

上りリンクシングルキャリア協調リレー伝送における MS&RS/BS 協調周波数領域等化 HARQ

武田 一樹¹ 安達 宏一² Sumei SUN³ 安達 文幸⁴

^{1,4}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

^{2,3}Institute for Infocomm Research (I2R), 1 Fusionopolis Way, #21-01, Connexis (South Tower), Singapore 138632

E-mail: ¹kazuki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, {²kadachi, ³sunsm}@i2r.a-star.edu.sg, ⁴adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本報告では、上りリンクシングルキャリア協調リレー伝送において、移動局(MS)・リレー局(RS)・基地局(BS)が協調して周波数領域等化(FDE)によるパケット再送・合成を行う協調リレー周波数領域等化 HARQ を提案する。MS から送信されたパケットが BS で正しく受信・復号できなかった場合、再送に RS を参加させることで空間的ダイバーシチ効果が得られる。提案法では、MS と RS では再送パケットに対し周波数領域等化(FDE)重みを乗算して信号を再送し、BS ではバッファに蓄積された全ての同一パケットに FDE 重みを乗算して合成する。このとき MS および RS における再送 FDE 重み、BS におけるパケット合成 FDE 重みを、送信電力制約条件下において平均二乗誤差(MSE)を最小とするよう設計する。FDE 重みの最適解および準最適解を求め、計算機シミュレーションにより送信電力が制限される無線通信環境における伝送特性改善効果を明らかにする。

キーワード シングルキャリア, HARQ, 協調リレー, 周波数領域等化

Joint MS&RS/BS hybrid ARQ using frequency-domain equalization for uplink single-carrier cooperative relay transmission

Kazuki TAKEDA¹, Koichi ADACHI², Sumei SUN³, and Fumiyuki ADACHI⁴

^{1,2}Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05, Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, Japan

^{3,4}Institute for Infocomm Research (I2R), 1 Fusionopolis Way, #21-01, Connexis (South Tower), Singapore 138632

E-mail: ¹kazuki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, {²kadachi, ³sunsm}@i2r.a-star.edu.sg, ⁴adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract We consider an uplink single-carrier (SC) transmission and propose a cooperative relaying hybrid automatic repeat request (HARQ) using frequency-domain equalization (FDE). If a packet sent by an mobile station (MS) has not been correctly decoded at a base station (BS), while correctly done at an relay station (RS), the same packet is jointly retransmitted by MS and RS in order to achieve spatial diversity gain. In this report, we derive a set of optimal/suboptimal packet retransmission/combining FDE weights among MS, RS and BS, based on the minimum mean square error (MMSE) criterion under total transmit power constraint of MS and RS. Computer simulation is conducted to verify the effectiveness of the proposed schemes.

Keyword Single-carrier, frequency-domain equalization, HARQ, cooperative relay

1. まえがき

広帯域移動無線伝搬路は伝搬損失、建物などによるシャドウイング、そして遅延時間の異なる独立なパスによる周波数選択性チャンネルとして特徴づけられる[1]。周波数選択性チャンネルによる伝送特性の劣化を防ぐため、広帯域シングルキャリア(SC)伝送では様々なチャンネル等化技術が検討されてきた[2-5]。中でも1タップの周波数領域等化(FDE)[4,5]は、その簡単さ、マルチキャリア(MC)伝送[6]との親和性、そしてターボ等化[7]などへの拡張のし易さから注目されてきた。

SC 伝送における FDE として、筆者らはこれまで送受信機が協調して最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく FDE を行うジョイント送信/受信 MMSE-FDE を提案してきた[8]。提案法では、高速フーリエ変換(FFT)と逆 FFT(IFFT)を備える送受信機それぞれがチャンネル情報を用いて周波数領域で1タップの重みを乗算する。

このとき送信電力制約条件下において、受信等化後の平均二乗誤差(MSE)を最小とするよう両者の重みを設計する。これにより、送受信機のいずれかが等化を行う受信 MMSE-FDE[5]や送信 MMSE-FDE[9]より優れた伝送特性を実現できる。

その後、パケット通信において不可欠なハイブリッド自動再送要求(HARQ)を対象とし、再送要求があった場合に受信機でのパケット合成後の MSE を最小とするパケット再送・合成法へと拡張した[10]。そしてこの送受信協調型の FDE が HARQ パケット伝送のスループットも大幅に改善できることを明らかにしてきた。

ところで、実際の無線環境においては周波数選択性チャンネルだけでなく、伝搬損失やシャドウイング損失により受信電力が落ち込んでしまい、HARQ のみではスループットの低下を救済できない場合が生じる。最近ではこの対策として、セル内に無線リレー局(RS)を

配置する協調リレー伝送が注目を集めている[11,12]。協調リレー伝送方式の中でも Incremental Relay(IR)方式は HARQ との親和性が高く、スループットを改善できることが知られている[11]。IR ではパケットの再送時にのみ RS を用い、空間ダイバーシチ効果を得る。

