

In-Band Full Duplex のための干渉モニタリング技術

加藤豊行 Toyoyuki Kato, 森 隆 Takashi Mori, 滝沢正則 Masanori Takizawa,
河村尚志 Takashi Kawamura, 丸山祐一 Yuichi Maruyama

[要 旨]

近年、スマートフォン・モバイル端末の普及拡大や無線通信システムの大容量・高速化によりモバイルトラフィックは増加を続け、周波数帯域の逼迫状態が定常化している。その緩和を目的として、総務省は平成 17 年度より「電波資源拡大のための研究開発」を開始し、新たな周波数帯域の開拓、周波数の共同利用促進、および周波数の利用効率の向上などの研究開発を推進している。その一環として、当社では令和元年より 4 年間のプロジェクトとして「帯域内全二重通信のための干渉モニタリング技術」の研究開発を進めてきた。本稿では、帯域内全二重通信を概説し、その実現において干渉情報の観測・分析を担う干渉モニタリング装置の研究試作について報告する。

1 まえがき

第 5 世代移動通信(以下 5G)システムの導入に伴い高 SHF 帯(Super High Frequency)等の活用が開始されるが、必ずしも十分なチャンネル数を確保できる訳ではなく、周波数逼迫を根本的に解消することは難しい。また、MIMO(Multiple Input Multiple Output)や NOMA(Non-Orthogonal Multiple Access)など、周波数利用効率の向上のためのさまざまな技術が開発・実用化されてきたが、またなおモバイルトラフィックの増加が予想され、更なる周波数利用効率の改善策が期待されている。その一つの候補として帯域内全二重通信(In-Band Full-Duplex, 以下 Full-Duplex)の研究開発が進められている。当社では、この Full-Duplex の実現で必須となる干渉モニタリング技術に関する研究開発に取り組んできた。

本稿では、最初に第 2 章でこの Full-Duplex について概説し、第 3 章では干渉モニタリング技術について触れ、第 4 章で開発した干渉モニタリング装置について解説する。

2 帯域内全二重通信(In-Band Full-Duplex)

従来の移動通信システムでは、基地局(Base Station, 以下 BS)とユーザ端末(User Equipment, 以下 UE)の間の送受信を時間分割で実行する TDD(Time Division Duplex, 時分割複信)方式か、あるいは周波数で分割する FDD(Frequency Division Duplex, 周波数分割複信)方式のいずれかが主に用いられてきた。周波数利用効率の点で優る TDD 方式(図 1(a))では、同一周波数で BS から UE への送信(Down Link, 以下 DL)と UE から BS への送信(Up Link, 以下 UL)を時分割で実行することにより見かけ上の同時通信を行う。これに対して、Full-Duplex(図 1(b))ではさらに、相互干渉が生じない複数の UE が送受信を同一の周波数と時間スロットで同時実行する方式である。

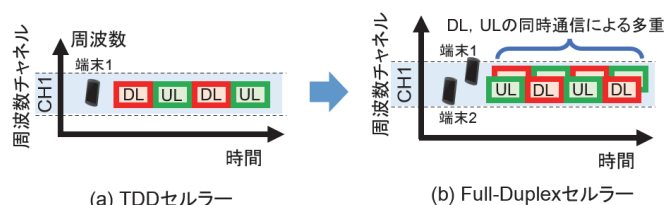


図 1 TDD と Full-Duplex の相違

図 2 に BS と 2 台の UE で構成された単一のセルにおける Full-Duplex の実行例を示す。ここで、BS は UE#2 からの UL を受信している最中に UE#1 への DL の送信を同時に実行している。このとき、UE#2 が発した UL と BS が UE#1 に向けて発した DL の間で干渉が生じる可能性がある。その一つが BS 近傍で生じ得る自己干渉(Self-Interference, 以下 SI)であり、もう一つは UE#1 近傍で生じ得る端末間干渉(Inter UE Interference, 以下 IUI)である。SI は、他 UE より受信した UL から BS 自身が発した DL を分離・除去するための自己干渉キャンセル機能を BS に実装することで回避する。一方、IUI に対して同様の対策は、UE 自体への自己干渉キャンセル機能の実装がリソース等の制約により難しい。したがって、IUI の影響が無視できるときのみ BS が制御を行い、当該 UE との Full-Duplex を実行する。

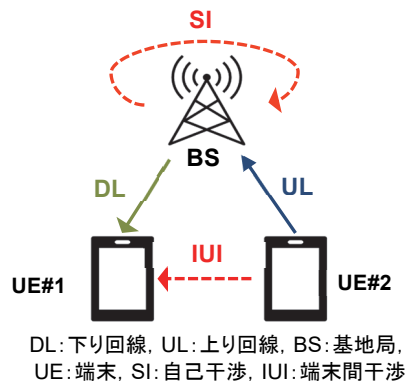


図 2 Full-Duplex(帯域内全二重通信)

実際の使用環境では、さらに多くの干渉源が存在する。隣接する複数セル間で発生し得る相互干渉の関係を図 3 に示す。Full-Duplex セルラーシステムは、新たな干渉(図 3 の実線)に対処するため、信号をモニタリングし干渉量の解析を行い、Full-Duplex を実行することが可能な UE を選出することや、干渉量に応じて送信時間や送信電力をダイナミックに制御することで被干渉・与干渉の抑制を行う。

