

SVD-MIMO 方式における固有モード間干渉の実験的評価

山田 渉⁺、北 直樹⁺、安藤 篤也⁺

⁺日本電信電話株式会社 NTT アクセスサービスシステム研究所

wataru-y@ansl.ntt.co.jp

あらまし

SVD-MIMO を行う際に問題となる計算量を削減するために隣接するサブキャリアのチャンネル情報を用いてチャンネル推定を間引くことが提案されている。しかしながら隣接した周波数のチャンネル情報を用いてチャンネル推定を間引いたことによって生まれるチャンネル誤差が原因となって固有モード間の独立性が崩れる。そのとき固有モード利得の減衰と他の固有モードからの干渉波が最も伝送品質を悪化させる要因となる。そこで本稿では伝送品質劣化量を簡易的に把握するためにその電力の比である SIR について実験を元にした推定式を提案する。実験的に得られた周波数相関係数を用いて式の導出を行っているため、本実験式を用いることによって任意の周波数相関係数を与えたときの SIR 劣化量を簡易に見積もることが可能となる。

I. はじめに

屋内用無線 LAN として 5.2GHz 帯を使用した IEEE802.11a 規格に基づいたシステムが市場に出回っている。現在、より高速なスループットを実現するべく IEEE802.11n 規格が標準化されようとしている。IEEE802.11n 規格における主要技術として MIMO-OFDM がある。これは送信側に複数本、受信側に複数本のアンテナを用い受信側で伝搬チャンネル情報を推定して高速化を図る技術である。更なる高速化のためには伝搬チャンネル情報を送信側にも適用し、固有値展開に基づき送受信双方のウェイトを操作することで達成可能とされている。この方式を SVD-MIMO 方式という[1]。SVD-MIMO はチャンネルの推定や情報の判別などに関わる計算をサブキャリア毎に行わなければならないためその計算量が非常に多く、できるだけ計算量を削減することが重要である[2]。計算量を減らすために考えられる方策としては隣接するサブキャリアのチャンネル情報(CSI)を利用することが考えられている[3]。これによりチャンネル推定にかかる計算負荷を割くことが可能となるが、実際のチャンネルと隣接チャンネル情報を利用したチャンネルには誤差が存在し、そのチャンネル情報の誤差により送受信間においてウェイトが不整合を起こす。その結果、固有モード間の直交性が崩れ固有モード利得の減衰と固有モード間干渉が発生することで伝送品質の劣化につながってしまう。

これまでチャンネル情報の誤算による伝送特性の劣化は時間による変動特性[4]やシミュレーションなどにより検討されている[5~7]が、ライスフェージング環境のときの検討例および実測データを基にした広帯域特性に対する検討例は少ない。そこで本原稿では伝送品質としてチャンネル誤差を原因とする減衰した固有モードの電力対固有モード間の干渉電力、すなわち SIR に着目し、測定を基にした SIR の推定式の提案を行う。SIR の推定式には従来使われている空間周波数相関係数と周波数相関係数の式を用いて SIR を推定する方法を導出する。本推定式によりパラメータが単純かつ簡単な SIR の推定が可能になったことで伝送特性の把握と簡易なシミュレーションに役に立つと思われる。

II. SVD-MIMO システム

・SVD-MIMO システム

SVD-MIMO は送受信両方でチャンネル状態が把握されているときに送受信両方のウェイトを操作して直交したチャンネルを実現する。SVD-MIMO のシステムを図 1 に示す。

ここでは SVD-MIMO の原理について説明を行う。受信アンテナ本数を N 、送信アンテナ本数を M としたとき送受信間の MIMO チャンネル H を以下のように定義する。