本報告では、IR 方式の上りリンク SC 協調リレー伝送において、移動局(MS)・RS・基地局(BS)が MMSE 規範に基づく FDE によるパケット再送・合成を行う MS&RS/BS 協調周波数領域等化 HARQ を提案する。MS から送信されたパケットが RS では正しく復号でき、BS で誤った場合、再送に RS を参加させる。このとき提案法では、MS および RS で再送パケットに対してそれぞれ周波数領域で重みを乗算して同時送信し、BS では受信後に過去全ての同一受信パケットに対して新たに計算された周波数領域重みを乗算して合成する。パケット合成後の MSE が最小となるよう MS, RS, BS の FDE 重みを求め、計算機シミュレーションによりスループット改善効果を明らかにする。

2. 上りリンク協調リレー-HARQ パケット伝送

以下では 3 局におけるチャネル推定および RS, BS での誤り検出を理想として説明を行う。シンボル間隔の離散時間等価低域通過表現を用いる。HARQ にはターボ符号[13]と Chase 合成[14]を用いる。

2.1. フローチャート

提案法の HARQ フローチャートを図 1 に示す。始めに MS がパケットを送信し、RS および BS で受信する。BS で正しく受信された場合、次のパケット伝送へと移る。一方 BS で正しく受信されなかった場合、パケットの再送が行われる。再送には 2 つの方法があり、RS での復号結果に応じていずれかが行われる。RS で誤りが検出された場合、初回送信と同様に MS が単独で再送パケットを送信し、RS および BS で受信する。一方、RS で誤りが検出されなかった場合、MS および RS が BS に向けて再送パケットを同時に協調送信する。

以下では、初回のパケット送受信：MS からの送信と RS および BS それぞれでの受信、MS 単独からの再送と RS および BS それぞれでの受信・パケット合成、MS および RS からの協調再送と BS での受信・パケット合成、の 3 つの場合に分けて考える。

およびは MS から RS および BS に対するブロードキャストであることから、MS では送信重みを乗算を行わない。これは、送信重みを MS-RS チャネルおよび MS-BS チャネル両方に整合させることが困難であり、片方に整合させるともう一方のリンクでの伝送特性が劣化するためである。の場合、RS および BS はそれぞれ独立に FDE および誤り訂正復号、誤り検出を行う。

の場合、RS および BS では過去の同一受信パケットもバッファに蓄積されていることから、FDE と同時に MMSE 規範に基づくパケット合成を行う[15]。

一旦 RS で正しく復号できれば、MS と RS が協調して再送を行う()。また、の場合に初めて送信(つまり、MS および RS)側で送信重みを乗算する。BS ではの場合と同様、合成後の MSE が最小となるよう、周波数領域でパケット合成を行う。

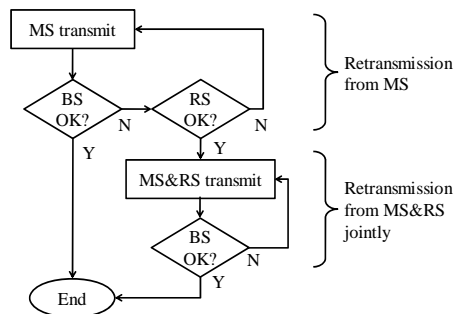


図 1 フローチャート

上述のように、およびの場合には従来の HARQ と同様のパケット送受信であり、提案法が従来法と異なるのはの場合のみである。そこで次節では、の場合に限定して動作原理を述べる。

2.2. MS&RS/BS 協調周波数領域等化 HARQ

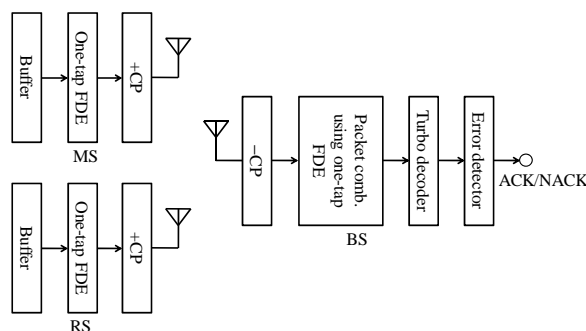


図 2 送受信構成(の場合)

の場合の送信/受信ベースバンド信号処理構成を図 2 に示す。MS および RS では、ターボ符号化・データ変調されたパケットがバッファに保存されている。それぞれパケットを N_c シンボルごとのブロックに分割する(一般に、パケットは複数個のブロックから構成される)。各ブロックに対して MS および RS それぞれが周波数領域で送信重みを乗算する。最後に N_g サンプル分のサイクリックプリフィックス(CP)をガードインターバル(GI)に挿入して送信する。なお、本論文では MS と RS がブロック単位で同期しており、伝搬路の時変動は無視でき、最大遅延は CP 長を超えないとする。

BS では受信信号から GI を除去し、ブロックごとに FDE とパケット合成を行う。バッファに蓄積されているすべての同一ブロック・各要素に対して周波数領域で受信重みを乗算しつつ合成する。その後ビット対数尤度比(LLR)を求めてターボ復号を行い、誤り検出を行う。誤り検出の結果に基づき MS および RS に次のパケットの送信または同一パケットの再送を要求する。

