

干渉分離重畳による無線多元接続技術の性能向上

Performance improvement of wireless multiple access scheme by interference division and superposition



岡本 英二 (Eiji OKAMOTO, Ph. D.)

名古屋工業大学 大学院工学研究科 情報工学専攻 准教授
(Associate Professor, Graduate School of Engineering, Nagoya Institute of Technology)

電子情報通信学会 IEEE

受賞：ICUFN2014 Excellent Paper Award 電子情報通信学会衛星通信研究会衛星通信研究賞(2012) ICOIN2012 Excellent Paper Award 船井情報科学奨励賞(2009) 総務省東海総合通信局長表彰(2008)

専門分野：移動体通信 衛星通信 センサネットワーク

まえがき 移動体通信システムは、1980年代より継続的に普及しており、現在では1人1台以上の契約数となっている。一方、無線の周波数は有限の資源であるため、多数の加入者を収容し、さらに、高速な伝送速度を実現するためには、周波数の利用効率を向上させる必要がある。これに寄与する方法の一つが多元接続技術の高度化である。

本稿では、移動体通信システムにおける多元接続技術の変遷について紹介し、システムの容量を増加させるために、直交多元接続手法と非直交多元接続手法が入れ替わりながら用いられてきたことを述べる。そして、周波数利用効率の向上のために、新たに提案した直交多元接続手法に符号拡散を適用する手法と、非直交多元接続手法における高能率周波数割り当て方式を説明する。そして、計算機シミュレーション結果から、提案手法においてユーザのスループットと公平性が向上することを示す。

1. 移動体通信システムにおける多元接続技術の変遷と周波数利用効率の向上

図1に我が国における無線アクセスシステムの加入者数推移を示す[1]。平成27年6月における加入者数は162,877,200台で、同月の日本の人口は126,890,000人であり[2]、普及率は128.4%となる。自動販売機などの機器類への契約も含まれているが、数値上はこのように一人一台を越えて、継続的に増加していることが分かる。実際、通話用の携帯電話とデータ通信のタブレットの2台を持っているユーザは増えている。2020年にはIoT/IOE (internet of things/internet of everything) デバイスは500億台に達すると予想されており[3]、そこから得られるビッグデータを活用して高

度な社会基盤が形成されると考えられる。これらのIoEデバイスからの情報収集には無線が欠かせない。移動体の情報伝送には無線通信が必須であり、高効率な電力・周波数利用が継続的に求められている。

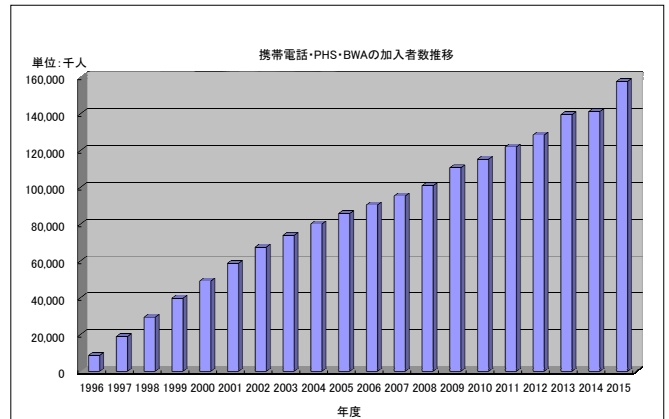


図1 日本の移動多通信システム加入者数推移

表1に、移動体通信システムの標準化プロジェクトである3GPPが規定した第3.5~4世代における伝送速度と1Hz当たりの伝送速度を示す[4,5]。世代が進むにつれて、システムのピーク速度が飛躍的に向上しているが、同時に1Hzで送ることのできる伝送速度も大幅に増加していることが分かる。このように、周波数利用効率を向上させることが、無線アクセスシステムの進化の原動力である。一方、無線通信は電磁波を用いた情報伝送であるため、同じ周波数・時間・空間に二対以上の送受信機が通信を行うと、互いの電磁波が干渉になり混信する。そのため、多数の端末が同時に接続するためには、多元接続技術を適用する必要がある。表1の数値のように、携帯電話システムは収容加入者数と伝送速度の増加のために、およそ10年ごとに世代が変わり、それに伴い、この多元接続技術も進化してきた。

表1 第3,4世代移動体通信システムの伝送速度と周波数利用効率

Generation		3.5 G	3.9 G	4 G
		Release 6 HSPA	Release 8 LTE	LTE- Advanced
Peak rate	DL	14.4Mbps	326.4Mbps	1Gbps
	UL	5.7Mbps	86.6Mbps	500Mbps
Peak spectral efficiency bit/s/Hz	DL	3	15	30
	UL	2	3.75	15

図2に、1980年代の第1世代携帯電話システム(自動車電話)で用いられた周波数分割多元接続(frequency division multiple access: FDMA)の原理を示す。各ユーザは、一つのチャンネルを占有して基地局と通信を行うが、そのとき、各チャンネルは周波数を細かい幅に分割して、互いに干渉しないようにする手法である。これは直交分割多元接続の一つであり、しかも、各チャンネル間は時間同期を取る必要がない。そのため、システムを比較的簡易に構築することができ、アナログのFM

干渉分離重畳による無線多元接続技術の性能向上

Performance improvement of wireless multiple access scheme by interference division and superposition

(frequency modulation) 変調を用いて構成することができた。しかし、各チャンネル間の干渉を防ぐため、ガードバンドと呼ばれるヌル区間が必要であり、このことが周波数利用効率の低下を招いていた。また、この方式におけるユーザの収容数が加入者の増加予測に対応できないことが早くから認識され、第2世代携帯電話システムでは多元接続方式が変更された。