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix}$$

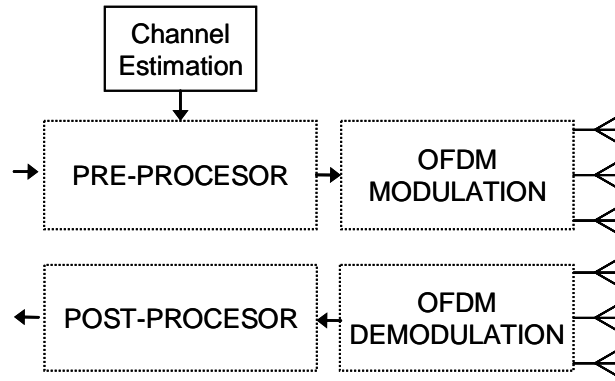


Fig. 1 SVD-MIMO システム

ここで h_{MN} は送信側 M から受信側 N のアンテナ間の複素伝達関数である。 H は特異値分解することにより以下のように分解される。

$$H = U \Sigma V^H$$

ここで

$$U = [e_{t,\lambda 1}, e_{t,\lambda 2}, \dots, e_{t,\lambda x}]$$

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda 1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda 2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sqrt{\lambda x} \end{bmatrix}$$

$$V = [e_{r,\lambda 1}, e_{r,\lambda 2}, \dots, e_{r,\lambda x}]$$

$$x = \min[M, N]$$

である。

したがって送信側に U^H のウェイト、受信側に V のウェイトを掛けることにより MIMO チャネルは以下のように非対角成分が 0 となる直交した空間が形成される。

$$y = U^H H V s_D = \Sigma s_D$$

ここで s_D は送信信号である。しかし伝搬チャネルの推定と特異値演算はサブキャリアの本数だけ必要であり、今想定する IEEE802.11a ベースのシステムの場合 53 個のチャネル推定と 53 回の特異値演算が必要になる。またこの得られた CSI を用いてデジタル変調された通信を行う場合、固有値の数と多値数に基づいた膨大な量の計算が必要になる。このため高速伝送を実現するにはなるべく計算量を減らす必要がある。

・固有モード利得の減衰と固有モード間干渉

今想定する計算量の削減手法はチャネル推定を周波数で間引く手法である。ここで実際のチャネル行列を \tilde{H} 、隣接されたチャネルから与えられるウェイトとして U^H, V を用いることにより出力される信号は以下のようなになる。

$$y' = U^H \tilde{H} V s_D$$

ここで直交性の崩れた MIMO チャネルである $U^H \tilde{H} V$ を以下のように定義する。

$$U^H \tilde{H} V = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda'_1} & \Delta_{12} & \cdots & \Delta_{1x} \\ \Delta_{21} & \sqrt{\lambda'_2} & \cdots & \Delta_{2x} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Delta_{x1} & \Delta_{x2} & \cdots & \sqrt{\lambda'_x} \end{bmatrix}$$

このように非対角成分に要素が発生するため固有モード間の独立性は崩れてしまう．ここで k 番目の固有モードの利得 S_k は以下ようになる．

$$S_k = \lambda'_k$$

一方，直交性が崩れることにより k 番目の固有モードに対し非対角成分の和である以下の電力をもった固有モード間干渉波が発生する．

$$I_k = \sum_{l=1, l \neq k}^x \Delta_{lk}^2$$

従って減衰した固有モード成分 S_k と非対角成分の干渉成分 I_k と雑音成分 δ により k 番目の固有モードにおける $SINR_k$ は以下の式で表される．

$$SINR_k = \frac{S_k}{\delta^2 + I_k}$$

本原稿では高 SN のときを仮定する．すなわち雑音成分 δ を無視することによって以下のように k 番目の固有モードにおける SIR に着目した検討を行うことが可能となる．

$$SIR_k = \frac{S_k}{I_k}$$

SIR_k は伝送品質に直結するパラメータであり，隣接チャネルの情報をうまく使用してシステムを実現するにはこの SIR を評価することが重要になる．図 2 に実験から算出した第 1 固有モード利得と第 1 固有モードに対する固有モード間干渉電力の計算例を示す．

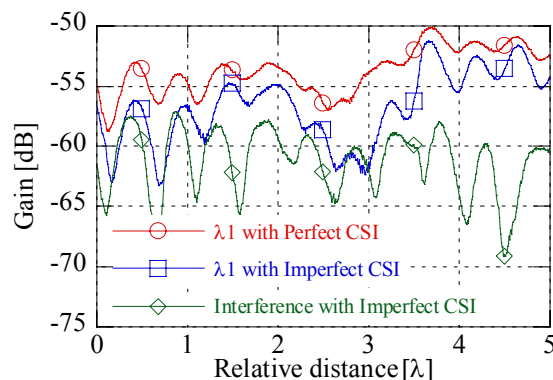


Fig. 2 第 1 固有モード利得と第 1 固有モードに対する固有モード間干渉電力の計算例

図から示されるように完全なチャネル情報による固有モードの利得に比べ，誤差のあるチャネル情報を用いた固有モードの利得は減衰していることがわかる．また，干渉波電力は場所により減衰した固有モード利得を上回ることがあることが分かる．

