

1ビットバンドパス RF変調器の低歪み・マルチ バンド化に関する研究

著者	前島 貴
学位授与機関	Tohoku University
学位授与番号	11301甲第18087号
URL	http://hdl.handle.net/10097/00125205

A Study on Low Distortion and Concurrent Multi-band 1-bit Bandpass $\Delta \Sigma$ RF Modulator

Abstract

In wireless communication, there is growing demand for high-speed and high-quality data transmission. Various technologies have been developed to achieve this such as distributing traffic pathways using wireless LANs, small cell, (MIMO) technology, and carrier aggregation that intelligently combine multiple radio networks in a cooperative manner.

With the advance of the wireless communication system, radio antenna units used to transmit the radio frequency (RF) is required to be highly integrated and downsized. To this end, this paper focuses on a 1-bit digital RF signal transmitter comprising a bandpass delta-sigma modulator (BP-DSM). The BP-DSM outputs radio signals generated only by a digital circuit instead of an analog circuit, and can therefore benefit directly from silicon semiconductor nanofabrication. In other words, the size and power consumption of the new digital RF transmitter is expected to decrease following Moore's Law.

The first chapter gives an introduction to the background of this study. The requirements and technical issues to achieve low distortion and concurrent multi-band 1-bit Bandpass $\Delta \Sigma$ RF Modulator are summarized.

The second chapter clarifies the mechanism of spurious distortion generation in BP-DSM due to asymmetrical waveform created by the pulse transition mismatch error of the rising and falling waveforms in the time domain

The third chapter proposes a 1-bit BP-DSM with compensator consisting of a fractional delay filter and a binary data differentiator to cancel out the asymmetry in the target frequency band. It can accurately provide a wideband cancellation signal up to 140 MHz bandwidth over the next adjacent channel, within 50dB power dynamic range, when using long term evolution (LTE) signals with 5 MHz bandwidth at 0.8 GHz.

The fourth chapter proposes a 1-bit band-pass delta-sigma modulator (BP-DSM) that can output concurrent multiband RF signals. The proposed BP-DSM uses parallel bandpass filters (BPFs) in the feedback loop to suppress the quantization noise at each target frequency band while maintaining the stability. Each BPF is based on second-order parallel infinite impulse response (IIR) filters. This architecture can unify and reconfigure the split BPFs according to the number of bands. The architecture complexity is proportional to the bandwidth of each RF signal and is independent of the carrier spacing between the bands.

The fifth chapter proposes a distortion compensator for concurrent dual-band 1-bit

BP-DSM, which consists of a noise transfer function with a quasi-elliptic filter that can control the out-of-band gain frequency response against out-of-band oscillation.

In the sixth chapter, to transmit a digital data stream of BP-DSM on a digital optical link, a new line coding for BP-DSM are proposed, which is able to control the runlength and the disparity of the 1-bit data stream by adding a notch filter to suppress the low frequency components to BP-DSM. The notch filter stimulates a change of data and balances the direct current (DC) components. The proposed line coding has the runlength of 8 bits and the disparity of 5 bits when the 1-bit DRF transmitter outputs an LTE signal with 5MHz bandwidth in the carrier frequency from 0.5 GHz to 2 GHz and with an output power variation of 60 dB, while keeping the data rate of a binary data stream of BP-DSM.

The seventh chapter gives conclusions and future prospects with regard to this study. As an example, a combination of 1-bit digital RF transmitter and optical link is provided. The RF transmitter converts radio signals to digital data, which is then transmitted through an optical fiber. In this case, only a bandpass filter is needed for the radio antenna units, which reduces the size of the device and saves necessary device installation space. Use of the new RF transmitter enables flexible splitting between the distributed units and center unit of cellular base station and the data-processing at the base station will be processed on cloud in the future.

目次

第1章 序章.....	3
1. 1 研究背景.....	3
1. 2 技術動向と課題の分析.....	4
1. 2. 1 Massive MIMO 送信機.....	4
1. 2. 2 マルチバンド送信機.....	7
1. 2. 3 携帯電話システムの変化.....	9
1. 3 技術課題の整理.....	11
1. 4 デジタルRF.....	13
1. 4. 1 波形のデジタル化.....	13
1. 4. 2 1ビットデジタルRF信号.....	15
1. 4. 3 1ビットBP-DSM.....	17
1. 5 本研究の目的と論文の構成.....	19
第2章 時間波形歪とスプリアスの定量化.....	20
2. 1 概要.....	20
2. 2 増幅器モデルの限界.....	23
2. 2 歪解析と波形分離処理.....	25
2. 3 数値計算.....	28
2. 4 まとめ.....	29
第3章 非対称な時間波形成分の抑圧による歪補償.....	31
3. 1 概要.....	31
3. 2 スプリアス解析.....	32
3. 3 数値計算.....	35
3. 4 まとめ.....	44
第4章 1ビットBP-DSMのマルチバンド化.....	45
4. 1 概要.....	45
4. 2 BP-DSMの設計.....	46
4. 2. 1 シングルバンドBP-DSM.....	46
4. 2. 2 並列形IIRフィルタ構成によるループフィルタの設計.....	48
4. 2. 3 マルチバンドBP-DSMの設計手順.....	51
4. 3 マルチバンド設計.....	52
4. 3. 1 デュアルバンド設計.....	52

4. 3. 2 トリプルバンド設計.....	57
4. 4 測定結果.....	60
4. 5 まとめ.....	63
第5章 デュアルバンド歪補償.....	64
5. 1 概要.....	64
5. 2 デュアルバンド歪補償.....	65
5. 3 帯域外周波数特性を考慮した NTF の設計.....	67
5. 4 数値計算結果.....	70
5. 5 まとめ.....	75
第6章 伝送路符号化方式の開発.....	76
6. 1 概要.....	76
6. 2 伝送路符号化の機能を有する1ビット BP-DSM.....	78
6. 3 数値計算結果.....	80
6. 4 実測結果.....	83
6. 5 まとめ.....	85
第7章 結論.....	86
7. 1 本研究の成果.....	86
7. 2 今後期待される無線システム.....	88
7. 3 今後の展望.....	90
略語表.....	93
参考文献.....	95
研究業績.....	105
Appendix A.....	108
A. 1 BP-DSM の設計手法.....	108
A. 2 LP-DSM から BP-DSM への変換.....	112
謝辞.....	113

第1章 序章

1. 1 研究背景

無線通信システムは、増大するトラフィック [1-1] に対応するため高速・大容量化にむけて様々な取り組みが行われている。この取り組みには大きく分けて2種類の方法があり、既存周波数を有効活用する方法と新たな周波数を利用した広帯域通信の方法がある。この様子を図 1.1 は示している。

既存周波数を有効活用する方法では、図 1.1 に示す通り大きく分けて2つのアプローチがあり、1つ目のアプローチとして通信エリアを複数の小さな通信エリアに分割し単位エリア当たりの通信容量を大きくする小セル化 [1-2], [1-3]がある。このアプローチでは、1つの周波数を短い距離で繰り返し利用することで周波数の利用効率を高くすることができる。また、この小セルによる通信システムは、ベースバンドユニットと無線アンテナユニットを光ファイバで接続して、これらを連携動作させることによりシステムを構築している。

2つ目のアプローチでは、無線アンテナユニットに多数の送受信器を配置したマルチインプットマルチアウトプット (Multiple Input Multiple Output : MIMO 及び Massive MIMO [1-4]) によって指向性制御を行い、端末までの伝送路を確保し通信品質を改善することで高速な通信を実現している。

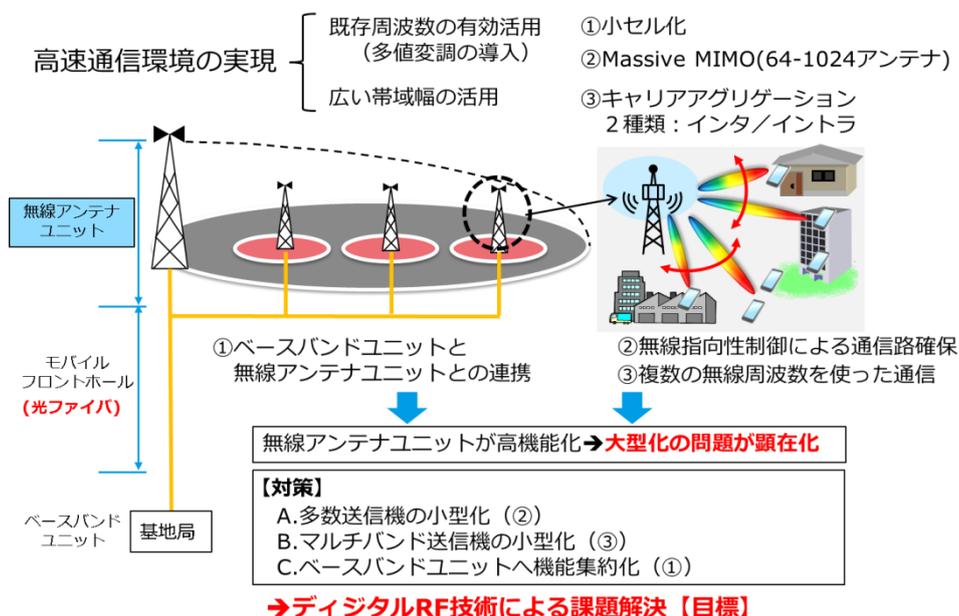


図 1.1 高速通信の実現に向けた取り組み

第1章 序章

次に、新たな周波数を利用する方法では、通信帯域幅を広げることで高速化を実現している。この方法では、通信帯域幅に比例して高速化を進めることができる。しかし通常、通信事業者が連続した通信帯域を確保することは難しく複数の不連続な通信帯域を用いることとなる。つまり、複数の搬送波周波数を同時に使用するインターバンドキャリアアグリゲーション [1-5] が必要となる。

何れの方法も高速・大容量化に向けた取り組みは今後も継続して行われるため、無線アンテナユニットには、より多数の送信器が配置され、かつそれらは複数の搬送波を出力するマルチバンド対応であることが求められ、装置の大型化が問題となる。

この対策として、Massive MIMO に向けた多数送信機やキャリアアグリゲーションに向けたマルチバンド送信機について、半導体の微細化技術による集積化を行い小型化を進める必要がある。また今後より高速な通信環境を実現する場合には、これらの機能をベースバンドユニットへ機能集約することで、無線アンテナユニットの小型化を進める必要がある。この様にベースバンドユニットへ機能集約する取り組みは無線通信システムに関するこれまでの変遷と一致しており、第5世代無線通信システムやその先に続く次世代無線通信システムを構築していく上で、現実的なアプローチであると考えられる。

本論文は、こうした考えのもと上述した次世代無線システムの実現に向けて、Massive MIMO に向けた多数送信機の小型化、キャリアアグリゲーションに向けたマルチバンド送信機の小型化、ベースバンドユニットへ機能集約化の課題について、その解決手段として RF 信号をデジタル化する、いわゆるデジタル RF 技術を導入し解決する事を目標とする。以下では、まず、各課題について分析を行うと共に技術動向を踏まえつつ議論を行う。

1. 2 技術動向と課題の分析

1. 2. 1 Massive MIMO 送信機

次世代無線通信システムとそれに続く次世代無線通信システムでは、多数の送信機を用いた無線機 [1-7] が想定されており、従来よりも小型化、集積化が重要となる。図 1.2 に Massive MIMO を用いた送信機の構成を示す。現在この実現に向けて半導体の微細化技術を応用した高集積化による小型化が進められており、同時に低電圧化が進行している。微細化に伴う低電圧化の弊害は、信号電力を電圧方向で確保することを難しくし時間方向で信号電力を確保するアプローチが必要となることを意味している。また微細化の方向では、物理的に信号線間の距離が接近するため、信号間の結合が大きくなり信号間の干渉やそれに付随する歪の発生が課題となる。例えば周波数変換部は、入力信号と局部発振器の正弦波をアナログ乗算し、非線形処理によって周波数変換の機能を実現しているため、多数の送信機間で発生する想定外の飛び込みや干渉に弱く、歪の発生源となる可能性が高い。このため小型化を阻害する要因となる。

一方、増幅部については、アンテナと増幅部の接続部の低損失化が重要となるため、アクティブアンテナシステムのようにアンテナ側に取り込まれる傾向にある。この場合、アンテナは、MIMO やダイバーシティの効果を発揮するためアンテナ間距離を 1/2 波長以上離して配置する必要がある。つまり、図 1.2 の構成において小型化を阻害する要因として、周波数変換部が主要因になると考えられる。

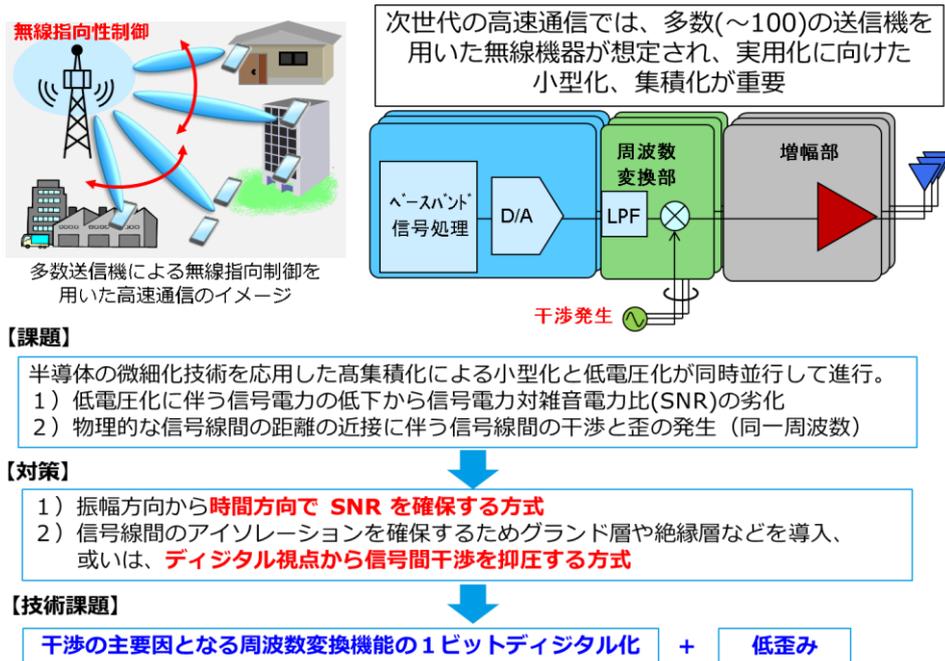


図 1.2 Massive MIMO に向けた送信機と技術課題

このような状況を踏まえ、この周波数変換部に関する耐干渉特性を改善するには、想定外の飛び込みを抑えるため電磁界結合を抑圧する必要があり、物理的な距離を離す、或いは、信号線の間にはグラウンドを挿入してアイソレーションを確保する等の対策が考えられるが、これらの対策は何れも小型化と逆行するアプローチであるため望ましい方向ではない。

このため信号間距離を確保する別のアプローチとして、ベースバンド部がデジタル信号を取り扱っていることに着目して、周波数変換機能をデジタル部へ取り込むことでデジタルの視点から干渉耐性を高める方法が考えられる。例えば前述したように周波数変換部の機能は、入力信号と正弦波のアナログ乗算であるため、この処理をデジタル領域で乗算することにより干渉耐性を改善できる。またデジタル領域では、入力信号に0を定期的に挿入するオーバーサンプリング技術を用いることで信号をパルス化し、一方、周波数領域ではエイリアシングが発生するため周波数変換機能として活用できる。このため信号処理負荷を増加させる事なく周波数変換機能を実現することができる。

そこで、小型化に関して、低電圧化の対策として微細化に伴い電圧方向から時間方向で信号対雑音比（Signal to noise ratio : SNR）を確保する方式が望ましいこと、周波数変換部の耐干渉特性を向上させる方法として周波数変換機能のデジタル化する方式が望ましいこと、を考慮して、本論文では周波数変換機能を1ビットデジタル化する方式について検討を行う。当然この信号は、従来と同程度に高いSNR，すなわち低歪みを実現するものでなければならない。

図1.3に、Massive MIMO に向けた送信機の小型化に向けた考え方について、この節で記載した内容の要点を示す。この図では、従来のベースバンド信号処理部をデジタルRFベースバンド処理部と変更している。ここでは、周波数変換部の機能を1ビットデジタル信号として出力することを実現しており、この実現により小型化が前進することが分かる。

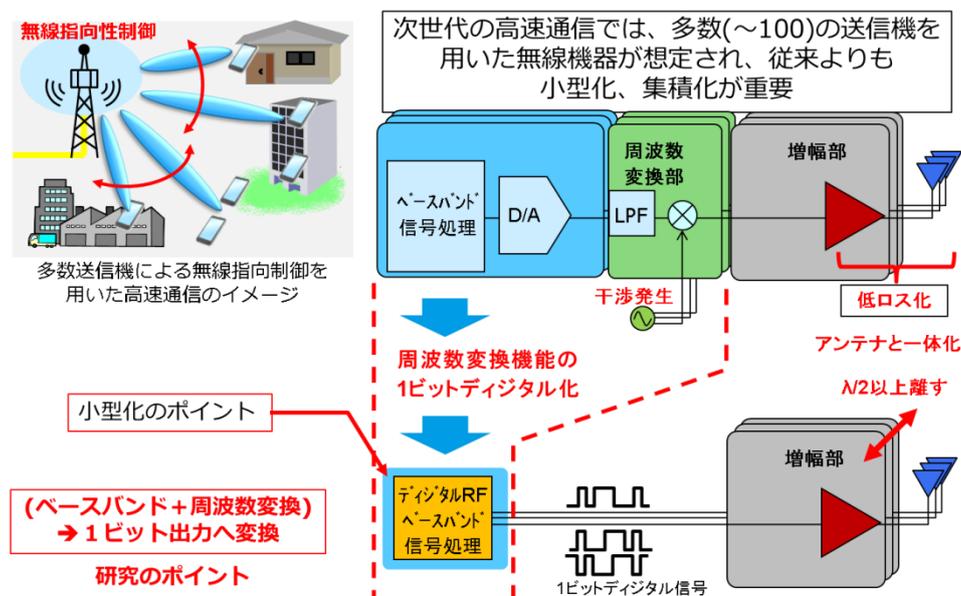


図1.3 Massive MIMO 送信機に関する小型化の対策イメージ

1. 2. 2 マルチバンド送信機

次世代の高速通信では、複数の無線周波数を用いたキャリアアグリゲーションが想定されており、従来よりも小型化、集積化が重要となる。この実現に向けて半導体の微細化技術を活用した高集積化による小型化と低電圧化が同時並行に進行している

マルチバンド送信機は、このキャリアアグリゲーションを実現するために必要な機能ブロックであり、図 1.4 は、複数の搬送波周波数を取り扱うために、図 1.2 と比較して 2 倍、3 倍の送信機が必要となり大型な装置構成となることを示している。小型化を実現するには、ベースバンド部、周波数変換部、増幅部、各機能ブロックが複数の搬送波周波数を取り扱う必要となる。例えば、図 1.4 に示す増幅器では、マルチバンド増幅器[1-8]、アンテナ部では周波数共用アンテナ技術 [1-9] が応用できる。さらに増幅器出力からアンテナまでの低ロス化を狙って、これらを一体化することができる。

一方、ベースバンド部と周波数変換部については、搬送波周波数の 2 倍以上のサンプリング周波数を有したマルチレベルの高速デジタルアナログ変換器(DAC)[1-10] を用いることでマルチバンドバンドの RF 信号を取り扱うことができる。しかしながら、高速なデジタルアナログ変換器は、高速化と共に振幅方向でマルチレベルの電圧を安定化させて出力することは難しくなるため、実効的な DAC の変換ビット数は減少する傾向にある。このため 1.2.1 節と同様に振幅方向から時間方向で SNR を確保することが望ましいと考えられる。

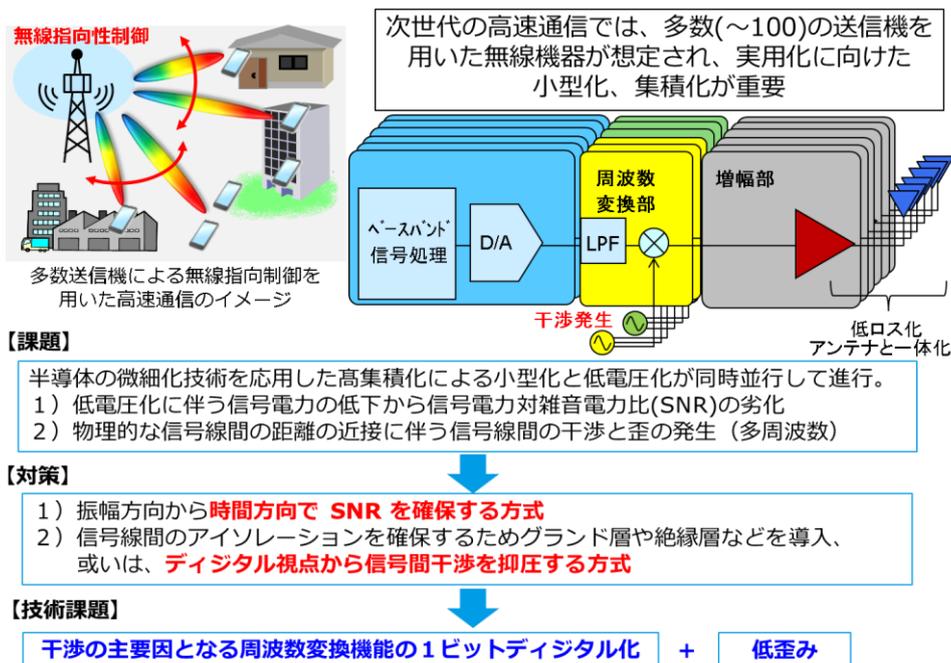


図 1.4 マルチバンド送信器と技術課題

そこで 1.2.1 節の検討結果である周波数変換機能を 1 ビットデジタル化する取り組みにおいて、複数の搬送波周波数も一括して 1 ビットデジタル信号上に周波数多重することが重要となる。これらの対策イメージを図示したものが図 1.5 となる。この図では、デジタル RF ベースバンド処理部が周波数変換機能と複数の搬送波周波数を周波数多重する機能を実現し、1 ビットのデジタル信号として RF 信号を出力している。また、複数の 1 ビット信号列を同時に出力することで Massive MIMO の送信機を実現し、かつマルチバンド送信機の機能を実現する。さらに、増幅部及びアンテナ部は、共通増幅器、周波数共用アンテナによって、機器全体の小型化を実現している。

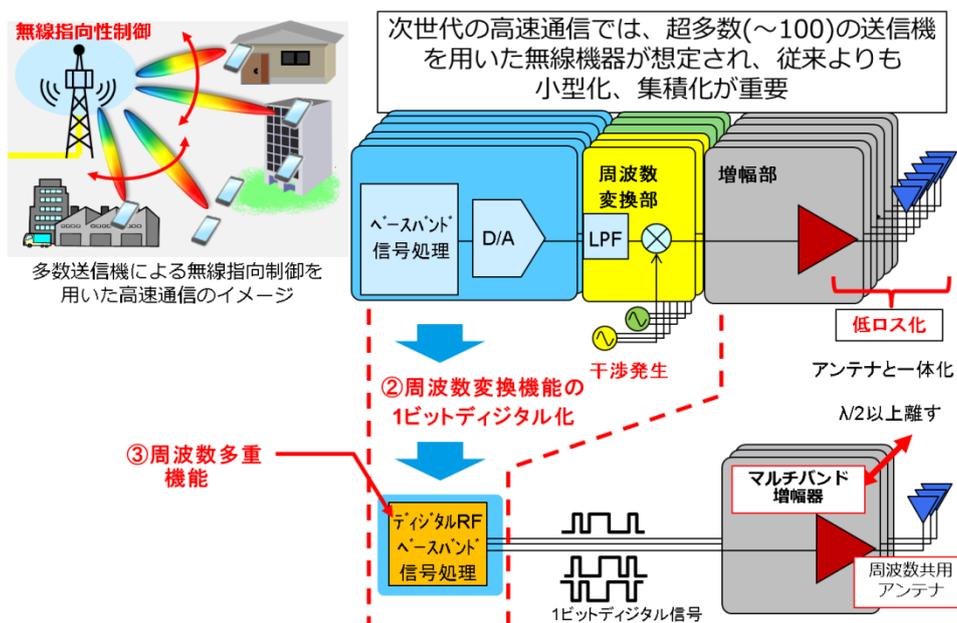


図 1.5 Massive MIMO 及びマルチバンド送信器に関する小型化の対策イメージ

図 1.5 は、デジタル化された RF 信号を導入することにより機器内部の干渉を抑圧し大幅な小型化を進めることが出来ることを示している。しかしさらに多機能化が進む場合には、機能の一部をベースバンドユニットへ集約化する必要がある。例えば、デジタル RF ベースバンド信号処理をベースバンドユニットへ機能集約化することで、無線アンテナユニットは、増幅器とアンテナの最小構成にできる。この状況は、光ファイバを介して無線信号を無線アンテナユニットへ光ファイバ給電を行うことに対応する。このベースバンドユニットへの機能集約化については、次節で考察を進める。

第1章 序章

1. 2. 3 携帯電話システムの変化

携帯電話のシステムは、現在第5世代無線通信システムまで検討が進んでおり、これまでに様々な構成が採用されている。図1.6に機器の構成を中心とした携帯電話システムの変遷について示す。

第2, 3世代無線通信システムの基地局では、ベースバンドユニット、無線アンテナユニットが1つの筐体の実装され1箇所に設置することが主流であった様子が示されている。

第3世代無線通信システムから第5世代無線通信システムになると、ベースバンドユニットと無線アンテナユニットが分離した構成が採用され、両ユニット間を光ファイバで接続する構成となる。ベースバンドユニットは、拡散、OFDMといった変調を行い、光ファイバ上にはデジタル化されたベースバンドI, Q信号が伝送される。伝送先の無線アンテナユニットでは、デジタル周波数変換、瞬時電力の削減、デジタル歪補償、デジタル直交変調が行われ、アンテナから無線信号が送信される。この様にユニット間で機能分配された両ユニットが連携し動作することで無線システムが構築されると共に、無線アンテナユニットの小型化が進み、機器の設置が容易となった。次世代の無線通信システムでは、Massive MIMOやキャリアアグリゲーション対応が必要となることから無線アンテナユニットへの負担が大きくなることが予想され、機能配分の見直しを行い、ベースバンドユニットへ機能集約をすることで無線アンテナユニットの小型化をさらに進める必要がある。図1.6では、これらの機能をベースバンドユニットへ機能集約化する様子を次世代の基地局装置の例として示している。この場合、図1.6の次世代の基地局装置においては、光ファイバ内にデジタル化されたRF信号が伝送され、無線アンテナユニットにはフィルタ、増幅器、アンテナのみとなり局部発振源、周波数変換部が不要となる。またこの場合、無線アンテナユニットは、周波数依存性の少ない構成となるため、より多目的な活用が可能となり、WiFi, セルラ, 等のマルチサービスの提供が可能となる。さらに、事業者間で無線アンテナユニットの共用化を図ることを行えば、機器の開発費に加えて運用費の削減も期待できる。現在の第5世代無線通信システムでは、サブ6GHzに加えてミリ波を用いた無線システムの検討が行われており、高周波化することによる無線信号の減衰が大きく、さらに小セル化が進むことが想定されている。この状況では、より多数の無線アンテナユニットが必要となり、各通信事業者が個別に機器を設置するための設置場所の課題 [1-6] が顕在化することとなる。上述した無線設備の共用化は、その対策の1つになると考えられる。

また第5世代無線通信システムの基地局では、過去から第5世代無線通信システムまでのLTEをベースとした無線システムを拡張する方向性と、第5世代を起点とした、New Radio (NR) と呼ばれる無線システムの2本柱で無線システムの拡張が実施されている。これは、今後無線システムを拡張していく上で、これまでの無線システムとの親和性を担保

第1章 序章

しつつ、超高速、低遅延、Massive 接続を実現する構想と、抜本的に無線システムの再構築を目指す構想が導入されている。

本論文で報告する内容は、これまでの無線システムとの親和性と経済性を重視する取り組みをベースとしており、光リンクには従来から採用している光のオンオフキーイング(OOK)の光リンクをを想定している。

一方で、NR の様な抜本的に無線システムを拡張する取り組みについては、デジタルコヒーレント光やフルコヒーレントの導入も必要と考えられる。

現在、第5世代無線通信システムは、2020年のオリンピックに向けてインフラの整備が進んでおり、デジタル光リンクをベースに進んでおり、このため本論文での議論はこの延長上の技術と位置づけられる。

今後、5G+ 又は Beyond 5G, 6G においては、NR と同時並行して検討が進むことが考えられる。この場合、デジタル RF については、Massive MIMO の様な超多数の送信部、周波数変換部を必要とする無線通信システムの小型化に貢献し、一方で分散アンテナシステムの様にシステム全体でアンテナを協調させ、各無線アンテナユニットには比較的アンテナ数が少なく、超広帯域な通信機器の実現する場合にはフルコヒーレントの導入が適していると考えられる。

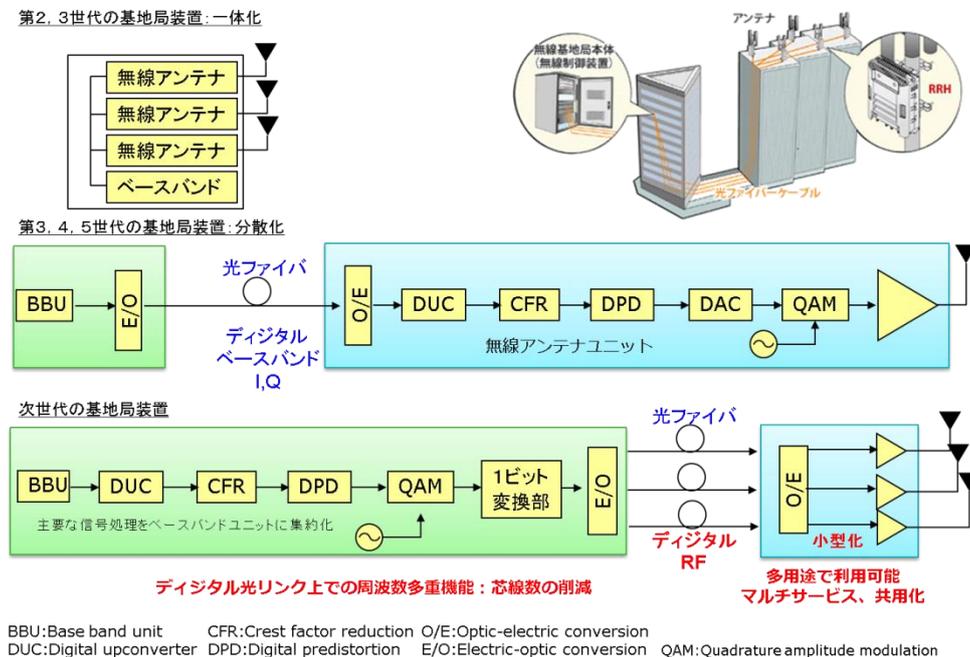


図 1.6 携帯電話システムの変遷

1. 3 技術課題の整理

高速・大容量化に向けた取り組みとして図 1.1 に示した様に無線アンテナユニットの高機能化が求められている。今後無線アンテナユニットには **Massive MIMO** 及びキャリアアグリゲーションの実現に向けて、多数の送信機が配置され、かつ複数の搬送波を同時に出力するマルチバンド対応が求められている。この無線アンテナユニットの高機能化に伴う大型化の問題については、各項目別に、**Massive MIMO** に向けた多数送信機の小型化、キャリアアグリゲーションに向けたマルチバンド送信機の小型化、ベースバンドユニットへ機能集約化について議論し、またこれまでの技術動向を振り返りつつ、その解決策の検討を行った。図 1.7 にこれまでの検討結果を示す。

まず半導体の微細化技術を活用した小型化を進める場合、微細化に伴う低電圧化が進行するため、小型化と同時並行して低電圧化の対策を講じていく必要があり、電圧方向から時間方向で **SNR** を確保していくことが望ましいことを説明し、1 ビットデジタル信号によって **RF** 信号を出力することがその解決策となることを議論した。

本論文では、この 1 ビットデジタル **RF** 技術の 1 つである 1 ビットバンドバスデルタシグマ変調器(**BP-DSM**)を着目している。この 1 ビット **BP-DSM** の詳細は、次節以降で説明を行うこととするが、この 1 ビット **BP-DSM** は、これまで説明した通り、1 ビットの信号列を用いて時間方向で高い **SNR**、すなわち低歪み化を実現する方式に対応しており、また増幅器の高効率技術[1-11]として研究が進められている。現在、増幅器の高効率技術では、振幅方向で連続に変化する変調信号を入出力する必要があり、増幅時に無駄が多く電力効率 (= **RF** 出力電力 / **DC** 投入電力) が 80 % 前後の効率が限界である。一方、デジタル **RF** 信号の場合、0 と 1, **ON** と **OFF** の様な 2 値の状態しか存在しないため、0 及び無入力時には、増幅器を **OFF** にすることで消費電力を抑えた高効率増幅器を実現することができ、理論的に 100 % の電力効率を達成できる。

一方で、図 1.7 に次世代無線通信システムの基地局装置に **Digital Radio On Fiber (DRoF)** として応用するためには、新たな技術課題も生じる。光伝送系では、直流成分を含む低周波電力スペクトラムを伝送することは難しく、このため伝送路符号を用いて **DC** バランスとランレングスを調整する必要がある。当然ながら 1 ビット **BP-DSM** を **DRoF** に適応するには、この変調方式に適した伝送路符号方式の開発が必要となる。

従って、デジタル **RF** 技術の 1 ビット **BP-DSM** に対する技術課題は、従来方式と同程度の高い **SNR**、すなわち低歪みであること、マルチバンドに対応可能なこと、この変調方式に適した伝送路符号化方式を開発すること、となる。