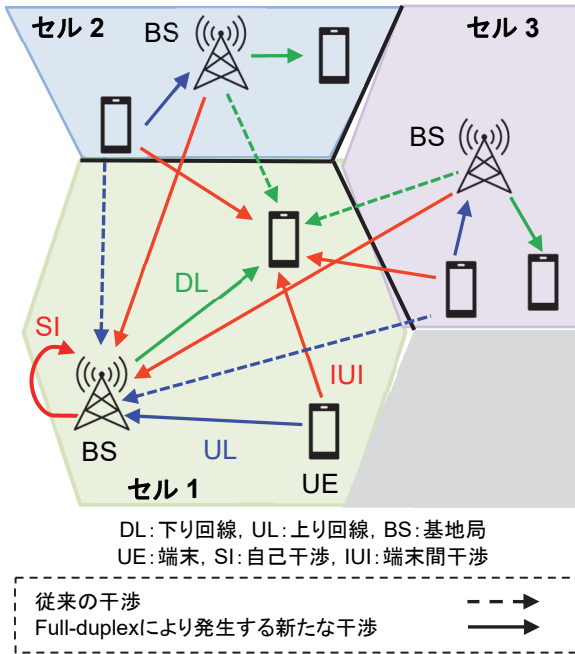


図 3 Full-Duplex セルラーシステムにおける干渉モデル

3 干渉モニタリング技術

3.1 OFDMA 信号に対する干渉モニタリング技術

5G で使われている OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 方式は、各 UE に対してリソースブロック単位で周波数・時間スロットを割り当てて通信を行っており、その信号自体には信号源の特定に繋がるような明示的な情報は含まれておらず、混在した複数の信号の分離は容易ではない。干渉モニタリング技術は、点在する複数の UE から空間に発射された無線信号を測定し、OFDMA の混合信号に埋もれている情報から信号分離とその各信号の到来方向推定を行い、干渉状況を分析する。これらの機能は次の 3 つに大別される。図 4 にその構成を示す。

- ① 時空間到来方向推定用アンテナシステム
多素子アンテナアレイによって信号源の物理的な位置や伝搬路の差異を観測可能な RF 信号を得る。
- ② マルチチャンネル受信器
アンテナシステムの各素子で観測された複数のアナログ RF

信号をダウンコンバートした後にデジタル化し、ブラインド信号推定処理が可能なデータへ変換する。

- ③ ブラインド信号推定アルゴリズム
混合モデルの逆問題を解くブラインド信号分離(Blind Signal Separation)の手法により、複数信号源からの到来方向の推定を行う。

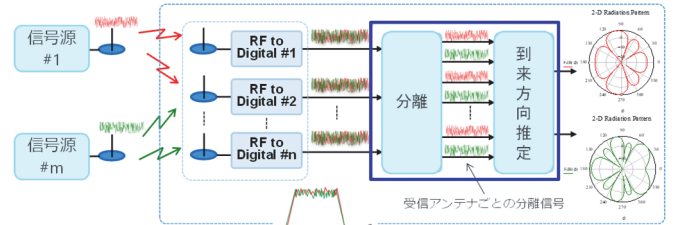


図 4 干渉モニタリング機能の構成

3.2 ブラインド信号推定アルゴリズム

混合した複数の信号の分離に用いるブラインド信号分離の代表的な手法である独立成分分析 (Independent Component Analysis, 以下 ICA)¹⁰⁾ をベースとしたアルゴリズムを検討採用した。

3.2.1 FDICA による信号分離

ICA は、信号源の独立性を仮定して、混合した信号を元の独立成分に分離する手法である。これは、複数の信号を混合するとその混合信号は中心極限定理によってガウス信号に近づく点に着目し、逆にこの混合信号のガウス性を最小にすることで最も独立であると推定される信号を得る方法である。ところで、OFDM 信号は周波数空間で直交する信号を多重し、複数の搬送波に分散させるため、中心極限定理により OFDM 信号の時間領域における信号振幅はガウス分布となる(図 5(a))。そのため OFDM 信号に対する ICA はそのまま適用できないので、周波数領域で ICA を施す FDICA (Frequency Domain ICA)^{12), 13)} を用いる(図 5(b))。FDICA は、観測信号の各周波数ビンに対して独立に複素数の ICA を適用することで、周波数ごとの分離行列を全周波数にわたってブラインド信号を推定する。周波数領域への変換により、信号の時間並進は位相のずれとして表され、マルチパス環境における遅延波は同時にまとめて扱うことができる。個別に扱う場合に比べてアンテナ数の節約というメリットがある。

代表的な ICA の手法に InfoMax¹⁷⁾ と FastICA¹⁸⁾ があげられる。InfoMax は、非ガウス性の最大化問題をある尤度関数の最大化問題に置き換えて、(自然)勾配法によって解く手法である。FastICA は信号の前処理によって最適化を行う範囲を限定し、不動点法による高速な最適化を行う。勾配法による InfoMax と異なり FastICA は学習率の設定が不要なため、今回は FastICA を選択した。複素

信号を対象にした ICA は、実部と虚部が無相関とならないように、分離信号の非ガウス性を測るコントラスト関数には信号の絶対値を入れる^{19)・20)}など、少し注意が必要である。

