

# 第5世代移動体通信システムにおけるIoTのための先端全2重通信技術の研究

代表研究者      ジュゼッペ アブレウ      立命館大学工学部元教授

## 1 はじめに

21世紀が「情報」の時代であることは疑う余地がない。これは現代社会に導入されてきた数多くの情報技術からだけでなくそれらの技術が現代社会にとって必要不可欠なものとなっていることから明らかである。実際、若者世代にとってコンピュータや携帯電話、インターネット、様々な機能を提供するアプリケーションなどは必需品となっており、もはやそれら情報技術無しで生活することは不可能に近い。これらの情報技術に対する需要に応じて、ここ数十年で無線通信技術は指数的な著しい進展を遂げてきた。しかし、このような数多くの発展にもかかわらず、マルコーニが1900年代に開発した初期の無線機と比べて未だ変化のない明確な特徴がある。この特徴とは、与えられた時間や周波数、アンテナに対して送信もしくは受信のどちらか一方のみを行う「Half-Duplex (HD)」通信方式である。

第5世代移動体通信システム (5G) とともに注目されている技術として、モノとモノとを無線でつなぐモノのインターネット (IoT : Internet of Things) がある。IoT 実現のために、将来的に多数デバイスが同一の無線資源を用いて通信を行うことが想定される。しかし従来の無線通信技術では、超多数デバイスの同時通信により周波数資源が圧倒的に不足し、安定した通信を行うことができなくなる。このため通信容量の増大及び周波数資源の高効率利用が急務である。そこで、同時間や同周波数上で送受信を行うことができれば、現在及び未来に存在する無線技術に膨大かつ即時的な影響を与えることが可能であり、課題となる無線資源不足の解決の一助となる。この革新的技術は「Full-Duplex」と呼ばれ、2013年にD. Bharadia等がプロトタイプ上で実環境帯域内 Full-Duplex (FD) 通信を実現して以降、学术界だけでなく、産業界からも注目を集めている。また、同帯域内における送受信を実現するFD技術が将来的な無線資源不足を解決しスペクトル効率を向上させる主要技術とみなされている一方、小型無線端末の急激な普及とアプリケーションの発展により、大容量通信を前提とした通信需要の拡大並びに移動通信ネットワークにおける情報トラフィックの爆発的増加に限られた無線資源内で対応する無線技術としても期待されている [1-4]。ここでFD通信の概念図及びHD方式との到達可能レート比較図を図1及び2に示す。

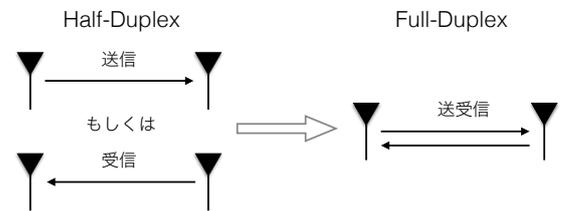


図 1 : FD 概念図

帯域内 FD 無線通信のコンセプトは決して新しいものではないにも関わらず、FD 端末の送受信アンテナが隣接しているため、自身の送信信号が自身の受信機内入り込むことによって生じる自己干渉 (SI : Self-Interference) の影響により所望信号が汚染されるため、長い間非現実的な無線技術と考えられてきた。しかし近年のデジタル信号処理分野や RF 回路設計における発展を受け、ビームフォーミング技術や FIR (Finite Impulse Response) フィルタ等のアナログ・デジタルフィルタ技術を用いた様々な自己干渉除去 (SIC : SI Cancellation) 方式の確立により、理想環境下における帯域内 FD 無線通信技術が実現可能なものとなった [5-8]。

しかし近年、上記の SIC 技術の多くは完全な通信路情報が既知である仮定に基づいているため、通信路推定誤差や電力増幅器 (PA : Power Amplifier) ・DAC/ADC ・IQ ミキサーなどから構成される RF チェーン内におけるハードウェア非線形歪みなどの影響により、干渉除去性能が著しく劣化することが明らかとなった [9]。このため、真に実現可能な FD 技術の確立にはこれら非理想的な

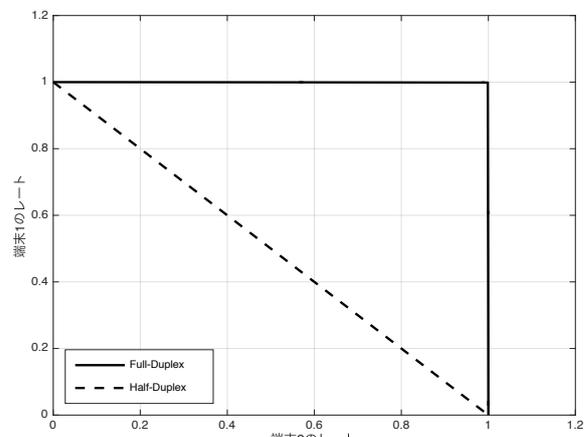


図 2 : FD と HD の理想的通信レート比較

完全性を考慮した SIC 技術提案が必要不可欠となっている。

また、近年の爆発的な通信需要拡大に対応するため、5G ネットワークでは豊富な周波数資源を有する 30GHz 以上の周波数帯域での無線通信（ミリ波通信）が主要技術の一つとして考えられている。このような高周波数帯域（短波長）を用いた通信ではアンテナ素子間距離を大幅に縮めることが可能となっており、このことから多数アンテナを用いて通信を行う MIMO (multiple-input multiple-output) 技術や MIMO 技術に立脚するデジタル・アナログビームフォーミング方式の活用が見込まれる。FD 通信においても、SI 低減に主眼を置いたデジタル・アナログビームフォーミング設計手法が近年盛んに提案されており、さらなる無線資源有効利用率や通信品質の向上が可能であることが明らかとなっている。しかしながら、フルデジタル方式ではアンテナ数とともに RF チェーンも同時に比例して増加させる必要があるため、コスト面から実現困難となることが危惧されている。

以上より、技術面・経済面の両面から FD 技術を実現可能なものとするためには、通信路推定誤差及びハードウェア非線形歪みを考慮し、RF チェーン数削減のためのハイブリッド SIC 方式の提案が急務となっている。このため、本研究課題では、FD 技術が通信レートを理論的に 2 倍とする点や同時通信により周波数・時空間資源を削減する点などに着目し、電力増幅器による非線形雑音や自己干渉などを考慮した FD 技術の理論的解析並びに実現的な SIC 手法の提案を行うことで、通信の大容量化及び課題となる周波数資源不足の改善を目的とする。