3. 送受信信号表現

1 つのブロックに着目して数式表現を述べる。第 q 回目の再送が MS・RS から行われるものとし(初回除く)、BS のバッファには初回の受信パケットと $(q-1)$ 個の同一再送パケットが格納されているものとする。

3.1. MS および RS によるパケット再送

MS および RS では、送信シンボル $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(n), \dots, d(N_c-1)]^T$ に N_c ポイントの FFT を適用し、周波数領域信号ブロック $\mathbf{D}=[D(0), \dots, D(k), \dots, D(N_c-1)]^T = \mathbf{F}\mathbf{d}$ へ

と変換する． \mathbf{F} は次式で与えられる $N_c \times N_c$ の FFT 行列である．

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi k \frac{(k-1)}{N_c}} & \cdots & e^{-j2\pi k \frac{(kN_c-1)}{N_c}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi k \frac{(N_c-k-1)}{N_c}} & \cdots & e^{-j2\pi k \frac{(N_c-kN_c-1)}{N_c}} \end{bmatrix} \quad (1)$$

各周波数成分 $D(k)$ に，MS，RS それぞれ FDE 重み $W_1^q(k)$ と $W_2^q(k)$ を乗算する．FDE 重み乗算後の MS および RS におけるそれぞれの周波数領域信号 $\{S_1^q(k), S_2^q(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は次式で表現できる．

$$\mathbf{S}_i^q = [S_1^q(0), \dots, S_1^q(k), \dots, S_1^q(N_c-1)]^T = \mathbf{W}_i^q \mathbf{D} \quad (2)$$

$i=1$ at MS, $i=2$ at RS

ただし \mathbf{W}_1^q および \mathbf{W}_2^q は MS および RS それぞれにおける送信 FDE 重み行列であり，次のような $N_c \times N_c$ の対角行列である．

$$\mathbf{W}_i^q = \text{diag}\{W_i^q(0), \dots, W_i^q(k), \dots, W_i^q(N_c-1)\}, i=1,2 \quad (3)$$

なお，前章 および のときの MS における送信電力を P とし， で再送するときの総送信電力（MS と RS の送信電力の総和）が P を超えないよう重みを定めるものとする．

N_c ポイントの IFFT を適用して得られる時間領域信号 $\{s_1^q(n), s_2^q(n); n=0 \sim N_c-1\}$ は次式で表現できる．

$$\mathbf{s}_i^q = [s_1^q(0), \dots, s_1^q(n), \dots, s_1^q(N_c-1)]^T = \mathbf{F} \mathbf{S}_i^q, i=1,2 \quad (4)$$

CP を挿入した後，信号を送信する．

3.2. BS における受信信号と FDE・パケット合成

MS-BS および RS-BS の伝搬路は互いに独立なシンボル間隔の遅延時間を有する L 個のパスにより構成されるとする．CP 除去後の受信信号は次式で与えられる．

$$\mathbf{r}^q = [r^q(0), \dots, r^q(n), \dots, r^q(N_c-1)]^T \quad (5)$$

$$= \mathbf{h}_1^q \mathbf{s}_1^q + \mathbf{h}_2^q \mathbf{s}_2^q + \boldsymbol{\pi}^q,$$

ここで \mathbf{h}_1^q および \mathbf{h}_2^q はそれぞれ MS-BS 間および MS-RS 間の伝搬路応答行列であり， $(N_c \times N_c)$ の巡回行列として次式で与えられる．

$$\mathbf{h}_i^q = \begin{bmatrix} h_{i,0}^q & & h_{i,L-1}^q & \cdots & h_{i,1}^q \\ h_{i,1}^q & \ddots & & \ddots & \vdots \\ \vdots & h_{i,0}^q & \mathbf{0} & & h_{i,L-1}^q \\ h_{i,L-1}^q & h_{i,1}^q & \ddots & & \\ & \ddots & \vdots & \ddots & \\ \mathbf{0} & h_{i,L-1}^q & \cdots & \cdots & h_{i,0}^q \end{bmatrix}, i=1,2 \quad (6)$$

$\boldsymbol{\pi}^q = [\pi^q(0), \dots, \pi^q(n), \dots, \pi^q(N_c-1)]^T$ は BS における雑音ベクトルであり，各要素 $\pi^q(n)$ は平均ゼロ，分散 $2\sigma^2$ の加法的白色ガウス雑音である．

N_c ポイントの FFT を \mathbf{r}^q に適用して得られる周波数領域信号 $\{R^q(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は次式で与えられる．

$$\mathbf{R}^q = [R^q(0), \dots, R^q(k), \dots, R^q(N_c-1)]^T \quad (7)$$

$$= \mathbf{F} \mathbf{r}^q = \mathbf{H}_1^q \mathbf{S}_1^q + \mathbf{H}_2^q \mathbf{S}_2^q + \mathbf{N}^q$$

