

地上/衛星共用携帯電話システムにおける多軸リソース割当によるスループット特性の改善

岡本 英二^{†a)} 田中 皓久[†] 辻 宏之^{††} 三浦 周^{††}

Throughput Performance Improvement by Dual-Directional Resource Allocation in Satellite/Terrestrial Integrated Mobile Communication System

Eiji OKAMOTO^{†a)}, Akihisa TANAKA[†], Hiroyuki TSUJI^{††}, and Amane MIURA^{††}

あらまし 地上/衛星共用携帯電話システム (satellite/terrestrial integrated mobile communication system: STICS) において、周波数利用効率を向上させるために全帯域を地上と衛星で共用し、1セル繰り返しによる地上セル展開を行った場合の特性評価と、特性改善を実現するリソース割当手法の提案を行う。地上リンク、衛星リンクの下り同士、上り同士が同一の周波数を共用するノーマルモードにおいて、干渉量を回線計算より算出し、D/U比 (desired to undesired signal ratio) を明らかにする。そして地上-衛星間で生じる干渉を抑圧するために拡散符号を適用し、多元接続方式において多軸に資源を割り当てることで平均化効果を高める手法を検討し、更に受信側で行う周波数領域等化 (frequency domain equalization: FDE) の等化重みを変更し、互いのリンクからの干渉を考慮することで等化性能を向上させる手法と、衛星上りリンクに時空間符号化 (space-time block coding: STBC) を適用する手法を検討する。そしてリンクレベルのシミュレーションの結果から提案手法により特性改善が得られることを示す。

キーワード 衛星地上融合移動通信システム, STICS, リソース割り当て, 符号拡散, 干渉

1. ま え が き

山岳・海洋地帯においても繋がり、災害時に地上設備が故障しても通信を確保することのできる地上/衛星共用携帯電話システム (satellite/terrestrial integrated mobile communication system: STICS) が注目されており、その実現が期待されている。[1] において STICS の概念が提案され、回線計算によりシステムが実現可能であることが示された。また米国では ancillary terrestrial component (ATC) 方式、欧州では complementary ground component (CGC) 方式として同様の概念が検討されている。STICS では端末が地上システムと衛星システムに接続できるよ

うにするために、用いる周波数の例として 2GHz 帯の mobile satellite service (MSS) バンドの共用が挙げられている。したがって同一の周波数帯が二つのシステムで用いられるために、干渉への対策が必要となる。[1] では周波数の使用パターンとして両システムの下りリンク同士、上りリンク同士が同一の周波数を共用するノーマルモードと、上下を逆転させるリバースモードの 2通りの方法が述べられており、干渉パターンも 2通りになることが示された。この干渉量についての実験を元にした評価もなされており [2], [3], ノーマルモードの方が干渉量を抑えられるという指摘がなされている。更に、周波数を共用しつつ 7 クラスタ化による空間分離を行って干渉を回避する手法が検討されている [1], [4]。この場合地上セルラシステムで用いることのできる周波数は 6/7 の帯域幅となる。一方で、現在の地上セルラシステムである long term evolution (LTE) 規格 [5] では、大容量化を実現するために周波数利用効率の向上が求められており、全帯域を用いた周波数再利用率 1 でのセルの面的な展開がなされている。その上でアクセス方式として高効率な直交多元接

[†] 名古屋工業大学大学院工学研究科, 名古屋市

Graduate School of Engineering, Nagoya Institute of Technology, Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya-shi 466-8555, Japan

^{††} 独立行政法人情報通信研究機構ワイヤレスネットワーク研究所, 小金井市

Wireless Network Research Institute, National Institute of Information and Communications Technology, 4-2-1 Nukui-Kitamachi, Koganei-shi, 184-8795, Japan

a) E-mail: okamoto@nitech.ac.jp

続方式が採用されており、周波数利用効率の向上が優先的に規格に反映されている。したがって地上において全周波数帯域を用いた1セル繰り返しでのSTICSの実現が望ましいといえる。また、これまでSTICSは主に回線設計から共用の実現性について評価がなされてきたが、このような地上のセル展開や多元接続方式を模擬したリンクレベルの評価による特性解析は、一部の検討[6],[7]以外なされていなかった。

そこで本論文では、周波数利用効率を向上させるSTICSシステムの実現を目的とし、ユーザアクセス方式の高度化手法を提案し、リンクレベルシミュレーションにより特性改善がなされることを示す。地上1セル繰り返しを実現するために、検討するSTICSシステムでは全帯域を地上と衛星でノーマルモードにより共用するものとする。そして生じる干渉を抑圧するために拡散符号を適用し、多元接続方式において多軸に資源を割り当てる手法を提案する。具体的には、現在のLTEで用いられている下り orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) 方式, 上り single-carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) 方式において、符号拡散多重 (code division multiplexing: CDM) を適用し、伝送信号を周波数-時間方向に拡散し、地上-衛星リンク間で生じる干渉と伝搬路変動を平均化し抑圧する。また、衛星上りリンクにおいては、衛星端末のアンテナ数を地上端末と同じく複数にすることで時空間符号化 (space-time block coding: STBC) [8] を行う手法を用い、ノーマルモードにおいて最も干渉量が大いと考えられている衛星上りリンクにおける通信品質を改善する。更に全リンクにおいて、受信側で行う周波数領域等化 (frequency domain equalization: FDE) の際の等化重みを変更し、互いのリンクからの干渉を考慮することで等化性能を向上させる。これらの手法について計算機シミュレーションによりリンクごとのスループット特性及びビット誤り率 (bit error rate: BER) 特性を算出し、特性改善が得られることを示す。すなわち、STICSの全周波数帯域共用においてシステム諸元上の最大スループットに近い特性が全てのリンクで可能であることを示す。また、特に衛星リンクにおいては直接波電力が低下している場合でもマルチアンテナ伝送により品質が向上できることを示す。

以下では、2. で検討するSTICSのシステムモデルを示し、提案手法を説明する。次に3. で回線設計例を示し、各リンクのD/U比 (desired to undesired

signal ratio) を明らかにする。そして4. においてその数値を用いたシミュレーション結果を示す。最後に5. でまとめを述べる。

2. システムモデル

図1に概念図を示すように、STICSでは同一のセルラ端末が地上基地局にも通信衛星にもアクセスできるシステムである。地上サービスはセルラ方式であり、衛星サービスは、サービスリンクにアクセスし、フィーダリンクを経由して地上局に伝送を行うものである。本論文ではフィーダリンクは完全であるものとしてサービスリンクの特性の評価を行う。表1に本論文で検討するSTICSのシステムモデルを、図2にセルモデルを示す。周波数は2GHz帯とし、特に地上セルラのシステム容量を確保するため、本論文ではMSSバンドの全30MHzを地上と衛星システムで共有するものとする。地上セルモデルは図2に示すように周波数再利用率1の非セクタ化六角形19セルとし、衛星セルは六角形シングルセルモデルとした。セル半径はそれぞれ500m, 100kmであり、中央の半径500mセルから見た第 n_c 隣接地上セルとの距離を六角形セルの平均値として $500\sqrt{3}n_c$ mとする。STICSの周波数パターンは、上りリンクと下りリンクの周波数帯域それぞれについて、衛星リンクと地上リンクで同一のものを用いるノーマルモードとする。したがって地上下りリンクは衛星下りリンクが干渉源となり、その他も同様の干渉パターンとなる。全周波数帯域を共有した場合、衛星端末と地上端末が隣接する場合に干渉が非常に大きくなってしまうため、本論文では図2のように衛星端末が中心の地上1セルに存在し、地上セルの大きさで第 n_c 隣接セル以降にアクティブな地上セルが存在するものとして解析を行う。図3にSTICSセルモデルにおける n_c と空白地帯距離の関係を示す。中央の500mセルに衛星端末

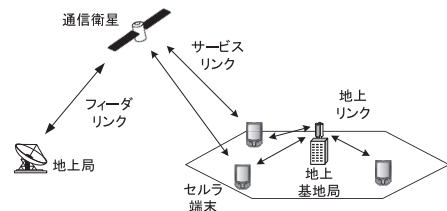


図1 STICSの概念図

Fig. 1 Concept of satellite/terrestrial integrated mobile communication system.