## 2 非線形歪み抑制のための確立変調変形的设计・解析

送信と受信を同時に行う FD システムでは、送受信アンテナが互いに隣接しているため、既存 HD 通信では無視されてきた送信機非線形雑音がシステムパフォーマンスに深刻な影響を与える。これは比較的長距離を伝播してきた所望信号の電力値に比べ、受信機側での送信機非線形雑音の電力値が高くなるためである。図 3 により直感的な理解のため、非線形雑音のイメージ図を示す。本研究課題では、変調方式を変形することによって、可能な限り非線形雑音が隣り合うシンボル同士に及ぼす影響を抑える方式を提案した。提案した変調変形方式では、各シンボルの送信確率を変える確率変調変形方式を採用し、非線形性の影響が強いシンボルの送信回数を減らすことで、従来の方式よりも高い送信レートの実現に成功した。また、非線形ガウス雑音が受信機側に与える影響を明らかにするため、送信機 RF 非線形ガウス雑音を考慮した受信側での有効雑音の統計的解析及び理論的 BER 性能を導出した。

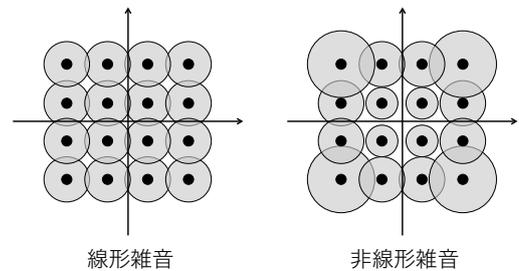


図 3：非線形雑音のイメージ図

### 2-1 確率変調変形を用いた相互情報量最大化

上記の送信機 RF チェーン内における非線形歪みは電力増幅器を主因とし DAC や IQ ミキサー等などから生じるものと考えられており、その統計的モデルは送信信号の電力に比例した分散を持つ平均 0 の加算性ガウス雑音であることが知られている。図 3 に示した通り、各変調点に異なる分散を持つガウス雑音が付加された時、入力信号確率として一様分布を用いることはシンボル誤りを助長してしまうため最適ではない。そこで本研究課題では、入力信号が以下に示す離散 MB (Maxwell-Boltzmann) 分布に従うものと仮定し、入力確率を最適化する確率変調変形方式を提案した。

$$P_X(x) = \frac{1}{\sum_{j=1}^M e^{-\nu|x_j|^2}} e^{-\nu|x|^2} \quad (1)$$

ここで、 $x$  は入力信号を示し、 $M$  は変調点の総数である。

以上を踏まえ、非線形雑音を抑制し情報理論の観点から相互情報量を最大化する最適化問題を以下に示す。

$$\begin{aligned}
& \max_{\rho} \quad \mathbb{I}(x; y | \rho) \\
& \text{s.t.} \quad 1 \leq \rho \leq \frac{\sqrt{P}}{\sqrt{E_{\mathcal{X}, \min}}} \\
& \quad \mathbb{E}[|\rho X_{\nu}|^2] = P.
\end{aligned} \tag{2}$$

ここで、 $\rho$ は送信確率を変えることにより送信電力が変化しないように変調点の調整を行う正のスケーリングパラメータである。研究代表者らは相互情報量が送信信号確率に対して凸関数であることを示した上で、式(2)における最適化問題を解く新規アルゴリズムをGSS(Golden Section-Search)法に基づき提案した[11]。

提案手法であるMB分布を用いた確率変調変形の有効性を確認するため、異なるSNR(Signal to Noise Ratio)に対する相互情報量を計算機シミュレーションにより評価した。また、文献[5]に従い、非線形雑音レベル $\beta$ を $\{0.1, 0.01, 0.001\}$ とし、変調方式としてグレイ符号化16QAM, 64QAM, および256QAMの3通りで数値解析を行なった。図4にAWGN下におけるMB分布と一様分布の送信確率をそれぞれ用いた場合の相互情報量を示し、その比較を行った。この比較から、非線形雑音が存在しないAWGN通信路においても、MB分布に従う送信確率を用いることによって、最大約0.25 [bps/Hz]の利得が観測された。非線形雑音レベルを $\beta = 0.1$ とし、MB分布または一様分布を用いた場合の相互情報量を、16QAM, 64QAM, および256QAMの3通りの変調方式に対して比較した。非線形雑音の影響が比較的大きい場合、送信確率に偏りを持たせることによって非線形雑音の影響を抑制することができ、結果として最大約0.5 [bps/Hz]以上の利得の獲得が可能であることを示した。