ここで， \mathbf{H}_1^q ， \mathbf{H}_2^q ， \mathbf{N}^q は次式で与えられる．

$$\begin{cases} \mathbf{H}_1^q = \mathbf{F} \mathbf{h}_1^q \mathbf{F}^H = \text{diag}\{H_1^q(0), \dots, H_1^q(k), \dots, H_1^q(N_c-1)\} \\ \mathbf{H}_2^q = \mathbf{F} \mathbf{h}_2^q \mathbf{F}^H = \text{diag}\{H_2^q(0), \dots, H_2^q(k), \dots, H_2^q(N_c-1)\} \\ \mathbf{N}^q = \mathbf{F} \boldsymbol{\pi}^q = [N^q(0), \dots, N^q(k), \dots, N^q(N_c-1)]^T \end{cases} \quad (8)$$

得られた \mathbf{R}^q を，これまで BS で受信していた同一信号ブロック（つまり，初回送信分と q' 回目 ($q'=1 \sim q-1$) の再送分）と次式のように合成する．

$$\hat{\mathbf{D}} = \left\{ \mathbf{V}^i \mathbf{R}^i + \sum_{q'=1}^{q-1} \mathbf{V}^{q'} \mathbf{R}^{q'} \right\} + \mathbf{V}^q \mathbf{R}^q \quad (9)$$

ここで $\mathbf{R}^i = [R^i(0), \dots, R^i(k), \dots, R^i(N_c-1)]^T$ は初回に送信された受信信号， $\{\mathbf{R}^{q'} = [R^{q'}(0), \dots, R^{q'}(k), \dots, R^{q'}(N_c-1)]^T; q'=1 \sim q-1\}$ は過去に再送された受信信号の周波数領域信号であり，それぞれ次式で与えられる．

$$\begin{cases} \mathbf{R}^i = \mathbf{H}^i \cdot \sqrt{2P} \cdot \mathbf{D} + \mathbf{N}^i \\ \mathbf{R}^{q'} = \mathbf{H}_1^{q'} \mathbf{S}_1^{q'} + \mathbf{H}_2^{q'} \mathbf{S}_2^{q'} + \mathbf{N}^{q'}, q'=1 \sim q-1 \end{cases} \quad (10)$$

第 2 章で述べたように再送には と の 2 つが存在する．(10)の第 2 式では， の場合 $\mathbf{S}_1^{q'} = \sqrt{2P} \cdot \mathbf{D}$ および $\mathbf{S}_2^{q'} = \mathbf{0}$ ， の場合 $\mathbf{S}_1^{q'} = \mathbf{W}_1^{q'} \mathbf{D}$ および $\mathbf{S}_2^{q'} = \mathbf{W}_2^{q'} \mathbf{D}$ である．式(9)の $\mathbf{V}^i = \text{diag}\{V^i(0), \dots, V^i(k), \dots, V^i(N_c-1)\}$ および $\mathbf{V}^{q'} = \text{diag}\{V^{q'}(0), \dots, V^{q'}(k), \dots, V^{q'}(N_c-1)\}$ ， $q'=1 \sim q$ は BS における周波数領域パケット合成重みである．

$\hat{\mathbf{D}}$ に N_c ポイントの IFFT を適用し，復号を行う[15]．

4. パケット再送・合成重みの導出

4.1. 平均二乗誤差(MSE)

送信シンボルとパケット合成後の軟判定シンボルの差を誤差と定義し，MSE を次式で定義する．

$$e = \sum_{k=0}^{N_c-1} E |D(k) - \hat{D}(k)|^2 \quad (11)$$

式(2)，(7)，(9)，(10)より，次式を得る．

$$e = \sum_{k=0}^{N_c-1} \left| 1 - \sqrt{2P} V^i(k) H^i(k) - \sum_{q'=1}^q V^{q'}(k) \{H_1^{q'}(k) W_1^{q'}(k) + H_2^{q'}(k) W_2^{q'}(k)\} \right|^2 + 2\sigma^2 \cdot \left\{ \sum_{k=0}^{N_c-1} |V^i(k)|^2 + \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{q'=0}^q |V^{q'}(k)|^2 \right\} \quad (12)$$

以上より，MSE を目的関数，送信電力を制約条件とすることで最適化問題は次のように表わせる．

$$\begin{aligned} & \text{minimize} && e \\ & \mathbf{W}_1^q, \mathbf{W}_2^q, \mathbf{V}^i, \{\mathbf{V}^{q'}; q'=1 \sim q\} \\ & \text{s.t.} && \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_1^q(k)|^2 + \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_2^q(k)|^2 \leq 2P \end{aligned} \quad (13)$$

以下では，式(13)の解を次のようにして求める．まず，任意の \mathbf{W}_1^q および \mathbf{W}_2^q が与えられたときの \mathbf{V}^i ， $\{\mathbf{V}^{q'}; q'=1 \sim q\}$ を求める．次に得られた \mathbf{V}^i ， $\{\mathbf{V}^{q'}; q'=1 \sim q\}$ が与えられたときに e を最小とする \mathbf{W}_1^q および \mathbf{W}_2^q を求める．逆に，任意の \mathbf{V}^i ， $\{\mathbf{V}^{q'}; q'=1 \sim q\}$ に対する \mathbf{W}_1^q およ