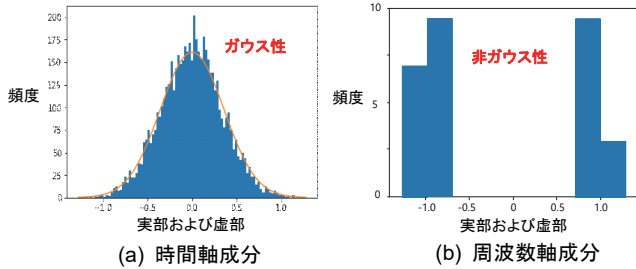


図5 OFDM 信号の実部および虚部の頻度分布

3.2.2 クラスタリングによる分離成分の再構成

FDICA は、フーリエ変換に続く ICA とそこで得られた分離成分に対するクラスタリングの 2 段階で構成される。クラスタリングは、周波数ごとの ICA により得られた分離成分を信号源再構築のために、なんらかの方法で信号源ごとの分離成分に分類する。

分離成分のクラスタリングについてもいくつかの手法が提案されている^{12)・13)・14)・15)}。ここではできるだけ仮定を置かないために、リファレンス信号¹³⁾や信号の周波数(サブキャリア)割り当ての連続性^{12)・14)}を利用せず、同一信号の信号成分が同じ到来方向を持つことに着目した手法¹⁵⁾を用いる。本稿ではマルチパス環境を想定して、信号成分の到来角度そのもの¹⁵⁾ではなく、ビームフォーミング法⁵⁾によって得られる到来方向の角度スペクトラム(以下、ビームパターン)を用いた。ビームフォーミング法よりも分解能の高い手法として、多重信号分類法(Multiple Signal Classification, 以下 MUSIC)¹⁴⁾が知られている。しかし、ある周波数ビンにおける信号成分は明らかに単一の周波数成分しか持たないため、複数の到来パスによる信号は完全に相関する。したがって MUSIC 法のような部分空間法は FDICA のクラスタリング要素の作成としては使用できない。

受信端における信号のビームパターンは、ICA の結果に逆投影法²¹⁾を施し、続いてビームフォーミング法を適用して得られる。各到来方向 $\theta \in \{-90, -89, \dots, 90\}$ におけるパワーを \mathbb{R}^{181} 内の点と見なしてクラスタリングを行う。候補して挙げられる代表的なクラスタリング手法として k 平均法²²⁾、スペクトラルクラスタリング²³⁾、階層的クラスタリング²⁴⁾(特にここでは単連結法)が存在する。マルチパス環境下において、このビームパターンが作るクラスタ形状は非等方的となる。 k 平均法はクラスタの形状が等方的であることを仮定した手法であるため、任意のクラスタ形状に対して適用可能であるスペクトラルクラスタリングおよび単連結法を使用した。これらの手法は、データをグラフとみなしてクラスタリングを行う。すなわち、ビームパターンを頂点に、また

頂点間の距離や類似度を辺に対応させたグラフを構築する。このようなクラスタリングにおいては類似度の選択が重要である。クラスタリングを行う観点から言えば、スパースなグラフを作るために、近傍の点のみ類似度を計算した k 近傍グラフを用いると良い²³⁾。

4 装置概要

干渉モニタリング技術の検証を目的として装置を試作した。要求仕様および主な諸元を表 1 に示す。

本装置は、アンテナで受信した信号を前述 OFDMA 信号に対する干渉モニタリング技術(3.1)①~③の処理を経て、到来方向を推定する。以降の各節ではその各部を紹介する。

表 1 干渉モニタリング装置の諸元・要求仕様

項目	仕様・性能
対応周波数	Sub6GHz 帯(3.7 GHz, 4.5 GHz) 高 SHF 帯(28 GHz)
解析帯域幅	100 MHz
到来方向推定誤差	$\pm 10^\circ$ 以下
信号分離後干渉信号抑圧比	10 dB 以下

4.1 アンテナシステム

高 SHF 帯(28.2 GHz~29.1 GHz)と Sub6GHz 帯(3.75 GHz/4.65 GHz)のそれぞれに対応した到来方向推定用スリーブアンテナを製作した。図 6 に外形および構成を示す。本稿では特に高 SHF 帯用アレーアンテナについて紹介する。

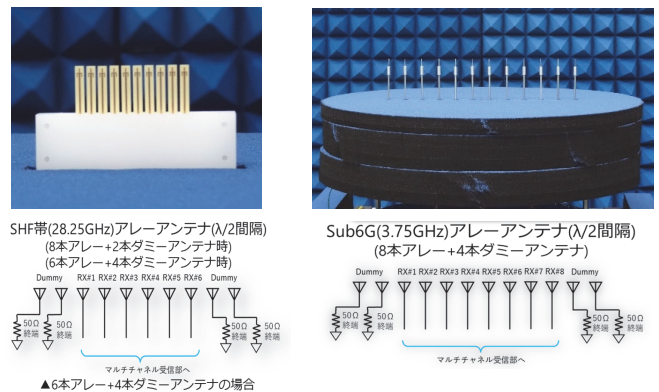


図 6 アンテナシステム

高 SHF 帯では、加工精度や量産性の点から Sub6GHz 帯のような同軸線を加工したアンテナを作成することは困難であるため、両面プリント基板を用いた。基板材は、使用周波数帯が高く給電線路が長いことから、高周波数帯においても低損失なパナソニック社製 MEGTRON7, R-5785(N) (比誘電率 3.4, 誘電正接 0.002) を用いた。図 7 にアンテナの構造を示す。特徴は、放