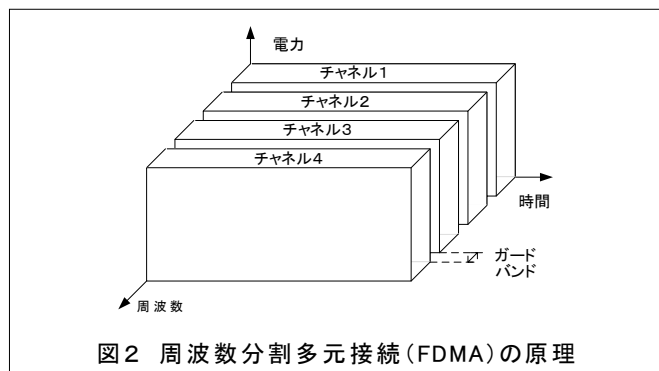


図2 周波数分割多元接続(FDMA)の原理

図3に、1990年代の第2世代携帯電話システムで用いられた時間分割多元接続 (time division multiple access: TDMA) の原理を示す。各チャンネルは時間を細かいスロット単位に分割して、各ユーザがその一つのチャンネルを占有し通信を行う直交多元接続手法である。この手法では、各ユーザが時間同期を取る必要があり、システムの構成が複雑になる。また、各スロット間の干渉を防ぐためにガードタイムと呼ばれるヌル区間が必要であり、時間利用効率が若干低下していた。これは周波数利用効率の低下と等価である。しかし、デジタル変調を採用したこともあり、FDMA と比べると周波数利用効率は向上した。

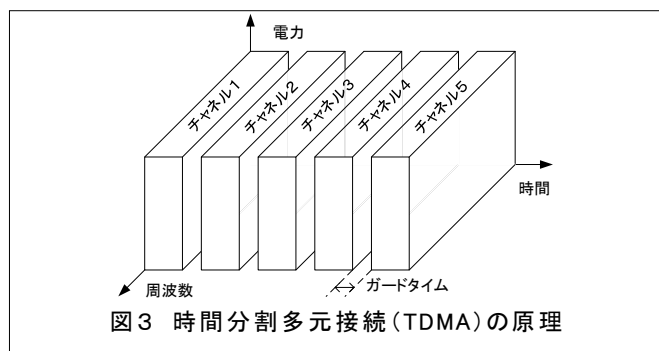


図3 時間分割多元接続(TDMA)の原理

図1にも示されているように、2000年代に入り無線アクセスシステムの加入者数は飛躍的に増加し、システムの更なる大容量化の実現が求められた。また、この頃になると音声通信だけでなく、データ通信の比重が増加したため、様々な伝送速度を混在できるシステムの構築が必要となった。FDMAやTDMAではスロットが固定のため、適応的な伝送速度切り替えのためには柔軟性が不足していた。そこで、第3世代システムでは、これらの需要を満たす多元接続技術が採用された。

図4に、2000年代の第3世代システムで用いられた符号分割多元接続 (code division multiple access: CDMA) の原理を示す。送信データにデータ伝送速度より高速なユーザ固有の拡散符号を乗算して伝送する。この拡散符号の違いにより、多元接続を実現する。全ユーザの拡散後の信号は、同じ時間一周波数帯域を使用して多重する。そのため、この手法は各ユーザ間で $1 / (\text{拡散率})$ 程度の干渉が生じる非直交多元接続となる。しかし、ガードバンドやガードタイムは不要のため、周波数利用効率が向上する。さらに、ユーザの無送信確率を予め見積もり、その確率分ユーザ数を無線資源の収容数の上限以上に増やし、システムの利用効率を上げることが可能となる。これを統計多重効果といい、サービス上の収容加入者数をさらに増加させることができた。

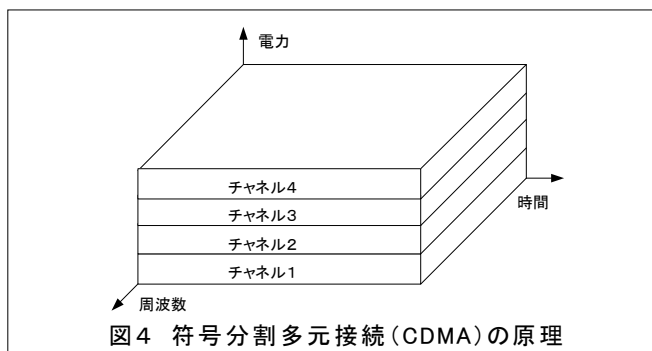


図4 符号分割多元接続(CDMA)の原理

その後もデータ通信の需要が継続的に増加し、音声通話を上回るデータ量となった。また、さまざまな機能が携帯端末に搭載されるようになり、データ通信を中心として第3世代システムの規格を上回る大容量化が求められるようになった。そこで、パケット交換の高効率な多元接続技術として、直交周波数分割多重送 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) の原理を多元接続に用いた直交周波数分割多元接続 (orthogonal frequency division multiple access: OFDMA) 方式が第4世代 (正式な規格上は3.9世代) システムにおいて採用され、日本では2010年よりサービスが開始された。

図5に、その原理を示す。FDMAと同様の概念であるが、OFDMの原理を用いることにより、各チャンネルを同期させガードバンドを不要とし、稠密に直交のチャンネルを配置させることができる。

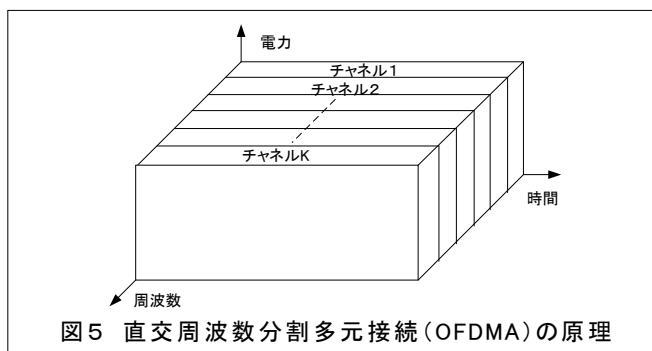


図5 直交周波数分割多元接続(OFDMA)の原理

干渉分離重畳による無線多元接続技術の性能向上

Performance improvement of wireless multiple access scheme by interference division and superposition