本稿では 1 フレーム毎に SIR_k を算出し，全ての測定データにおける中央値をその周波数における SIR_k と定義して検討を進めることとする．

III. 測定環境

MIMO 伝搬測定は以下の 2 つの異なる環境で行われた．この 2 つの環境の特徴について述べる．

・Room A

外壁は金属壁であるため反射電力が大きい環境である．学校や会社のホールの大きさに相当する．部屋の大きさは $27 \times 17 \times 6\text{m}$ である．部屋内には椅子・机が設置されている．収容人数は 300 名程度である．事前の測定により遅延スプレッドは 83nsec ，ライス k ファクタが 8dB であることがわかっている．図に部屋の見取り図 3 と写真を示す．AP を壁際に設置し，WT を AP に対向させて 18m 分移動させながら伝搬データの取得を行った．アンテナアレーは移動方向に垂直にアレーを並べることとした．

・Room B

外壁は石膏ボードである．学校や会社の大きめの会議室の大きさに相当する．部屋の大きさは $17 \times 12 \times 3\text{m}$ である．部屋内には椅子・机が設置されている．収容人数は 100 名程度である．事前の測定により遅延スプレッドは 42nsec ，ライス k ファクタが 5dB であることがわかっている．図に部屋の見取り図 4 と写真を示す．測定は Room A での方法と同様に AP を壁際に設置し，WT を AP に対向させて 11m 分移動させながら伝搬データの取得を行った．アンテナアレーは移動方向に垂直にアレーを並べることとした．

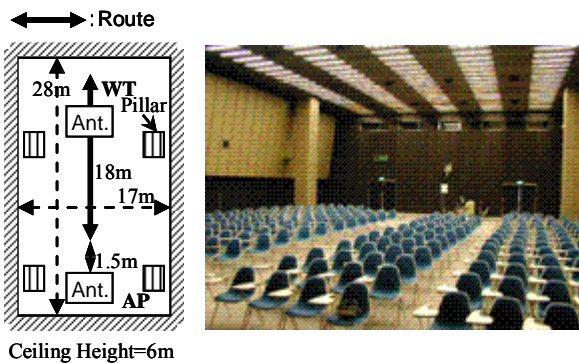


Fig. 3 Room A

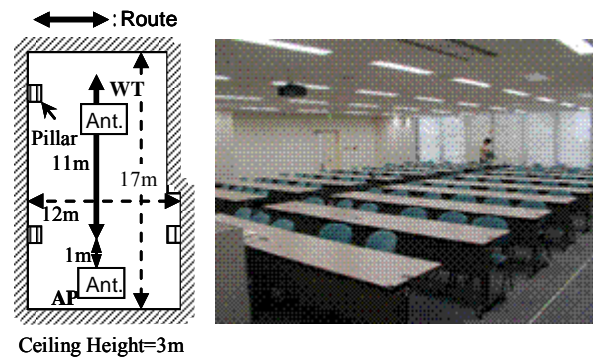


Fig. 4 Room B

IV. MIMO チャネル測定システム

この章では MIMO チャネル取得装置および測定パラメータについて説明を行う．

・MIMO チャネル測定器

送信器は中心周波数が 5.2GHz であり占有帯域幅 16.5MHz ，サブキャリア本数 53，サブキャリアインターバル 312.5kHz である．送受信アンテナ数は各 4 本でありアンテナ間隔 1λ の ULA である．送信側アンテナ設置高は 2m ，受信側アンテナ設置高は 1m とした．測定に用いたアンテナは水平面無指向性のスリーブダイポールアンテナでありそのアンテナパターンを図 5 にパラメータを表 1 に示す．

