

スペクトラム解析装置における
高ダイナミックレンジ化と 100 GHz 超解析技術に関する研究

平成 28 年 4 月

布 施 匡 章

目次

第 1 章 序論	1
1.1. 研究の背景	1
1.1.1. スプリアス発射規定	3
1.1.2. スペクトラムアナライザ	5
1.2. 本研究の目的と意義	7
1.3. 本論文の構成	8
1.4. 参考文献	11
第 2 章 時間インターリーブ方式 AD 変換器のダイナミックレンジの改善	13
2.1. まえがき	13
2.2. 時間インターリーブ AD 変換器	14
2.2.1. 概要	14
2.2.2. 問題点	14
2.3. 等化ブロックを付加したインターリーブ AD 変換器	16
2.3.1. インターリーブ AD 変換器の等価回路	16
2.3.2. 構成	17
2.3.3. 動作原理	19
2.4. 計算機シミュレーション	22
2.4.1. ミスマッチ特性	22
2.4.2. スプリアス評価	25
2.4.3. 時間領域データ評価	27
2.5. 実験結果	29
2.5.1. スプリアス評価結果	29
2.5.2. 連続試験結果	32
2.6. あとがき	34
2.7. 参考文献	35
第 3 章 周波数インターリーブ技術による周波数変換器のダイナミックレンジの改善 ..	37

3.1.	まえがき	37
3.2.	周波数インタリーブ周波数変換器	38
3.2.1.	従来方式	38
3.2.2.	周波数インタリーブ方式	38
3.2.3.	ダイナミックレンジの改善	39
3.2.4.	信号再生原理	42
3.3.	計算機シミュレーション	48
3.3.1.	信号分波部	48
3.3.2.	被測定信号	50
3.3.3.	分波器出力	51
3.3.4.	信号再生結果	53
3.4.	原理検証装置による検証	55
3.4.1.	実験装置概要	55
3.4.2.	マルチトーン信号による確認	56
3.4.3.	変調信号による確認	65
3.4.4.	ダイナミックレンジの確認	69
3.5.	あとがき	70
3.6.	参考文献	72
第 4 章	高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置	73
4.1.	まえがき	73
4.2.	システム構成	73
4.2.1.	周波数変換モジュール	75
4.2.2.	信号再生動作	80
4.3.	スプリアス観測実験	81
4.3.1.	被測定信号	81
4.3.2.	高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置による観測結果	83
4.4.	バーストスプリアス観測実験	92
4.4.1.	被測定信号	92

4.4.2.	掃引型スペクトラムアナライザによる観測結果	95
4.4.3.	FFT 方式スペクトラムアナライザによる観測結果	98
4.4.4.	高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置による観測結果	101
4.5.	あとがき	103
4.6.	参考文献	104
第 5 章	100 GHz 超基本波ミキシングによる高ダイナミックレンジ測定	105
5.1.	まえがき	105
5.2.	基本波ミキシング評価実験	106
5.2.1.	評価装置のレベル補正	107
5.3.	ミリ波増幅器のひずみ測定	110
5.3.1.	測定系	110
5.3.2.	評価結果	110
5.4.	あとがき	115
5.5.	参考文献	116
第 6 章	100 GHz 超プリセクタ搭載スペクトラムアナライザ	117
6.1.	まえがき	117
6.2.	140 GHz ミリ波スペクトラムアナライザ	118
6.2.1.	プリセクタ	119
6.2.2.	光ローカル信号	124
6.2.3.	同期制御原理	127
6.3.	評価結果	127
6.3.1.	レベル測定誤差	127
6.3.2.	相互変調 3 次インターセプトポイント (TOI) 測定	128
6.3.3.	平均表示雑音レベル (DANL) 測定	131
6.3.4.	測定ダイナミックレンジ	132
6.3.5.	CW 信号によるスプリアス測定	133
6.3.6.	広帯域変調信号によるスペクトラム測定	135

6.4. あとがき	142
6.5. 参考文献	142
第 7 章 結論	145
7.1. 本論文のまとめ	145
A. 付録	147
A.1. 周波数変換の基本原理	147
謝辞	152
研究業績リスト	153

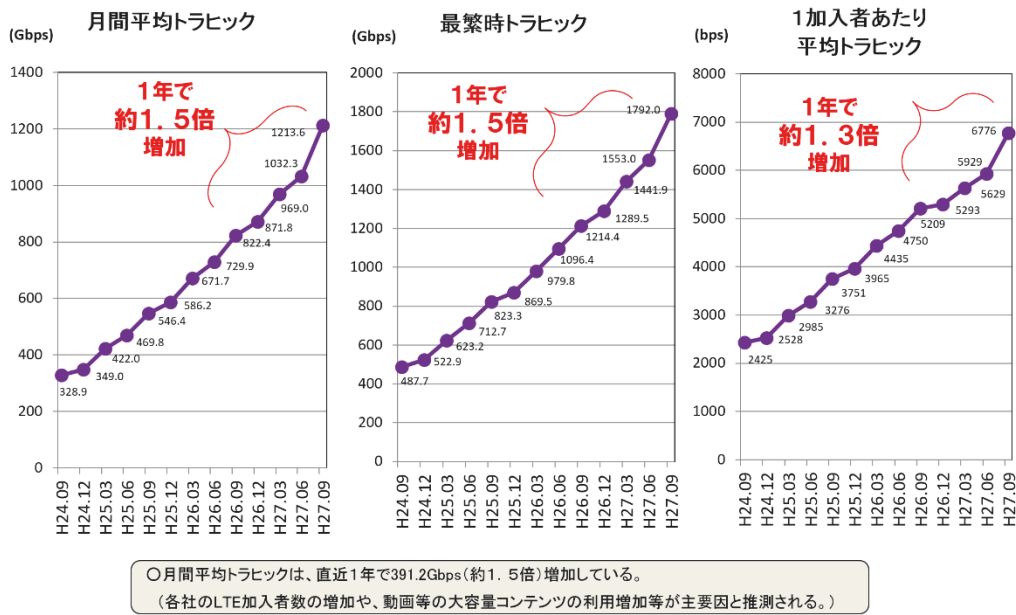
第 1 章 序論

1.1. 研究の背景

ユビキタスネットワーク社会を迎え、携帯電話（スマートフォンを含む）の普及率は 1 億 5000 万台を超えた[1-1],[1-2]。移動通信システムは、1980 年代に普及した第 1 世代（1G）のサービスからほぼ 10 年ごとに世代を変え、現在の第 4 世代（4G）へと進化を遂げてきた。モバイルデータトラフィックは増加の一途をたどり、近年では、1.5 倍/年の率で増加し続け（Fig. 1-2）、2020 年代には、2010 年と比較し 1000 倍超のトラフィックとなる可能性があるといわれている[1-3]。そのため、第 5 世代（5G）通信方式が各国で検討されている。5G では、さらなる高速化・大容量化を実現するため、より高い周波数帯の活用が検討され、最大 100 GHz までの周波数帯までの利用が検討されている[1-4]～[1-6]。モバイル通信以外でも、家庭内ワイヤレスブロードバンド WPAN（Wireless Personal Area Network）や、安全・安心な運転をサポートする自動車レーダ等において、ミリ波帯による無線システムが利用され始めている[1-7]～[1-10]。また、100 GHz を超える周波数を無線通信に利用する 100 GHz 超無線システム実現への取組も積極的に行われてきている[1-11],[1-12]。

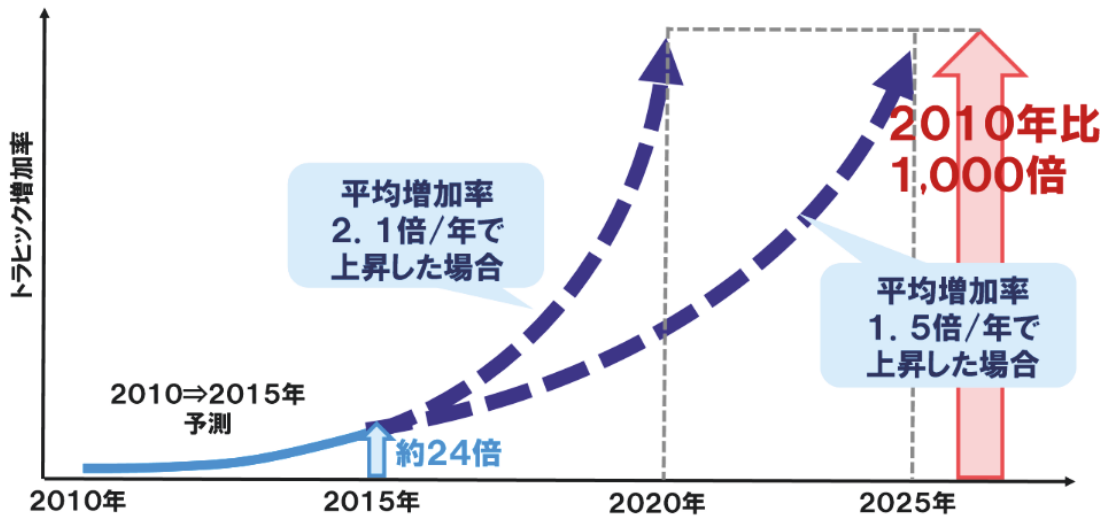
これまで、ミリ波帯周波数は、半導体デバイスの実現難易度、価格により、利用されてこなかった周波数帯であった。しかしながら半導体デバイス技術の進歩と、ミリ波帯通信システムに関する研究開発が進められ、利用の可能性が高まってきた[1-13],[1-14]。この周波数帯における効率的な周波数利用を提案できれば、周波数の逼迫状態を緩和でき、限りある電波資源の有効利用を促進することが可能となる。

移動通信トラフィックの推移(過去3年間)



出典：総務省公表データ：我が国の移動通信トラフィックの現状

Fig. 1-1 Current state of the mobile communication traffic in Japan.



出典 電波政策ビジョン懇談会（第11回）配布資料（資料11-5）

Fig. 1-2 2020s prediction of mobile data traffics.

1.1.1. スプリアス発射規定

無線局（設備・システム）は、他無線局に電波障害を与えないよう、無線局から発射される周波数、レベル、高調波、低調波、寄生発射などが RR・電波法により厳しく制限されている[1-15]。送信信号のうち、通信に必要な周波数帯域を除いた周波数成分の信号を不要発射と呼び、その強度をスプリアスの発射強度として定義し管理している。この不要発射は、通常、変調に伴う側帯波成分や高調波、ローカル信号の漏れ成分などが含まれる。Fig. 1-3 に不要発射の周波数範囲のイメージ図を示す。不要発射の測定範囲は、Table 1-1 に示すように送信波の搬送波周波数（基本周波数）に応じて測定範囲が無線設備規則にて規定されており、通常この不要発射の測定は、スペクトラムアナライザ（スペクトラム解析装置）を用いて測定が行なわれる[1-16]。例えば 70 GHz 帯を利用する無線局の場合には、140 GHz 帯まで不要発射の測定評価を行う必要がある。スペクトラムアナライザの代わりに、電界強度測定器などの周波数選択機能を持つ測定器も利用可能ではあるが、スペクトラムアナライザを使用した場合と比較し作業性が大きく劣る。そのため、無線局の高周波化とともに、スペクトラムアナライザ等測定器の高周波数化が望まれている。

さらに、電波の有効利用が図られるように、実際の運用状態における不要発射をできる限り低減させるべきとの観点から、無変調状態で測ることが前提とされていた測定が、実際の運用状態（変調状態）で測定するよう変更された[1-17],[1-18]。そのため PAPR（Peak-to-Average Power Ratio）が大きい信号を評価する場合には、従来の単一キャリア変調信号を評価する場合に比べ、高いダイナミックレンジをもつ測定器が必要とされている。

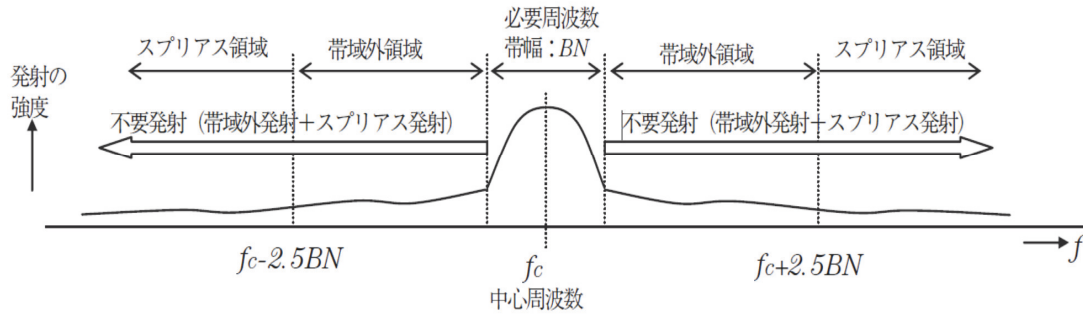


Fig. 1-3 A conceptual diagram of the out-of-band region and spurious band.

Table 1-1 Frequency range for measurement of unwanted emissions.[1-15]

Fundamental frequency range	Frequency range for measurements	
	Lower limit	Upper limit (The test should include the entire harmonic band and not be truncated at the precise upper frequency limit stated)
9 kHz-100 MHz	9 kHz	1 GHz
100 MHz-300 MHz	9 kHz	10th harmonic
300 MHz-600 MHz	30 MHz	3 GHz
600 MHz-5.2 GHz	30 MHz	5th harmonic
5.2 GHz-13 GHz	30 MHz	26 GHz
13 GHz-150 GHz	30 MHz	2nd harmonic
150 GHz-300 GHz	30 MHz	300 GHz

1.1.2. スペクトラムアナライザ

無線設計，解析に欠かすことのできない測定器であるスペクトラムアナライザは，無線通信システムの進化とともに進化を続けている。スペクトラムアナライザは，入力信号の周波数ごとのパワー（電力）を測定し，周波数軸上のスペクトラムとして描き出す測定器である。一般的なスペクトラムアナライザは，スーパーヘテロダイン方式の掃引型のスペクトラムアナライザであるが，現在はデジタル化が進み，IF 周波数（Intermediate Frequency）以降の処理をデジタル化したデジタル IF 方式のスペクトラムアナライザが主流となっている [1-19],[1-20]。Fig. 1-4 にデジタル IF 方式のスペクトラムアナライザの構成を示す。

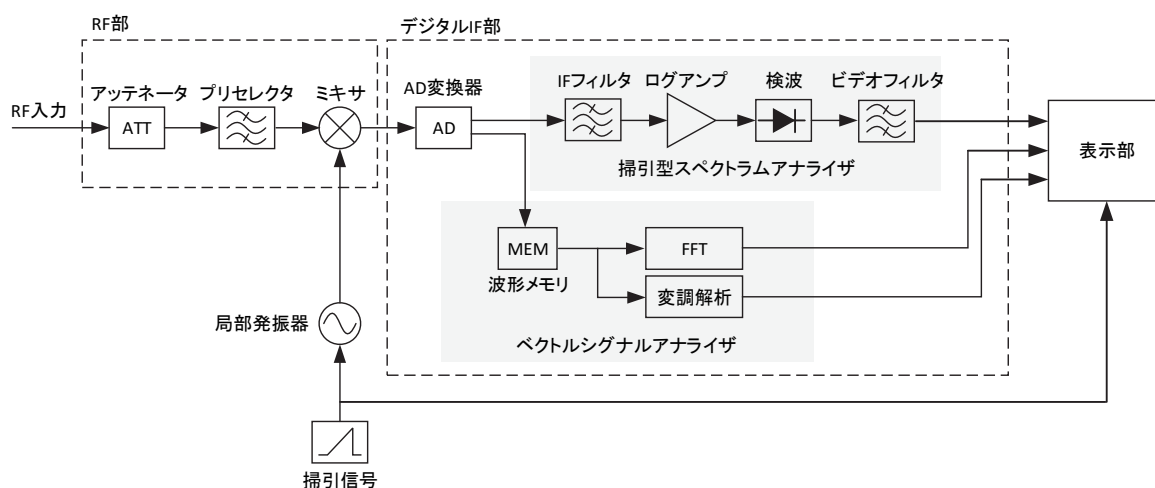


Fig. 1-4 Block diagram of the digital IF system spectrum analyzer.

基本的には，入力される RF（Radio Frequency）信号を周波数変換器（ミキサ）で中間周波数のアナログ信号（IF 信号）に変換し，フィルタ処理および増幅を施してから検波し，ビデオフィルタで帯域制限をかけた後，ディスプレイにて表示する。周波数変換を行うミキサの局部発振器（ローカル信号発振器）の周波数を掃引することで，RF 信号の強度を，周波数を変えながら観測する。デジタル IF 方式は，ミキサで周波数変換された IF 信号を AD 変換器（Analog to Digital Converter）によりデジタル信号に変換し，その後デジタル化された IF 信号に対してデジタル信号処理により掃引型スペクトラムアナライザと同等の処理を施し，周波数スペクトラム解析を行う（以

下、掃引型スペクトラムアナライザ)。

デジタル IF 方式のスペクトラムアナライザには、デジタル方式の特徴を活かし、ベクトルシグナル解析機能を持つものも多数存在する。一般に FFT (Fast Fourier transform) 方式と呼ばれ、波形メモリに蓄積されたデータに対して信号処理をすることで、スペクトラム解析を行う (以下、FFT 方式スペクトラムアナライザ)。スペクトラム解析だけでなく、デジタル変調信号の変調精度の測定や、スプリアスの観測、隣接チャンネル漏えい電力測定などにも用いられる。

掃引型スペクトラムアナライザでは、目的とする測定周波数範囲を掃引しスペクトラムを観測するため、全て異なった時間での測定結果が一つの周波数スペクトラムとして構成され表示される [1-21],[1-22]。測定周波数範囲内で入力信号が時間的に変化しない場合には有効な方式である。FFT 方式スペクトラムアナライザと比べてダイナミックレンジの高い測定が可能となる [1-23],[1-24]。しかし、OFDM 変調信号のように時々刻々変化する信号のスペクトラムを解析して、広帯域 RF 信号と近傍スプリアス信号の同時刻における振る舞いを観測し、両者の因果関係を把握するなど、周波数共用時のトラブル発生原因の究明等にあたるには、FFT 方式スペクトラムアナライザを代表とする同時周波数解析技術が必要となるため、必要に応じて適宜使い分ける必要がある。

FFT 方式のスペクトラムアナライザの性能は、主に AD 変換器と周波数変換器の性能により制限されるため、無線局の高周波化・広帯域化にともない、高速で高分解能な AD 変換器と低歪みな周波数変換器の要求が高まっている。一方掃引方式のスペクトラムアナライザの性能は、RF 周波数を IF 周波数に変換する周波数変換器に依存する。無線局の高周波化・広帯域化にともない、高周波数で動作する低歪みな周波数変換器が必要とされている。

1.2. 本研究の目的と意義

国際的にも、周波数をより有効に利用するため、国際電気通信連合 (International Telecommunication Union) においてスプリアス発射の規定が見直され、従来よりも、厳格な測定を行うことが求められている。電波の有効利用を促進するためには、周波数共用を促し、より周波数利用効率の高い新たな無線システムの市場投入が必要となる。本研究は、スペクトラム解析装置の高性能化により、今後爆発的に増大するモバイルデータトラフィックを支える新たな無線システムの研究開発に貢献するとともに、国内の電波利用環境を適切に維持するための環境整備に寄与し、限りある電波資源の有効利用促進に貢献することを目的としている。

本論文では、スペクトラム解析装置の高性能化に関し、2つのテーマに絞り論じる。

第一のテーマは、FFT 方式スペクトラム解析装置の広帯域化・高ダイナミックレンジ化についてである。広帯域化・高ダイナミックレンジな FFT 方式のスペクトラム解析を実現するためには、高速・高分解能で AD 変換する技術、低歪で RF 周波数を IF 周波数に周波数変換する技術が欠かせない。そこで、インタリーブ技術を利用し広帯域化・高ダイナミックレンジ化を目指す。具体的には、

- 1) 高速・高分解能な AD 変換を実現するため、時間インタリーブ AD 変換方式において問題となるスプリアスの低減手法について検討する。スプリアスを低減することで高速化・高ダイナミックレンジ化を目指す。
- 2) 低歪で周波数変換する技術を実現するため、入力信号を複数の帯域に分波し周波数変換を行う周波数インタリーブ方式について検討する。分波し周波数変換することにより周波数変換器で生じる歪みを抑え、広帯域・高ダイナミックレンジ化を目指す。

第二のテーマは、掃引方式スペクトラム解析装置の高周波化・高ダイナミックレンジ化についてである。従来 100 GHz を超える周波数においては利用されてこなかった基本波ミキシング技術を 100 GHz を超えるスペクトラム解析に適用する。さらに基本波ミキシング技術と、研究開発された可変ミリ波フィルタ (プリセクタ) を統合、制御することにより、ダイナミックレンジを維持したまま装置全体の高周波化を計る。

1.3. 本論文の構成

本論文の構成を Fig. 1-5 に示す。第 1 章は序論である。

第 2 章では、スペクトラム解析装置の広帯域化・高ダイナミックレンジ化を実現するにあたり、欠かすことのできない高速・高分解能で AD 変換する方法について述べる。時間インタリーブ方式 AD 変換器において、発生するスプリアスを低減する手法として、推定補正方式インタリーブ AD 変換器を提案し、基本原理について述べ、提案方式が、インタリーブ方式 AD 変換器で問題となるスプリアス低減に有効な手法であることを示す。

第 3 章では、スペクトラム解析装置の広帯域化の方法として周波数インタリーブ方式を提案する。本方法の基本原理、特徴、シミュレーションによる検証結果、試作した周波数変換器の構成、試作装置による解析結果について記述する。本手法が、測定ダイナミックレンジを維持したまま広帯域信号を解析することが可能であることを示し、スペクトラム解析装置の高ダイナミックレンジ化に有効な手法であることを実証する。

第 4 章では、周波数インタリーブ方式周波数変換器の分波後の信号をさらに信号分配し、分配後の信号をそれぞれ周波数変換する方式を新たに提案し、提案方式を用いた高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置を構築し検証を実施する。さらに、構築した装置によるスプリアス測定を行い、掃引式スペクトラムアナライザと同等の性能で、FFT 方式スペクトラム解析装置が実現できることを実証する。

第 5 章では、従来の高調波ミキサを使用した測定に比べ、不要な信号成分が少なく、かつダイナミックレンジが大きい測定を実現できる 100 GHz 超基本波ミキシング評価装置を構築し検証を実施する。従来の高調波ミキサを使用した測定に比べ、マルチプルレスポンスが少なく、かつダイナミックレンジが大きい測定を実現できることを示し、100 GHz を超える周波数帯のスペクトラム解析において、基本波ミキシングがスペクトラム解析装置の高ダイナミックレンジ化に有効な手法であることを実証する。

第 6 章では、新構造のプリセレクタを搭載した 100 GHz を超えるミリ波スペクトラムアナライザの構成について記す。また、構築した装置による基本性能評価を実施し、実現された装置のダイナミックレンジを算出、測定ダイナミックレンジが改善し

ていることを示す。さらに実際の広帯域変調信号の測定を通して、構築したスペクトラムアナライザの有効性を示す。

第7章では、上記内容を纏めるとともに結論を記す。

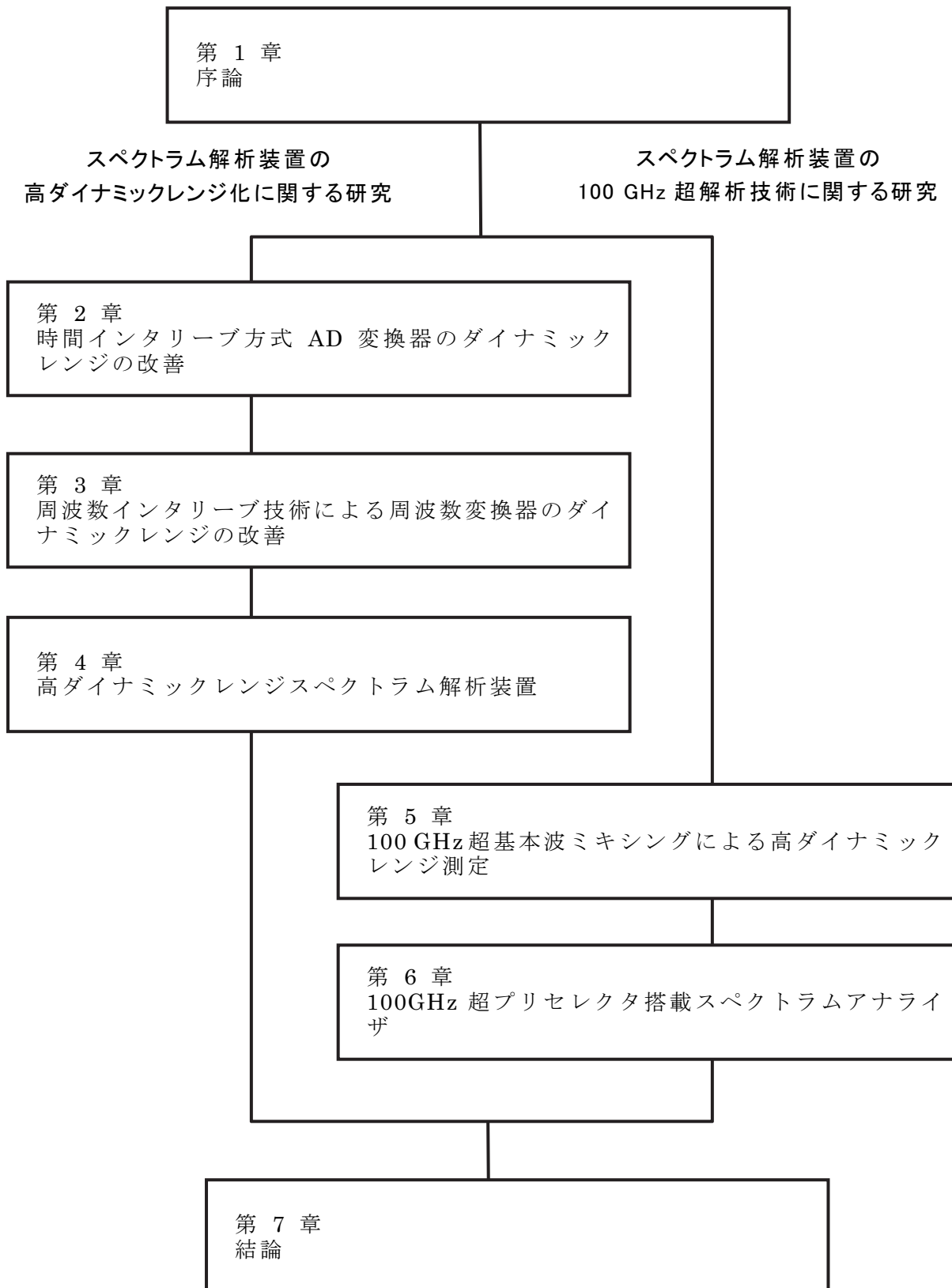


Fig. 1-5 Configuration of contents.