これにより周波数利用効率が向上した。さらに、ユーザとチャンネルを固定する回線交換ではなくパケット交換であることから、各チャンネルを端末-基地局間の伝搬路状況が良いユーザに適応的に割り当てることによって、システム全体での容量を増やすことができる。これをマルチユーザダイバーシチという。この多元接続技術と複数アンテナ伝送 (multiple-input multiple-output: MIMO) 技術[6]などを併用することにより、下りリンクで 100 Mbps 以上の伝送速度を実現している。

このように、多元接続技術はシステム容量の増加を優先事項として、直交、直交、非直交、直交と変遷してきた。

2. 符号拡散を用いる直交多元接続とスループットの向上

第 3.9 世代移動体通信システムに用いられている OFDMA において、我々は更なるスループットの向上を実現する OFDMA-code division multiplexing (CDM) という手法を提案した。図 6 に、提案手法の概念を示す。1 OFDMA シンボルに複数のチャンネル (サブバンドともいう) がユーザ 1 に割り当てられているとする。伝搬路の状況に応じて、時間と共にユーザ 1 に割り当てられる。

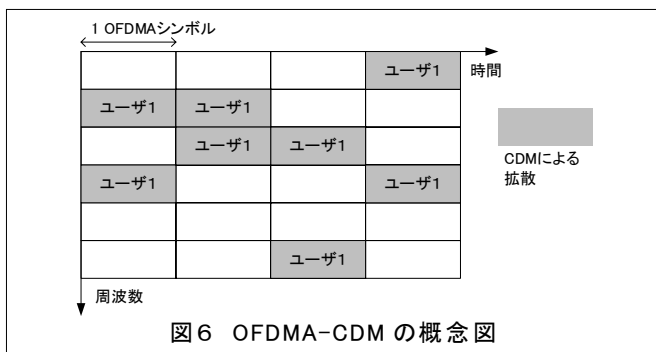


図6 OFDMA-CDM の概念図

チャンネルの周波数は変化するが、これらをいくつか束ねて、直交符号で時間-周波数の 2 次元に拡散してデータを送信する。図の例では、一つのデータシンボルを 8 サンプルに拡散して、8 つのリソースを用いて伝送する。ただし、このままでは伝送効率が 1/8 になるので、拡散長分の 8 データを直交拡散符号で全多重して送信する。したがって、伝送効率は拡散を行わない場合と同一である。この手法では、割り当てチャンネルは変化しないため、システムの容量は変化しないものの、伝送信号を 2 次元に拡散することから、周波数および時間ダイバーシチ効果を得ることができ、伝送誤り率が低下しスループットが増加する。

2.1 地上/衛星共用携帯電話システムへの適用

OFDMA-CDM 手法は、ダイバーシチ効果が得られることから、周波数共用を行い非同期な複数システムが存在し、互いに干渉が生じている場合の性能向上に有

効であると考えられた。そこで筆者らは、地上/衛星共用携帯電話システム (satellite/terrestrial integrated mobile communication system: STICS) [7] に OFDMA-CDM を適用するシナリオについての検討を行った[8]。

図 7 に STICS の概念図を示す。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。本稿では、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。

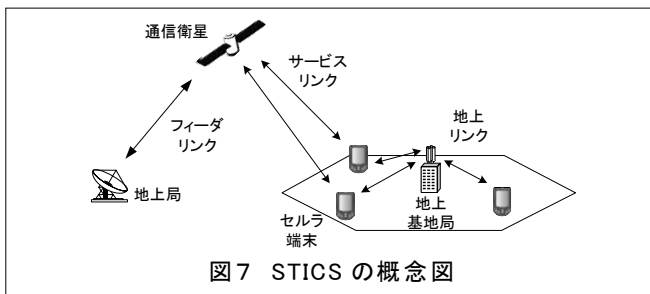


図7 STICS の概念図

表 2 に、本稿で検討する STICS のシステムモデルを示す。図 8 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、本稿では、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 8 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 500 m, 100 km 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、本稿では、図 8 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。

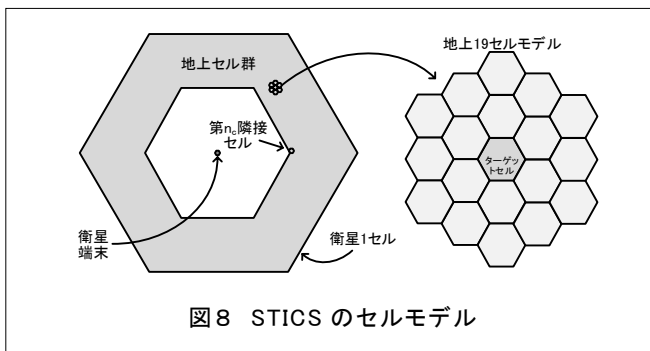


図8 STICS のセルモデル

干渉分離重畳による無線多元接続技術の性能向上

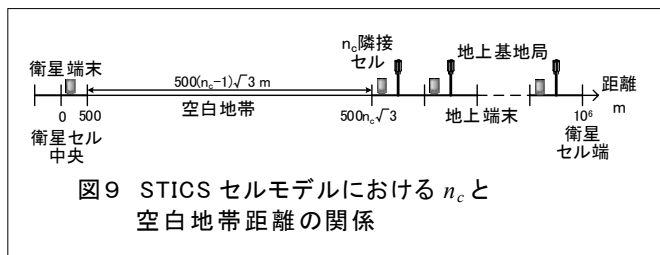
Performance improvement of wireless multiple access scheme by interference division and superposition

表2 STICS システムおよびチャネルモデル諸元

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	OFDMA	SC-FDMA	OFDMA	SC-FDMA (OFDMA)
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ァ			
チャネル	$L=16$ 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 9 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。送受信アンテナ数は、地上システムは 2×2 の MIMO 方式とし、衛星アンテナは 1 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、空間多重も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、衛星上りリンクにおいては、衛星端末のアンテナ数を複数にすることで時空間符号化 (space-time block coding: STBC) [9] 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。多元接続方式は第 3.9 世代の long-term evolution (LTE) 方式と同じ、下り OFDMA、上り single carrier (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。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。地上セルラの基地局アンテナ本数はすべて同一とし、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プロポーションアルファとした。チャネルモデルは $L=16$ パス 1 dB 減衰の準静的 i.i.d. チャネルとし、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 ランダムとし、復号方式は Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv (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、cyclic redundancy check (CRC) -16 符号による誤り検出により算出した。