【背景】無線アンテナユニットの高機能化に伴う大型化

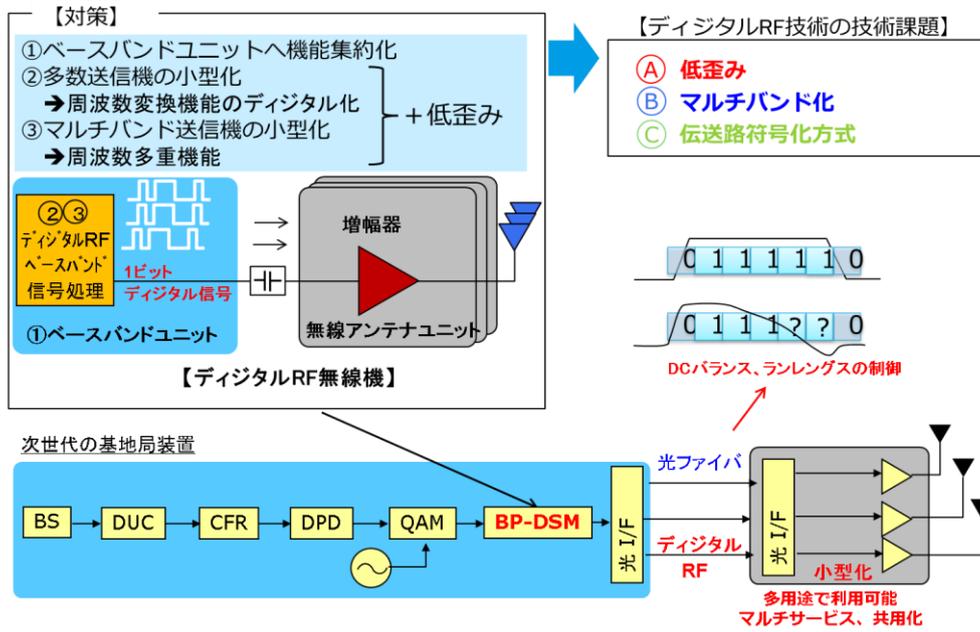


図 1.7 デジタルRF(1ビットBP-DSM)における技術課題

1. 4 デジタルRF

1. 4. 1 波形のデジタル化

この節では、デジタルRF技術の説明に先立ち、まず基礎技術に当たる波形のデジタル化について説明を行う。波形のデジタル化技術は、離散化(サンプリング)と多値化(マルチレベル)から構成され、その歴史は、音声帯域(DC – 22 kHz)のデジタル化から始まり、音声暗号化システムや公衆電話交換機回路線網(PSTN)等を中心に実用化が進められている。図 1.8 は、デジタル化において、マルチレベル方式とそれらを時間方向で並べ直した1ビット列のパルス幅変調(PWM)方式について、何れの方式でも波形をデジタル化できることを示している。PWM方式は、0と1、ONとOFFの様な2値状態で構成されており、マルチレベル方式と比較して、バラツキ、経年劣化、環境温度の変化、等々に対して耐性があり、高い線形性を容易に維持することができる。またこの2値の信号を増幅する場合、1のみ増幅動作し、0及び無入力時には、増幅器をOFFにすることで消費電力を抑えた高効率増幅器を利用でき原理的には100%の電力効率を達成できる。一方、マルチレベル信号の場合には、無入力時においても増幅器に対してDCバイアスを印加し常に動作させるため電力効率が悪く、電力損失分が熱に変換され放熱のため大型化する。音声の記録や編集の分野においては、音声のデジタル化を進めることでオリジナルデータの品質を劣化させることなく繰り返してコピーと編集ができるためデジタル編集方法が普及し、また音楽の再生分野では、ポータブルコンパクトディスクプレイヤーの普及によって、小型、熱、連続再生時間(ロングバッテリー)が重要となった。さらに狭帯域(DC – 22 kHz)のみ高品質化することに着目して、22kHzの100倍程度の低サンプリング速度で波形をデジタル化できるデルタシグマ変調器[1-12],[1-13]が採用され、1990年代にデジタルオーディオの市場が一気に実用化された[1-14],[1-15]。

一方、携帯電話の分野においても、1990年から2000年にかけてデジタル化が進み、携帯電話の小型化と長時間通話に伴うロングバッテリー化が必要となり、スイッチング増幅器と呼ばれる高効率増幅器 [1-16]-[1-21]の研究開発が始まった。無線システムは、搬送波周波数の数GHzに対して通信帯域幅が数MHzと比帯域で数%しかなく狭帯域な通信システムである。図 1.9 に、低周波狭帯域向けのローパス型デルタシグマ変調器(LP-DSM)から、特定狭帯域向けのバンドパス型デルタシグマ変調器(BP-DSM) [1-22]が開発された様子を示す。これらの方式は、量子化雑音を抑圧する周波数帯域が、中心周波数としてDCであるか特定の周波数であるかの違いでしかなく、その他については全て共通の構成であるため、デルタシグマ変調器内部のデジタルフィルタの係数を変更するだけで対応ができる。つまり、BP-DSMは、DCを含む送信する周波数帯によらず一定の動作速度で、入力波形を1ビットデジタル形式へ変換することができる。

第1章 序章

次に、オーバーサンプリング数について考察をすすめる。低周波狭帯域向けの LP-DSM の場合、利用する帯域内の最も高い周波数に対してオーバーサンプリングを行うため、数 GHz の無線信号に対応するには、数 THz オーダの伝送速度が必要となる。一方で、BP-DSM の場合には、帯域幅に対してオーバーサンプリングを行うため、帯域幅 MHz に対して、数 GHz あれば、デジタル化が可能となる。このため商用デバイス(FPGA)で実用化が可能となる。図 1.10 に、これまでに報告された論文を基に帯域幅について年代別に整理した結果を示す。1990 年代から広帯域化が始まり 2017 年の時点では、シングルバンド、マルチバンド共に約 120MHz まで検討が行われており、今後もさらに広帯域化が持続することが予測され、2020 年代中ごろには変調帯域幅として 1GHz まで広帯域化が進むと考えられる。

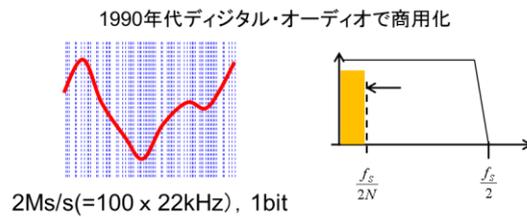
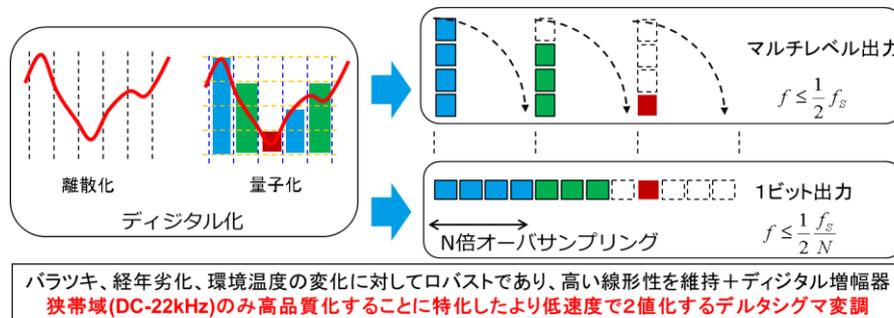


図 1.8 波形のデジタル化

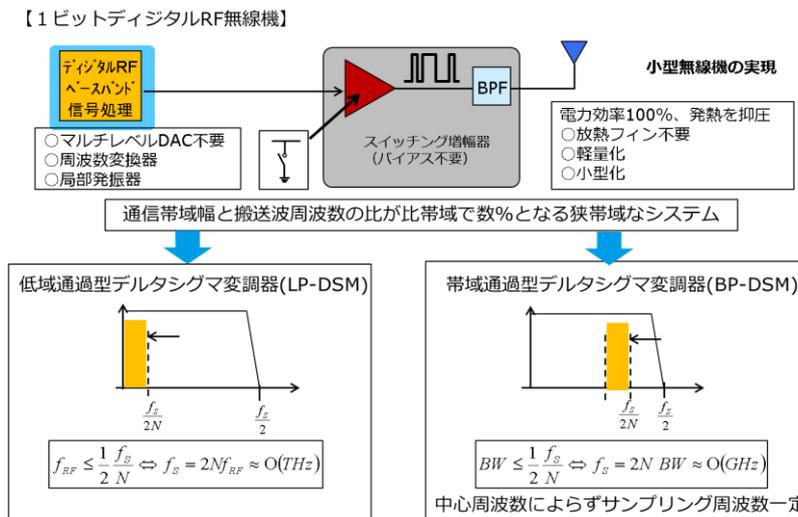


図 1.9 LP-DSM と BP-DSM によるオーバーサンプリング速度の違い

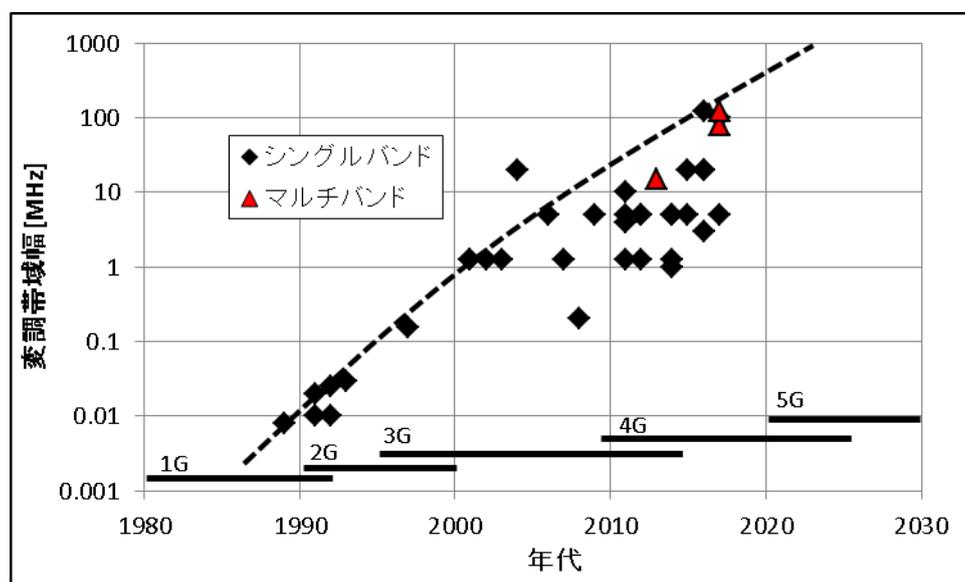


図 1.10 年代別によるデジタル化される変調帯域幅の変遷

1. 4. 2 1ビットデジタルRF信号

表 1.1 は、これまでに報告されている様々な1ビットデジタルRFの方式について示している。報告例では、パルス位置変調器(PPM)、パルス幅変調器(PWM)、パルス密度変調(PDM)等のパルス変調方式と、ローパスデルタシグマ変調器(LP-DSM [1-23]),エンベロープデルタシグマ変調器(E-DSM [1-24]),バンドパスデルタシグマ変調器(BP-DSM [1-25])等のデルタシグマ変調方式と、その他、パルス変調方式とデルタシグマ変調方式を同時に用いたハイブリッド方式がある。

ここで、まず各方式についてその動作速度について注目する。この表では変調帯域幅とその動作速度の比をオーバーサンプリング比(OSR)と表記している。

パルス変調方式では、一般的に振幅情報をマルチレベルのNビットで表現した情報を、時間方向に変換する行う場合、図 1.8 で示す様に、 $1/2^N$ に比例した微細パルスが必要となる。このため、変調波を取り扱う場合には、搬送波周波数の 2^N 倍に比例したオーバーサンプリングが必要となる。このためパルス変調方式による変調信号の取り扱いには、テラヘルツオーダの伝送速度が必要となり実用的ではない。

一方、デルタシグマ変調方式では、通信に利用する帯域内の量子化雑音を抑圧し、帯域外に多くの量子化雑音を押し出すノイズシェーピングを行い、通信帯域内のSNRを確保する動作原理であるため、パルス変調方式と比較して動作速度を低く抑えることができる。特に無線通信の分野は、搬送波周波数と通信帯域幅の比である比帯域が数%であることから、一部の通信帯域幅のみSNRを確保するという方式とうまく整合する。

さらにデルタシグマ変調方式の中でもオーバサンプリングは、搬送波周波数に比例する方式(LP-DSM: 4倍, E-DSM: 2倍)と搬送波周波数の2倍あれば、搬送波周波数に依存しない方式(BP-DSM)に分類できる. 図 1.11 に各 DSM の構成について概要を示す.

この BP-DSM 方式 [1-13] は、一定の動作速度で搬送波周波数を自由に変更できることから、デジタル信号処理及びその処理基板等を実現する場合にも、広い周波数範囲において共通化されたハードウェアで対応することができる.

また、複数の搬送波周波数を対象としたマルチバンド変調信号の1ビットデジタル化した取り組みについては BP-DSM [1-26] でのみ報告されており、パルス変調方式を含めて、LP-DSM, E-DSM でも報告事例はない. また、これらの方式については、デジタル化された搬送波信号を乗算 [1-26] して1ビットデジタル RF 信号を生成する処理を行うため、その動作原理から判断してマルチバンド化への機能拡張には困難と考えられる.

以上の事を考慮した結果、本論文では、1ビット BP-DSM に中心に検討を進めることにする.

表 1.1 各種1ビットデジタルRFについて

Type	OSR	Frequency Tunability	WideBand Signal	Multicarrier
LP-DSM	◎	△	◎	-
E-DSM	◎	◎	△	-
BP-DSM	◎	○	◎	◎
PCM	×	△	△	-
Hybrid	△	△	△	-

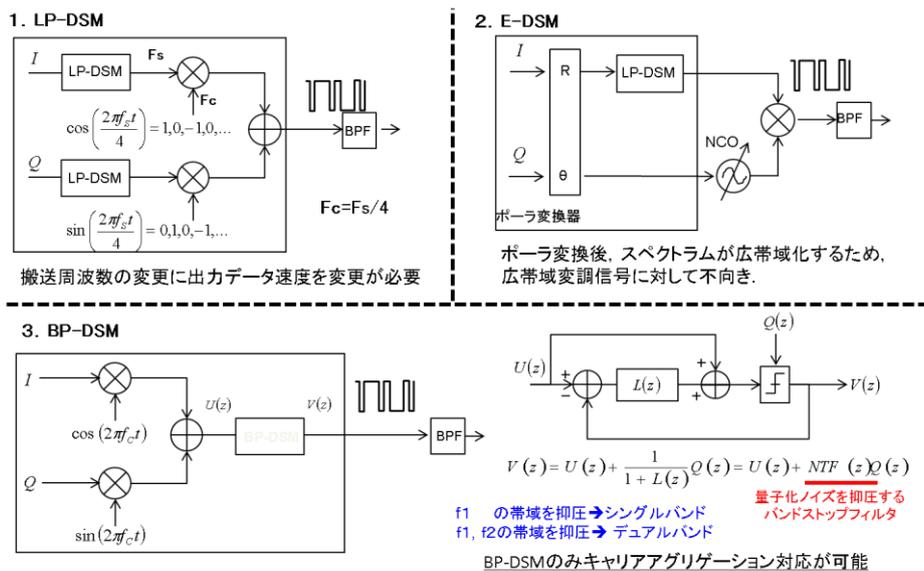


図 1.11 各種 DSM の構成と特長

1. 4. 3 1ビット BP-DSM

1ビット BP-DSM の信号処理について図 1.12 に概要を述べる。送信する I, Q のベースバンド信号は、デジタル直交変調を行い中間周波数で出力する。直交変調された信号は、デジタル周波数変換部を介して、アップサンプリング及び周波数変換され、マルチレベルを持ったデジタル化された RF 信号として出力する。ここでは、変調帯域幅の約 100 倍程度のアップサンプリングを行っている。この際、0 を挿入するオーバサンプリング技術を用いて入力した信号をパルス状に変換し、周波数領域においては、エイリアシングが多数発生することを利用して周波数変換を行い、ほぼデジタル信号処理負荷をかけずアップサンプリングと周波数変換を同時に行っている。

このデジタル化されたマルチレベルの RF 信号が 1 ビット BP-DSM に入力され、2 値化され出力される。この 2 値化されたデジタルデータは、パルス生成器又は 1 ビットのデジタルアナログ変換器(DAC)を介して 0 次ホールドされた NRZ の矩形波アナログ信号として出力される。この信号はアナログフィルタを介して波形が再生され、増幅部とアンテナを通して送信される。

次に、1 ビット BP-DSM の入力信号 $U(z)$, 出力信号 $V(z)$ の関係性について説明する。入力信号 $U(z)$ は 2 値量子化器を通して $V(z)$ となり出力される。また出力信号 $V(z)$ は、入力にフィードバックされ入力信号との差分を算出している。この差分結果は、2 値量子化器で生成された量子化雑音 $Q(z)$ であり、この量子化雑音がループフィルタ $L(z)$ を介してフィードバックを形成している。この時、入力信号 $U(z)$, 出力信号 $V(z)$ の関係は、式(1.1)

$$V(z) = U(z) + \text{NTF}(z)Q(z) \quad (1.1)$$

$$\text{NTF}(z) = 1/(1+L(z)) \quad (1.2)$$

と表現される。式(1.1)の第 2 項の量子化雑音は、係数として雑音伝達関数(Noise Transfer Function) $\text{NTF}(z)$ を持ち、ループフィルタ $L(z)$ と式(1.2)の関係となる。ここで、 $\text{NTF}(z)$ は、通信に利用する帯域において帯域阻止フィルタ特性を持つデジタルフィルタとして設計される。その結果、式(1.1)の第 2 項が所望の帯域において抑圧されて十分に無視できる様になり、その帯域において高い SNR を実現することが可能となる。デジタルフィルタの抑圧特性は、係数を変更することで、抑圧する中心周波数を変更することができ、かつその信号処理負荷は、内部を構成する乗算器、加算器の数、処理速度に比例するため、デジタルフィルタの係数を変更することによる処理負荷は変化せず、周波数変更が可能となる。さらに、処理速度一定のまま中心周波数を変更することから、1 ビット BP-DSM は、出力する搬送波周波数に依らず、一定の出力データレートのまま、処理負荷も変化せず、動作することとなる。この点が、他のデルタシグマ変調器と大きく異なる特徴となる。

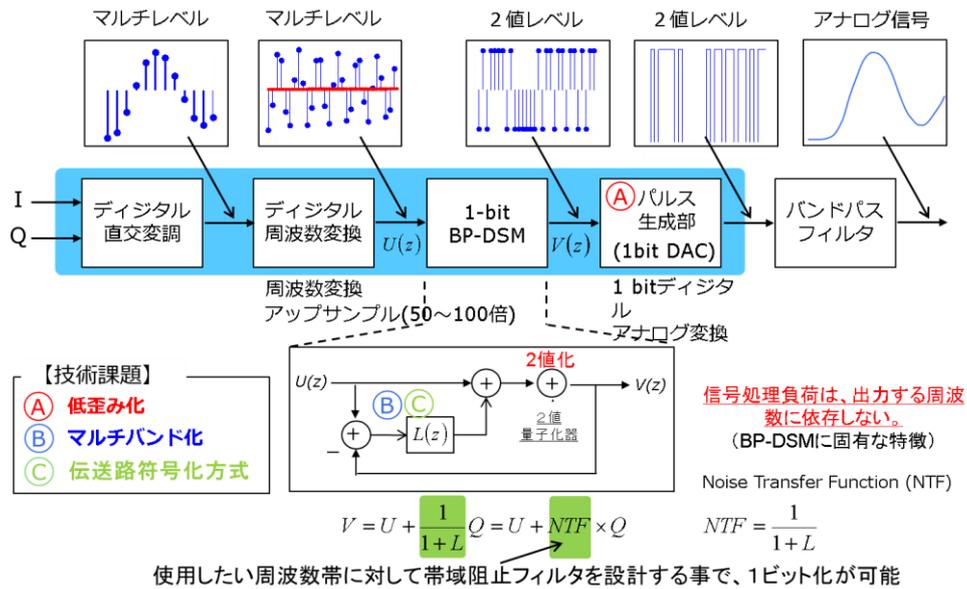


図 1.12 デジタルRFに関する信号処理手順

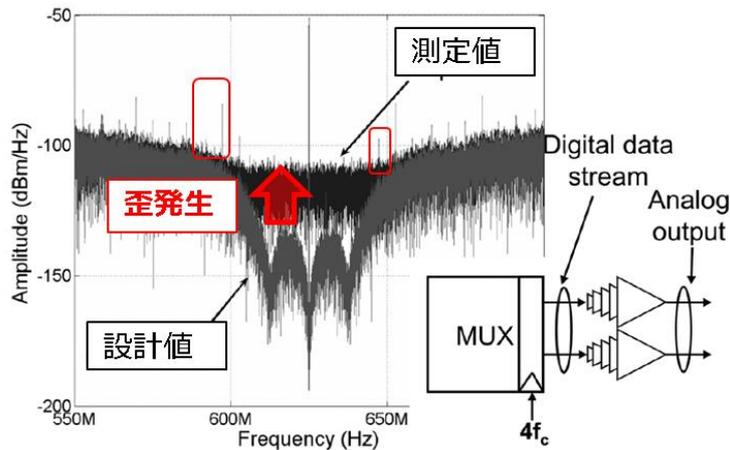


図 1.13 周波数スペクトラムと帯域幅の関係[1-27]

図 1.13 に、1 ビット BP-DSM の実施例として電力スペクトラムを示す[1-27]. 主信号は、正弦波を示しており隣接チャネル漏洩電力は設計値よりも 20 dB 近く劣化していることが分かる. 一般的に増幅器で発生する相互変調歪の場合には、トーン歪が発生し、図 1.13 に示されている広帯域の歪は発生しない. しかしながら 1 ビットデジタル RF における歪補償[1-28],[1-29]には、何れも増幅器の歪モデルをベースとしており、このため十分な歪補償量が得られていなかった.、一方で、次世代無線通信では、1.2.2 節のマルチバンド送信機のように複数の送信機がマルチバンド送信する必要がある. しかしながら従来研究は、図 1.12 の様に送信 1 系統、シングルバンドの検討が主体となっていた.

第2章 時間波形歪とスプリアスの定量化

2. 1 概要

1 ビット BP-DSM は、オーバサンプリング技術によって効率よく高い SNR を実現する。この手法では、高速な 1 ビットデジタル信号列によって無線信号を表現し、デジタル部からアナログ回路を介することなく直接無線信号を出力する。このため送信系に関する主要機能をデジタル化でき、半導体の微細化技術を活用することによって送信機全体を大幅に小型化することができる。

また、この 1 ビット BP-DSM を含む 1 ビットデジタル RF 技術には、3 つの大きな特長がある。1 つ目は、無線信号をデジタル化することによって、伝送距離に比例した SNR の劣化が生じる場合でも、デジタルデータの再生中継を行うことで、アナログ信号の伝送に比べてより容易に長延化が可能となる。2 つ目に搬送波周波数に関して DC-14GHz 程度まで搬送波周波数を連続的に変更できる。通常の無線機においては周波数別に部品を選択する必要があるのに対して、1 ビット BP-DSM では、1 種類のデジタル部品で全ての周波数範囲を連続的にカバーすることができる。3 つ目は、周波数の利用痕跡を容易に隠蔽できるという特徴がある。基本的に出力する 1 ビットデジタルデータについては、汎用のデジタル信号処理プロセッサによって生成できるため、プログラムそのものを揮発性メモリ上で動作させる場合には電源断の後に、直前に使用していた周波数を特定することが難しくなる。通常の無線機では、測定機によって実装されている部品の構造及び周波数特性から利用する周波数帯を特定することが可能である。つまりこの特徴は、セキュアな通信網を構築する場合に有効な手段の 1 つになると考えられる。

近年、この様な特徴をもつ 1 ビットデジタル RF 技術について、LP-DSM[2-1], E-DSM[2-2],[2-3], BP-DSM[2-4],[2-5] に関して、中心周波数、帯域幅、出力電力、隣接チャネル漏洩電力の報告が行われている。ここで、通信品質に直結する隣接チャネル漏洩電力比については、報告事例があるものの設計値との解離が大きく十分な検討が進んでいない。特に時間波形の歪と隣接チャネル漏洩電力の劣化との関係については、十分ではない。

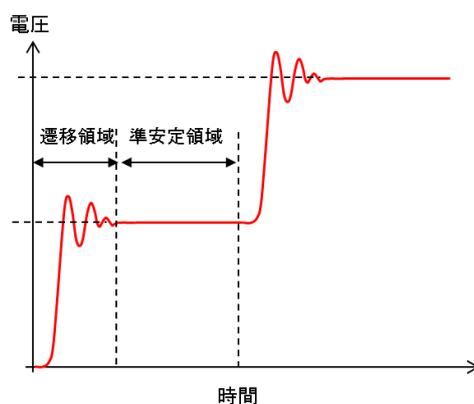
これまでの歪解析に関する手法では、1 ビットデジタル RF のデジタルデータを 1 ビット DAC からの出力と解釈し、これをマルチビット DAC の特殊な事例と捉えることで、歪の解析とその対策技術を 1 ビット DAC へ展開することで実施されている。

マルチビット DAC における歪については、図 2.1 に示す様に、準安定状態と遷移状態の 2 つの状態に分けて対策が進められている。

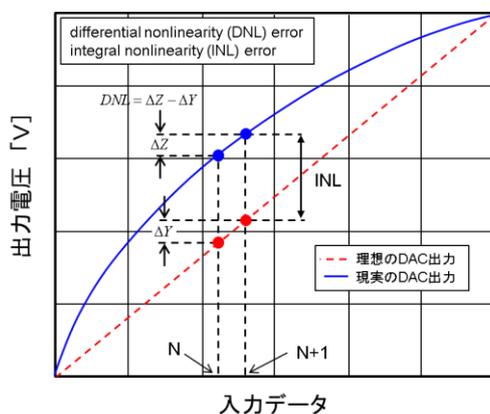
前者の準安定状態の出力時間波形の歪対策には、図 2.1(b)に示す各出力レベル間のバラツキによる非直線性誤差(DNL,INL)の影響が大きく、これらは各出力電圧レベルを構成する DAC 内部の電流源のバラツキが影響している。このためこの非直線性誤差を抑圧するため、

第2章 時間波形歪とスプリアスの定量化

全ての出力に対して DAC 内部の電流源を全てランダム或いは、均一に利用することで、出力レベルごとに異なっている誤差の偏りを無くし、歪成分を疑似ランダム雑音に変換し、誤差を平均化させることで SFDR の拡大を行っている。この手法は、ミスマッチ誤差シェイピングと呼ばれ、内部電流源素子の選択方法の違いによって、素子循環法、個別平均化、ベクトルミスマッチシェイピング、ツリー構造素子選択等と呼ばれる技術開発が進められている。



(a) 時間応答波形



(b) 非直線性誤差の出力

図 2.1 マルチレベルDACの出力波形

次に遷移状態の時間波形の歪対策については、ミスマッチ誤差シェイピングを応用した符号間干渉ミスマッチシェイピング[2-6]と増幅器の歪モデルをベースとした方法[2-7]がある。前者は、出力データが変化する際に発生する歪を平均化するため、主信号とは別に新たに歪補償信号専用のマルチレベルDACを導入して歪補償信号を出力して歪を疑似ランダム

ム雑音に変換することで SFDR の改善を図っている。しかしながらこの手法では、主信号と歪補償信号をアナログ合成する必要があること、歪補償信号を出力するためにマルチレベル DAC を利用しなければならないこと、合成する周波数帯域内での振幅特性と位相特性について帯域内フラットネスと合成のタイミングを調整する必要があることなど、応用範囲が厳しく限定される。このため音声を主体としたデジタルオーディオの様な低周波領域では有効であるが、搬送波を含むような高周波領域への適用は困難となる。

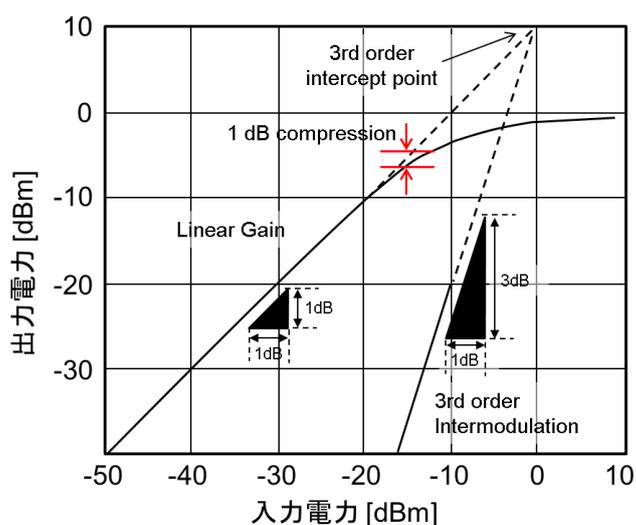


図 2.2 飽和特性を持つ増幅器の入出力特性

後者の遷移状態の時間波形対策法については、DAC の内部構造には踏み込まず、図 2.1(b) に示した DAC の入出力特性を、図 2.2 に示す様に飽和特性を持つ増幅器[2-7]の入出力特性と解釈して、出力するデジタルデータを複数パターン同時並行で生成し、その中から最も誤差の少ないデジタルデータパターンを選択して出力している。この手法を用いれば、高周波領域でも歪補償が可能となるが、同時出力するデータパターン生成及び選択のためには、何度もデジタルデータパターンの修正が必要になるため、リアルタイム処理に適しておらず、応用分野としては、送信波形が固定化されているレーダ波形の出力等への応用に限定される。

以上の通り、1 ビット DAC における歪補償については、その出力は 2 値であることからマルチレベル DAC の様なレベル間による偏りはなく、遷移時間波形の歪が支配的となること、さらにその補償法として、ミスマッチ誤差シェイピングを応用した符号間干渉ミスマッチシェイピング[2-6]と増幅器の歪モデルをベースとしたの方法[2-7]が重要となることを説明した。しかし前者については、2 ポートをアナログ合成する必要があるために低周波の音声領域でしか利用ができないこと、後者については、予め想定された信号波形にしか応

第2章 時間波形歪とスプリアスの定量化

用できないという問題がある。

そこで、第2章では、1ビットBP-DSMの様に搬送波を有する高周波帯での歪補償を実施するため、まず、歪の発生原因となる遷移時間の波形歪と隣接チャネル漏洩電力との関係について定式化を行った。第3章では、分離抽出した歪成分についてこれを相殺する歪を1ビットデジタルデータ内に重畳することで、歪補償用のアナログ回路を外部増設することなく歪補償を実現した。3章の提案手法は、トーン歪の歪補償[2-7]と同様に別のデジタルデータを出力することで歪補償を実現していることにも対応することから、今後、新たな考察を追加することにより、新たな1ビットデジタルデータの形態で歪補償機能を実現する方法が創出されることが期待できる。

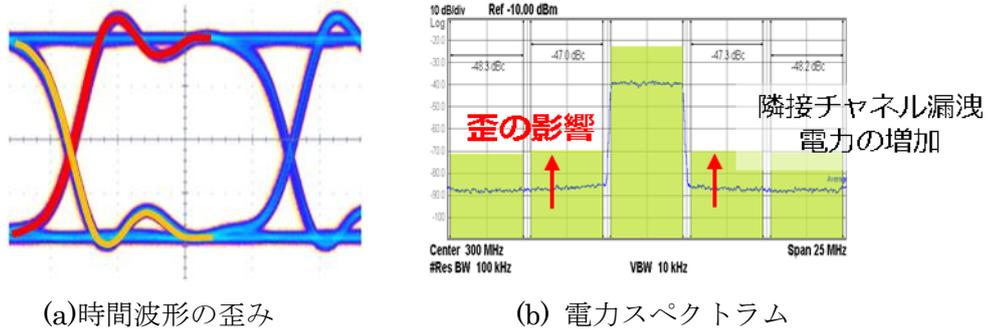
以下、この節では、まず遷移時間の波形歪に関する考察を行い、次に遷移時間波形から歪成分を分離抽出する手法を導入し、最後に隣接チャネル漏洩電力に対する歪の分離抽出の効果について確認を行う。これにより、遷移時間波形が歪む場合でも、歪の分離手法により設計値通りに隣接チャネル漏洩電力を達成することが可能であること示す。

2.2 増幅器モデルの限界

1ビットBP-DSMのデジタル出力信号を用いて直接無線信号を出力する場合、現実の時間波形は、図2.3に示すように理想的な矩形波よりも歪んでおり、周波数領域では隣接チャネル漏洩電力の劣化[2-8],[2-9]が生じる。この帯域外スプリアスは、この周波数帯を利用する無線システムへの与干渉となるため、電波法によって厳しく管理されている。また自帯域内についても、この歪は発生しているため帯域内のSNRを劣化させてしまい変調多値数の大きな高速通信を実施ができなくなる。このため時間波形の歪と隣接チャネル漏洩電力比の劣化の関係を明確にする必要があり、この章ではこの関係について定式化を行う。

まず、時間波形に含まれる歪の要因を分析するため、受動素子、能動素子の影響について考察を行う。受動素子は、基本的にリアクタンス素子によるインピーダンス不整合を引き起こすフィルタとして作用するため、特定の周波数成分を反射させて時間波形を歪ませる。しかしこの場合、周波数成分は削減される方向に作用し隣接チャネル漏洩電力比を増加させる要因にはならない。

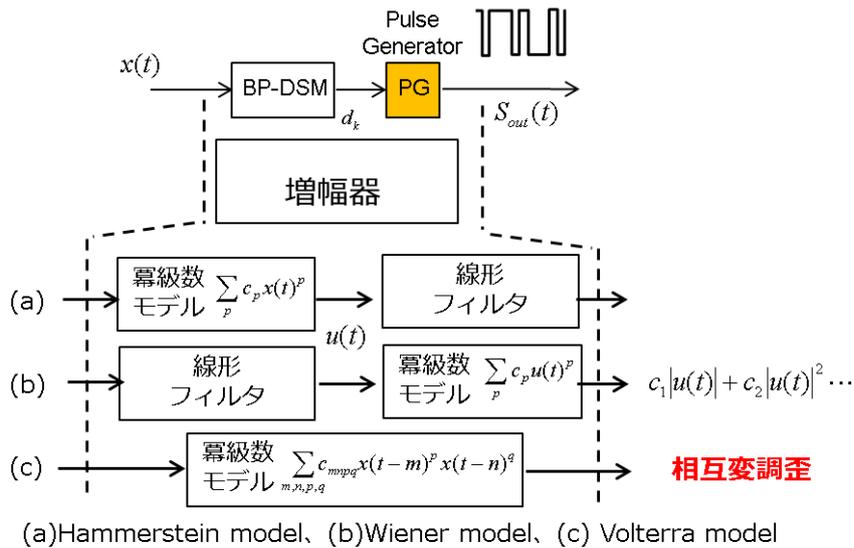
一方で能動素子の場合には、図2.4で示す様に、BP-DSMの出力部に接続されているパルス生成部のスルーレート不足によって波形歪が生じる。従来、この波形歪については、BP-DSMとパルス生成部を一体化とした増幅器の飽和モデルによって解析が行われている[2-7]。



(a)時間波形の歪み (b) 電力スペクトラム
 図 2.3 時間波形の歪みと隣接チャネル漏洩電力比の関係

増幅器の飽和モデルについては、(a)Hammerstein model, (b)Wiener model, (c) Volterra model 等が用いられており、何れの場合も増幅器への入力信号 $x(t)$ のべき級数として出力を表現し、これらの相互変調歪によって隣接チャネル漏洩電力の劣化を説明している。

図 2.5 に、横軸に入力電力、縦軸に主信号電力と隣接チャネル漏洩電力の実測結果を示す。図 2.5 から主信号電力は、入力電力に対して線形に増加し、隣接チャネル漏洩電力は、入力電力に殆ど依存せず一定な電力となっている。一般的に相互変調歪については、入力電力のべき乗で表現されるため、入力電力に対して 2 以上の傾きを持って増加する電力特性を持つ。しかしこの実測結果から明らかな様に、1 ビット BP-DSM で発生する歪は、入力電力に殆ど依存しておらず、従来法のべき級数を用いて説明することは適切ではないと考える。



(a)Hammerstein model, (b)Wiener model, (c) Volterra model
 図 2.4 増幅器モデルによる 1 ビット BP-DSM の歪解析モデル

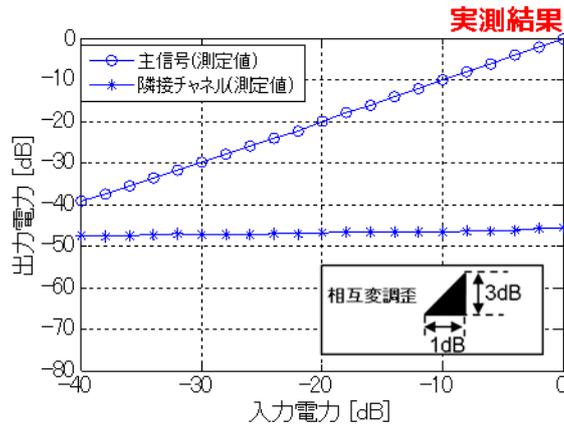


図 2.5 1 ビット BP-DSM における入力電力と歪電力の関係

2. 2 歪解析と波形分離処理

図 2.6 は、図 2.4 に示す PG から出力される時間波形 S_{out} のモデルを示している。出力される時間波形は、理想的な矩形波形 S_{Ideal} に波形歪を加算することで表現しており、式(2.1)、(2.2)がこれらに対応する。ここで、 f_{rise} , f_{fall} は、立ち上がり時間と立ち下り時間の遷移における矩形波からのずれを表現しており、式(2.3),(2.4)がこれらに対応する。式(2.5)は、式(2.4)を基に導出されており、時間軸に対する線対称成分 f_{Sym} と非対称成分 f_{Asym} が、各々立ち上がり、立ち下り波形から抽出できる事を示している。

$$S_{OUT}(t) = S_{Ideal}(t) + \sum_k f(t - kT) \{U(t - kT) - U(t - T - kT)\} \quad (2.1)$$

$$S_{Ideal}(t) = \sum_k d_k \{U(t - kT) - U(t - T - kT)\} \quad (2.2)$$

$$f(t - kT) = \begin{cases} f_{rise}(t - kT) \cdots \text{Sign}(d_k - d_{k-1}) = 1 \\ f_{fall}(t - kT) \cdots \text{Sign}(d_k - d_{k-1}) = -1 \\ 0 \quad \cdots \text{Sign}(d_k - d_{k-1}) = 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\begin{cases} f_{rise}(t) = f_{Asym}(t) + f_{Sym}(t) \\ f_{fall}(t) = f_{Asym}(t) - f_{Sym}(t) \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\begin{cases} f_{Sym}(t) = \frac{f_{rise}(t) - f_{fall}(t)}{2} \\ f_{Asym}(t) = \frac{f_{rise}(t) + f_{fall}(t)}{2} \end{cases} \quad (2.5)$$