射波の GND 板による反射を削減するため、アンテナ素子への給電線路に GND 板を必要としない平行平板線路を用いたことである。基板左側のマイクロストリップ線路からテーパバランで平行平板線路に変換し、その先端にスリプアンテナの素子が接続する構造となっている。基板の表裏を使った構造が、垂直面 (E 面) の指向性が傾いた特性を生じさせるため、基板の片面にアンテナの金属パターンをまとめ、Via ホールを用いて接続する構成にした。

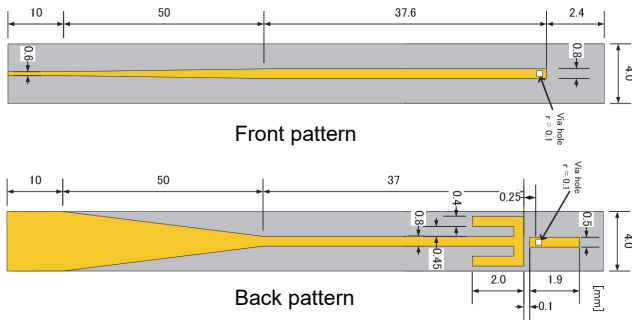


図 7 両面プリント基板で作成する高 SHF 帯スリプアンテナ

試作したアンテナの S_{11} 測定結果を図 8(a)に示す。使用周波数帯 28.2 GHz~29.1 GHz において $S_{11} < -10$ dB を満たしており、十分な性能が確認できる。図 8(b), (c)に、指向性の測定結果の代表例として使用周波数帯域の中心周波数 28.65 GHz での測定結果を示す。指向性のレベルは主偏波の最大値で正規化されている。垂直方向の指向性にリップルがみられるものの、水平方向は一般的な指向性で交差偏波レベルも -15 dB 程度となっているため、到来方向推定に用いるアンテナとして必要な性能を満たしている。

4.2 マルチチャネル受信器

マルチチャネル受信器は、最大 8 チャネルのアレーアンテナシステムで受信した RF 信号をチャンネルごとに IF 周波数にダウンコンバートする RF 部と、このダウンコンバート後の IF 信号をデジタル化するデジタル部で構成される。

RF 部は、8CH の高 SHF 帯および Sub6GHz 帯のダウンコンバータで、低位相雑音のローカル信号を用いることにより高分解能

化に寄与している。入力信号は、サブキャリア間隔 30 kHz~120 kHz、帯域幅 100 MHz、QPSK/16QAM/64QAM/256QAM の OFDM 信号で、平均パワーに比べてピークパワーが大きく、非線形歪による信号品質の劣化が考えられるため、レベルダイヤはこのような信号品質を考慮し作成した。ローカル信号源は、サブキャリア間隔の狭さによる位相雑音を考慮して設計された。本装置はチャンネル間のキャリア位相差に基づいて到来方向推定等の信号処理を行うため、各チャンネルの遅延時間および位相が揃っている必要がある。そのため、各チャンネルは同一ローカル信号を使用すると共に等長配線の同一構成で設計し、個体差による位相差を Sub6GHz 帯で $\pm 20^\circ$ 以内、高 SHF 帯では $\pm 90^\circ$ 以内に抑え、最終的にソフトウェアにより位相校正を行った。

4.3 干渉モニタリング装置

前述したアンテナシステム(4.1)とマルチチャネル受信器(4.2)を統合し、これに信号推定アルゴリズム(3.2)を組み込む形で、高 SHF 帯および Sub6GHz 帯に対応した干渉モニタリング装置を試作した。装置の構成を図 9 に、外観写真を図 10 に示す。高 SHF 帯測定時の構成では、図 6(a)のアンテナを使用し、高 SHF 帯から IF へは専用のダウンコンバータモジュールを接続する。同様に Sub6G 帯測定時は、図 6(b)のアレーアンテナを使用し、RF 部には Sub6GHz 帯から IF へのダウンコンバータモジュールを用いる。巻末の表 3 に干渉モニタリング装置の主要規格を示す。