1.4. 参考文献

- [1-1] “携帯電話の世界市場に関する調査結果 2015”, 矢野経済研究所, 2015.
- [1-2] “電気通信サービスの契約数及びシェアに関する四半期データの公表（平成26年度第4四半期（3月末））”, 総務省, 2015.
- [1-3] “電波政策ビジョン懇談会（第11回）配布資料（資料11-5）”, 総務省, 2015.
- [1-4] “Huawei white paper 5G: A Technology Vision,” Huawei Technologies Co., Ltd., 2014.
- [1-5] “Ericsson White paper 5G radio access,” Ericsson AB, 2015.
- [1-6] “NOKIA white paper looking ahead to 5G,” Nokia Solutions and Networks, 2014.
- [1-7] 宮本 和彦, 大橋 洋二, 藤島 実, “79GHz 帯レーダーシステムの高度化に関する研究開発”, 総務省「電波資源拡大のための研究開発」第7回成果発表会, No.2, 2014.
- [1-8] K.Miyamoto, Y.Nakagawa, “79GHz-band millimeter-wave radar high precision and wide field of view technologies,” Microwave Conference Proceedings (APMC) 2014, TH2E-3, Nov. 2014.
- [1-9] 高橋 和晃, 滝波 浩二, “IEEE802.11ad/WiGig を応用したミリ波帯無線の動向と今後の展望”, 電子情報通信学会誌, Vol.98, No.10, 2015.
- [1-10] 松沢 晋一郎, “車載用ミリ波レーダ”, 電子情報通信学会誌, Vol.98, No.10, pp.872-875, 2015.
- [1-11] 津持 純, 杉之下 文康, 岡部 聡, “SHV 伝送用 120GHz 帯 FPU の開発”, 映像情報メディア学会技術報告, No.34, pp.45-48, 2013.
- [1-12] 津持 純, 岡部 聡, 杉之下 文康, 竹内 淳, 高橋宏行, 枚田明彦, “SHV 信号伝送用 120GHz 帯 FPU の 1.25km 伝送実験”, 電子情報通信学会総合大会論文集, C-2-111, 2014.
- [1-13] 渡邊祐, “ミリ波領域の半導体技術における課題と挑戦”, 信学技報, MW2014-51, 2014.

- [1-14] T.Shimura, H.Matsumura, Y.Kawano, M.Sato, T.Suzuki, Y.Ohashi, “Multi-channel Low-noise receiver and transmitter for 76-81 GHz automotive radar systems in 65 nm CMOS,” EuMC2014.
- [1-15] “Unwanted emissions in the spurious domain,” Recommendation ITU-R SM.329-12 (09/2012).
- [1-16] “スプリアス領域における不要発射等の測定方法例”, 情報通信審議会答申 H16.11.29 (諮問第 2007 号関係), 2007.
- [1-17] “別表第一 スプリアス発射又は不要発射の強度の測定方法”, 無線設備規則
- [1-18] 藤田 昇, “不要発射の強度の測定”, RF ワールド, No.13, 2011.
- [1-19] 成井 克巳, “新世代シグナル・アナライザの技術と観測例”, RF ワールド, No.12, 2010.
- [1-20] 薩川 格広, “無線設計の不具合を見つけ出せ, スペアナの進化が視界を広げる”, EE Times Japan, 2011.
- [1-21] 大森俊一・横島一郎・中根央:「高周波・マイクロ波測定」, コロナ社(1996)
- [1-22] 山崎弘郎編:「計測工学ハンドブック」, 朝倉書店(2001)
- [1-23] “Guide to Spectrum Analyzers”, White Paper 0808, Anritsu Company (2008)
- [1-24] “Agilent Performance Spectrum Analyzer Series Swept and FFT Analysis,” Application Note 5980-3081EN, Agilent Technologies (2004)

第 2 章 時間インタリーブ方式 AD 変換器のダイナミックレンジの改善

2.1. まえがき

高速かつ高分解能な AD 変換器を実現する手段として、サンプリング速度は比較的低速ながら高分解能な AD 変換器を複数個用いて、それらを位相のずれたクロックで動作させるインタリーブ AD 変換器が提案されている [2-1]。

しかし、このインタリーブ AD 変換器は、各チャンネル間 AD 変換器の特性（ゲイン、オフセット、タイミング、周波数帯域および直線性などの特性）のミスマッチの影響により、出力されるサンプル値に非線形エラーを生じ、時間領域ではサンプル値の変動として、周波数領域では、スプリアス成分の発生となって、SFDR(Spurious Free Dynamic Range)が悪化することが知られており、その解析方法 [2-2]～[2-4]や改善方法 [2-5]～[2-7]が提案されている。従来の特性の改善は、複数の AD 変換器をランダムな順序で繰り返し利用してサンプル値を得る方法（Random Interleaved Sampling Method 以下 RIS-Method） [2-6]や、個々の AD 変換器のサンプリングタイミングエラーを低減する方法 [2-7]などを用いている。しかし、第 1 の方法では、誤差となるスプリアス成分をランダムに拡散させることで、結果的にスプリアスレベルの低減が図られるが、時間領域波形では依然として非線形エラーが存在する問題がある。次の方法は、サンプリングタイミングエラーのみを低減する方法である。いずれも十分に実際の特性のミスマッチを改善できていない。

そこで本章では、構成されたインタリーブ AD 変換器から、インタリーブ AD 変換器を構成する各 AD 変換器の周波数特性を実測、実測された周波数特性をもとに、各 AD 変換器においてサンプリングされていないデータ（イコライザ処理に必要となるサンプリングデータ）を推定器により推定、イコライズ処理に使用することで、最終的なサンプリング値に含まれるエラーを低減させる手法として推定補正処理方式インタリーブ AD 変換器を提案する。さらに、提案手法の有効性をシミュレーションと実験により明らかにする。

2.2. 時間インタリーブ AD 変換器

2.2.1. 概要

一般的なインタリーブ AD 変換器の構成を Fig. 2-1 に示す。信号 $x(t)$ が M 個の同等の AD 変換器に並列に入力され、周期 T' でそれぞれタイミングが T ずつずれた M 本のクロック $S_{Clk}(t_0, t_1, \dots, t_{M-1})$ によって、最初の AD 変換器によってデジタル信号 $x_i (= x(i \cdot T))$ に変換され、以後順次、各 AD 変換器からサンプル値系列 $t_{i+1}, t_{i+2}, \dots, t_{i+M-1}, \dots$ として出力される。すなわち、もとの AD 変換器の M 倍で動作する高速 AD 変換器からのサンプル値系列と等価な結果が得られる。このときの様子を Fig. 2-2 に示す。

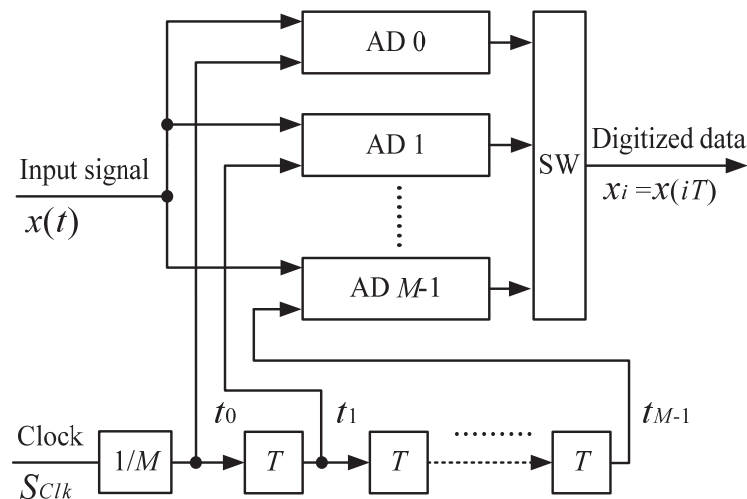


Fig. 2-1 Time-interleaved AD converter.

2.2.2. 問題点

入力信号を M 個の AD 変換器に並列に入力し、各 AD 変換器から得られたサンプル値から M 倍の高速サンプル値系列を取得した場合、各チャンネル間 AD 変換器の特性（ゲイン、オフセット、サンプリングタイミングスキュー、周波数特性）のミスマッチの影響（以下、ここではこの影響を非線形エラーと記す）により、出力されるサ

サンプル値に非線形エラーを生じ，時間領域ではサンプル値の変動として，周波数領域では，スプリアス成分の発生となって，SFDR が悪化する。

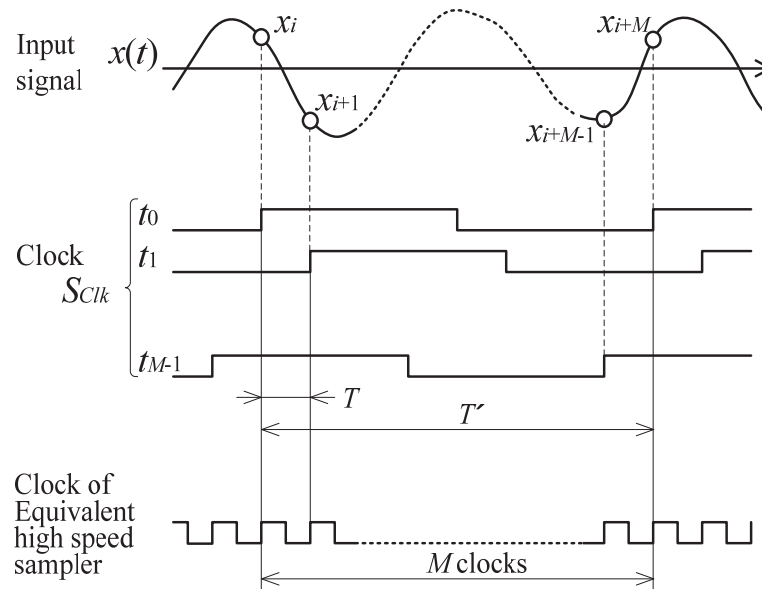


Fig. 2-2 Sampling timing of Time-interleaved AD converter.

Fig. 2-3 に 2 個の AD 変換器を用いてインタリーブ AD 変換器を構成し，サンプル値を FFT (Fast Fourier Transform) 演算処理した結果を示す。同図は，2 つの AD 変換器のうち一方の AD 変換器のサンプリングタイミングを理想値から 0.5 %ずらした場合に発生するスプリアス成分について，シミュレーションを実施した結果である。入力した信号成分とともに，入力信号には存在しないスプリアス成分が観測されていることがわかる。この成分は，時間領域および周波数領域ともに測定結果に誤差要因として働く。しかしながら，前述のようにミスマッチの影響を改善する方法が提案されているが，十分に実際の特性的ミスマッチを改善できていない。

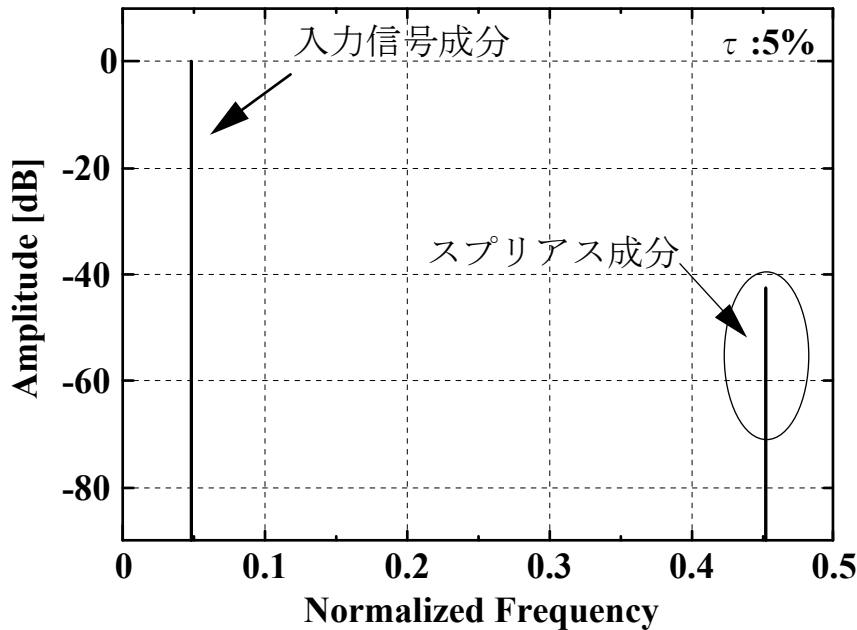


Fig. 2-3 An example of generated spurious in Time interleaved AD converter ($M=2$).

2.3. 等化ブロックを付加したインタリーブ AD 変換器

2.3.1. インタリーブ AD 変換器の等価回路

ここでは、インタリーブ AD 変換器を構成した状態で、各チャンネルのミスマッチを含んだ AD 変換器の系の周波数特性を実測する方法を用いる。 M 個の AD 変換器によってインタリーブ AD 変換器を構成した状態で、アンダーサンプリング法を用いて各 AD 変換器に入力端子から AD 変換器出力までの周波数特性(クロック回路を含む)を、個々の AD 変換器のナイキスト周波数の M 倍まで実測する。実測後、基準となる AD 変換器(基準 AD 変換器とする)を 1 個定め、その周波数特性を分母とする各周波数特性との比(ミスマッチ特性と呼ぶ)を M 個求める。そしてミスマッチ特性を持つ回路(ミスマッチ回路)の伝達関数を $H_m(z)$ ($m=0,1,\dots,M-1$) とする。したがって、すべてのミスマッチ回路の伝達関数 $H_m(z)$ には、基準 AD 変換器のミスマッチ成分が分母に含まれている。

Fig. 2-4 に、Fig. 2-1 に示したインタリーブ AD 変換器のミスマッチを考慮した等

価回路を示す。信号 $x(t)$ を基準 AD 変換器の特性をもつ回路 $H_{STD}(\omega)$ に入力し、その出力 $x'(t)$ を誤差のない理想サンプレ（周期 T ）で離散化した値、すなわち基準 AD 変換器の出力値を $x'_i (= x'(i \cdot T))$ とする。このとき、インタリーブ AD 変換器の出力は、 x'_i を各 AD 変換器に対応する mismatch 回路 $H_m(z)$ ($m = 0, 1, \dots, M-1$) に並列に入力し、その各々の出力 $x''_{m,i}$ を M 個ごとに取り出すセクタ（以後単にセクタ）（周期 T' ）により、周期 T ごとに得られる値 x''_i である。

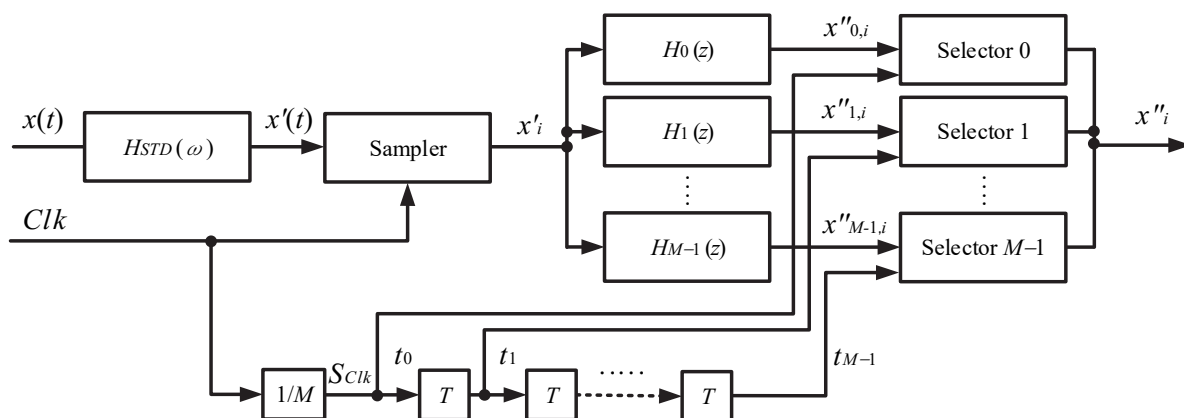


Fig. 2-4 Equivalent circuit of Time-interleaved AD converter.

2.3.2. 構成

Fig. 2-5 に今回提案するインタリーブ AD 変換器の等価回路を示す。Fig. 2-4 の等価回路に、推定器（Estimator）、イコライザ（Equalizer）及び信号切替器（SW）からなる等化ブロック（Equalizing block）を付加した構成である。セクタからの出力値は、等化処理に必要な仮想データを推定するために、等化ブロック内の推定器に入力され、推定器からの推定処理結果が、それぞれの AD 変換器に対応する、伝達関数が $G_m(z) = \frac{1}{H_m(z)}$ ($m = 0, 1, \dots, M-1$) であるイコライザに入力され、等化処理される。イコライザ出力 $y_{m,i}$ は信号切替器に入力され、等化ブロックからサンプル値 $y_m (\cong x'_i)$ として出力される。この $y_{m,i}$ はインタリーブ AD 変換器に入力される x'_i とほぼ同じ値となる。

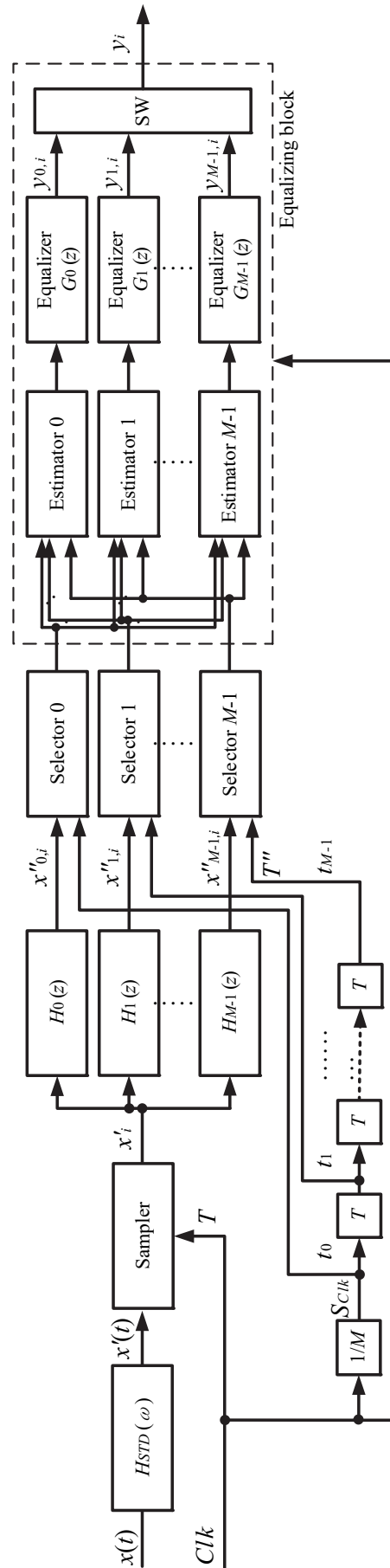


Fig. 2-5 Equivalent circuit of Proposed Time-interleaved AD converter.

2.3.3. 動作原理

Fig. 2-5 の初段に接続された基準 AD 変換器の特性をもつ回路 $H_{STD}(\omega)$ は、以後説明の簡単化のために、理想特性を持っているものとして扱う。なお、必要に応じてこの特性を補正することにより本インタリーブ AD 変換器の性能はさらに向上する。

2.3.3.1. 基本原理

本段では、基本原理について数式を用いて説明する。数式での説明においては理解しやすいよう、リアルタイムシステムではなく、メモリ蓄積型システムを前提に説明する（リアルタイムシステムを考慮する場合には因果律を満たすよう適宜変更する必要がある）。

Fig. 2-5 において、周期 T で離散化された値 x'_i は、すべての mismatch 回路に入力され、その出力がセレクタの入力 $x''_{m,i}$ ($m=0,1,\dots,M-1$) となる。したがって、各 mismatch 回路の伝達関数 $H_m(z)$ のインパルス列 $h_{m,n}$ の長さを $2L+1$ とすると、任意の m 番目のセレクタの入力値 $x''_{m,i}$ は次式で表される。

$$x''_{m,i} \cong \sum_{n=-L}^L x'_{i-n} \cdot h_{m,n+L} \quad \dots\dots\dots(2-1)$$

ここでセレクタは、入力値 $x''_{m,i}$ を周期 T' で間引きながら各セレクタのタイミングに合わせて、サンプル値を等化ブロックに出力する。最初のデータが 0 番目のセレクタから出力されるとすれば、 i 番目のデータは、次式で求められる $J(i)$ 番目のセレクタから出力される。

$$J(i) \equiv i \pmod{M} \quad \dots\dots\dots(2-2)$$

$$J(i) \in \{0,1,\dots,M-1\}$$

そして、その出力値は次式のように表される。

$$x''_{J(i),i} \cong \sum_{n=-L}^L x'_{i-n} \cdot h_{J(i),n+L} \quad \dots\dots\dots(2-3)$$

すなわち、個々のセレクタは、互いに時間 T ずれながら、入力された x'_i に対し M

個おき（周期 T' ごと）にデータを出力する。

ここで、セクタが周期 T ごとにデータを出力すると仮定すると、等化ブロック内部のイコライザは定義により mismatch 回路の特性を等化するので、すべてのイコライザの出力は、基準 AD 変換器の i 番目の出力値 x'_i と等価となる。各イコライザの伝達関数のインパルス列 $g_{m,l}$ の長さを等しく $2L+1$ とすると、 x'_i は次式で表される。

$$x'_i \cong \sum_{l=-L}^L x''_{J(i),i-l} \cdot g_{J(i),l+L} \quad \dots\dots\dots (2-4)$$

しかし実際の各 AD 変換器からは、 M 個おき（周期 T' ごと）のデータしか出力されないため、 $J(i)$ 番目のセクタからは、 $J(i-l) \neq J(i)$ となる $x''_{J(i),i-l}$ は出力されていない。そこで、等化処理に必要となる AD 変換器でサンプリングされていない値を、他の AD 変換器で実際にサンプリングされている値（等価回路の他のセクタの出力）を用いて算出（推定）する。

2.3.3.2. 仮想データの推定

仮想データ $x''_{J(i),i-l}$ は式(2-3)より次式のように表される。

$$x''_{J(i),i-l} \cong \sum_{n=-L}^L x'_{i-l-n} \cdot h_{J(i),n+L} \quad \dots\dots\dots (2-5)$$

したがって、 $J(i)$ 番目のセクタによる $i-l$ 番目の仮想データ $x''_{J(i),i-l}$ は、式(2-4),(2-5)より次式のように表される。

$$\begin{aligned}
 & x''_{J(i),i-l} \\
 \cong & x''_{J(i-1),i-l} \cdot g_{J(i-1),L} \cdot h_{J(i),L} \dots\dots\dots (2-6) \\
 & + x''_{J(i-1+1),i-l+1} \cdot g_{J(i-1+1),L} \cdot h_{J(i),L} \\
 & \cdot \left(g_{J(i-1),L-1} \cdot h_{J(i-1),L} + \frac{h_{J(i),L-1}}{h_{J(i),L}} \right) \\
 & + x''_{J(i-1-1),i-l-1} \cdot g_{J(i-1-1),L} \cdot h_{J(i),L} \\
 & \cdot \left(g_{J(i-1),L+1} \cdot h_{J(i-1),L} + \frac{h_{J(i),L+1}}{h_{J(i),L}} \right)
 \end{aligned}$$

$M = 4$ のときに、AD 変換器 1 の時刻 3 の出力値 $x''_{J(1),3}$ を推定する場合の例を、Fig. 2-6 に示す。このように、実際に出力されていない出力値を、その他の AD 変換器の出力とインパルス応答の値から算出する。

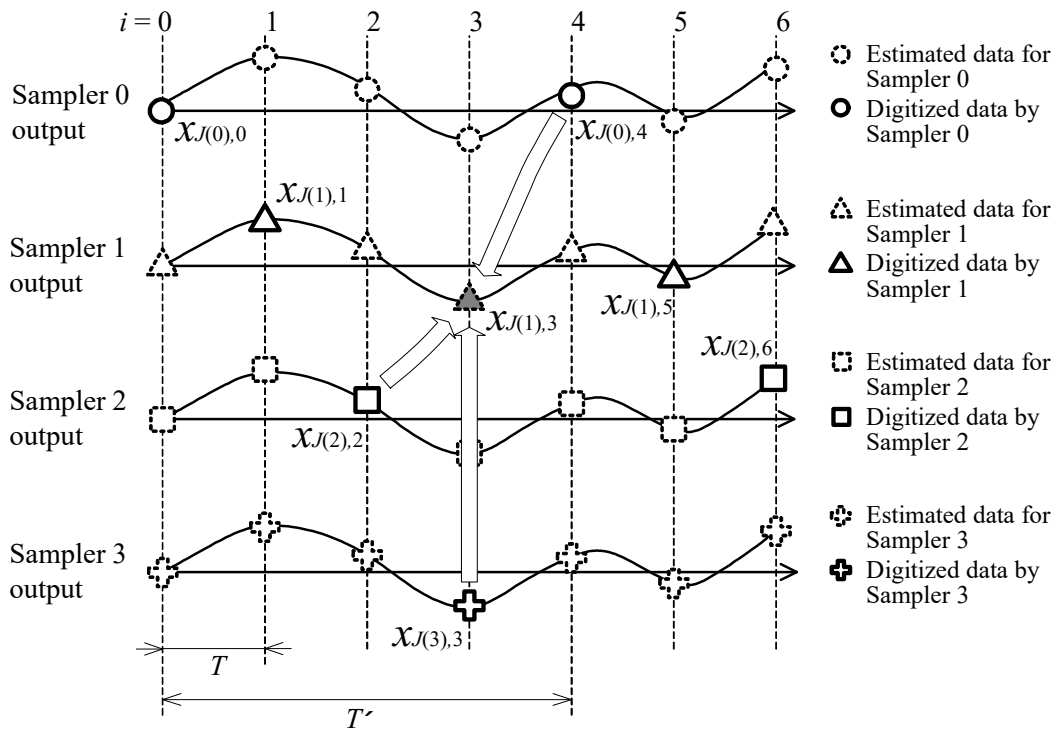


Fig. 2-6 Examples of data estimation.