第2章 時間波形歪とスプリアスの定量化

ここで、 f_{Asym} の特性として、式(2.6)の条件のもとで零となることを示しており、このことは、立ち上がり波形と立ち下り波形が時間軸に対して線対称な波形となることを意味している。つまり、 f_{Asym} は時間軸に対する非対称成分を表現していることが理解できる。

$$f_{\text{rise}}(t) = -f_{\text{fall}}(t) \quad (2.6)$$

さらに式(2.7) は、式(2.1) をこれらの成分によって再表記し直したものであり、第1項が時間軸に対して線対称な時間波形成分、第2項が非対称波形な時間波形成分を示している。

$$S_{\text{OUT}}(t) = \sum_k \{d_k + \text{Sign}(d_k - d_{k-1}) f_{\text{Sym}}(t - kT)\} \{U(t - kT) - U(t - T - kT)\} \\ + \sum_k \{ | \text{Sign}(d_k - d_{k-1}) | f_{\text{Asym}}(t - kT)\} \{U(t - kT) - U(t - T - kT)\} \quad (2.7)$$

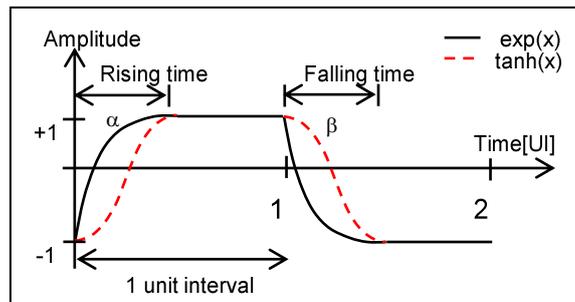


図 2.6 波形歪を有した時間波形

図 2.7 は、立ち上がり時間、立ち下り時間の異なる時間波形を例に取り上げ、式(2.7)による時間波形を分離した様子を示している。図 2.7(a)は、立ち上がり下がり時間が異なるアイパターンの様子を示しており、図 2.7(b)は、その時の時間波形、図 2.7(c) は式(2.7) 第1項の時間軸に対して線対称な時間波形成分、図 2.7(d)は第2項の時間軸に対して非対称な時間波形成分それぞれ示している。

この様に波形分離処理を導入することで時間波形を式 (2.7) に従って2種類の時間波形成分に分離できることが分かる。この様な波形分離処理を導入した目的には、通常の変調波が Sin 波の振幅と位相を利用して出力され、変調波形は常に時間軸に対して線対称になるとの事実に基づいている。一方、1ビットデジタルの時間波形は、式(2.7) の第2項が示す通り、時間軸に対して非対称な時間波形成分を含むことがある。この非対称な時間波形成分は、明らかに変調波にとって不要な時間波形成分であり、周波数領域において不要な周波数成分、つまりスプリアスを意味し歪の発生要因になると考えられる。

また、この式(2.7)の第2項は、送信データが変化する際に出力されており、その電力は

第2章 時間波形歪とスプリアスの定量化

送信データの変化回数に比例することがわかる。1ビットBP-DSMの場合、図1.8に示す様にフィードバック系を含んだ構成を使用するため、入出力信号の誤差が小さくなる方向へ動作し、収束後は±1をランダムに出力する動作となる。このため、入力電力が変化する場合でも、フィードバックが適切に動作すれば、誤差が収束するまでの応答時間や、内部動作は、ほぼ一定となる。この結果、データの変化回数についても、入力電力に依存せずほぼ一定の変化回数となり、歪の電力についても入力電力に依存せず一定となることが予想される。次節では、これらの考察について、歪電力の数値計算結果を基に検証を行う。

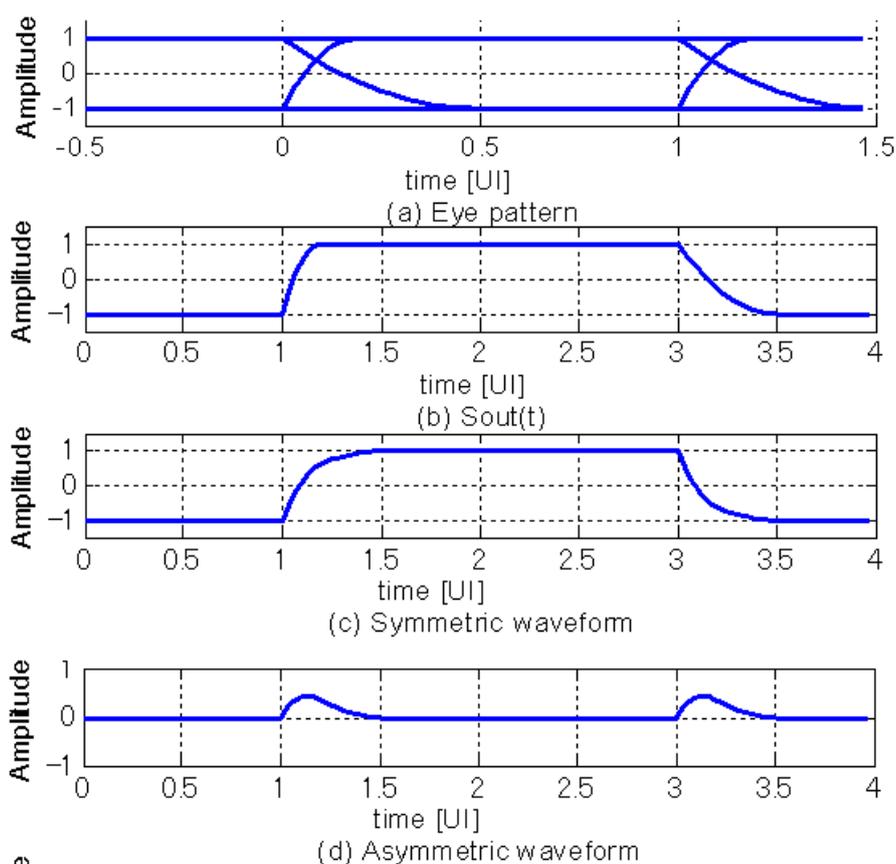


図 2.7 非対称成分を含む時間波形の分離

2.3 数値計算

時間波形の歪みと隣接チャネル漏洩電力の劣化との関係について、時間軸に対する非対称な時間波形成分を中心にその関係性について検証を行う。ここでは、図 2.8 に示すアイパターンと表 2.1 に示す変調波信号及びデルタシグマ変調器を用いて数値計算を実施した [2-10].

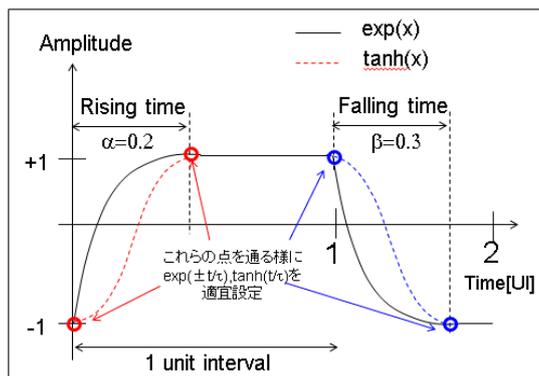


図 2.8 アイパターン

表 2.1 計算条件

Parameter	Value
Test Signal	LTE
Bandwidth	5MHz
PAPR	6.5dB
Carrier Frequency	0.8GHz
Modulation	6次 BP-DSM
Bit Rate	3.9Gb/s

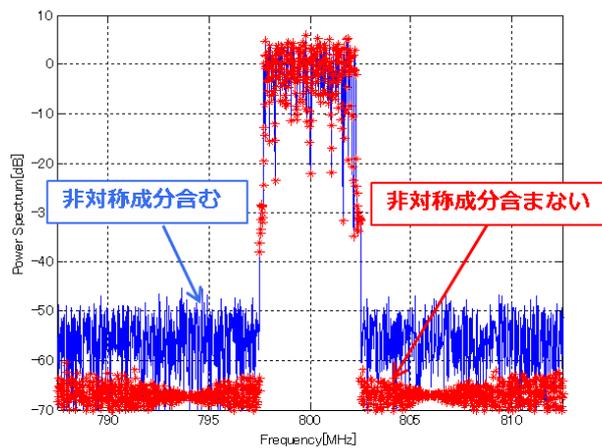


図 2.9 非対称な時間波形成分の影響
立ち上がり時間 $\alpha=0.2$, 立ち下り時間 $\beta=0.4$

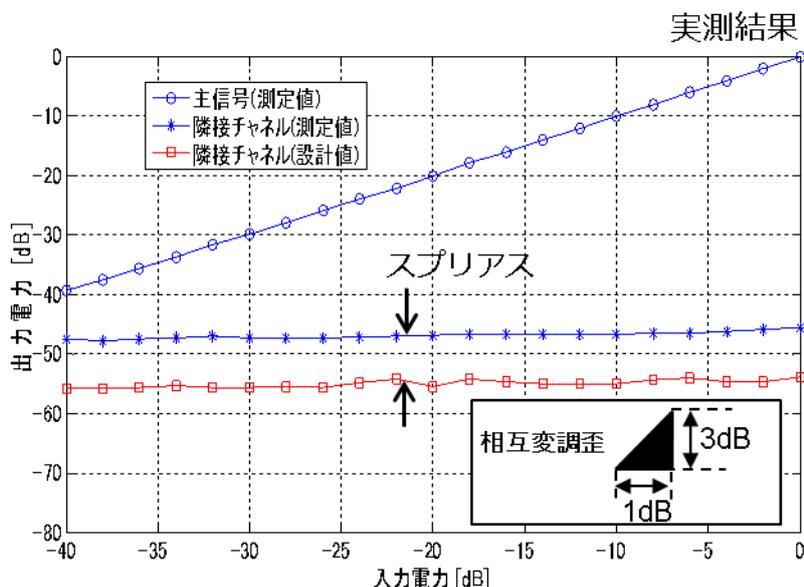


図 2.10 1-bit BP-DSM における入力電力と歪電力の関係

図 2.9 は、隣接チャネル漏洩電力が非対称成分を含む場合に増大し、またその非対称成分を取り除いた後には設計値通り高い隣接チャネル漏洩電力比を達成できることを示している。つまり、時間波形における非対称成分が隣接チャネル漏洩電力を劣化させる要因であったことを示している。

図 2.10 に、入力電力と主信号電力及び隣接チャネル漏洩電力の関係について示す。このグラフは、図 2.5 の実測結果を追記してある。この図から分かる様に、提案法による歪のモデリングの結果、1 ビット BP-DSM の歪電力は入力電力に殆ど依存しないことが確認でき、実測結果と一致することが分かった。

2. 4 まとめ

1 ビット BP-DSM のデジタル出力信号を用いて直接無線信号を出力する際に発生する時間波形の波形歪について波形分離処理を導入し、時間波形と隣接チャネル漏洩電力の関係について定式化を行った。波形分離処理では、出力する時間波形が時間軸に対し非線対称な時間波形となる場合、波形に含まれる非対称成分を分離、除去することで、設計通りの高い隣接チャネル漏洩電力比を達成できることを数値計算により示した。この結果、時間波形における非対称成分が隣接チャネル漏洩電力を劣化させる要因となっていたことが確認できた。今回の取り組んで得られた結果については、時間波形と隣接チャネル漏洩電力の関係を定式化したことで、出力する波形が矩形波から歪んだ波形となる場合でも低歪みな RF 信号を出力できることを示している。矩形波は、一般的に高い周波数成分を含む

第2章 時間波形歪とスプリアスの定量化

ため、この波形を出力する回路についても非常に高速な応答が求められる。しかしながら今回の取り組みの結果、時間波形が対称であれば高周波成分を削っても RF 信号には影響しない波形の出力方法があることを示しており、1 ビット BP-DSM の実用化を進める上で非常に大きな意味を持っている。

第3章 非対称な時間波形成分の抑圧による歪補償

3.1 概要

1ビットデジタルRF技術は、オーバーサンプリング技術により効率よく高いSNRを実現する。この手法では、高速な1ビットデジタル信号列によって無線信号を表現し、デジタル部からアナログ回路を介することなく直接無線信号を出力する。このため送信系に関する主要機能をデジタル化でき、半導体の微細化技術によって無線機を小型化する場合に有効な方法となる。また半導体の微細化技術に伴って低電圧化が進行するため、今後は電圧方向から時間方向で信号電力対雑音電力比を確保することが望ましく、1ビットデジタルRF技術はこの動向とうまく整合している。また特に、1ビットデルタシグマ変調器は、低オーバーサンプリング率で高いSNRを実現する手法として、LP-DSM[3-1], E-DSM[3-2], [3-3], BP-DSM[3-4],[3-5]等、様々な方式のデルタシグマ変調器が提案されている。その中でも1ビットBP-DSMの方式は、1ビットデジタルデータ内に複数の無線信号を周波数重畳でき、キャリアアグリゲーションに対応できるため注目されている。

しかしながら、1ビットデジタルRF変調器には、時間波形が理想的な矩形波から歪んだ場合、通常の符号間干渉に加えて、非線形な符号間干渉が報告されている。[3-5]-[3-8]。この非線形な符号間干渉は、遷移時間領域での立ち上がり波形と立ち下り波形がミスマッチする際に発生する。またこの歪は周波数領域において、トーン歪や隣接チャネル漏洩電力比を劣化させることが報告されており、トーン歪を抑圧する手法[3-6]、隣接チャネル漏洩電力比を歪補償する方法[3-7]が提案されている。しかしながらこれらの歪補償方法では、歪補償の帯域幅が20MHz以下となっており、かつ、十分な歪補償量を達成されていない。

2章の時間波形歪とスプリアスの定量化の結果から、立ち上がり、立ち下りの遷移波形がミスマッチする際に発生する非線形歪について、その歪特性が増幅器内部で発生する相互歪変調による歪と異なる特性を有することを報告した。このため1ビットBP-DSMで発生する非線形歪について従来の増幅器分野で用いられている歪補償技術[3-6]、[3-7]によって補償することは不適切であり、このため十分な歪補償量が達成できていない。

そこで本章では、新しいアプローチとして通信に使用する帯域内にある歪成分に着目し、歪補償の帯域幅を限定することにより、データ速度を増加させることなく歪のレプリカを生成して、歪と相殺することで歪補償を行う[3-8]、[3-9]。この提案法の歪補償信号は、主信号と共に1ビットデータ内に、この補償信号を重畳し、歪補償に伴うアナログ回路の追加は発生しないという特徴を持ち、歪補償帯域幅についても従来の7倍にあたる140MHzと広帯域な歪補償を実現すると共に設計値まで歪補償を行うことができる。以下、この歪補償法について報告する。

3.2 スプリアス解析

この節では、通信に使用する帯域内にある歪について歪補償を行うという視点から、歪の発生過程を考察し、歪のレプリカの生成とそれを用いた歪補償の実現方法 [3-3] について導出を行う。この導出に向けて、改めて対象となる歪について図 3.1 に示すパルス生成部を中心に、その歪の発生過程の考察を行う。

式(2.1)は、パルス生成部の出力する信号 $S_{out}(t)$ について、矩形波とその波形からのズレ分の和として表現していた。また式(2.7)では、この $S_{out}(t)$ を時間軸に対する対称波形と非対称波形に分離表記した形式で示した。

図 3.2 は、(a) 立ち上がりと立ち下りの応答が異なる時間波形に対するアイパターンと式(2.7)による波形分離処理された、(b) 時間軸に対称な時間波形と(c)時間軸に非対称な時間波形について、それぞれ示している。ここで (c) については、時間軸に対して非対称な信号波形を示しており、この波形が歪の発生要因となることを2章にて報告した。

そこでこの非対称波形について、歪補償の視点と歪のレプリカの生成という側面から新たに2つの時間波形を導入し考察を進める。

図 3.3(a)は、図 3.2(c) の波形を歪補償の視点から描き直したもので、歪の発生要因となる非対称な時間波形成分を示している。次に図 3.3(b)は、出力するデジタルデータが変化する際にインパルスが出力されるという考えに基づいて生成した新たな時間波形、図 3.3(c)は、出力するデジタルデータが変化する際に1クロックの時間分、1が出力されるという考えに基づき生成した新たな時間波形をそれぞれ示している。

まず図 3.3(a) と図 3.3(b)の関係について注目する。図 3.3(b) はインパルス列を示しており、そのスペクトラムは図 3.4(b) に示す通り広帯域に広がっている。一方、図 3.3(a) は、図 3.3(b) を入力波形として、インパルス応答として f_{Asym} を持つローパスフィルタを通過して出力された波形が図 3.3(a) として観測されていると考えることができる。このローパスフィルタは、スルーレートの低いパルスジェネレータの様な物に対応していると考えられ、図 3.4(a) が示す通りその電力スペクトラムは、高周波成分が減衰した周波数特性となる。

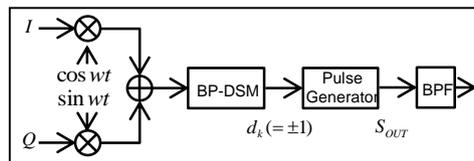
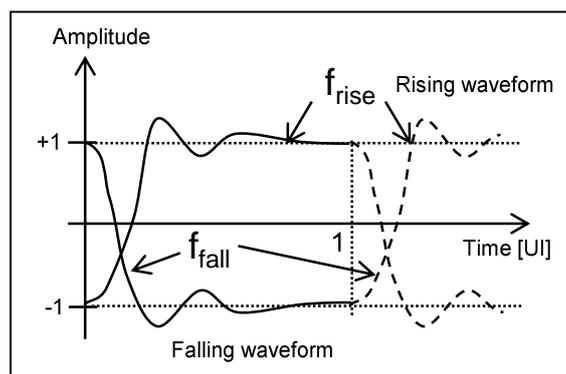
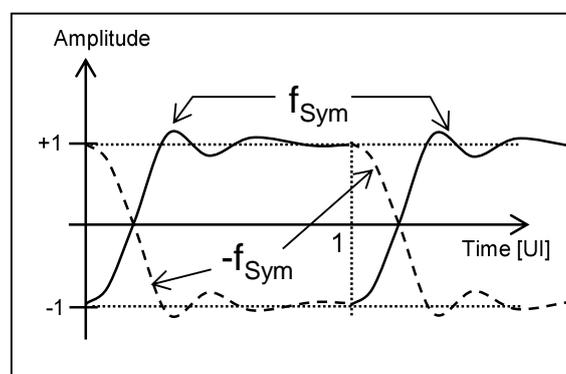


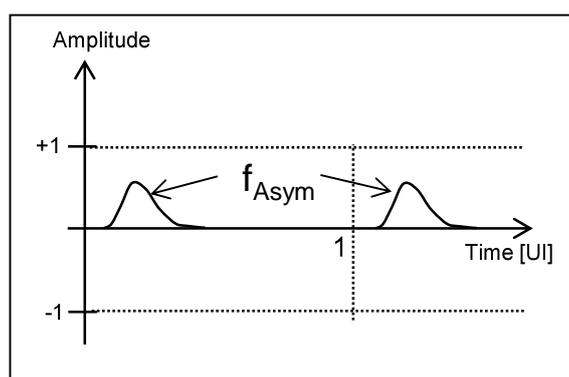
図 3.1 1ビットデジタル変調器の構成



(a) 立ち上がり波形と立ち下り波形が異なるアイパターン



(b) 波形分離処理により抽出された時間軸に対称な時間波形



(c) 波形分離処理により抽出された時間軸に非対称な時間波形

図 3.2 立ち上がりと立ち下りの応答が異なる時間波形と
波形分離処理により抽出される対称波形、非対称波形との例

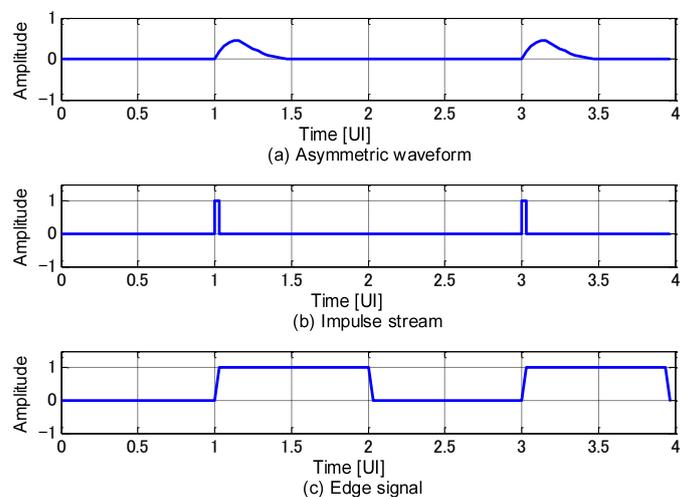


図 3.3 歪成分を含む各種時間波形

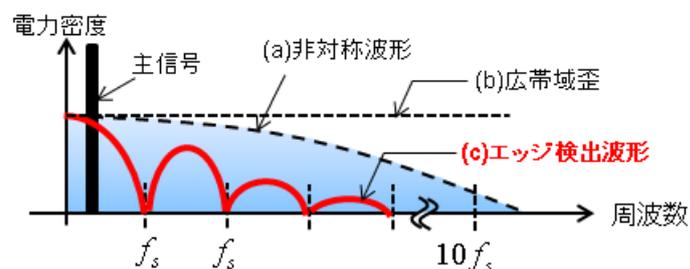


図 3.4 同一の歪成分を含む各種時間波形の電力スペクトラム

次に図 3.3(b) と図 3.3(c) の関係について注目する．図 3.3(c) は，図 3.3(b) を入力波形として，周波数特性が **Sinc** 関数となるローパスフィルタを通過して出力された時間波形と考えられ，その電力スペクトラムは図 3.4(c) の通りとなる．

つまり以上の考察から，図 3.3(a)と図 3.3(c) は，共通の入力信号 図 3.3(b) を基として出力された時間波形と解釈できる．このため，図 3.3(a)，図 3.3(c) は，共通の電力スペクトラム成分を有すると考えられる．そこで，注目する帯域について，図 3.3(c) の信号波形を使って，その振幅と位相(遅延時間)を調整する事で，図 3.3(a) の電力スペクトラム成分のレプリカを再生することが可能と考えられる．また，図 3.3(c) の時間波形は，出力データ速度と等しいデータ速度で動作する時間波形となっているため，歪のレプリカ信号の生成に際して，データ速度を増加させることなく歪補償信号の生成できることを示している．

3.3 数値計算

図 3.5 に歪補償機能を有する 1 ビット BP-DSM のブロック図を示す. 歪補償機能は, エッジ検出部とフラクショナルディレイから構成され, エッジ検出部の時間波形 F は, 図 3.3(c) に対応しており, フラクショナルディレイは, その出力の大きさと遅延時間を調整する. 図 3.5 の例では, 図 3.3(a) で示した時間波形の応答時間が 0.5 [UI] あることを考慮して, この応答時間よりも長くなるようにフラクショナルディレイは 5 つの係数 (5 [UI] 相当) を持った FIR の形式で構成している. これらによって生成された歪補償信号は, 式(3.1) によって表記され, 入力信号と共に出力信号に重畳されて出力される.

ここで, 補償係数については, 2 値量子化器を含む非線形フィードバックループ内にあり線形解析による求解が困難であるため, 適切な範囲内でパラメータを掃引することにより, 隣接チャネル漏洩電力が最小となる様に係数を選択した. 歪補償が機能する条件は, パルス生成部で印加される歪と同振幅, 逆位相になることであり, その相殺条件は 1 つと考えられるため, 補償係数 $C_1 \sim C_5$ の求解法として, 1 つずつ最適値を探索することが可能と考えられる.

しかしながら, この係数の求解法は, 演算効率が悪く新たな課題となるが, 以下の計算結果が示す通り単峰性があると考えられ, 2 分岐探索や最急降下法等の適切なアルゴリズムによって最適化が可能になると考えられる.

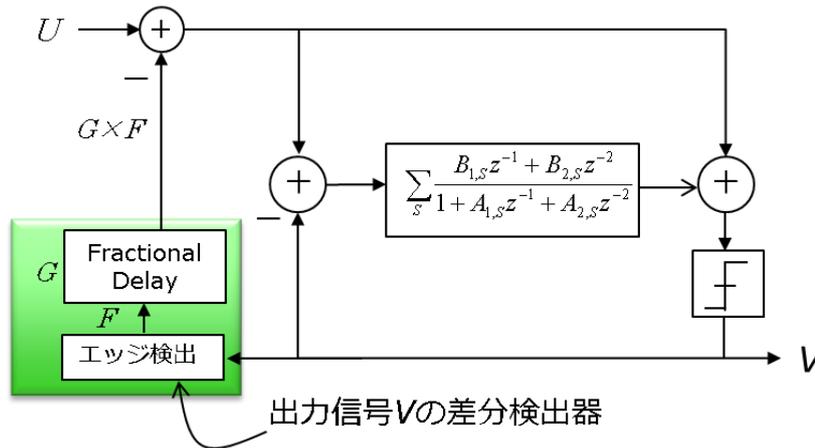


図 3.5 歪補償機能付き BP-DSM のブロック図

$$V(z) = U(z) + \text{NTF}(z)E(z) - G(z)D(z) \tag{3.1}$$

$$L(z) = \frac{1}{\text{NTF}(z)} - 1 \tag{3.2}$$

$$G(z) = \sum_{n=1}^5 C_n z^{-n} \tag{3.2}$$

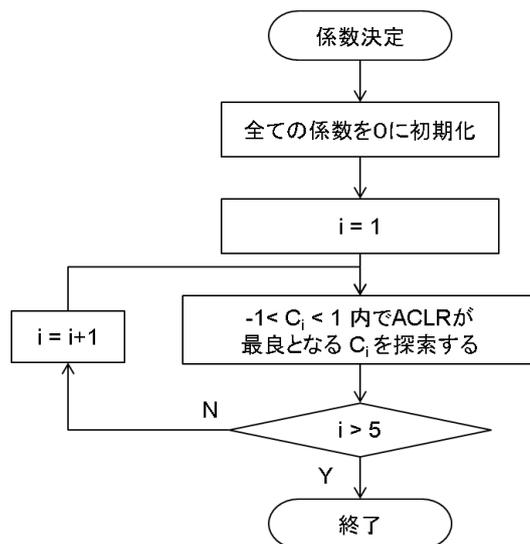
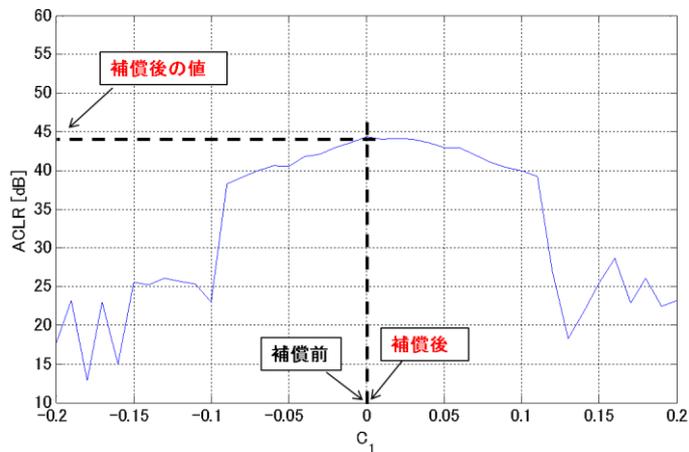


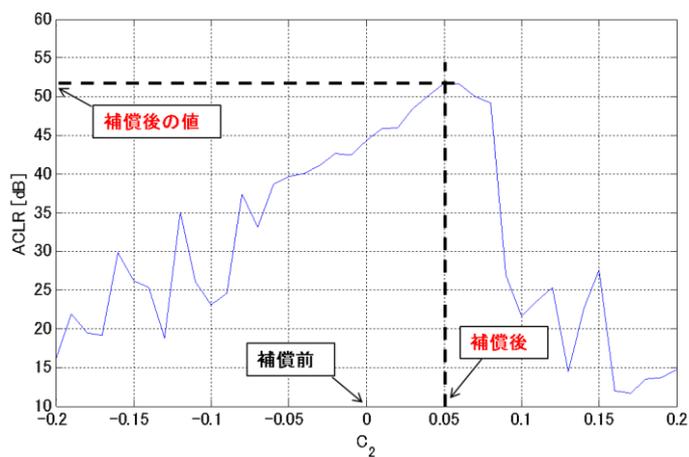
図 3.6 係数決定処理のフローチャート

図 3.6 は、この係数決定処理のフローチャートを示している。図 3.7 は、この手順に沿って補償係数 C_1 から C_5 を最適化した計算過程を示している。各係数は、逐次的に最適化を実施し、 C_1 で隣接チャネル漏洩電力比が最良となる値を選択した後、 C_2 、 C_3 と最適化を行い、逐次的にこの作業を繰り返して C_5 まで最適化を行っている。また歪補償後に最大の隣接チャネル漏洩電力比を得るため、歪補償係数の最適化の過程では、入力信号の振幅は BP-DSM が安定動作する最大入力(通常は 0.8~1)で最適化を実施している。

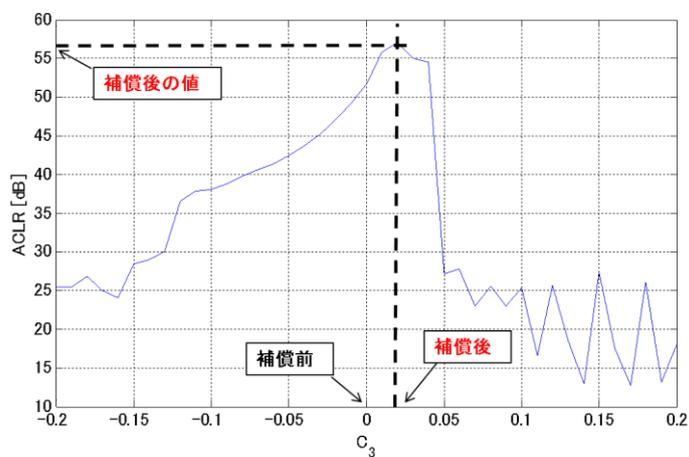
図 3.7(a)に、 C_1 が -0.2 から 0.2 の各値に対する隣接チャネル漏洩電力を示す。 C_1 が 0 となる場合に隣接チャネル漏洩電力比が最大値 44 dB となることが分かる。図 3.7(b)は、 C_2 が -0.2 から 0.2 の各値に対する隣接チャネル漏洩電力を示している。図 3.7(b)において、 C_2 が 0 となる場合の隣接チャネル漏洩電力比は、44 dB を示し、これが C_1 を最適化した条件を継承していることを示している。また C_2 が 0.05 において隣接チャネル漏洩電力比が最大値 51 dB となり、13 dB の歪補償量が得られることが分かる。さらに図 3.7(c)は、 C_3 が -0.2 から 0.2 の各値に対する隣接チャネル漏洩電力を示す。図 3.7(c)において、 C_3 が 0 となる場合の隣接チャネル漏洩電力比は、51 dB を示しており、これが C_1 、 C_2 を最適化した条件を継承していることを示している。また C_3 が 0.02 において隣接チャネル漏洩電力比が最大値 56 dB となり、5 dB の歪補償量が得られることを示している。