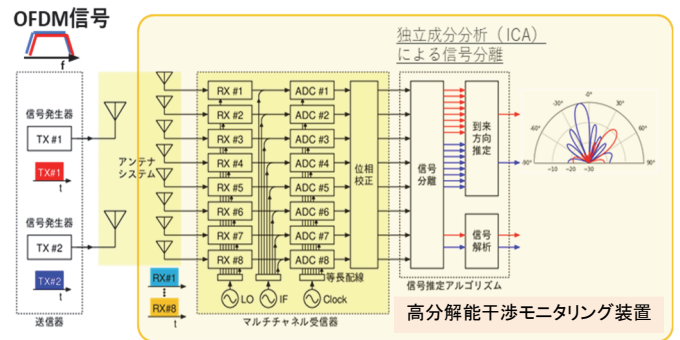


図 9 干渉モニタリング装置の構成

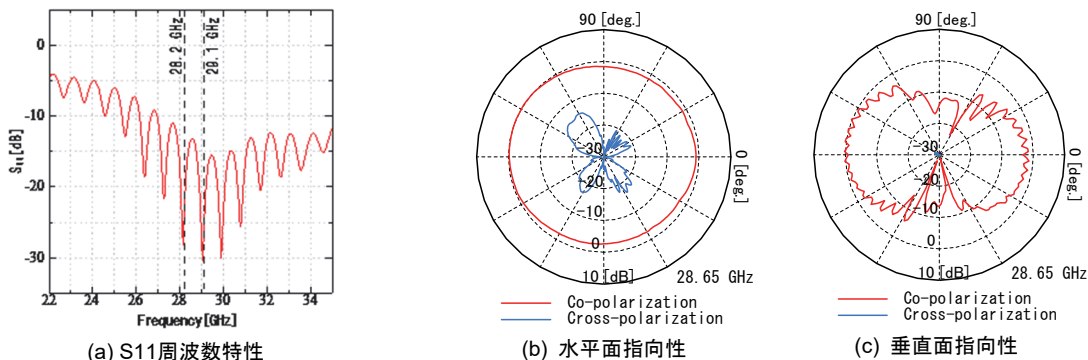


図 8 高 SHF 帯スリプアンテナの評価結果



図 10 干渉モニタリング装置外観 (Sub6GHz 帯測定時)

5 システム評価・実験

試作した干渉モニタリング装置を用いて、到来方向推定角度誤差および分離後信号の EVM(Error Vector Magnitude)特性について評価実験を行った。

実験におけるアンテナの配置を図 11 に示す。受信用アレーアンテナは 1/2 波長の間隔で最大 8 本配置し、両サイドに最大各 2 本の 50 Ω 終端したダミーアンテナを同じ間隔で配置した。ダミーアンテナにより、受信アンテナ素子間の相互結合の影響が均一化し、アベレージ効果が向上する。そのため、より広い領域で到来方向推定誤差を小さくできる。2 本の送信用アンテナ(TX#1, TX#2)は、信号源の SG に接続されている。

測定は、図 11(b)のように送信アンテナ TX#1 を -10° または $+10^\circ$ に固定し、送信アンテナ TX#2 を -72° から $+72^\circ$ まで変えて行った。実験に使用した送信信号の諸元を表 2 に示す。送信レベルは、TX#1 に対して TX#2 の相対送信レベルが -6 dB になるように設定した。

表 2 実験に使用した送信信号の諸元

項目	Sub6GHz 帯	高 SHF 帯
中心周波数	3.75/4.65 GHz	28.25 GHz
帯域幅	100 MHz	
サブキャリア間隔	30 kHz	120 kHz
スロット数	8	32
リソースブロック	173	66
コーディング方式	QPSK	
周波数偏移	0	
信号源数	2	
受信アンテナ数	8	
伝搬パス数	1	
信号送信アンテナ	3.3-4.9 GHz Standard Gain Horn Antenna (A-Info) Gain: 10 dBi	WR-34 Pyramidal Horn Antenna (SAGE) Gain: 23 dBi

5.1 振幅・位相校正

チャンネル間の振幅や位相の誤差はその処理結果の精度に大きく影響を及ぼすため、測定開始前には振幅・位相校正を行いそのような誤差発生要因を最小化しておく。

振幅・位相校正は、測定開始前に図 11(a)のように 0° 方向に送信アンテナを 1 本配置し、このときの受信信号が等振幅・等位相となるように行った。

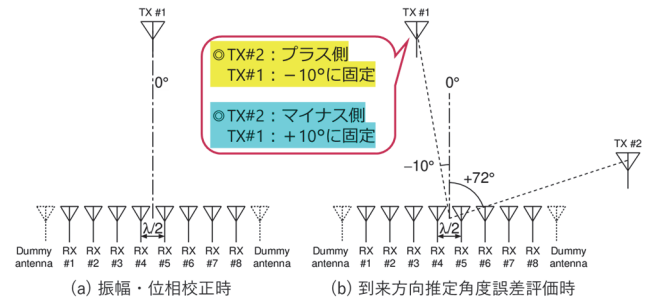


図 11 実験におけるアンテナ配置

5.2 高 SHF 帯実験結果

高 SHF 帯(28.25 GHz)の実験結果を図 12 に示す。図 12(a), (b)はそれぞれ、分離した信号の到来方向推定誤差特性と角度スペクトラムである。実験条件は、校正なし、位相校正のみ、および振幅・位相校正の 3 つである。

位相校正および振幅位相校正の場合、結果はほぼ一致しており、送信アンテナの角度 -72° から $+72^\circ$ までの範囲で到来方向推定誤差は 5° 未満であり、目標 $\pm 10^\circ$ 以下を満たした。また、およそ -48° から $+54^\circ$ の範囲で誤差はほぼ 0 でフラットな特性となった。一方、校正をしなかった場合、 $\pm 72^\circ$ の範囲で誤差は $+5^\circ$ 以上となった。目標誤差 $\pm 10^\circ$ を満たしたのは、送信角 $\pm 54^\circ$ の範囲であり、校正の効果には顕著な違いがあった。図 12(b)②位相校正と③振幅位相校正から、振幅校正によってサイドローブがさらに低減された。

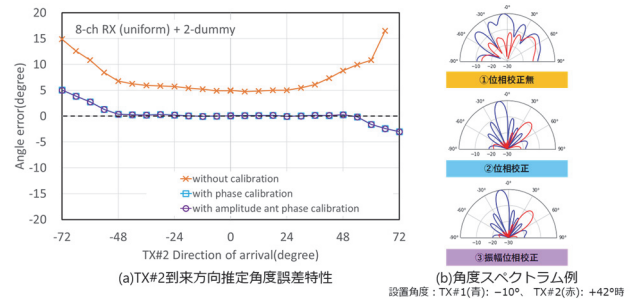


図 12 高 SHF 帯の到来方向推定誤差

分離後の TX#1 と TX#2 の EVM 特性を図 13(a), (b)に示す。送信レベル差である 6 dB の差がついておらず SNR(信号対雑音比)のリミットではないが、少なくとも 30 dB 以上の十分な信号分離