表 1 システム及びチャンネルモデル諸元
Table 1 System configuration and channel condition.

リンク種別	地上セルラ		衛星セルラ	
	下り	上り	下り	上り
周波数	2 GHz			
帯域幅	30 MHz			
周波数パターン	ノーマルモード			
送信アンテナ数 N_t	2	2	1	2
受信アンテナ数 N_r	2	2	2	1
多元接続手法	OFDM A	SC-FDM A	OFDM A	SC-FDMA(O FDMA)
FFT ポイント数	$N_c = 2048$			
サブキャリア間隔	14.65 KHz			
セルモデル	非セクタ化 19セル		非セクタ化 シングルセル	
セル半径	500 m		100 km	
周波数再使用率	1			
ユーザ数/1セル K	16	16	2048	2048
リソース割当アル ゴリズム	プロポーションアルフェア			
チャンネル	$L=16$ パス 1 dB 減衰, 準静的			
フェージングモデ ル	Rayleigh		直接波: K_f dB 仲 上 Rice 遅延波: Rayleigh	
チャンネル推定	送受信側で既知を仮定			
変調方式	QPSK			
誤り訂正符号	ターボ符号, レート 1/2			
インターリーブ	S ランダム			
ターボ復号	BCJR MAP 復号, 8 回繰り返し			
誤り検出	CRC-16			

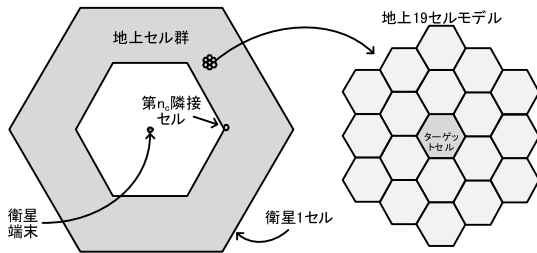


図 2 STICS のセルモデル
Fig. 2 Cell model of STICS.

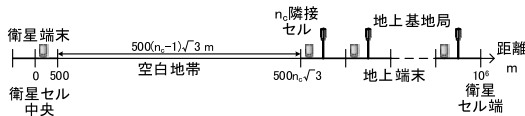


図 3 STICS セルモデルにおける n_c と空白地帯距離の
関係
Fig. 3 Relationship between n_c and guard space
length in STICS cell model.

が存在し, $500(n_c - 1)\sqrt{3}$ m の空白地帯があり, その外側に地上端末が分布することになる. $n_c = 1$ であれば空白地帯は存在しないことになる. 今回は衛星の

ビームパターンを考慮しないものとするため, 衛星端末が中心の 500m セル外にある場合の特性も, n_c を小さくすることによってこのモデルで等価的に評価できる. 送受信アンテナ数は, 地上システムは 2×2 の multiple-input multiple-output (MIMO) 方式とし, 衛星アンテナは一つのため衛星システムは下り 1×2 の single-input multiple-output (SIMO), 上り 2×1 の multiple-input single-output (MISO) とする. 現在のセルラシステムでは大容量化, 高品質化のために空間多重若しくは空間ダイバーシチを獲得できる複数アンテナシステムが採用されている. そこで地上端末, 衛星端末とも 2 本のアンテナと仮定する. 複数アンテナにすることにより高周波回路が複数必要となるが, 空間軸の信号空間を利用することが可能となる. また端末アンテナ数を 3 以上にすることで空間多重若しくはダイバーシチ次数を更に高めることができるが, 伝搬路を独立にする $1/2$ 波長 (2GHz のとき 7.5cm) のスペーシングが小型端末では取りにくいこと, 端末の消費電力を増加させることと, 送信アンテナが 3 本以上のレート 1 の複素直交 STBC が存在しない [9] ことから, 今回は 2 とした. 多元接続方式は現在の地上セルラで実用化されている LTE 方式と同じ下り OFDMA, 上り SC-FDMA とする. ただし衛星セルラ上りでは, 受信側の信号対雑音電力比 (signal to noise ratio: SNR) 確保のため 1 ユーザあたり 1 サブキャリアとする (3. 表 3 参照). 領域変換に用いる高速フーリエ変換 (fast Fourier transform: FFT) のポイント数は 2048, サブキャリア間隔は 14.65KHz とした. 今回は簡単のため LTE に準拠したフレーム構成やリソースブロック割当は考慮せず, サブキャリア単位の全 FFT ポイントを用いたリソース割り当て方式とした. 地上セルの基地局アンテナ本数は全て同一とし, 1セルあたりのユーザ数 K は地上セルラ 16, 衛星セルラ 2048 とした. リソース割り当てアルゴリズムは後述するプロポーションアルフェアとした. チャンネルモデルは $L = 16$ パス 1 dB 減衰の準静的 i.i.d. チャンネルとし, 地上セルラは Rayleigh フェージング, 衛星セルラは直接波がライスファクター K_f dB の仲上・ライスフェージング, 遅延波が Rayleigh フェージングとした. また地上セルラではパスロス指数 3.5, シャドウイング偏差 7 dB と設定した. 瞬時チャンネル情報はいずれの送受信側でも既知と仮定する. 変調方式と通信路符号化は QPSK, レート 1/2 のターボ符号の固定とした. ターボ符号のインターリーブは S ラ

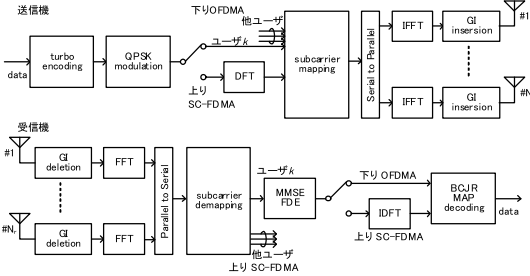


図4 送受信機の構成 (地上, 衛星とも)

Fig. 4 Transmitter and receiver block diagrams in satellite and terrestrial systems.

ングラム, 復号方式は BCJR アルゴリズムの事後最大確率 (maximum a posteriori: MAP) 復号, ターボ繰り返し数 8 とした. スループット特性は 1 ターボ符号語長を基準として CRC-16 符号による誤り検出により算出した.

図 4 に地上セルラ, 衛星セルラにおける送受信機のブロック図を示す. 送受信アンテナ数をそれぞれ N_t , N_r とする. またサブキャリア数を N_c , 変数表記をユーザ k , サブキャリア n , 時刻 i とする. 送信データにターボ符号化を行い, 更に上りリンクの場合 DFT を行い, サブキャリアに配置された後の各アンテナの送信信号を

$$\mathbf{s}_{k,n,i} = [s_{k,n,i,1}, \dots, s_{k,n,i,N_t}]^T \quad (1)$$

とする. ここで T は転置である. 周波数領域における各アンテナ間のチャネル行列 (アンテナ数によってはベクトル) を

$$\mathbf{H}_{k,n,i} = \begin{bmatrix} H_{k,n,i,1,1} & \dots & H_{k,n,i,1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{k,n,i,N_r,1} & \dots & H_{k,n,i,N_r,N_t} \end{bmatrix} \quad (2)$$

とした場合, FFT 後の下りリンク受信信号は

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{n,i} &= \sqrt{P} \mathbf{H}_{k,n,i} \mathbf{s}_{n,i} + \mathbf{i}_{k,n,i} + \mathbf{n}_{k,n,i}, \\ \mathbf{s}_{n,i} &= \mathbf{s}_{k,n,i} \end{aligned} \quad (3)$$