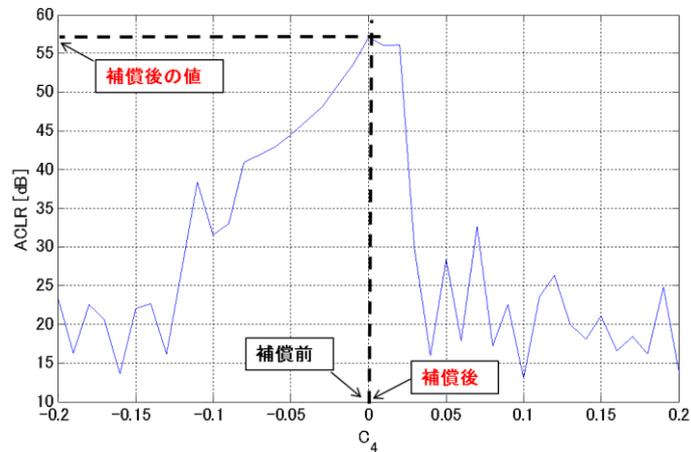
(a) C_1 の最適化



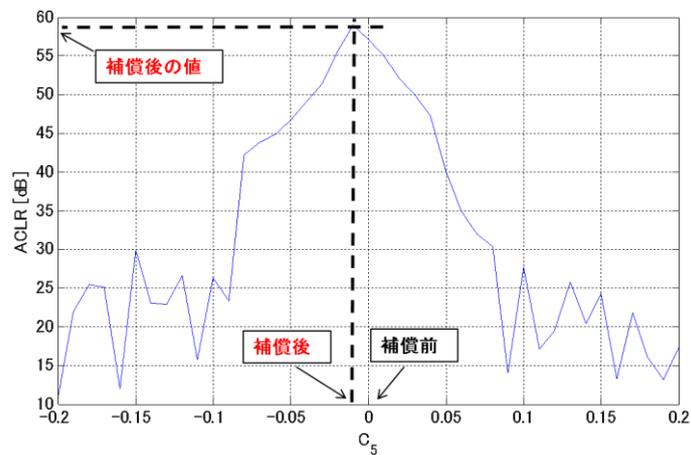
(b) C_2 の最適化



(c) C_3 の最適化



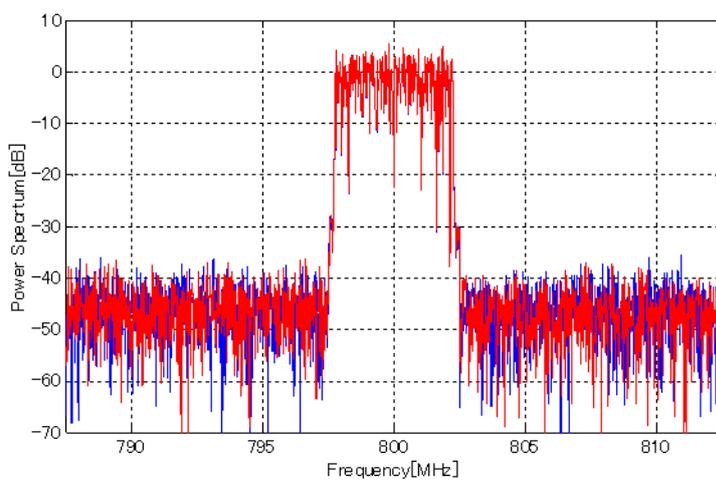
(b) C_4 の最適化



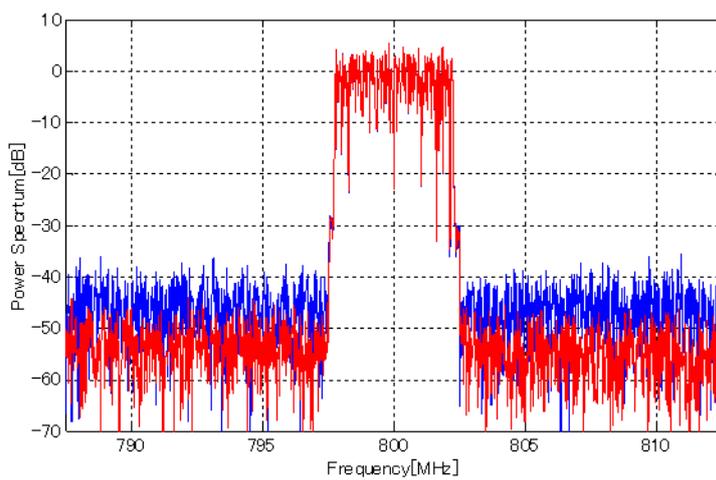
(c) C_5 の最適化

図 3.7 歪補償係数 C_1 から数 C_5 の最適化

第3章 非対称な時間波形成分の抑圧による歪補償

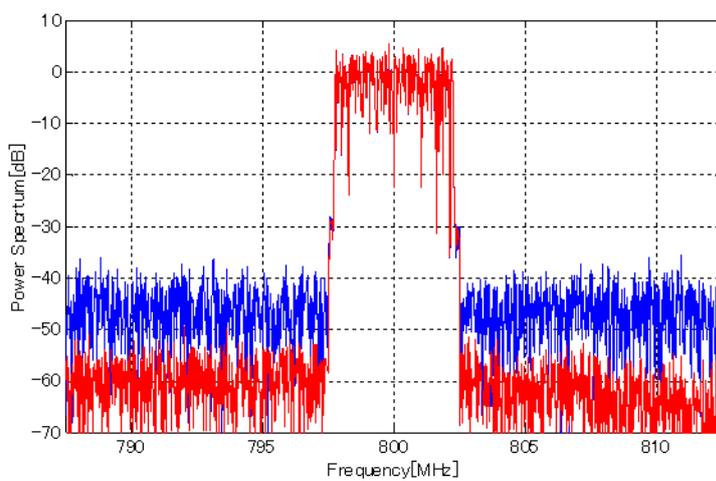


(a) C_1 の最適化結果

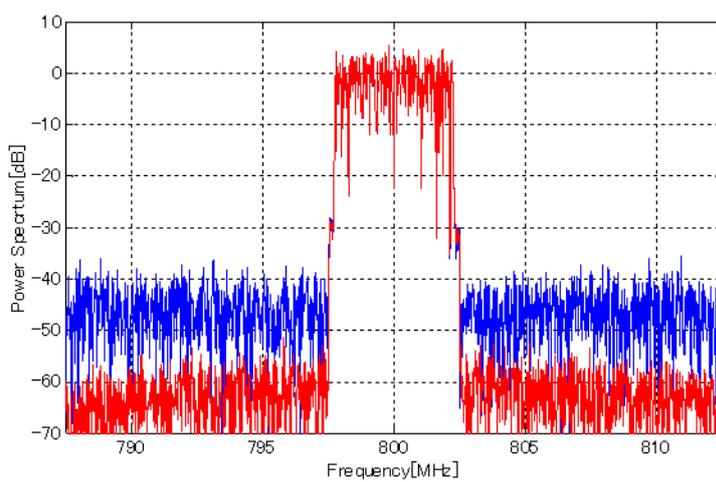


(b) C_2 の最適化結果

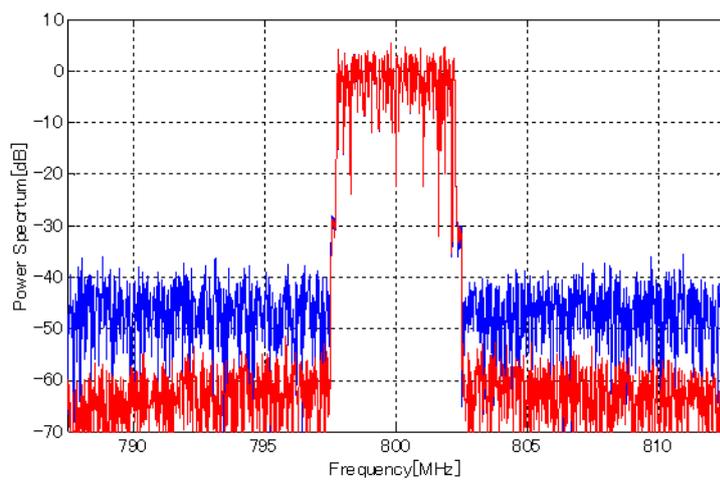
第3章 非対称な時間波形成分の抑圧による歪補償



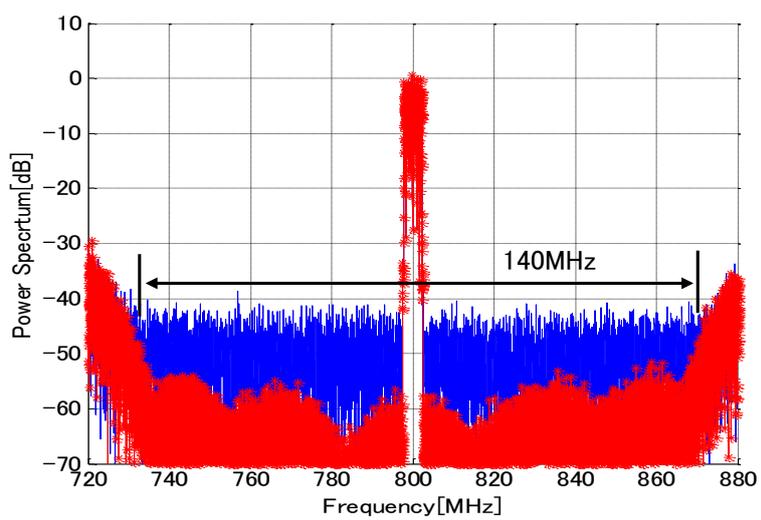
(c) C₃ の最適化結果



(d) C₄ の最適化結果



(e) C_5 の最適化結果



(f) 最適化前後の電力スペクトラム

図 3.8 歪補償前後の電力スペクトラム

第3章 非対称な時間波形成分の抑圧による歪補償

同様に C_5 まで最適化が行った結果、隣接チャネル漏洩電力比が 59 dB まで改善され、その時の歪補償前後の電力スペクトラムを図 3.8(a)-(f) に示した。この図から、最適化が進むに従って歪補償が進み、図 3.8 (f) において、140 MHz の帯域幅にわたり歪補償が機能していることが確認できる。

次に図 3.9 は最適化した歪補償係数を固定した状態で、入力信号 U の大きさを変化させて歪補償効果の有効範囲を検証した。この結果、最適化した歪補償係数は、入力信号 U が -40 dB から 0 dB の範囲において有効に機能していることが確認できた。

これは、歪の発生要因が遷移波形から抽出した非対称な時間波形となっていることと関係していると考えられる。最適化された歪補償係数は、非対称な時間波形により発生する歪を相殺する様に動作している。また図 2.10 で説明した様に非対称な時間波形により発生する歪は、入力電力に依存せず一定の大きさで発生すること、さらに今回導入した歪のレプリカについても同様の特性を持つため、入力電力に依存せず歪補償が機能していると考えられる。

図 3.10 は、遷移時間と歪補償機能の依存性について示している。図 3.10(a),(b) は歪補償前後の隣接チャネル漏洩電力比を示しており、様々な遷移時間(0~0.5UI)の組み合わせに対して歪補償が有効に機能することを示している。歪補償前の図 3.10 (a) では、遷移時間が等しくなる場合には、歪が発生せず、遷移時間の差が大きくなるほど、隣接チャネル漏洩電力が劣化していることを示している。一方、歪補償後の図 3.10 (b) については、遷移時間の差に依存せず、常に高い隣接チャネル漏洩電力が得られることを示している。

次に中心周波数と歪補償前後の隣接チャネル漏洩電力比の関係を検証する。図 3.11 は、各周波数において、歪補償係数を最適化し、補償前後の隣接チャネル漏洩電力比を示している。図 3.11 から分かる様に、100 MHz から 1500 MHz において、ほぼ一定の歪補償効果が得られることが確認できる。

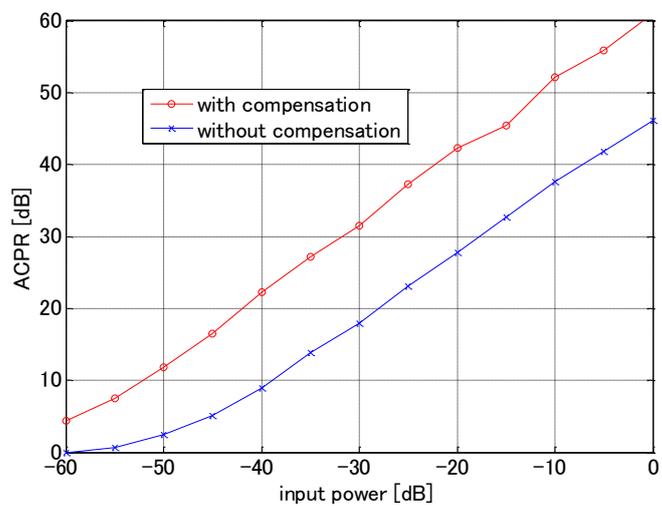
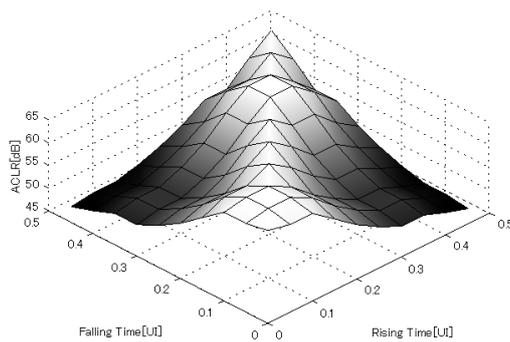
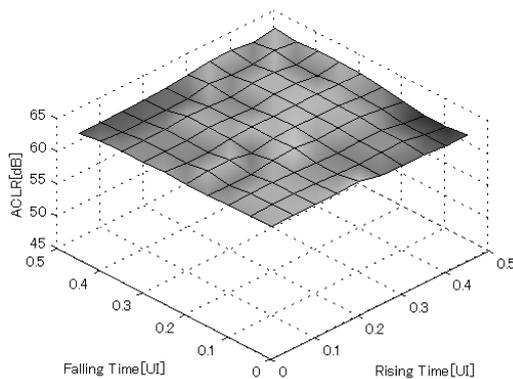


図 3.9 入力電力と隣接チャネル漏洩電力比の関係



(a) 歪補償前



(b) 歪補償後

図 3.10 遷移時間と歪補償機能の依存性について

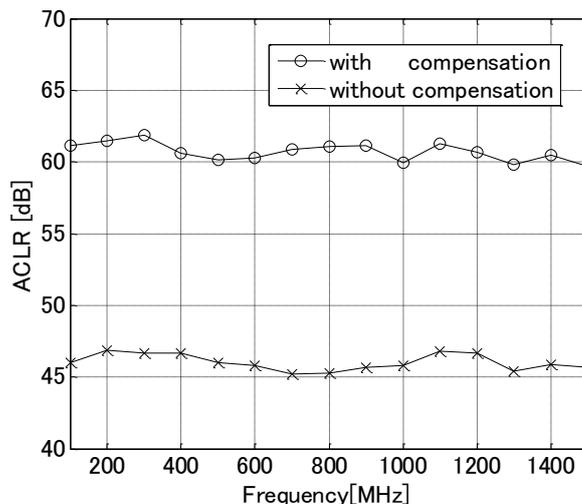


図 3.11 歪補償機能の周波数依存性

3.4 まとめ

1ビットBP-DSMによる変調器における遷移波形により生じるスプリアス解析を行い、歪補償を行う立場から歪発生過程について考察を行った。次に遷移波形に含まれる非対称成分により発生する歪について、通信帯域内に発生する歪に着目し、そのレプリカを生成し、歪と相殺させることで歪補償を実施した。検証では、立ち上がり時間、立ち下り時間、それらの組み合わせた全ての場合において、歪補償後は設計値通りの高い隣接チャネル漏洩電力比を達成できることを確認した。また、今回開発した歪のレプリカについては、データ速度を増加させることなく生成できることを実証した。

第4章 1ビットBP-DSMのマルチバンド化

4.1 概要

無線通信システムでは、増大するトラフィックに対応するため高速・大容量化にむけて様々な取り組みが行われている。この対策として、多数の送受信機を配置しマルチインプットマルチアウトプット (MIMO 及び Massive MIMO [4-1]) によって指向性制御を行って、端末までの伝送路を確保し通信品質を改善することによって高速な通信を実現している。またさらなる高速化を図るため、通信に利用する帯域幅を広げて、その通信帯域幅に比例した高速化の取り組みも進められている。しかし通常、通信事業者が連続した通信帯域を確保することは難しく、複数の不連続な通信帯域を用いることとなる。つまり、複数の搬送波周波数を同時に使用するインターバンドキャリアアグリゲーションが用いられている。3GPP では、LTE においては通信帯域幅が 20 MHz、LTE-A においては、100 MHz となっており、複数の搬送波周波数を同時に使った通信サービスが各通信事業者から展開されている。

デルタシグマ技術を用いた 1 ビットデジタル RF 変調器においても、このキャリアアグリゲーションの対応は、無線機を小型化する上で重要な技術と考えられる。

デルタシグマ技術を用いた 1 ビットデジタル RF 変調器には、LP-SDM[4-2]、E-DSM[4-3],[4-4]、BP-DSM[4-5]と様々な方式が提案されており、高効率増幅器[4-6]-[4-11]と接続した送信機の開発と高効率動作時の歪補償[4-12]-[4-17]技術等が開発されている。

LP-DSM は、Ich, Qch を各々 1 ビットデジタルデータに変換し、4 倍の速度でそれらを交互に出力する事で直交変調器を構成すると共に 1 ビットデジタルデータを生成している。この時、搬送波周波数は、出力データ速度の 1/4 になる。従って低周波数を出力する場合には、出力データ速度も低くする必要があり、結果として狭帯域な変調信号しか出力することが出来ない。

E-DSM は、Ich, Qch を振幅と位相成分に変換して、振幅成分については、LP-DSM を用いて 1 ビットデジタルデータに変換して、位相成分については位相変調と行って、次にこれらの信号を乗算することで、1 ビットデジタルデータを出力している。しかしながらこの方式の場合、振幅成分、及び位相成分の帯域幅が入力した変調信号の帯域幅に対して 10 倍近く広帯域化するため、より高速な信号処理が必要となり、結果としてその他のデルタシグマ変調器よりも広帯域な変調信号を出力することが難しい。

また、LP-DSM, E-DSM は、1 ビットデジタルデータを生成する際、信号処理の最終過程において搬送波周波数を乗算する処理が必要であるため、複数の搬送波周波数を同時に 1 ビットデジタルデータに変換することが原理的に困難な方式となっている。このため、2012 年以前の研究において、1 ビットデジタル RF の方式において複数の搬送波周波数を持った無線信号を取り扱った先行事例がなかった。

第4章 1ビットBP-DSMのマルチバンド化

そこで著者は、上述したキャリアアグリゲーションの動向を考慮して、BP-DSM がデジタル直交変調された無線信号を2次変調として1ビットデジタル化を実施する構成であることに着目し、初めて3波までの搬送波周波数を1ビット化し国際学会にて報告[4-18]を行った。その後、この提案方式を基礎として帯域外の量子化雑音を抑圧する方式[4-19]が提案された。また著者も2017年にデルタシグマ内部構造の改良を行い搬送波周波数の数と帯域幅を自由に変更可能な構成を報告[4-20]した。

従来のBP-DSM[4-21]は、送信する帯域別にデジタルフィルタが配置されており、予め同時に送信する搬送波の数だけ個別のデジタルフィルタ[4-18],[4-19]を準備しておく必要があった。このため1波しか出力しない場合には、その他のデジタルフィルタが全て無駄になる構造となっており、小型化が困難であった。

一方、新しい構造を持ったBP-DSM [4-20]は、送信する搬送波の数に応じてデジタルフィルタ(並列接続した2次巡回型のIIRフィルタ)の係数を変更することでフィルタの分割/統合ができ、小型かつ最適なフィルタを実現している。

実施例として、出力するレート10Gb/sで固定したまま、デジタルフィルタの係数を変更することで、3種類の変調信号を出力することを確認している。

- 1) 1波の広帯域送信 中心周波数 3.5 GHz, 変調帯域幅 100 MHz
- 2) 2波同時送信 中心周波数 2.1 GHz, 3.5 GHz, 変調帯域幅 40 MHz
- 3) 3波同時送信 中心周波数 0.8 GHz, 2.1 GHz, 3.5 GHz, 変調帯域幅 40 MHz

これら変調波の送信性能として隣接チャネル漏洩電力に着目した場合、何れの場合も3GPP標準を満足しており、実用化に際して十分な送信性能に達している。また3波同時送信においては、総変調帯域幅が120 MHzとなり、LTE-Aにおけるキャリアアグリゲーションの仕様を上回る性能を示している。

以下、本章では、このマルチバンド変調器[4-20]について、構成、設計手順について、1), 2), 3) を実例として報告を行う。

4. 2 BP-DSMの設計

4. 2. 1 シングルバンドBP-DSM

図4.1は、フィードフォワードパスを持つ低歪み型CRFB(a cascade of resonators with distributed feedback)[4-21]のブロック図を示している。デジタル直交変調された入力信号Uと出力信号Vの関係が、式(4.1)によって関係づけられている。第1項が入力信号、第2項がフィルタリングされた量子化雑音をそれぞれ示している。この表示形式は、加法性

第4章 1ビットBP-DSMのマルチバンド化

量子化雑音モデル[4-21]と呼ばれており、この量子化雑音は、 $[-1,1]$ の範囲において一様分布し、入力信号振幅の絶対値は1以下の条件下において用いることができる。ここで雑音伝達関数(NTF)は量子化雑音を抑圧するデジタルフィルタとして設計され、通信帯域における量子化雑音を抑圧する帯域抑圧フィルタとして使用されている。その結果、通信帯域において高い隣接チャネル漏洩電力比を達成している。

また、信号処理負荷の視点からは、送信する周波数を変更することに関して、雑音伝達関数 $NTF(z)$ のデジタルフィルタの係数を変更することで量子化雑音を抑圧する帯域を変更でき、かつ係数変更に伴う演算量は変化しないため、送信周波数に依らず信号処理負荷が一定となることが分かる。

$$V(z) = U(z) + NTF(z)E(z) \quad (4.1)$$

$$NTF(z) = \frac{z^2 - (2 - g_1)z + 1}{z^2 - (2 - a_1 - a_2 - g_1)z + 1 - a_2} \quad (4.2)$$

次にマルチバンド化に向けた準備として CRFB の一般化を行うため、図 4.1 の破線部で囲われたブロックについて着目する。このブロックの入力信号は、図 4.1 の入出力信号の差を利用しており、式(4.3) が示す通り量子化雑音成分によって構成されている。このため入力信号の大きさや周波数に依存せず、常に一定量の量子化雑音をフィルタリングする動作となっている。この結果、図 4.1 に示す DSM の構成は、他の DSM と比較して安定した動作することができる。

$$w(z) = V(z) - U(z) = NTF(z)E(z) \quad (4.3)$$

図 4.2 は、破線部で囲ったブロックをループフィルタ $L(z)$ として一般化して表記しており、雑音伝達関数 $NTF(z)$ との関係は、式(4.4)で関係づけられる。

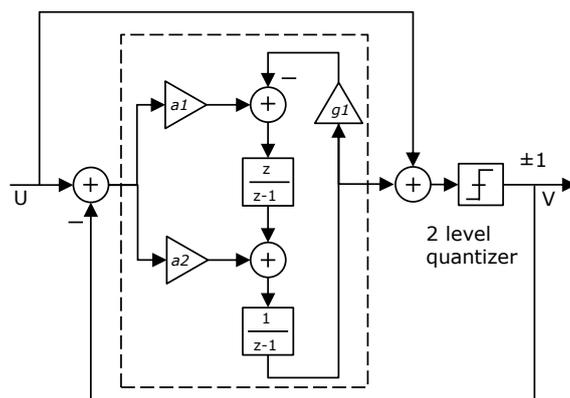


図 4.1 低歪み特性を持つ2次 CRFB によるローパスデルタシグマ変調器

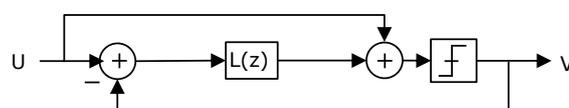


図 4.2 低歪み特性を持つデルタシグマ変調器

$$L(z) = \frac{1}{NTF(z)} - 1 \quad (4.4)$$

$$NTF(z) = \prod_{i=1} \frac{z-z_i}{z-p_i} \quad (4.5)$$

$$|NTF(z)| \leq 2 \quad (4.6)$$

式(4.5)は、帯域阻止フィルタ $NTF(z)$ の零点及び極点による表記例を示しており、式(4.2)と z に関する恒等式として、係数比較を行うことでブロック線図内の $a1, a2, g1$ を算出することができる。

式(4.6)は、デルタシグマ変調器の安定条件 Lee's criteria [4-22] を示している。一般に $NTF(z)$ の絶対値が大きくなる周波数において不安定になることが知られているため、マルチバンドの設計においても、この考え方をガイドラインとして活用する。ループフィルタ $L(z)$ 及び雑音伝達関数 $NTF(z)$ の設計は、送信信号として LTE 信号を用いて、通信帯域の両側波帯の隣接チャネル及び次隣接チャネルの量子化雑音を抑圧して高い隣接チャネル漏洩電力比を実現することを考慮して、これらの帯域にも極点、零点を配置して設計を進める。

4. 2. 2 並列形 IIR フィルタ構成によるループフィルタの設計

本検討には、ループフィルタ $L(z)$ として並列形 IIR フィルタ(P-IIR)を用いる。一般的に直接形構成の IIR フィルタに対して並列形構成の IIR フィルタは、係数感度の低いフィ

ルタを実現でき実用性が高いことが知られている[4-23]. 図4.3は, シングルバンドの実例を示している. ここでループフィルタ $L(z)$ の分子への制約条件として定数項を含まないことが1つの特長となる. これは, このループフィルタがフィードバックループの一部を構成しているためであり, 実際にループフィルタを構成するには少なくとも1クロック以上の遅延[4-21],[4-24]を必要とすることが原因となっている. 一方で, この事実から各2次IIRフィルタの共通因子として z^{-1} を因数分解することで, ループフィルタの小型化を進めることが可能であるとわかる.

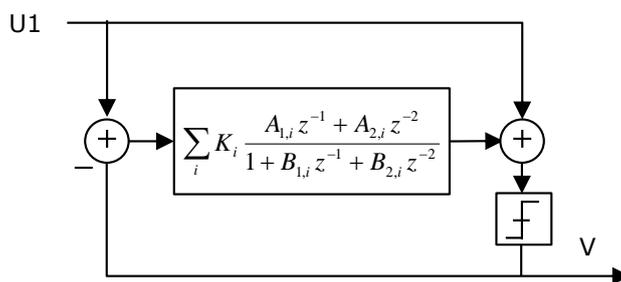


図4.3 並列形2次IIRフィルタ構造を持つデルタシグマ変調器

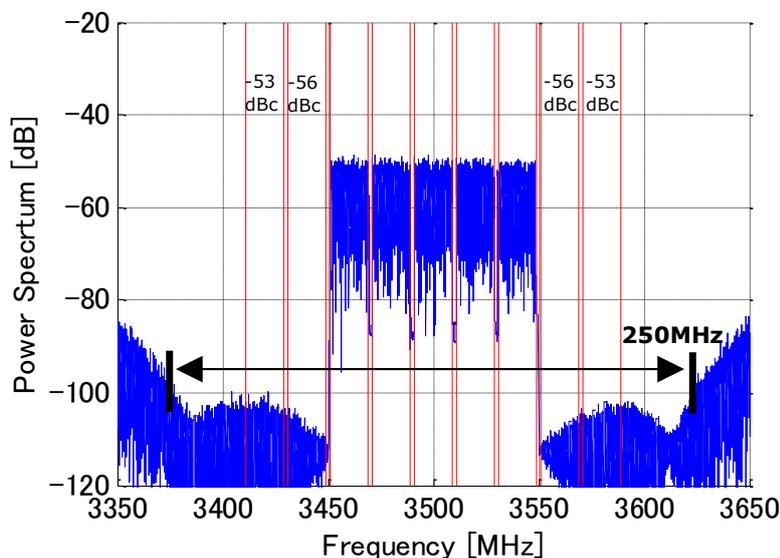


図4.4 変調帯域幅100MHzを持つLTE信号に関するP-IIRによる電力スペクトラム

式(4.7),(4.8),(4.9)は, 2次及び4次のCRFBのループフィルタについてP-IIR形式による表記例を示している. このことは, CRFBの様な従来のDSMをP-IIR形式によってカバーできることを示している. またさらに, 式(4.5),(4.6)の制約条件の基でIIRとして設計

[4-25] したNTF(z)についても、式(4.4)を通じてループフィルタに変換し、その後、部分分数に分解することにより、式(4.7)のP-IIR形式に変換することができる。

$$L(z) = \sum_i K_i \frac{B_{1,i}z^{-1} + B_{2,i}z^{-2}}{1 + A_{1,i}z^{-1} + A_{2,i}z^{-2}} \quad (4.7)$$

$$L_{CRFB2}(z) = \frac{(a_1 + a_2)z^{-1} - a_2z^{-2}}{1 + (-2 + g_1)z^{-1} + z^{-2}} \quad (4.8)$$

$$L_{CRFB4}(z) = \frac{1}{g_2 - g_1} \frac{(a_1 + a_2)z^{-1} - a_2z^{-2}}{1 + (-2 + g_1)z^{-1} + z^{-2}} + \frac{1}{g_2 - g_1} \frac{\{(a_1 + a_2) - (a_3 + a_4)(g_2 - g_1)\}z^{-1} + \{-a_2 + a_4(g_2 - g_1)\}z^{-2}}{1 + (-2 + g_2)z^{-1} + z^{-2}} \quad (4.9)$$

図4.4は、チャンネル帯域幅18.015MHz、チャンネル周波数間隔20MHzのLTE信号を5チャンネル隣接して配置した送信信号について、図4.3に示すP-IIR形式の1ビットBP-DSMを用いて計算した出力信号Vの電力スペクトラムを示している。この図から、-56dBcの高い隣接チャンネル漏洩電力比が得られること、また量子化雑音の抑圧帯域幅が250MHz確保され、後段で必要となるアナログフィルタへの要求性能を大きく緩和されていることが分かる。

4. 2. 3 マルチバンドBP-DSMの設計手順

前節までに、シングルバンドでのP-IIR形のBP-DSMを設計する際の設計手順、安定性、隣接チャネル漏洩電力特性について報告した。ここでは、このシングルバンドでの設計手順をベースとして、マルチバンドBP-DSMの設計手順について報告を行う。各周波数帯の設計は、シングルバンドとして独立して設計を行い、その後、それらを結合してマルチバンドBP-DSMとして安定性と隣接チャネル漏洩電力比の確認を行うことで設計を行っている。以下、具体的な設計手順を示す。

また、マルチバンド及び帯域外の安定性を考慮した $NTF(z)$ の設計法について、後述する5.3節において取り扱うこととする。

<設計手順>

STEP1

4.2.1節で報告した通り、各周波数帯の設計は、シングルバンドとして独立して雑音伝達関数 NTF_x の設計を行い、その後、 $\{\sum(1/NTF_x(z) - 1)\}^{-1}$ によってマルチバンドの NTF の算出を行う。ここで x は、マルチバンドの数に対応している。

STEP2

式(4.6)のLee's criteriaのガイドラインに基づき各帯域毎の零点と極点の調整を行う。シングルバンドの場合、 NTF_x の絶対値の周波数特性としてDC、 $fs/2$ でピークを持ち、マルチバンドの場合には、図4.6.(d)に示す様に、隣接する搬送波周波数の中間周波数でもピークを持つ。このため、これらの周波数においてガイドラインの確認を行う。マルチバンドの NTF の安定化を図るには、各周波数帯における量子化雑音の抑圧量を緩和することにより帯域外へ押し出される量子化雑音の電力が削減し、安定化を図ることができる。

STEP3

式(4.6)のガイドラインを満足しつつ、かつ所望の隣接チャネル漏洩電力比を達成する場合には、そこで設計フローを終了させる。逆に満足しない場合には、各 NTF_x の次数やオーバーサンプリングレートを増加させ、STEP1に戻り設計を繰り返す。NTFの設計終了後は、マルチバンドでの各隣接チャネル漏洩電力比を計算する。隣接チャネル漏洩電力比を最大化するために、各入力信号 U_x の振幅値を等レベルで $0 \sim 1/N$ (N :同時送信する波の数)の範囲で増加させて性能の確認を行う。この振幅値の探索範囲の制約条件は、量子化雑音を $[-1,1]$ の範囲で一様に分布させること前提条件とした加法的雑音モデルを満足するための必要条件となる。

4.3 マルチバンド設計

4.3.1 デュアルバンド設計

図4.5は、デュアルバンド機能を持つ1ビットBP-DSMのブロック図を示している。この変調器は、2値量子化器、並列形バンドパスフィルタL1, L2から構成されている。入力信号Uは、U1とU2が加算されており、出力信号Vは高速シリアルデータとなる。NTF_xは、各帯域での量子化雑音を抑圧しており、ここでxは、1, 2を意味している。

出力信号V(z)は、式(4.9)-(4.13)によって計算され、ここでNは送信数の2になる。図4.5の構成は、このNを増加させることで同時送信する波の数を増加させることができ、このマルチバンド変調器の構成は、図4.3, 図4.5, 図4.8の様に拡張できる。

$$V(z) = \sum_{x=1}^N U_x(z) + NTF(z)E(z) \quad (4.9)$$

$$NTF(z) = \frac{1}{1+L(z)} \quad (4.10)$$

$$L(z) = \sum_{x=1}^N L_x(z) = L1(z) + L2(z) \quad (4.11)$$

$$L_x(z) = \frac{1}{NTF_x(z)} - 1 \quad (4.12)$$

$$NTF_x(z) = \prod_j \frac{z-zxj}{z-pxj} \quad (4.13)$$

ここで、U_x(z)は、式(4.9)で示される様に文献[4-1],[4-2]とは異なり余分なフィルタの影響を受けることなく直接出力することができる。雑音伝達関数NTF(z)は、式(4.10)で与えられる。式(4.12)は、L_x(z)がNTF_x(z)と逆数の関係にあることを意味しており、NTF_x(z)がバンドストップフィルタとなる時、L_x(z)は、バンドパスフィルタとなることを意味している。このため、L_x(z)の絶対値は、通過帯域内で大きな値を取り、通過外で小さな値を取ることになる。このため自帯域を通過させるL_x(z)は、その他のループフィルタよりも支配的となり、結果として式(4.10)は式(4.14)と近似される。

$$NTF(z) = \frac{1}{1+\sum_{i=1}^N L_i(z)} \approx \frac{1}{1+L_x(z)} = NTF_x(z) \quad (4.14)$$

この近似によって、各帯域近傍におけるNTF(z)の設計が、各帯域別のBP-DSMをベースとして独立に設計し、それらを積み上げることで全体が構成できることを裏付けている。また、この考察がベースとなり4.2.3節のマルチバンドBP-DSMの設計手順が構築されている。

ここで、NTF_x(z)の演算量は、フィルタを構成する乗算器や加算器の数に比例し、キャリア間隔と無関係であることが分かる。このことは、キャリア配置を考える際、非常に大きな自由度を持つことを意味している。

各L_x(z)は、式(4.12)によって計算され、それらを式(4.11)によって代入することで式(4.10)に示すデュアルバンドのNTF(z)を算出できる。ここで改めて、式(4.11)について式(4.15)の様に表記すると以下のことが分かる。

マルチバンドのループフィルタL(z)は、2つのループフィルタL1(z)、L2(z)を加算して構成されているという上述した解釈に加えて、同時に式(4.15)の最後の項から眺めてみると、1つのループフィルタL(z)がマルチバンド化のための2つのループフィルタL1(z)、L2(z)に分割されているとも解釈することができる。このことは、提案方式が2次のP-IIR形式を採用したことと関係しており、必要となる同時送信数に応じて、1つのループフィルタを複数のループフィルタに分割、結合して自由に変更できることを意味している。そして上述した通り、実際にフィルタの分割、結合は、式(4.15)に示したA_m、B_mといったフィルタ係数の変更によって容易に実現できることが分かる。

$$L(z) = L1(z) + L2(z) = \sum_i K_i \frac{B_{1,i}z^{-1} + B_{2,i}z^{-2}}{1 + A_{1,i}z^{-1} + A_{2,i}z^{-2}} + \sum_j K_j \frac{B_{1,j}z^{-1} + B_{2,j}z^{-2}}{1 + A_{1,j}z^{-1} + A_{2,j}z^{-2}} = \sum_m K_m \frac{B_{1,m}z^{-1} + B_{2,m}z^{-2}}{1 + A_{1,m}z^{-1} + A_{2,m}z^{-2}} \quad (4.15)$$

以下に示す設計例は、4.2.3節の設計フローをベースとして、図4.5に示すループフィルタL1(z)、L2(z)について、中心周波数3.5GHz、2.1GHzとして、表4.1の仕様をもとに設計した結果を示している。直交変調された入力信号U1、U2は、式(4.9)で示される様に出力信号Vとして直接出力される。量子化雑音は、式(4.10)のNTF(z)によってフィルタリングされ、図4.6(a)に示す様にデュアルバンドで帯域抑圧が行われている。NTF_x(z)の零点、極点は、両帯域において帯域抑圧と安定化を達成するように調整されている。NTFの最大絶対値は、1.39となっておりLeeの安定基準を満足している。

図4.5に示されている2値量子化器の入力信号は、2つの入力信号が加算されており、量子化後の量子化雑音が[-1,1]の範囲で一様分布となることを前提として式(4.9)が用いられていることを考慮し、各入力信号U_xは1/2としている。

図4.6(b),(c)は、デュアルバンドにおける各中心周波数3.5GHzと2.1GHz近傍の電力スペクトラムを示しており、図4.6(d)は電力スペクトラムの全体図を示している。図4.6(b),(c)は、ともに高い隣接チャネル漏洩電力比を達成されていることが確認できる。

次に図4.7は、3.5GHzにおける出力電力について、2波同時入力時の各入力信号電力を変化させた場合の計算結果を示している。また各入力信号の最大値が1となる場合を基準としてdBFSの単位として表記している。その結果、3.5GHzの出力電力は、2.1GHzの影響は殆ど受けずに、自らの入力信号によって決定されている事が分かる。このことから、デュアルバンドを構成する各変調信号は、独立して信号を出力できること確認した。

表4.1 デュアルバンドDSMの設計諸元

Parameter	Value
Test Signal	LTE
Bandwidth at each band	2 x 20 MHz
Channel bandwidth	18.0185 MHz
Channel spacing	20 MHz
Carrier aggregated bandwidth	80, 120 MHz
PAPR	7.0 dB
Carrier Frequency	0.8, 2.1, 3.5 GHz
Modulation	1-bitBP-DSM
Bit Rate	10 Gb/s
Over sampling rate (= bit rate / carrier aggregated bandwidth)	83, 125
Output voltage	1.0 Vp-p