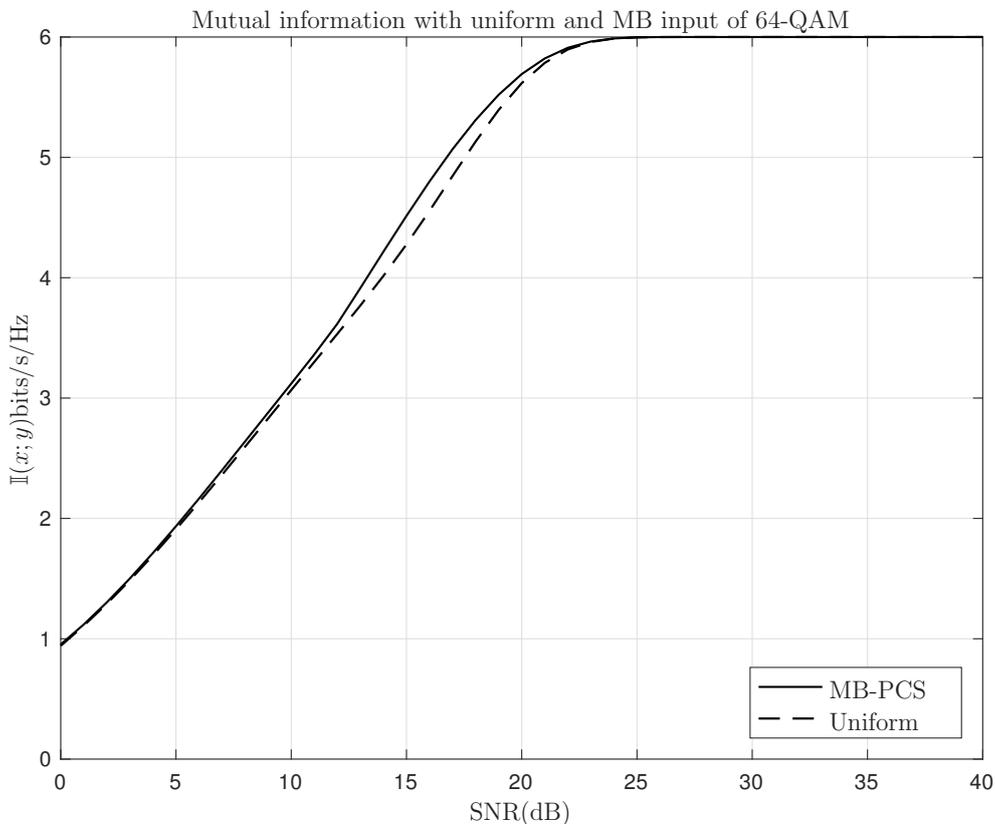


図4：線形雑音下における相互情報量比較

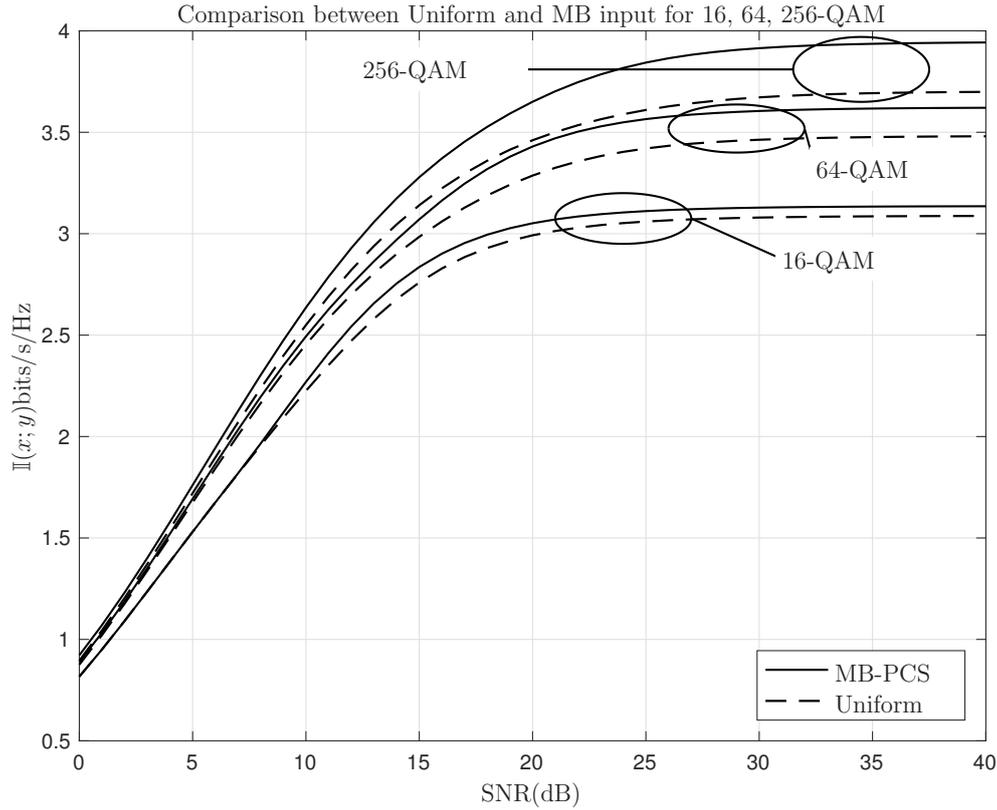


図 5 : 非線形雑音化における相互情報量比較

## 2-2 非線形歪みを加味した受信機での有効雑音の統計的解析

非線形歪みの影響はこれまで、送受信機の距離が十分であることを仮定することで、所望信号に比べ雑音電力レベルが極めて低いことから無視可能であるとされてきた。しかしながら、FD や NFC (near field communications), UDN (ultra dense networks) 等の 5G や IoT での活躍が見込まれる通信環境では、送受信アンテナ間の距離が隣接していることが考えられ、従来の無線通信方式で考えられてきた上記仮定を考え直す必要がある。本研究課題では、このような送信機非線形雑音が受信機においてどのような影響をもたらすのかを明らかにするべく、送信機非線形雑音・通信路・AWGN の三つの要素から成る有効雑音の統計的モデルを導出した。またそのような環境下における BER 特性も明らかとした。

受信機における通信路情報が既知であることを仮定すると、受信機では送信信号  $x$  の推定値として以下に示すコヒーレント検出後の受信信号を得る。

$$\hat{y} = \frac{h^* y}{|h|^2} = x + w + \underbrace{\frac{h^* n}{|h|^2}}_s \quad (3)$$

ここで  $y$  は受信信号,  $w$  は送信機非線形ガウス雑音,  $z$  は複素ガウス乱数の比であり, 以下の PDF (probability density function) に従う複素乱数である。

$$f(z) = \frac{\epsilon}{\pi (|z|^2 + \epsilon)^2} \quad (4)$$

ここで,  $\epsilon$  は通信路の分散と受信機での AWGN の分散の比で表されるパラメータである。

式 (3) における  $s$  が送信機非線形雑音を加味した場合の有効雑音となる。上記システム性能を解析するためには  $s$  の統計的振る舞いを明らかにする必要がある。  $s$  は二つの独立した乱数の和で表されるため,  $s$  の PDF

を得るためには以下に示す 2 次元畳み込み積分を解けば十分である.

$$p_s(s_R, s_I) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(s_R - z_R, s_I - z_I) f(z_R, z_I) dz_R dz_I \quad (5)$$

ここで,

$$g(w_R, w_I) = \frac{1}{\pi \sigma_w^2} \exp\left(-\frac{w_R^2 + w_I^2}{\sigma_w^2}\right) \quad (6)$$

式 (5) に示した 2 重積分を解くことにより, 以下の  $s$  の絶対値の分布を導出できる.

$$p_s(r_s) = \frac{2r_s}{\epsilon} \sum_{n=0}^{\infty} \left(-\frac{\sigma_w^2}{\epsilon}\right)^n \Gamma(2+n) L_n\left(-\frac{r_s^2}{\sigma_w^2}\right) \quad (7)$$

ここで  $L_n(\cdot)$  はラゲール多項式である. また等価表現として以下の区間積分形も導出可能である.

$$\begin{aligned} p_s(r_s) &= \frac{2r_s}{\epsilon} \int_0^{\infty} x e^{-x} \sum_{n=0}^{\infty} \left(-\frac{x \sigma_w^2}{\epsilon}\right)^n L_n\left(-\frac{r_s^2}{\sigma_w^2}\right) dx \\ &= 2r_s \int_0^{\infty} \frac{x e^{-x}}{\epsilon + \sigma_w^2 x} \exp\left(-\frac{x r_s^2}{\epsilon + \sigma_w^2 x}\right) dx. \end{aligned} \quad (8)$$

式 (8) の閉形式での表現は極めて困難であるが, 実際の理論通信性能評価の際には数値積分により PDF を得ることが可能である. ここで, 計算機シミュレーションで得られたヒストグラムと式 (8) で得られた理論式の比較を図 6 に示す.