と表記できる. ここで k_n はサブキャリア n に割り当てられたユーザの番号であり, P は送信電力係数, $\mathbf{i}_{k,n,i}$ は後述の干渉信号ベクトル, $\mathbf{n}_{k,n,i}$ はガウス雑音ベクトルである. 同様に上りリンク受信信号は

$$\mathbf{r}_{n,i} = \sum_{k=1}^K \sqrt{P} \mathbf{H}_{k,n,i} \mathbf{s}_{k,n,i} + \mathbf{i}_{n,i} + \mathbf{n}_{n,i} \quad (4)$$

と表記できる. 上りリンクでは地上基地局若しくは衛星が全ユーザの信号を受信するため添字 k はない. 周波数共用により生じる干渉成分は以下のとおりとなる. 地上下りリンクでは式 (3) の干渉が

$$\mathbf{i}_{k,n,i} = \sum_j^{N_i B_S} \sqrt{P} \mathbf{H}_{k,n,i}^{(j)} \mathbf{s}_{n,i}^{(j)} + \mathbf{i}_{sat,n,i} \quad (5)$$

となる. ここで $\mathbf{H}_{k,n,i}^{(j)}$, $\mathbf{s}_{n,i}^{(j)}$ は j 番目の地上の干渉セルからのユーザ k へのサブキャリア n , 時刻 i のチャネル行列と干渉ユーザ宛の送信信号であり, 地上干渉源 (下りの場合基地局, 上りの場合地上端末) はセル中央に配置されているものとする. $N_i B_S$ は干渉局数であり, 本検討の 19 セルモデル, 周波数再利用率 1 では 18 となる. $\mathbf{i}_{sat,n,i}$ は衛星からの下り信号である. 衛星下りリンクでは式 (3) の干渉は

$$\mathbf{i}_{k,n,i} = \mathbf{i}_{ter,n,i} \quad (6)$$

となる. ここで $\mathbf{i}_{ter,n,i}$ は多数の地上基地局からの下り信号の和である. 同様に式 (4) の上りリンクの干渉成分は, 地上上りリンクが

$$\mathbf{i}_{n,i} = \sum_j^{N_i B_S} \sqrt{P} \mathbf{H}_{n,i}^{(j)} \mathbf{s}_{n,i}^{(j)} + \mathbf{i}_{sat,n,i} \quad (7)$$

となり, 衛星上りリンクは

$$\mathbf{i}_{n,i} = \mathbf{i}_{ter,n,i} \quad (8)$$

となる. ここで $\mathbf{i}_{sat,n,i}$, $\mathbf{i}_{ter,n,i}$ はそれぞれ衛星端末からの送信信号, 地上端末からの送信信号和である. 式 (6) (8) の衛星リンクにおける干渉は, 本来は全ての地上基地局と地上ユーザからのチャネル行列を用いて正確に記述すべきであるが, 受信側で処理すべき受信パイロット信号数が増え記憶容量の点で現実的ではないため, 信号和として表すモデルを用いる. そしてこの干渉量は平均雑音電力として所望波を受信していないときに計測し用いる.

受信側ではチャネル変動を補償するため minimum mean square error (MMSE) 線形フィルタリングによる周波数領域等化 (FDE) を行う. MMSE 等化は

$$\begin{aligned} \text{下り: } \mathbf{s}'_{k,n,i} &= \mathbf{G}_{k,n,i} \mathbf{r}_{k,n,i}, \\ \text{上り: } \mathbf{s}'_{k,n,i} &= \mathbf{G}_{k,n,i} \mathbf{r}_{n,i} \end{aligned} \quad (9)$$

となる. ここで $\mathbf{G}_{k,n,i}$ は重み行列であり, 地上リンクでは SINR (signal to interference and noise ratio)

基準を用いた

$$\mathbf{G}_{k,n,i} = \mathbf{H}_{k,n,i}^H \left\{ \mathbf{H}_{k,n,i} \mathbf{H}_{k,n,i}^H + N_r (\sigma_N^2 + \sigma_t^2) I_{N_r} \right\}^{-1} \quad (10)$$

を、衛星リンクは SNR 基準を用いた

$$\mathbf{G}_{k,n,i} = \mathbf{H}_{k,n,i}^H \left\{ \mathbf{H}_{k,n,i} \mathbf{H}_{k,n,i}^H + N_r \sigma_N^2 I_{N_r} \right\}^{-1} \quad (11)$$

を用いる。ここで H はエルミート転置、 σ_N^2 は受信側における雑音電力、 $\sigma_t^2 = \sum_j^{N_{iBS}} \sum_{m=1}^{N_{\min}} \lambda_{k,n,i,m}^{(j)}$ は地上

干渉電力であり、 $N_{\min} = \min(N_t, N_r)$ 、 $\lambda_{k,n,i,m}^{(j)}$ は干渉局 j からユーザ k へのチャネル行列の第 m ストリーム ($1 \leq m \leq N_{\min}$) 固有値である。そして式 (9) の等化結果を用い、上りの場合は DFT を行い、ターボ復号器に入力する。そしてターボ復号によりデータを得る。なお送信側で等化重みの乗算やプレコーディングを行うことも考えられるが、衛星送信機の更なるピーク対平均電力比 (peak to average power ratio: PAPR) 増大と、衛星・地上端末の信号処理量増加を招いてしまうため、今回は検討対象外とした。

2.1 サブキャリア割り当て手法

地上及び衛星基地局ではユーザ端末からフィードバックされたチャネル行列 $\mathbf{H}_{k,n,i}$ を用いて各時刻 i ごとに k と n を関連付けるリソース割り当てを行う。下りリンクの場合は割り当て結果を用いて基地局が $\mathbf{s}_{n,i}$ を送信し、上りリンクの場合は基地局から通知された (k, n) の組を用いて各ユーザが $\mathbf{s}_{k,n,i}$ を送信する。今回は基地局からユーザ端末への (k, n) の通知は完全を仮定する。基地局はまずチャネル行列 $\mathbf{H}_{k,n,i}$ を特異値分解する。 $\lambda_{k,n,i,m}$ を送受信機間チャネルの第 m 固有値としたとき、送受信アンテナ間の第 m ストリームの信号対雑音 (干渉) 電力比は

$$\text{地上: } \gamma_{k,n,i,m} = \frac{P \lambda_{k,n,i,m}}{N_t N_0 + \sum_j^{N_{iBS}} \sum_{m=1}^{N_{\min}} P \lambda_{k,n,i,m}^{(j)}} \quad (12)$$

$$\text{衛星: } \gamma_{k,n,i,m} = \frac{P \lambda_{k,n,i,m}}{N_t N_0} \quad (13)$$

として得られ、ユーザ k 、サブキャリア n の通信路容量は

$$C_{k,n,i} = \sum_{m=1}^{N_{\min}} \log(1 + \gamma_{k,n,i,m}) \quad (14)$$

として得られる。このパラメータを用い、ユーザ間の公平性とマルチユーザダイバーシチを得られるプロポーショナルフェア (proportional fair: PF) アルゴリズムにより各サブキャリア n にユーザ k を割り当てる。下り OFDMA の場合は

$$k_{n_a} = \arg \min_{k \setminus |\Omega_{k,i}| \geq N_c/K} \left[\sum_{n \in \Omega_{k,i}} C_{k,n,i} \right],$$

$$n_a = \arg \max_{n \notin \Omega_{k,i}, \forall k} (C_{k,n,i}) \quad (15)$$

となる。ここで $\Omega_{k,i}$ はユーザ k に割り当てられたサブキャリアの集合、 k_{n_a} は n_a サブキャリアに割り当てるユーザ番号である。上り SC-FDMA の場合は連続する N_c/K 本のサブキャリアを 1 ブロックとしてまとめてユーザに割り当てる LFDMA (localized FDMA) 手法を適用する。ブロック番号を n_b ($1 \leq n_b \leq K$) としたとき、割り当てるユーザ k_{n_b} は

$$k_{n_b} = \arg \max_{k \setminus |\Omega_{k,i}| \neq 0} \left[\min_{n_b N_c/K \leq n < (n_b+1)N_c/K} (C_{k,n,i}) \right] \quad (16)$$