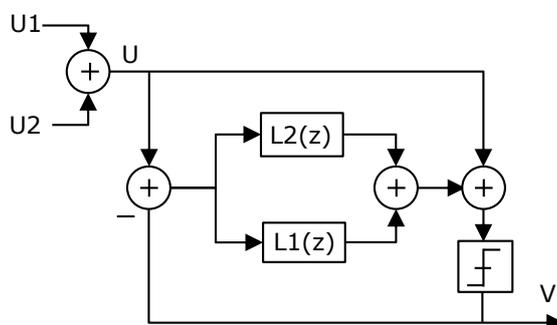
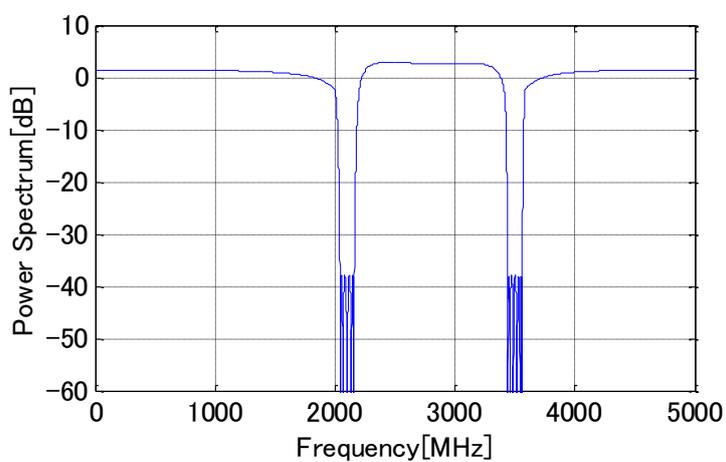
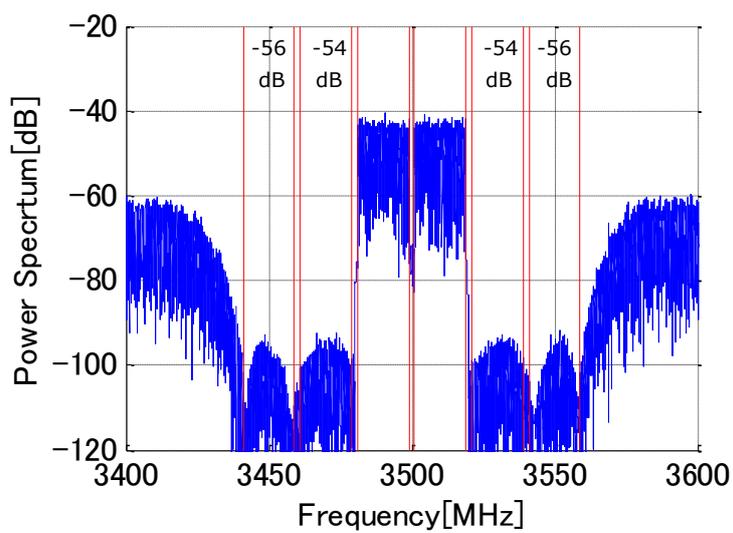


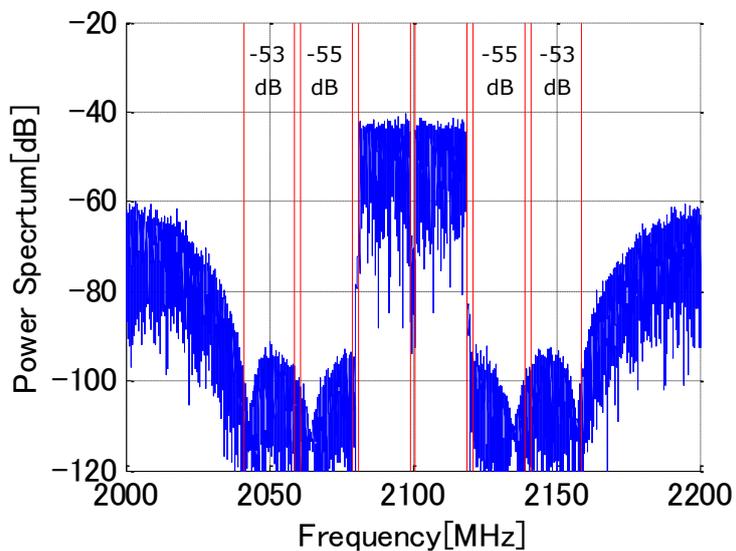
図4.5 デュアルバンド構造を持つ1ビットBP-DSMの構成



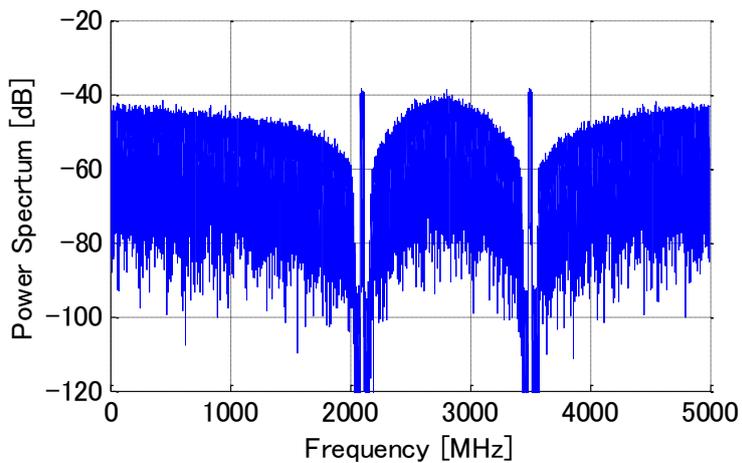
(a)デュアルバンドバンドストップ特性を有する
NTF(z) の周波数特性



(b) 中心周波数 3.5 GHz 近傍の電力スペクトラムの計算結果



(c) 中心周波数 2.1 GHz 近傍の電力スペクトラムの計算結果



(d) 2波同時送信時の全体の電力スペクトラム特性

図 4.6 2波同時送信時の電力スペクトラム

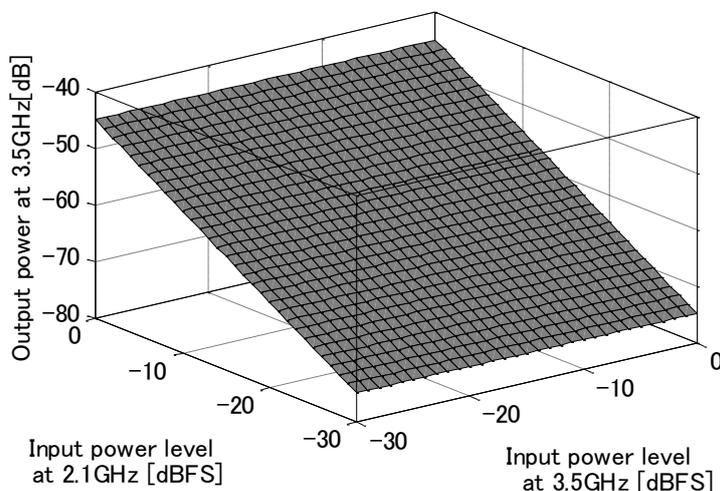


図 4.7 2 波の送信電力を変化させた際の 3.5 GHz における出力電力の変化

4. 3. 2 トリプルバンド設計

この節では、3 波同時送信の設計事例について報告する。これまでの報告からデュアルバンドのブロックの図 4.5 を図 4.8 のように拡張する。拡張の効果を確認するため、基本的なデュアルバンド設計については、そのまま活用して、第 3 波目に 0.8 GHz を追加する方針で拡張を行うことにする。

図 4.8 は、トリプルバンドの機能を持つ 1 ビット BP-DSM を示しており、2 値量子化器、並列形バンドパスフィルタ $L1$, $L2$, $L3$ から構成される。入力信号 U は、 $U1$, $U2$, $U3$ が加算されており、出力信号 V は高速シリアルデータとなる。 NTF_x は、各帯域での量子化雑音を抑圧しており、ここで x は、1,2,3 を意味している。

以下に示す設計例は、4.2.3 節の設計フローをベースとして、図 4.8 に示すループフィルタ $L1(z)$, $L2(z)$, $L3(z)$ について、中心周波数 3.5 GHz, 2.1 GHz, 0.8 GHz において、表 4.1 の仕様を満足するよう設計した結果を示している。中心周波数 3.5 GHz, 2.1 GHz のデュアルバンドについては、前節までの設計結果を活用し、この節では、0.8 GHz について設計を進める。

直交変調された入力信号 $U1$, $U2$, $U3$ は、式(4.9)で示される様に出力信号 V として直接出力される。量子化雑音は、式(4.10)によってフィルタリングされ、図 4.9(a)に示す様にトリプルバンドで帯域抑圧が行われている。

図 4.9(b)に 0.8 GHz における電力スペクトラムを示している。図 4.9(c)は、電力スペクトラムの全体図を示している。 $NTF_x(z)$ の零点、極点は、全帯域において帯域抑圧と安定化を

第4章 1ビット BP-DSM のマルチバンド化

達成するように調整されている。NTFの最大絶対値は、1.77となっておりLeeの安定基準を満足している。図4.8に示されている2値量子化器の入力信号は、3つの入力信号が加算されており、量子化後の量子化雑音が[-1,1]の範囲で一様分布となることを前提として式(4.9)が用いられていることを考慮し、各入力信号 U_x の最大振幅値は $1/3$ となる。

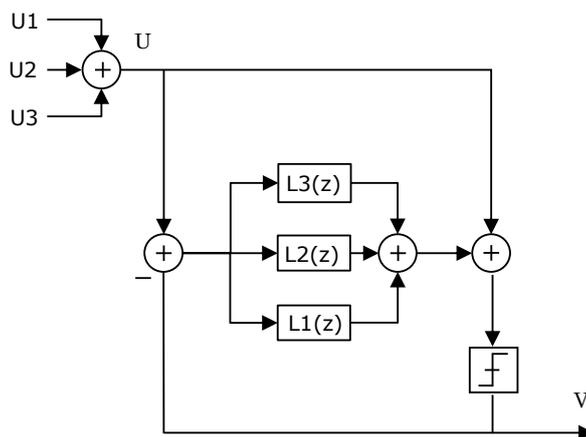
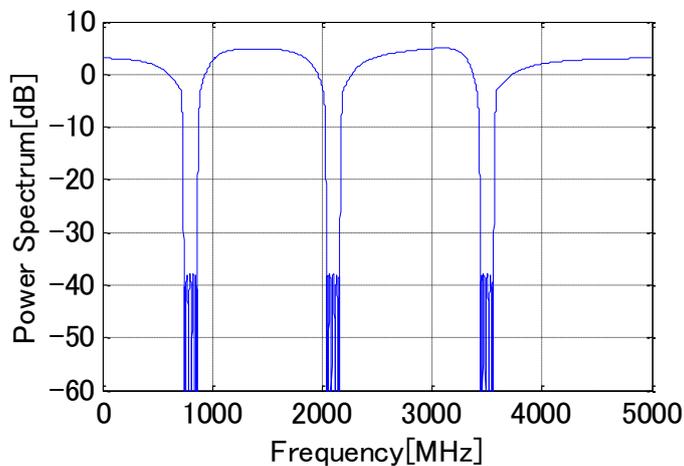
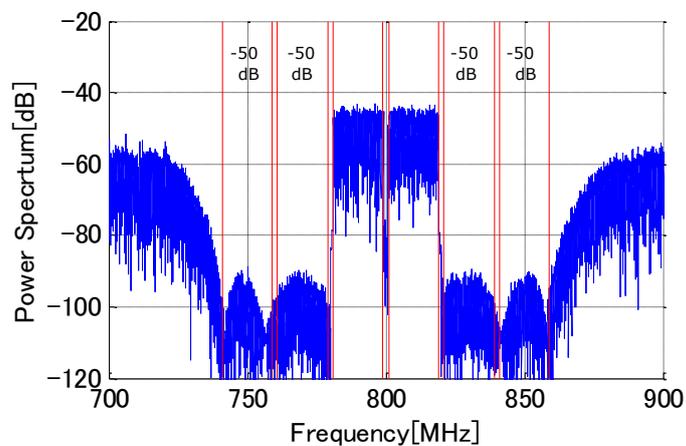


図 4.8 トリプルバンド構造を持つ 1ビット BP-DSM の構成

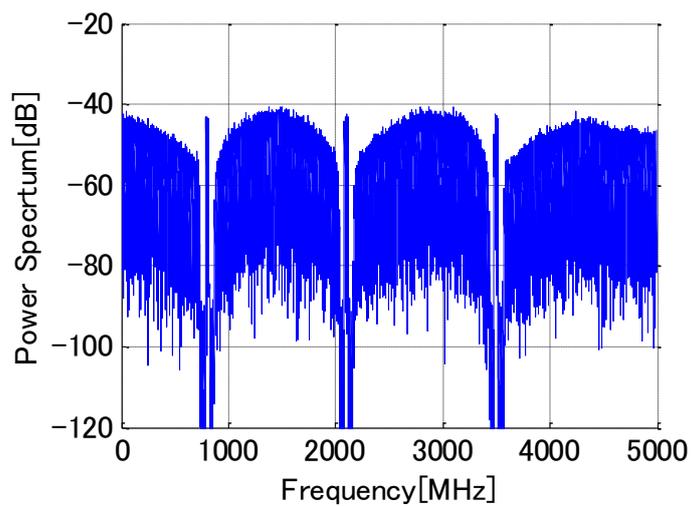


(a)トリプルバンドストップ特性を有する
NTF(z) の周波数特性

第4章 1ビットBP-DSMのマルチバンド化



(b) 中心周波数 0.8 GHz 近傍の電力スペクトラムの計算結果



(c) 3波同時送信時の全体の電力スペクトラム特性

図 4.9 3波同時送信時の電力スペクトラム

4.4 測定結果

この節では、P-IIR形式を持つ1ビットBP-DSMの性能実証を行うため、任意波形発生器(Tektronix: AWG7102)から10 Gb/sの1ビットのNRZ信号を出力する。出力するデータ速度は一定として、以下の2通りの信号を出力して検証を進める。送信信号は表4.1に示す信号を生成し、電力スペクトラムは、Rohde & Schwarz: FSWによって観測した。

- 2波同時送信：中心周波数 2.1 GHz, 3.5 GHz, 変調帯域幅 40 MHz,
- 3波同時送信：中心周波数 0.8 GHz, 2.1 GHz, 3.5 GHz, 変調帯域幅 40 MHz

図4.10は、2波同時送信時の電力スペクトラムを示しており、図4.10(a),(b)は、それぞれ3.5 GHz, 2.1 GHzにおける測定結果を示している。測定結果から隣接チャンネル漏洩電力は、それぞれ-49 dBc, -50 dBcに達していることが分かる。

図4.11は、3波同時送信時の電力スペクトラムを示している。中心周波数は、3.5 GHz, 2.1 GHz, 0.8 GHzとして1ビットデータ列をオフライン処理で生成し、測定器へデータをダウンロードした後、電力スペクトラムの測定を行った。出力データ速度は10 Gb/sの固定速度で出力を行った。図4.11(a)-(c)は、それぞれ3.5 GHz, 2.1 GHz, 0.8 GHzにおける測定結果を示しており、各帯域には20 MHzの2波を出力している。各隣接チャンネル漏洩電力は、それぞれ-46 dBc, -46 dBc, -45 dBcに達していることが分かる。

次に、図4.10(a)と図4.11(a)を比較すると、電力スペクトラムが類似していることが分かる。これは、この2つの事例に対して同一の極点、零点を持った雑音電力関数を用いて設計したことに起因している。この事は、図4.10(b)と図4.11(b)について全く同じ状況であり、電力スペクトラムは、非常に類似した形状を取っている事が分かる。

一方で図4.10と図4.11のチャンネル電力について着目すると、3波同時送信の事例の方が、2波同時送信の事例に対して、3~5 dB程度低くなっている事が分かる。これは理論的に、出力電力が入力信号 U_x の振幅値に比例していることから、デュアルバンドでは1/2、トリプルバンドでは1/3となることと関係している。式(4.16)は、この入力振幅値の違いによるレベル差が3.5 dBになることを示しており、測定値とほぼ一致する結果となる。

$$10\log_{10}\left(\frac{3}{2}\right)^2 = 3.5 \text{ dB} \quad (4.16)$$

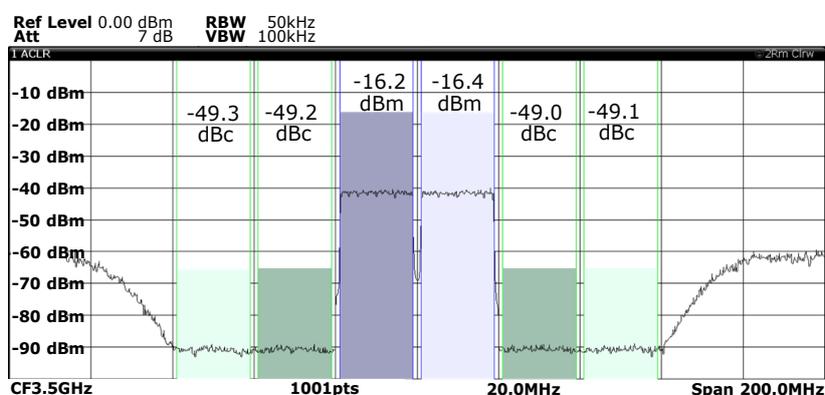
次に図4.11(a),(b),(c)について、チャンネル電力の周波数特性について考察すると、周波数が高くなるほどチャンネル電力が減少していることが分かる。この周波数特性は、1ビットの

第4章 1ビットBP-DSMのマルチバンド化

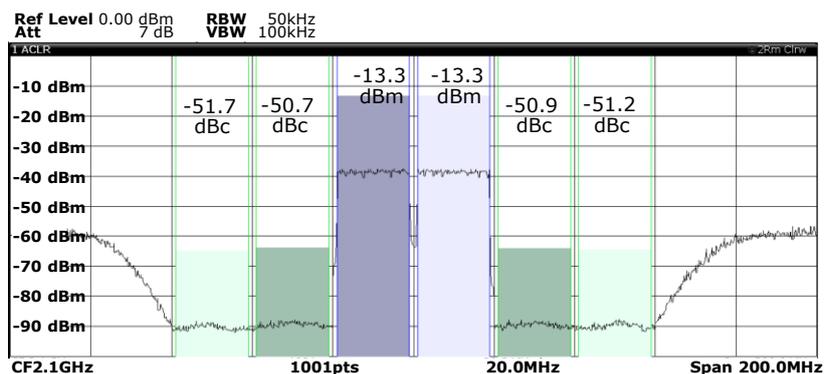
時間波形が矩形波であることに起因しており、このため周波数特性は、 $\text{sinc}(f/f_d)$ に依存すると考えられる。ここで f_d は 10 Gb/s に対応する。

式(4.17)によりこの周波数依存性によるチャネル電力差を計算すると以下の通りとなる。このことから、理論的に 3.5 GHz のチャネル電力が 0.8 GHz のチャネル電力に対して 1.7 dB 低くなることが分かる。この値は、実測値とよく一致していることが分かる。

$$10\log_{10} \left\{ \frac{\text{sinc}\left(\pi\frac{0.8}{10}\right)}{\text{sinc}\left(\pi\frac{3.5}{10}\right)} \right\}^2 = 1.7 \text{ dB} \quad (4.17)$$



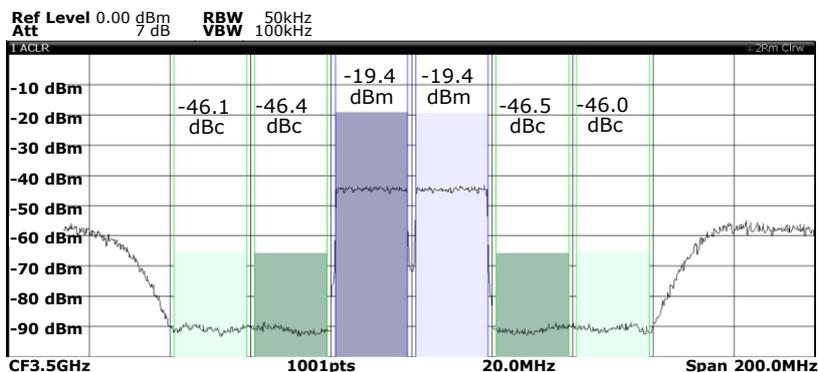
(a) 中心周波数 3.5 GHz 近傍の電力スペクトラム



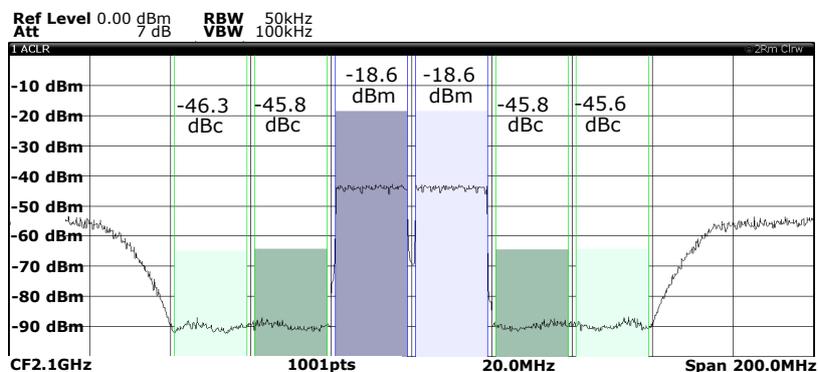
(b) 中心周波数 2.1 GHz 近傍の電力スペクトラム

図 4.10 2波同時送信時の電力スペクトラムの測定結果

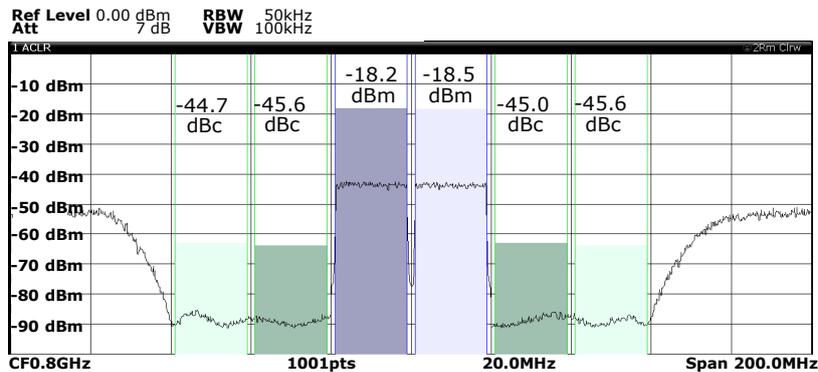
第4章 1ビットBP-DSMのマルチバンド化



(a) 中心周波数 3.5 GHz 近傍の電力スペクトラム



(b) 中心周波数 2.1 GHz 近傍の電力スペクトラム



(c) 中心周波数 0.8 GHz 近傍の電力スペクトラム

図 4.11 3波同時送信時の電力スペクトラムの測定結果

4.5 まとめ

この章では、高速通信を目指して複数の無線信号を周波数多重しBP-DSMにより1ビットデジタルデータとして出力することを行った。この実現に当たり、本方式にはループフィルタとして2次巡回型フィルタを並列接続する構成を導入した。この構成により、送信する波の数に対して適応的にフィルタを分割・結合することが可能となり、帯域別にフィルタ特性の最適化を図れるようになった。この変調器の演算量負荷は、各変調信号の帯域幅にのみ依存し、キャリア間の周波数間隔に依存せず、搬送波周波数を自由に変更することであることを報告した。

また、この方式の実証として2波同時送信の事例では、出力速度10 Gb/sを用いて、3.5 GHz、2.1 GHzにおいて、変調帯域幅40 MHzのLTE信号を出力し、隣接チャネル漏洩電力比-49 dBc、-50 dBcを達成した。さらに、出力速度10 Gb/sを一定としたまま、ループフィルタの係数を変更し3波同時送信に変更した。その結果、中心周波数3.5 GHz、2.1 GHzに加えて3波目として0.8 GHzが同時送信可能となり、また各帯域における隣接チャネル漏洩電力比も-45 dBcを達成することを示した。この3波同時送信の事例では、総変調帯域幅が120 MHzとなり、LTE-Aにおいて規格されているキャリアアグリゲーション100 MHzを上回る結果となっている。

このことは、他のデルタシグマ変調技術では実現されておらず、変調信号の広帯域化に対して提案法の1ビットBP-DSMが適していることを示している。

また提案法によって、1ビットデジタル列に複数の無線信号を周波数多重出来ることが確認でき、それらの集積化へ応用が期待できる。

第5章 デュアルバンド歪補償

5.1 概要

無線システムが発展する上で、多くのユーザに高速な通信環境を提供することは重要な課題であり、そのための対策として様々な取り組みが実施されている。MIMO やアレーアンテナシステムもまた、この通信チャネル容量を増加させる方法として研究開発[5-1]が進められている。またマルチバンド RF 信号を用いたキャリアアグリゲーション技術についても、仮想的に広帯域化された通信帯域に比例した高速な通信環境の実現を目指して開発が進められている。

近年、このマルチバンド RF 信号に対する RF フロントエンドの構成方法として、従来のアナログ RF 回路に基づく方式と 1 ビット BP-DSM による 1 ビットデジタル信号処理 (DSP) に基づく方式がそれぞれ提案されている [5-2], [5-3]。アナログ RF 回路に基づく方式では、電力効率の高いデュアルバンドおよび広帯域増幅器の開発と、デュアルバンドでのデジタルプレディストーション (DPD) に重点を置いた提案が進められている。この DPD では、シングルバンド信号に起因する相互変調歪みと、デュアルバンド信号に起因する相互変調積について歪補償 [5-4], [5-5] を実施している。

一方、1 ビットデジタル信号処理に基づく方式では、1 ビット BP-DSM によるデュアルバンド変調器 [5-6]-[5-8] と 1 ビット信号の立ち上がり立ち下りの mismatch により発生する歪のモデリング [5-9]-[5-12] に関する研究が重点的に進められている。ここで、1 ビットデジタル信号の波形歪については、本論文の第 2 章でも説明している様に歪の発生過程が上述した増幅器で発生する相互変調歪と異なるため、シングルバンド及びデュアルバンドに起因した相互変調歪は発生しない。

通常、デュアルバンド (中心周波数 f_1, f_2) による相互変調歪は、 $m f_1 + n f_2$ の周波数帯に歪が発生するため、通信信号の帯域外に妨害波を発生し他のバンドへの干渉源となり、デュアルバンドを自由に配置することができない。一方で、1 ビット BP-DSM は、相互変調歪が発生しないため帯域外への干渉を与えることがなく、自由にバンドを配置することができるため、インターバンドキャリアアグリゲーションに適した方式と考えられる。しかしながら 3 章の歪補償法を含めて、これまでに報告されている 1 ビットデジタル変調信号に関する歪補償法は、全てシングルバンドでの歪補償 [5-9], [5-10] を対象としていた。

そこで本章では、キャリアアグリゲーションに対応した小型の変調器を実現する場合に必要なデュアルバンド対応の歪補償について報告する。

5.2 デュアルバンド歪補償

3章において提案した歪補償法は、歪の発生原因となる高速に変化する遷移波形を直接的に補償するのではなく、通信に使用する帯域内にある歪成分に着目し、歪補償の帯域幅を限定することにより、歪のレプリカを生成して、歪と相殺することで歪補償を行った。しかしながら、このレプリカは図 5.1(F) エッジ検出波形で示すような広帯域な信号であるため、周波数領域では Sinc 関数状の周波数特性を持つため、帯域外では他の通信帯域に対して干渉を引き起こすことになる。

このため、図 5.1 の BPF1,BPF2 に示す様に各帯域毎の歪補償信号のレプリカに対して帯域制限を行うデジタルフィルタを導入することで、デュアルバンド間の干渉を抑圧しデュアルバンド歪補償を行うことを考える。

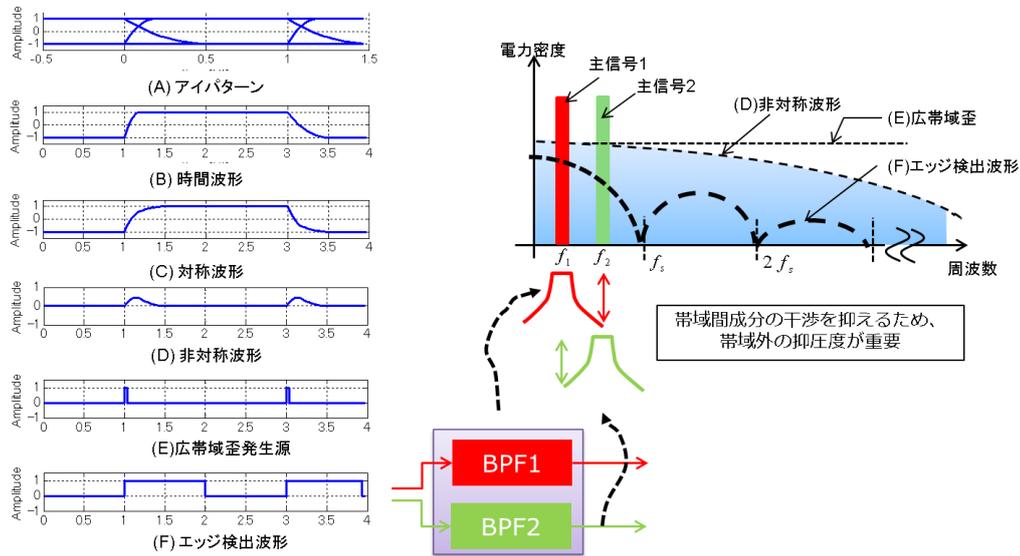


図 5.1 非対称成分を含む時間波形の観察

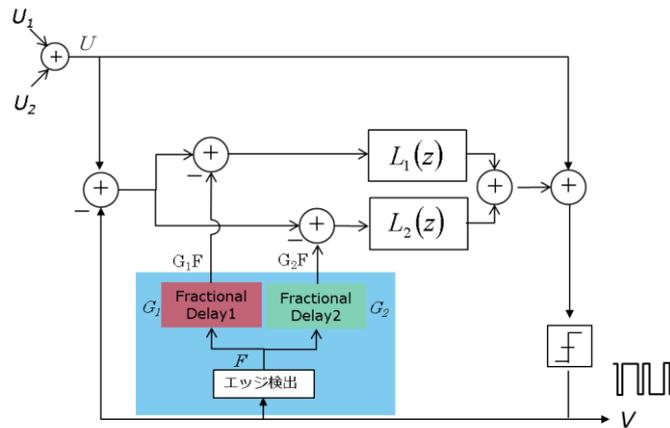


図 5.2 歪補償付きデュアルバンド BP-DSM のブロック図

第5章 デュアルバンド歪補償

図 5.2 は、4 章で報告したデュアルバンドデルタシグマ変調器 [4-8] と 3 章で報告した歪補償部 [3-3] を応用してデュアルバンド歪補償部を持つ BP-DSM [5-13] を示している。デュアルバンドデルタシグマ変調器は、周波数の異なる 2 つの直交変調された U_1 , U_2 を加算した信号を入力信号 U とし、2 つのループフィルタ(第 1 ループフィルタ L_1 及び第 2 ループフィルタ L_2) と、各フィルタの出力を加算する加算器と、その出力信号と入力信号を加算後、2 値量子化器に接続されている。2 値量子化器は、2 つの入力信号 U_1 , U_2 を含みバイナリデータを出力する。

量子化器から出力した 2 値化したデータ V は、入力にフィードバックして入力信号との差分をループフィルタに接続してフィードバックを形成している。

ループフィルタ $L(z)$ は、 $L_1(z)$, $L_2(z)$ から構成され、 $L_1(z)$ は、第 1 入力信号 U_1 , 中心周波数 f_1 の第 1 RF 信号、 $L_2(z)$ は、第 2 入力信号 U_2 , 中心周波数 f_2 の第 2 RF 信号に向けて設計される。

周波数の異なる 2 つの帯域に対して、2 つの補償器が設けられている。この 2 つの補償器は、第 1 補償器と第 2 補償器から構成されている。

図 5.2 の入出力関係は、式(5.1), (5.2)で表現される。式(5.2)より、第 1 補償信号 $C_1(z)G_1(z)F$ は、周波数 f_1 の第 1 RF 信号に生じる歪を補償し、同様に、第 2 補償信号 $C_2(z)G_2(z)F$ は、周波数 f_2 の第 2 RF 信号に生じる歪を補償している。

各歪補償信号は、 $C_1(z)$, $C_2(z)$ の係数を含んでおり、これらは図 5.3 に示す周波数特性を持っている。

$$V(z) = U_1(z) - C_1(z)G_1(z)F + U_1(z) - C_2(z)G_2(z)F + NTF(z)E(z) \quad (5.1)$$

$$NTF(z) = \frac{1}{1+L(z)} = \frac{1}{1+L_1(z)+L_2(z)} \quad (5.2)$$

$$G_m(z) = \sum_{n=1}^5 g_{m,n}z^{-n}, m = 1,2 \quad (5.3)$$

$$C_m(z) = \frac{L_m(z)}{1+L_1(z)+L_2(z)}, m = 1,2 \quad (5.4)$$

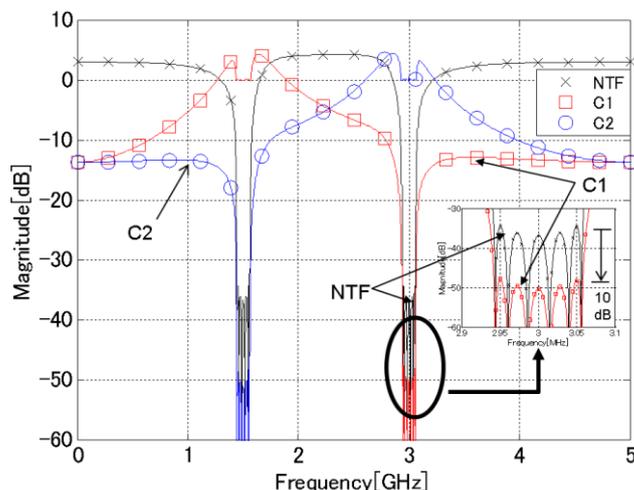


図 5.3 C₁, C₂, NTF の周波数特性

図 5.3 が示す様に、C₁ は 1.5 GHz の帯域の歪補償信号を通過させ、3.0 GHz の帯域において、50 dB の抑圧を行い帯域外での干渉を抑圧している。その抑圧量は、NTF(z) と比較して 10 dB 以上大きく抑圧している。一方 C₂ についても、3.0 GHz の帯域の歪補償信号を通過させ、1.5 GHz の帯域において、50 dB の抑圧を行い帯域外での干渉を抑圧している。

この様に、図 5.2 に示すブロック図によって、ループフィルタ L1(z)と L2(z)をうまく活用して、C1(z), C2(z) を構成することができる。その結果、デュアルバンド歪補償を行う際に必要となる帯域間干渉を抑圧するフィルタを別途追加することなく実現できる。

5. 3 帯域外周波数特性を考慮した NTF の設計

歪補償機能つきマルチバンド BP-DSM は、図 5.3 に示す様に、第 1 補償信号 C₁(z)G₁(z)F、第 2 補償信号 C₂(z)G₂(z)F を用いて、デュアルバンド歪補償機能を実現している。これらの歪補償信号は、所定の帯域において歪を抑圧する様に機能するが、帯域外においては、図 5.3 に示す様に広帯域なスプリアスを発生している。このため帯域外での発振の可能性があるため、帯域外の周波数特性を制御する必要がある。つまり、全周波数にわたって、NTF の絶対値の大きさを設計しなければならないことを意味する。特に 2 つの搬送波周波数 f₁, f₂ が近接するマルチバンドの場合、その中間周波数 (f₁+f₂)/2 において、NTF の絶対値がピークを持つため、既報の論文及び本論文の 4 章を含めた NTF(逆チェビシェフ帯域阻止フィルタ)の設計法では安定した NTF を設計することが困難となる。そこで、NTF の周波数特性として通過帯域と阻止帯域の両方で等リップル挙動を持つ準楕円フィルタが必要となる。

以下, BP-DSM の NTF として準楕円フィルタを導入するため, NTF の安定性を考慮した設計法について報告する.