2.3.3.3. 等化处理

本インタリーブ AD 変換器の出力値 y_i は、各ミスマッチ回路 $H_m(z)$ に対応するイコライザ $G_m(z)$ ($m = 0, 1, \dots, M-1$) によって等化处理された出力であるので、次式で表わされる。

$$y_i = y_{J(i),i} = \sum_{l=-L}^L x^{J(i),i-l} \cdot g_{J(i),l+L} \quad \dots\dots\dots (2-7)$$

式(2-7)において、 $J(i) = J(i-1)$ が成立する l のときには実際の AD 変換器のサンプル値 $x^{J(i),i-l}$ を、 $J(i) \neq J(i-1)$ が成立する l のときには式(2-6)によって求めた仮想データの推定値 $x^{J(i),i-l}$ を用いることにより、 M 個の AD 変換器によるインタリーブ AD 変換器の出力値 y_i が得られる。これは、基準 AD 変換器を周期 T 間隔で動作する高速 AD 変換器として得られる出力値の近似となる。すなわち式(2-4)と式(2-7)より、 $y_i = y_{J(i),i} \cong x_i^i$ である。したがって、本インタリーブ AD 変換器はチャネル間ミスマッチの影響がなくなるので、変換性能が改善できる。

2.4. 計算機シミュレーション

4 個の AD 変換器を使用して等価的に 4 倍のサンプリング速度で動作する、本提案のインタリーブ AD 変換器の性能例を計算機シミュレーションで示す。

2.4.1. ミスマッチ特性

実測により、AD 変換器の特性 $H_{AD_m}(\omega)$ を次式のように、ほぼ位相遅れと 1 次の極を持つ特性と見なせる。これは AD 変換器を 1 次の RC 回路で扱えることを示している[2-4]。

$$H_{AD_m}(\omega) \cong \frac{a_m}{\left\{ 1 + j \left(\frac{\omega}{2\pi f_m} \right) \right\}} \cdot e^{-j\omega b_m} \quad \dots\dots\dots (2-8)$$

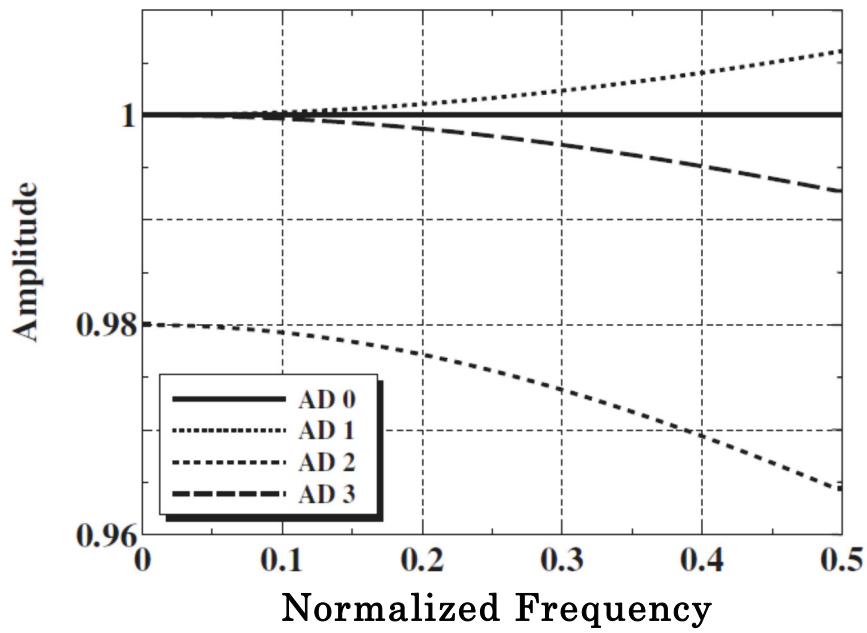
4 個の AD 変換器に使用した式(2-8)のパラメータを Table 2-1 に示す。また、AD 変換器 0 を基準 AD 変換器として選択し、基準 AD 変換器に対する各 AD 変換器のミスマッチ特性 $H_m(e^{j\omega T}) = \frac{H_{AD_m}(\omega)}{H_{AD_0}(\omega)}$ ($m = 0, 1, 2, 3$) を求め、Fig. 2-7 に示す。

Table 2-1 Frequency characteristic parameters of each AD converter used in the simulation.

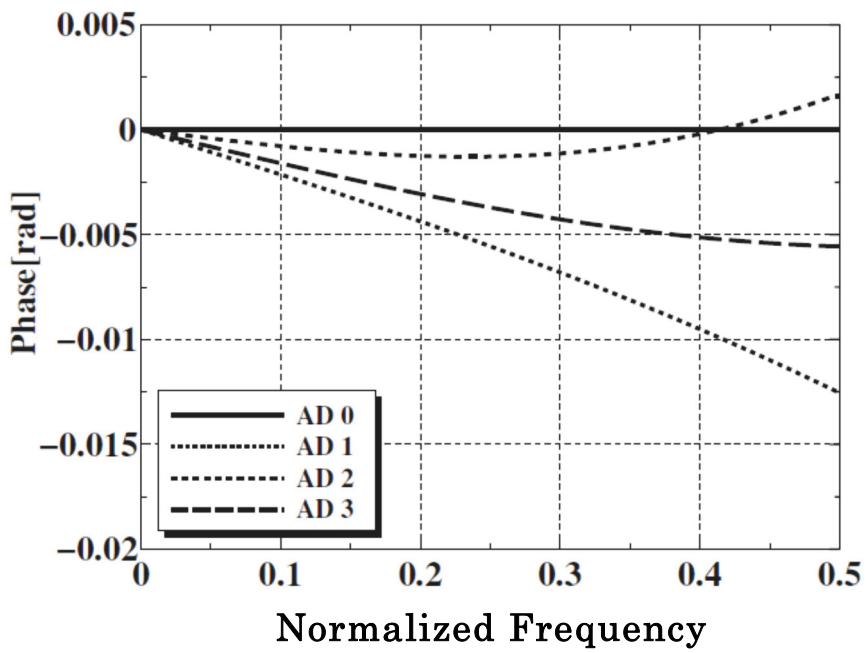
AD 変換器	f_m	a_m	b_m
AD0	1.50	1.00	0.00
AD1	1.60	1.00	0.01
AD2	1.30	0.98	-0.015
AD3	1.40	1.00	-0.005

Table 2-2 Comparison of EVM value by each method.

適用手法	EVM [%]
理想 AD	0.00
従来手法	0.66
RIS-Method	0.62
提案手法	0.01



(a) Amplitude characteristics

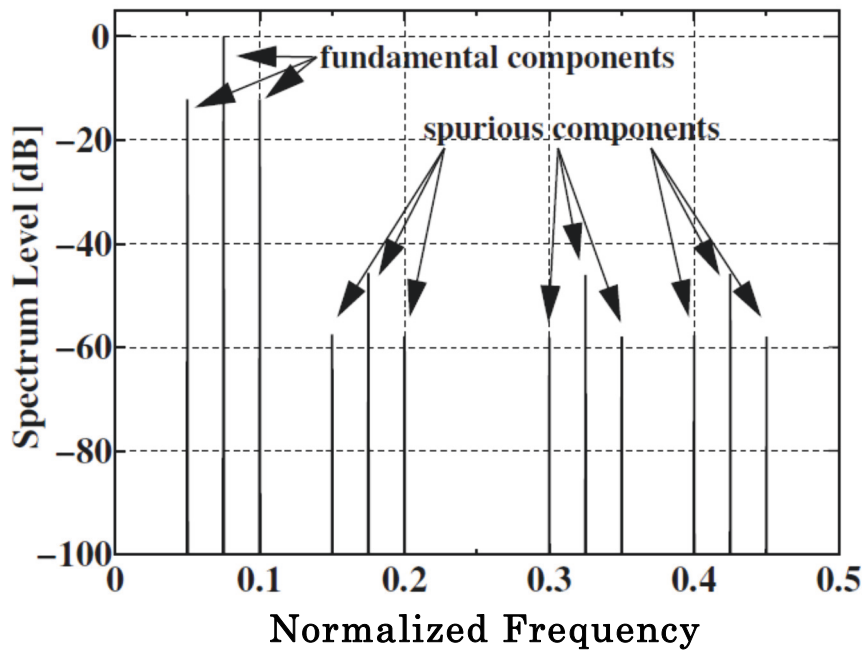


(b) Phase characteristics

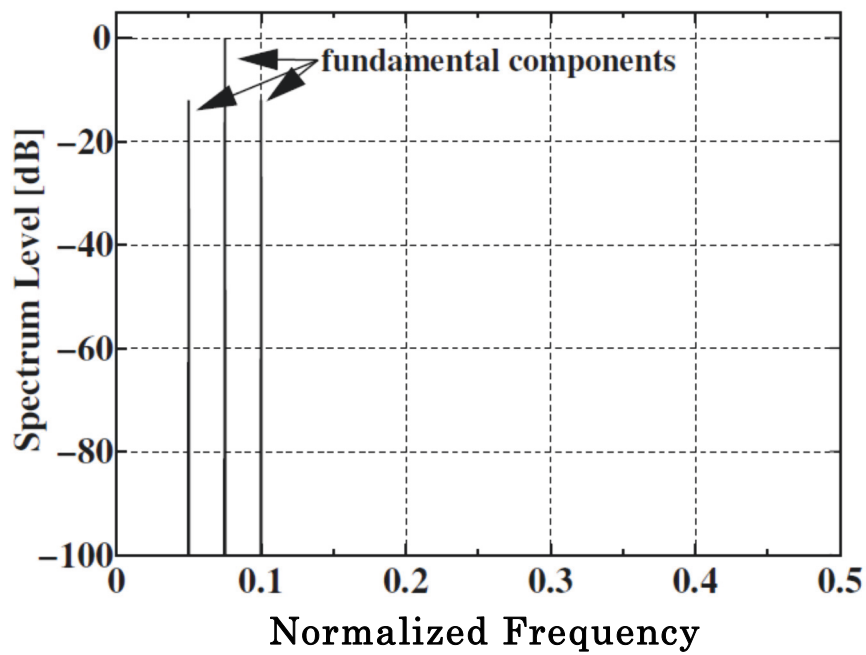
Fig. 2-7 Mismatch characteristic used in the simulation.

2.4.2. スプリアス評価

前項で定めたインタリーブ AD 変換器に変調度 0.25, 搬送波周波数 0.75 の AM 変調波を入力したときのサンプリング結果に対し, FFT 演算処理した結果を Fig. 2-8 に示す。Fig. 2-8 (a) に示すように従来手法 (ミスマッチ無改善) で発生していたスプリアス成分 (約 -45 dB) が, 提案手法を用いることにより, Fig. 2-8 (b) に示すように -100 dB 以下に改善されていることが分かる。



(a)conventional technique



(b)proposal technique

Fig. 2-8 Example of the simulation results.

2.4.3. 時間領域データ評価

前項で得られたサンプリング結果に含まれる誤差の様子を Fig. 2-9 に示す。同図中実線は真値信号（基準 AD 変換器が高速で動作した場合の信号）を，白丸付き点線は，ミスマッチによる影響を誤差信号（真値信号との差）として，誤差信号を 100 倍した値を真値信号に加えてプロットしたものである。なお，(a) は従来手法，(b) は前述の RIS-Method，(c) は提案手法を用いたときの結果を示している。RIS-Method は誤差をランダムな周期で発生させることにより，周波数領域に発生するスプリアス成分を低減させる手法であるため，時間領域には誤差が依然として存在するが，本手法では，時間領域波形に関しても誤差成分そのものを低減させていることがわかる。

さらに，時間領域での評価指標として，変調信号解析で利用されている EVM (Error Vector Magnitude) [2-8] 解析を用いた。シミュレーションは，QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 変調信号（中心周波数 50 MHz, シンボルレート 10 Msymbol/s）を使用し，復調後の EVM を比較した。なお比較対照として，誤差のない理想 AD 変換器による方法，従来手法，RIS-Method 法の 3 手法を適用した場合について比較した。Table 2-2 に示す他手法での EVM 値を示す。提案手法を用いることによって，EVM 値が大幅に改善し，理想 AD 変換器による方法に近い値が得られていることがわかる。この結果からも本提案手法は，周波数領域データだけでなく，時間領域データについても，AD 変換器のミスマッチの影響が除去されていることがわかる。

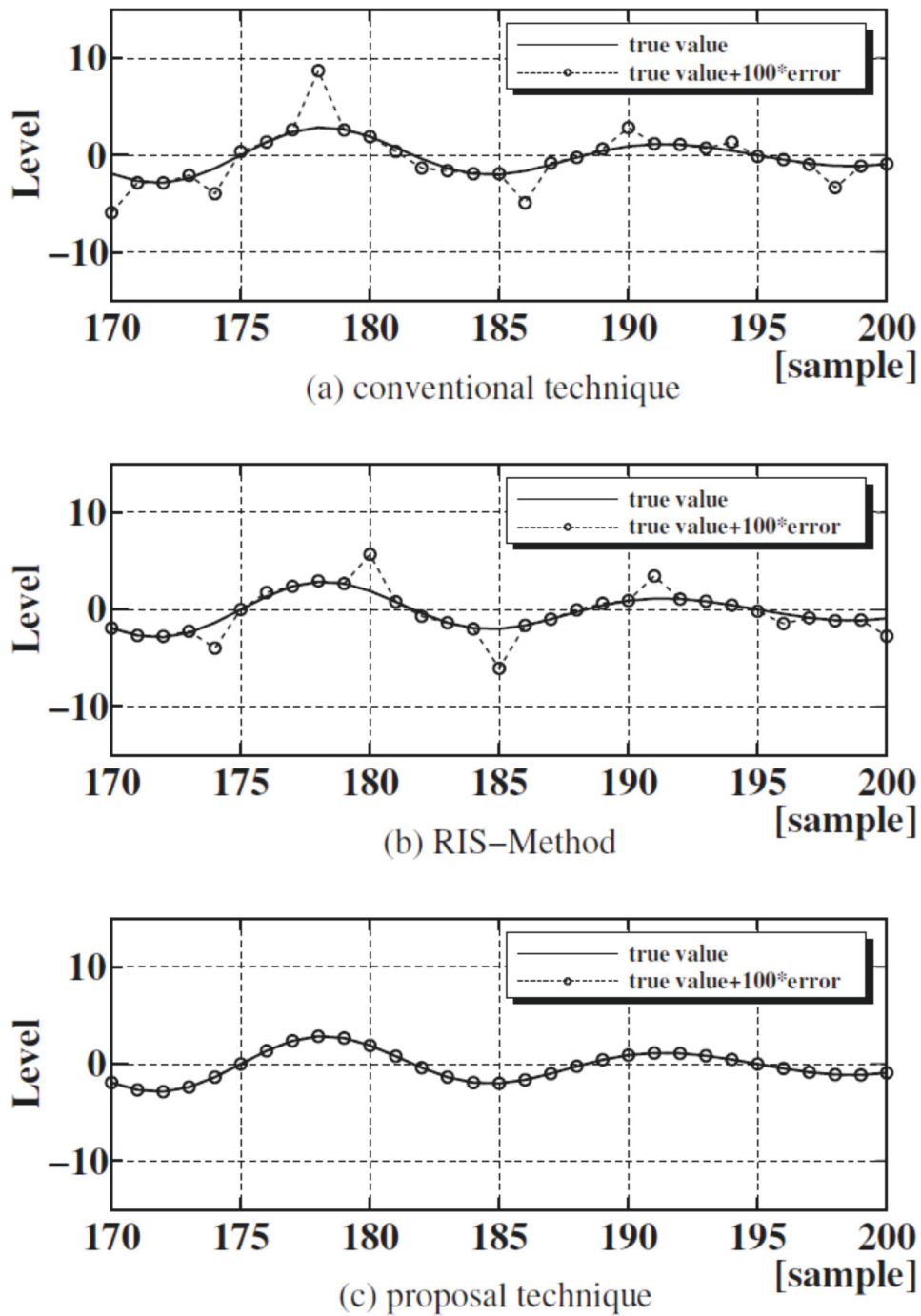


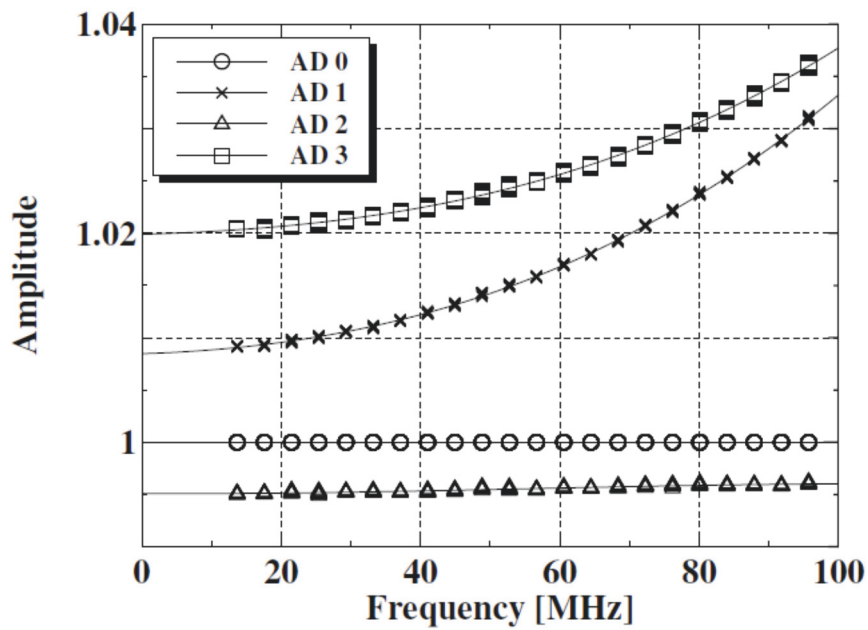
Fig. 2-9 State of the generated error in time domain.

2.5. 実験結果

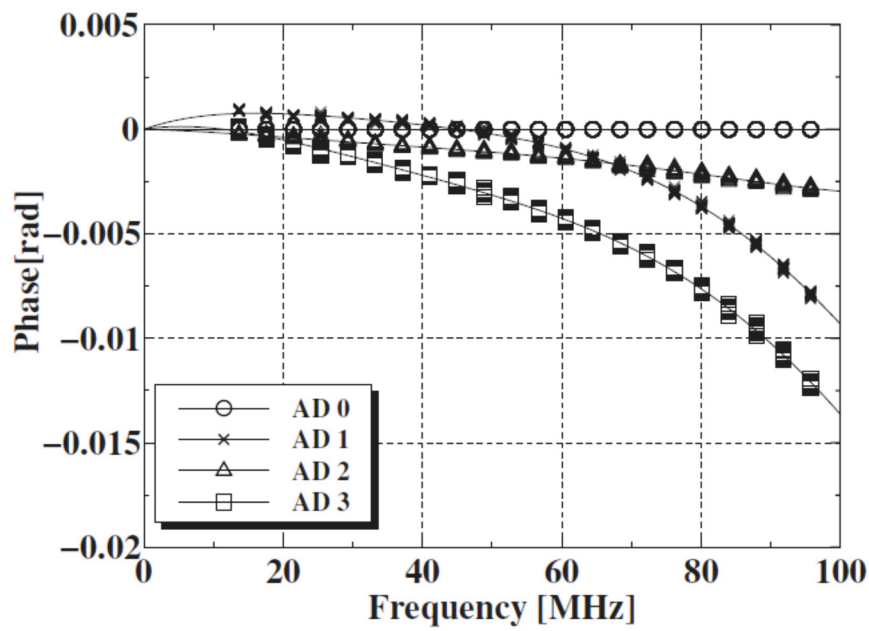
4 個の 14-bit AD 変換器（トラックアンドホールド回路内蔵）を各々 50 Msps で動作させ、等価的に 4 倍のサンプリング速度（200 Msps）で動作するインタリーブ AD 変換器を実現し、提案手法の評価を行う。各 AD 変換器の変換結果をメモリに格納し、格納されたサンプリングデータに対して、デジタル的に直流オフセットを加減算する方法により、直流オフセットエラー補正処理を行なったのち、本提案手法をソフトウェア処理により実現した。

2.5.1. スプリアス評価結果

Fig. 2-10 に実験に使用した各 AD 変換器のミスマッチ特性を示す。ここに示す各 AD 変換器のミスマッチ特性は、入力信号とクロック信号のそれぞれの分配器、配線パターン、及び AD 変換器の周波数特性を全て含んだものであり、AD 0 を基準 AD 変換器として算出したものである。構成したインタリーブ AD 変換器に CW 信号（周波数 90.625 MHz, 出力レベル 0 dBm）を入力し、得られたサンプリング結果を FFT 演算処理した結果を Fig. 2-11 に示す。Fig. 2-11 (a) に示すように従来手法で発生していたスプリアス成分が、提案手法を用いることにより、Fig. 2-11 (b) に示すように低減され SFDR が約 70 dB 以下に改善されているのがわかる。

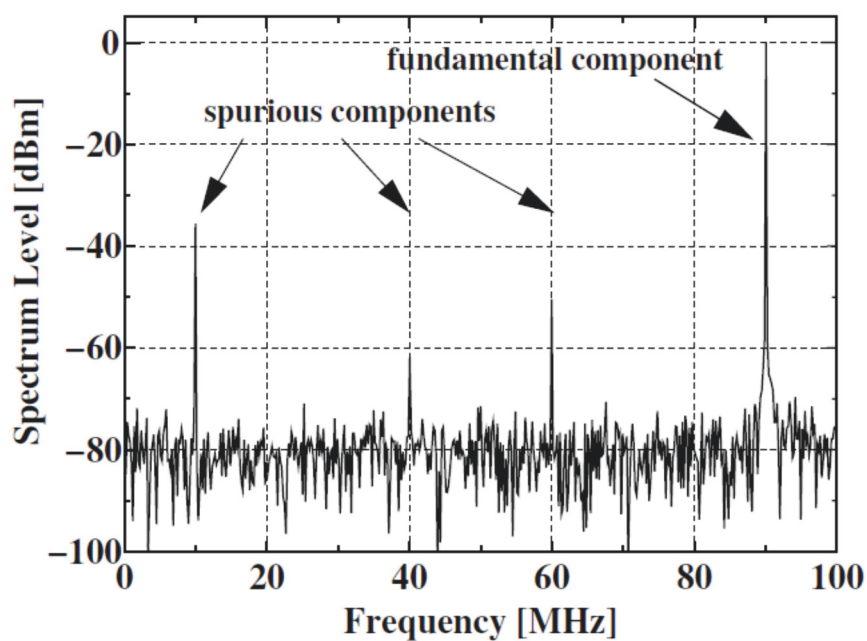


(a) Amplitude characteristics

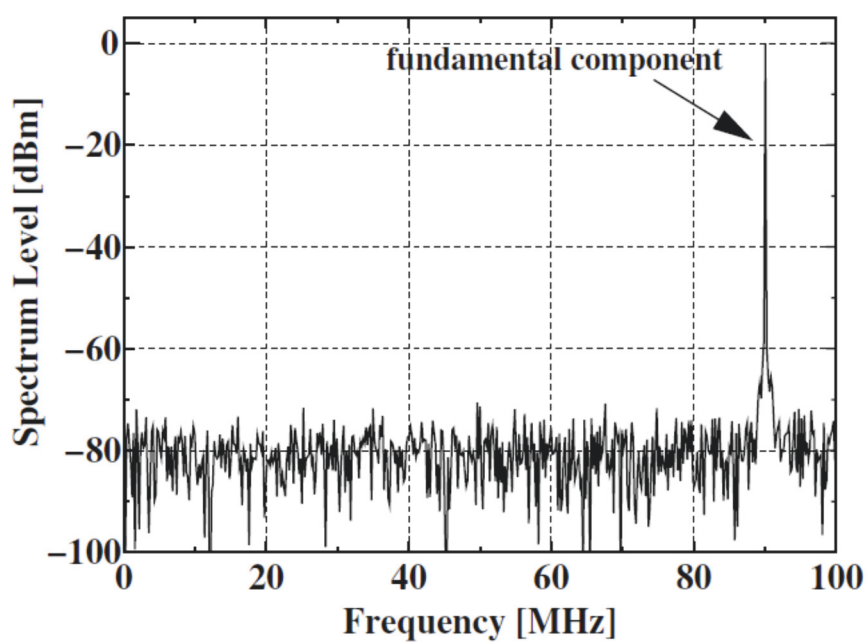


(b) Phase characteristics

Fig. 2-10 The measured frequency characteristics of each AD converters.