とする。上下リンクとも同じ数のサブキャリアが割り当てられる [10]。

2.2 提案手法の概要

STICS では周波数利用率を向上させるために、本論文の仮定のように全ての帯域ではない場合でも周波数を共用することが検討されている。周波数を共用する場合は地上リンクと衛星リンク間で干渉が生じるため、干渉抑圧が必要となる。STICS は移動体アクセスシステムであり、この干渉成分及びチャネル係数は周波数方向にも時間方向にも変動する。したがって本論文では通信品質を向上させるために、地上・衛星全リンクにおける拡散符号の適用と、衛星上りリンクにおける STBC 方式の適用、全リンクにおける受信等化 MMSE 重みの変更の 3 点を提案する。表 2 に概要を示す。干渉成分とチャネル成分の変動を平均化するためには拡散符号を適用することが有効であるため、地上、衛星の上下リンク全ての伝送方式に対し周波数及び時間方向の符号拡散多重 (CDM) を適用する。そして衛星上りリンクでは MISO 通信になることを利用して、CDM に加え 2x1 STBC 伝送方式を適用するこ

表 2 提案手法の諸元と既存手法との比較
Table 2 Configuration of proposed scheme and comparison to conventional scheme.

	リンク	既存手法	提案手法
伝送方式	地上下り	MIMO-OFDMA	MIMO-OFDMA-CDM
	地上上り	MIMO-SC-FDMA	MIMO-SC-FDMA-CDM
	衛星下り	SIMO-OFDMA	SIMO-OFDMA-CDM
	衛星上り	MISO-SC-FDMA(OFDMA)	MISO-SC-FDMA(OFDMA)-CDM MISO-STBC-SC-FDMA(OFDMA)-CDM
リソース割当基準	地上	SINR 基準 PF	
	衛星	SNR 基準 PF	
受信等化方式		MMSE 線形	
等化重み基準	地上	地上 SINR 基準	地上および衛星 SINR 基準
	衛星	SNR 基準	地上 SINR 基準

とも検討する。また受信側の等化重みを式 (10) (11) のものから互いの干渉成分を考慮した重みに変更する。

2.3 符号拡散手法

OFDMA 若しくは SC-FDMA 1 フレームには 1 ユーザあたり N_c/K 本のサブキャリアが割り当てられるため、周波数方向の拡散率を $S_f = N_c/K$ とし、更に時間方向の拡散率 S_t を設定し全体で $S = S_t S_f$ 倍の拡散多重を行う。時刻 i にユーザ k に割り当てられたサブキャリアを $\Omega_{k,i} = \{n_1^{(i)}, \dots, n_{S_f}^{(i)}\}$ とすると、時刻 i から $i + S_t$ の S 個の送信信号をまとめて

$$\mathbf{s}_k = \left\{ s_{k,n_1^{(i)},i,1}, \dots, s_{k,n_1^{(i)},i,N_t}, s_{k,n_2^{(i)},i,1}, \dots, s_{k,n_{S_f}^{(i)+S_t},i,N_t} \right\}$$

と書ける。ここで時間-周波数方向に電力一定となる CAZAC 系列 (Zadoff-Chu 系列) を用いて拡散行列を

$$g_m = \frac{1}{\sqrt{S}} \exp\left(j \frac{3\pi m^2}{S}\right),$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} g_0 & g_1 & \dots & g_{S-1} \\ g_{S-1} & g_0 & \dots & g_{S-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_1 & g_2 & \dots & g_0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

とし、拡散した系列 $\hat{\mathbf{s}}_k = \mathbf{C}\mathbf{s}_k$ を送信系列として伝送する。受信側も同様にして受信した系列 $\hat{\mathbf{r}}_k$ をまず

$\mathbf{r}_k = \mathbf{C}^H \hat{\mathbf{r}}_k$ として逆拡散したのちに 2. の受信側処理を行う。なお本拡散はフル多重であるため、伝送効率の低下は起きない。

2.4 STBC 方式の適用

衛星上りリンクでは、CDM を行うものと、CDM を行い更に 2x1 Alamouti STBC 伝送方式を適用する手法も検討する。通常の MISO 通信では容量が SISO (single-input single-output) と同じであることから拡散後の式 (1) の送信ベクトルにおいて $\hat{s}_{k,n,i,1} = \dots = \hat{s}_{k,n,i,N_t}$ としてダイバーシチ送信を行う。STBC 伝送ではこれをそのようにせず、 $\mathbf{H}_{k,n,i} = \mathbf{H}_{k,n,i+1}$ のように連続する二つの時刻のチャネル行列が変化しない仮定の下、各サブキャリアごとに

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_{k,n,i,1} \\ \tilde{s}_{k,n,i,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{s}_{k,n,i,1} \\ \hat{s}_{k,n,i,2} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \tilde{s}_{k,n,i+1,1} \\ \tilde{s}_{k,n,i+1,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\hat{s}_{k,n,i,2} \\ \hat{s}_{k,n,i,1} \end{bmatrix} \quad (18)$$

なる STBC 符号化を施して伝送する。受信側では二つの時刻に連続する受信信号 $\tilde{\mathbf{r}}_{k,n} = [\tilde{r}_{k,n,i,1}, \tilde{r}_{k,n,i+1,1}]^T$ に対し、チャネル行列

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{k,n,i,1,1} & H_{k,n,i,1,2} \\ H_{k,n,i,1,2}^* & -H_{k,n,i,1,1}^* \end{bmatrix} \quad (19)$$

を構成し、

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{r}_{k,n,i,1} \\ \hat{r}_{k,n,i,2} \end{bmatrix} &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \tilde{\mathbf{r}}_{k,n} \\ &= \sqrt{P} \begin{bmatrix} \hat{s}_{k,n,i,1} \\ \hat{s}_{k,n,i,2} \end{bmatrix} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{i}_{n,i} + \mathbf{n}_{n,i}) \end{aligned} \quad (20)$$

として STBC 復号する。その後は逆拡散、通常の実信号処理へ進める。

2.5 受信等化重みの改善

提案手法では受信側 MMSE 周波数領域等化において、互いのシステム干渉量を考慮した等化重みに変更する。地上リンクでは、地上及び衛星リンク SINR 基準を用いた

$$\mathbf{G}_{k,n,i} = \mathbf{H}_{k,n,i}^H \left\{ \mathbf{H}_{k,n,i} \mathbf{H}_{k,n,i}^H + N_r (\sigma_N^2 + \sigma_t^2 + \sigma_s^2) \mathbf{I}_{N_r} \right\}^{-1} \quad (21)$$

とする。ここで σ_s^2 は衛星リンクの干渉電力であり、

所望波を受信していないときの干渉電力測定から平均値として算出する．また衛星リンクでは地上 SINR 基準を用いた

$$\mathbf{G}_{k,n,i} = \mathbf{H}_{k,n,i}^H \left\{ \mathbf{H}_{k,n,i} \mathbf{H}_{k,n,i}^H + N_r (\sigma_N^2 + \sigma_{i1}^2) I_{N_r} \right\}^{-1} \quad (22)$$

として行う．ただし衛星リンクにおける σ_{i1}^2 は干渉局の数が非常に多くなるため， σ_i^2 のように干渉局チャネル行列を測定して算出するのではなく干渉電力測定により得る．本手法のトレードオフとしては受信側で干渉電力の測定が必要となる点が挙げられる．