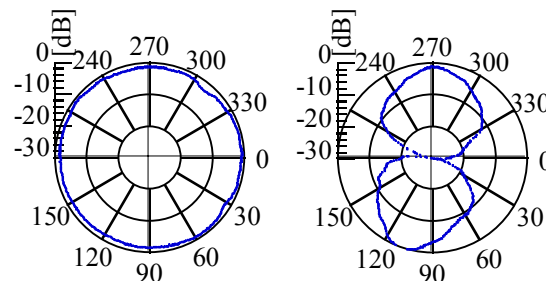


Fig. 5 アンテナパターン

Table 1 測定パラメータ

中心周波数	5.2GHz
帯域幅	16.5MHz
サブキャリア本数	53
サブキャリアインターバル	312.5kHz
送受信アンテナ数	4×4
アンテナ間隔	1λ
AP アンテナ高さ	2m
スイッチ切り替え速度	4.8μsec
データ取得周期	3.168msec
WT アンテナ高さ	1m

図 6 に 4x4 のときの伝搬測定用フレームフォーマットを示す．このフレームは IEEE802.11a のフレームフォーマットを参考に作成している．

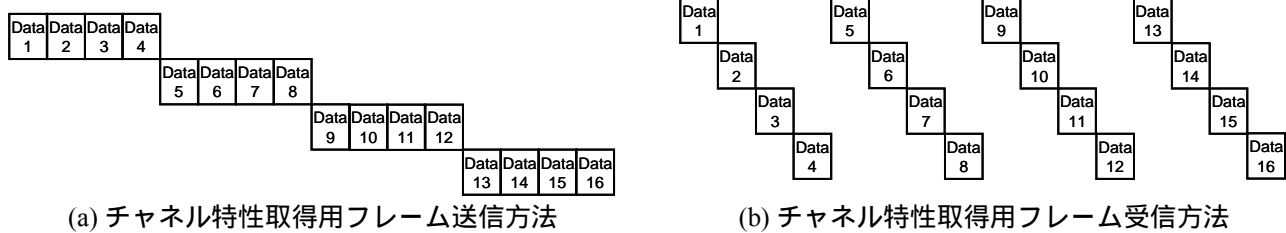


Fig. 6 伝搬測定用フレームフォーマット

送信アンテナ 1 から 4 つの連続したデータを送信する．受信側では受信アンテナ 1 から 4 まで RF スイッチによって時分割的に切り替える事によって送信アンテナ 1 から送信された信号を受信アンテナ 1 から 4 で受信する．以降送信アンテナを順次切り替えることによって全てのチャンネル情報の取得を行う．

・測定方法

本測定器のスイッチ切り替え速度は 4.8μsec であり，データ取得周期は 3.168msec である．測定は等速に移動するポジションを用いてデータの取得を行った．ポジションは移動速度 15cm/sec であることからデータの取得周期は約 0.048cm 毎と充分小さな範囲である．また移動しながらの測定なので実際にはドップラー周波数によって周波数遷移が起きているが，測定における最大ドップラー周波数 f_d は中心周波数 5.2GHz において $f_d=2.6$ Hz であり影響は軽微である．そこでドップラー周波数と移動によるチャンネルの誤差については今回無視することとしている．

V. 測定結果

・固有値の算出

始めに測定環境における伝搬路情報として，完全なチャンネル情報を用いた時の固有値の分布状況を図 7 に示す．Room A では第 1 固有値に対し第 2 固有値は 50%値で 4.0dB 大きく，Room B では第 1 固有値に対し第 2 固有値は 50%値で 4.2dB 大きい環境となっている．

・周波数相関係数

ライス分布で指数型の遅延プロファイル形状のとき周波数相関係数は以下の式で表される[8]．

$$\rho_A(\Delta f) \approx \frac{1}{1 + (2\pi\Delta f\sigma_{\tau,R})^2}$$

ここで Δf は周波数間隔であり， σ は遅延スプレッドである．

図 8 に測定によって得られた Room A と Room B の周波数相関係数および Room A と Room B の遅延スプレッド 83nsec および 42nsec から式に代入することにより求められる周波数相関係数の計算結果について示す．計算結果に比べ測定結果のほうが周波数相関係数は大きいことがわかる．この誤差は実際の遅延プロファイルの形状が指数型ではないことが原因と考えられるが詳細は今後の課題としたい．また測定結果，計算結果