(a)conventional technique



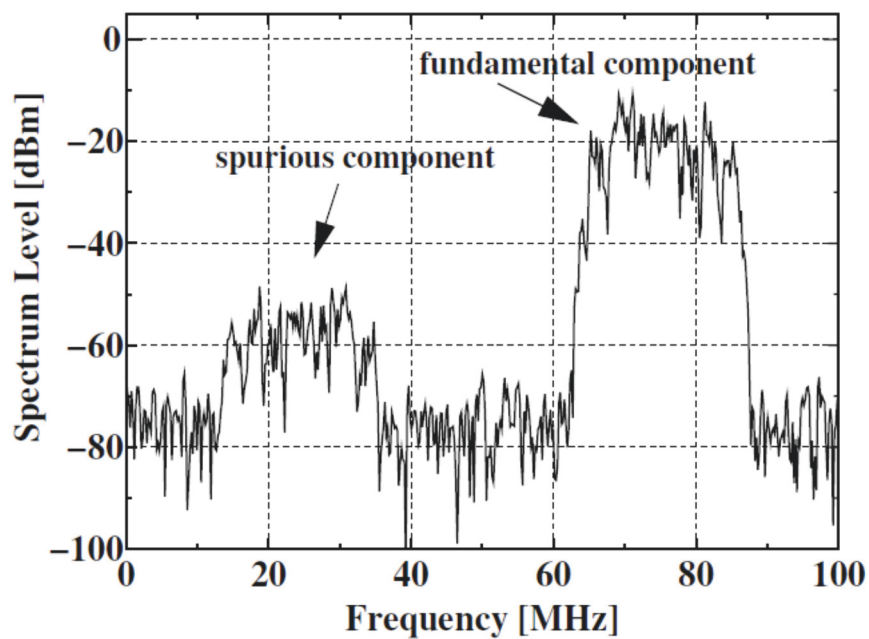
(b)proposal technique

Fig. 2-11 An example of the experimental results. CW:90.625 MHz, 0 dBm.

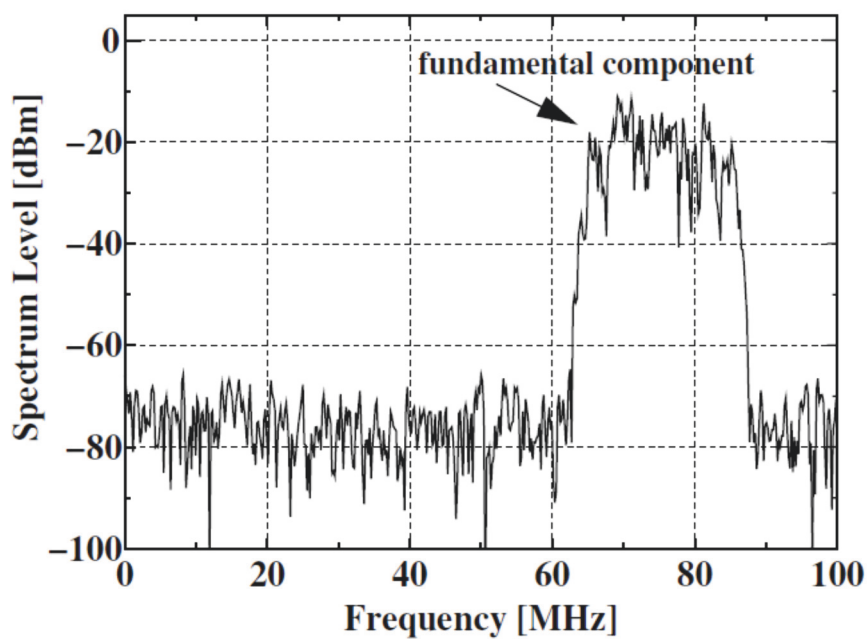
次に、QPSK 変調信号（中心周波数 75 MHz，出力レベル 0 dBm，シンボルレート 16 Msymbol/s）を入力したときの結果を Fig. 2-12 に示す。QPSK 変調信号の中心周波数は、ミスマッチの影響により生じるスプリアス成分を観測しやすいように、中心 75 MHz とした。中心周波数を 75 MHz とすることでミスマッチによるスプリアス成分が、25 MHz に発生している。この場合も同様に、提案手法を用いることにより、25 MHz 近傍に発生しているスプリアス成分が、低減されているのがわかる。この結果から拡散された変調信号の場合でも、今回提案する手法が有効に作用していることがわかる。

2.5.2. 連続試験結果

本方式のような、実測のミスマッチデータを使用して補正する手法の場合、手法適用後の時間安定度が問題とされる。そこで、ミスマッチデータを取得後 8 時間の連続試験を行い、その間のデータを取得した。連続試験の際には、信号発生器から発生させた CW 信号（周波数 90.625 MHz，出力レベル 0 dBm）を入力し、5 分ごとに各 AD 変換器からの出力値を取得し、提案手法適用前と適用後のスプリアスレベルを比較した。なおスプリアスレベルは、提案手法の効果のみを評価するため、ミスマッチによって発生する周波数における信号レベルを測定した。結果を Fig. 2-13 に示す。適用前には、最大 -40 dB 程度あったスプリアスが、提案手法を適用することにより -70 dB 以下まで減少していることがわかる。またミスマッチデータ取得後 8 時間の間、ほぼ安定した結果が得られていることがわかる。



(a)conventional technique



(b)proposal technique

Fig. 2-12 An example of the experimental results. QPSK:75MHz, 0 dBm, 16 Msymbol/s

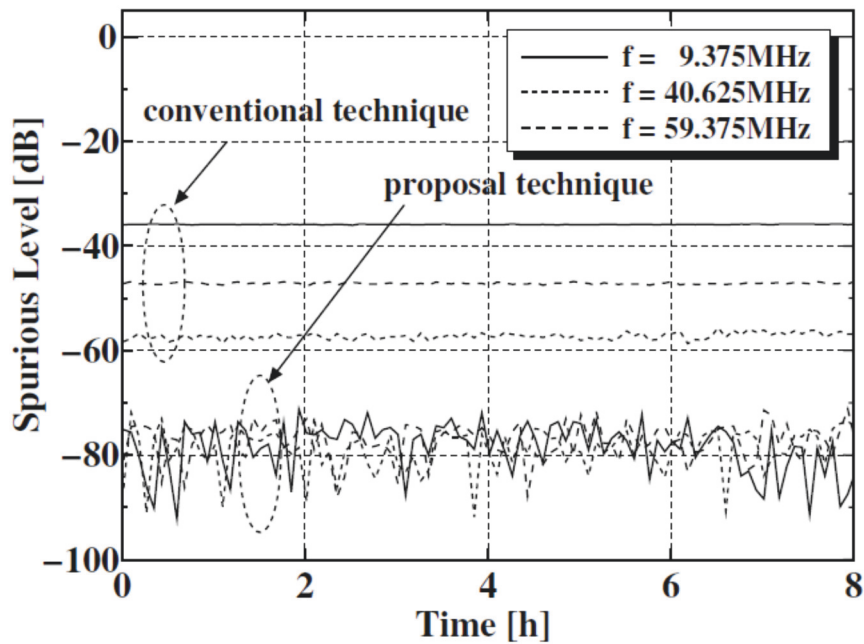


Fig. 2-13 Time variation of the spurious level.

2.6. あとがき

構成されたインタリーブ AD 変換器から実測した周波数特性をもとに、イコライズ処理に必要となる未サンプリング点のデータを推定器により推定しイコライズに利用する、推定補正処理方式インタリーブ AD 変換器の基本原理を、数式により説明した。

さらに、シミュレーションにより、異なる位相遅延と 1 次の極を持つ特性で近似した 4CH インタリーブ AD 変換器において、提案手法を用いることにより従来発生したスプリアスが低減されることを示した。また、変調波を用いた EVM 評価を実施し、従来手法と比較し、EVM 値が大幅に改善し、理想 AD 変換器に近い値が得られることを示した。さらに実際に 4 個の 14-bit AD 変換器で構成したインタリーブ AD 変換器において、シミュレーション同様に本提案手法が、インタリーブ方式 AD 変換器においてスプリアス低減に有効な手法であることを示した。

本手法を用いることにより、ダイナミックレンジを維持したままサンプリング周波数を向上させることが可能となり、スペクトラム解析装置に適用することで、装置の広帯域化・高ダイナミックレンジ化が可能となることを実証した。

2.7. 参考文献

- [2-1] W.C.Black Jr. and D.A.Hodges, "Time interleaved converter arrays", IEEE J. Solid-State Circuits, vol.15, pp.1022-1029, Dec, 1980.
- [2-2] Y.C.Jeng, "Digital Spectra of Non-uniformly Sampled Signals : Fundamentals and High-Speed Waveform", IEEE Trans. Inst. and Meas., vol.37, no.2, pp.245-251, June, 1988.
- [2-3] A.Petraglia, S.Mitra, "Analysis of Mismatch Effects Among A/D Converters in Time-Interleaved Waveform Digitizer", IEEE Trans. Inst. and Meas., vol.40, no.5, pp.831-835, Oct, 1991.
- [2-4] N.Kurosawa, H.Kobayashi, K.Maruyama, H.Sugawara, K.Kobayashi "Explicit Analysis of Channel Mismatch Effects Time-Interleaved ADC Systems", IEEE Trans. Circuits and Systems, vol.48, no.9, pp.261-271, March, 2001.
- [2-5] A.Fornasari, P.Malcovati, F.Maloberti, F.Tsay "A Technique for Offset and Gain Mismatch Cancellation in Quadrature A/D Converters", Proc.IEEE, International Symposium on Circuits and Systems, vol.2, pp.388-391, May, 2002.
- [2-6] M.Tamba, A.Shimizu, H.Munakata, T.Komuro, "A Method to Improve SFDR with Random Interleaved Sampling Method," Proc. IEEE International Test Conf., pp.512-520, 2001.
- [2-7] K.Asami, S.Tajiri, "A Method to Improve the Performance of High-speed Waveform Digitizing," Proc. IEEE International Test Conf., pp.947-954, 1999.
- [2-8] Iti S.Misra, "Wireless Communications and Networks: 3G and Beyond Second edition," McGraw Hill Education, 2013.

第3章 周波数インタリーブ技術による周波数変換器のダイナミックレンジの改善

3.1. まえがき

近年多く使用される OFDM 変調信号や UWB 信号は、強力な電力を瞬間的に放出したり、短時間に激しい電力変化したりする信号のため、大きなピーク電力対平均電力比 (Peak-to-Average Power Ratio : PAPR) を持つ[3-1],[3-2]。

既存の無線システムとの共用を図るためには、これら PAPR の大きな信号が入力されても、電力の変動をあるがままに測定して評価し、電力の瞬時値が規格内にあることを確認、他の利用者に割り当てられた周波数帯域の信号に妨害を与えないレベルであることを確認する必要がある。

一般に OFDM 変調信号などの大きな電力レベル (広帯域 RF 信号) の近傍に存在する微小電力レベルのスプリアスを測定する場合には、ダイナミックレンジ不足を補うため、周波数解析器の入力段にフィルタを付加して、広帯域 RF 信号を抑圧して近傍スプリアス信号を測定する方法を取るが、近傍スプリアス測定時には、 Q の高いフィルタが必要となり、フィルタの群遅延特性による影響やロールオフ特性による影響を補正する必要がある[3-3]~[3-6]。また温度変動による影響が無視できない場合には、温度による特性変動を補償するなどの対策も必要となる。

本章では、広帯域 RF 信号やスプリアス信号を周波数解析する際に、周波数情報と位相情報を同時に評価でき、あわせて、ダイナミックレンジの高い測定を実現する高ダイナミックレンジ測定手法の検討を行う。周波数解析器のダイナミックレンジが主に周波数変換部 (ミキサ部) で定まっていることに着目して、RF 信号を複数の信号に分割し、周波数変換した結果を再度合成するアレイ化周波数変換器を提案する。

提案するアレイ化周波数変換器の動作原理を数式により説明する。さらに、アレイ化周波数変換器の理論を用いた試作装置による実験結果より、周波数領域情報と時間領域情報を維持したまま、広帯域変調波の高ダイナミックレンジ測定が可能となることを示し、本提案手法が広帯域変調波の高ダイナミックレンジ測定に有効であることを示す。

3.2. 周波数インタリーブ周波数変換器

3.2.1. 従来方式

一般的な周波数変換器の構成を Fig. 3-1 に示す。入力された広帯域 RF 信号は、ミキサ (MIX) を含む一連のアナログ回路により、中間周波数 (IF) 信号に変換され、その後 AD 変換回路によりデジタル化される。デジタル化された信号はデジタル信号処理によって周波数分析等の処理が行われる。この場合、ミキサを含むアナログ回路には入力された RF 信号の全電力が入力されることとなる。そのため、観測される結果には、ミキサにより入力された RF 信号電力レベルに応じた歪み信号成分が発生する。このような歪み信号成分の発生を低減するためには、ミキサを含むアナログ回路に入力される電力を下げる必要があり、これに伴って全体のダイナミックレンジは低下することとなる。

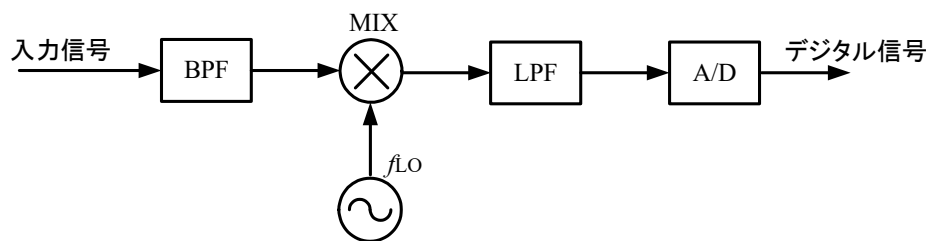


Fig. 3-1 Configuration of General Frequency Converter.

3.2.2. 周波数インタリーブ方式

周波数インタリーブ方式周波数変換器 (アレイ化周波数変換器) の構成を Fig. 3-2 に示す。入力される広帯域 RF 信号は、分波器により複数の周波数成分に分波され、狭帯域化された複数のアナログ回路および AD 変換回路によりデジタル化され処理されるため、ミキサ (MIX) を含むアナログ回路には入力された広帯域信号の電力が分波数分減少して入力される。このためミキサを含むアナログ回路より発生する歪み成分は、従来方式と比較して減少する。これら複数に分波し周波数変換した結果を信号処理によりデジタル信号として再生することで、再生後の信号は、従来方式と比較してダイナミックレンジが向上することとなる。

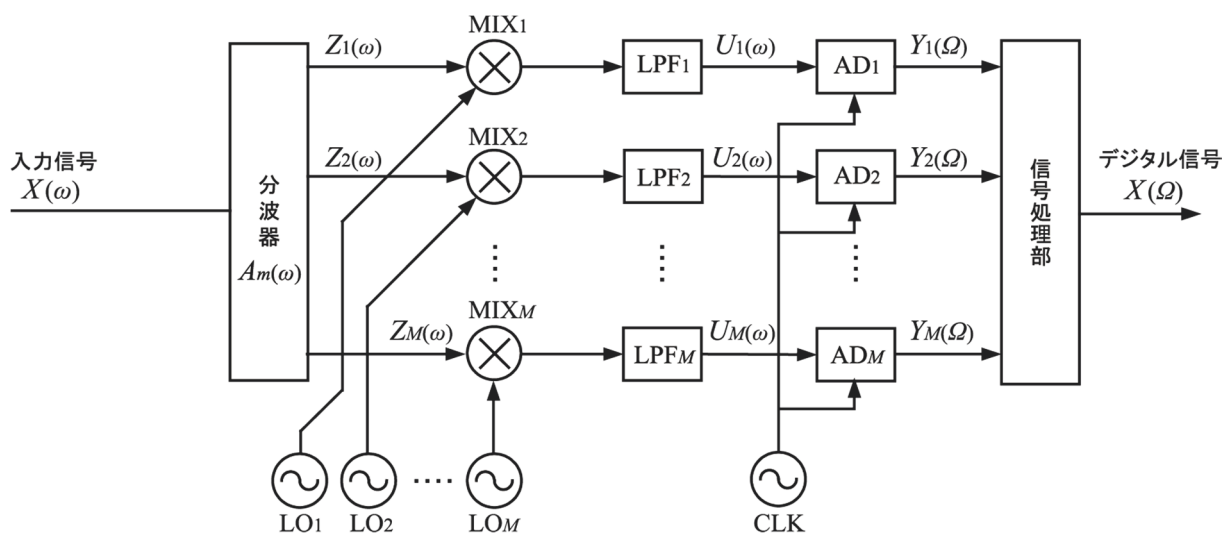


Fig. 3-2 Configuration of Frequency interleave Frequency Converter.

3.2.3. ダイナミックレンジの改善

本提案のアレイ化周波数変換器のシステム概要を Fig. 3-3 に示す。

入力された広帯域 RF 信号 $X(\omega)$ は、複数のバンドパス特性 $A_m(\omega)$ ($m = 1, 2, \dots, M - 1, M$) を持つ分波器により、 M チャンネルの狭帯域 RF 信号 $Z_m(\omega)$ を分波される。分波後、周波数変換回路（以下ミキサ）により狭帯域アナログ IF 信号 $U_m(\omega)$ に変換される。

ミキサには、広帯域 RF 信号電力 P が分波数分割減（電力が等しく M 分割された場合は $1/M$ ）された信号電力 P/M が入力されるため、ミキサにより発生する歪み成分は、電力削減相当分だけ改善する。

2 信号 3 次相互変調歪みと信号入力レベルで定まる 1 チャンネルあたりのインターセプトポイントを P_{IIP3} [dBm]、回路の NF で定まる雑音レベルを F [dBm]、最小信号検出レベル SNR_{min} [dB] を信号入力レベルと雑音レベルが等しくなるレベル 0 dB とすれば、周波数変換器 1 チャンネルあたりのダイナミックレンジ $SFDR$ [dB] は、式 (3-1) で表される [3-7],[3-8]。

$$SFDR = \frac{2 \cdot P_{IIP3} + F}{3} - F \dots\dots\dots (3-1)$$

式 (3-1) において、右辺第一項は、2 信号 3 次相互変調歪みと雑音レベルとが等し

くなる信号入力レベルを示しており，以下最大信号入力レベルと定義する。

M チャンネルの周波数変換器を用いた場合，等価的に入力できる最大信号入力レベルは，1 チャンネルの周波数変換器を用いた場合の M 倍となるため，ダイナミックレンジ $SFDR'$ [dB] は，式(3-2)として表される。

$$\begin{aligned} SFDR' &= \frac{2 \cdot P_{IIP3} + F}{3} + 10 \cdot \log(M) - F \\ &= SFDR + 10 \cdot \log(M) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (3-2)$$

即ち，周波数変換後，AD 変換されて得られる狭帯域デジタル IF 信号 $V_m(\Omega)$ を合成して，目的とする広帯域デジタル IF 信号 $Y_m(\Omega)$ を再生すれば，回路の歪み成分と雑音成分で定まるダイナミックレンジが分波数相当改善することになる。

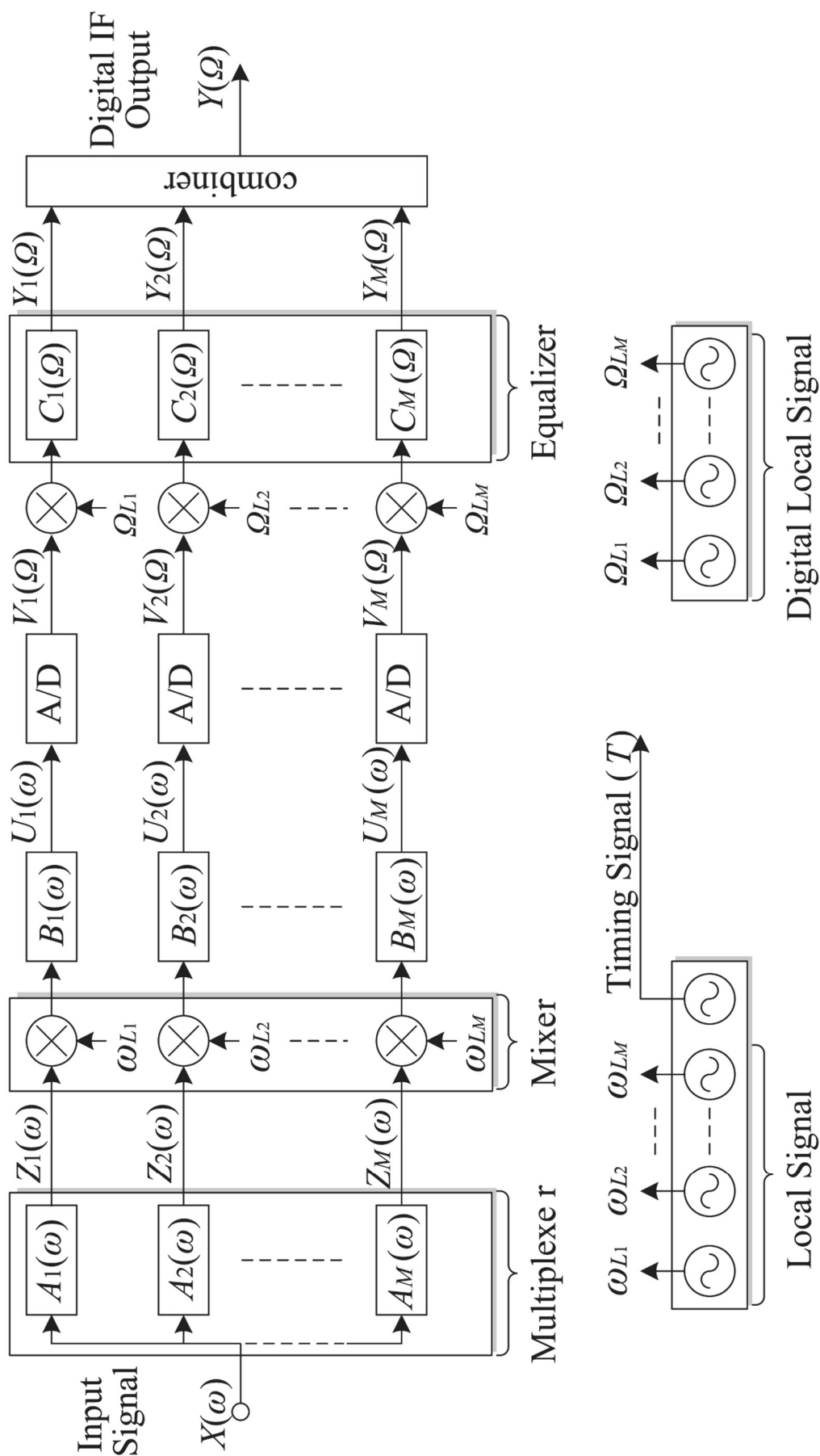


Fig. 3-3 System overview.

3.2.4. 信号再生原理

3.2.4.1. 狭帯域デジタル IF 信号の再生

分波器に入力される広帯域 RF 信号を Fig. 3-4 で示すような、 $\omega_{1,1}$ から $\omega_{M,2}$ までの周波数成分 $\{ [\omega_{m,1}, \omega_{m,2}] \} (m = 1, 2, \dots, M)$ を有する信号とし、分波器から AD 変換器にいたる各部の周波数特性を $A_m(\omega)$, $B_m(\omega)$ として表す (Fig. 3-3 参照)。

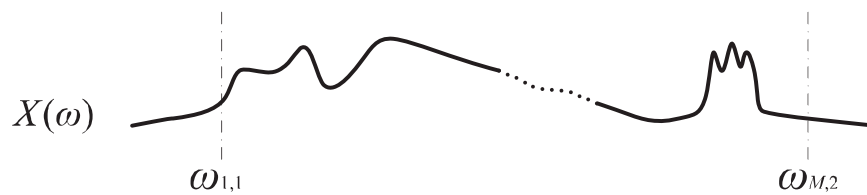


Fig. 3-4 Frequency component of an input RF signal.

Fig. 3-5 は、 M 個の帯域に分割して得られた帯域 $[\omega_{m,1}, \omega_{m,2}]$ で定義される m チャンネル目の信号を $X_m(\omega) \Big|_{\omega_{m,1}}^{\omega_{m,2}}$ と記せば分波器からは、式(3-3)で示す信号が各ミキサに出力されることを示している。

$$Z_m(\omega) \Big|_{\omega_{m,1}}^{\omega_{m,2}} = A_m(\omega) \cdot X_m(\omega) \Big|_{\omega_{m,1}}^{\omega_{m,2}} \quad \dots\dots\dots (3-3)$$

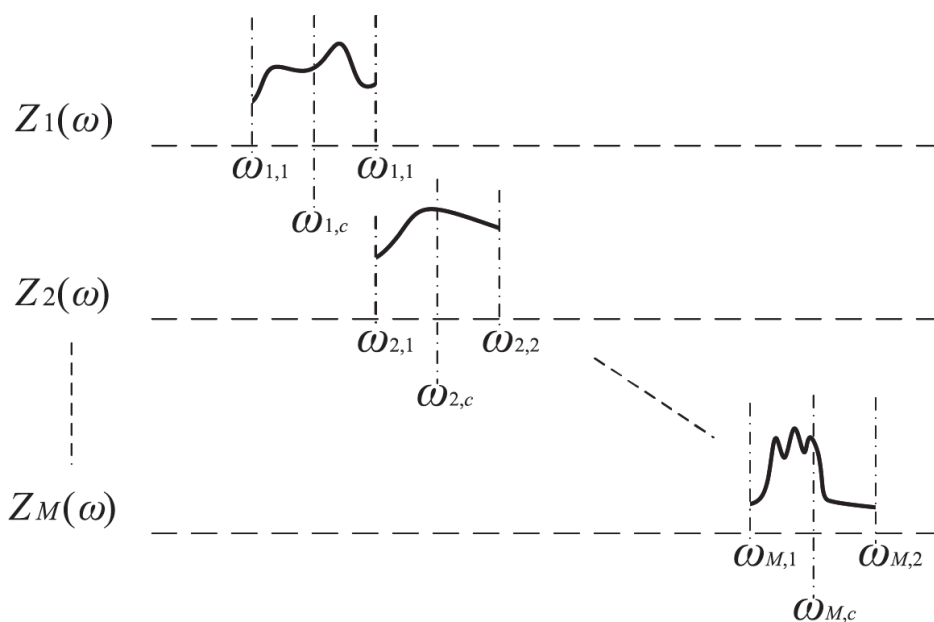


Fig. 3-5 Frequency component of an ideal mixer input signal.