3. 各リンクの D/U 比

本節では各リンクにおける基準となる D/U 比と受信 SNR を回線計算による算出する．表 3 に衛星上下リンクの回線計算例，表 4 に地上上下リンクのセル端ユーザにおける回線計算例を示す．表 3 は STICS の諸元 [1] を使い，表 4 は LTE の評価諸元 [5] を元に設定した．表 3 より，静止衛星では下り，上りの受信機入力はいずれも -116.6 dB， -200.6 dB となることから分かる．また受信 SNR はそれぞれ 12.4 dB， 6.3 dB となる．そこで次節のシミュレーションでは衛星リンクの受信 SNR をこの値に設定する．上りリンクにおいては SNR がやや低く，信号帯域幅を広げることができないことも確かめられた．同様に表 4 より地上リンクでは下り，上りの受信機入力はいずれも -69.5 dB， -102.5 dB となった．受信 SNR については，実際はシステム設計により変動すると考えられるが，[11, 図 5] の LTE/LTE-Advanced のシステム性能評価において，上下リンクとも平均 SINR が 4 dB であり，[12, 表 2-1] の基地局設計の干渉マージンが 6 dB であることより上下とも 10 dB とした．

D/U 比は受信機入力電力比から算出した．表 5 に地上リンクにおける幾つかの条件での D/U 比を示す．下りリンクでは，静止衛星の場合表 3, 4 の受信機入力差から 47.1 dB を確保でき問題ないことが分かる．衛星軌道が近くなった場合自由空間損が減少するため干渉電力が大きくなり，高度 800 km の周回衛星のときに 14.0 dB， 300 km のとき 5.5 dB となる．上りリンクでは衛星の高度に関係なく，ターゲットセル基地局からの地上端末と衛星端末の距離差により D/U 比が決まる．図 2 のように第 n_c 隣接セルと中央の衛星セルとの距離を六角形セルの平均値として $500\sqrt{3}n_c$ m

表 3 衛星リンクの回線計算例
Table 3 Link budget of satellite links.

	単位	衛星下り	衛星上り
送信系			
送信電力	dBm	60	23.0
Tx アンテナ口径	m	30	-
Tx アンテナ利得	dBi	47	0
給電損失	dB	1	1
EIRP	dBm	106	22.0
伝搬系			
伝搬距離	km	36000	36000
自由空間損	dB	189.6	189.6
降雨減衰	dB	0	0
フェージング損	dB	3	3
受信系			
受信機入力	dB	-116.6	-200.6
Rx アンテナ口径	m	-	30
Rx アンテナ利得	dBi	0	47
受信雑音指数	dB	1.5	1.5
G/T	dB/K	-23.8	20.9
C/N0	dBHz	87.2	47.9
信号帯域幅	MHz	30	0.01465
SNR	dB	12.4	6.3

表 4 地上リンクの回線計算例
Table 4 Link budget of terrestrial links.

	単位	地上下り	地上上り
送信系			
送信電力	dBm	46.0	23.0
送信アンテナ利得	dBi	14	0
送信アンテナ高	m	30	1
給電損失	dB	5	1
EIRP	dBm	55.0	22.0
伝搬系(セル端)			
伝搬距離	km	0.50084	0.50084
伝搬損(3.5 乗則)	dB	94.5	94.5
降雨減衰	dB	0	0
受信系			
受信機入力	dB	-69.5	-102.5
SNR	dB	10.0	10.0

表 5 地上リンクの D/U 比
Table 5 D/U ratio of terrestrial links.

リンク	条件	D/U 比 dB
下り	36,000 km	47.1
	800 km	14.0
	300 km	5.5
上り	$n_c=0$	-43.3~43.3
	$n_c=1$, セル端	8.3
	$n_c=2$, セル端	18.9
	$n_c=1$, セル中央	51.6
	$n_c=2$, セル中央	62.2

とする．基地局高 30 m，端末高 1 m，パスロス指数 3.5 とすると，ターゲットセルにおける中央とセル端のパス減衰がそれぞれ -51.2 dB と -94.5 dB になるため，同一セル内 ($n_c = 0$) では D/U 比が -43.3 ~

表6 衛星リンクのD/U比
Table 6 D/U ratio of satellite links.

リンク	条件	D/U比 dB
下り 36,000 km	$n_c=1$ (0.87 km)	-39.3
	$n_c=46$ (39.8 km)	0.1
	$n_c=60$ (52.0 km)	3.0
下り 800 km	$n_c=1$ (0.87 km)	-6.2
	$n_c=2$ (1.73 km)	-0.7
	$n_c=3$ (2.6 km)	4.7
上り	100 万局	-20.4
	1 万局	-0.4
	1000 局	9.6

43.3 dB となること分かる。同様に地上端末がターゲットセルのセル端とセル中央に位置している場合、 n_c が増加すると距離が離れるためD/U比もそれぞれ向上することになるが、おおむね $n_c = 1$ の1セル分衛星端末を離すことで問題がないことが分かる。

表6に衛星リンクにおけるD/U比を示す。表3より下り-116.6 dB 上り-200.6 dBが静止衛星における所望波受信電力であり、この値に対する干渉電力との差分によりD/U比を求める。図2の衛星中央セルに対する第 n_c 隣接セルの個数は $6n_c$ となる。下りリンクでは地上セルモデルと同様に、影響の大きい第 n_c 隣接及び第 $n_c + 1$ 隣接セルからの干渉を換算する。干渉セルの中央に干渉源(基地局)が存在し表4の諸元で送信するとした場合の、 n_c に対するD/U比が表6である。ただし地上セルの回線に対しフェージング損8 dB [12]を算入している。所望波の受信電力が小さいため地上リンクの表3と比べると全体的にD/U比は低下している。静止衛星では第1隣接セルに地上セルがあった場合D/U比が-39.3 dBとなり、スループットを得ることは困難である。したがって地上システムとはある程度の距離が必要となるが、1衛星セル内で39.8 km, 52 kmを離すことでD/U比が0.1 dB, 3 dB得られることが分かった。そのためD/U比が0 dB付近でシステムが動作することが望ましい。一方、高度800 kmの周回衛星では受信電力が高くなるためシステム間距離の条件が緩和され、1.73 km離すことで-0.7 dBのD/U比が得られる。上りリンクでは[3]の実験結果に基づくSTICS衛星上り回線累積干渉量計算式を用いて干渉量を算出した。[3]の表5と同じ5000メッシュ、屋外、屋内の端末比を2:8とし、周波数の重なりパラメータを全帯域共有かつ2048マルチキャリア伝送により1/2048(=-33.1 dB)とし、アクティブ端末比を変数とした。その結果衛星1セル

内の地上端末数が100万局ではD/U比が-20.4 dBとなりスループットを得ることが困難であることが分かったが、1万局では-0.4 dBとなり、1000局では9.6 dBと十分大きな値になることも明らかになった。なお上りリンクであるため、この結果は衛星高度により変化しない。

以上の結果より、衛星リンクではD/U比0 dB付近を含むスループット特性の改善を得ることが有効であると明らかになった。そこで次節でD/U比に対する提案手法の特性を計算機シミュレーションによって評価する。

4. シミュレーション結果

4.1 地上リンク

表1の条件で地上1ユーザあたりの平均スループットとビット誤り率(bit error rate: BER)特性を算出した。ターゲットセル内のユーザの位置は1パケット伝送ごとにランダムに配置し、平均的な特性を得るようにした。また簡単のため干渉源である衛星リンクには表1のチャンネルモデルを用いず、直接波のみを受信するものとした。提案手法における時間方法拡散率は $S_t = 2$ とした。また1パケット長はターボ符号語長に等しいとしたため、提案手法は既存手法 $2N_t N_c / K$ ビットの S_t 倍の長さになる。