ができていますと考えられる。到来角度が大きくなるとアンテナの指向性により受信電力が低下するため、TX#2 の EVM は若干増加傾向が見られる。EVM 値の測定ごとのばらつきが後述の Sub 6 GHz 帯の EVM 特性(図 13)よりも大きいですが、これは高 SHF 帯では位相雑音の影響が大きいと考えられる。

分離後の EVM 特性(図 13)には、8 チャンネル/6 チャンネル/4 チャンネルで受信した場合の結果と、8 チャンネルで受信し 6 チャンネル相当の角度分解能になるように各受信アンテナに重み付けをした場合の結果と、同様に 6 チャンネルで受信して 4 チャンネル相当の重み付けをした結果が示されている。図 13(c)の角度スペクトラム波形より、重み付けをすることで角度分解能は劣化するがサイドローブは低減されている。これにより重み付け処理は、角度範囲は限定的だが偽スペクトラムの影響を受けにくい効果があるといえる。

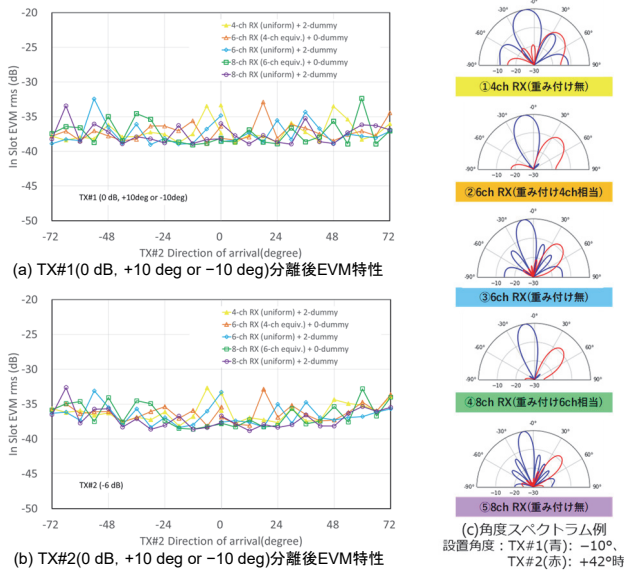


図 13 高 SHF 帯の信号分離後 EVM 特性

5.3 Sub6GHz 帯実験結果

図 12 の高 SHF 帯(28.25 GHz)結果と同様に、Sub6GHz 帯(3.75 GHz)の実験結果を図 14 に示す。どの校正条件でも、推定誤差は $\pm 5^\circ$ 未満であり、目標誤差 $\pm 10^\circ$ を満たした。 $\pm 54^\circ$ の範囲ではおよそフラットな特性となっている。振幅校正は、図 14(b)②、③の角度スペクトラムから、位相校正のみの場合よりサイドローブが若干低減しており、効果はあった。高 SHF 帯の結果(図 12)と比較すると、校正をしない場合の推定誤差は Sub6GHz 帯の方が小さかった。これは周波数帯が 1/7 程度低いことから、チャンネル間の位相差が小さくなったためと考えられる。図 12(b)①と図 14(b)①の角度スペクトラムを比較すると、高 SHF 帯では多くの偽スペクトラムが観測されるが、Sub6GHz 帯はサイドローブが不均一になる程度であった。

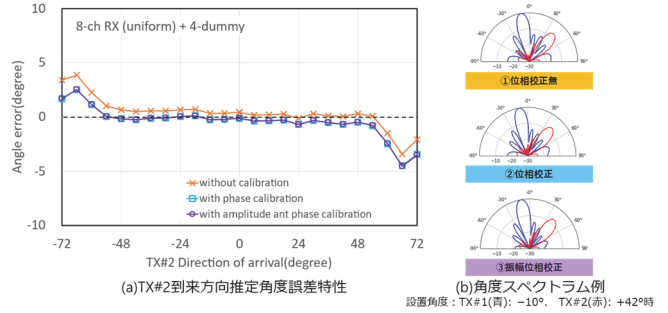


図 14 Sub6GHz 帯の到来方向推定誤差

分離後の Sub6GHz 帯 EVM 特性について、実験結果を図 15(a), (b)に、角度スペクトラム波形を図 15(c)に示す。到来角度が大きくなるとアレアンテナのレベル指向性の影響で TX#2 の受信電力が低下するため、TX#2 の EVM は若干増加している。到来角度 0° 付近の EVM の増加は、2 つの信号源の角度差が小さく分離しにくいためである。6 チャンネル/4 チャンネル相当の重み付けをかけると角度分解能が低下するため、それぞれ EVM はやや悪化した。以上のような傾向が見られるが、目標基準を満足しており信号分離ができています。