ミキサでは、各ミキサに加えられた角周波数 ω_{L_m} のローカル信号により周波数変換されるため、差の周波数成分 $\omega - \omega_{L_m}$ が出力されるように回路が構成されているとすると、各ミキサから、AD 変換器へ出力される狭帯域アナログ IF 信号 $X_m(\omega) \Big|_{\omega_{m,1}}^{\omega_{m,2}}$ は、式(3-4)のように表される。

$$\begin{aligned}
 U_m(\omega) \Big|_{\omega_{m,1}}^{\omega_{m,2}} &= B_m(\omega) \cdot A_m(\omega + \omega_{L_m}) \\
 &\quad \cdot X_m(\omega + \omega_{L_m}) \Big|_{\omega_{m,1}}^{\omega_{m,2}} \cdot e^{-j\phi_m(T_1)} \dots\dots\dots(3-4)
 \end{aligned}$$

ここで、 $B_m(\omega)$ はミキサ出力側周波数特性、 $\phi_m(T_1)$ はタイミング T_1 で定まる各ローカル信号の位相を表している。

次に AD 変換器により、サンプリングして得られる狭帯域デジタル IF 信号成分は、デジタル周波数表記を Ω とすると式(3-4)の ω を Ω に置き換えたものとなる。

$$\begin{aligned}
 V_m(\Omega) & \left| \begin{array}{l} \Omega_{m,2} \\ \Omega_{m,1} \end{array} \right. \\
 & = B_m(\Omega) \cdot A_m(\Omega + \Omega_{L_m}) \\
 & \quad \cdot X_m(\Omega + \Omega_{L_m}) \left| \begin{array}{l} \Omega_{m,2} \cdot e^{-j\phi_m(T_1)} \\ \Omega_{m,1} \end{array} \right. \dots\dots\dots (3-5)
 \end{aligned}$$

式(3-5)右辺の $B_m(\Omega) \cdot A_m(\Omega + \Omega_{L_m})$ は、チャンネル m におけるミキサの RF 側および IF 側周波数特性を含めた各チャンネルの誤差特性を示している。AD 変換後各チャンネルの必要通過域帯域 $[\Omega_{m,1}, \Omega_{m,2}]$ 内で誤差補正特性 $\{B_m(\Omega) \cdot A_m(\Omega + \Omega_{L_m})\}^{-1}$ の特性を持つイコライザにより補正することで、式(3-6)に示すように誤差特性をキャンセルすることができる。

$$\begin{aligned}
 Y_m(\Omega) & \left| \begin{array}{l} \Omega_{m,2} \\ \Omega_{m,1} \end{array} \right. \\
 & = B_m(\Omega) \cdot A_m(\Omega + \Omega_{L_m}) \\
 & \quad \cdot \{B_m(\Omega) \cdot A_m(\Omega + \Omega_{L_m})\}^{-1} \\
 & \quad \cdot X_m(\Omega + \Omega_{L_m}) \left| \begin{array}{l} \Omega_{m,2} \cdot e^{-j\phi_m(T_1)} \\ \Omega_{m,1} \end{array} \right. \\
 & = X_m(\Omega + \Omega_{L_m}) \left| \begin{array}{l} \Omega_{m,2} \cdot e^{-j\phi_m(T_1)} \\ \Omega_{m,1} \end{array} \right. \dots\dots\dots (3-6)
 \end{aligned}$$

以降、説明を簡単にするため、AD 変換器からは、イコライザにより補正された式(3-6)の結果が出力されるものとする。Fig. 3-6 に AD 変換器から得られる狭帯域デジタル IF 信号の周波数成分を示す。

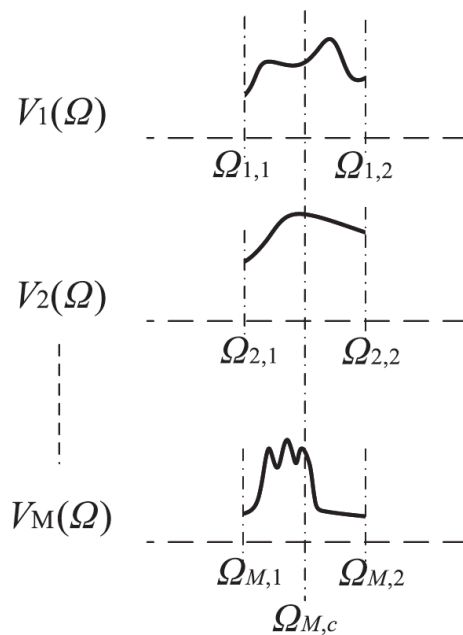


Fig. 3-6 Frequency component of a digital IF signal.

3.2.4.2. 広帯域デジタル IF 信号の再生

狭帯域デジタル IF 信号から、広帯域デジタル IF 信号を再生する方法を検討する。イコライザにより補正された狭帯域デジタル IF 信号は、Fig. 3-6 に示すように、同一の周波数領域に位置しているため、各狭帯域デジタル IF 信号の周波数関係を、周波数変換前の状態に周波数シフトする必要がある。周波数シフト後の狭帯域デジタル IF 信号を $Y_m(\Omega)$ とすると、入力された信号は、元々一つの信号であることから、チャンネル m と $m+1$ の境界において、式(3-7)が成立すればよい。

$$\arg\{Y_m(\Omega_{m,2})\} = \arg\{Y_{m+1}(\Omega_{m+1,1})\} \dots\dots\dots(3-7)$$

時刻 t_1 におけるチャンネル $m+1$ のデータに施す位相補正值 Φ_{m+1} は式(3-7)より、

$$\begin{aligned}
\Phi_{m+1} &= \{\psi_m(t_1 + \delta) - \phi_m(t_1)\} \\
&\quad - \{\psi_{m+1}(t_1 + \delta) - \phi_{m+1}(t_1)\} \\
&= \Omega_{L_m} \cdot (t_1 + \delta) + \psi_m(0) - \{\omega_{L_m} \cdot (t_1) + \phi_m(0)\} \quad \dots\dots\dots (3-8) \\
&\quad - [\Omega_{L_{m+1}} \cdot (t_1 + \delta) - \psi_{m+1}(0) - \{\omega_{L_m} \cdot (t_1) + \phi_m(0)\}]
\end{aligned}$$

となる。ここで、 δ は、アナログローカル信号とデジタルローカル信号のタイミングずれ量、 $\phi_m(0)$ 、 $\psi_m(0)$ はチャンネル m のローカル信号の初期位相を示している。

ここで、各ローカル周波数の関係を次式のように定義すると、

$$\Delta\omega_{L_m} = 2\pi \cdot \Delta f_{L_m} = \omega_{L_{m+1}} - \omega_{L_m} = \Omega_{L_{m+1}} - \Omega_{L_m} \quad \dots\dots\dots (3-9)$$

式(3-8) は、次式のようになる。

$$\Phi_{m+1} = \Delta\omega_{L_m} \cdot \delta + \psi_m(0) - \psi_{m+1}(0) - \phi_m(0) + \phi_{m+1}(0) \quad \dots\dots\dots (3-10)$$

この位相補正值 Φ_{m+1} を、時刻 t_2 において補正值として使用できる条件を考える。式(3-8)と同様にして、チャンネル $m+1$ のデータに施す位相補正值 Φ'_{m+1} は次式のように表せる。

$$\Phi'_{m+1} = \Delta\omega_{L_m} \cdot \delta' + \psi_m(0) - \psi_{m+1}(0) - \phi_m(0) + \phi_{m+1}(0) \quad \dots\dots\dots (3-11)$$

ここで、 δ' は、アナログローカル信号とデジタルローカル信号のタイミングずれ量である。従って、時刻 t_1 に取得した位相補正值 Φ_{m+1} が、時刻 t_2 において使用できる条件は、次式のようになる。

$$\Delta\omega_{L_m} \cdot (\delta - \delta') = n \cdot 2\pi \quad \dots\dots\dots (3-12)$$

(n は任意の整数)

ここで、 $\Delta T = \delta - \delta'$ とすると

$$\Delta T = n \cdot \frac{1}{\Delta f_{L_m}} \quad \dots\dots\dots(3-13)$$

(n は任意の整数)

式(3-13)は、分波合成を行なう場合の、チャンネル m と $m+1$ 間の条件である。

すなわち、ローカル信号周波数差を公約数とする同期信号に同期して、位相補正值の取得を行ない、広帯域 RF 信号測定時にも、同期信号に同期して狭帯域デジタル IF 信号に位相補正值を適用し、合成処理をすることで、広帯域デジタル IF 信号の再生が可能となる。

3.2.4.3. 広帯域デジタル IF 信号の再生条件

狭帯域デジタル IF 信号から広帯域デジタル IF 信号を再生するためには、各信号の周波数関係を周波数変換前の状態に戻すため、狭帯域デジタル IF 信号を周波数シフトして合成する必要がある。今、チャンネル m の信号を、角周波数 Ω_{L_m} のデジタルローカル信号によりデジタルミキシングして、中心周波数 $\Omega_{I,C}$ から $\Omega_{m,C}$ へ周波数シフトすると、周波数シフト後のデジタル IF 信号 $Y_m(\Omega)$ は、式(3-14)のように表される。

$$Y_m(\Omega) \begin{vmatrix} \Omega_{m,2} \\ \Omega_{m,1} \end{vmatrix} = X(\Omega - \Omega_{L_m} + \omega_{L_m}) \begin{vmatrix} \omega_{m,2} \\ \omega_{m,1} \end{vmatrix} \cdot e^{j\{\psi_m(T_2) - \phi_m(T_1)\}} \quad \dots\dots\dots(3-14)$$

ここで、 $\psi_m(T_2)$ は、タイミング T_2 で定まる各デジタルローカル信号の位相を、 $\phi_m(T_1)$ は、タイミング T_1 で定まる各アナログローカル信号の位相を表している。

式(3-14)より、周波数シフト後の狭帯域デジタル IF 信号は、タイミング T_1 およびタイミング T_2 で定まる位相回転が加わっており、この位相回転量は、システムの起動タイミングにより変動する。したがって、この変動を受けないタイミングをとらえて、広帯域デジタル IF 信号の再生処理を行う必要がある。

3.3. 計算機シミュレーション

今回アレイ化周波数変換器の分波再合成アルゴリズムを確認するため、分波部の分波数を 4 チャンネルとして構成した機能限定モデルにより、計算機シミュレーションを実施した。

3.3.1. 信号分波部

信号分波部のシミュレーション緒元を Table 3-1 に示す。

Table 3-1 Specification of the multiplexer used in the simulation.

チャンネル	中心周波数 [MHz]	周波数帯域 [MHz]	フィルタ形式	
			特性	次数
1	600	40	バターース	12
2	630	20	バターース	12
3	650	20	バターース	12
4	680	40	バターース	12

Table 3-1 に示すように信号分波部としては、各チャンネルの中心周波数を 600 MHz, 630 MHz, 650 MHz, 680MHz, 周波数帯域を 40 MHz, 20 MHz, 20 MHz, 40 MHz, フィルタの特性がバターースフィルタであるコンティギュアス・マルチプレクサを想定し、分波部のシミュレーションモデルを構成した。Fig. 3-7 にコンティギュアス・マルチプレクサ方式の分波部の伝送特性を示す。コンティギュアス・マルチプレクサ方式の特徴である各チャンネルの 3dB 帯域が連続して存在している。

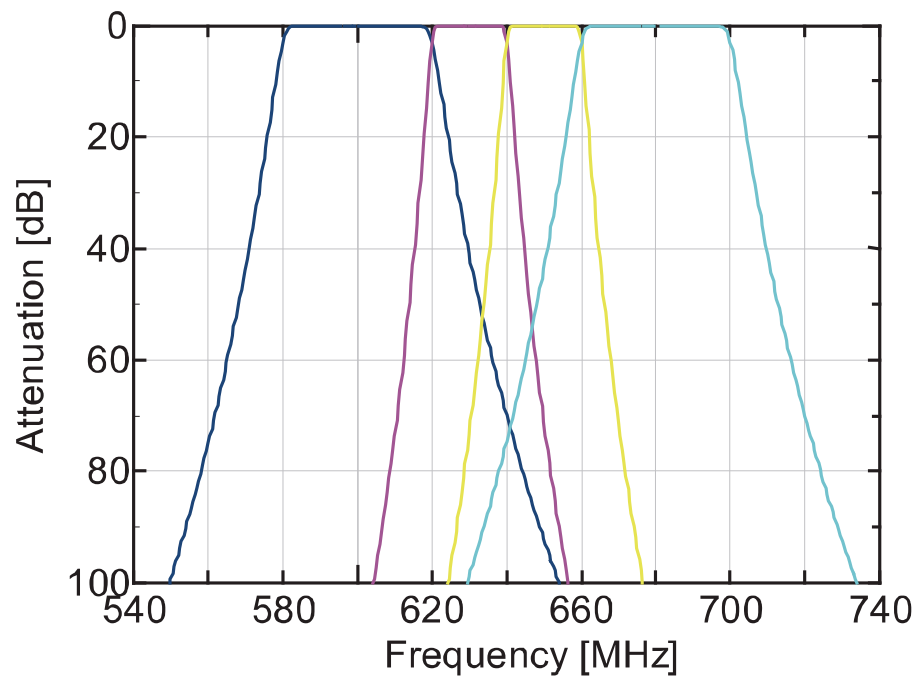


Fig. 3-7 Frequency characteristics of the multiplexer used in the simulation. .

分波部の各出力の伝送特性を Fig. 3-8 に示す。

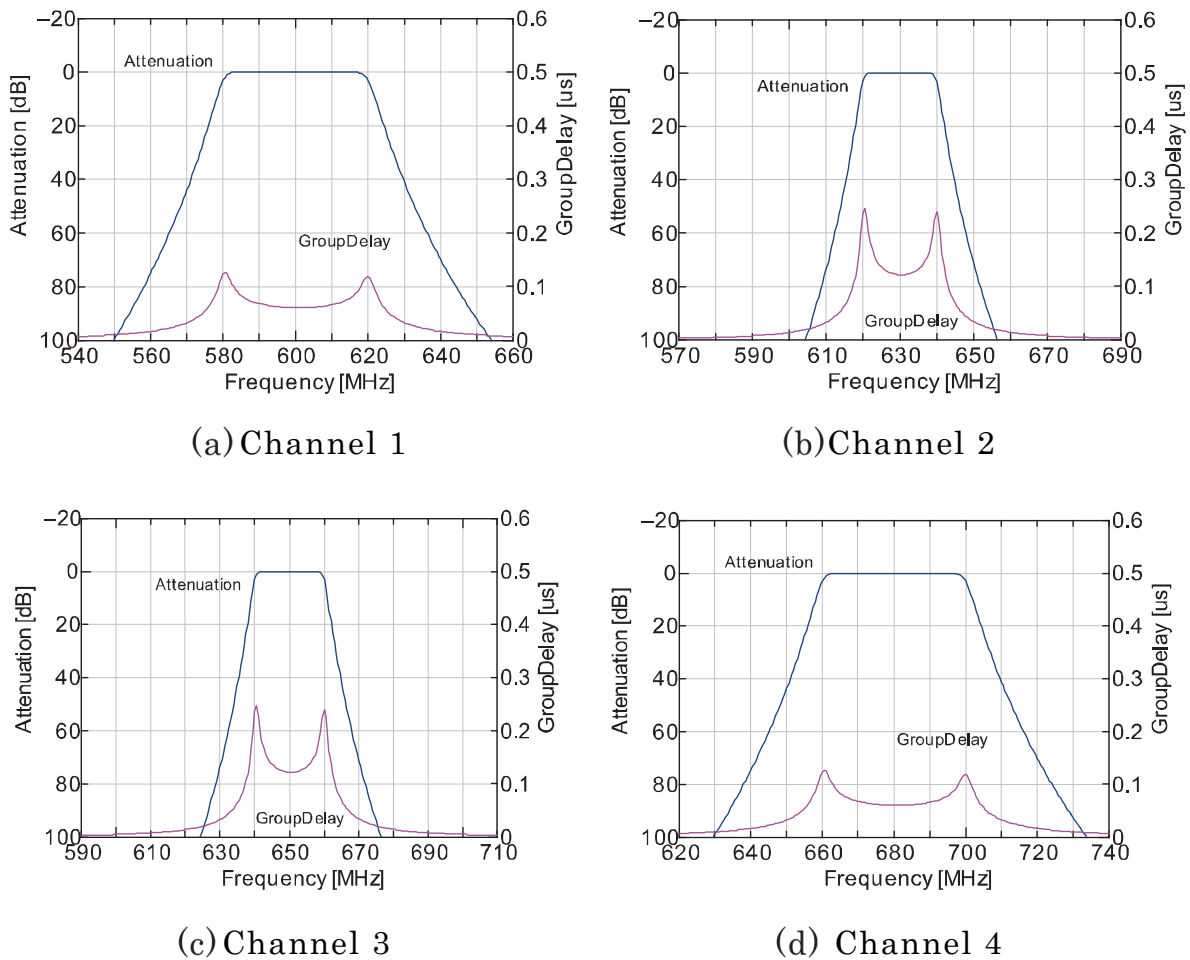


Fig. 3-8 Detail frequency characteristics of the multiplexer used in the simulation.

各チャンネルの群遅延特性において、特性が一定ではなく、カットオフ周波数近辺において遅延 n が大きくなるバタワース特性を示していることがわかる。

3.3.2. 被測定信号

本シミュレーションにおいて、被測定信号として以下に示す QPSK 変調信号を使用した。QPSK 変調信号を使用する主な理由は、再生した信号の振幅情報や、位相情報が正しく再現されているかを判断するためで、それらが正しく再生されていれば、シンボル点が収束するはずである。その確認には、コンスタレーション表示 [3-9] を用いた。

Table 3-2 に被測定信号の緒元を， Fig. 3-9 に被測定信号を示す。

Table 3-2 Test signal configurations.

中心周波数	630MHz
変調方式	QPSK
シンボルレート	50MHz
ロールオフ	0.5

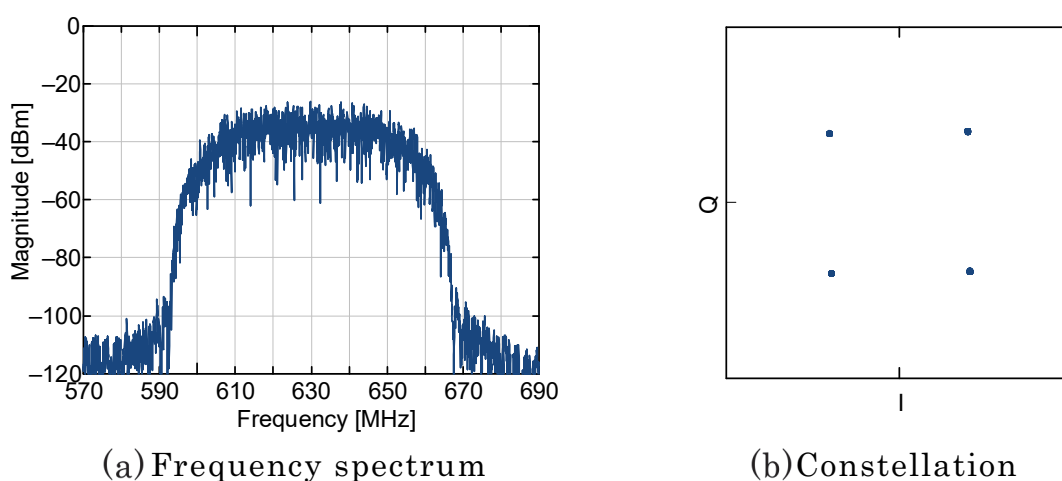
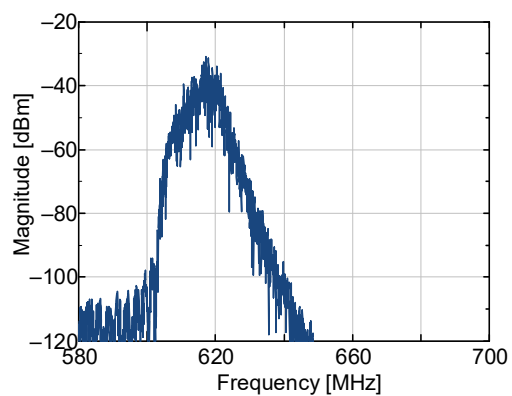


Fig. 3-9 Test signal.

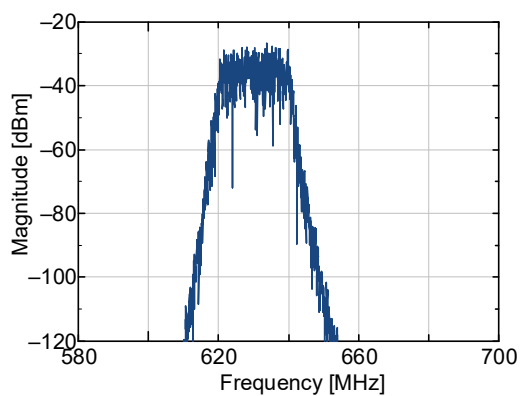
Fig. 3-9 (b) に示すコンスタレーション表示は，横軸に同相成分 (In Phase) を，縦軸に直交位相成分 (Quadrature Phase) を，それぞれ I, Q として表示している。

3.3.3. 分波器出力

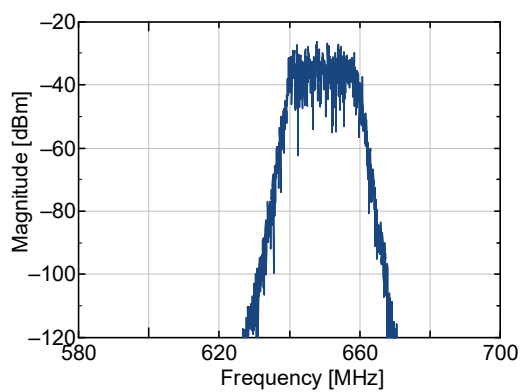
まず，本シミュレーションにおける，分波部の各出力スペクトルを Fig. 3-10 に示す。変調された信号が，4つの帯域に分波され出力されている。今回の信号分波部の場合，一番狭帯域のチャンネル 2,3 の通過帯域幅が 20 MHz のため，元の信号電力に対して約-4dB，その他のチャンネル 1,4 の場合には被測定信号の帯域との関係もあり，信号電力は元の信号電力に対して約-10dB 減少して出力されている。



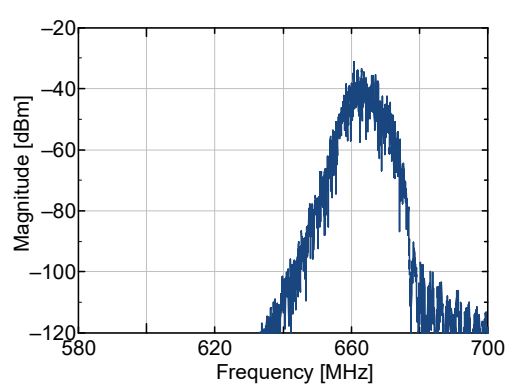
(a) Channel 1



(b) Channel 2



(c) Channel 3



(d) Channel 4

Fig. 3-10 The spectrum of the output at multiplexer.

3.3.4. 信号再生結果

Fig. 3-10 に示した分波後の信号を，IF 周波数に周波数変換し IF 周波数において再生した結果を以下に示す。

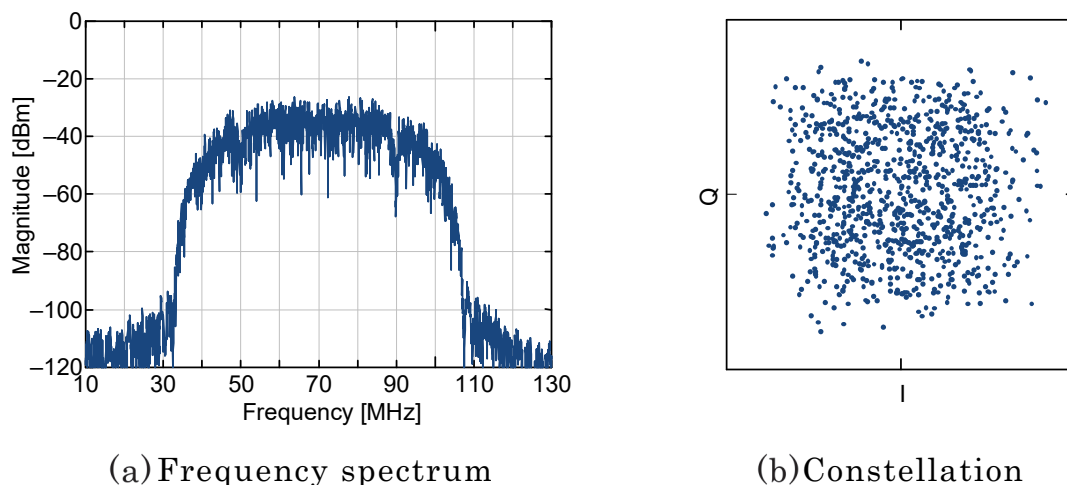


Fig. 3-11 Simulation result without phase offset control.