図5にD/U比に対する地上下りリンクの平均スループットとBER特性を示す。3.で求めたD/U比においてもスループット特性が得られていることが分かる。表1のシステム諸元上では、地上リンクは上下とも3.75 Mbpsのスループットが最大となるため、D/U = 20 dBにおいておよそ77%のスループット特性が得られていることになる。スループットが最大点で飽和しない理由は、地上隣接セル基地局からの同一周波数の干渉信号を受信し、セル端ユーザの特性が劣化するためである。しかしながら、これより地上下りリンクにおけるSTICSの実現性が確かめられた。また図中(1)(2)の点より低軌道衛星でも特性の劣化がほとんどないことが分かる。既存手法と提案手法を比べた場合、提案手法の特性が図(a)のD/U = 5 dBの点で150 Kbps向上しており、CDMによる時間及び周波数方向への拡散平均化効果、及び等化重みの改善効果が表れていることが分かる。図(b)のBERはD/U = 5 dB以降あまり低下しないが、これは先ほど述べたようにセル端ユーザのSINRが隣接地上セル干渉の影響で低く、エラーフリーにならないためである。

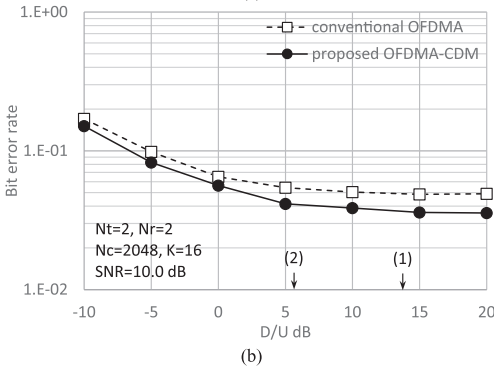
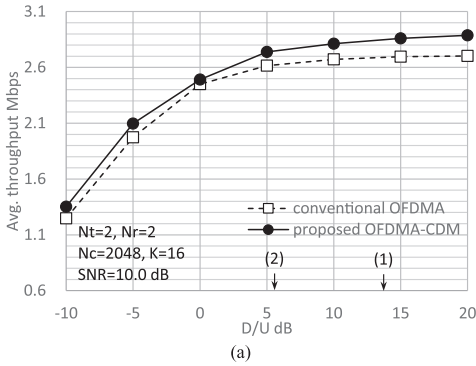


図 5 地上下りリンクの伝送特性, (a) 1 ユーザあたりの平均スループット, (b) 平均 BER 特性. (1) 衛星高度 800 km のとき, (2) 衛星高度 300 km のとき.
 Fig. 5 Performances in terrestrial downlink; (a) average throughput per 1 user, (b) average BER characteristics. (1) D/U at 800 km satellite altitude, (2) D/U at 300 km satellite altitude.

また提案手法のスループットの改善量が必ずしも大きくないのは, CRC 検出を行うパケット長が既存手法の 2 倍となるためである. 1 ターボ符号語中の CRC パケットを分割すれば更に改善すると予想される.

図 6 には D/U 比に対する地上上りリンクの平均スループットと BER 特性を示す. 上りリンクでは簡単のため, 地上干渉源である隣接セルの地上端末は該当セルの中央に存在するものとした. 結果より下りリンクと同様に, D/U = -10 dB 以上の範囲においていずれもスループット特性が得られており, 飽和特性が諸元上の最大スループットの 77% 程度であることが分かる. また (1) の $n_c = 1$ の場合のセル端ユーザの干渉量においてもほぼ飽和したスループット特性が得られており, このことから衛星リンクの干渉の影響がほぼないということが分かる. したがって地上ユーザにとっては, 同一セル内に衛星ユーザが存在しなければよい品質で伝送が行えるということになる. また提案

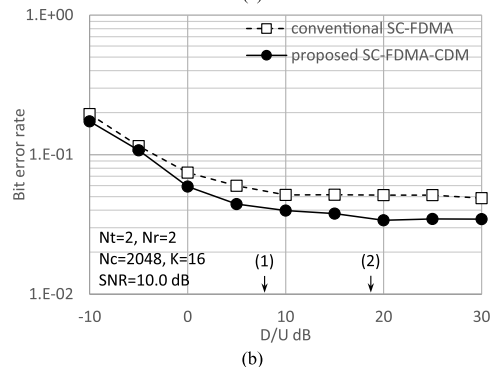
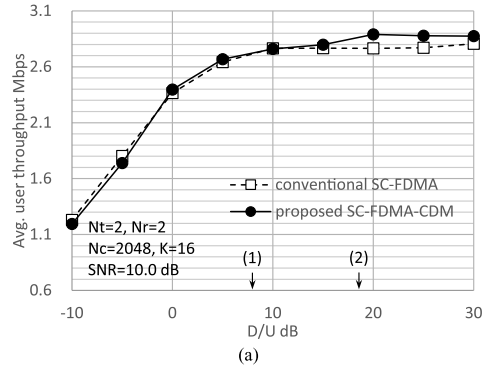


図 6 地上上りリンクの伝送特性, (a) 1 ユーザあたりの平均スループット, (b) 平均 BER 特性. (1) $n_c = 1$, セル端ユーザの特性, (2) $n_c = 2$, セル端ユーザの特性.
 Fig. 6 Performances in terrestrial uplink; (a) average throughput per 1 user, (b) average BER characteristics. (1) cell edge user in $n_c = 1$, (2) cell edge user in $n_c = 2$.

手法は下りリンクと同様に既存手法に比べて特性改善が得られているが, その改善量は小さくなっている. これはパケット長が 2 倍になっていることに加え, 上りリンクでは SC-FDMA が用いられており, 周波数軸方向には既に拡散効果が得られているため, CDM 適用による改善効果が減少しているからである. また全体的に下りリンクより特性が若干劣化しているのは, LFDMA のブロックリソース割り当てを行うことによるマルチユーザダイバーシチ効果の低減が理由である.

4.2 衛星リンク

地上リンクと同様に表 1 の諸元で衛星 1 ユーザあたりの平均スループットと BER 特性を算出した. 提案手法における時間方法拡散率は $S_t = 256$ とし, 既存手法の 1 パケット長も 256 とした. 衛星システムでは地上干渉源の数が多いことから, シミュレーションにおいて全ての基地局若しくは地上端末の模擬はせず

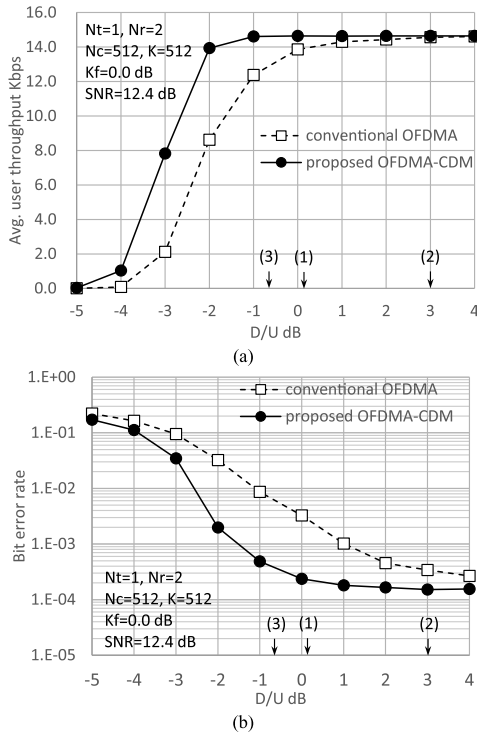


図7 衛星下りリンクの D/U 比に対する伝送特性, (a) 1 ユーザあたりの平均スループット, (b) 平均 BER 特性. (1) 静止衛星, $n_c = 46$ (39.8 km 間隔) のとき, (2) 静止衛星, $n_c = 60$ (52 km 間隔) のとき, (3) 周回衛星, $n_c = 2$ (1.73 km 間隔) のとき.