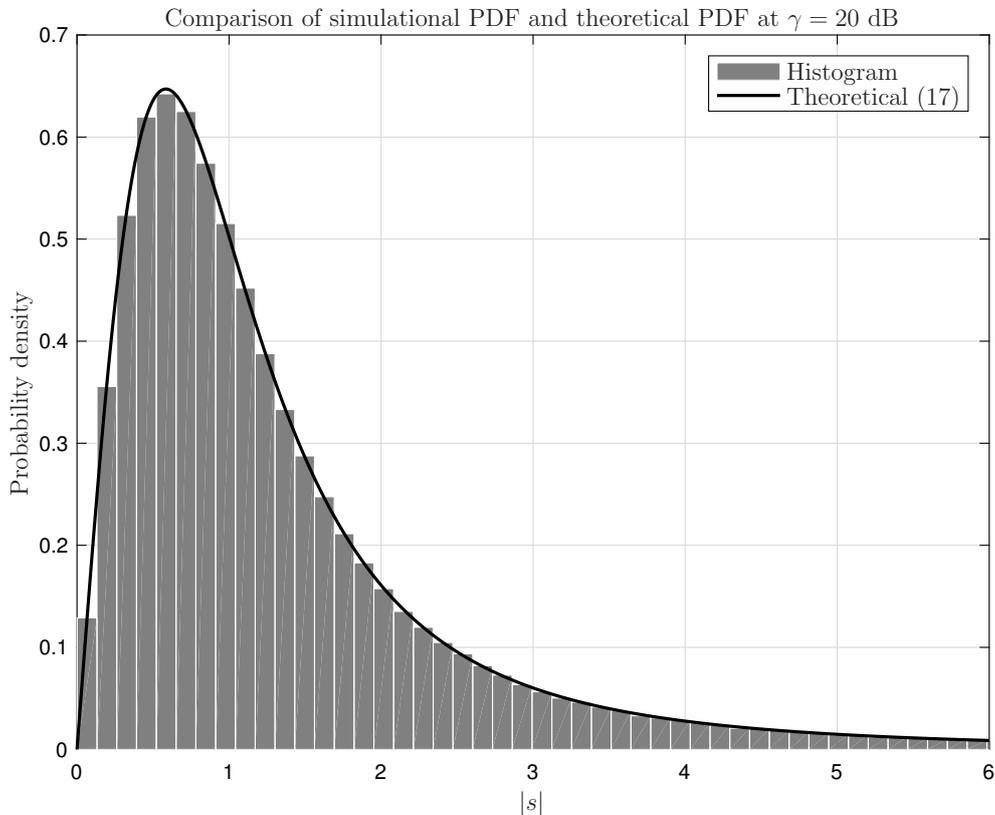


図 6 : 理論的 PDF (式 (8)) と量的ヒストグラムの比較

図6より、式(8)にて導出した理論式とヒストグラムが一致していることが確認でき、本研究課題で導出された有効雑音のPDFの正確性が示されている。さらに本研究課題では、この式(8)を用いて式(3)で与えられたモデルにおけるBER性能を理論的に導出し、計算機シミュレーションとの比較を行った。BER性能比較図を図7に示す。

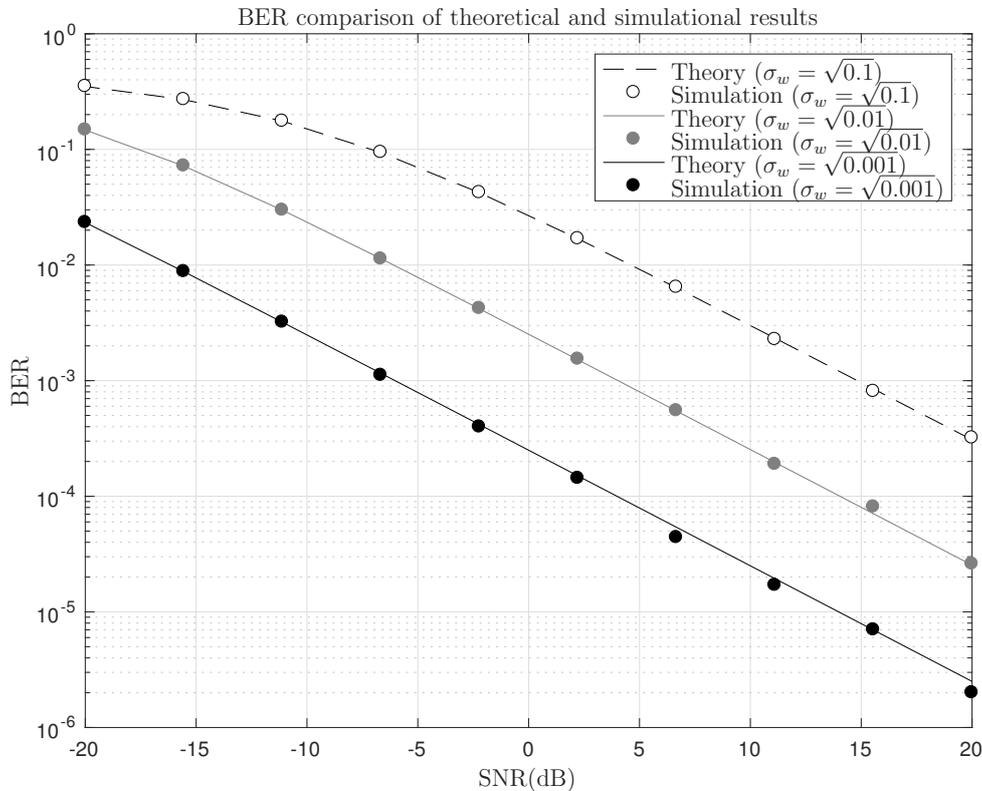


図7: 式(3)におけるBPSK変調下でのBER性能評価比較

図7では、BPSK変調下での式(3)における通信モデルにおいて、モンテカルロ法により量的に求めたBER性能と式(8)から求めた理論的BER性能の比較を行った。図6及び図7から導出した有効雑音のPDFが正確であることが示され、結果として目的である非線形歪みを加味した受信機での有効雑音の統計的振る舞いを明らかとした。