2.2 計算機シミュレーション結果

表 2 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。提案 OFDMA-CDM 手法における時間方法拡散率は 2 とした。

図 10 に、D/U 比に対する地上下りリンクの平均スループット特性を示す。地上下りリンクにおいては衛星下りリンクが干渉源となり、干渉電力の大きさは衛星の高度に依存するが、地上基地局の方がはるかに近傍にあるため、衛星高度が 300km 程度の低軌道までは十分 D/U 比も大きく、スループットも確保できることが分かる。

表 2 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。通常の OFDMA 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 による時間および周波数方向への拡散平均化効果が表れていることが分かる。

干渉分離重畳による無線多元接続技術の性能向上

Performance improvement of wireless multiple access scheme by interference division and superposition

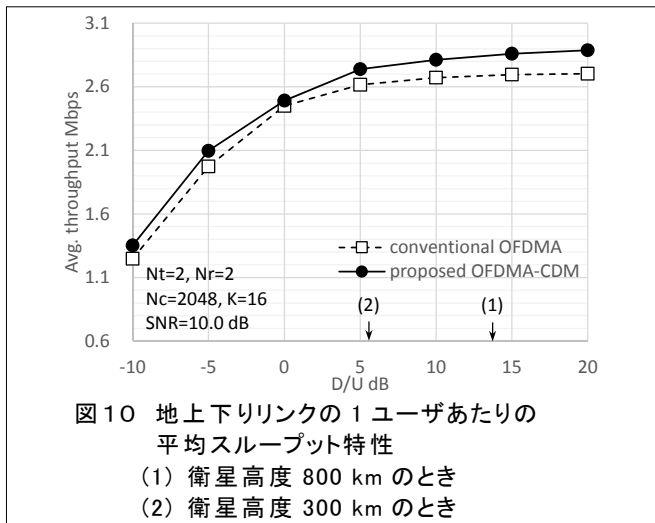


図10 地上下りリンクの1ユーザーあたりの平均スループット特性
(1) 衛星高度 800 km のとき
(2) 衛星高度 300 km のとき

次に図 11 に、D/U 比に対する地上上りリンクの平均スループットを示す。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、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 (localized FDMA) 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。

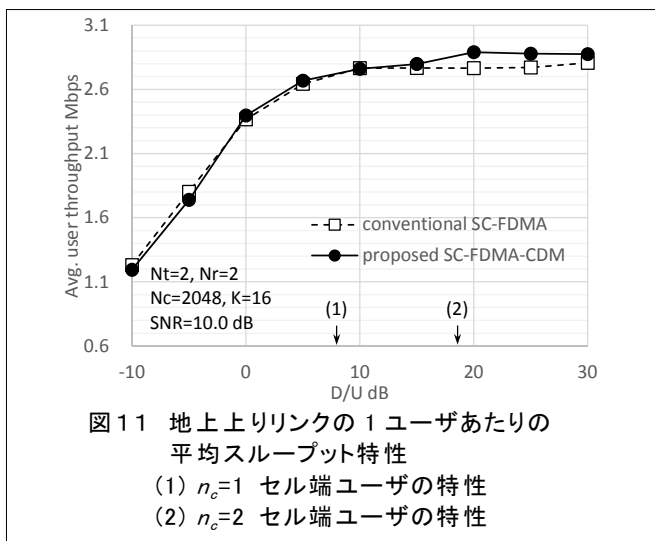


図11 地上上りリンクの1ユーザーあたりの平均スループット特性
(1) $n_c=1$ セル端ユーザの特性
(2) $n_c=2$ セル端ユーザの特性

地上リンクと同様に、表 2 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 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すべての基地局もしくは地上端末の模擬はせずに、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 12 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 [7]) 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、干渉により特性が劣化する。提案手法では、拡散のダイバーシチ効果により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。

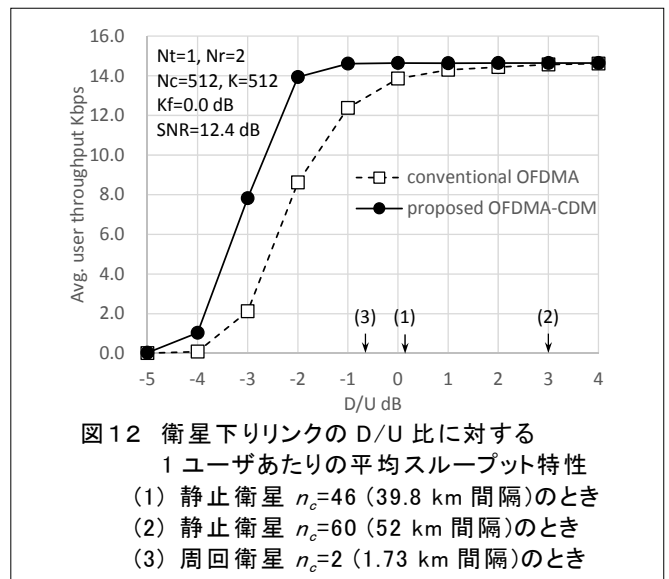


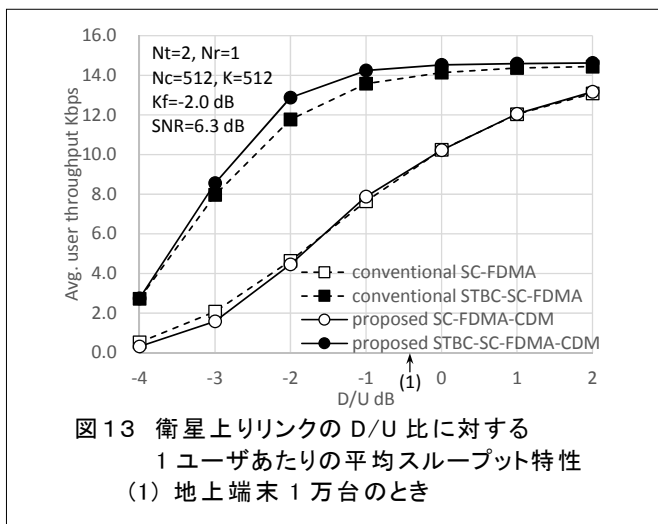
図12 衛星下りリンクの D/U 比に対する1ユーザーあたりの平均スループット特性
(1) 静止衛星 $n_c=46$ (39.8 km 間隔) のとき
(2) 静止衛星 $n_c=60$ (52 km 間隔) のとき
(3) 周回衛星 $n_c=2$ (1.73 km 間隔) のとき