NTFに関する汎用的な IIR フィルタの形式として式(5.5) を用いて表現し, 安定性については, 式(4.6)をベースにさらに発振防止が難しくなる方向として式(5.7)を設定する.

ここで $N(z)$ は, IIR フィルタの分子の多項式として m 次の多項式, $D(z)$ は, IIR フィルタの分母の多項式として m 次の多項式を表現している.

$$\text{NTF}(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{\sum_{m=0}^n b_m z^{-m}}{\sum_{i=m}^n a_m z^{-m}} \quad (5.5)$$

$$|\text{NTF}(z)| \leq 1.5 \quad (5.6)$$

式(5.7)は, 式(5.6)での制約条件をフィルタ設計に活用するため, NTF の絶対値の 2 乗を算出する.

$$|\text{NTF}(z)\text{NTF}(z^{-1})| = \frac{N(z)N(z^{-1})}{D(z)D(z^{-1})} \leq 1.5^2 \quad (5.7)$$

$$\frac{(\sum_{m=0}^n b_m z^{-m})(\sum_{m=0}^n b_m z^{+m})}{(\sum_{m=0}^n a_m z^{-m})(\sum_{m=0}^n a_m z^{+m})} \leq 1.5^2 \quad (5.8)$$

$$\frac{\sum_{m=-n}^n c_m z^{-m}}{\sum_{m=-n}^n d_m z^{-m}} \leq 1.5^2 \quad (5.9)$$

$$c_m = c_{-m} \quad (5.10)$$

$$d_m = d_{-m} \quad (5.11)$$

$$|\text{NTF}(z)\text{NTF}(z^{-1})| = |\text{NTF}(j\omega)\text{NTF}(j\omega^{-1})| \quad (5.12)$$

$$= \frac{[c_0 + \sum_{m=1}^n 2c_m \cos(m\omega)]}{[d_0 + \sum_{m=1}^n 2d_m \cos(m\omega)]} = \frac{\hat{N}(\omega)}{\hat{D}(\omega)} \leq 1.5^2 \quad (5.13)$$

$$\hat{N}(\omega) = c_0 + \sum_{m=1}^n 2c_m \cos(m\omega) \geq 0 \quad (5.14)$$

$$\hat{D}(\omega) = d_0 + \sum_{m=1}^n 2d_m \cos(m\omega) \geq 0 \quad (5.15)$$

式(5.7)から(5.13)までの式変形を通じて, 式(5.14), 式(5.15)を算出することができる. 式

(5.14), 式(5.15)は, NTF の 2 乗値に対する安定化条件に対応しており, また別の見方をすれば, 式(5.16)に示す様に, NTF に対する各周波数における, NTF の周波数特性について示している.

$$\hat{N}(w) \leq F_{\text{upper}} \hat{D}(w) \tag{5.16}$$

$$F_{\text{upper}}(w) = \begin{cases} 1.5^2 & \text{outside band} \\ \alpha^2 & \text{target frequency band} \end{cases} \tag{5.17}$$

同様にして, 式(5.18)は, 各周波数における NTF の最小値を示している.

$$F_{\text{lower}} \hat{D}(w) \leq \hat{N}(w) \tag{5.18}$$

$$F_{\text{lower}}(w) = F_{\text{upper}}(w) * \beta(w)^2 \tag{5.19}$$

NTF の 2 乗振幅値に関する制約条件を式(5.17), 式(5.19)を図示したものが, 図 5.4 となる.

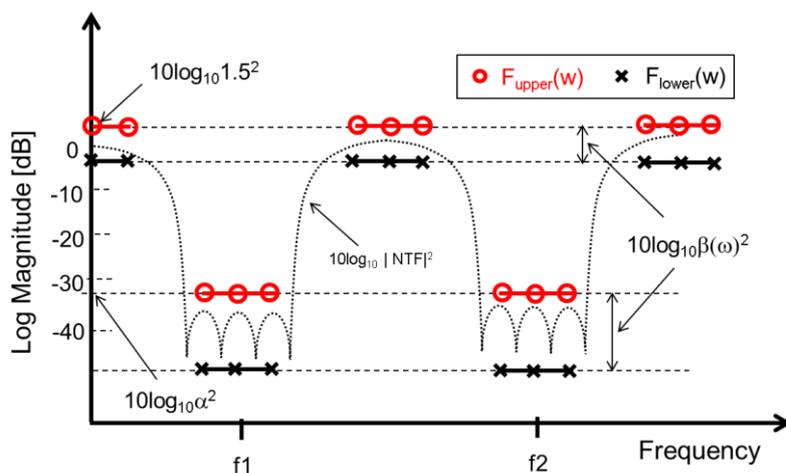


図 5.4 NTF に関するフィルタ設計に関する制約条件について

式(5.14) - (5.19) の制約条件については, 線形計画法における Simplex 法などによって数値解を求めることができる. その結果, C_m, D_m を算出することができ, 式(5.8), (5.9)より A_m, B_m を求めることができる. C_m, D_m から A_m, B_m を求める方法としては, 原理的に連立方程式の解を求めれば算出することが可能であるが, Spectrum Factor 法などを用いることで, 効率よく算出することができる. また式(5.2)によりループフィルタ $L(z)$ を

求めることができ、 $L_1(z)$ 、 $L_2(z)$ については、 $L(z)$ を部分分数に分解する方法[4-3]で算出することができる。

図 5.5 は、従来方法と本章にもとに設計した NTF の周波数特性について示している。この図から分かる様に、本章で設計した NTF については、帯域外については、等リップルの特性を持ち、帯域外に NTF の値が振動しながら、増加していないことが分かる。

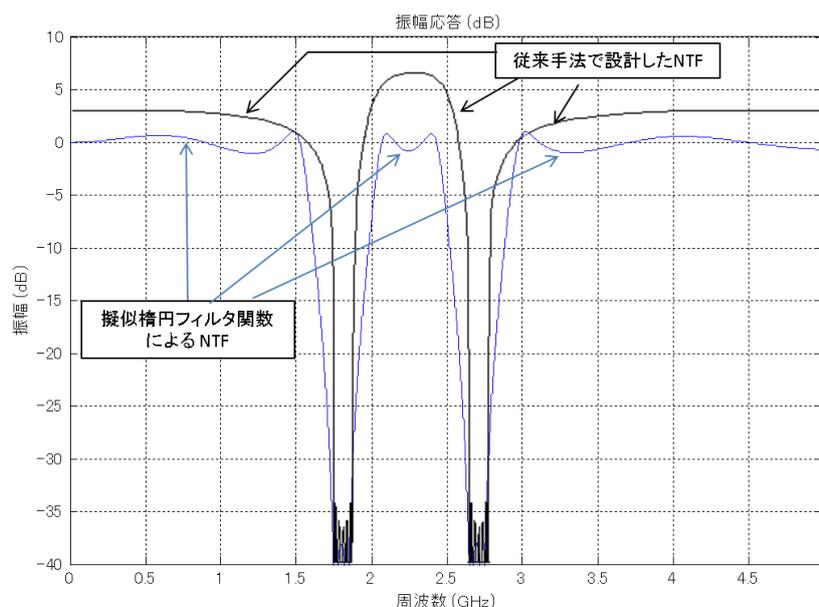


図 5.5 NTF に関するフィルタ設計事例

5. 4 数値計算結果

図 5.6 は、デュアルバンド歪補償係数の算出フローを示している。歪補償係数は、2 値量子化器を含むフィードバックループ内に存在するため、線形解析によって係数を算出することが困難になっている。このため、2 分岐探索で最適値を探索する。探索方法では、デュアルバンドでバランスよく歪補償を行うため、一方のバンドで $g_{1,1}$ を最適化し、その他方のバンドの $g_{2,1}$ を最適化する。その後も、バンドを交互に最適化を続けて、 $g_{1,5}$ 、 $g_{2,5}$ まで繰り返して係数の最適化を行う。

図 5.7 は、歪補償前後の電力スペクトラムの様子を示しており、1.5 GHz、3 GHz 共に 10 dB 程度歪が改善し、隣接チャネル漏洩電力は設計値の 48 dB まで達成している。

次に図 5.8 は、歪補償係数を最大電力で最適化した後、補償係数は固定したままで、1.5 GHz、3.0 GHz の各入力電力を変化させ、歪補償効果の変化を検証している。横軸に 1.5 GHz の入力電力、縦軸に 1.5 GHz における隣接漏洩電力比、計算諸言として 3.0 GHz の入力電力を 0,10,20 dB と減衰させる条件で計算を行った。その結果、各入力電力を 20 dB の電力範囲において約 10 dB 程度の歪補償効果が得られることが分かった。これは、入力

電力が変化することによって出力されるデータパターンは変化するが、歪が出力データの立ち上がり、立ち下りの際に発生し、その歪に対するレプリカを各バンド毎に歪補償し続けているからと考えられる。

図 5.9 は、立ち上がり時間と立ち下り時間について、 $0 \sim 0.5$ [UI] の範囲で変化をさせて歪補償の様子を検証している。歪補償係数については、立ち上がりと立ち下り時間を 1 セットとして最適化を実施している。補償後の結果から、両バンドともに、遷移時間に依存せず常に約 48dB に達していることが分かる。

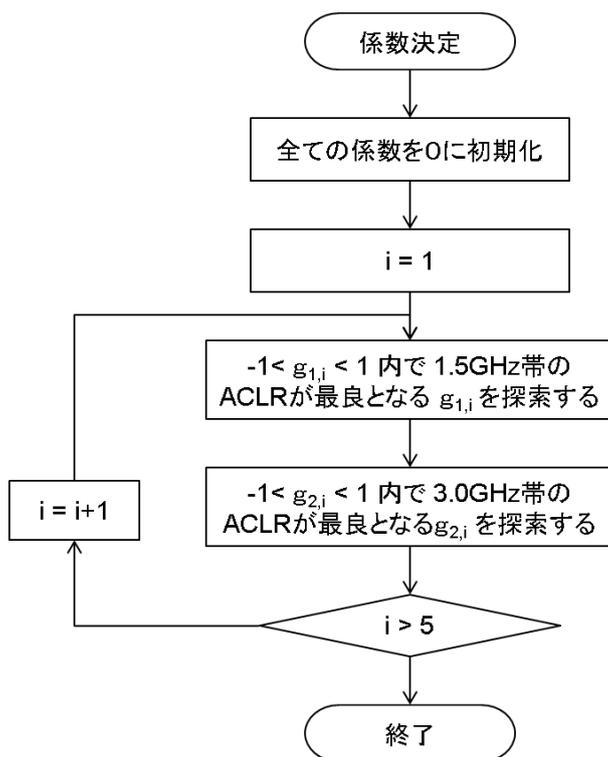
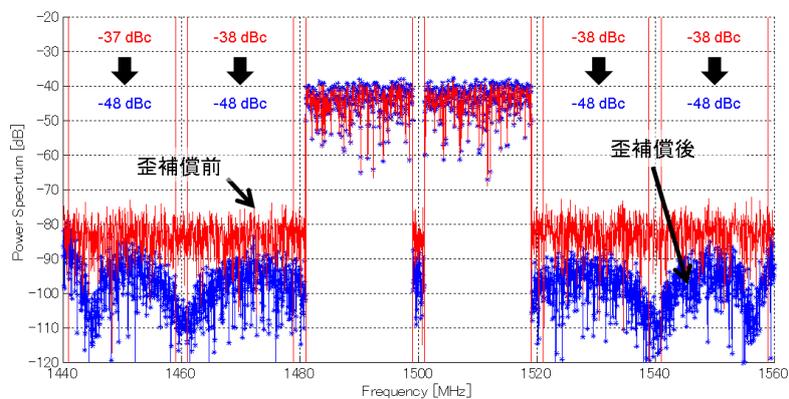
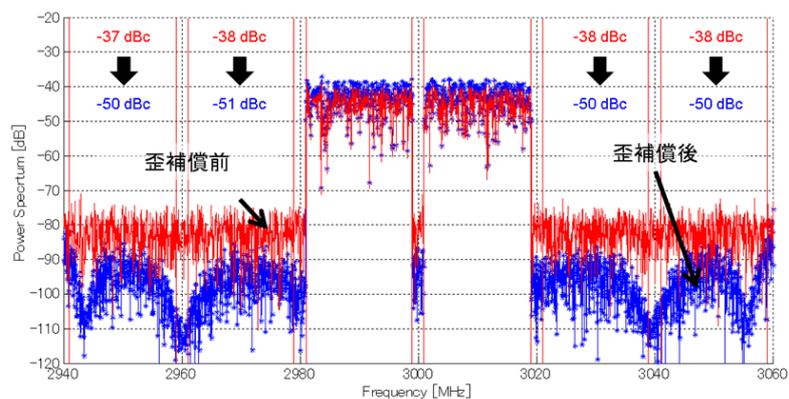


図 5.6 歪補償係数の計算手順

第5章 デュアルバンド歪補償



(a)中心周波数 1.5 GHz



(b)中心周波数 3.0 GHz

図 5.7 デュアルバンド歪補償による歪補償効果について

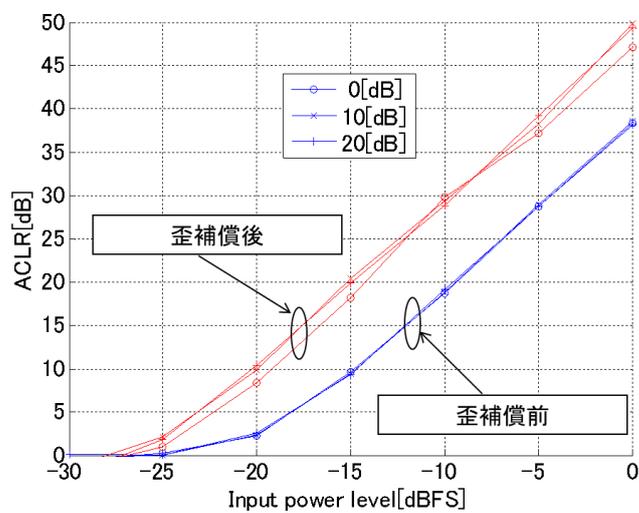
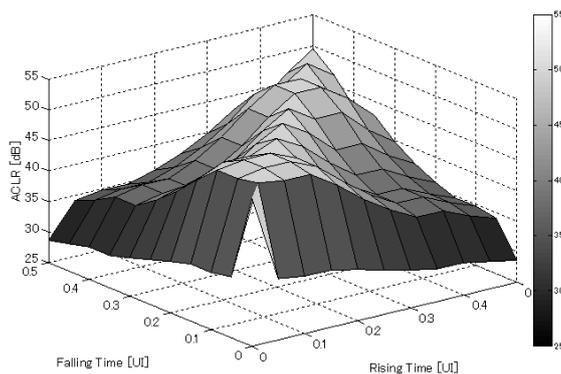
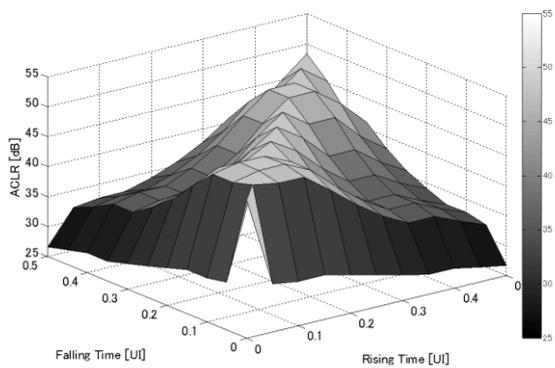


図 5.8 歪補償係数の電力依存性



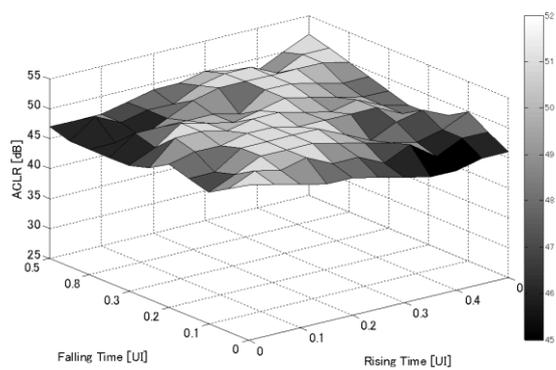
(a) 1.5 GHz



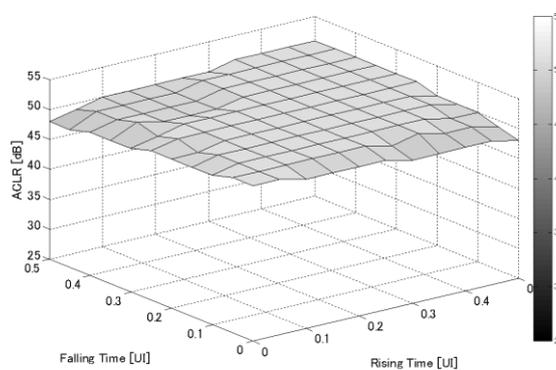
(b) 3 GHz

図 5.9 遷移時間をパラメータとした隣接チャネル漏洩電力と歪補償前の特性

第5章 デュアルバンド歪補償



(a) 1.5 GHz



(b) 3 GHz

図 5.10 遷移時間をパラメータとした隣接チャネル漏洩電力と歪補償後の特性

5.5 まとめ

BP-DSMにより高い隣接チャネル漏洩電力比を持ったRF信号を出力できる事を示した。また出力信号の時間波形に含まれる時間軸に非対称成分によって歪が生成される事を報告し、またその歪のレプリカ信号が生成できることを報告した。また歪みについては、広帯域な信号であるため帯域外で他方の通信帯域でスプリアスを生じることとなる。そこで提案法では、新たなDSMの構成を導入して、信号処理負荷を増やすことなく、各帯域毎の歪補償信号に帯域制限フィルタの効果を追加して、帯域間干渉を抑圧した。

その結果、デュアルバンド歪補償機能を持った1-bit BP-DSMによって、デュアルバンド内の歪について、同時に歪補償をできることを数値計算により示した。

第6章 伝送路符号化方式の開発

6.1 概要

無線通信では、高速かつ高品質のデータ伝送が常に求められており、この要求を満たすために、MIMO 技術、アレイアンテナシステム、キャリアアグリゲーション等々の技術開発が同時並行で進められている。この技術導入に伴い無線機は大型化し、その対策として半導体の微細化技術によって高集積化を図り小型化が進められている。一方、この微細化には低電圧化を伴うため、電圧の振幅方向で信号成分を表現することが難しくなる傾向にあり、時間方向で信号成分を表現することが検討されている。

1 ビットデジタル RF 送信機は、この対策技術の1つであり無線信号を直接デジタル部より送信することができるため、送信機の小型化に貢献することが期待されている。このデジタル無線送信機へのアプローチの1つとして、各種デルタシグマ変調器(LP-DSM [6-1], E-DSM [6-2], [6-3], BP-DSM [6-4])が開発されている。これらのデルタシグマ変調器は、無線信号を比較的到低オーバーサンプリングで、高分解能を持つ1ビットデータストリームに変換して直接出力することができる。この内、1ビットBP-DSMについては他のDSMとは異なり、出力データレートを維持しつつ様々な無線信号を出力することができる。このため、図1.6に示す様に光リンクを介してデジタル化されたRF信号を伝送するのに適しており、図1.6の様に無線アンテナユニットに対して1ビットBP-DSMによる光ファイバ給電が可能と考えられる。4章で報告した様に1ビットBP-DSMは、固定した伝送速度でシングルバンド、デュアルバンド、トリプルバンドを出力しマルチキャリア対応が可能であることを示した。このことは、高速化を目的として無線周波数の追加を行う場合でも、データ速度を変化させる事なく光ファイバを介して1ビットデジタル化されたマルチバンドのRF信号を伝送することが可能であり、無線システムの拡張性を担保することを意味している。

しかしながら、通常光リンクを用いた信号伝送を行う場合には、低周波成分を伝送できないことから伝送路符号化 [6-5]-[6-7] によって、DC バランス(disparity 特性)とランレングス(連続した同一データの数)を調整し、波形歪の防止を図る必要がある。

また、これまでの伝送路符号は、ベースバンド伝送方式と連携して使用される状況にあり、1ビットBP-DSMの様に変調信号を対象とした事例はない。

デジタルRF方式の場合、伝送波形は矩形波の形状を持つベースバンド伝送方式であると同時に、変調信号を取り扱う帯域伝送方式でもあるため、変調信号の周波数成分を保存しつつ伝送路符号化を行う必要がある。

ところが、従来の伝送路符号化方式は、図6.1に示す様に符号化前のデータを別の符号に変換する、或いは冗長なデータを挿入する等の非線形な処理を行うため、伝送速度の増加を生じるばかりか、符号化の前後で周波数成分が変化するという課題が生じ、1ビット

BP-DSM には不適切な伝送路符号化方式であった。そこで本章では、1 ビットデジタル RF 信号に適した新たな伝送路符号化方式を開発し、DC バランスとランレングスの制御とデルタシグマ変調の両立を図ることが本章の目的である。

ランレングスおよびディスパリティの研究については、従来ベースバンド信号 [6-5]-[6-7] に適用されており、変調 RF 信号 [6-8] に適用した事例が最初の報告事例であり、この報告以降に検討が進んでいない状況にある。

参考文献 [6-8] の報告事例では、変調された RF 信号を伝送路符号化し、ランレングスを短くした BP-DSM を示されているが、DC バランスの考察はされておらず、またランレングスを含めた、伝送路符号化方式の最適化設計方法についても考察されていなかった。またさらに、伝送路符号化方式を適用する事により、入力信号に対して不必要な帯域制限フィルタが作用する形式となっていた。

そこで本章では、新たに DC バランスとランレングスを制限するため低周波成分を抑圧した伝送路符号の機能を有する 1 ビット BP-DSM を提案する。この提案方式では、[6-8] と異なる内部構成を導入しつつ、[6-8] と同様に DC ノッチフィルタが、DC 成分の近くの電力スペクトルを抑圧することで、短い間隔でデータ変化を促し、直流 (DC) 成分のバランスを取ることにより、1 ビットデータストリームのランレングスとディスパリティの両方を制御している。RF ノッチフィルタは、目標周波数帯域の量子化ノイズを抑圧し、帯域内の高い隣接チャンネル漏洩比 (ACLR) を達成する。また、内部構成を変更したことにより [6-8] とは異なり、入力信号に余分なフィルタリングを行う事なく出力できることが出来る。

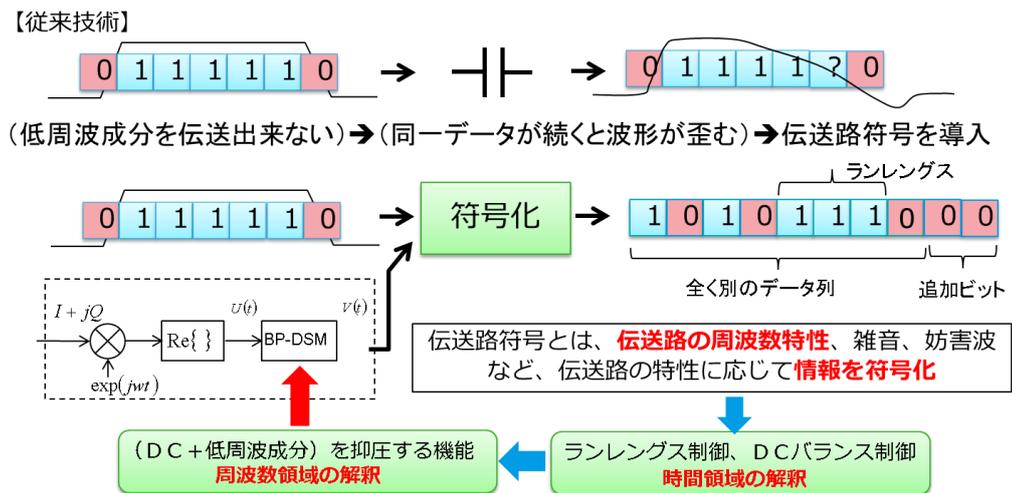


図 6.1 1 ビット BP-DSM と伝送路符号方式の関係

表 6.1 従来の伝送路符号化方式の特性

伝送路符号方式	符号化後の伝送速度	DCバランス	ランレングス
8B10B	10/8	6	5
64B66B	66/64	66	64
マンチェスタ	2	1	2

表 6.1 に、従来方式の伝送路符号の特性を示す。8B10B,64B66B は共に光インターネット(FTTH)で利用されており、今回はこれらのDCバランスとランレングスを設計のガイドラインとして1ビットBP-DSM に適した伝送路符号の開発を行う。

6. 2 伝送路符号化の機能を有する1ビットBP-DSM

前節で示す様に、直流成分及び低周波成分を抑圧された信号系列を出力すれば、伝送路符号化の機能を実現できることが分かる。これは、量子化雑音の視点で見れば、通信帯域以外に低周波帯域においても量子化雑音を抑圧する事を意味している。

1ビットデータに対して、2つの周波数帯域で量子化雑音を抑圧する方法については、4章のデュアルバンドDSMにて、既の実現済みの方法であり、図6.2にその構成を示す。

図6.2では、2つの帯域の量子化雑音を抑圧することができ、その周波数特性は図6.3の通りとなる。今回の場合は、図6.4に示す様にループフィルタL1を通信帯域に向けて設計し、ループフィルタL2を低周波帯域(中心周波数0Hz)に向けて設計することで、各々の帯域における量子化雑音を抑圧することを行う。

ここでDC成分を抑圧する効果を検討するため、単純な例として完全に抑圧した場合について考察してみると、時間軸上では1ビットのデジタル列の-1と1の生成個数が同数となり、直流成分を通過する事が出来ない様な伝送路でも、1ビットデジタルRF信号を伝送できることが分かる。同様に低周波数成分についても、うまく抑圧できた状態を想定してみると、その効果は時間軸上において、デジタルデータが変化せず留まり続ける事を許容しない事に対応し、結果としてランレングスが短くなる効果へとつながることが分かる。そこでこれらの効果を定量評価するために、図6.4に示す通り低周波領域の抑圧電力D dB、抑圧帯域幅B MHzとして量子化雑音を抑圧し、この2つのパラメータについて数値計算により、その効果を検証する。

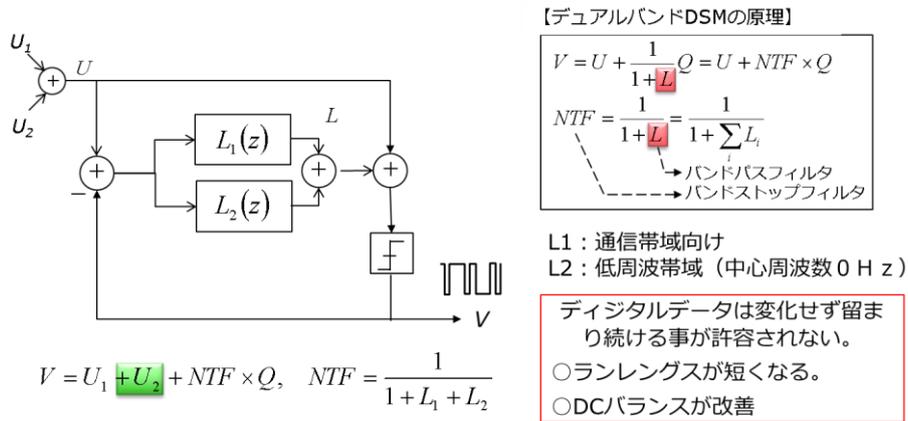


図 6.2 1ビット BP-DSM における伝送路符号へのアプローチ

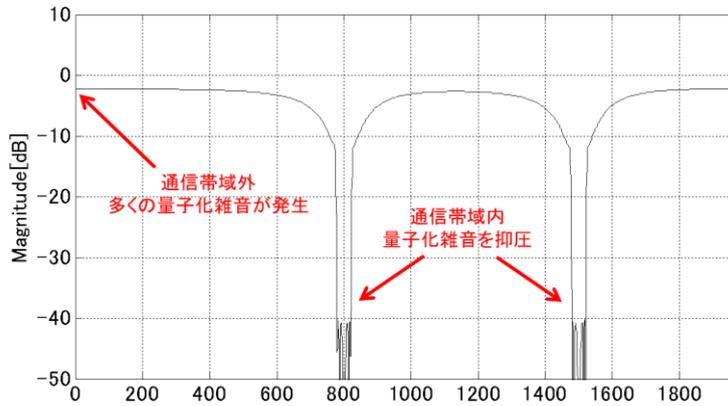


図 6.3 デュアルバンド DSM の NTF の周波数特性

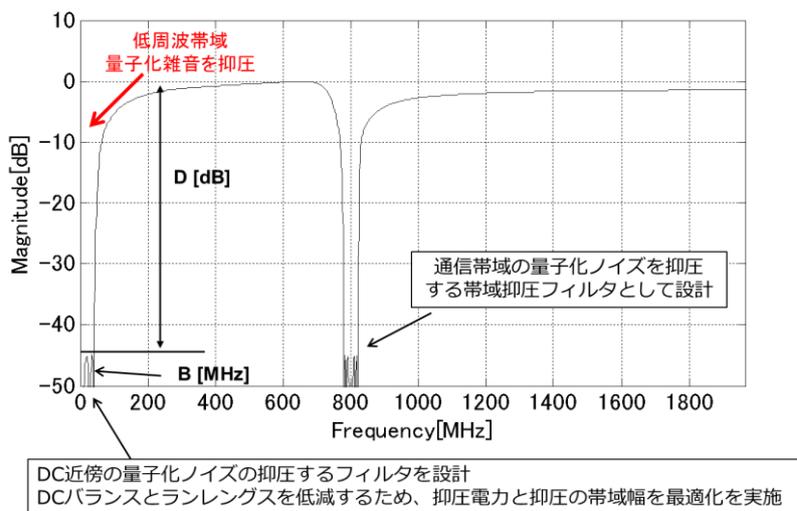


図 6.4 低周波帯域と通信帯域における量子化ノイズの抑圧

6.3 数値計算結果

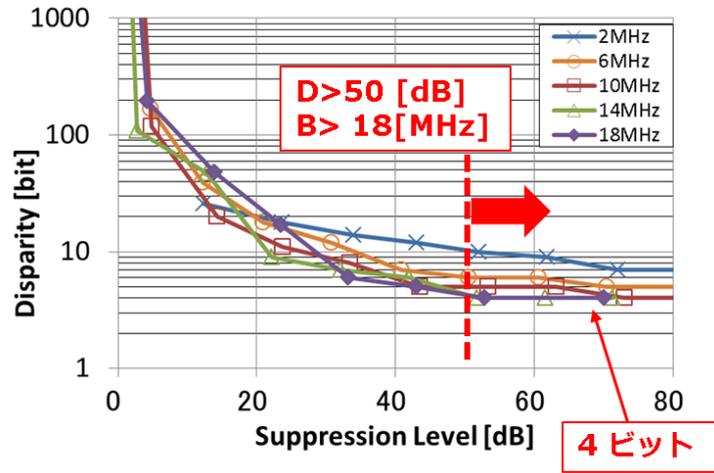
抑圧電力 D dB , 抑圧帯域幅 B MHz を掃引して, DC バランス(disparity), ランレングスを算出し, これらのパラメータの最適化を図る.

図 6.5(a)は, 表 6.1 に示した仕様のもとで, 低周波帯域における量子化雑音の抑圧帯域幅 B MHz, 抑圧電力 D dB をパラメータとしてと DC バランス(disparity 特性)の関係を示している. この図から DC バランスは抑圧電力が増加するとともに DC バランスは指数関数状に改善し, かつ抑圧帯域幅 B MHz が広がるほどさらに改善されることが分かる. ここで抑圧帯域幅 D MHz が 18 MHz 以上になると, DC バランスは, ほぼ 4 bit に収束し, 抑圧電力を 50 dB から 60 dB に増加させても, 4 bit より小さくならないことが分かる.

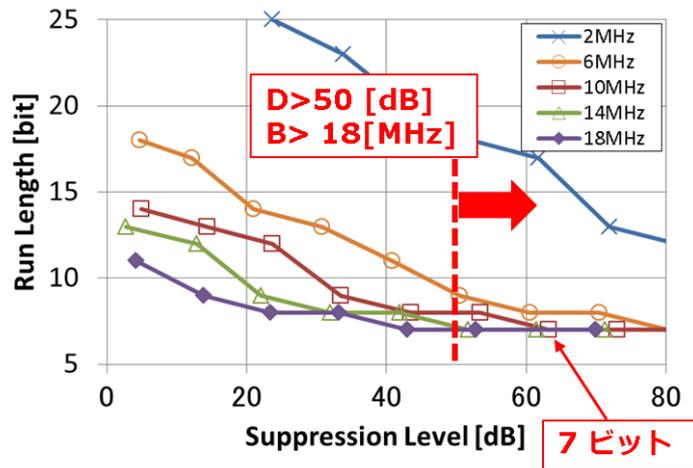
次に図 6.5(b)は, 前記と同様に量子化雑音の抑圧帯域幅 B MHz と抑圧電力 D dB をパラメータとして, ランレングスの関係を示している. ランレングスも同様に, 抑圧電力 D dB が増加するとともに短くなり, かつ抑圧帯域幅 B MHz が広がるほど, ランレングスはさらに短くなる傾向を示している. 帯域幅が 18 MHz になると, ランレングスは, 7 bit に収束し, 抑圧電力を 50 dB から 60 dB に増加させても, 7bit より小さくならない事が示されている. そこで, 本論文では帯域幅 18 MHz , 抑圧電力 50 dB を伝送路符号化機能の設計指針として使用する.

表 6.1 数値計算のパラメータ

Parameter	Value
Test signal	LTE (5MHz bandwidth)
Modulation	BP-DSM CRFB 6 order
Bit rate	3.9 Gb/s



(a) DC バランスの最適化



(b) ランレングスの最適化

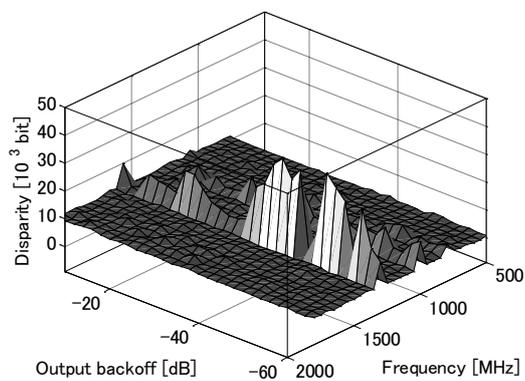
図 6.5 抑圧電力と抑圧の帯域幅を最適化

抑圧電力 50 dB, 抑圧帯域幅 18 MHz に関して, その有効範囲を検証するため, 搬送波周波数を 0.5 GHz ~ 2 GHz で掃引し, かつ各周波数において入力レベル -60 dB ~ 0 dB の範囲で電力掃引を行い, DC バランスとランレングスの変化について性能検証を行った.

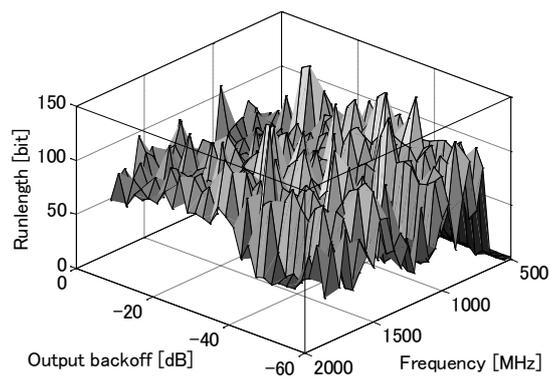
その結果, 図 6.6 で示すように伝送路符号化前の DC バランスは 10 k ビット以上 DC バランスがずれる場合があることを示しているが, 伝送路符号後は図 6.7 に示す様に 5 ビットになることが示されている.