### 3 高効率自己干渉除去のためのハイブリッドビームフォーミングに基づく双方向FD設計

ここ数年の間に、帯域内FD通信のための優れた自己干渉除去方式が提案されてきている一方、ハードウェアコストの問題がFD技術の実環境への応用の際にボトルネックになると危惧されている[12, 13]. これまで提案されてきた自己干渉方式の多くは、アンテナの増加に伴いアナログ干渉除去回路も複雑となるため、コスト面からFD-MIMOの実現が困難である。また、5Gで予測される爆発的な通信需要拡大に向け、高周波数帯域の活用が見込まれるため、オシレータをはじめとする高周波数帯用RF要素の高コスト化も免れない。つまり、ハードウェア資源量がアンテナ数の増加に依存しないアナログSIC回路であるMulti-Tap Analog回路[14]とデジタルSIC方式[9]を組み合わせた新規のハイブリッド除去方式の設計が急務である。そのため本研究課題では、SIの最低化及び通信レート最大化の両方を考慮した、双方向FD-MIMO通信のためのハイブリッドビームフォーミングによるSIC方式を提案した。想定する双方向FD-MIMO通信モデルを図8に示す。ここでは2端末が同一時間・同一周波数上で互いに送受信する双方向通信を考えており、各端末がそれぞれN送信アンテナ及びM受信アンテナを具備していることを想定する。

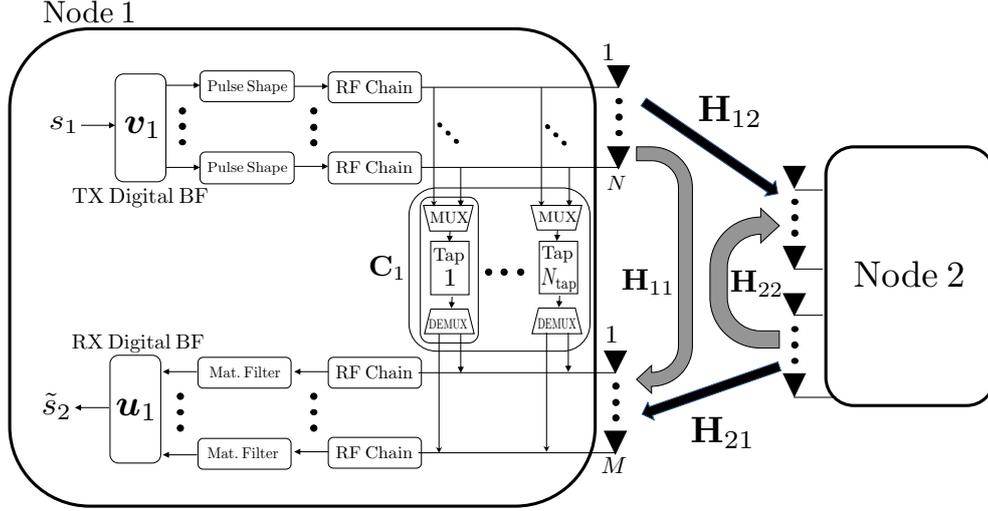


図 8 : 双方向 FD-MIMO 通信システムモデル

上記の通信モデルが与えられた時、送信機非線形雑音及び通信路推定誤差を考慮した各端末における受信信号は以下で与えられる。

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_{\ell k} (\mathbf{v}_\ell s_\ell + \mathbf{w}_\ell) + \mathbf{H}_{kk} \mathbf{v}_k s_k - \mathbf{C}_k \mathbf{v}_k s_k + \mathbf{H}_{kk} \mathbf{w}_k + \mathbf{n}_k \quad (9)$$

ここで  $\mathbf{H}_{(\cdot)}$  は端末間または SI 通信路であり、 $\mathbf{v}_{(\cdot)}$  は送信ビームフォーミング、 $s_{(\cdot)}$  は送信信号、 $\mathbf{w}_{(\cdot)}$  は送信非線形雑音、 $\mathbf{n}_{(\cdot)}$  は端末における AWGN である。この受信信号モデルより SINR (Signal to Interference plus Noise ratio) を導出すると以下を得る。

$$\gamma_k = \frac{\overbrace{(1 - \tau_{\ell k}^2) \mathbf{u}_k^H \hat{\mathbf{H}}_{\ell k} \mathbf{v}_\ell \mathbf{v}_\ell^H \hat{\mathbf{H}}_{\ell k}^H \mathbf{u}_k^H}_{\triangleq P_{\text{Com},k}}}{\Sigma_k} \quad (10)$$

ここで  $\hat{\mathbf{H}}_{(\cdot)}$  は受信機での既知の通信路情報であり、 $\Sigma_{(\cdot)}$  は干渉雑音成分の分散である。

上記通信システムモデル及び受信信号モデルに基づき、研究代表者らは 4 つの異なるビームフォーミング設計を行った。なお、受信ビームフォーミングには干渉成分がガウス乱数で近似できることを考慮し、以下で与える線形 MMSE 方式を採用した。

$$\mathbf{u}_k = \sqrt{1 - \tau_{\ell k}^2} \mathbf{v}_\ell^H \hat{\mathbf{H}}_{\ell k}^H (\Phi_{\mathbf{u}_k} + \Theta_{\mathbf{u}_k})^{-1} \quad (11)$$

式 (11) によって受信ビームフォーミングが計算可能であるとする、さらなる SI 低減のためには送信ビームフォーミングベクトルである  $\mathbf{v}_{(\cdot)}$  の最適化を行う必要がある。そこで代表研究者らは以下に示す通信レート制約下における送信電力最低化問題に取り組んだ。

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{v}_k, \mathbf{v}_\ell} \quad & \sum_{k=1}^2 \|\mathbf{v}_k\|_2^2 \\ \text{s.t.} \quad & \gamma_k \geq d_k \\ & \gamma_\ell \geq d_\ell. \end{aligned} \quad (12)$$

