変換する。第 i セルから送信されるデータシンボル系列を $\{d^{(i)}(t); i=0 \sim 6, t=0 \sim N_c-1\}$ を用いて表す。その後、送信ブロックの後尾 N_g シンボルを CP としてコピーし、ブロックの先頭の GI に挿入して3.2節で述べたアンテナ選択法により選択された第 n' アンテナから送信する。

送信信号は、インパルス応答が式(9)で表される周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルを伝搬して受信されるものとする。

対象セル ($i=0$) における CP 除去後の受信信号 $\{y^{(0)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ は次式のようにになる。

$$y^{(0)}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(0)}(n') d^{(0)}((t-l) \bmod N_c) + z^{(0)}(t) \quad (10)$$

ここで、 $E_s = \tilde{P}_t(n') \cdot T_s$ は正規化送信シンボルエネルギーである。また、 $\{z^{(0)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ は平均値 0 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 ポイント離散フーリエ変換 (DFT) により式(10)で与えられる時間領域の受信信号を周波数領域受信信号へ変換する。対象セルにおける周波数領域受信信号 $\{Y^{(0)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は次式で表される。

$$Y^{(0)}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} H^{(0)}(k) D^{(0)}(k) + CCI^{(0)}(k) + Z^{(0)}(k) \quad (11)$$

ここで、 $H^{(0)}(k)$ は第 i セルの第 n' アンテナと対象セルの端末間のチャネルの伝達関数、 $D^{(0)}(k)$ は第 i セルの送信信号成分、 $CCI^{(0)}(k)$ は CCI 成分、 $Z^{(0)}(k)$ は雑音成分であり、それぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} H^{(i)}(k) = \sum_{t=0}^{L-1} h_t^{(i)}(n') \exp(-j2\pi kt/N_c) \\ D^{(i)}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} d^{(i)}(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \\ CCI^{(0)}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{i=1}^6 H^{(i)}(k) D^{(i)}(k) \\ Z^{(0)}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} z^{(0)}(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \end{cases} \quad (12)$$

ここで、中心極限定理より $CCI^{(0)}(k)$ は平均値 0 の正規分布に従う複素ガウス変数に近似するので、 $CCI^{(0)}(k)+Z^{(0)}(k)$ を新たな平均値 0 の複素ガウス変数で近似できる。

対象セルの第 k 周波数における受信信号対干渉+雑音電力比(SINR)は次式で表せる。

$$SINR(k) = \frac{\frac{2E_s}{T_s} E[|H^{(0)}(k)D^{(0)}(k)|^2]}{E[|CCI^{(0)}(k)+Z^{(0)}(k)|^2]} \quad (13)$$

ここで、 $E[|CCI^{(0)}(k)|^2]$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} E[|CCI^{(0)}(k)|^2] &= E\left[\sum_{i=1}^6 \frac{2E_s}{T_s} H^{(i)}(k) D^{(i)}(k) \left\{H^{(i)}(k) D^{(i)}(k)\right\}^*\right] \\ &= \frac{2E_s}{T_s} \sum_{i=1}^6 |H^{(i)}(k)|^2 \end{aligned} \quad (14)$$

式(14)より、式(13)は次式で書き直される。

$$SINR(k) = \frac{\frac{E_s}{N_0} |H^{(0)}(k)|^2}{1 + \frac{E_s}{N_0} \sum_{i=1}^6 |H^{(i)}(k)|^2} \quad (15)$$

式(15)より、対象セルのチャンネル容量 c (bits/s/Hz) は次式で与えられる[5]。

$$\begin{aligned} c &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \{1 + SINR(k)\} \\ &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \left\{ 1 + \frac{\frac{E_s}{N_0} |H^{(0)}(k)|^2}{1 + \frac{E_s}{N_0} \sum_{i=1}^6 |H^{(i)}(k)|^2} \right\} \end{aligned} \quad (16)$$

3.4. 正規化周波数利用効率および正規化エネルギー利用効率

本稿では、一般的な周波数利用効率およびエネルギー利用効率を議論するため、セル半径 R に依存しない形に正規化を行う。以下では、次式で表した正規化周波数利用効率 $\hat{\eta}_f$ および正規化エネルギー利用効率 $\hat{\eta}_e$ を用いる。

$$\hat{\eta}_f = S \cdot \eta_f = \frac{c}{N} \quad (17)$$

$$\hat{\eta}_e = \left(\frac{B \cdot T_s \cdot A \cdot R^{-\alpha}}{N_0} \right)^{-1} \cdot \eta_e = \frac{1}{N} \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \quad (18)$$