同様に、衛星上りリンクの1ユーザーあたりの特性を算出した。図 13 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。衛星上りリンクでは、1

干渉分離重畳による無線多元接続技術の性能向上

Performance improvement of wireless multiple access scheme by interference division and superposition

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、拡散効果が限定的であるが、STBC と併用すると効果が表れている。一方、STBC 適用が無い場合の提案 CDM 手法と既存手法においては、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、既存手法と特性がほとんど変わらないものとなった。

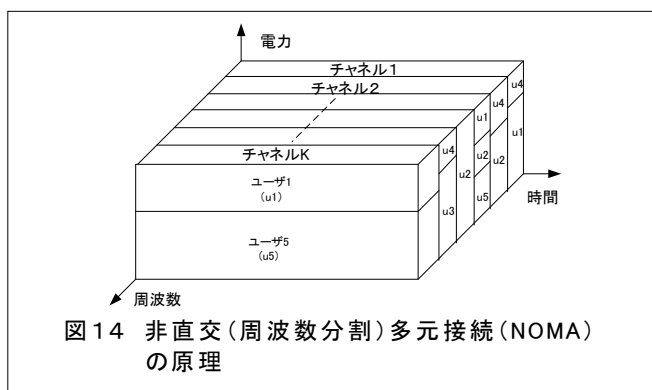


以上より、全周波数帯域を共用した STICS においても、OFDMA の適用によりスループットが確保されていることが分かった。また、提案 OFDMA-CDM 手法がいずれのリンクにおいても、2 次元拡散効果により性能を向上させていることが確かめられた。現在の地上システムではシステム容量を上げるために周波数再利用率 1 のセル展開が必須であるため、全帯域共用型 STICS が有望であると考えられる。

3. 非直交多元接続の性能向上

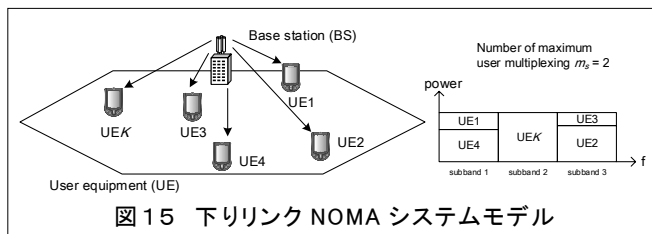
スマートフォンなどの普及により、無線通信高速化の需要はますます大きくなっている。2020 年に現在の 1000 倍にも達すると予測されているトラフィック量を収容する大容量な無線通信システムの実現が求められており、第 5 世代移動通信システム (5G) の標準化規格策定の議論が世界的に進められている [10]。5G の目指すシステム進化の方向には、低遅延、高モビリティ、省電力などの様々な軸があるが、ピーク伝送速度も 10 Gbps 以上に設定されている。これを実現するためには、種々の要素技術の結集が必要であるが、多元接続技術の高度化も主要な要素となっており、現在非直交多元接続 (non-orthogonal multiple access: NOMA) が検討されている [11,12]。直交多元接続 (orthogonal multiple access: OMA) ではマルチキャリア伝送において一つのサブバンドに一人のユーザが割り当てられるため、ユーザ間の干渉は生じない。これに対して NOMA ではユーザ間干渉を許容し、一つのサブバンドに複数のユーザが割り当てられることを可能とするスケジューリングが行われる。

図 14 に、NOMA の例を示す。同一チャンネル (サブバンド) に複数のユーザが割り当てられている。その際に例えば、近傍と遠方などのチャンネル状態の異なるユーザ対が選ばれ、遠方ユーザへの電力を大きくして重畳して送信する。受信側では近傍ユーザが逐次干渉キャンセル (successive interference cancellation: SIC) [13] を行うことで干渉を抑圧する。すなわち、近傍ユーザは大電力送信の遠方ユーザの信号をほぼ正しく復号できるため、それを SIC によって除去したのちに自信号を復号する。遠方ユーザは重畳された小電力近傍ユーザ信号は減衰しているため、自信号復号のみを行う。これにより、OMA よりもシステム容量が上がるということが知られている。



3.1 NOMA システムモデル

以降では、地上セルラシステムにおける NOMA の性能向上について検討を行う。図 15 に、下りリンク NOMA のシステム概念図を示す。基地局 (base station: BS) からユーザ端末 (user equipment: UE) への下りリンクにおいて、BS はターゲットセル内のユーザのチャンネル情報をフィードバックによって通知され、その情報に基づき公平性を考慮 (proportional fair: PF) しつつ、各サブバンドの割り当てを干渉を伴うユーザ重複を許しつつ行う。そして、全サブバンド割り当て時の平均ユーザ容量を PF 基準において最大化させる。図の例では、サブバンド 1 と 3 において UE1, 4 と UE2, 3 が重畳された割り当てになっている。



BS は N_t アンテナ、各 UE は N_r アンテナを持つ MIMO (multiple-input multiple-output) 通信路を仮定する。対象セル内に K ユーザが存在し、各帯域幅 B の S 個のサブバンドをユーザに割り当てて伝送する。なお、サブバンド内のチャンネル成分は一定であると仮定する。もし、サブバンドが複数のサブキャリアからなる場合、

干渉分離重畳による無線多元接続技術の性能向上

Performance improvement of wireless multiple access scheme by interference division and superposition