ここで  $d_{(\cdot)}$  は各端末における所望通信レートである。この最低化問題は制約式が凸関数の商で与えられた非凸関数であることから、非凸最適化問題かつ NP 困難である。この問題を打破するため代表研究者らは、近年提案された分数計画法の一手法である QT (Quadratic Programming) を用いて式 (12) の凸化に成功した。これにより式 (12) を次の凸最適化問題として書き直すことができる。

$$\begin{aligned}
\min_{\mathbf{v}} \quad & \|\mathbf{v}\|_2^2 \\
\text{s.t.} \quad & -\mathbf{v}^H \mathbf{A}_k \mathbf{v} + \text{Re} \{ \mathbf{b}_k^H \mathbf{v} \} - c_k \geq d_k \\
& -\mathbf{v}^H \mathbf{A}_\ell \mathbf{v} + \text{Re} \{ \mathbf{b}_\ell^H \mathbf{v} \} - c_\ell \geq d_\ell.
\end{aligned} \tag{13}$$

ここでの係数の詳細は発表資料である「MIMO Beamforming Schemes for Hybrid SIC FD Radios with Imperfect HW and CSI」示している。

QTにより送信ビームフォーミング最適化問題を式(13)で与える凸最適化問題に書き直すことで新規のSIC手法を提案した。しかし式(13)を解くためにはInterior Point Method等の計算コストが比較的高い手法を用いる必要があり、実用的な手法とは言えない。そこで研究代表者らは低計算コストで実行可能な3種類のアルゴリズムを提案した。以下に各アルゴリズムの説明を述べる。

### 3-1 Gradient Projection 法による送信ビームフォーミング設計

Gradient Projection 法とは勾配降下法を制約付き最適化問題に応用した繰り返しアルゴリズムである。ここで各繰り返しにおける $\mathbf{v}_k$ の更新式は以下の2式で与えられる。

$$\check{\mathbf{v}}_k^{[n]} = \mathcal{P} \left\{ \mathbf{v}_k^{[n]} + \delta^{[n]} \nabla f(\mathbf{v}_k) \right\} \tag{14}$$

$$\mathbf{v}_k^{[n+1]} = \sqrt{P_k} \frac{\mathbf{v}_k^{[n]} + \rho^{[n]} (\check{\mathbf{v}}_k^{[n]} - \mathbf{v}_k^{[n]})}{\left\| \mathbf{v}_k^{[n]} + \rho^{[n]} (\check{\mathbf{v}}_k^{[n]} - \mathbf{v}_k^{[n]}) \right\|_2} \tag{15}$$

ここで、式(14)では勾配によって更新後のベクトルの進む方向を定め、式(15)では更新後の $\mathbf{v}_k$ が制約条件を満たすようにベクトルのユークリッドノルムを調整している。ここで勾配 $\nabla f(\cdot)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
\nabla f(\mathbf{v}_k) = & \left( \frac{\partial P_{\text{Com},k}}{\partial \mathbf{v}_k^*} \Sigma_k - \frac{\partial \Sigma_k}{\partial \mathbf{v}_k^*} P_{\text{Com},k} \right) \frac{1}{\Sigma_k^2} \\
& + \left( \frac{\partial P_{\text{Com},\ell}}{\partial \mathbf{v}_k^*} \Sigma_\ell - \frac{\partial \Sigma_\ell}{\partial \mathbf{v}_k^*} P_{\text{Com},\ell} \right) \frac{1}{\Sigma_\ell^2}
\end{aligned} \tag{16}$$

これら式(14)及び(15)を繰り返し解くことによって送信ビームフォーミングの最適化を図った。なお提案アルゴリズムにはArmi jo ステップサイズを採用した

### 3-2 簡素化 FP アルゴリズム

さらなる計算量の提言を図るため、閉形式での送信ビームフォーミング設計を試みた。式(13)が凸QCQP (Quadratically Constrained Quadratic Problem) であることから以下の最適値を得る。

$$\mathbf{v} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{b}. \tag{17}$$

これにより簡易的に式(13)を解くことができるが、制約式を満たすため以下のノルム拘束を与える。

$$\mathbf{v}_k \triangleq \sqrt{P_k} \frac{\mathbf{V}_{[1:N]}}{\left\| \mathbf{V}_{[1:N]} \right\|_2} \quad \text{and} \quad \mathbf{v}_\ell \triangleq \sqrt{P_\ell} \frac{\mathbf{V}_{[N+1:2N]}}{\left\| \mathbf{V}_{[N+1:2N]} \right\|_2} \tag{18}$$

上記2式により簡易な送信ビームフォーミング設計が可能である。

### 3-3 レイリー商による送信ビームフォーミング設計

送信電力最低化問題は干渉成分の最低化により所望レートに必要な送信電力を抑制している。この観点から、式(13)に挙げた送信電力最低化問題は以下に示すSINR最大化問題に近似可能であると考えられることができる。

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{v}_k, \forall k} \quad & \frac{\overbrace{\bar{\mathbf{v}}_k^H (1 - \tau_{kl}^2) \hat{\mathbf{H}}_{kl}^H \mathbf{u}_\ell^H \mathbf{u}_\ell \hat{\mathbf{H}}_{kl} \bar{\mathbf{v}}_k}^{\Theta_{v_k}}}{\underbrace{\bar{\mathbf{v}}_k^H (\mathbf{H}_{v_k} \mathbf{H}_{v_k}^H + \sigma'_{v_k} \mathbf{I}_N) \bar{\mathbf{v}}_k}_{\Phi_{v_k}}} \\ \text{s.t.} \quad & \bar{\mathbf{v}}_k \bar{\mathbf{v}}_k^H = 1, \end{aligned} \quad (19)$$

この最適解は一般化レイリー商より，以下で与えられる．

$$\bar{\mathbf{v}}_k = \text{eigv}_{\max} \left( (\mathbf{H}_{v_k} \mathbf{H}_{v_k}^H + \sigma'_{v_k} \mathbf{I}_N)^{-1} \Theta_{v_k} \right) \quad (20)$$

上記解は 3-1 「Gradient Projection 法による送信ビームフォーミング設計」のような繰り返し計算を必要としない一方，3-2 「簡素化 FP アルゴリズム」のように閉形式ではないため計算量は式 (17) に比べ多少高い点に注意したい．