4. 数値計算結果

モンテカルロ数値計算によって周波数利用効率およびエネルギー利用効率の分布を求める。本稿では、6個の干渉セルを考慮し、それ以外の干渉セルからの干渉は十分小さく無視できるとする。端末は図2に示した無線セル内にランダムに発生させる。式(17)および式(18)で示した正規化周波数利用効率および正規化エネルギー利用効率の累積分布関数(CDF)を測定する。得られたCDFの10%値を10%アウトエージ周波数利用効率およびエネルギー利用効率と定義し、これらを用いてDANおよびCANの周波数利用効率とエネルギー効率を評価する。数値計算諸元を表1に示す。

表1 数値計算諸元

Path loss exponent	$\alpha=3.0$
Shadowing loss standard deviation	$\sigma=7.0$ (dB)
Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
Number of paths	$L=16$
Power delay profile	Uniform
DFT size	$N_c=128$

4.1. アウトエージ周波数利用効率

図3に正規化送信 E_s/N_0 を変化させたときの10%アウトエージ周波数利用効率を示す。このとき、 N をパラメータとしてDANとCANの比較を行っている。

DANに関して $N=1$ のとき、10%アウトエージ周波数利用効率が最大になっていることが分かる。これは、 $N>1$ ではCCI低減できるものの、 N を大きくすることによる周波数帯域の分割損のため、セル当りの10%アウトエージ周波数利用効率が低下してしまうためである。DANでは低送信電力でも高い希望信号電力が得られるため、与干渉を低減できる。これによりクラスタサイズを大きくする必要がなくなり、 $N=1$ が最大の10%アウトエージ周波数利用効率を示したのである。

一方CANでは、正規化送信 E_s/N_0 が十分高いとき、 $N=3$ もしくは $N=4$ で10%アウトエージ周波数利用効率が最大になることが分かる。正規化送信 E_s/N_0 が低い領域では、 N を大きくすることによる周波数帯域の分割損の影響がCCIの低減効果より大きいため、 N が大きいほど周波数利用効率が低下する。しかし、正規化送信 E_s/N_0 が高い領域では、CCIが大きくなるため、 N を大きくすることによるCCI低減効果が大きくなる。ところが、 N が7以上になると周波数帯域の分割損の影

響が顕著になり、周波数利用効率は $N=3, 4$ より低下してしまう。

DAN と CAN を比較した場合、クラスタサイズに依らず、10%アウテージ周波数利用効率が CAN よりも DAN の方が高いことが分かる。これは、CAN に比べ DAN では、アンテナ付近に端末がいる確率が増え、伝搬損失の影響を軽減できたためである。また、 E_s/N_0 が十分に高い領域では、10%アウテージ周波数利用効率が飽和していることが分かる。これは、受信信号電力が大きくなったといえども CCI の影響が無視できず、干渉リミテッド環境となってしまうからである。

4.2. アウテージエネルギー利用効率

図 4 に正規化送信 E_s/N_0 を変化させたときの DAN および CAN の 10%アウテージエネルギー利用効率を示す。このとき N をパラメータとしている。DAN に関しては、 $N=1$ のとき 10%アウテージエネルギー利用効率が最大になっていることが分かる。これは、周波数利用効率と同様、CCI の低減効果と伝搬損失の軽減による受信信号電力の向上によるものである。

一方、CAN に関しては、正規化送信 E_s/N_0 が 0(dB) 以下のときに $N=1$ で 10%アウテージエネルギー利用効率最大、正規化送信 E_s/N_0 が 4(dB) 以上のとき $N=3, 4$ で 10%アウテージエネルギー利用効率が最大になる。これも周波数利用効率と同様に、正規化送信 E_s/N_0 が低いときは N が小さいほど CCI の影響が強くなり、正規化送信 E_s/N_0 が高いときは CCI の影響が低くなる一方、 N が 7 以上になると周波数帯域幅の分割数の影響が強まるためである。また、DAN と CAN を比較すると、周波数利用効率と同様、伝搬損失の影響を低減できるため、DAN のほうが高いエネルギー利用効率を達成できる。

また、図 4 より、送信電力を上げると 10%アウテージエネルギー利用効率は低下することが分かる。これは、送信電力を増加させても 10%アウテージ周波数利用効率の増加が飽和してしまうからである。これより、10%アウテージエネルギー利用効率を向上させるには送信電力を抑える必要があると言える。