び W_2^q を求め、その解が与えられたときに e を最小とする $V^i, \{V^{q'}; q'=1\sim q\}$ を求めた場合も同じ重みが求められるが、詳細な導出は省略する。

4.2. BS におけるパケット合成重み

$V^i, \{V^{q'}; q'=1\sim q\}$ それぞれの各要素は次式を満たす。

$$\frac{\partial e}{\partial V^i(k)} = 0, \quad \frac{\partial e}{\partial V^{q'}(k)} = 0 \quad \text{for } q'=1\sim q \quad (14)$$

したがって、 $V^i, \{V^{q'}; q'=1\sim q\}$ は、第 k 対角要素が次式で与えられる対角行列となる。

$$\begin{cases} V^i(k) = \frac{\sqrt{2P} \cdot \{H^i(k)\}^*}{2P|H^i(k)|^2 + \sum_{q'=1}^q |H_1^{q'}(k)W_1^{q'}(k) + H_2^{q'}(k)W_2^{q'}(k)|^2 + 2\sigma^2} \\ V^{q'}(k) = \frac{\{H_1^{q'}(k)W_1^{q'}(k) + H_2^{q'}(k)W_2^{q'}(k)\}^*}{2P|H^i(k)|^2 + \sum_{q'=1}^q |H_1^{q'}(k)W_1^{q'}(k) + H_2^{q'}(k)W_2^{q'}(k)|^2 + 2\sigma^2} \end{cases} \quad (15)$$

4.3. パケット再送重み(最適解)

式(15)を式(13)に代入することで、次式を得る。

$$e = \sum_{k=0}^{N_c-1} \frac{2\sigma^2}{2\Omega(k) + |H_1^q(k)W_1^q(k) + H_2^q(k)W_2^q(k)|^2} \quad (16)$$

ここで、

$$\Omega(k) = P|H^i(k)|^2 + \frac{1}{2} \sum_{q'=1}^{q-1} |H_1^{q'}(k)W_1^{q'}(k) + H_2^{q'}(k)W_2^{q'}(k)|^2 + \sigma^2 \quad (17)$$

とおいた。 $\Omega(k)$ は q 回目のパケット再送時点において過去の変数により決まる正の定数である。

コーシー・シュワルツの不等式より、式(16)には次のように下界が与えられる。

$$e \geq \sum_{k=0}^{N_c-1} \frac{2\sigma^2}{2\Omega(k) + \{|H_1^q(k)|^2 + |H_2^q(k)|^2\} \{|W_1^q(k)|^2 + |W_2^q(k)|^2\}} \quad (18)$$

ここで、次式が等号成立条件である。

$$\frac{\{W_1^q(k)\}^*}{H_1^q(k)} = \frac{\{W_2^q(k)\}^*}{H_2^q(k)} \in \mathfrak{R} \quad \text{for } \forall k \quad (19)$$

式(15)および式(19)より、式(13)は次のようになる。

$$\begin{aligned} \text{minimize}_{\{P_1^q(k), P_2^q(k)\}} e &= \sum_{k=0}^{N_c-1} \frac{\sigma^2}{\Omega(k) + \{|H_1^q(k)|^2 + |H_2^q(k)|^2\} \{P_1^q(k) + P_2^q(k)\}} \\ \text{s.t. } \sum_{k=0}^{N_c-1} P_1^q(k) + \sum_{k=0}^{N_c-1} P_2^q(k) - P &\leq 0, \quad -P_1^q(k) \leq 0, \quad -P_2^q(k) \leq 0, \end{aligned} \quad (20)$$

ただし、 $P_1^q(k) = |W_1^q(k)|^2 / 2$ および $P_2^q(k) = |W_2^q(k)|^2 / 2$ とおいた。ここで、ラグランジュ関数

$$J = e + \mu \left\{ \sum_{k=0}^{N_c-1} \{P_1^q(k) + P_2^q(k)\} - P \right\} - \sum_{k=0}^{N_c-1} \{\eta_1^q(k)P_1^q(k) + \eta_2^q(k)P_2^q(k)\} \quad (21)$$

を定義する (μ および $\{\eta_1^q(k), \eta_2^q(k); k=0\sim N_c-1\}$ はラグラ

ンジュ未定乗数)。式(20)の解は次式[16]を満たす。

$$\begin{cases} \partial J / \partial P_1^q(k) = 0, \quad \partial J / \partial P_2^q(k) = 0, \\ \sum_{k=0}^{N_c-1} \{P_1^q(k) + P_2^q(k)\} - P \leq 0, \quad \mu \geq 0, \\ P_1^q(k) \geq 0, \quad P_2^q(k) \geq 0, \quad \eta_1^q(k) \geq 0, \quad \eta_2^q(k) \geq 0, \\ \mu \sum_{k=0}^{N_c-1} \{P_1^q(k) + P_2^q(k)\} = 0, \quad \eta_1^q(k)P_1^q(k) = 0, \quad \eta_2^q(k)P_2^q(k) = 0 \end{cases} \quad (22)$$