ともに周波数相関係数は Room B のほうが Room A より大きな値である．計算結果において周波数相関係数が 0.5 になるのは Room A では約 2MHz, Room B では約 4MHz であり, 測定結果では Room A では約 3MHz, Room B では約 7MHz であることが分かる．遅延スプレッドの小さな環境ほど周波数相関係数が大きいいため, 隣接するチャネル情報を用いることによって生じるチャネル誤差は遅延スプレッドの小さな環境ほど小さくなることを期待できる．

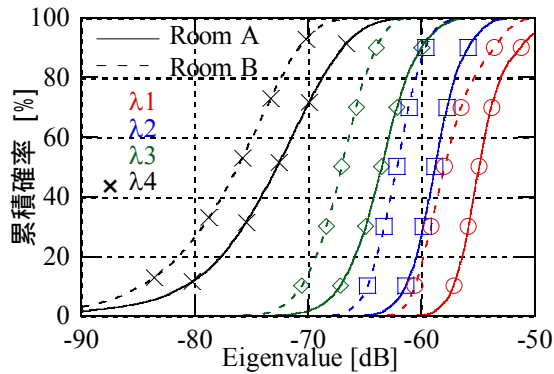


Fig. 7 測定環境における固有値の累積確率

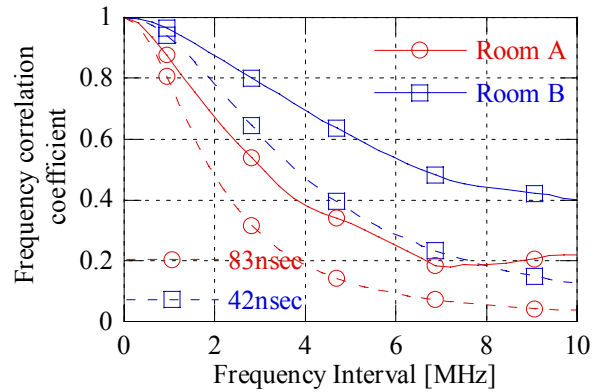


Fig. 8 周波数相関係数

・SIR の周波数特性

あるサブキャリアにおけるチャネル行列を隣接した複数個のサブキャリアに適用したときの SIR について算出を行った．図 9 および図 10 に Room A と Room B における SIR と SIR の標準偏差を示す．

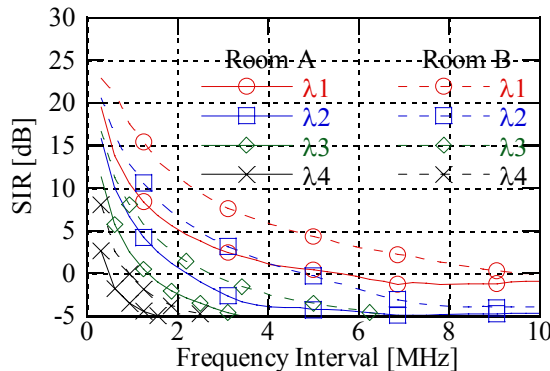
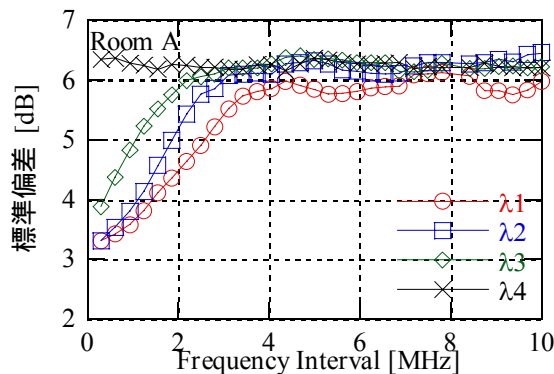
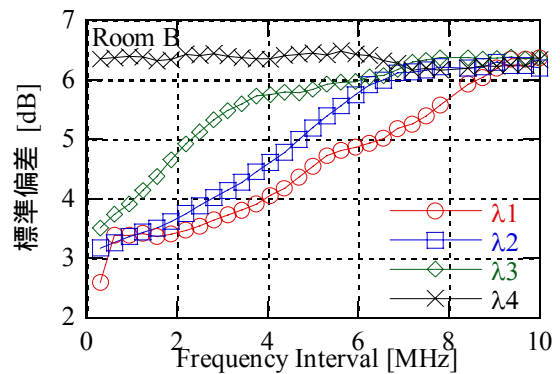