Fig. 3-11 は，ただ単純に分波後の各信号に対して合成処理した際の結果である。同図 (a) に示す周波数スペクトラム結果では，分波器の周波数の境界 (50 MHz, 70 MHz, 90 MHz) において，若干のレベルの変動が見られる。これは，分波器の周波数特性も補正されておらず，さらに周波数変換に使用している各ローカル信号の位相も補正されていないために発生している。

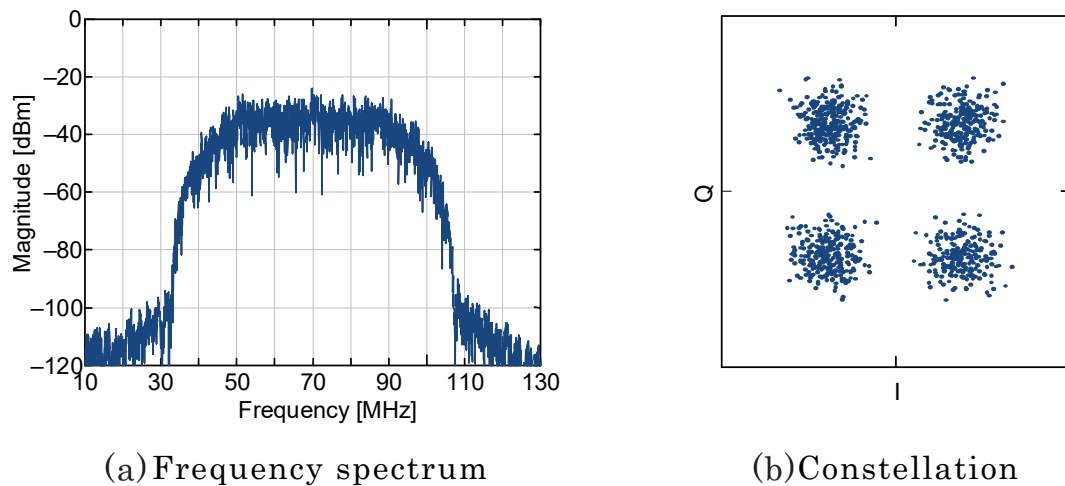


Fig. 3-12 Simulation result with phase offset control.

Fig. 3-12 は、周波数変換に使用しているローカル信号の位相のみを補正した結果である。同図 (b) に示すコンスタレーション表示において、分波器の特性が補正されていないため、シンボル点がまだ 1 点に収束しきれていない状態である。

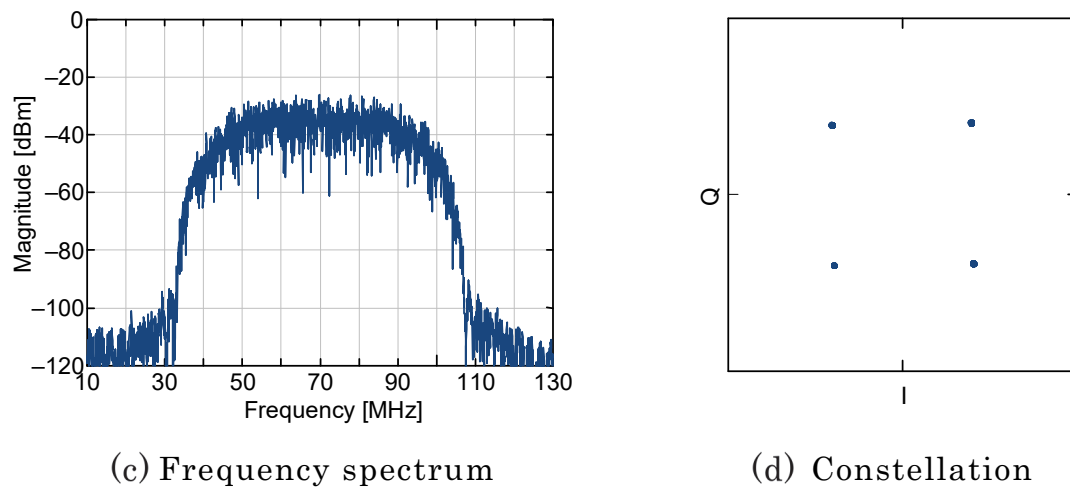


Fig. 3-13 Simulation result with phase offset control and equalization of multiplexer characteristics.

Fig. 3-13 は、今回提案している手法により、分波器の特性を補正し、さらに同期処理によりローカル信号の位相差を補正した際の結果である。コンスタレーション表示においても、シンボル点が 1 点に収束し、もとの信号が再生されている。このように、分波器の特性、各周波数変換部のローカル信号の位相差をそれぞれ正しく補正することで、もとの入力信号を正しく再生できることがわかる。

3.4. 原理検証装置による検証

これまで説明したアレイ化周波数変換器の理論を用いた実験装置を試作し、アレイ化周波数変換器の動作を検証する。

3.4.1. 実験装置概要

Fig. 3-14 に試作した実験装置の写真を示す。本装置は、分波モジュールと 3 つの周波数変換モジュールから構成され、周波数変換モジュールは、同一のミキサ、および 16 bit, 200 Msps の AD 変換器から構成されている。各チャンネルのバンドパスフィルタ $A_m(\omega)$ の特性を Table 3-3 に示す。

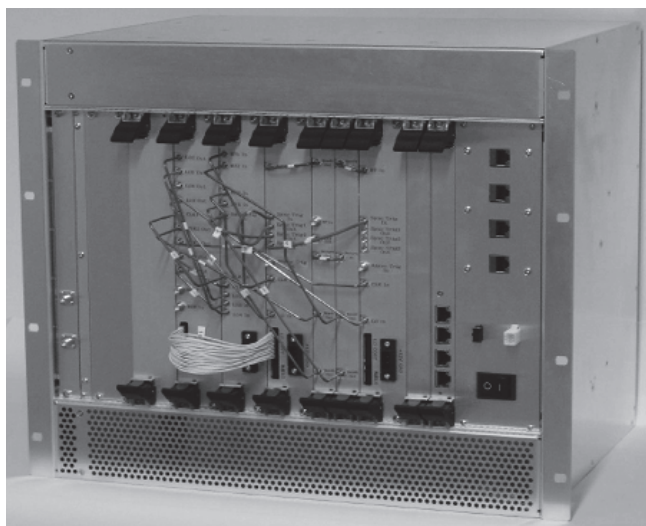


Fig. 3-14 Photo of the experiment system.

Table 3-3 Test device configurations.

channel	parameter	value
1	Center frequency	890 MHz
	Bandwidth	20 MHz
	Mixing local frequency	840 MHz
2	Center frequency	910 MHz
	Bandwidth	20 MHz
	Mixing local frequency	860 MHz
3	Center frequency	940 MHz
	Bandwidth	40 MHz
	Mixing local frequency	890 MHz

3.4.2. マルチトーン信号による確認

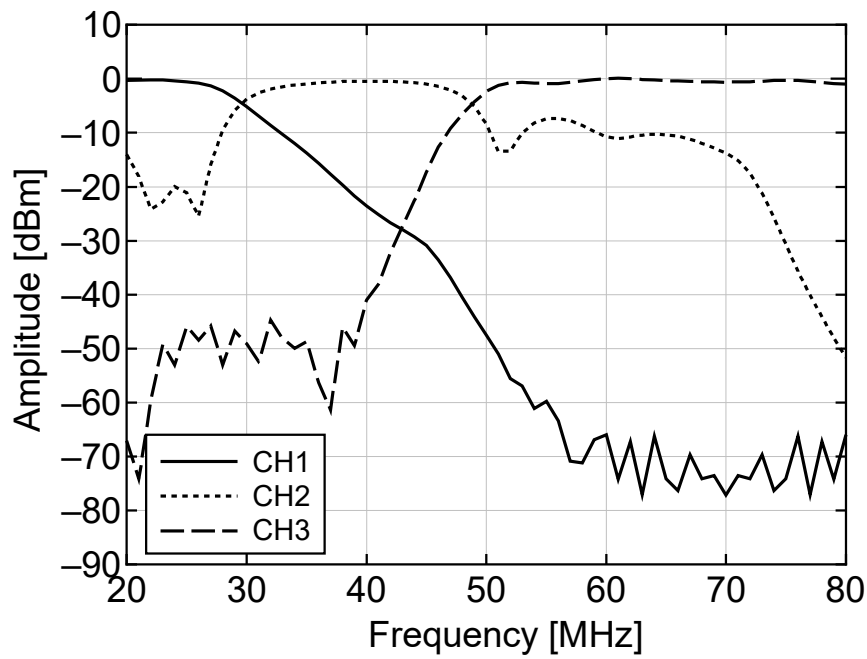
本実験装置の振幅情報および位相情報の再生動作を確認するため、ベクトル信号発生器 (MS2690A-020) から、Table 3-4 に示すマルチトーン信号を発生させ、分波合成処理後の再生動作を確認する。

Table 3-4 Test signal configurations.

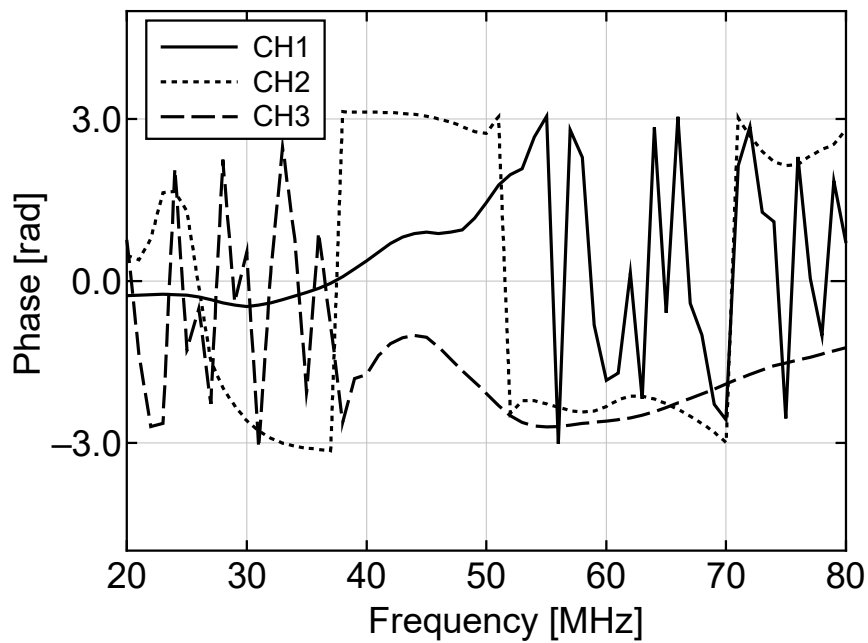
parameter	value
Center frequency	910 MHz
Modulation	Multi-tone signal
Signal Bandwidth	60 MHz
Frequency spacing	1 MHz

Fig. 3-15 は、各 AD 変換器により取得したデータを、それぞれデジタルミキシング処理を行ない FFT 処理した結果を表示したものである。図中 (a) は振幅特性、(b) は位相特性を示しており、各特性中の実線、点線、破線はそれぞれのチャンネル (CH1, CH2, CH3) の特性をそれぞれ示している。3.2.4.1 項中 式 (3-5) で示したミキサの

RF 側および IF 側周波数特性を含めた各チャンネルの誤差特性 $B_m(\Omega) \cdot A_m(\Omega + \Omega_{L_m})$ を補正していないため、特に (b) に示す位相特性が、各チャンネルのデータともに大きく乱れている。



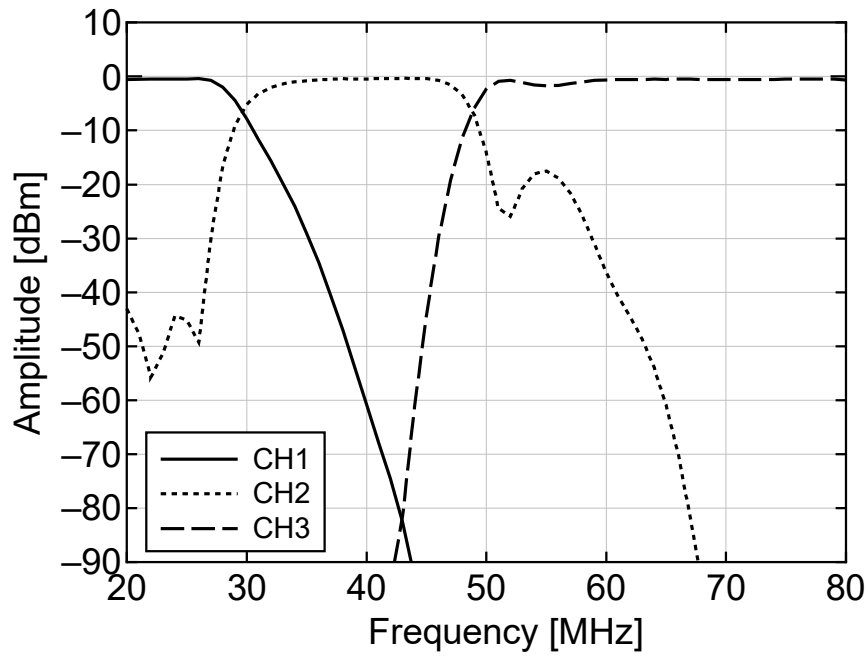
(a) Amplitude characteristics.



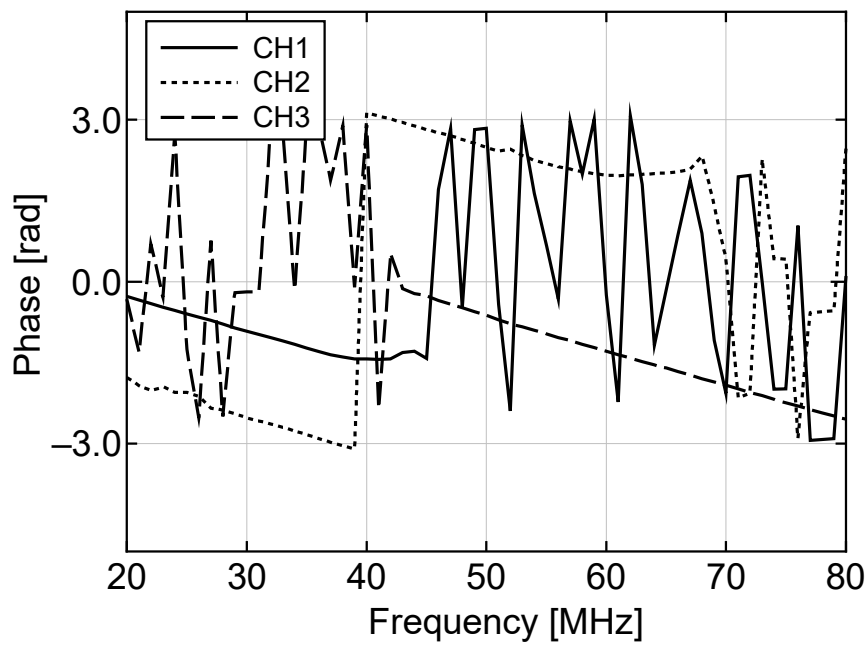
(b) Phase characteristics.

Fig. 3-15 Frequency characteristics without equalizer.

Fig. 3-16 は、各 AD 変換器により取得したデータを、3.2.4.1 項中 式(3-5)で示したミキサの RF 側および IF 側周波数特性を含めた各チャンネルの誤差特性 $B_m(\Omega) \cdot A_m(\Omega + \Omega_{L_m})$ を補正するイコライザにより処理した結果を FFT 解析したものである。Fig. 3-15 と同様に (a) は振幅特性、(b) は位相特性を示しており、各特性中の実線、点線、破線はそれぞれのチャンネルの特性を示している。(a) の振幅特性では、合成時に振幅特性がフラットになるように各チャンネルのデータが補正されている。また Fig. 3-15 では大きく乱れていた位相特性が、イコライザにより補正され位相がリニアに推移している。ただし、各チャンネルの境界周波数 (30 MHz, 50 MHz) における各チャンネルの位相は、補正されていないために、位相差が生じたままである。



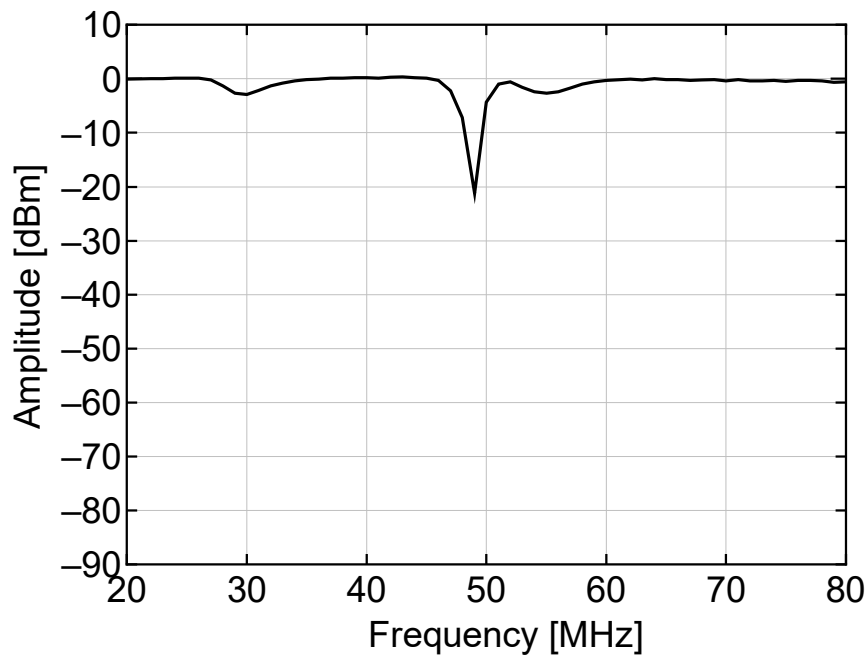
(a) Amplitude characteristics.



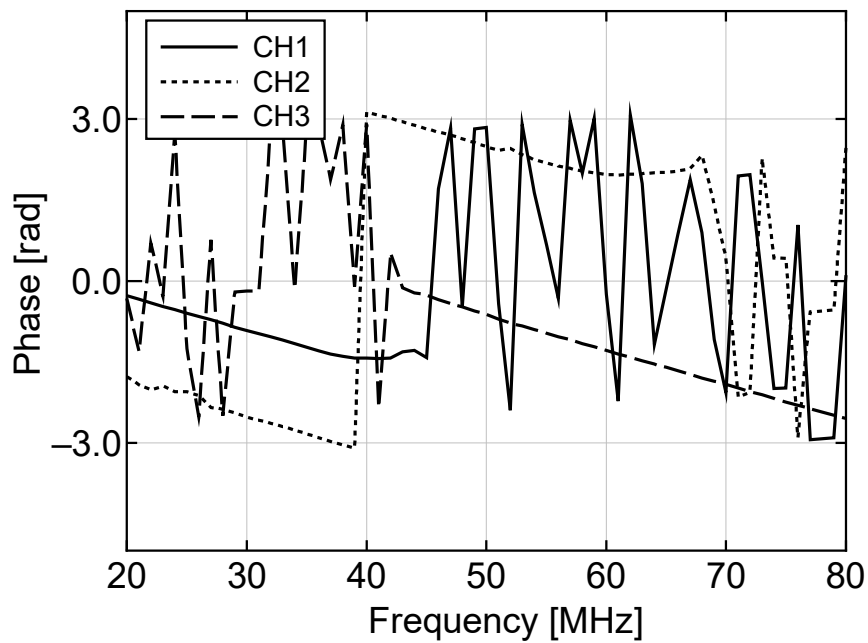
(b) Phase characteristics.

Fig. 3-16 Frequency characteristics with equalizer.

Fig. 3-17 は、Fig. 3-16 に示したイコライザ処理後の各チャンネルデータ（CH1～CH3）を、各チャンネル間の位相差を補正せずに合成して、デジタル IF 信号として再生した結果を示している。図中（a）は振幅特性、（b）は位相特性を示しており、特性（a）中の実線は合成時の特性を、特性（b）中の実線、点線、破線はそれぞれのチャンネル（CH1, CH2, CH3）の特性を示している。（b）の位相特性より明らかなように、各チャンネル間の位相差が補正されていないため、（a）に示す再生したデジタル IF 信号の振幅特性は、各チャンネルの境界周波数（30 MHz, 50 MHz）においてディップが生じた結果となっている。この振幅特性の乱れは、各チャンネル間の位相差によって変化するため、解析タイミング毎に毎回異なった結果となる。



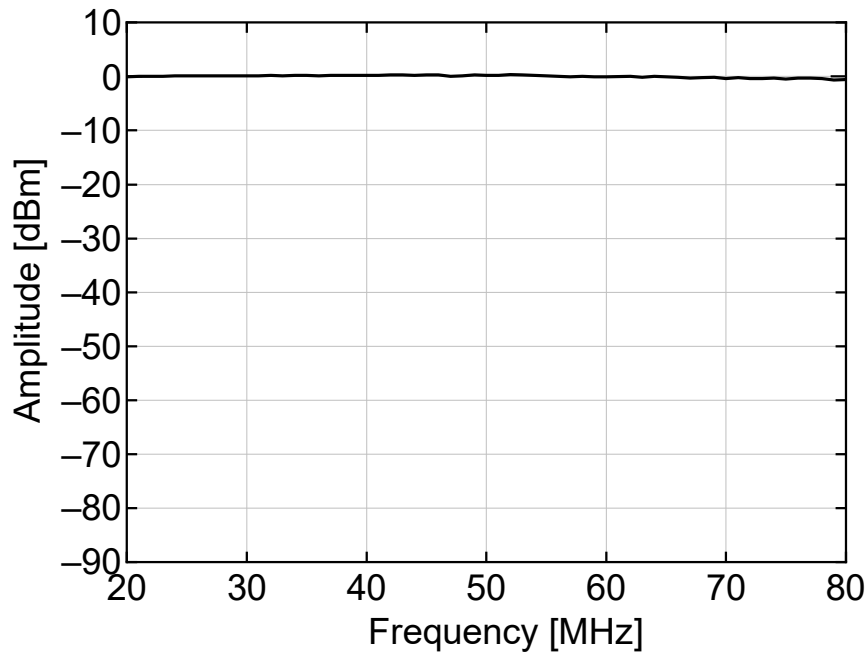
(a) Amplitude characteristics.



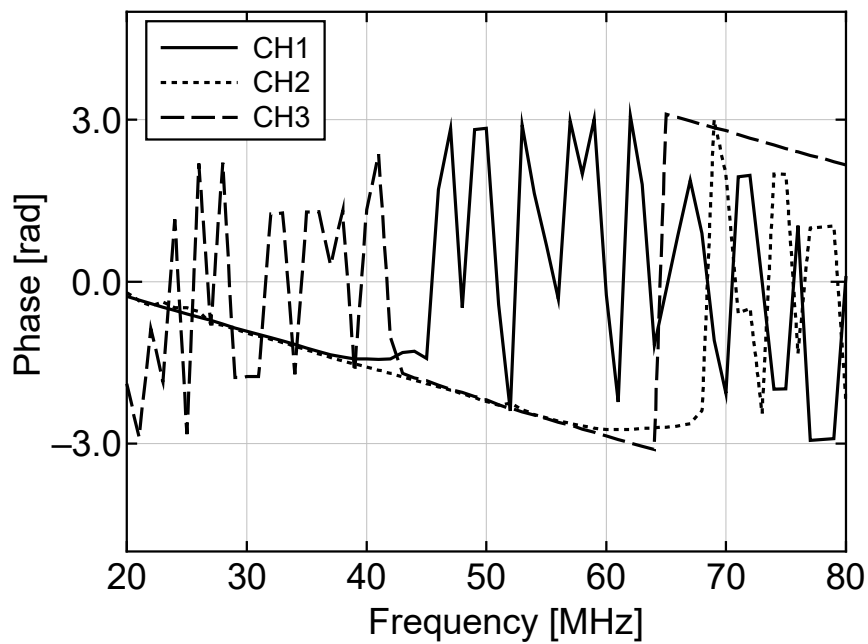
(b) Phase characteristics.

Fig. 3-17 Frequency characteristics without phase offset between each channels.

Fig. 3-18 は, Fig. 3-16 に示したイコライザ処理後の各チャンネルデータに対して, 各チャンネル間の位相差を補正後に合成し, デジタル IF 信号を再生した結果である。Fig. 3-17 同様 (a) は振幅特性, (b) は位相特性を示しており, 特性 (a) 中の実線は合成時の特性を, 特性 (b) 中の実線, 点線, 破線はそれぞれのチャンネルの特性を示している。各チャンネル間の位相差を補正することで, (a) に示す振幅特性が, 各チャンネルの境界周波数において大きなディップが生じることなく, 0.5dB の誤差内でフラットに補正されている。



(a) Amplitude characteristics.



(b) Phase characteristics.

Fig. 3-18 Frequency characteristics with phase offset between each channels.

3.4.3. 変調信号による確認

各チャンネルの特性（振幅特性，位相特性）が，イコライズ処理によりそれぞれ補正され，合成処理において，各チャンネル間の位相オフセットを補正することで，精度良くデジタル IF 信号が再生されることを確認した。本節では，EVM 解析によりその効果を確認する。

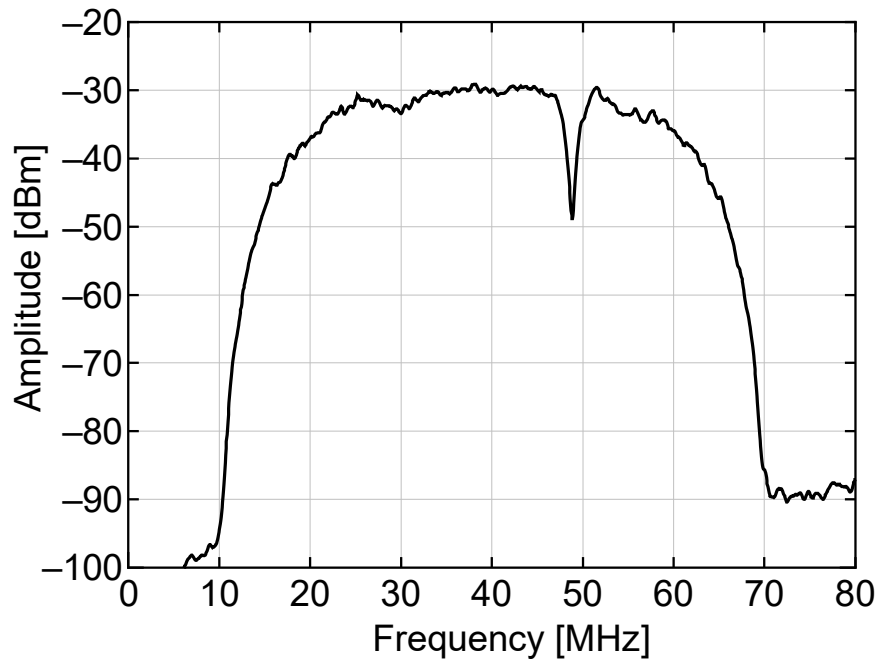
ベクトル信号発生器（MS2690A-020）から，Table 3-5 に示したテスト信号を発生させ，装置により分波合成後の再生信号に対して復調処理を行い EVM 解析を行った。

Table 3-5 Test signal configurations.