### 3-4 シミュレーション結果

以下に提案した 4 手法と [12] で提案された既存手法の性能比較を行った．まず図 9 に異なる送信機非線形雑音レベルに対する各アルゴリズムで到達可能な平均データレート比較を示した．この図から提案手法が広い送信機非線形雑音レベルにおいて既存手法よりも高い平均データレートを示すことが明らかとなった．なお，ここでは既存手法との公平な比較のため送信電力を固定した環境において比較を行った．

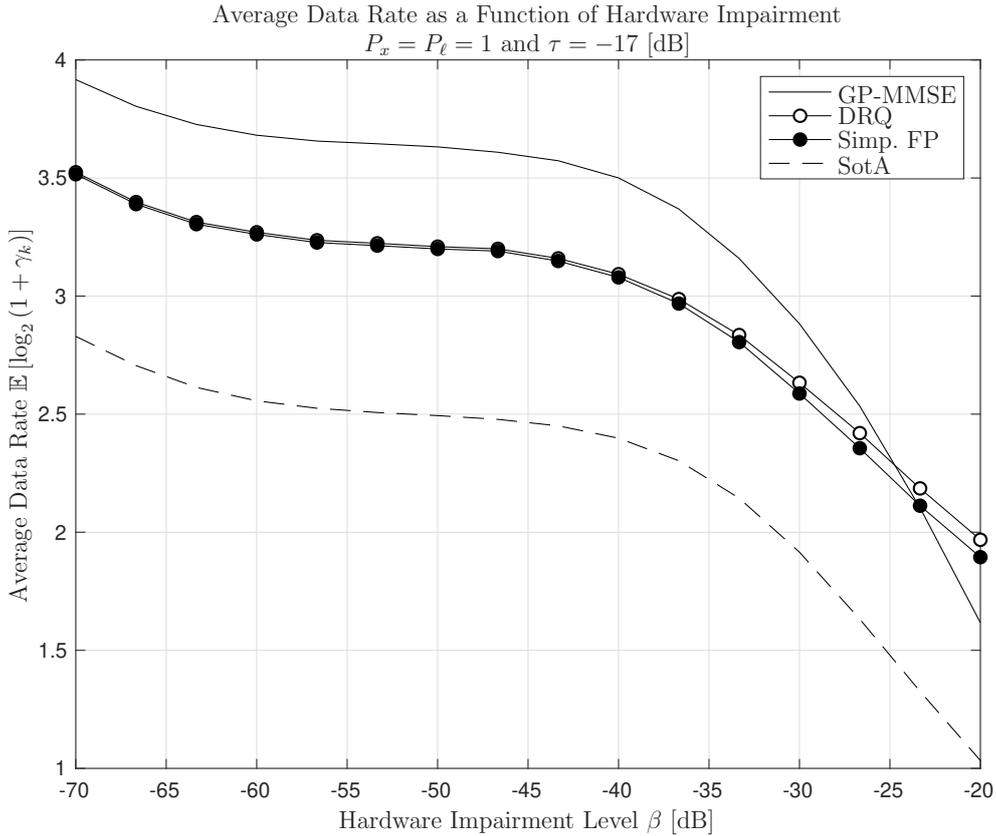


図 9 : 平均通信レート vs. 送信機非線形雑音レベル  $\beta$

次に各アルゴリズムの送信電力最小化能力を含めた性能を比較するため，利用可能な送信電力に対する送信電力アウトージ確率を図 10 に示した．図 9 と同様に，提案手法が送信電力アウトージ確率の観点からも既存手法 [12] を上回る性能を発揮することが示された．さらに十分な電力が利用可能な場合は，3-3 に提案

したレイリー商によるビームフォーミング設計が有効であり、十分な電力が確保できない場合は3-1に示した Gradient Projection によるビームフォーミング設計がより低いアウトージ確率を到達できることが明らかとなった。

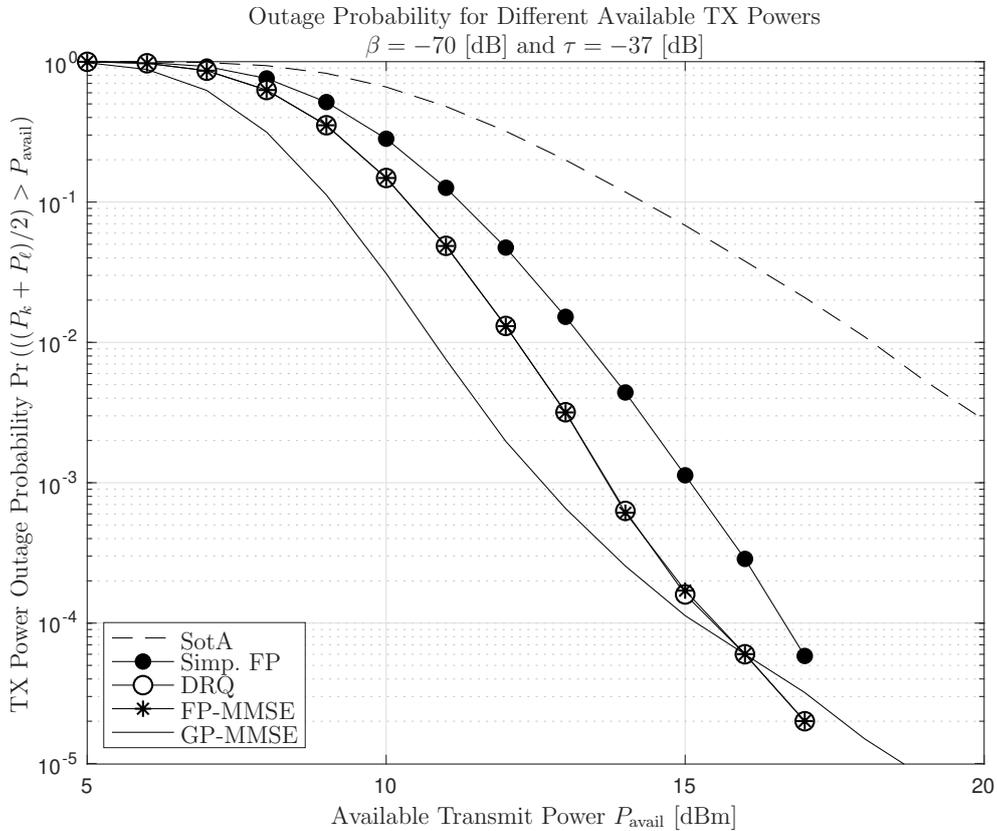


図 10 : 送信電力アウトージ確率 vs. 利用可能送信電力

#### 4 まとめ

本研究課題「第5世代移動体通信システムにおけるIoTのための先端全2重通信技術の研究」では、より実現的なFD通信実現に向けた、RF回路内における送信機非線形雑音及び通信路推定誤差等の非理想的要素並びにハードウェア構築のためのコスト削減を考慮した総合的FD技術に関する理論的解析並びに実現的なSIC手法の提案を行った。本研究課題内で得られた知見を以下に箇条書きにてまとめる。