Fig. 9 SIR



(a) Room A



(b) Room B

Fig. 10 SIR の標準偏差

周波数相関係数の結果と同様に Room B に比べ Room A の SIR の劣化量が大きいことが分かる．周波数的に

隣接するサブキャリアにチャンネル行列を適用したときの λ_1 における SIR として 10dB が期待できるのは Room A で 1MHz 程度，Room B で 2.5MHz 程度である．また SIR の標準偏差は Room B に比べ Room A の標準偏差が大きいことがわかる．また両環境ともに SIR の標準偏差は約 6dB で飽和していることがわかる．以上のことから遅延スプレッドの大きな環境ほど SVD-MIMO システムにおけるチャンネル推定を間引くことによる性能劣化が大きくなることわかる．

・周波数相関係数と SIR の関係

これまでの検討により周波数相関係数と SIR は同じ傾向を持つことが分かった．そこで周波数相関係数と SIR の関係について検討を進める．図 11 に周波数相関係数と SIR の関係を示す．

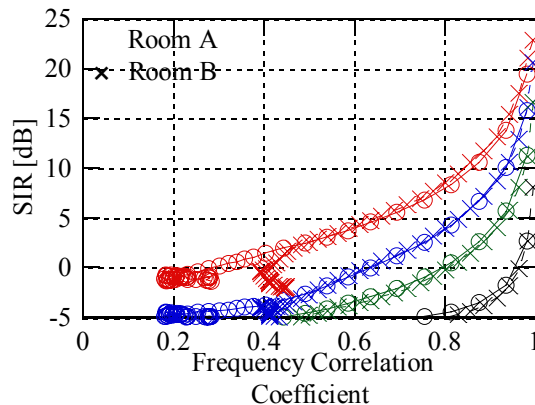


Fig. 11 周波数相関係数と SIR の関係

図 11 から Room A と Room B における周波数相関係数と SIR の関係は固有値が同一の場合，同じ曲線となることわかる．そこでこの近似曲線について算出することとした．近似式は以下の指数関数型として算出を行なう．

$$f(\Delta f) = m1 + m2 * \exp(m3 * \Delta f)$$

始めに，各固有値における近似曲線を最小 2 乗誤差で算出した結果を表 2 にまとめる．誤差に対する評価として線形相関係数 R も併せて示す．

Table 2 近似曲線のパラメータ

		m1	m2	m3	R
4x4	λ_1	0.642	0.146	4.95	0.99
	λ_2	-4.78	0.197	4.72	0.99
	λ_3	-3.27	0.000781	10.045	0.99
	λ_4	-3.42	1.90e-17	-41.1	0.99

Table 3 近似曲線のパラメータ

		m1	m2	m3	R
4x4	λ_1	0.473	0.170	4.8	0.99
	λ_2	-4.68	0.182		0.99
	λ_3	-7.10	0.157		0.97
	λ_4	-17.8	0.190		0.91

この表から係数である m_3 は第 1 固有値，第 2 固有値は 4.8 程度であることがわかる．そこで m_3 を 4.8 としたときの m_1 および m_2 の算出結果を表 3 に示す．ここで m_2 は 0.17 程度であることがわかる．そこで m_2 に 0.17 を適用し，近似式を以下の式とする．

$$f(\Delta f) = m1 + 0.17 * \exp(4.8 * \Delta f)$$

この式のより m_1 を算出した結果を表に，図 11 に近似曲線を重ねたもの図 12 に示す． m_2, m_3 を置き換えたが R は 0.90 以上となっており，この定数で十分に精度良く近似されていることがわかる．したがって本実験式を用いることにより任意の周波数相関係数を与えるだけで簡単に SIR を見積もることが可能となる．