同様にランレングスについても, 伝送路符号化の前後で 120 ビットから 8 ビットまで改善されることが示されている. これは先に示した表 6.1 の従来方式の伝送路符号の特性と比

較して、今回達成した DC バランスやランレングスが、8B10B と同程度の性能であることを示している。

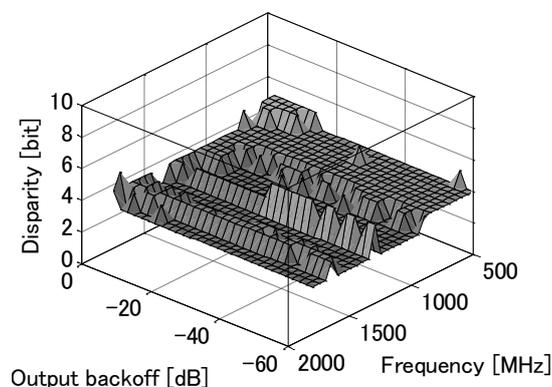


(a) DC バランス

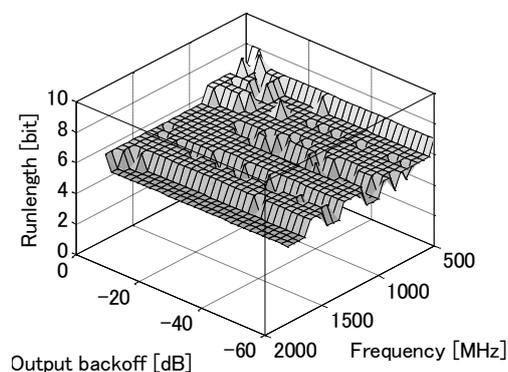


(b)ランレングス

図 6.6 抑圧電力と抑圧の帯域幅を最適化前の特性



(a)DC バランス



(b)ランレングス

図 6.7 抑圧電力と抑圧の帯域幅を最適化後の特性

6. 4 実測結果

図 6.8 に、光伝送系によるデジタル RF 信号の伝送評価を行うための実験装置を示す。光リンクは、実用性を考慮して、市販の 10 ギガビット光イーサネット 10.3125 Gb/s を用いた。この光リンクは、伝送路符号化の利用が前提であり、AC 結合されており、1.6 MHz 以下の周波数成分はカットされ高周波成分のみ伝送される。

この光リンクの伝送速度(10.3125 Gb/s) は、1 ビット BP-DSM のデータ速度(3.9 Gb/s) よりも高いため、予めデータをデジタル送信機(Agilent 81250A)にダウンロードして 10.3125 Gb/s で出力した。この場合、6.3 節で設計した伝送路符号化のカットオフ周波数 18 MHz は、スケーリングされて 47 MHz となり、今回利用する光リンクで十分伝送できる。

デジタル送信機から出力した電気信号は、電気 - 光変換(E/O)、光ファイバおよび光 -

電気変換 (O/E)により, 受信機へ伝送され, オシロスコープによって電気信号として測定した. 図 6.9(a) および図 6.9(b) を比較すると, 図 6.7(a) の伝送路符号化なしのアイパターンは, 図 6.9(b) よりも出力データパターンが一定値(低い振幅値と高い振幅値)となる遷移が多いことが分かる. これは, 図 6.7(a) のアイパターンが低周波成分を多く含んでいることを示している.

次に図 6.10 は, 伝送路符号化の効果と光受信電力との関係を検証するため, オシロスコープをビットエラーテストに置き換え, 光ファイバを用いて伝送された信号について伝送路符号化がある場合とない場合の 2 パターンについて測定を行った.

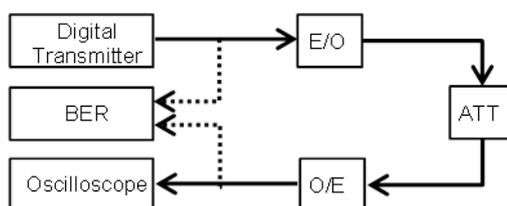
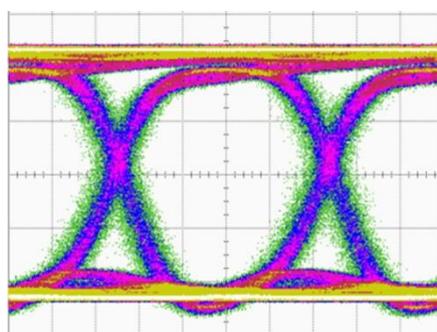
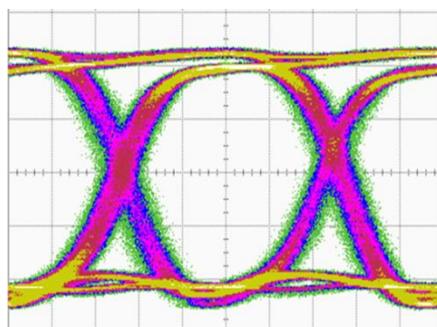


図 6.8 光伝送系によるデジタル RF 信号の伝送実験



(a) 伝送路符号化なし



(b) 伝送路符号化あり

図 6.9 伝送路符号化による受信アイパターンへの影響

図 6.8 において、-30 dBm 以下の低電力領域では、伝送路符号の有無に関わらず 2 つの BER 曲線が同じ特性を示し、-30 dBm を超える高電力領域では、伝送路符号化を行わない場合の BER は、伝送路符号化を行った場合と比較して、BER = 10^{-9} において 2.5 dB の受信電力ペナルティを発生することが判明した。高電力領域でのビット誤り率は、受信機雑音に加えて符号間干渉によってエラーが引き起こされるため、伝送路符号化を行わない場合の BER 特性は、光リンクによって低電力周波数成分をカットされ多くの符号間干渉を発生し、大きな受信電力ペナルティが生じていると考えられる。

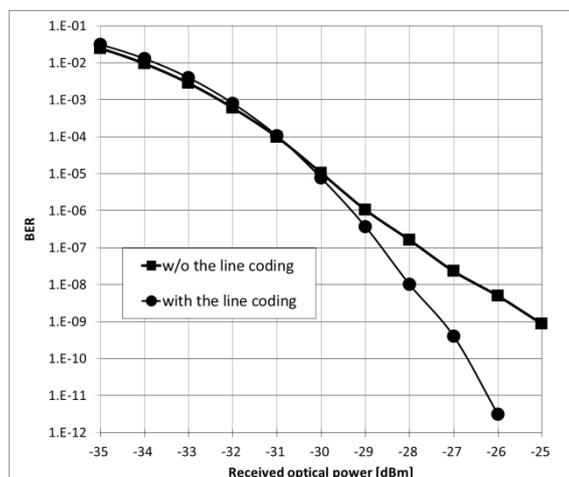


図 6.10 伝送路符号化による伝送品質への影響について

6. 5 まとめ

光ファイバを用いてデジタル伝送可能な 1 ビット BP-DSM を実現するため、伝送路符号化方式に対する周波数領域での特性に着目して、低周波帯域における量子化ノイズを低減することでこの伝送路符号化の効果を実現することを実現した。この機能は、デュアルバンド DSM の構成を応用して実現することができ、低周波帯の抑圧電力 50 dB、抑圧帯域幅 18 MHz とすることで、従来の伝送路符号化方式 8B10B と同程度の DC バランス 5 ビットとランレングス 8 ビットを実現できることを確認した。

また、商用の 10 ギガビット光イーサネットを使って伝送実験を行った。今回設計した伝送路符号化の効果によって、光の伝送品質 BER = 10^{-9} において 2.5 dB の受信利得が得られることが分かった。

第7章 結論

7. 1 本研究の成果

本論文は、高速通信を実現するために必要となる小セル化、Massive MIMO 送信機、キャリアアグリゲーションについて、それらを実現する際に重要となる無線アンテナユニットの小型化・高機能化の課題解決に取り組んだ。具体的には、これらの課題を解決する方法として、Massive MIMO 送信器の集積化、マルチバンド送信器の集積化、ベースバンドユニットへの機能集約化についてそれぞれ検討を行い、デジタル RF 技術の導入により無線アンテナユニット内の周波数変換機能をベースバンドユニット側へ集約化を図ると共に、デジタル RF 技術の1つである1ビット BP-DSM の導入を行い、デジタル信号処理を基礎とした集積化の方向性を示した。

これらを実現する基盤技術として1ビット BP-DSM 技術を導入し、A) 低歪み送信信号の実現、B) マルチバンド機能、C) 伝送路符号化機能、という課題について、各章においてその実現に取り組んだ。

周波数変換機能のデジタル化を進めると共に1ビット BP-DSM 技術の導入により、1ビットデジタルの形式で RF 信号を出力でき、さらに周波数多重機能を付加することでキャリアアグリゲーション等のマルチバンド信号も出力できることを示した。さらに伝送路符号化機能を開発したことで、光ファイバ内を1ビットデジタル化された RF 信号を伝送できることを実現した。この効果により従来は無線アンテナユニット内に配置していた機能をベースバンドユニットへ集約することが可能となった。また、今回採用した1-bit BP-DSM 技術は、伝送速度を一定のまま出力する搬送波周波数を自由に変更できるため、光インタフェースを変更することなく、搬送波周波数の変更、搬送波周波数の追加、変調帯域幅の変更が容易に行うことができ、今後の無線システムの発展に対し柔軟に対応できると考えている。

以下に、各章の成果について記載する。

2章では、1ビット BP-DSM のデジタル出力信号を用いて直接無線信号を出力する際に発生する波形歪について波形分離処理を施し、波形歪と隣接チャネル漏洩電力の関係について定式化を行った。また、この波形分離処理により出力波形が、時間軸に対し非線対称な時間波形となる場合、波形に含まれる非対称成分(歪の要因)を分離、除去することで、設計通りの高い隣接チャネル漏洩電力比が達成できることを確認した。

3章では、1ビット BP-DSM のデジタル出力波形に含まれる非対称成分による歪について、歪補償の視点から歪発生過程について考察し、通信帯域内に発生する歪に着目し、そのレプリカを生成して歪と相殺することで歪補償を実施した。検証では、立ち上がり時間と立ち下り時間について0から0.5 [UI] までの全ての組み合わせにおいて、歪補償後は設計値通りの高い隣接チャネル漏洩電力比が達成できることを確認した。また、歪のレプ

リカについては、データ速度を増加させることなく生成できることを確認した。

4章では、1ビット BP-DSM のマルチバンド機能として複数の無線信号を周波数多重し1ビットデジタルデータとして出力することを行った。この実現に当たり、ループフィルタとして2次巡回型フィルタを並列接続する構成を提案した。この構成では、送信するバンド数に応じて適応的にフィルタを分割・結合を行うことができ、帯域別にフィルタ特性の最適化を図った。この変調器の演算量負荷は、各変調信号の帯域幅にのみ依存し、キャリア間の周波数間隔に依存せず、搬送波周波数を自由に変更することができることを示した。この方式の実証として2波同時送信の事例においては、出力速度 10 Gb/s を用いて、3.5 GHz, 2.1 GHz において、変調帯域幅 40 MHz の LTE 信号を出力し、隣接チャンネル漏洩電力比 -49 dBc, -50 dBc を達成した。さらに、出力速度 10 Gb/s を一定としたまま、ループフィルタの係数を変更し3波同時送信を実証した。その結果、中心周波数 3.5 GHz, 2.1 GHz に加えて3波目として 0.8 GHz が同時送信可能となり、また各帯域における隣接チャンネル漏洩電力比も -45 dBc を達成することを示した。この3波同時送信の事例では、総変調帯域幅が 120 MHz となり、LTE-A 規格のキャリアアグリゲーション 100 MHz を上回る結果となっている。

5章では、4章のマルチバンド BP-DSM のデジタル出力波形に含まれる非対称成分による発生する歪について、3章の歪補償機能を拡張して各帯域毎に独立に歪補償を行った。検証では、立ち上がり時間と立ち下り時間について、 $0 \sim 0.5$ [UI] の範囲で変化をさせて歪補償を実施し、その全ての組み合わせにおいて、検証条件に依らず、常に歪補償が可能であることを確認した。

6章では、光ファイバを用いてデジタル伝送可能な1ビット BP-DSM を実現するため、伝送路符号化方式に対する周波数特性に着目し、低周波帯域における量子化ノイズを低減することでこの伝送路符号化の効果を実現した。この機能は、マルチバンド BP-DSM の応用により実現することができ、低周波帯域における量子化ノイズの抑圧量と帯域幅を最適化することにより、従来の伝送路符号化 8B10B と同程度の DC バランスとランレングスを実現した。

7. 2 今後期待される無線システム

本論文で記載したデジタル RF 技術は、今後様々な無線ビジネスへの展開することが期待される。図 7.1 は、この様子を示しており、マルチバンド送信機、フルアレーアンテナ機能、デジタル Radio On Fiber(DRoF) 等があげられる。ここで、DRoF は図 7.2 に示す通り信号処理機能の仮想化の方向があり、これは図 1.6 の発展系を示しており、低遅延ネットワークをベースとしてベースバンドユニットや無線アンテナユニットが接続されて構成されている。ここでベースバンドユニットは、現在のハード主体の状況から GPU やクラウド上の計算機能として実行されることを想定している。この場合、信号処理の機能は、クラウドの計算資源により動的に変更でき、ハードウェアの故障や災害によってネットワークの一部が機能不全に陥った場合でも、別のクラウドサーバでダメージを受けた機能の一部又は全てを移すことでサービスを継続することが可能となる。また、消費電力の観点では、クラウドサーバは年々低消費電力化が進められているため、ベースバンドユニットの信号処理機能に対する消費電力も年々低減されていくこととなる。つまりベースバンドユニットを仮想化することで低消費電力化や耐災害性の向上等、様々な効果が期待できる。次に、ネットワーク上のルーティングについても、4 章、6 章のマルチバンドの機能を応用して図 7.3 に示す通りルーティング情報を 1 ビットのデータに重畳することができる。ルータは、このルートタグを電力検知することでデジタル RF のデータを復調することなくルーティングすることができる。その結果、1つのベースバンドユニットから複数の無線アンテナユニットへ動的に接続してデジタル化された RF 信号を伝送することが可能となる。

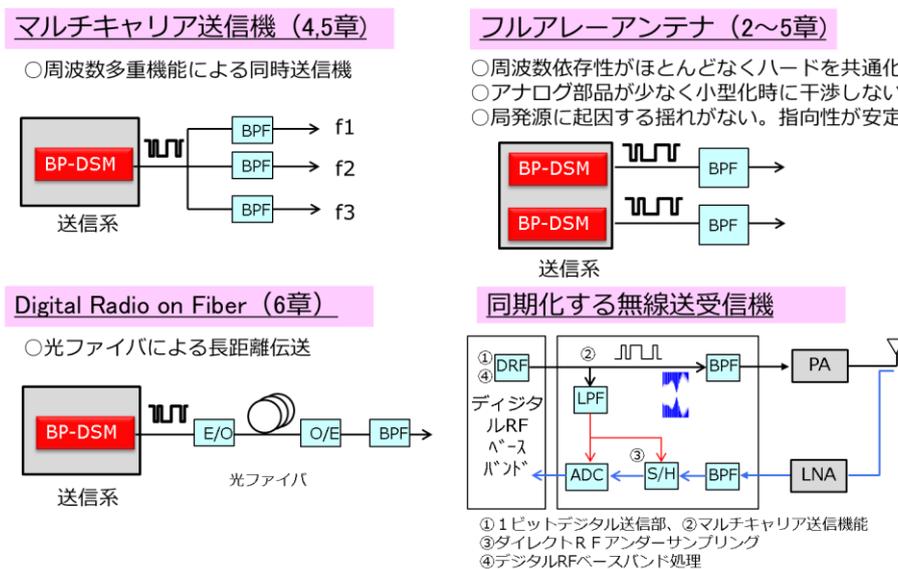


図 7.1 今後期待される無線ビジネスへの展開

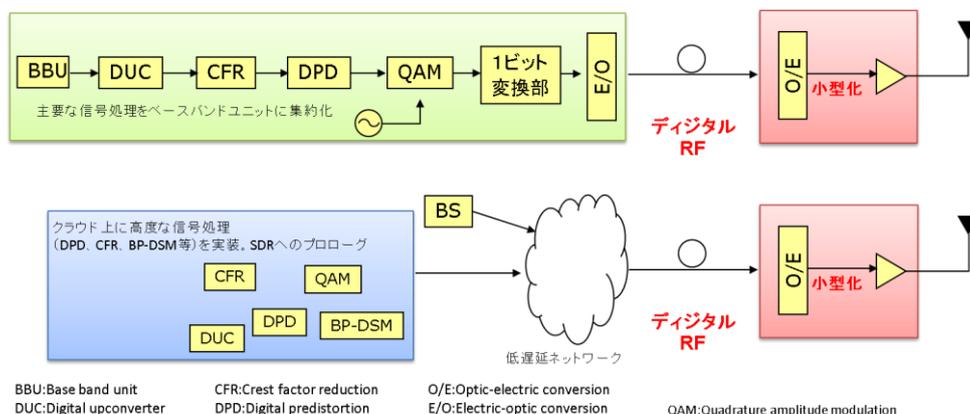


図 7.2 信号処理部の仮想化

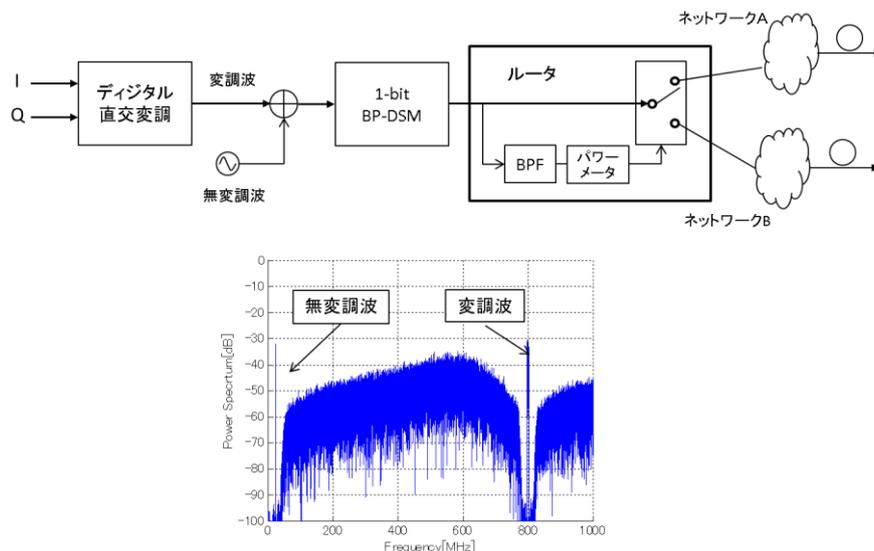


図 7.3 デジタル RF 信号のルーティング

またこのルーティングは、従来の RF 信号の分岐、合成とは異なり、デジタルデータとしてデータを 2 値化して中継しているため、分岐数を例えば 100 から 1000 に動的に変更できる。このような分岐は、従来の RF 信号では困難であり、デジタル RF 技術によって RF 信号のネットワーク化がより柔軟になると考えられる。

次に、図 7.1 に示した同期化する無線送受信機については、デジタル RF の送信機能に加えて、受信部としてダイレクト RF アンダーサンプリングの機能を追加することで、無線機の送受信部のアナログ周波数変換器、局部発振器をデジタル化することができる。この構成では、無線機全体(ベースバンド部、送信部、受信部)を 1 つのクロックに同期して動作することが可能となる。受信のサンプリングクロックについては、マルチバンドの送信

機能を活用して、無変調信号を1ビットのデータに重畳することができ、その結果送信部に同期して受信部も同期動作することができる。

7.3 今後の展望

本論文で取り扱ったデジタル RF 変調技術は、オーバサンプリング技術をベースとして構成している。このためサンプリング速度の半分の周波数までしか高周波を出力することができない。しかしながら第5世代無線通信システム以降の通信システムにおいては、現在よりもさらに広帯域かつ高周波で出力することが考えられている。これらに対応する方法としては、より高速なデータ速度を用いる方法が考えられるが、それ以外の方法としてデジタル RF 信号の出力が矩形波であることを活用して、その高周波成分を利用する方法が考えられる。

通常デジタル RF 信号は NRZ で出力されており、図 7.4(a) に示す通り、高調波成分は、Sinc 関数に従って減衰している。図 7.4(b) は、デジタルデータ列に対する信号処理上の概念を示しており、データレート(サンプリング周波数 f_s)の逆数の時間間隔を持ったインパルス列として表現されている。このデータレートが図 7.4(a) における、ナイキストゾーンの周波数帯域幅に相当し、時間波形がインパルス列で表現されているため、周波数領域では、このゾーン内の周波数スペクトラムが無制限まで複写されて出力されると解釈できる。

一方、実際に出力される NRZ の信号は、図 7.4(b) に示す様にパルス幅 $D(=1/f_s)$ とデジタルデータ列との畳み込みを行い、零次ホールドした信号 S_{out} を出力していると考えることができる。その結果、時間領域では、インパルス列が NRZ 信号に変換され、周波数領域では、図 7.4(a) の破線で示す Sinc 関数に従って高調波成分が抑圧される。

そこで、サンプリング速度を変化させず、使用したい高調波成分を強調するには、このパルス幅を変えることで実現できると考えられる。図 7.5 は、このパルス幅と高周波成分の関係を示しており、パルス幅を 50%、25% と圧縮する毎に高周波成分が強調されることが分かる。これの効果によって、高周波成分を活用出来る様になる。例えばデータレートが 10 Gb/s、パルス幅 50% であれば 10 GHz、パルス幅 25% であれば 20 GHz まで出力が可能となる。

最後に、デジタル RF 信号と誤り訂正機能の融合の可能性について触れておきたい。デジタル RF 信号は、オーバサンプリングベースとして構成されており、入力信号に対して 50 から 100 倍近くの冗長性を持っている。第 6 章では、この冗長性を利用して伝送路符号化の機能を実装し、ランレングス、DC バランスの制御を行った。このランレングスは、仮に 5 ビットを想定した場合には、連続 5 ビット以上の 0 又は 1 が継続しないことを意味するため、5 ビットを 1 つの状態と考えれば 32 状態を持った状態遷移表やトレリス線図を

作成することができ、かつ1つの状態にとどまり続ける自己への遷移はない。この状態遷移は、DC バランスがディスパリティ以上に崩れない様に遷移を繰り返していると解釈できる。そこで誤り訂正符号の視点で見れば、ビタビ復号のアルゴリズム等を用いて、このDC バランスをパスメトリックとして解釈することでデジタルデータ列に発生する誤りを検出、訂正することが考えられる。

符号理論の視点からは、オーバサンプリング率は符号化率 R が $1/\text{オーバサンプリング率}$ と等しく、 $1/50 \sim 1/100$ と極めて低い符号化率となるため、符号化利得 $10\log(1/R)$ は 17 dB から 20 dB 近く、非常に大きくなることを期待できる。

また上述した畳み込み符号の様な考え方以外にも、図 7.6 に示した様に、デジタル RF 信号の信号処理が並列化によって実装されることを考慮すれば、ブロック符号の機能と融合させることも可能と考えられる。この様にデジタル RF 信号のデータ列に誤り訂正機能を融合していくことが考えられる。

今後、この様な機能が実装されることで誤り訂正機能、直交変調機能、周波数変換機能等の送信系の全体最適化が進み、現在の設計方針が各機能毎の部分最適解であった視点からより自由かつ高度な、多様性のあるデジタル無線の世界が広がることを期待したい。

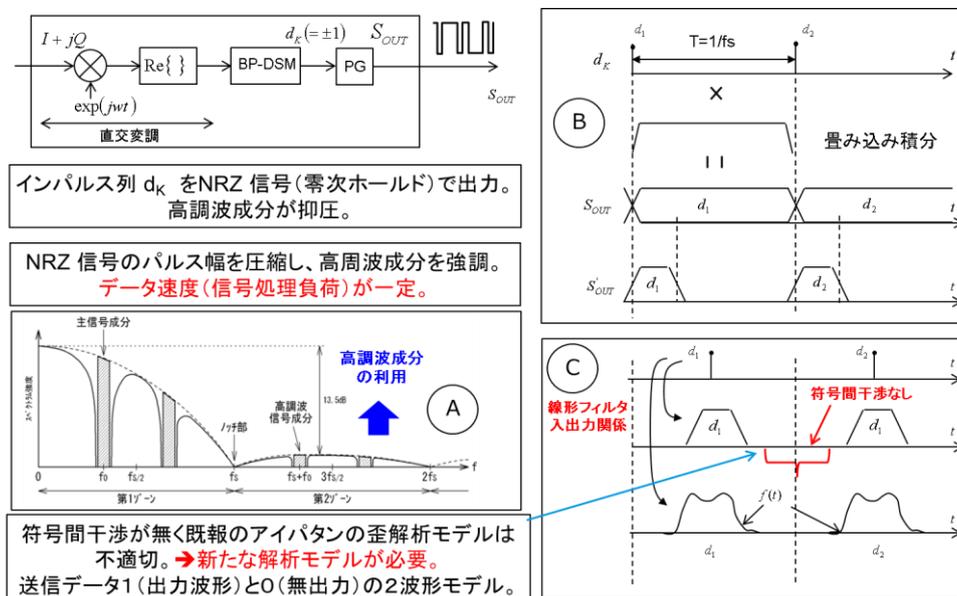


図 7.4 デジタル RF 信号の高周波化

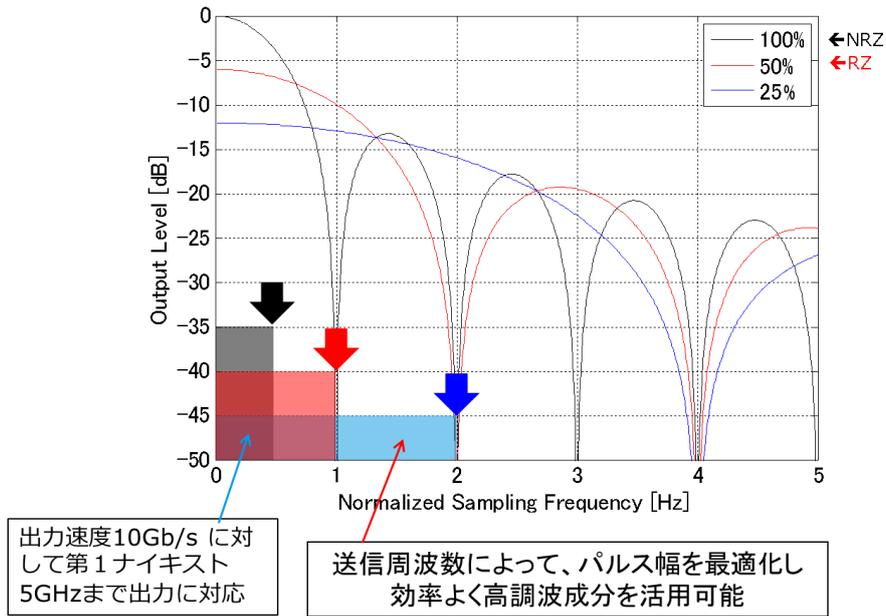
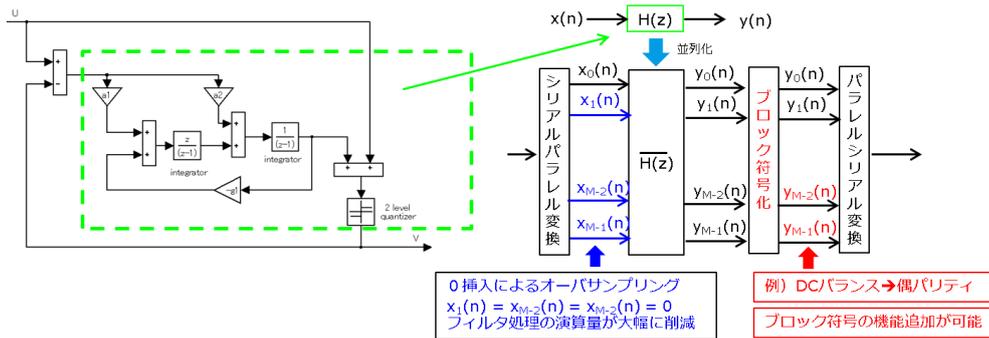


図 7.5 パルス幅と高周波成分の関係

伝送路符号化することでランレングス、ディスペリティを制御。トレリス線図の活用により誤り訂正（長延化）が可能。符号理論の視点からは、オーバーサンプリング率は符号化率に対応
 符号化率 $R = 1/\text{オーバーサンプリング率}$

高い誤り訂正の可能性

数Gb/sを出力するデルタシグマ変調器ではリアルタイム処理のため並列処理が必須
 数10ビット～数100ビットを一括出力→【ブロック符号の符号化と融合】



誤り訂正可能なデジタルRF信号の創出が可能がある

図 7.6 デジタルRF信号と誤り訂正機能の融合

略語表

略語表

AC	Alternating Current
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio
BBU	Base Band Unit
BER	Bit Error Ratio
BP-DSM	Band Pass Delta Sigma Modulation
CFR	Crest Factor Reduction
CRFB	a Cascade of Resonators with distributed Feedback
DAC	Digital Analog Converter
dB	decibell
DC	Direct Current
DNL	Differential Nonlinearity error
DPD	Digital Predistortion
DRoF	Digital Radio On Fiber
DSM	Delta Sigma Modulator
DSP	Digital Signal Processor
DUC	Digital Upconverter
E/O	Electric-Optic conversion
E-DSM	Envelope Delta Sigma Modulation
FPGA	Field-Programmable Gate Array
FTTH	Fiber To The Home
Gb/s	Giga bit per second
GPU	Graphics Processing Unit
IIR	Infinite Impulse Response
INL	Integral Nolinearity error
LAN	Local Area Network
LP-DSM	Low Pass Delta Sigma Modulation
LTE	Long Term Evolution
LTE-A	Long Term Evolution Advanced
MIMO	Multi Input Multi Output
NR	New Radio
NRZ	Non-Return to Zero
NTF	Noise Transfer Function
O/E	Optic-Electric conversion

略語表

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On Of Keying
OSR	Over Sampling Ratio
PDM	Pulse Density Modulation
PG	Pulse Generator
P-IIR	Parallel IIR
PPM	Pulse Position Modulation
PWM	Pulse Width Modulation
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RF	Radio Frequency
RoF	Radio On Fiber
SNR	Signal to Noise Ratio
STF	Signal Transfer Function
UI	Unit Interval
WiFi	Wireless Fidelity

参考文献

1 章

- [1-1] 総務省 website
電波利用の現状と 安心・安全な電波利用環境の構築に向けての取組み
<https://www.tele.soumu.go.jp/resource/j/ref/relate/event/symposium/001.pdf>
- [1-2] 日本 ITU 協会 website
我が国基礎・基盤研究の現状
https://www.ituaj.jp/wp-content/uploads/2013/08/2013_08-4.pdf
- [1-3] NTT ドコモ website
高度化 **C-RAN** アーキテクチャを活用した **LTE-Advanced** 商用開発
https://www.nttdocomo.co.jp/binary/pdf/corporate/technology/rd/technical_journal/bn/vol23_2/vol23_2_004jp.pdf
- [1-4] NTT ドコモ website
超多素子アンテナ. 5G. 2020 年のサービス実現に向けた 5G 技術特集. 5G マルチアンテナ技術
https://www.nttdocomo.co.jp/binary/pdf/corporate/technology/rd/technical_journal/bn/vol23_4/vol23_4_005jp.pdf
- [1-5] 3GPP TS36.211 v12.4.0, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); physical channels and modulation,” <http://www.3gpp.org>, 2015.
- [1-6] 総務省 website
電波政策 2020 懇談会 報告書
www.soumu.go.jp/main_content/000430220.pdf
- [1-7] NTT ドコモ website
ドコモ 5G ホワイトペーパー
https://www.nttdocomo.co.jp/corporate/technology/whitepaper_5g/
- [1-8] S. W. Chung, R. Ma, S. Shinjo and K. H. Teo, “Inter-band carrier aggregation digital transmitter architecture with concurrent multi-band delta-sigma modulation using out-of-band noise cancellation,” in Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Symp., Jun. 2015.
- [1-9] Y.Guo, H. Liu, X. Dai and Z. Lin, “Design of Multi-band Antenna for 4G Mobile Terminals,” 2016 progress in electromagnetic research symposium (PIERS), shanghai, china, 8–11, august.
- [1-10] B. Vaz, A. Lynam, B. Verbruggen, A. Laraba, C. Mesadri, A. Boumaalif, J. Mcgrath, U. Kamath, R. De Le Torre, A. Manlapat, D. Breathnach, C. Erdmann,

- and B. Farley, "16.1A 13b 4GS/s digitally assisted dynamic 3-stage asynchronous pipelined-SAR ADC," ISSCC 2017, pp. 276 – 277.
- [1-11] W. Kim, J. Rode, A. Scuderi, H. Son, C. S. Park, and P. M. Asbeck, "An efficient voltage-mode class-d power amplifier for digital transmitters with delta-sigma modulation," Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, June 2011.
- [1-12] H. Inose, Y. Yasuda, and J. Murakami, "A telemetering system by code modulation $\Delta\Sigma$ modulation," IRE Trans. on set, vol.8, no.3, pp.205-209, 1962.
- [1-13] R.W. Adams, "Design and implementation of audio 18-bit analog-to-digital converter using oversampling techniques," presented at the 77th. Convention of the audio engineering society, humbrg, (1985), jurnal of audio eng. Soc., vol.34, no.3, 1986.
- [1-14] 社団法人日本オーディオ協会, "オーディオ 10 年のあゆみ", 1997.
- [1-15] アナログ・デバイセズ, "A-D/D-A 変換 IC の実用技術", 黒田 徹訳, CQ 出版社, 2013.
- [1-16] A. Jayaraman, P. F. Chen, G. Hanington, L. Larson, and P. M. Asbeck, "Linear high-efficiency microwave power amplifiers using bandpass delta-sigma modulators" IEEE microwave and guided wave letters , vol. 8, no. 3, pp 121-123, march 1998.
- [1-17] M. Iwamoto, A. Jayaraman, G. Hanington, P. F. Chen, A. Bellora, W. Thorton, L. E. Larson, and P. M. Asbeck, "Bandpass delta-sigma class-S amplifier," electron. lett., vol. 36, pp. 1010-1012 , Jun. 2000.
- [1-18] T. Johnson, and S. P. Stapleton, "RF class-D amplification with bandpass sigma-delta modulator rive signals," IEEE Trans. Circuits and Systems I, vol. 53, no. 12, pp. 2507-2520, Dec. 2006.
- [1-19] T. Hung, J. Rode, L. E. Larson, and P. M. Asbeck, "Design of h-bridge class-D power amplifiers for digital pulse modulation transmitters," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 55, no. 12, pp. 2845-2855, Dec. 2007.
- [1-20] W. Kim, J. Rode, A. Scuderi, H. Son, C. S. Park, and P. M. Asbeck, "An efficient voltage-mode class-D power amplifier for digital transmitters with delta-sigma modulation," Proceedings of the 41st European Microwave Conference, Oct. 2011.
- [1-21] K.Motoi, A.Wentzel, M.Tanio, S.Hori, M.Hayakawa, W.Heinrich, and K. Kunihiro, "Digital doherty transmitter with envelope delta sigma modulated class-D GaN power amplifier for 800MHz band," IMS2014.
- [1-22] R. Schreier and M. Snelgrove, "Bandpass delta-sigma modulation," Electron.