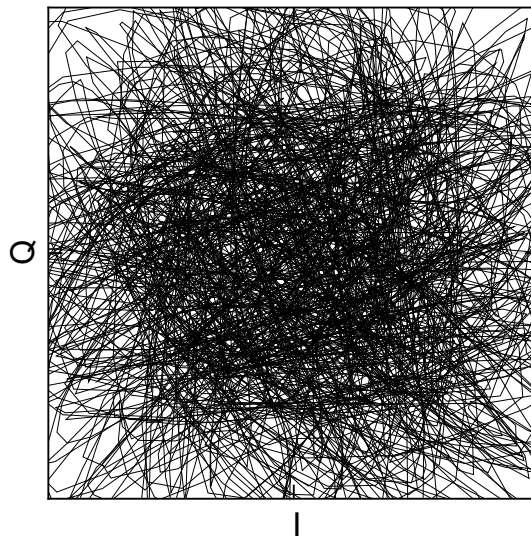
parameter	value
Center frequency	910 MHz
Modulation	QPSK
Symbol Rate	40 MSymbol/s
Roll Off Factor	0.5

Fig. 3-19, Fig. 3-20 に実験結果を示す。それぞれ (a) は周波数スペクトラム，(b) はコンスタレーションを示している。Fig. 3-19 からわかるように，各チャンネルの間の位相差が補正されていない場合には，再生時の周波数スペクトラムには，波形に大きな振幅の落ち込みがみられ，このような場合には正しく信号を解析できない。

Fig. 3-20 は，各チャンネルの間の位相差まで補正され，時間情報が精度良く再生されているため，解析結果であるコンスタレーション波形がシンボルの存在を明らかにしていることが分かる。この時の EVM 解析結果は，約 1.1%であった。参考として，市販測定器により測定した EVM 値は，約 2.0%であり，このことから測定器として十分な精度で広帯域信号が再生されていることがわかる。

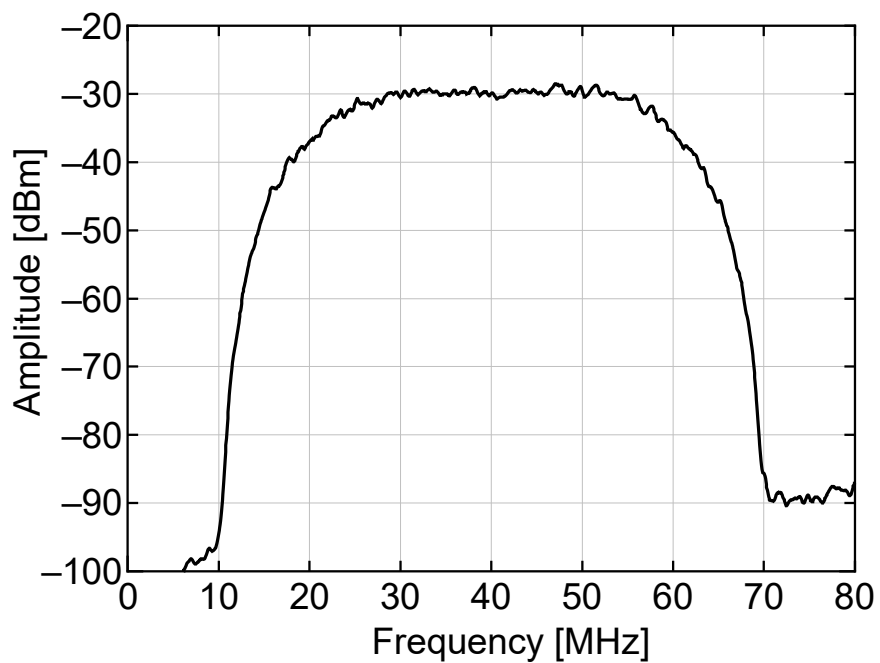


(a) Frequency spectrum.

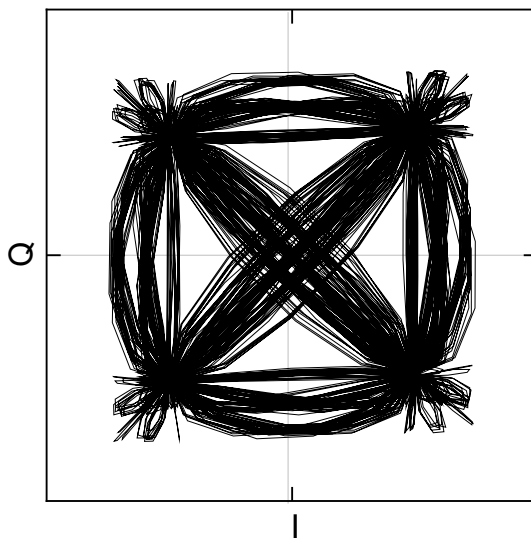


(b) Frequency spectrum.

Fig. 3-19 Experimental result without phase offset between each channels.



(a) Frequency spectrum.



(b) Frequency spectrum.

Fig. 3-20 Experimental result with phase offset between each channels.

Fig. 3-21 は、複数あるチャンネル間の位相差を、理想値 0 から実験的に変化させ、EVM 値の変化を観測したものである。EVM 値を誤差 10% で観測する場合には、位相補正値を ± 0.01 rad の範囲で制御する必要があることを示している。

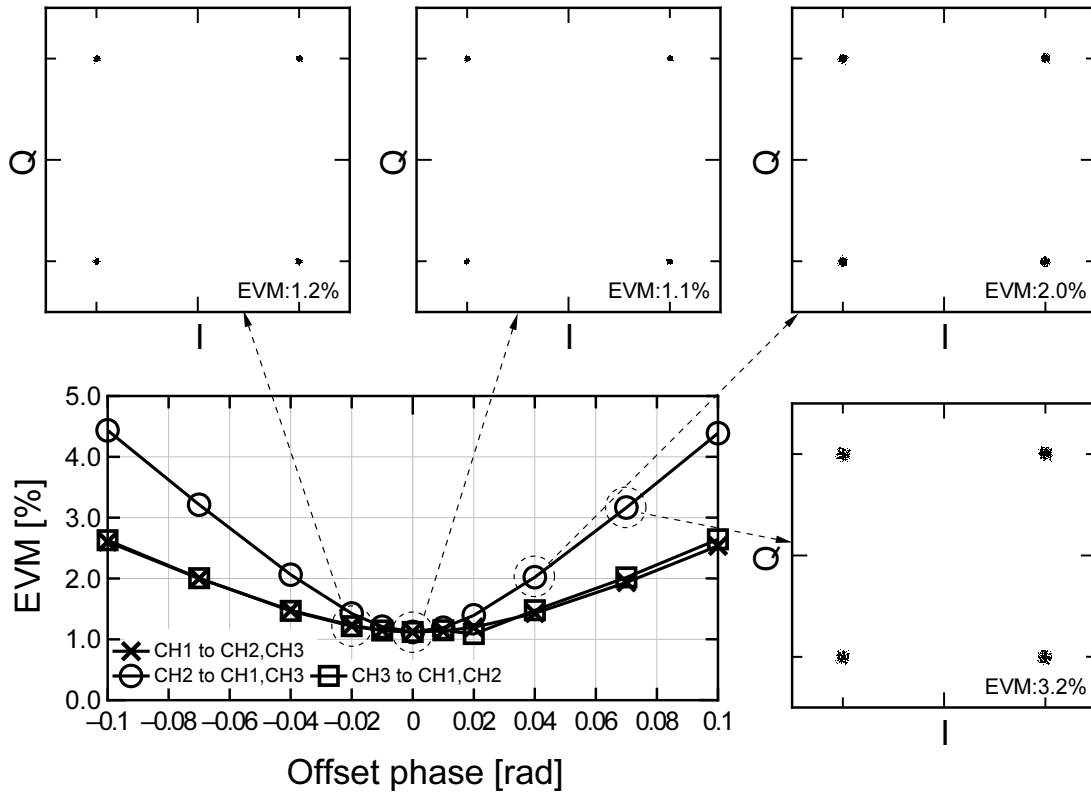


Fig. 3-21 Effectiveness of phase offset between each channels.

3.4.4. ダイナミックレンジの確認

分波することにより，1つのミキサで処理する場合に比べ，個々のミキサには分波数 m 分だけ大きな信号電力を入力することが可能となる。したがって，ダイナミックレンジは $10 \cdot \log(M)$ dB 改善することとなる。本項では，実際の変調信号を用いて，実験によりダイナミックレンジの確認を行う。実験は，分波せずに1チャンネルのミキサ回路により処理する場合と，アレイ化周波数変換器により，分波後の信号を複数のミキサ回路により処理する場合について，それぞれの条件で取得した信号を比較し，ダイナミックレンジの改善度を確認する。

まず，単一のミキサ回路により処理する場合，およびアレイ化周波数変換器の場合それぞれにおいて，各ミキサの入力レベルが等しくなるように，信号レベルを調整する。これにより，各ミキサにより生じる混変調歪みのレベルが同一になるように調整される。この時，アレイ化周波数変換器に入力される信号レベルは，単一のミキサ回路に入力できる入力レベルの M 倍となる。

広帯域 IF 信号として変調帯域 60 MHz の OFDM 変調信号を用い，OFDM 変調信号の近傍に重畳した微小信号レベルのスプリアス信号を，それぞれの条件において観測し，分波合成適用時の効果を確認する。

Fig. 3-22 は，テスト信号を観測した際の結果である。図中，点線は単一のミキサにより解析を行なった際の観測波形であり，実線はアレイ化周波数変換器による観測波形である。観測される OFDM 変調信号の電力レベルはどちらも等しいから，観測される OFDM 変調信号レベルをグラフ上で一致するよう，測定系を校正しなおし，スプリアス重畳した周波数 85 MHz 付近を拡大してみると，単一ミキサにて観測した波形に比べ，アレイ化周波数変換器にて観測した波形のノイズレベルが 5～8 dB 低くなっており，ダイナミックレンジが改善していることが確認できる。以上のことから考えても，アレイ化周波数変換器の有効性が確認できる。

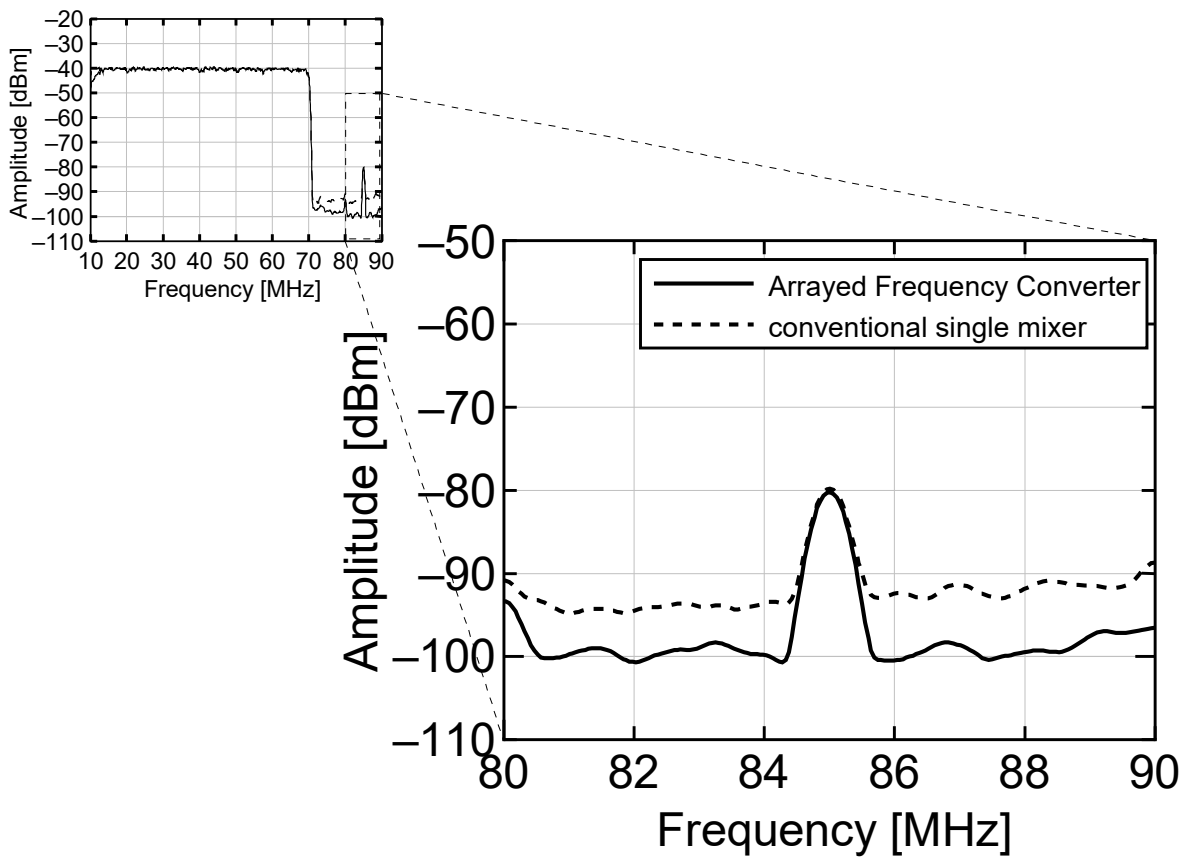


Fig. 3-22 Experimental result with phase offset between each channels.

3.5. あとがき

アレイ化周波数変換器の基本原理である分波合成アルゴリズムの基本原理を，数式により説明した。さらに，振幅特性，群遅延特性の異なる分波器により分波された QPSK 変調信号に対して，分波合成アルゴリズムを適用することで，IF 周波数において元の信号に再生されることを，シミュレーションにより示した。

本アルゴリズムにより，分波数 (M) だけ被測定信号電力を低下させることが可能となり，1 つの周波数変換器において処理する信号電力を低下させることが可能となる。従って周波数変換器において発生する 2 信号 3 次歪 (Third-order inter modulation:IM3) の発生を抑えることが可能となる。

分波数を M ，変調波の帯域幅を BW ，変調波の送信電力を P_0 とし，分波後の変調波帯域幅 B が次式のようなようになるよう分波したと仮定すると，

$$B = \frac{BW}{M} \quad \dots\dots\dots(3-15)$$

分波後の電力 P は、 P_0/M となるため、分波後の信号電力は、 L [dB]減少する。

$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{1}{M}\right) \quad \dots\dots\dots(3-16)$$

従って、分波合成アルゴリズムを適用しない場合に比べて、2信号3次歪成分は、 $2L$ [dB]減少するため、ダイナミックレンジは、 L [dB]改善することになり、見かけ上、IP3が L [dB]高いミキサの動作と等価な歪レベルとなる。

以上、分波合成アルゴリズムは、測定ダイナミックレンジの向上に有効な手段であることを示した。

さらに、原理検証装置による評価を実施し、QPSK変調波のEVM測定、およびスプリアスを含むOFDM変調信号の高ダイナミックレンジ測定を実施、得られた測定結果から、本手法が、広帯域信号を解析するにあたり有効な手法であることを実証した。本手法を用いることにより、ダイナミックレンジを維持したまま解析周波数帯域を拡大させることが可能となり、スペクトラム解析装置に適用することで、装置の広帯域化・高ダイナミックレンジ化が可能であることを示した。

3.6. 参考文献

- [3-1] M.Pun, M.Morelli, C-C.J.Kuo, “Multi-Carrier Techniques for Broadband Wireless Communications: A Signal Processing Perspective,” Imperial College Press, 2007.
- [3-2] H.Nikookar, R.Prasad, “Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications,” Springer, 2009.
- [3-3] “総務省：スプリアス領域における不要発射等の測定方法例（情報通信審議会答申 H16.11.29（諮問第 2007 号関係））”, 1998.
- [3-4] “ITU-R 勧告 M.1177 準拠レーダースプリアス測定ソリューション”, Agilent Technologies. Inc., 2010.
- [3-5] 小宮紀旦, 矢加部利幸, “スプリアス発射測定におけるダイナミックレンジの拡大”, 信学ソサイエティ大会, C-2-85, pp.107, 2007.
- [3-6] 小宮紀旦, 矢加部利幸, “スプリアス発射測定のための可変同調フィルタと可変減衰器との組み合わせによる信号レベル調整”, 信学総大, C-2-97, pp.130, 2010.
- [3-7] S.A. Mass, “Microwave Mixers - Second Edition,” Artech House, 1993.
- [3-8] B. Razavi, “RF Microelectronics,” Prentice Hall, 1998.
- [3-9] Iti S.Misra, “Wirless Communications and Networks: 3G and Beyond Second edition,” McGraw Hill Education, 2013.

第4章 高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置

4.1. まえがき

第3章では、アレイ化周波数変換器の基本原理を計算機シミュレーションおよび、原理確認装置による評価を通じて、広帯域変調波の高ダイナミックレンジ測定が可能となることを示した。本章では、分波数、分波方式を見直した高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置（以下本装置）を構築し、既存スペクトラムアナライザとの比較実験を実施した。比較実験を通じて本装置が既存の掃引式スペクトラムアナライザと同等のダイナミックレンジを有し、時間連続な周波数解析を行うことのできることを実証し、本方式が高ダイナミックレンジスペクトラム解析に有効な方式であることを示す。

4.2. システム構成

Fig. 4-1 に本装置の機能ブロック図を示す。

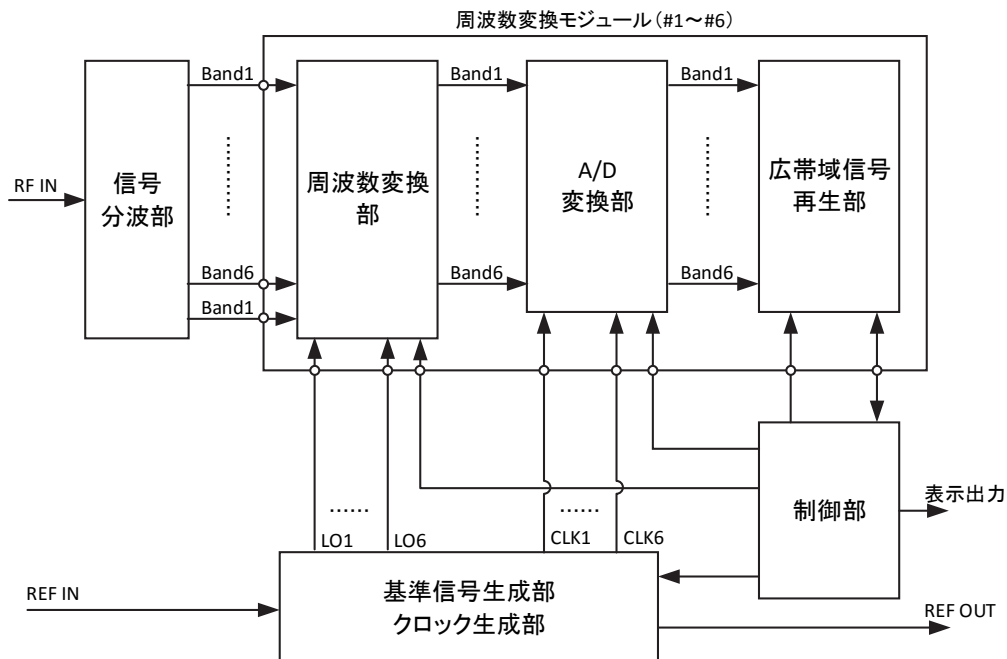


Fig. 4-1 Function block diagram of High dynamic range spectrum measurement system.

本装置は、信号分波部、周波数変換部、AD 変換部、基準信号発生部、クロック発生部、ローカル信号発生部、広帯域信号再生部、制御部から構成される。

信号分波部に入力された RF 信号は、6 つの帯域に分波され周波数変換部へ出力される。周波数変換部に入力された信号は、各々周波数変換された後、AD 変換部の AD 変換器によりデジタル信号に変換され、広帯域信号再生部にて信号再生される。①周波数変換部間の干渉低減、②広帯域信号再生部の信号処理リソースの低減、③帯域変更への拡張性（周波数変更の容易性）を考慮し、周波数変換部、AD 変換部、広帯域信号再生部は、チャンネル毎に分割されたモジュール（以下、周波数変換モジュール）構成となっている。モジュール化により必要となる複数のローカル信号、同期用タイミング信号は、基準信号生成部・クロック生成部において生成、供給される。

Fig. 4-2 に、高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置の外観を示す。

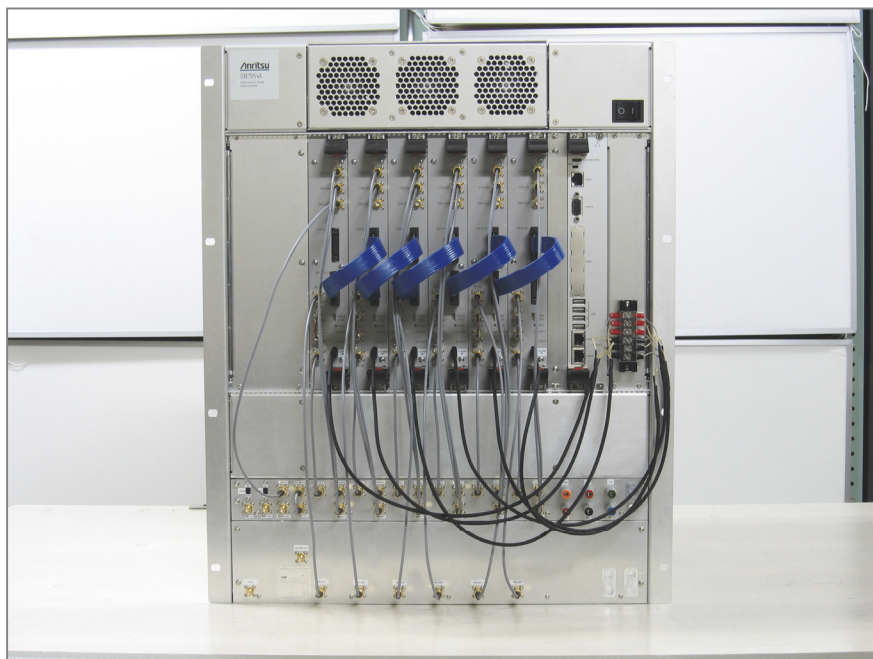


Fig. 4-2 High dynamic range spectrum measurement system.

4.2.1. 周波数変換モジュール

Fig. 4-3 に周波数変換モジュールの機能ブロック図を、Table 4-1 に高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置を構成する周波数変換モジュールの測定帯域を示す。

本モジュールは、信号分配部、周波数変換部、ローカル信号発生部、AD変換部、広帯域信号再生部を備え、信号分波部から出力される6帯域のうち1帯域を測定するモジュールとして動作する。

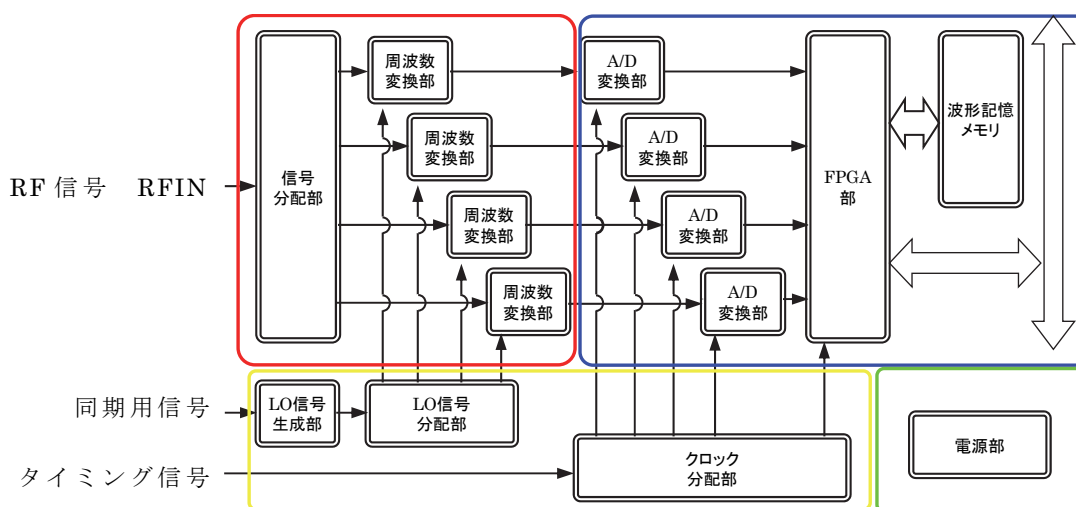


Fig. 4-3 Functional block diagram of the frequency conversion module.

Table 4-1 Configuration of the frequency conversion modules.