4.3. エネルギー利用効率と周波数利用効率のトレードオフ

図 5 に 10%アウテージ周波数利用効率対 10%エネルギー利用効率を示す。正規化送信 E_s/N_0 を -10(dB) から 30(dB) まで変化させた。図 5 より、10%アウテージ周波数利用効率と 10%アウテージエネルギー利用効率がトレードオフの関係になることが分かる。このトレードオフの関係は 10%アウテージ周波数利用効率および 10%アウテージエネルギー利用効率の最大値が高くなるほど良い関係だと言える。

DAN と CAN を比較すると、DAN の方がより高品質の所でトレードオフの関係になっていることが分かる。これより、DAN では 10%アウテージ周波数利用効率および 10%アウテージエネルギー利用効率の両方で CAN より優れていることが分かる。

5. まとめ

本稿では、DAN と CAN での周波数利用効率およびエネルギー利用効率を定義し、それぞれの分布をモンテカルロ数値計算により求めた。数値計算結果より、DAN では伝搬損失の影響を低減でき、CAN より周波数利用効率およびエネルギー利用効率が向上することを明らかにした。

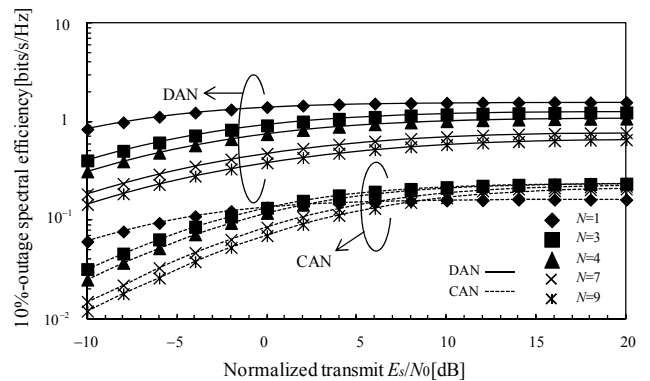


図 3 正規化送信 E_s/N_0 対 10%アウテージ周波数利用効率

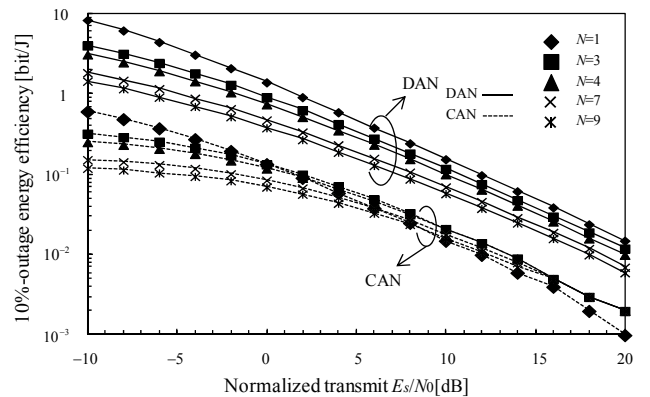


図 4 正規化送信 E_s/N_0 対 10%アウテージエネルギー利用効率

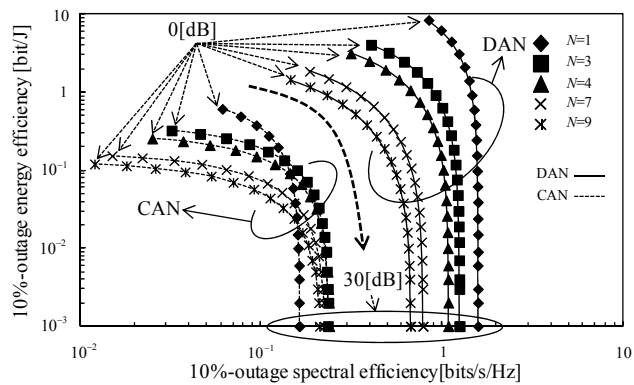


図5 10%アウトエージ周波数利用効率対
10%アウトエージエネルギー利用効率

文 献

- [1] A. Goldsmith, *Wireless communication*, Cambridge University Press 2005.
- [2] S. Kumagai, R. Matsukawa, T. Obara, T. Yamamoto and F. Adachi, "Spectral efficiency of distributed antenna network using MIMO spatial multiplexing," Proc. 76th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC2012-Fall), Qubec, Canada, 3-6 Sept. 2012.
- [3] Y. Chen, S. Zhang, and S. Xu, Fundamental Trade-offs on Green Wireless Networks, IEEE Commun. Mag., vol. 49, No. 6, pp. 30-37, June 2011.
- [4] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems" IEEE Commun. Mag., Vol. 40, No. 40, pp.58-66, Apr 2002.
- [5] A. Paulraj, R. Nabar and D. Core, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2003.