式(20)の解 $\{P_{1,opt}^q(k), P_{2,opt}^q(k); k=0\sim N_c-1\}$ は次式で与えられる(導出略)。

$$\begin{aligned} &P_{1,opt}^q(k) + P_{2,opt}^q(k) \\ &= \max \left[\frac{1}{\sqrt{\mu}} \sqrt{\frac{\sigma^2}{|H_1^q(k)|^2 + |H_2^q(k)|^2}} - \frac{\Omega(k)}{|H_1^q(k)|^2 + |H_2^q(k)|^2}, 0 \right] \end{aligned} \quad (23)$$

なお、 μ は次式を満たすよう定められる。

$$\sum_{k=0}^{N_c-1} \{P_{1,opt}^q(k) + P_{2,opt}^q(k)\} = P \quad (24)$$

式(20), (21), (24) から、 $\{W_1^q(k), W_2^q(k); k=0\sim N_c-1\}$ は次式で与えられる。

$$W_i^q(k) = \frac{\{H_i^q(k)\}^*}{\sqrt{|H_1^q(k)|^2 + |H_2^q(k)|^2}} \cdot \sqrt{P_{1,opt}^q(k) + P_{2,opt}^q(k)}, \quad (25)$$

$i=1$ at MS, $i=2$ at RS

式(25)より、位相を無視すれば、MS および RS による協調再送時の送信重みは 2 次元の電力配分とみなせることがわかる。1 つは周波数であり、もう 1 つは送信局(すなわち MS と RS)である。はじめに $|H_1^q(k)|^2 + |H_2^q(k)|^2$ の平方根を等価チャネルとみなし、等化チャネルの周波数変動に対する電力配分(すなわち $P_{1,opt}^q(k) + P_{2,opt}^q(k)$) が定まる。次に各周波数において、与えられた電力を MS・RS 間での式(25)を満たすよう分配する。送信局間での電力配分と位相関係は、BS において最大比送信(MRT)となるように与えることに等しい。したがって、周波数方向、送信局方向でそれぞれ MMSE, MR を目的とした動作をしている。

4.4. パケット再送重み(準最適解)

式(25)で求めた重みは、MS および RS いずれにおいても送信重みが 2 つのチャンネルの関数として与えられる。したがって、自身と BS の間のチャンネル情報のみならず、別リンクのチャンネル状態についても振幅・位相を正確に知る必要があり、現実的には困難である。本節では、この条件を緩和する準最適解を求める。

まず 1 つは、MRT の代わりに、同じくダイバーシチ効果が得られる選択送信[17]を用いる方法である。選択送信には、2 つの方法が存在する。1 つ目は、MS および RS のうち、送信パケット(ブロック)ごとに平均受信電力が大きくなる送信局を選択する方法(これを STS と呼ぶ)である。2 つ目は、直交周波数ごとに、MS および RS のうち瞬時受信電力が大きくなる送信局を選択する方法(これを SCS と呼ぶ)である。送信重みはそれぞれ次のように求められる(導出略)。

$$|W_i^q(k)|^2 = \max \left[\frac{1}{\sqrt{\mu}} \sqrt{\frac{\sigma^2}{|H_i^q(k)|^2} - \frac{\Omega(k)}{|H_i^q(k)|^2}}, 0 \right]$$

$$\begin{cases} i=1 \text{ and } |W_2^q(k)|^2=0 & \text{for } \forall k \\ \text{if } \sum_{k'=0}^{N_c-1} |H_1^q(k')|^2 \geq \sum_{k'=0}^{N_c-1} |H_2^q(k')|^2 & \text{in STS (26)} \\ i=2 \text{ and } |W_1^q(k)|^2=0 & \text{for } \forall k \text{ otherwise} \end{cases}$$

$$\begin{cases} i=1 \text{ and } |W_2^q(k)|^2=0 & \text{if } |H_1^q(k)|^2 \geq |H_2^q(k)|^2 \\ i=2 \text{ and } |W_1^q(k)|^2=0 & \text{otherwise} \end{cases} \text{ in SCS(27)}$$

STS や SCS の場合、選択された送信局における重みが他方のチャンネルの関数とならないことから、他リンクのチャンネル情報を正確に知る必要が無い(ただし、それぞれ各ブロック・各周波数でどちらが選択されたかという情報は知る必要がある)。また、STS および SCS いずれの場合でも送信重みの位相は任意であり、実数重みを用いれば十分である。したがって、STS および SCS では送信局で他リンクのチャンネル情報が不要となるだけでなく、自リンクチャンネル情報でも、振幅のみ分かれば重みを計算できるという利点もある。

2 つ目は、MRT の代わりに、等利得(EG)送信を用いる方法である。これは次式で与えられる。

$$W_i^q(k) = \sqrt{P} \cdot \frac{\{H_i^q(k)\}^*}{|H_i^q(k)|}, \quad i=1 \text{ at MS}, \quad i=2 \text{ at RS} \quad (28)$$