VI. おわりに

MIMO-OFDM で SVD-MIMO を行う時の計算量削減のため隣接するチャンネル情報を用いることによってチャンネル推定を間引くことを提案した．そのときチャンネル推定を間引いたことによって生まれるチャンネル誤差が原因となって固有モードの独立性が崩れることによる固有モードの利得の減衰と固有モード間干渉波が最も

伝送品質を悪化させる要因であるため、その電力の比である SIR について実験を元にした推定式の導出を行った。その結果、固有値による差は 1 つの変数だけで対応可能な非常に簡易な実験式となった。本 SIR 推定式を用いることによって任意の周波数相関係数における SIR を精度良く評価することが可能となる。今後の課題として、今回はアンテナ間隔 1λ のみの評価であったので他のアンテナ間隔のパラメータも含めた定式化とアンテナブランチ数を変更したときの定式化を行う予定である。

Table 4 近似曲線のパラメータ

		m1	m2	m3	R
4x4	λ_1	0.458	0.17	4.8	0.99
	λ_2	-4.27			0.99
	λ_3	-7.80			0.97
	λ_4	-16.1			0.90

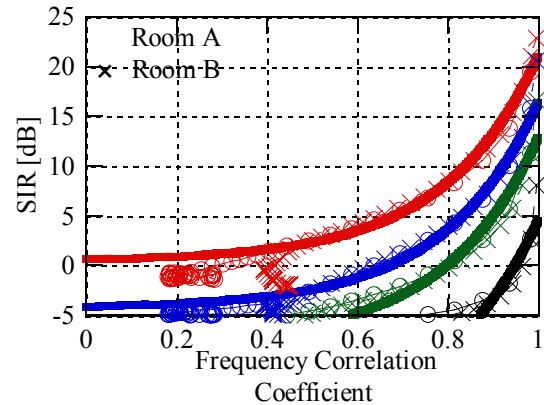


Fig. 12 近似曲線

References

- [1] G.J. FOSCHINI AND M.J.GANS, "ON LIMITS OF WIRELESS COMMUNICATION IN A FADING ENVIRONMENT WHEN USING MULTIPLE ANTENNAS," WIREL. PERS. COMMUN., VOL.6, PP.311-335, 1998.
- [2] YE LI, "SIMPLIFIED CHANNEL ESTIMATION FOR OFDM SYSTEMS WITH MULTIPLE TRANSMIT ANTENNAS," IEEE TRANS. ON WIRELESS COMM., VOL. 1, ISSUE: 1, JAN. 2002
- [3] A. NARULA, M.J. LOPEZ, M.D. TROTT, AND G.W. WORNELL, "EFFICIENT USE OF SIDE INFORMATION IN MULTIPLE-ANTENNA DATA TRANSMISSION OVER FADING CHANNELS," IEEE J.SEL. AREAS COMMUN., VOL.16 . NO.8, PP.1423-1436, OCT. 1998.
- [4] 水谷慶, 阪口, 高田潤一, 荒木純道, "屋内 MIMO 伝搬路の時間変動特性解析," 信学技報, AP2005-118, DEC., 2005.
- [5] 堤貴彦, 西村寿彦, 大鐘武雄, 小川恭孝, "各種空間分割多重方式におけるチャネル情報誤差の影響に関する検討," IEICE TRANS. COMMUN., VOL. E87-B, NO.9, PP.1496-1504, SEP. 2004.
- [6] M. MEDARD, "THE EFFECT UPON CHANNEL CAPACITY IN WIRELESS COMMUNICATION OF PERFECT AND IMPERFECT KNOWLEDGE OF THE CHANNEL," IEEE TRANS., INF., THEORY, VOL.46, NO.3, PP.933-946, MAY 2000.
- [7] S. TING, K. SAKAGUCHI, AND K. ARAKI, "PERFORMANCE ANALYSIS OF MIMO EIGENMODE TRANSMISSION SYSTEM UNDER REALISTIC CHANNEL AND SYSTEM CONDITIONS," IEICE TRANS. COMMUN., VOL. E87-B, NO.8, PP.2222-2232, AUG. 2004.
- [8] J.D. PERSONS, THE MOBILE RADIO PROPAGATION CHANNEL 2ND ED., JOHN WILEY & SONS, 2000.