サブバンド内のチャンネル平均値などを用いればよい。このとき、各サブバンドでは1ユーザのOMAもしくは最大 m_s ユーザの重畳を許すNOMAを用いるものとする。サブバンド s ($1 \leq s \leq S$) では K ユーザから $U_s = \{i_s(1), i_s(2), \dots, i_s(m_s)\}$ なるユーザを選択する。ここで、 $i_s(l)$ ($1 \leq l \leq m_s$) はサブバンド s に重畳されるユーザのインデックスを示す。このとき、サブバンド内各サブキャリアあたりの総送信電力は、定数に固定されているものとする。

図16の受信構成に示すように、SICに基づき s 内のチャンネルゲインの大きいユーザは、それ以下の多重 m_s ユーザの信号を正しく除去できると仮定する。図の例では、サブバンドを重畳して割り当てられたUE1とUE4において、近傍のUE1は大電力のUE4の信号を復号して除去した後にUE1の信号を復号するSICを行う。遠方のUE4はUE1の信号が十分減衰していることから、UE4の信号のみを復号する。このとき、UE1はUE4の信号を正しく除去できると仮定する。

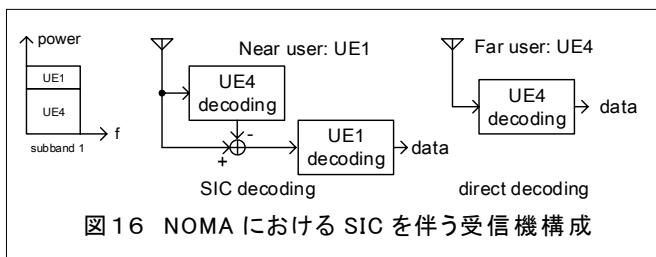


図16 NOMAにおけるSICを伴う受信機構成

また、サブバンド s におけるユーザ $i_s(l)$ のチャンネル係数は、サブキャリアごとにBSにおいて既知であるとする。すると、サブバンド s におけるユーザ $i_s(l)$ の各サブキャリアあたりの容量が計算できる。これを $R_s(i_s(l)|U_s)$ と表記するものとする[14]。すると、PFスケジューリングによるサブバンド s のユーザ選択は、

$$U_s = \arg \max_U \prod_{k \in U} \left(1 + \frac{R_s(k;t)}{(t_c - 1)T(k;t)} \right) \quad (1)$$

という式により得られる。ここで、 $T(k;t)$ はユーザ k の時刻 t における平均スループット、 $R_s(k;t)$ は時刻 t においてサブバンド s に割り当てられたユーザ k の通信路容量であり、割り当てられていないときは0である。また、 t_c は平均化時間である。このユーザセット U_s の組み合わせ数は、

$$N_{U_s} = \binom{K}{1} + \binom{K}{2} + \dots + \binom{K}{m_s} \quad (2)$$

となる。(1)式は(2)式のユーザ選択、時刻 t において、それまでに割り当てた s の順番、サブバンド s での送信電力設定の組み合わせ最適化問題になる。

3.2 スケジューリング手法の高性能化

(1)式の最適解を与える組み合わせ数は、一般的に大きいいため、既存のスケジューリング手法においては、

サブバンド s でのユーザ k への送信電力設定と $T(k;t)$ をスケジューリング開始前に事前計算値に固定して、(1)式の変数から除外する。これにより、(1)式はサブバンド s のオーダに依存しない関数となるため、 $1 \leq s \leq S$ まで昇順で実行できる。

既存の手法では、割り当ての計算量を抑えることができるが、大容量化と公平性の性能に改善の余地があった。そこで、ユーザ容量と公平性の両者の増加を図るために、若干の計算量増加を許容するアルゴリズムを提案する。具体的には、 $T(k;t)$ の逐次更新を行うことにより性能改善を図る。(1)式のスケジューリングを

$$U_s = \arg \max_U \prod_{k \in U} \left(1 + \frac{R_s(k;t)}{(t_c - 1) \left[T(k;t) + \sum_{i=1}^s R_{s_i}(k;t) \right]} \right) \quad (3)$$

と変更して、対象時刻 t におけるサブバンド s までに割り当てられたユーザ容量も考慮に入れる。ただし、 s_i は i 番目に割り当てたサブバンド番号である。したがって、このままでは最適割り当てはサブバンド割り当てオーダ s_i にも依存することになり、最適解は計算量が増加してしまう。これを低演算量で実行するため、提案手法では電力割り当ては事前固定割り当てを用いるものとし、さらに、以下の準最適アルゴリズムを用いる[15]。

提案スケジューリングアルゴリズム：

- 1) $T(k;t)$ を事前に算出する。すべての s に対しユーザ k への送信電力を事前に算出する。 $s=1$ とする。
- 2) K ユーザから $T'(k;t) = \left(1 - \frac{1}{t_c} \right) T(k;t) + \frac{1}{t_c} \left(\sum_{i=1}^s R_{s_i}(k;t) \right)$ (4) が一番低いユーザ $i_s(l)$ を選択する。
- 3) そのユーザの最もよいチャンネル係数を持つサブバンド s_i を選択する。
- 4) s_i に対し(3)式に基づきユーザ割り当てを行い、 $s \rightarrow s+1$ として2)に戻る。すべてのサブバンド S を割り当てたら終了。

まず、1)において全ユーザの平均スループット初期値を算出し、また、割り当て電力を予め求めておく。そして、2)において最小平均スループットを持つユーザ $i_s(l)$ を選択し、そのユーザが最も容量を上げることのできるサブバンド s_i を、スケジューリングを行うサブバンドとして選択する。そして、4)において s_i に対し(3)式のNOMA割り当てに基づき、ユーザセット U_s 探索を全組み合わせに対して行う。3)の s_i を選択することで、割り当て容量の低いユーザ $i_s(l)$ が、(3)式において選択された場合に、特性改善する効果を高める。これは、必ずしも s_i にユーザ $i_s(l)$ が選択されることを

干渉分離重畳による無線多元接続技術の性能向上

Performance improvement of wireless multiple access scheme by interference division and superposition

保証するものではないが、もし選択されれば、ユーザ $i_s(l)$ のスループットが他のサブバンドを選んだ場合に比べ相対的に大きく向上するため、平均スループットと公平性両者を改善させることができる。