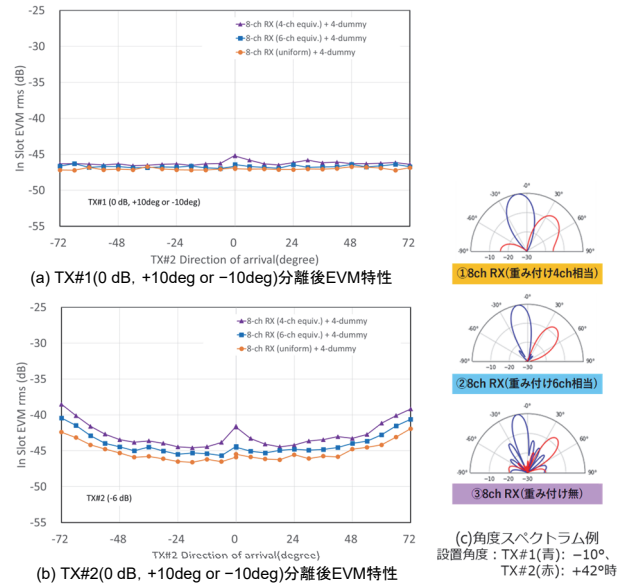


図 15 Sub6GHz 帯の信号分離後 EVM 特性

6 むすび

2 つの対応周波数、高 SHF 帯(28 GHz)および Sub6GHz 帯(3.7 GHz, 4.5 GHz)で、ブラインド信号分離を備えた干渉モニタリング装置の試作実験を行った。到来方向の推定角の範囲に違いはあったが、どちらの周波数帯においても、IUI の把握に必要な干渉情報を測定できることを確認した。今回は、通信環境・条件や通信フレームのパターンなど、限られた範囲での実験・検証ではあった

が、干渉モニタリング方式としての可能性について一定の成果を得ることができた。

今後は、さらに多様な環境・条件での実験・検証を行い、その結果のフィードバックにより実環境での利用に即した測定精度や処理速度の向上を目指したい。

7 謝辞

本稿には、総務省「第 5 世代移動通信システムの更なる高度化に向けた研究開発(JPJ000254)」の支援の下に実施した研究開発の成果を含みます。貴重なご意見・ご議論を頂いた本研究開発の運営委員各位に深謝致します。

表 3 干渉モニタリング装置の主要規格

項目	仕様	
RF 部		
	Sub6GHz 帯	高 SHF 帯
周波数	3.6~4.1 GHz 4.4~4.9 GHz	27.5~29.5 GHz
入力レベル	-10~-60 dBm(平均パワー)	
IF 信号出力	369±100 MHz	
相互変調(IM3)	<-60 dBc (IF 信号平均パワー:-7 dBm 時)	
S/N 比	>125 dBc/Hz	>120 dBc/Hz
	(信号平均パワーと 1 Hz 当たりの雑音パワーの比 @RF 入力平均パワー-40 dBm 以上にて)	
デジタル部		
サンプリング周波数	983.04 MHz	
I/Q 信号帯域幅	100 MHz	
DDC 出力	245.76 MSample/s	
ADC 分解能	14 bit	

参考文献

- 3GPP, TS 36.211 v17.4.0 (2021-12), "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation"
- 3GPP, TS 38.101-2 v17.4.0 (2021-12), "User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone"
- 3GPP, TS 38.211 v16.10.0 (2021-12), "NR; Physical channels and modulation"
- 電子情報通信学会:アンテナ工学ハンドブック, 第 2 版, オーム社, (2008)
- 菊間信良, アレーアンテナの基礎, マイクロウェーブ展 2009, (2009-11-26)
- 伊丹誠, わかりやすい OFDM 技術, オーム社, (2005)
- 新井宏之, "小形アンテナ:小形化手法とその評価法", 信学論(B), Vol. J87.B, No. 9, pp. 1140-1148 (2004-9)
- 深沢徹, 宮下裕章, 大橋英征, 小西善彦, "バランを省略した携帯端末上のダイポールアンテナの特性", 信学論(B), Vol. J92.B No. 9 pp. 1391-1398, (2009-9)
- 安達三郎, 米山務:電波伝送工学, コロナ社, (1981)
- Aapo Hyvärinen, Juha Karhunen, Erkki Oja, 根本幾(翻訳), 川勝真喜(翻訳), 「詳解 独立成分分析」, 東京電機大学出版, 2005.
- R. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimations. Antennas Propag., Vol.34, 3, pp.276-280 (1986)
- P. Smaragdakis, "Blind separation of convolved mixtures in the frequency domain," Neurocomput., vol. 22, pp. 21-34, 1998.
- L. Sarperi, X. Zhu, and A. K. Nandi: "Blind OFDM Receiver Based on Independent Component Analysis for Multiple-Input Multiple-Output Systems", IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol.6, 11, pp. 4079-4089 (2007)
- T. Kim, H. T. Attias, S.-Y. Lee, and T.-W. Lee, "Blind Source Separation Exploiting Higher-Order Frequency Dependencies", IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, Vol. 15, 1, pp. 70-79 (2007)
- S. Kurita, H. Saruwatari, S. Kajita, K. Takeda, and F. Itakura, "Evaluation of blind signal separation method using directivity pattern under reverberant conditions", IEEE Int. Conf. Acoust. Speech Signal Proc. pp. 3140-3143 (2000)
- J. Gao, X. Zhu, and A. K. Nandi, "LINEAR PRECODING AIDED BLIND EQUALIZATION WITH INDEPENDENT COMPONENT ANALYSIS IN MIMO OFDM SYSTEMS", 16th European Sig. Process. Conf. (2008)
- A. J. Bell and T. J. Sejowski "An information maximization approach to blind separation and blind deconvolution" Neural Networks, Vol. 10, No.3, pp. 626-634 (1999)
- A. Hyvärinen "Fast and Robust Fixed-Point Algorithms for Independent Component Analysis" IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, Vol 7, No 6, pp.1129-1159 (1995)
- H. Sawada, R. MUKAI, S. ARAKI, S. MAKINO "Polar Co-ordinate Based Nonlinear Function for Frequency-Domain Blind Source Separation" IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences E86-A, No.3 (2003)
- E. Bingham and A. Hyvärinen "A Fast Fixed Point Algorithm for Independent Component Analysis of Complex Valued Signals", International Journal of Neural Systems, Vol. 10, 1, pp. 1-8 (2000)