- Lett., Nov. 1989, vol. 25.
- [1-23] A. Frappe, A. Flament, B. Stefanelli, A. Kaiser and A. Cathelin, "An all-digital RF signal generator using high-speed $\Delta\Sigma$ modulators," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 44, no. 10, Oct. 2009.
- [1-24] S. Hori, K. Kunihiro, K. Takahashi, and M. Fukaishi, "A 0.7-3GHz envelope $\Delta\Sigma$ modulator using phase modulated carrier clock for multi-mode/band switching amplifiers," Proceedings of Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), June 2011.
- [1-25] R. Schreier, and G. C. Temes, Understanding Delta-Sigma Data Converters, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [1-26] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, "1-bit band-pass delta-sigma modulator with Parallel IIR Form for concurrent multiband digital transmitter," IEICE Trans. Communications vol.E100-B, no.7, pp.1152-1159, Jul. 2017.
- [1-27] A. Frappe, A. Flament, B. Stefanelli, A. Kaiser, and A. Cathelin, "An all-digital RF signal generator using high-speed $\Delta\Sigma$ modulators," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 44, No. 10, Oct. 2009
- [1-28] A. K. Gupta, J. Venkataraman, and O. M. Collins, "Measurement and reduction of ISI in high-dynamic-range 1-bit signal generation," IEEE Trans. Circuits and Systems I, vol. 55, No. 11, pp. 3593-3606, Dec. 2008.
- [1-29] H. Ruotsalainen et al., "Equivalent complex baseband model for digital transmitters based on 1-bit quadrature pulse encoding," IEEE Trans. Circuits and Systems I, vol. 62, No.11, pp. 2739-2747, Nov. 2015.

2 章

- [2-1] J. H. Kim, S. J. Lee, J. H. Jung, and C. S. Park, "60% High-efficiency 3G LTE power amplifier with three-level delta sigma modulation assisted by dual supply injection," Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, June 2011.
- [2-2] S. Hori, K. Kunihiro, K. Takahashi, and M. Fukaishi, "A 0.7-3GHz envelope $\Delta\Sigma$ modulator using phase modulated carrier clock for multi-mode/band switching amplifiers," Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), June 2011.

- [2-3] T. Noda, W. Someya, Y. Iikura, Y. Umeda, and Y. Kozawa, "Bi-level quadrature-modulation low-pass EPWM transmitter using half side of tri-level delta sigma modulator," Proceedings of Power amplifiers for wireless and radio applications(PAWR), Jan. 2015.
- [2-4] R. Schreier, and M. Snelgrove, "Bandpass delta-sigma modulation," Electron. Lett., vol. 25, Nov. 1989.
- [2-5] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, "High ACLR 1-bit direct radio frequency converter using symmetric waveform," Proceedings of the 42st European Microwave Conference, Oct. 2012.
- [2-6] L.Risbo, R.Hezar, B.Kelleci, H.Kiper, and M.Fares,"Digital approaches to ISI-mitigation in high-resolution oversampled multi-level D/A converters," IEEE J. Solid-state circuits, vol.46, no.12, Dec. 2011.
- [2-7] A. K. Gupta, J. Venkataraman, and O. M. Collins, "Measurement and reduction of ISI in high-dynamic-range 1-bit signal generation," IEEE Trans. Circuits and Systems I, vol. 55, No. 11, pp. 3593-3606, Dec. 2008.
- [2-8] J. O. Coleman, "The spectral products created by nonlinear intersymbol interference in NRZ data," Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Nov. 2005.
- [2-9] S. Yoon,"All-digital transmitter architecture based on bandpass delta-sigma modulator", International Symposium on Communications and Information Technology(ISCIT 2009), pp.703 - 706,28-30 Sept. 2009
- [2-10] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, "High ACLR 1-bit direct radio frequency converter using symmetric waveform," Proceedings of the 42st European Microwave Conference, Oct. 2012.

3 章

- [3-1] J. H. Kim, S. J. Lee, J. H. Jung, and C. S. Park, "60% High-efficiency 3G LTE power amplifier with three-level delta sigma modulation assisted by dual supply injection," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.1-4, June 2011
- [3-2] S. Hori, K. Kunihiro, K. Takahashi and M. Fukaishi, "A 0.7-3GHz envelope $\Delta\Sigma$ modulator using phase modulated carrier clock for multi-mode/band switching amplifiers," Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), June 2011
- [3-3] T. Noda, W. Someya, Y. Iikura, Y. Umeda, and Y. Kozawa, "Bi-level quadrature-modulation low-pass EPWM transmitter using half side of tri-level

参考文献

- delta sigma modulator,” Proceedings of Power amplifiers for wireless and radio applications (PAWR), Jan. 2015.
- [3-4] R. Schreier, and M. Snelgrove, “Bandpass delta-sigma modulation,” *Electron. Lett.*, vol. 25, Nov. 1989.
- [3-5] J. O. Coleman, “The spectral products created by nonlinear intersymbol interference in NRZ data,” *Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, Nov. 2005.
- [3-6] A. K. Gupta, J. Venkataraman, and O. M. Collins, “Measurement and reduction of ISI in high-dynamic-range 1-bit signal generation,” *IEEE Trans. Circuits and Systems I*, vol. 55, no.11, pp. 3593-3606, Dec. 2008.
- [3-7] H. Ruotsalainen, N. Leder, B. Pichler, H. Arthaber, and G. Magerl, “Equivalent complex baseband model for digital transmitters based on 1-bit quadrature pulse encoding,” *IEEE Trans. Circuits and Systems I*, vol. 62, No.11, pp. 2739-2747, Nov. 2015.
- [3-8] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, “1-bit Feedforward distortion compensation technology for bandpass delta-sigma modulation,” *IEICE Trans. Communications* vol.E99-B, no.5, pp.1087-1092, 2016.
- [3-9] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, “Cancellation for asymmetrical waveform in 1-bit bandpass delta-sigma modulators,” *IEICE Trans. Communications* vol.E100-B, no.6, pp.1017-1022, June, 2017.

4章

- [4-1] NTT ドコモ website

超多素子アンテナ. 5G. 2020年のサービス実現に向けた5G技術特集. 5G マルチアンテナ技術

https://www.nttdocomo.co.jp/binary/pdf/corporate/technology/rd/technical_journal/bn/vol23_4/vol23_4_005jp.pdf

- [4-2] J. H. Kim, S. J. Lee, J. H. Jung, and C. S. Park, “60% High-efficiency 3G LTE power amplifier with three-level delta sigma modulation assisted by dual supply injection,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp.1-4, June 2011
- [4-3] S. Hori, K. Kunihiro, K. Takahashi and M. Fukaishi, “A 0.7-3GHz envelope $\Delta\Sigma$ modulator using phase modulated carrier clock for multi-mode/band switching amplifiers,” *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, June 2011

- [4-4] T. Noda, W. Someya, Y. Iikura, Y. Umeda, and Y. Kozawa, "Bi-level quadrature-modulation low-pass EPWM transmitter using half side of tri-level delta sigma modulator," Proceedings of Power amplifiers for wireless and radio applications (PAWR), Jan. 2015.
- [4-5] R. Schreier, and M. Snelgrove, "Bandpass delta-sigma modulation," *Electron. Lett.*, vol. 25, Nov. 1989.
- [4-6] A. Jayaraman, P. F. Chen, G. Hanington, L. Larson, and P. M. Asbeck, "Linear high-efficiency microwave power amplifiers using bandpass delta-sigma modulators" *IEEE microwave and guided wave letters* , vol. 8, no. 3, pp 121-123, march 1998.
- [4-7] M. Iwamoto, A. Jayaraman, G. Hanington, P. F. Chen, A. Bellora, W. Thorton, L. E. Larson, and P. M. Asbeck, "Bandpass delta-sigma class-S amplifier," *electron. lett.*, vol. 36, pp. 1010-1012 , Jun. 2000.
- [4-8] T. Johnson, and S. P. Stapleton, "RF class-D amplification with bandpass sigma-delta modulator rive signals," *IEEE Trans. Circuits and Systems I*, vol. 53, no. 12, pp. 2507-2520, Dec. 2006.
- [4-9] T. Hung, J. Rode, L. E. Larson, and P. M. Asbeck, "Design of h-bridge class-D power amplifiers for digital pulse modulation transmitters," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 12, pp. 2845-2855, Dec. 2007.
- [4-10] W. Kim, J. Rode, A. Scuderi, H. Son, C. S. Park, and P. M. Asbeck, "An efficient voltage-mode class-D power amplifier for digital transmitters with delta-sigma modulation," Proceedings of the 41st European Microwave Conference, Oct. 2011.
- [4-11] K.Motoi, A.Wentzel, M.Tanio, S.Hori, M.Hayakawa, W.Heinrich, and K. Kunihiro,"Digital doherty transmitter with envelope delta sigma modulated class-D GaN power amplifier for 800MHz band," IMS2014.
- [4-12] L.Risbo, R.Hezar, B.Kelleci, H.Kiper, and M.Fares,"Digital approaches to ISI-mitigation in high-resolution oversampled multi-level D/A converters," *IEEE J. Solid-state circuits*, vol.46, no.12, Dec. 2011.
- [4-13] A. K. Gupta, J. Venkataraman, and O. M. Collins, "Measurement and reduction of ISI in high-dynamic-range 1-bit signal generation," *IEEE Trans. Circuits and Systems I*, vol. 55, No. 11, pp. 3593-3606, Dec. 2008.
- [4-14] A. K. Gupta, J. Venkataraman, and O. M. Collins, "Measurement and reduction of ISI in high-dynamic-range 1-bit signal generation," *IEEE Trans. Circuits and Systems I*, vol. 55, no.11, pp. 3593-3606, Dec. 2008.

- [4-15] H. Ruotsalainen, N. Leder, B. Pichler, H. Arthaber, and G. Magerl, "Equivalent complex baseband model for digital transmitters based on 1-bit quadrature pulse encoding," *IEEE Trans. Circuits and Systems I*, vol. 62, No.11, pp. 2739-2747, Nov. 2015.
- [4-16] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, "1-bit Feedforward distortion compensation technology for bandpass delta-sigma modulation," *IEICE Trans. Communications* vol.E99-B, no.5, pp.1087-1092, 2016.
- [4-17] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, "Cancellation for asymmetrical waveform in 1-bit bandpass delta-sigma modulators," *IEICE Trans. Communications* vol.E100-B, no.6, pp.1017-1022, June, 2017.
- [4-18] T. Maehata, K. Totani, S. Kameda, and N. Suematsu, " Concurrent dual-band 1-bit digital transmitter using band-pass delta-sigma modulator," in *Proc. of European Microwave Conference*, pp.1523 - 1526, Oct. 2013.
- [4-19] S. W. Chung, R. Ma, S. Shinjo and K. H. Teo, "Inter-band carrier aggregation digital transmitter architecture with concurrent multi-band delta-sigma modulation using out-of-band noise cancellation," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, pp.1-4, Jun. 2015.
- [4-20] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, "1-bit band-pass delta-sigma modulator with parallel IIR form for concurrent multiband digital transmitter," *IEICE Trans. Communications*, vol.E100-B, no.7, pp.1152-1159, Jul. 2017.
- [4-21] R. Schreier and G. C. Temes, *Understanding Delta-Sigma Data Converters*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [4-22] K. Chao, S. Nadeem, W. L. Lee and C. G. Sodini, "A higher order topology for interpolative modulators for oversampling A/D converters," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. 37, no. 3, Mar. 1990.
- [4-23] 谷萩隆嗣, "デジタルフィルタと信号処理", コロナ社, 2001.
- [4-24] M. Nagahara, and Y. Yamamoto, "Frequency domain min-max optimization of noise-shaping delta-sigma modulators," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 60, no. 6, pp. 2828-2839, 2012.
- [4-25] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, "1-bit band-pass delta-sigma modulator with parallel IIR form for concurrent multiband digital transmitter," *IEICE Trans. Communications* vol.E100-B, no.7, pp.1152-1159, Jul. 2017.

5 章

- [5-1] 3GPP TS36.211 v12.4.0, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); physical channels and modulation,” <http://www.3gpp.org>, 2015.
- [5-2] R. Schreier and M. Snelgrove, “Bandpass sigma-delta modulation,” *Electron. Lett.*, vol. 25, pp.1560-1561, Nov. 1989.
- [5-3] R. Schreier, and G. C. Temes, *Understanding delta-sigma data converters*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [5-4] M. Rawat, P. Roblin, C. Quindroit, and K. Salam, “Concurrent dual-band modeling and digital predistortion in the presence of unfilterable harmonic signal interference,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 63, no. 2, pp. 625-637, Feb., 2015.
- [5-5] B. Fehri, and S. Boumaiza. “Dual-band digital predistortion using a single transmitter observation receiver and single training engine,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol 65, no.1, pp.315-321, Jan. ,2017.
- [5-6] S. W. Chung, R. Ma, S. Shinjo, and K. H. Teo, “Inter-band carrier aggregation digital transmitter architecture with concurrent multi-band delta-sigma modulation using out-of-band noise cancellation,” *Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, pp.1–4, June 2015.
- [5-7] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, “1-bit band-pass delta-sigma modulator with parallel IIR form for concurrent multiband digital transmitter,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E100-B, no.7, Jul. 2017.
- [5-8] T. Kitayabu, Y. Amano, and H. Ishikawa, “Concurrent dual-band transmitter architecture for spectrum aggregation system,” *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium*, pp. 689-692, Jan. 2010.
- [5-9] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, “Cancellation for asymmetrical waveform in 1-bit bandpass delta-sigma modulators,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E100-B, no.6, Jun. 2017.
- [5-10] H. Ruotsalainen, N. Leder, B. Pichler, H. Arthaber, and G. Magerl, “Equivalent complex baseband model for digital transmitters based on 1-bit quadrature pulse encoding,” *IEEE Trans. Circuits and Systems I*, vol. 62, No. 11, pp. 2739-2747, Nov. 2015.
- [5-11] T. Maehata, S. Kameda and N. Suematsu, “High ACLR 1-bit direct radio frequency converter using symmetric waveform,” *Proc. 42nd European Microwave*

Conference, pp.1051-1054, Oct. 2012.

- [5-12] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, "1-bit feedforward distortion compensation technology for bandpass delta-sigma modulation," vol.E99-B, no.05, pp.1087-1092, May 2016.
- [5-13] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, "Asymmetrical waveform compensation for concurrent dual-band 1-bit band-pass delta-sigma modulator with a quasi-elliptic filter," IEICE Trans. Communications Vol.E101-B, No.6, Jun. 2018.

6 章

- [6-1] J. H. Kim, S. J. Lee, J. H. Jung, and C. S. Park, "60% High-efficiency 3G LTE power amplifier with three-level delta sigma modulation assisted by dual supply injection," Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, June 2011
- [6-2] S. Hori, K. Kunihiro, K. Takahashi, and M. Fukaishi, "A 0.7-3GHz envelope $\Delta\Sigma$ modulator using phase modulated carrier clock for multi-mode/band switching amplifiers," Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), June 2011
- [6-3] T. Noda, W. Someya, Y. Iikura, Y. Umeda, and Y. Kozawa, "Bi-level quadrature-modulation low-pass EPWM transmitter using half side of tri-level delta sigma modulator," Proceedings of Power amplifiers for wireless and radio applications(PAWR), Jan. 2015.
- [6-4] R. Schreier, and M. Snelgrove, "Bandpass delta-sigma modulation," Electron. Lett., vol. 25, Nov. 1989.
- [6-5] A. X. Widmer and P. A. Franaszek, " A DC-balanced, partitioned-block, 8b/10b transmission code", IBM Journal of research and development, vol.27, no.5, 1983.
- [6-6] W. Coene, "Combi-codes for dc-free runlength-limited coding," IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol.46, no.4, nov. 2000.
- [6-7] V. Braun, and A. Janssen, 'On the low-frequency suppression performance of DC-free runlength-limited modulation codes,' IEEE Transactions on consumer electronics, vol.42, pp.939-945, 1996.
- [6-8] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, "A novel channel coding scheme for digital RF transmitter comprising a 1-bit band-pass delta-sigma modulator," 2014 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), pp. 932-934, 2014.

参考文献

研究業績

(1)本研究に関する発表論文

学術論文

- [1] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, “1-bit feedforward distortion compensation technology for bandpass delta-sigma modulation,” IEICE Trans. Communications vol.E99-B, no.5, pp.1087-1092, 2016.
- [2] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, “Cancellation for asymmetrical waveform in 1-bit bandpass delta-sigma modulators,” IEICE Trans. Communications vol.E100-B, no.6, pp.1017-1022, June, 2017.
- [3] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, “1-bit band-pass delta-sigma modulator with parallel IIR form for concurrent multiband digital transmitter,” IEICE Trans. Communications Vol.E100-B, No.7, pp.1152-1159, Jul. 2017.
- [4] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, “Asymmetrical waveform compensation for concurrent dual-band 1-bit band-pass delta-sigma modulator with a quasi-elliptic filter,” IEICE Trans. Communications vol.E101-B, no.6, Jun. 2018.
(To be published)
- [5] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, “A line coding for digital RF transmitter using a 1-bit band-pass delta-sigma modulator,” IEICE Trans. Communications (条件付き採録)

国際会議(査読あり)

- [1] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, “High ACLR 1-bit direct radio frequency converter using symmetric waveform,” in Proc. of European Microwave Conference, pp.1051-1054, Oct. 2012.
- [2] T. Maehata, K. Totani, S. Kameda, and N. Suematsu, “ Concurrent dual-band 1-bit digital transmitter using band-pass delta-sigma modulator,” in Proc. of European Microwave Conference, pp.1523 - 1526, Oct. 2013.
- [3] T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, “A novel channel coding scheme for digital RF transmitter comprising a 1-bit band-pass delta-sigma modulator,” 2014 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), pp. 932-934, 2014.

研究会

- [1] 前嶋 貴, 亀田卓, 末松憲治, ”バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調による1ビットRFデジタル送信器,” 電子情報通信学会技術報告, SR2012-8(2012-05), pp.49-52, 2012.

研究業績

- [2] 前嶋 貴, 戸谷一幸, 亀田 卓, 末松憲治, ”フィードフォワード型歪補償によるバンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器の開発,” 電子情報通信学会技術報告, SR2012-63(2012-10), pp.107-114, 2012.
- [3] 前嶋 貴, 戸谷一幸, 亀田 卓, 末松憲治, ”1ビットデジタルRF送信器に関する新伝送路符号化方式,” 電子情報通信学会技術報告, SAT2013-9(2013-05), pp.51-56, 2013.
- [4] 前嶋 貴, 戸谷一幸, 亀田 卓, 末松憲治, ”1ビットデジタルRF送信器に関する要素技術開発,” 電子情報通信学会技術報告, SR2013-2(2013-5), pp.9-15, 2013.
- [5] 前嶋 貴, 亀田 卓, 末松憲治, ”1ビットデジタルRFにおける非対称成分推定法の提案,” 電子情報通信学会技術報告, SR2014-16(2014-05), pp.103-109, 2014.
- [6] 前嶋 貴, 亀田 卓, 末松憲治, ”1ビットバンドパス $\Delta\Sigma$ 変調による高調波成分を用いた送信器,” 電子情報通信学会技術報告, SAT2014-27(2014-8), pp.11-14, 2014.
- [7] 前嶋 貴, 亀田 卓, 末松憲治, ”1-bit BP-DSM方式における非線形符号間干渉の補償,” 電子情報通信学会技術報告, SR2015-17(2015-07), pp.7-11, 2015.
- [8] 前嶋 貴, 亀田 卓, 末松憲治, ”デジタルRF技術の研究開発,” 電子情報通信学会技術報告, SR2016-77(2016-10), pp.127-134, 2016.
- [9] 前嶋 貴, 亀田 卓, 末松憲治, ”1-bit BP-DSM方式デュアルバンド変調器における非対称波形成分を考慮したひずみ抑圧法,” SR2017-26(2017-07), pp.15-21, 2017.

口頭発表

- [1] 前嶋 貴, 亀田卓, 末松憲治, ”BP-DSMにおけるベースバンド波形と ACLR の考察,” 電子情報通信学会総合大会講演論文集, C-2-15, pp.56, Mar, 2012.
- [2] 前嶋 貴, 戸谷一幸, 亀田卓, 末松憲治, ”1ビットバンドパス $\Delta\Sigma$ 変調方式によるマルチキャリア送信,” 電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-8-12, pp247, Mar., 2013.
- [3] 前嶋 貴, 亀田卓, 末松憲治, ”バンドパスデルタシグマ変調における非線形成分の抑圧技術,” 電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-17-12, pp.559, Mar., 2015.
- [4] 前嶋 貴, 亀田卓, 末松憲治, ”バンドパスデルタシグマ変調を用いた2波同時送信器における非対称成分の抑圧について,” 電子情報通信学会総合大会講演論文集, B-7-44, pp.452, Mar., 2016.

受賞

- [1] 2012年 電子情報通信学会ソフトウェア無線研究会において技術特別賞
- [2] 2013年 電子情報通信学会衛星通信研究会において衛星通信研究賞

[3] 2017年 電子情報通信学会スマート無線研究会において論文賞

Appendix A

A. 1 BP-DSM の設計手法

図 A.1 は、1 ビットデジタル RF 送信器のブロック図を示しており、直交変調された信号が BP-DSM によって 2 次変調され、1 ビットのデータ列として出力する様子を示している。図 A.2 は、この 1 ビット BP-DSM の一構成例として、低歪モードの CRFB(cascade of resonators with distributed feedback)型デルタシグマ変調器とその等価モデルを示している。式 (A.1)はこのブロック図の入出力関係を表現しており、出力信号 V が、入力信号 U の第 1 項と、2 値化される際に生じる量子化誤差 $E(z)$ とその係数として雑音伝達関数 (Noise Transfer Function: NTF)を持つ第 2 項の和で表わされている。ここで $NTF(z)$ は式(A.2)として与えられる。BP-DSM は、この $NTF(z)$ を所望の搬送波周波数帯域で量子化雑音を抑圧するバンドストップフィルタとして設計し、入力信号を妨害する事なく、高い SNR を有した信号を出力する。具体的には、図 A.2 の破線部に着目すると、入力信号 U と出力信号 V との差分(量子化誤差)を算出した後、信号処理を実行している事から、ループフィルタ $L(z)$ と $NTF(z)$ は、式(A.3)として関係づけられる。そこで、図 A.2(a)に示された各種パラメータ a_1, a_2, g_1 は、式(A.2),(A.3) から算出する事が出来る。

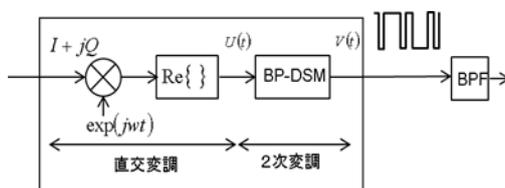
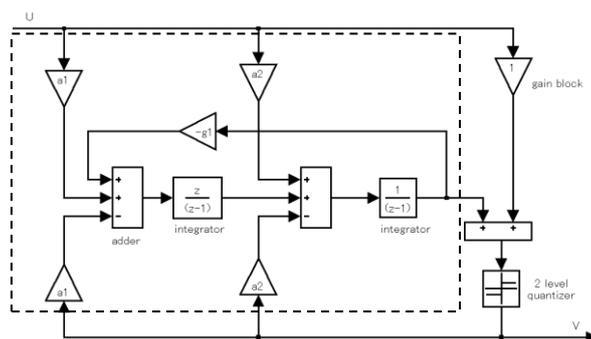
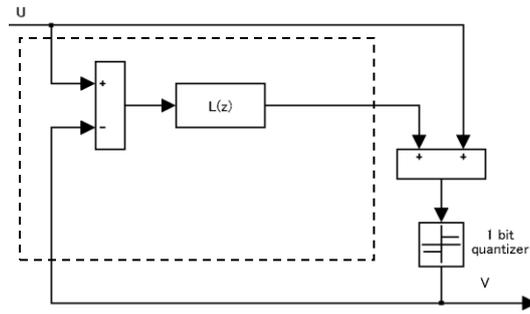


図 A.1 1 ビットデジタル RF 送信器のブロック図

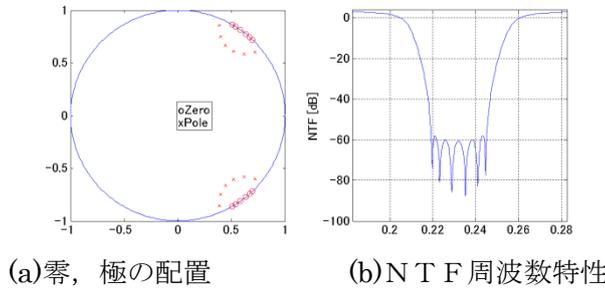


(a)ブロック図



(b)動作等価モデル

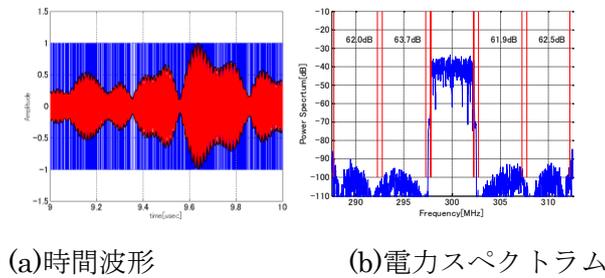
図 A.2 低歪モード CRFB 型デルタシグマ変調



(a)零, 極の配置

(b)NTF 周波数特性

図 A.3 設計事例



(a)時間波形

(b)電力スペクトラム

図 A.4 BP-DSM の入出力波形

$$V(z) = STF(z)U(z) + NTF(z)E(z) = U(z) + NTF(z)E(z) \quad (A.1)$$

$$NTF(z) = \prod_{i=1} \frac{z - z_{xi}}{z - p_{xi}} = \frac{z^2 - (2 - g_1)z + 1}{z^2 - (2 - a_1 - a_2 - g_1)z + 1 - a_2} \quad (A.2)$$

$$L(z) = \frac{1}{NTF(z)} - 1 = \frac{(a_1 + a_2)z + (a_2)z^2}{z^2 - (-2 + g_1)z + 1} \quad (A.3)$$

図 A.2, A.3 は, NTF の設計事例として逆チェビシェフ特性を持つバンドストップフィルタを設計した事例と入出力時間波形及び電力スペクトラムを示している. この時, 図

A.4(b)より隣接チャネル特性(Adjacent Channel Leakage Ratio : ACLR)として 60 dBc が得られている事が確認出来る。

同様にして、CFRB のフィルタ次数及びオーバーサンプリング数(=伝送帯域幅/出力データ速度)を様々に組み合わせて設計した結果を図 A.5 に示す。

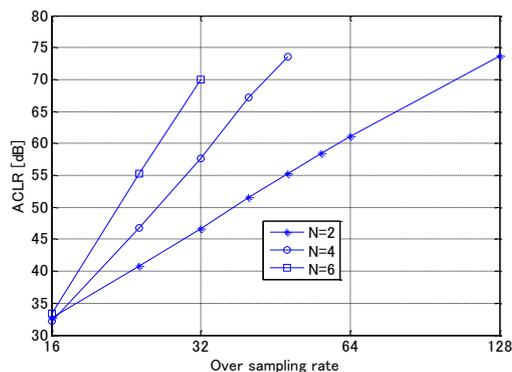


図 A.5 オーバサンプリング数と ACLR の関係

この図 A.5 から明らかな様に、CFRB のフィルタ次数とオーバーサンプリング数を大きくするに従って、高い SNR を示し、1 ビット出力においてオーバーサンプリング数が 100 程度あれば、2 次フィルタでも 60dB 以上を実現できる事が分かる。

図 A.6 は、上述のデルタシグマ変調器を設計する際に考慮すべき設計項目を示している。図 A.6 は、左から右へ設計を進める事で、デルタシグマ変調の設計を行っている。

まず、デルタシグマ変調の設計は、図 A.5 に示している特性を参考に次数とオーバーサンプリング数の選択から始まる。次に図 A.6 に示した量子化雑音を抑圧する NTF の零、極の配置を検討し、その周波数特性を確認する。さらに NTF、STF を具体化するためのフィードフォワード或いはフィードバックなどのブロック図の選択を行う。先の例では、フィードバック型の CRFB を選択している。この構成は、FPGA 等で実現する場合、加算器、乗算器の入力数がフィルタの次数に依らず一定となるため、高次のフィルタを設計する際に容易に 2 次フィルタを接続することができるため比較的实现がしやすいという特徴がある。

次にこの選択した構成から NTF を算出し、零、極の配置から計算した NTF と係数比較する事により、トポロジー内の全てのパラメータを算出する。

最後にトポロジー内の係数について固定小数点化を図るため、数値計算によってこの影響を検証し、パラメータの再調整を行う。

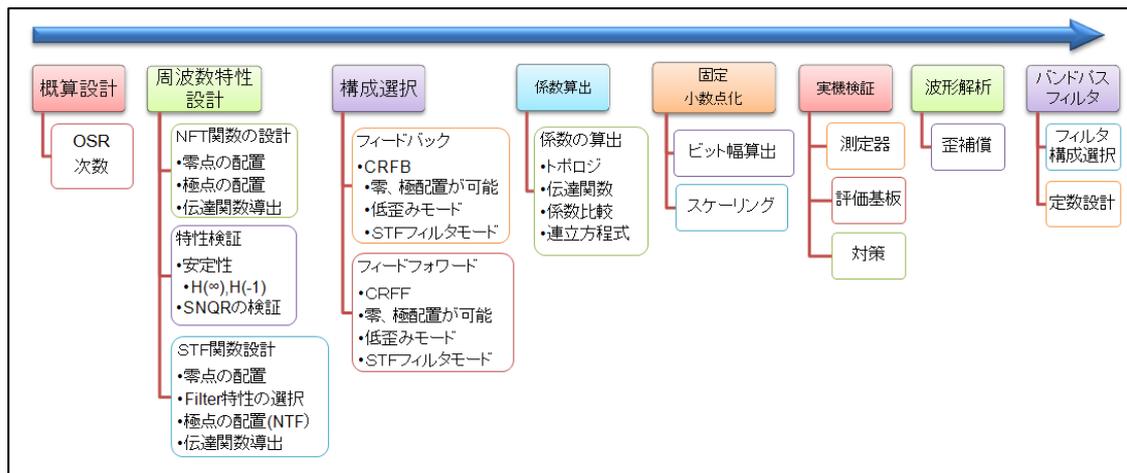


図 A.6 デルタシグマ変調器の開発フロー

A. 2 LP-DSM から BP-DSM への変換

デルタシグマ変調器は、音声系において LP-DSM が活用され、無線分野において BP-DSM が活用されている。1 ビットオーディオ分野における LP-DSM の研究成果は多く、この成果を BP-DSM へ展開することは非常に有効な設計手法と考えられる。音声系でのデルタシグマ変調器は、音声帯域幅 22 kHz，サンプリング速度が数 MHz が用いられている。このため、BP-DSM では、3 桁スケールして利用すると考えれば、変調帯域幅 22 MHz，サンプリング速度が数 GHz となる。

一般的に、デジタルフィルタにおいて低域フィルタ，広域フィルタ，帯域フィルタ，帯域阻止フィルタを相互変換する方法は確立されており，ここでは広域フィルタ(LP-DSM)から帯域阻止フィルタ(BP-DSM)への変換する方法を活用する。BP-DSM に使用する正規中心周波数を w_0 とする場合，その変換式は式 (A.4) で与えられる。

$$z \rightarrow -z \frac{z+c}{cz+1}, c = -\cos(w_0), 0 \leq w_0 \leq \pi \tag{A.4}$$

図 A.2 において， $1/(z-1)$ ， $z/(z-1)$ ，の各ブロックは，式 (A.4) によって，式 (A.5)，(A.6) と変換される。

$$\frac{1}{z-1} = \frac{1}{-z \frac{z+c}{cz+1} - 1} = \frac{cz+1}{-z(z+c)-(cz+1)} = \frac{cz+1}{-z^2 - cz - cz - 1} = \frac{-cz-1}{z^2+2cz+1} \tag{A.5}$$

$$\frac{z}{z-1} = z \frac{1}{z-1} = -z \frac{z+c}{cz+1} \left(\frac{-cz-1}{z^2+2cz+1} \right) = \frac{z(z+c)}{z^2+2cz+1} = \frac{z^2+cz}{z^2+2cz+1} \tag{A.6}$$

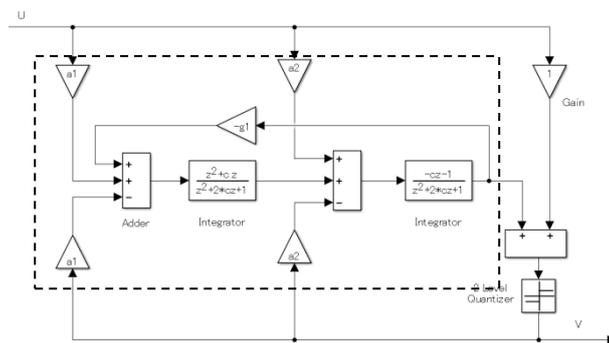


図 A.7 低歪モード CRFB 型 BP-DSM のブロック図

謝辞

本研究は、東北大学大学院工学研究科通信工学専攻の博士課程後期3年の課程において行われたものであり、終始懇切丁寧なご指導とご鞭撻を賜りました東北大学 電気通信研究所教授 末松 憲治 博士に心から感謝いたします。

学位論文審査にあたり、細部に渡ってご検討を頂くとともに、有益なご討論、貴重なご助言をもってご指導頂きました東北大学 電気通信研究所教授 中沢 正隆 博士，同大学院 工学研究科 通信工学専攻教授 陳 強 博士，同電気通信研究所准教授 亀田 卓 博士に深く感謝いたします。

本研究を論文にまとめるにあたり、多くの有益なご助言とご指導を頂きました元 東北大学 電気通信研究所教授 高木 直 博士に深く感謝いたします。

また本研究を進める上で熱心な御討論を頂きました東北大学 電気通信研究所助教 本良 瑞樹 博士に厚く感謝を致します。

本研究を行う機会を頂くと共に、会社での業務と並行した大学院での研究活動について、ご支援を頂きました，住友電気工業株式会社 情報ネットワーク研究開発センター センター長 吉江 信夫 氏，同所 無線伝送システム研究部部長 平田 仁士 氏に深く感謝いたします。

本研究の遂行及び論文をまとめるにあたり，国内，国際学会等で，有益なご助言，御指導を頂きました，前 住友電気工業株式会社 伝送デバイス研究部技師長 徳満 恒雄 博士，福岡大学工学部 電子情報工学科教授 太郎丸 眞 博士，東京理科大学 理工学部電気電子情報工学科教授 榎田 洋太郎 博士，NTT ドコモ 先進技術研究所主幹研究員 鈴木 恭典 博士，双信電機株式会社 常務取締役 酒井 拓充 氏，ダイレクトRF株式会社 社長(前 住友電気工業株式会社)戸谷 一幸 氏に深く感謝いたします。

本研究の遂行にあたり 1 ビットオーディオの分野におけるデルタシグマ変調技術について貴重な御助言を頂きました，早稲田大学名誉教授 山崎芳男 博士，同大学 理工学術院 基幹理工学部 表現工学科教授 及川 靖広 博士をはじめとする 1 ビットオーディオ研究会の方々に深く感謝いたします。

本研究の遂行及び論文をまとめるにあたり，様々な計測方法や解析方法及びその実現方法について貴重な御助言を頂きました，アンリツ株式会社，キーサイト・テクノロジーズ合同会社，日本テクトロニクス株式会社，日本ナショナルインスツルメンツ株式会社，ローデ・シュワルツ・ジャパン株式会社，マスワークス合同会社，株式会社パルテック，他各社の方々に感謝致します。

私の学生時代の恩師で，私に科学的な物の見方，考え方を教えて頂いた，大阪大学名誉教授 西川 雅弘 博士 ，同大学名誉教授 三間 囿興 博士，元 関西大学名誉教授

謝辞

大東 延久 博士に深く感謝いたします。

本研究の遂行にあたり貴重なご助言を頂くとともに，多大なご支援を頂きました，住友電気工業株式会社 無線伝送システム研究部 持田 英史 博士，岳 麗 博士，大西 政彦 氏，に深く感謝いたします。

そして，長年に渡り私を内側から支え，常に励まし見守ってくれた家族と両親に心から感謝いたします。

本研究は，以上のように数多くの方々からのご指導とご協力のもとに実行できたものであり，最後に重ねて心から感謝いたします。