Fig. 7 Performances versus D/U ratio in satellite downlink; (a) average throughput per 1 user, (b) average BER characteristics. (1) geostationary satellite and $n_c = 46$ (39.8 km distance), (2) geostationary satellite and $n_c = 60$ (52 km distance), (3) low earth orbit satellite and $n_c = 2$ (1.73 km distance).

に, 大数の法則に基づき干渉電力が等しいガウス雑音を付加した. またシミュレーション時の計算機のメモリ制限から 2048 ユーザのチャンネルを生成できなかったため, 帯域を 1/4 にし 512 ユーザでシミュレーションを実施した. このため若干マルチユーザダイバーシチ効果が低減した結果となっているが, ライスフェージング通信路であるため, その影響は大きくないと考えられる. まずライスファクター $K_f = 0$ dB としたときの特性を図 7 に示す. 静止衛星の場合 40 km ほど地上システムとの距離 (空間ガードバンド [1]) がある場合に飽和領域のスループットが諸元上の最大 14.65 Kbps 付近まで得られていることが分かる. しかし既存手法ではそれより近づくと干渉により特性が

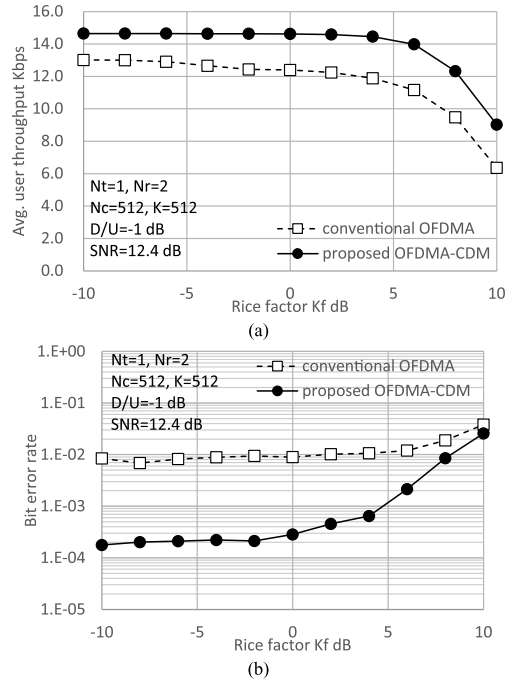


図8 衛星下りリンクのライスファクターに対する伝送特性, (a) 1 ユーザあたりの平均スループット, (b) 平均 BER 特性.

Fig. 8 Performances versus Rice factor in satellite downlink; (a) average throughput per 1 user, (b) average BER characteristics.

劣化する. 提案手法では特性が改善されているためそこから 2 dB (距離換算で約 7 km) ほどのマージンがあることが分かる. 高度 800 km の周回衛星の場合は提案手法を用いるとこの間隔は 2 km ほどでよいことが分かった. 次に静止衛星の場合約 36 km, 周回衛星の場合 2 km 間隔に相当する $D/U = -1$ dB として, ライスファクターに対する特性を算出した. 図 8 に示すように $D/U = -1$ dB では K_f が大きくなる, すなわち見通し環境になるほど特性が劣化することが分かる. これはこの低 D/U 比領域では SIMO の受信ダイバーシチ効果が有効に働き, 1x2 のチャンネル相関が低いほど特性が改善されるためである. 見通し環境になるとチャンネル相関が高くなりダイバーシチ利得が低下し, スループットが劣化することになる. したがって衛星端末のアンテナが 2 本ある場合には, 低 D/U 比の場合は衛星リンクに対しても見通し外通信を用いることで特性が改善できる場合があることが分かった. なお D/U 比が増加すれば図 7 (a) のように最大スループットとなるため, 見通し環境でも特性は劣化しない.

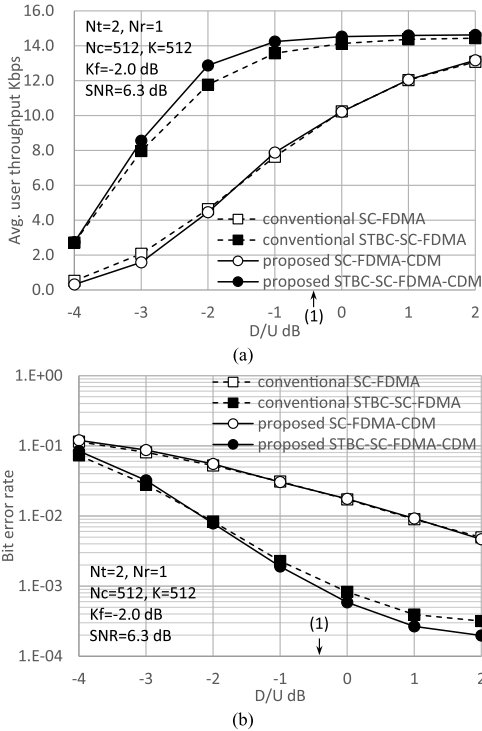


図9 衛星上りリンクのD/U比に対する伝送特性, (a) 1 ユーザあたりの平均スループット, (b) 平均 BER 特性. (1) 地上端末 1 万台のとき.

Fig.9 Performances versus D/U ratio in satellite uplink; (a) average throughput per 1 user, (b) average BER characteristics. (1) geostationary satellite and $n_c = 46$ (39.8 km distance), (2) geostationary satellite and $n_c = 60$ (52 km distance), (3) low earth orbit satellite and $n_c = 2$ (1.73 km distance).

また $D/U = -1$ dB の条件では提案手法の拡散と重み改善が効果的に作用し、いずれの K_f に対してもスループットが既存手法から 10% 程度改善していることも分かる。

同様に衛星上りリンクの 1 ユーザあたりの特性を算出した。図9にライスファクター -2 dB のときの D/U 比に対する伝送特性を示す。衛星 1 セルに 1 万台地上端末がアクティブに伝送を行っているときに D/U 比が -0.4 dB となるが、このとき提案 STBC-CDM 手法では最大特性の約 89% の 13 Kbps 程度のスループットが得られていることが分かった。これは STBC の送信ダイバーシチ効果が作用しているためである。また、SC-FDMA に STBC 符号化のみを行う既存 STBC 手法と比較すると、提案 STBC 手法は拡散による効果が得られていることが示されている。しかし提案 CDM

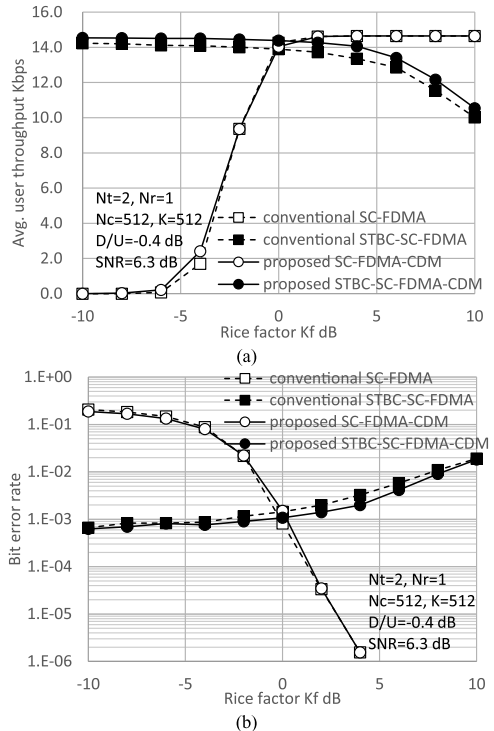


図10 衛星上りリンクのライスファクターに対する伝送特性, (a) 1 ユーザあたりの平均スループット, (b) 平均 BER 特性.

Fig.10 Performances versus Rice factor in satellite uplink; (a) average throughput per 1 user, (b) average BER characteristics.