- 送信機非線形雑音を抑制する離散MB分布に基づく確率変調変形を提案し、最大約0.5 [bps/Hz]の利得の獲得が可能であることを示した。これは数kHz~MHzのサブキャリア帯域を持つ実環境では極めて大きな利得となり得る。
- 送信機非線形雑音が受信機にもたらす統計的影響に関する解析を行い、受信機側での有効雑音のPDFを明らかにした。ここで得られた知見を基に送信機非線形雑音下における通信システムの理論的性能評価が可能となった。
- 送信機非線形雑音・通信路推定誤差及びハードウェアコスト削減を考慮した双方向帯域内FD通信のためのビームフォーミング技術に基づく4種類のSIC手法の提案を行った。結果として既存手法を上回る通信レート及び送信電力アウトージ確率性能を示した。

以上、研究成果を鑑み、本研究課題提案時に述べた成果数を大幅に上回る研究成果を得たと結論づけることができる。ここで得られた知見は今後のFD技術発展に大いに貢献するものであり、複数台の端末が存在する多数ユーザFD通信やFDバックホール構築等のシステムに応用可能である。

## 【参考文献】

- [1]. D. Kim, H. Lee, and D. Hong, "A survey of in-band full-duplex transmission: From the perspective of PHY and MAC layers," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2017–2046, Feb. 2015.
- [2]. A. Sabharwal, P. Schniter, D. Guo, D. W. Bliss, S. Rangarajan, and R. Wichman, "In-band full-duplex wireless: Challenges and opportunities," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 9, pp. 1637–1652, June 2014.
- [3]. D. Bharadia, E. McMillin, and S. Katti, "Full Duplex Radios," in *Proc. ACM SIGCOMM.*, 2013, pp. 375–386. [Online]. Available: <http://doi.acm.org/10.1145/2486001.2486033>
- [4]. E. Everett, M. Duarte, C. Dick, and A. Sabharwal, "Empowering full-duplex wireless communication by exploiting directional diversity," in *Proc. Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput.*, Nov. 2011, pp. 2002–2006.
- [5]. M. Vehkaperä, T. Riihonen, and R. Wichman, "Asymptotic analysis of full-duplex bidirectional MIMO link with transmitter noise," in *2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sept 2013, pp. 1265–1270.
- [6]. B. Day, A. Margetts, D. Bliss, and P. Schniter, "Full-duplex bidirectional MIMO: Achievable rates under limited dynamic range," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 60, no. 7, pp. 3702 – 3713, Jul 2012.
- [7]. S. Jia and B. Aazhang, "Signaling design of two-way MIMO full-duplex channel: Optimality under imperfect transmit front-end chain," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 3, pp. 1619–1632, March 2017.
- [8]. T. Riihonen, M. Vehkaperä, and R. Wichman, "Large-system analysis of rate regions in bidirectional full-duplex MIMO link: Suppression versus cancellation," in *Information Sciences and Systems (CISS)*, March 2013.
- [9]. O. Taghizadeh, A. C. Cirik, and R. Mathar, "Hardware impairments aware transceiver design for full-duplex amplify-and-forward MIMO relaying," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 1644–1659, Mar. 2018.
- [10]. B. Nosrat-Makouei, J.G.Andrews and R.W.Heath, "MIMO interference alignment over correlated channels with imperfect CSI" *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, no. 6, pp. 2783–2794, Jun. 2011.
- [11]. W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, and P. B. Kramer, "Numerical Recipes: The Art of Scientific Computing", 3rd ed. AIP, 2007.
- [12]. G. C. Alexandropoulos and M. Duarte. (2017) Joint design of multi-tap analog cancellation and digital beamforming for reduced complexity full duplex MIMO systems. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1705.05148>
- [13]. D. Liu, Y. Shen, S. Shao, Y. Tang, and Y. Gong, "On the analog self-interference cancellation for full-duplex communications with imperfect channel state information," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 9277–9290, May 2017.
- [14]. K.E.Kolodziej, J.G.McMichael, and B.T.Perry, "Multitap RF canceller for in-band full-duplex wireless communications," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, no. 6, pp. 4321 – 4334, Jun. 2016

〈発表資料〉

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
MIMO Beamforming Schemes for Hybrid SIC FD Radios with Imperfect HW and CSI	IEEE Transactions on Wireless Communications.	2018年10月投稿 査読中
Full-Duplex Transmission Optimization for Bi-directional MIMO links with QoS Guarantees	IEEE 6th Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP 2018)	2018年11月
Full-Duplex Bi-directional MIMO under Imperfect CSI and Hardware Impairments	IEEE Workshop on Positioning Navigation and Communication, (WPNC 2018)	2018年10月
Two-Way Full-Duplex MIMO with Hybrid TX-RX MSE Minimization and Interference Cancellation	IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Communications	2018年6月
Performance Analysis of Non-linear Wireless Communications in Ultra Dense Networks	IEEE Workshop on 5G Ultra Dense Networks (5G-UDN) co-located with Proc. IEEE International Conference on Communications, (ICC 2018)	2018年5月
線形フィルター及び Multi-tap Analog canceller による自己干渉除去方式を用いた無線全二重 MIMO 通信に関する一検討	信学技報, 無線通信システム研究会	2018年4月
Rate-Optimal Communication under Non-linear Gaussian Noise via Constellation Shaping	IEEE Wireless Communications and Networking Conference, (WCNC 2018)	2018年4月
非線形 AWGN 下における確率変調変形を用いた 相互情報量最大化に関する一検討	信学技報, 無線通信システム研究会	2018年2月
Constellation Shaping for Rate Maximization in AWGN Channels with Non-linear Distortion	IEEE Conference on Computational Advances in Multi-sensor Adaptive Processing, (CAMSAP 2017)	2017年12月
Statistical Model of Non-Linear Additive Noisy Wireless Channels	The 40th Symposium on Information Theory and its Applications (SITA 2017)	2017年12月