- 21) N. Murata, S. Ikeda, and A. Ziehe, "An approach to blind source separation based on temporal structure of speech signals," *Neurocomputing*, vol. 41, no. 1-4, pp. 1-24, 2001.
- 22) C M Bishop 元田浩 (監訳), 栗田多喜夫 (監訳), 樋口知之 (監訳), 松本裕治 (監訳), 村田昇 (監訳):「パターン認識と機械学習 下」丸善出版(2012)
- 23) U von Luxburg, "A tutorial on spectral clustering", *Statistics and Computing*, Vol. 17, pp. 395-416 (2007)
- 24) scikit-learn, "Clustering", <https://scikit-learn.org/stable/modules/clustering.html>
- 25) Roger A. Horn, Charles R. Johnson, "Matrix Analysis Second Edition," Cambridge University Press, 2012.
- 26) T. Teshirogi and T. Yoneyama: *Modern Millimeter-Wave Technologies*, pp.24-28, Ohmsha, Ltd., Tokyo, Japan (2001)
- 27) T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita, N. Fujimoto, "Broadband Sleeve Dipole Antenna with Consistent Gain in the Horizontal Direction", *IEICE Trans. on Commun.*, Vol.E101-B, No.4, pp.1061-1068 (2018-4)
- 28) Tibshirani, R., Walther, G., and Hastie, T.: Estimating the number of clusters in a data set via the gap statistic, *Journal of the Royal Statistical Society B*, Vol. 63, No. 2, pp. 411-423 (2001).
- 29) Jain, A.K. and Dubes, R.C.: *Algorithms for clustering data*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall (1988).
- 30) Von Luxburg, U.: A Tutorial on Spectral Clustering, *Statistics and Computing Journal*. Vol.17, Number 4, 2007, pp. 395-416.
- 31) "ADS54J64 Quad-Channel, 14-Bit, 1-GSPS, 2x Oversampling, Analog-to-Digital Converter Data Sheet (Initial release.)", *Texas Instruments*, SBAS841, OCTOBER 2017
- 32) 丸山祐一, 前川直志, 布施匡章, 塩入健, 周波数領域 ICA と k 平均法を用いた OFDM 信号分離, 2020 年電子情報通信学会ソサイエティ大会 A-8-7 2020 年 9 月
- 33) 丸山祐一, 前川直志, 布施匡章, 周波数領域 ICA とスペクトラルクラスタリングを用いた OFDM 信号分離の検討, 電気学会 電学研資 IM-21-008 2021 年 1 月
- 34) 丸山祐一, 前川直志, 加藤豊行, OFDM 信号のブライント信号分離における単連結法とスペクトラム・クラスタリングの比較, *信学技報*, vol. 121, no. 393, SRW2021-66, pp. 7-9, 2022 年 3 月
- 35) 丸山祐一, 前川直志, 加藤豊行, 周波数領域 ICA と単連結法を用いた OFDM 信号分離の検討, 電気学会 2022 年 3 月 11 日 計測研究会 IM-22-009
- 36) "シグナルアナライザ MS2850A Data Sheet", アンリツ株式会社, ddcem/CDT No. MS2850A_Datasheet-J-A-1-(3.00), 2018 年 3 月 13 日
- 37) "MX285051A-011/MX269051A-011 NR TDD sub-6GHz ダウンリンク MX285051A-021 NR TDD mmWave ダウンリンク MX285051A-061/MX269051A-061 NR TDD sub-6GHz アップリンク MX285051A-071 NR TDD mmWave アップリンク 取扱説明書 操作編", アンリツ株式会社, 第 5 版, 管理番号:M-W3963AW-5.0, 2019 年 2 月 20 日
- 38) "ベクトル信号発生器 MG3710E Data Sheet", アンリツ株式会社, ddcem/CDT No. MG3710E_DataSheet-J-A-1-(1.00), 2019 年 5 月 23 日
- 39) "MG3700A/MG3710A ベクトル信号発生器 MG3740A アナログ信号発生器 取扱説明書 IQproducer™編", アンリツ株式会社, 第 16 版, 管理番号:M-W2496AW-16.0, 2016 年 5 月 13 日

執筆者



加藤 豊行
先端技術研究所
第 3 研究室



森 隆
先端技術研究所
第 3 研究室



滝沢 正則
先端技術研究所
第 3 研究室



河村 尚志
通信計測カンパニー
モバイルソリューション事業部
商品開発統括部 第 2 商品開発部



丸山 祐一
先端技術研究所
第 3 研究室

告知