手法と既存手法では、直接波成分が弱いためチャンネル変動の影響で特性が劣化している。また 1 ユーザあたり 1 サブキャリア割り当てであるため CDM 提案手法では拡散が時間方向のみに適用され、拡散効果が限定的になり既存手法と特性がほとんど変わらないものとなった。

次に下りリンクと同じく、地上端末 1 万台相当の $D/U = -0.4$ dB における、ライスファクターに対する伝送特性を図 10 に示す。図 (a) より、 $K_f = 0$ dB を境にして STBC によるダイバーシチ送信と 2 アンテナからの単純な複製ダイバーシチ送信のスループット特性が逆転していることが分かる。これは下りリンクのときと同じく、 2×1 のチャンネルの相関が高くなると STBC のダイバーシチ効果が低減されるためである。既存 STBC 手法でも同様の傾向がみられるが、拡散効果がないことにより若干の特性劣化が起こっている。これに対し単純複製送信ではライスファクターが大き

くなるとチャンネルの第1固有値が大きくなり受信電力が増加するため、品質が向上し特性が逆転する。したがって衛星上りリンクでは見通しの有無によりSTBC符号適用の有無を切り替えることで、スループットを維持できるものと考えられる。これらにより、衛星端末で複数アンテナ伝送を利用すれば、見直し外でも上下とも衛星リンクのスループットを向上させることが可能であることが明らかになった。

以上より、全周波数帯域を共用したSTICSにおいても、全般的に言って、地上システムでは衛星リンクの干渉の影響はあまり大きくなく、衛星システムでは地上システムとの距離を一定量保つことで共用が可能であることが明らかになった。また衛星リンクでは複数アンテナを装備することでフェージングを積極的に品質改善につなげることも可能であることも示された。地上システムでは容量の需要から周波数再利用率1のセル展開が必須であるため、全帯域共用型STICSが有望であると考えられる。

5. む す び

STICSにおいて、周波数利用効率を向上させるために全帯域を地上と衛星で共用し、地上を1セル繰り返しにした場合の性能向上を目的とした検討を行った。2GHz帯ノーマルモード30MHz共用の場合の干渉量とD/U比を回線計算より明らかにした。そして干渉とチャンネル変動の抑圧のために拡散符号を適用し、多元接続方式において多軸に資源を割り当てることで平均化効果を高める多軸リソース割り当て手法の提案を行った。更に受信側FDEの等化重みを、互いのリンクからの干渉を考慮するものに変更し、衛星上りリンクにSTBCを適用する手法も提案した。回線計算結果の数値を用いたリンクレベルのシミュレーションの結果より、提案手法により特性改善が得られることを示した。静止衛星高度の場合の平均スループットの算出結果から、地上リンクでは、下りは衛星リンクの影響はなく、上りは同一セル内に衛星端末がなければ影響がないことが明らかになった。衛星リンクでは、下りは地上セルと40kmの距離があれば問題なく、上りは衛星1セル内のアクティブ地上端末が1万台であればスループットが得られるということが分かった。また衛星リンクについては、マルチアンテナを用いたダイバーシチ伝送により、ライスマクターが小さい場合でもスループットが確保できることを示した。

今後LTE-Advancedのマクロセルとスモールセル

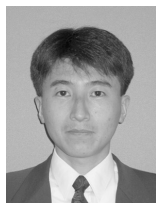
を重畳したヘテロジニアスネットワークとの共用についても検討したい。

謝辞 本研究の一部は一般財団法人テレコム先端技術研究支援センターの助成を受けて行われた。ここに記して謝意を表す。

文 献

- [1] 養輪 正, 田中正人, 浜本直和, 藤野義之, 西永 望, 三浦 龍, 鈴木健治, “安心・安全のための地上/衛星統合移動通信システム,” 信学論 (B), vol.J91-B, no.12, pp.1629–1640, Dec. 2008.
- [2] 辻 宏之, 三浦 周, 藤野義之, 浜本直和, 若菜弘充, “地上/衛星携帯電話システム検討における航空機を利用した携帯電話端末および基地局からの干渉量測定実験,” 信学技報, SAT2011-07, July 2011.
- [3] 三浦 周, 渡邊 宏, 浜本直和, 辻 宏之, 藤野義之, 鈴木龍太郎, “地上/衛星共用携帯電話システムの地上-衛星間周波数共用に向けた屋外/屋内干渉模擬実験,” 信学論 (B), vol.J95-B, no.5, pp.677–688, May 2012.
- [4] 梅比良正弘, “衛星/地上統合移動通信システムにおける周波数共用に関する一検討,” 信学技報, SAT2007-63, Feb. 2008.
- [5] 3GPP, TR 36.814 (V9.0.0), “Further Advancements for E-UTRA Physical Layer Aspects,” March 2010.
- [6] A. Tanaka, E. Okamoto, H. Tsuji, and Y. Fujino, “Interference-aware weighting scheme for satellite/terrestrial integrated mobile communication system,” Proc. IEEE International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC 2013), pp.1803–1808, July 2013.
- [7] E. Okamoto, H. Tsuji, and Y. Fujino, “Performance improvement of OFDMA cellular system using code division multiplexing in satellite/terrestrial integrated mobile communication system,” Proc. Int’l. Sym. Wireless Personal Multimedia Commun. (WPMC), pp.294–298, Oct. 2011.
- [8] S. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.16, no.8, pp.1451–1458, Oct. 1998.
- [9] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Calderbank, “Space-time block codes from orthogonal designs,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol.45, no.4, pp.1456–1467, July 1999.
- [10] Y. Fuwa, E. Okamoto, and Y. Iwanami, “An effective downlink resource allocation scheme based on MIMO-OFDMA-CDM in cellular system,” IEICE Trans. Commun., vol.E94-B, no.12, pp.3550–3558, Dec. 2011.
- [11] 永田 聡, 西川大祐, 阿部哲士, 岸山祥久, 中村武宏, “LTE/LTE-Advancedのシステム性能評価,” 信学技報, RCS2010-5, April 2010.
- [12] 太郎丸真(他編), “移動通信固有の技術-移動通信,” 信学会知識ベース知識の森, 4群3編2章, Sept. 2011.

(平成26年2月28日受付, 6月27日再受付)



岡本 英二 (正員)

平 5 京大・工・電気第二卒. 平 7 同大大学院修士課程了. 同年, 郵政省通信総合研究所(現情報通信研究機構)入所. 現在, 名古屋工業大学大学院工学研究科准教授. 衛星通信, ミリ波加入者系無線アクセスシステム, 無線通信方式, カオス通信の研究開発に従事. 平 10 本会学術奨励賞, 平 17, 19, 26 本会通ソ活動功労賞, 平 20 総務省東海総合通信局局長表彰, 平 21 船井情報科学奨励賞受賞. IEEE 会員. 博士(情報学).



田中 皓久 (学生員)

平 23 名工大・工・電気電子卒. 平 25 同大大学院博士前期課程了. 在学中, 地上／衛星共用携帯電話システムの研究に従事.



辻 宏之 (正員)

昭 62 慶大・理工・電気卒. 平元同大大学院修士課程了. 平 4 同大大学院博士課程了. 同年郵政省通信総合研究所(現情報通信研究機構)入所, 現在に至る. 以来, 通信における信号処理等の研究に従事. 平 7 本会学術奨励賞受賞. 平 22 第 58 回電気科学技術奨励賞. 博士(工学).



三浦 周 (正員)

平 10 東北大学院博士課程了. 同年通信総合研究所(現情報通信研究機構)入所. 平 16 UCLA 客員研究員. 平 17~21 国際電気通信基礎技術研究所(ATR) 出向. 平 21 復帰. 平 23~24 同機構経営企画部企画戦略室プランニングマネージャー. 現在, 同機構ワイヤレスネットワーク研究所宇宙通信システム研究室主任研究員. 博士(情報科学). 衛星通信, アンテナの研究に従事. 平 15 本会学術奨励賞受賞. IEEE 会員.