提案手法のトレードオフは、計算量の増加である。(4)式を各サブバンドのユーザ割り当てを行うごとに更新する必要があるため、既存手法からの計算量がこの部分で増加する。ただし、(3)式の計算量は(1)式とほぼ同様であり、全体としても、既存手法からの計算量の増加はさほど大きくない。

3.3 計算機シミュレーション結果

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した。特性指標として、今回は平均ユーザ容量と Jain's fairness index (JFI) [16] を用いた。JFI は割り当てられたリソースに対するユーザごとの公平性を表す指標であり、0 から 1 の間の値を持ち、1 に近いほど各ユーザ間の容量差が小さく、公平性が達成されていることになる。

表 3 に、シミュレーション諸元を示す。非セクタ化 19セルモデルとし、送信電力が同一の隣接 18セル BS からの干渉波が到来するものとした。チャンネルは既知とし、干渉波も含めて UE から BS に完全にフィードバックされているものとした。 $S=1024$ として 1 フレームの高速フーリエ変換 (fast Fourier transform: FFT) サイズも 1024 とした。したがって、1 サブバンドは 1 サブキャリアに相当する。ユーザ多重数 m_s は 1 (OMA) か 2 (最大 2 多重の NOMA) とし、ユーザ位置は固定で 100 回のチャンネル生成を行い、容量と JFI を算出し、その後、ユーザ位置をランダムに 200 回変更した。また、セルエッジにおける平均 SNR を 10dB とした。

表 3 NOMA シミュレーション諸元

Cell layout	Non-sectorized hexagonal 19 cell model
Cell radius	500 m
Freq. reuse factor	1
Frequency band	2 GHz
Num. Tx and Rx antennas	$(N_t, N_r) = (2, 2)$
Num. user/cell K	16
Max. user multiplexing m_s	1, 2
Num. subband	$S = 1024$
FFT size	1024
Subband spacing	15 kHz
Channel	16 path 1 dB decay, quasi-static Rayleigh
Path loss exponent	3.5
Standard deviation of shadowing loss	7 dB
Channel estimation	ideal
Scheduling algorithm	proportional fair
Num, simulation iteration of user distribution	200
Num, simulation iteration per one user distribution	100
Throughput averaging factor t_c	20

図 17 に、 $m_s=2$ のときの 1 ユーザの平均スループットに対する累積分布関数 (cumulative distribution function: CDF) を示す。図中、(1)式を用いた既存手法と、(3)式のみを用い s を昇順に割り当てた proposed w/o subband ordering との比較を行った。図 17 より、提案手法は既存の(1)式の方式に比べて 5% (0.05) ユーザスループットが向上し、さらに、若干 50% (0.5) ユーザスループットも向上していることが分かる。これは(3)式を用いることで、割り当ての少ないままのユーザが生じる確率が減ったためであると考えられる。ただし、トレードオフとして 60%累積値の約 7 Mbps 以上のスループットが得られるユーザの確率は減っている。また、(3)式のみを用い s を昇順に割り当てた proposed w/o subband ordering と比べると、サブバンドオーダリングを用いることでも性能改善が得られていることが分かる。これは割り当ての少ないユーザが選択された場合に、大きな容量改善の得られるサブバンドをスケジューリングするため、改善量の拡大が得られたためと考えられる。ただし、提案アルゴリズムの 4)において、2)のユーザ $i_s(l)$ が選択される確率は、シミュレーションにおいては 6.5%であり、必ずしも大きくなかった。一方、 s を昇順に割り当てた proposed w/o subband ordering では 8.7%であったが、この場合、ユーザ $i_s(l)$ は選択されるものの、その s での容量拡大が必ずしも大きくないため、全体的には提案手法がユーザの平均的な容量拡大に寄与していることが確かめられた。

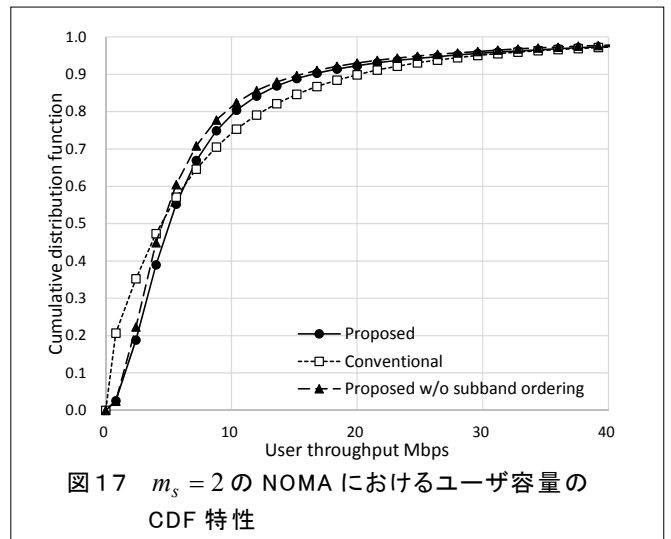


図 17 $m_s = 2$ の NOMA におけるユーザ容量の CDF 特性

次に、同シミュレーションにおける JFI の CDF を算出した。図 18 の結果より、提案手法は既存手法に比べて 50%値で 0.07 ポイントほど改善しており、公平性を向上させていることが分かる。これは(3)式とサブバンドオーダリングの効果である。一方、proposed w/o subband ordering と比べると、公平性はほぼ同一であり、サブバンドオーダリングの効果はスループット改善に寄与していることが分かった。

干渉分離重畳による無線多元接続技術の性能向上

Performance improvement of wireless multiple access scheme by interference division and superposition