式(28)を用いる場合、MS および RS では自リンクの位相情報のみ知れば良いからシステムの複雑性を大幅に低減できる一方で、チャンネルの選択性を利用することができないため、特性改善への寄与は小さい。

5. 計算機シミュレーション

5.1. シミュレーション条件

計算機シミュレーションによりスループット特性改善効果の評価する。シミュレーション条件を表 1 に示す。パスロス指数は $\alpha=3.5$ 、対数正規分布のシャドウイングは標準偏差 $\sigma=7\text{dB}$ とする[1]。また、 $L=16$ パスの一様電力遅延プロファイルとする。

表 1 シミュレーション条件

Channel parameters	
Pass-loss exponent	$\alpha=3.5$
Shadowing standard deviation	$\sigma=7\text{dB}$
No. of resolvable paths	$L=16$
Power delay profile	Uniform
Signaling parameters	
Turbo coding/decoding	(13,15) two RSC encoders Log-MAP decoders with 8 iterations
Coding rate	$R=2/3$
Data modulation	QPSK
No. of FFT/IFFT points	$N_c=256$
No. of GI samples	$N_g=32$
Type of hybrid ARQ	Chase combining
Feedback delay	None
Channel estimation	Ideal
Normalized SNR	0dB~9dB at the distance 1.0

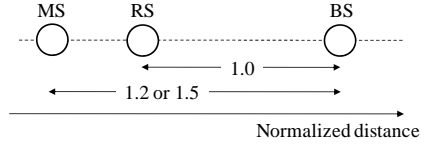


図 3 MS, RS, BS 配置図

MS, RS, BS の配置を図 3 に示す。図のように直線状に 3 局が配置されるものとし、RS-BS 間を正規化距離(すなわち、距離 1.0)とする。送信電力 P は、この正規化距離を伝搬して受信されたときの受信対雑音電力比(SNR)が 0dB~9dB となるよう設定する。

5.2. スループットの CDF 特性

MS を MS-BS 距離が 1.2 または 1.5 となるように固定し、HARQ パケット伝送のスループットを測定した。図 4 にその累積分布を示す。SNR=3dB としている。なお、比較対象として送信重みを用いないで送信する場合のスループットも表示している。ここで、RS で正しく復号できた場合には、STS と同様に状態の良い送信局を選んで再送を行うものとしている。

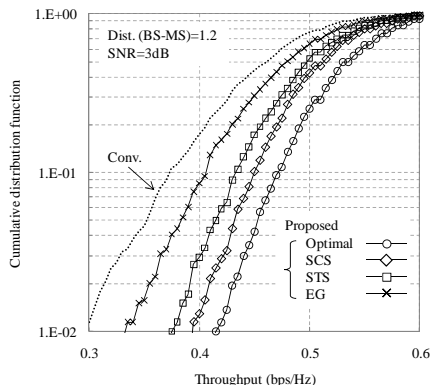
図より、提案法を用いることで送信重みに全ての送信重みで従来法よりも優れたスループットを達成できることがわかる。最適解を用いた場合が最も高いスループット分布を示し、それに SCS, STS, EG と続いている。最適解を用いた場合、MS-BS 距離が 1.2 (1.5) の場合に確率 99% で達成できるスループット値は 0.42 (0.33) bps/Hz であり、その値は従来法の約 1.5 倍(約 1.3 倍)である。SCS と STS はほぼ同等のスループットを達成可能であり、最適解と比較すると改善量は小さいものの、それでも従来法からの大幅なスループット改善が可能であることがわかる。SCS が STS よりも高いスループットを実現できているのは、周波数ごとに柔軟に送信局を選択できるためである。MS-BS 間距離が 1.2 では 1.5 の場合と比べて STS と SCS の特性差が大きくなるのは、MS と RS が近いと MS-BS および RS-BS の受信電力が同等になるため、サブキャリアごとの選択による SCS のメリットが大きくなるためである。EG では MS-BS および RS-BS での受信電力差がある場合にも等利得で信号を送信することから、スループットの改善効果は小さい。

5.3. SNR および MS-BS 距離の影響

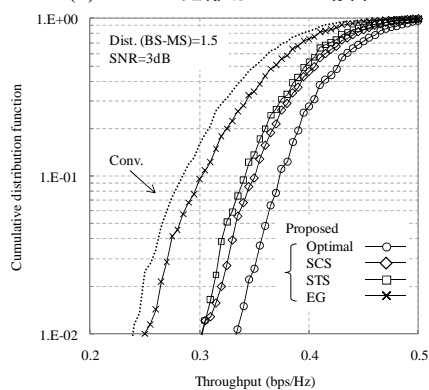
確率 99% で達成できる(1% で達成できない)スループット値を 1% スループットと定義し、SNR の関数として図 5 にプロットした。ここでは MS-BS 間距離を 1.5 としている。図より、提案法は所要スループットを達成するために要する送信電力を低減可能であることが分かる。例えば所要 1% スループットを 0.3bps/Hz としたとき、従来法と比較して、最適解、SCS, STS を用いることで送信電力をそれぞれ約 2.6dB, 2.4dB、そして 1.8dB 低減可能である。

同じく 1% スループットを MS-BS 間距離の関数として表したものを図 6 に示す。ここでは SNR=3dB と固定している。図より、提案法は送信電力を固定した場合に通信可能な距離を拡大できることがわかる。例えば所要 1% スループットを 0.3bps/Hz とした場合、従来

法では MS-BS 距離 1.2 でも満足できないのに対し、最適解、SCS、STS を用いる提案法ではそれぞれ MS-BS 距離 1.5 以上まで通信が可能である。



(a) MS-BS 距離が 1.2 の場合



(a) MS-BS 距離が 1.5 の場合

図 4 スループットの累積分布

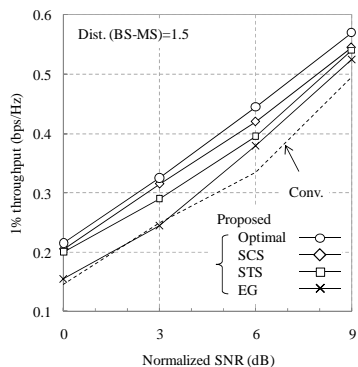


図 5 1%スループット対 SNR

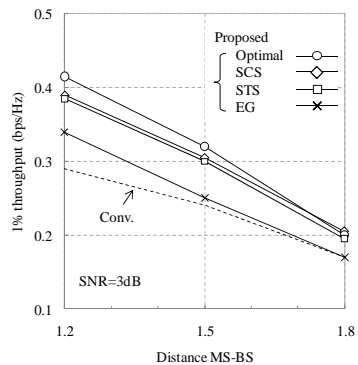


図 6 1%スループット対 MS-BS 距離

6. まとめ

本報告では、上りリンクシングルキャリア協調リレー伝送を対象とし、MS&RS/BS 協調周波数領域等化 HARQ を提案した。再送時に MS と RS が協調し、BS で HARQ のパケット合成を行う場合において、MMSE 規範に基づき最適/準最適な MS&RS/BS 重みを求めた。計算機シミュレーションによりスループット改善効果を明らかにし、所要送信電力の低減、または通信可能距離の拡大に有効であることを明らかにした。

文 献

- [1] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th edition, McGraw-Hill, 2001.
- [2] S. I. Husain, J. Yuan, J. Zhang, and R. K. Martin, "Time domain equalizer design using bit error rate minimization for UWB systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Vol. 2009, Article ID 786291, doi: 10.1155/2009/786291
- [3] B. Cristea, D. Roviras, and B. Escrig, "Maximum likelihood sequence estimation based on periodic time-varying trellis for LPTVMA systems," *Proc. EUSIPCO*, Florence, Italy, Sept. 2006.
- [4] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol.40, no.4, pp.58-66, April 2002.
- [5] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun. Mag.*, vol.12, no.2, pp.8-18, April 2005.
- [6] R. Prasad, *OFDM for wireless communications systems*, Artech House, 2004.
- [7] R. Koetter, A. C. Singer, and M. Tüchler, "Turbo equalization," *IEEE Signal Processing Mag.*, Vol. 21, No. 1, pp.67-80, Jan. 2004.
- [8] K. Takeda and F. Adachi, "Joint transmit/receive one-tap minimum mean square error frequency-domain equalization for broadband multicode direct-sequence code division multiple access," *IET Commun.*, 2010, Vol. 4, Iss. 14, pp. 1752-1764. doi: 10.1049/iet-com.2009.0502
- [9] Lai-U Choi and Ross D. Murch, "Frequency domain pre-equalization with transmit diversity for MISO broadband wireless communications," *Proc. IEEE VTC'02 fall*, Oct. 2002
- [10] K. Takeda and F. Adachi, "Single-carrier HARQ using joint transmit/receive MMSE-FDE," *Proc. IEEE VTC*, Taipei, Taiwan, May 2010.
- [11] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol. 50, No. 12, Dec. 2004.
- [12] H. Katiyar and R. Bhattacharjee, "Performance of MRC combining multi-antenna cooperative relay network," *International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 64, No. 10, pp. 988-991, Oct. 2010.
- [13] D. Raphaeli and Y. Zorzi, "Combined turbo equalization and turbo decoding," *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, vol. 2, no. 3-8, pp. 639-643, Nov. 1997.
- [14] D. Chase, "Code combining-A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 33, No. 5, pp. 385-393, May 1985.
- [15] D. Garg and F. Adachi, "Packet access using DS-SS with frequency-domain equalization," *IEEE Journal of Select. Areas in Commun.*, Vol. 24, No. 1, pp.161-170, Jan. 2006.
- [16] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge University Press, 2004.
- [17] Z. Chen, J. Yuan, and B. Vucetic, "Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 54, No. 4, pp. 1312-1321, July 2005.