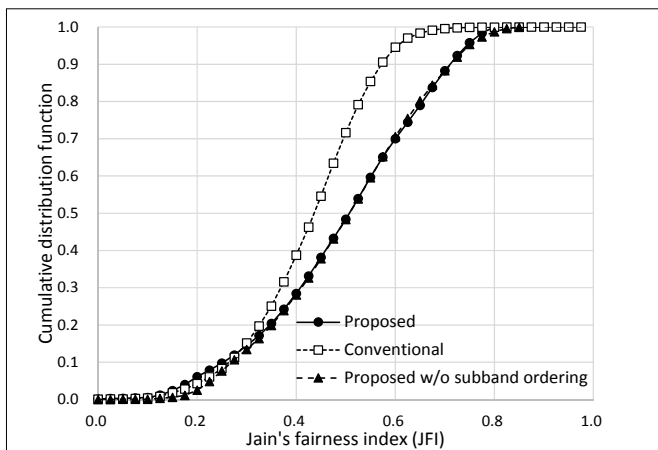


図 18 $m_s = 2$ の NOMA における JFI の CDF 特性

4. ヘテロジニアスネットワークにおける適応的多元接続

図 19 に例を示すように、4G 以降では複数の基地局が重畳的に配置され、同一周波数を用いて UE との通信を行うヘテロジニアスなネットワークが用いられるようになった。広い収容エリアを持つマクロセル内に複数のスモールセルが重畳されている。スモールセル近傍のユーザは、スモールセル BS に接続することで高速な通信を行うことができる。さらに、今後は STICS のような衛星や無人航空機などによるスーパーマクロセルの重畳も考えられる。このとき、総送信電力一定の制約下におけるシステム全体の容量の最大化を目的関数とした場合、これは全 BS-UE 間のチャネル係数に依存する、無線リソースと各 BS もしくは UE の送信電力配分の非線形組み合わせ最適化問題になる。その組み合わせ数は比較的大きくなるため、現実的には準最適解が用いられると考えられるが、多数の重畳 BS 存在下での低計算量で大容量な多元接続技術の構築が必要である。鍵となる要素は周波数利用率の向上であり、時間・周波数・空間・符号軸上における適応的な直交・非直交な多元接続手法がその解となると考えられる。

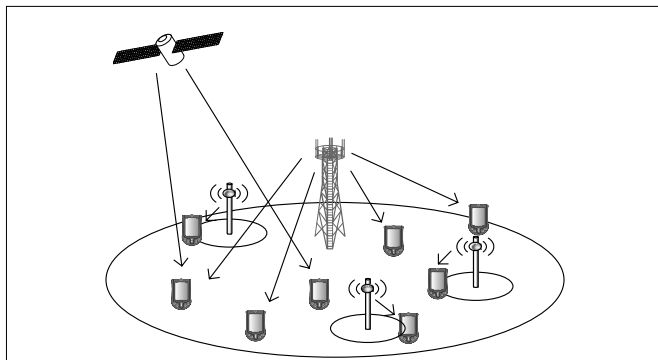


図 19 ヘテロジニアスネットワークにおける無線リソースの最適割り当て

5. まとめ

本稿では、移動体通信システムにおける多元接続技術の変遷について紹介し、システムの大容量化の実現には多元接続技術の高度化が必要であることを述べた。そして、直交多元接続である OFDMA-CDM について述べ、時間-周波数ダイバーシチ効果によりスループットが向上することを STICS への適用例により示した。また、非直交多元接続の NOMA において、無線リソース割り当てのスケジューリング手法の高度化により、平均スループットと公平性が上がることを示した。時間・周波数・空間・符号軸上で柔軟に切り替えのできる適応的な多元接続手法が、今後のシステム大容量化に寄与すると考えられるため、低計算量の準最適アルゴリズムを今後も検討したい。

参考文献

- [1] 一般社団法人電気通信事業者協会, 携帯電話・PHS 契約数, [Online] <http://www.tca.or.jp/database/>
- [2] 総務省統計局, 人口推計, [Online] <http://www.stat.go.jp/data/jinsui/index.htm>
- [3] Cisco Internet Business Solutions Group, [Online] <http://www.cisco.com/web/about/ac79/docs/innov/IOE.pdf>
- [4] 3GPP TS 36.300, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN): Overall description."
- [5] 3GPP, TR 36.814 (V9.0.0), "Further Advancements for E-UTRA Physical Layer Aspects," Mar. 2010.
- [6] 大鐘武雄, 小川恭孝, "わかりやすい MIMO システム技術," オーム社, 2009.
- [7] 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.
- [8] 岡本英二, 田中皓久, 辻宏之, 三浦周, "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," 信学論 B, vol. J97-B, no. 11, pp. 1009-1021, Nov. 2014.
- [9] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE Journal on Selected Areas in Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct 1998.
- [10] ARIB 2020 and Beyond Ad Hoc Group, "Mobile Communications Systems for 2020 and beyond," White Paper, [Online] <http://www.arib.or.jp/ADWICS/20bah-wp-100.pdf>, Oct. 2014.
- [11] Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Benjebbour, T. Nakamura, L. Anxin, and K. Higuchi, "Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for Cellular Future Radio Access," Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC2013Spring), pp. 1-5, June 2013.
- [12] K. Higuchi and A. Benjebbour, "Non-orthogonal Multiple Access (NOMA) with Successive Interference Cancellation for Future Radio Access," IEICE Trans. on Commun., vol. E98-B, no. 3m pp. 403-414, Mar. 2015.
- [13] N. I. Miridakis and D. D. Vergados, "A Survey on the Successive Interference Cancellation Performance for Single-Antenna and Multiple-Antenna OFDM Systems," IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 15, no. 1, pp. 312-335, First Quarter 2013.
- [14] A. Benjebbour, L. Anxin, Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Harada, and T. Nakamura, "System-level performance of downlink NOMA for future LTE enhancements," Proc. IEEE Globecom, pp. 66-70, Dec. 2013.
- [15] E. Okamoto, "An improved proportional fair scheduling in downlink non-orthogonal multiple access system," Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. 2015 Fall (VTC-2015Fall), 5 pages, Sept. 2015.
- [16] A. V. Babu and L. Jacob, "Fairness analysis of IEEE 802.11 mesh networks," IEEE trans. Veh. Tech., vol. 56, no. 5, pp. 3073-3088, Sep. 2007.

この研究は、平成 23 年度 S C A T 研究助成の対象として採用され、平成 24 ~ 26 年度に実施されたものです。