周波数変換モジュール(#)	RF 信号入力周波数範囲	ローカル信号周波数
1	798 MHz～832 MHz	935 MHz
2	832 MHz～866 MHz	969 MHz
3	866 MHz～900 MHz	1003MHz
4	900 MHz～934 MHz	1037 MHz
5	934 MHz～968 MHz	1071 MHz
6	968 MHz～1002 MHz	1105 MHz

周波数変換モジュール内の信号分配部は、ダイナミックレンジの改善のため、分波器からの RF 信号を、本モジュール内でさらに 4 分配する。4 分配された信号は 4 系統の周波数変換器と AD 変換器によりサンプリングし、FPGA 部において信号処理され、1 つのデジタル IF 信号に再合成される。このような構成により、信号分波部で分波されない狭帯域な信号の場合でも、ダイナミックレンジの向上が期待できる。

Fig. 4-4 に周波数変換モジュールの外観を示す。



Fig. 4-4 Appearance of the frequency conversion module.

4.2.1.1. 測定ダイナミックレンジ

本条では、周波数変換モジュールの測定ダイナミックレンジの算出をする。

Fig. 4-5 に、周波数変換モジュールの 2 信号 3 次歪測定結果を示す。同図は周波数変換モジュールの RF 入力部 (RF IN) に中心周波数 820.5 MHz, 離調周波数 1 MHz, 信号レベル -2 dBm の 2-tone 信号を入力し、2 信号 3 次歪みを測定した際の結果を示している。測定の結果より、2 信号 3 次歪みはおよそ -90 dBm であり、周波数変換モジュールの RF 入力部 (RF IN) で換算した 2 信号 3 次歪みインターセプトポイント (IIP3) は約 +43 dBm であることが分かる。

Fig. 4-6 に、周波数変換モジュールのノイズレベルの測定結果を示す。同図は、RF 入力部 (RF IN) を終端し、各 AD 変換器で測定した個別のノイズレベルと、合成後のノイズレベルを算出表示した結果を示している。個別のノイズに相関がないため、合成後のノイズレベルは、合成前のレベルに対し 6 dB しか増加していない。

Fig. 4-7 に、RF 入力部 (RF IN) から CW 信号入力時の測定結果を示す。Fig. 4-6 に示した終端時の測定結果と異なり、CW 信号の場合には、合成後の信号レベルは、個別の信号レベルに対し、12 dB 増加していることが確認できる。以上のことから、本モジュールで採用した、4 分配後再合成することでノイズ性能 (SNR) を約 6 dB 改善することが可能となる。

最後に、本モジュールのダイナミックレンジチャートを Fig. 4-8 に示す。同図は、Fig. 4-5 に示した IIP と、Fig. 4-6 に示したノイズレベルより算出した結果である。本モジュールのダイナミックレンジはおよそ 90 dB であることが確認できる。また、4 分配後再合成することにより得られた改善は約 4 dB である。

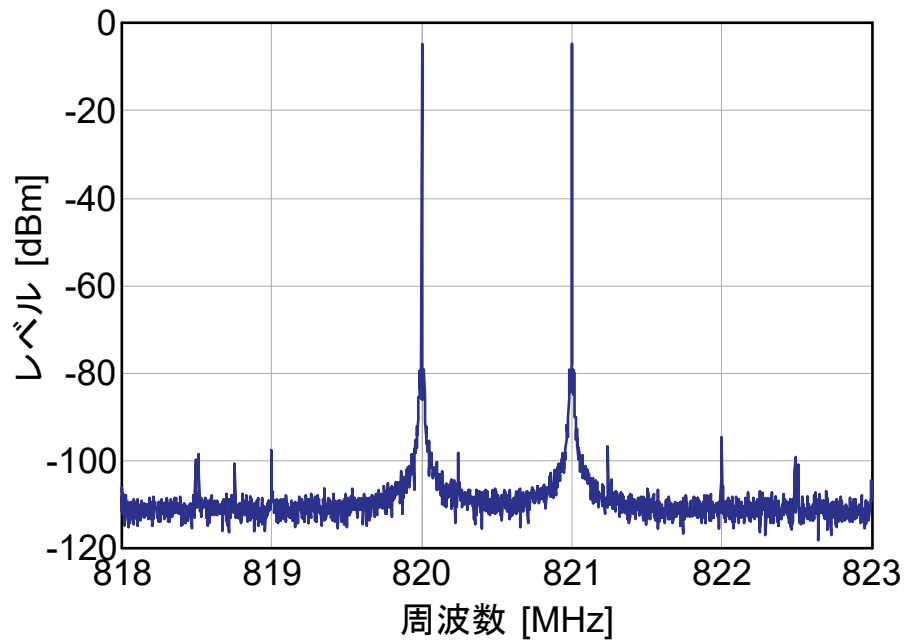


Fig. 4-5 IM3 measurement result. $f_1=820$ MHz $f_2=821$ MHz.

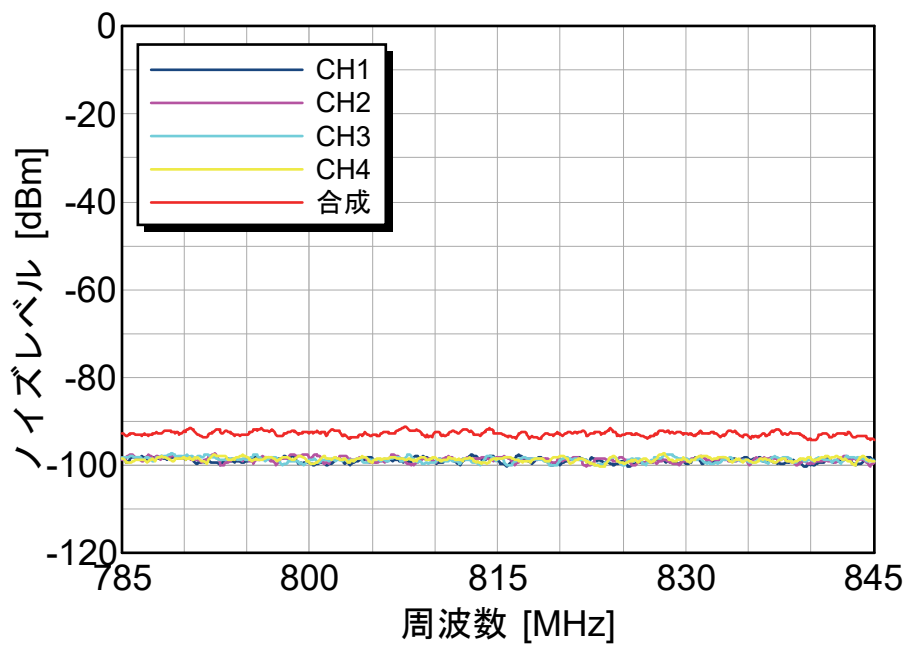


Fig. 4-6 Measurement result. RF port is terminated.

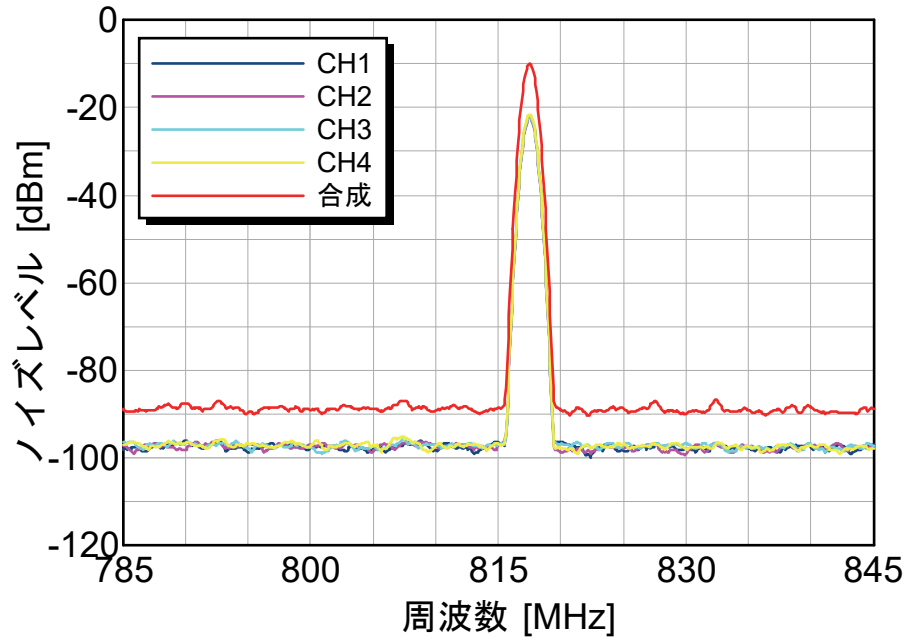


Fig. 4-7 Measurement result. CW: 817.5 MHz, -10 dBm.

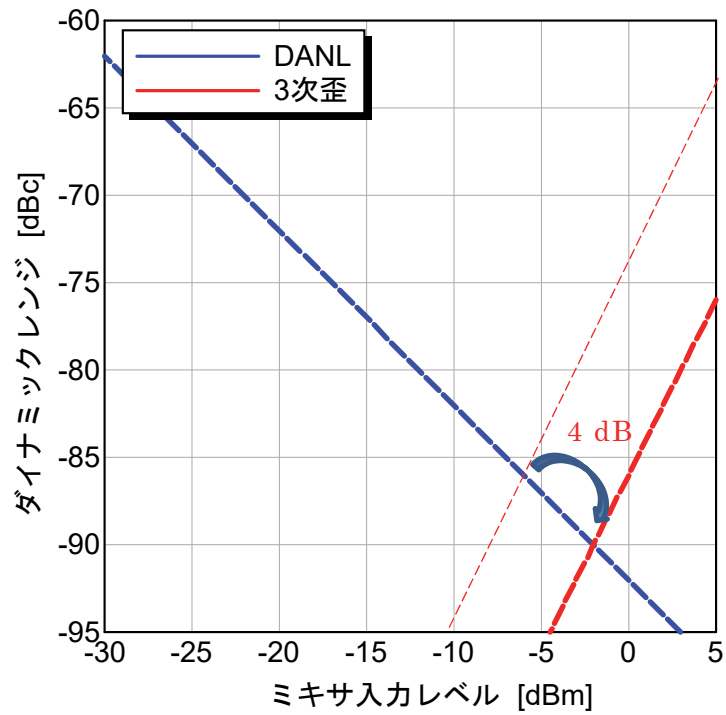


Fig. 4-8 Dynamic range chart of the frequency conversion module.

4.2.2. 信号再生動作

広帯域信号再生処理にあたっては、Fig. 4-9 に示すように DATA IN, DATA OUT によってカスケードに接続し動作する。本構成により、信号処理に必要となる FPGACell 数が大きく低減し、装置全体に必要な信号処理リソースの低減に貢献している。カスケード接続された各周波数変換モジュールは、各々自モジュールの再生データと前段の周波数変換モジュールが再生したデータとを合成して、次段へ送信する。これにより最終的に本装置の全測定帯域の信号再生を実現する。各周波数変換モジュール間は専用の高速データバスで接続され、最大 15.3 Gbps でのデータ伝送が可能で、ホストへのデータ伝送部分以外を除き、リアルタイム処理が可能な構成となっている。

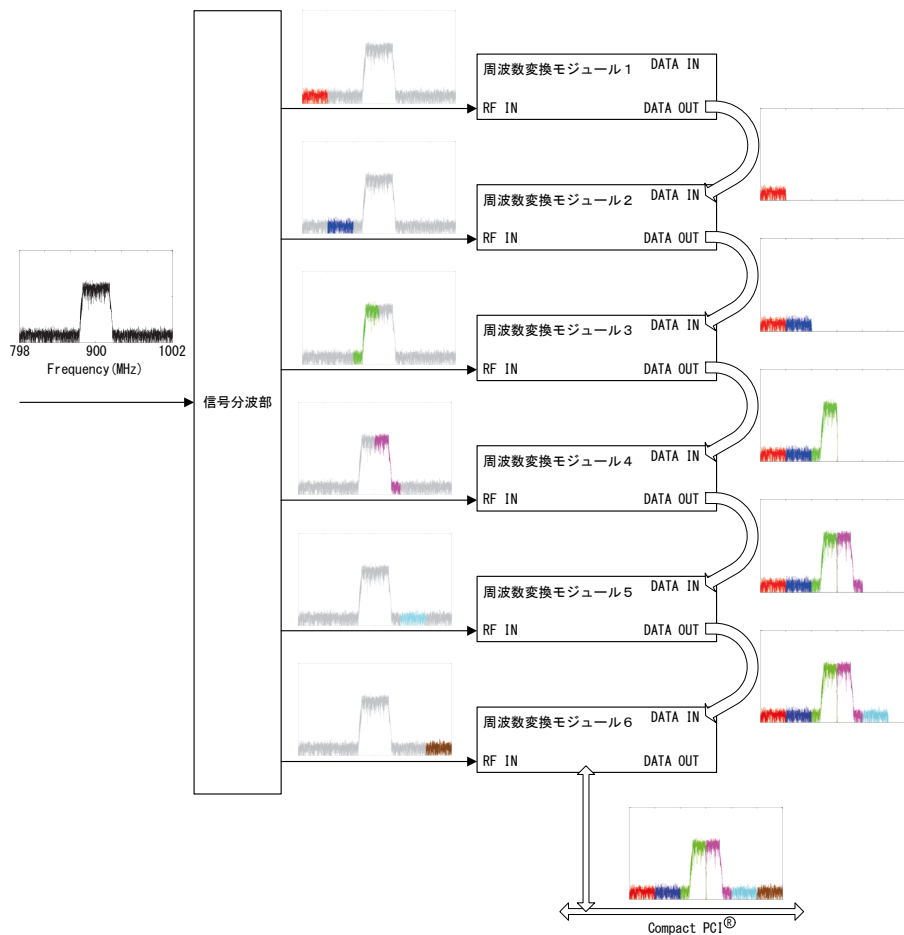


Fig. 4-9 Signal regeneration flow of wideband signal processing units.

4.3. スプリアス観測実験

本節では、占有周波数帯域幅 40 MHz の OFDM 変調波と、その変調波の極近傍（85 MHz 離れた周波数）に重畳されたスプリアス信号を被測定信号として、従来方式スペクトラムアナライザとの比較測定実験を実施し、高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置のもつダイナミックレンジについて検証を実施する。

4.3.1. 被測定信号

実験に使用した被測定信号について述べる。被測定信号として、8 本のキャリアで構成されたマルチキャリア信号と、占有周波数帯域幅 40 MHz の OFDM 変調信号の 2 種類を使用して、スプリアス観測実験を行った。それぞれの信号は、アンリツ製任意波形生成ツール（IQProducer™）により作成したベースバンド信号を、スペクトラムアナライザ（MS2691A）の持つ任意波形発生機能より信号発生させたものを使用した。

Table 4-2, Table 4-3 に使用した被測定信号の信号諸元を示す。またそれぞれのテスト信号の信号レベル（ P_0 ）は、0 dBm とした。

Table 4-2 Configuration of the test signal.

パラメータ	値
信号電力 P_0	0 dBm
キャリア周波数 f_c	900 MHz
キャリア数	8
キャリア間隔	5 MHz

Table 4-3 Configuration of the OFDM signal.

パラメータ	値
信号電力 P_O	0 dBm
キャリア周波数 f_c	900 MHz
キャリア周波数間隔	35.625 kHz
FFT ポイント	256
キャリア数	114
ガード長	32
サブキャリア変調方式	64QAM
シンボルマッピング	Gray Code
データ	PN14
出力フィルタ	Raised cosine Filter
ロールオフ率	0.35

Fig. 4-10 に被測定信号の生成ブロックを示す。

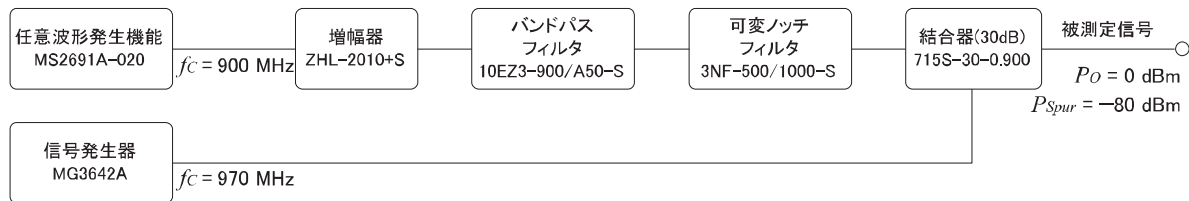


Fig. 4-10 Block diagram of the Test signal generation.

任意波形発生機能より出力した信号のノイズレベルは、スプリアス信号の電力 (P_{Spur}) -80 dBm/MHz よりも大きい。したがって本実験においては、電力増幅器によるレベル調整後、バンドパスフィルタによりノイズを減衰させ、さらに可変ノッチフィルタにより周波数 875 MHz 近辺の混変調歪みを減衰させている。被測定信号は、この信号に周波数 985 MHz のスプリアス信号を重畳させることで生成している。

(Fig. 4-11)。この被測定信号によって、解析後の周波数 875 MHz 付近のレベルを観測することにより、測定系において発生する混変調歪を確認する。

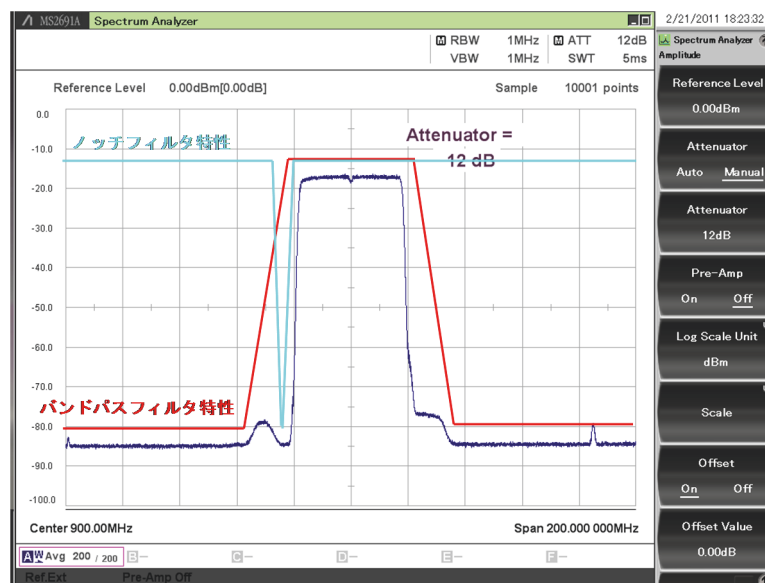
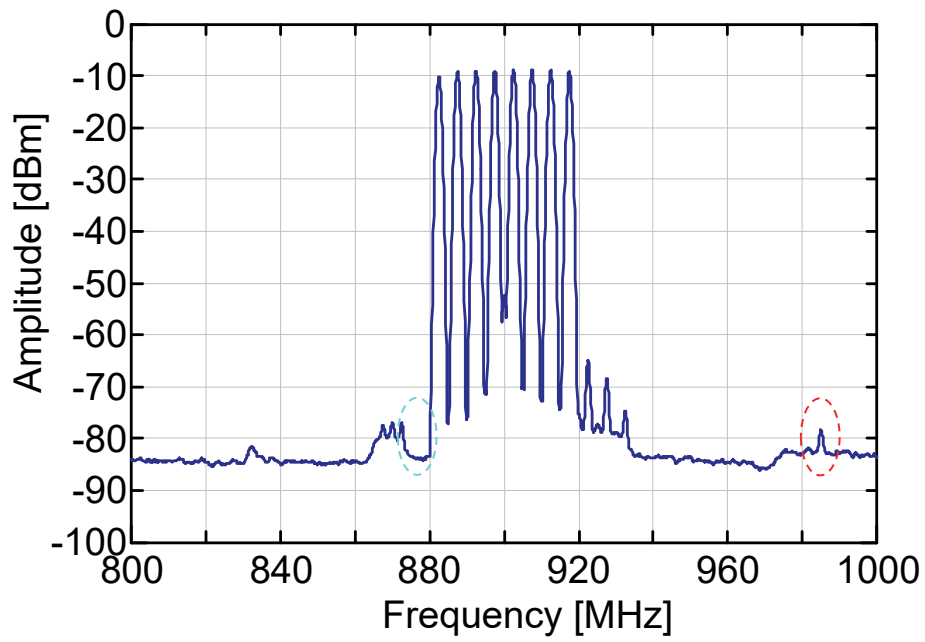


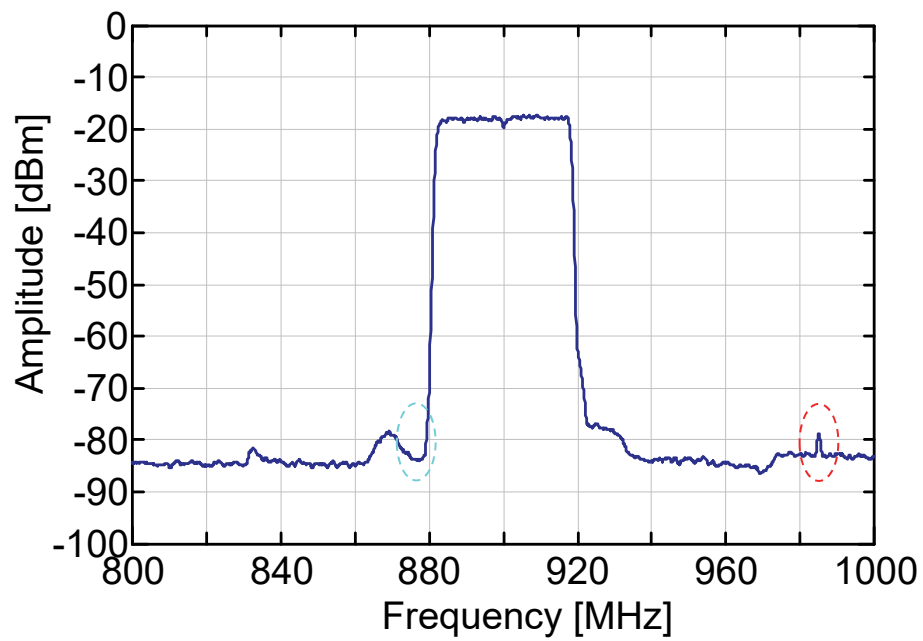
Fig. 4-11 Spectrum of the test signal. (OFDM: 0 dBm Spurious: -80 dBm)

4.3.2. 高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置による観測結果

4.3.1 項にて述べた被測定信号を使用し、高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置の評価を行う。Fig. 4-12 に高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置による、マルチキャリア信号および OFDM 変調信号とそれぞれに重畳させた電力比-80 dB のスプリアス信号の周波数解析結果を示す。本結果は、解析帯域幅 100 MHz、分解能帯域幅 1 MHz にて解析した際の結果である。同図は 0 dBm の信号レベル入力時の解析結果であるが、図中水色点線部分を見ると明らかなように、このエリアに発生する混変調歪みは発生していない。また図中赤色点線に示した箇所に、スプリアス信号が正しく観測されており、変調信号の極近傍に生じる電力比-80 dB のスプリアスが検出可能であることが確認できる。



(a) Multicarrier test signal



(b) OFDM test signal

Fig. 4-12 Measured Spectrum by High dynamic range spectrum measurement system.

次に既存の掃引型スペクトラムアナライザとの比較評価実験を行った。実験では、既存型のスペクトラムアナライザとして、Table 4-4 に示した 3 機種を選択し Fig. 4-10 の実験にて使用した信号と同様の信号を使用した。

Table 4-4 Commercial spectrum analyzers used in comparison.

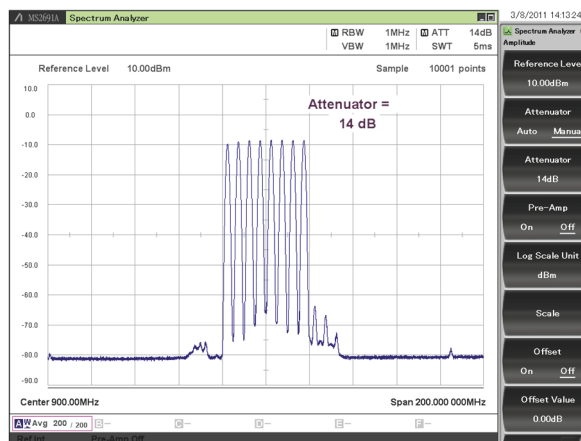
型番	製造会社
MS2691A	アンリツ株式会社
N9030A	Rohde & Schwarz.
FSQ8	Agilent Technologies. (現) Keysight Technologies.

Fig. 4-13～Fig. 4-15 にマルチキャリア信号使用時におけるスプリアス信号解析結果を示す。図中 (a) ～ (c) はそれぞれ装置の入力 ATT の設定値を変更しながら実験を行った際の結果である。この際、それぞれの機種において、ATT の設定ステップが異なるため、それぞれの装置において設定可能な最小ステップを用いて実験を行った。図中 (a) ～ (c) の設定のうち、歪がノイズフロア以下になる最大の ATT 設定値における結果を、それぞれの最適 ATT 設定値とし、その時の周波数解析結果をそれぞれ比較した。

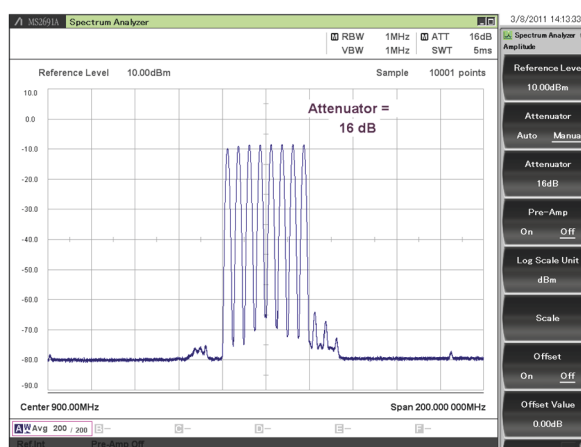
Fig. 4-16 にマルチキャリア信号とその極近傍に生じる電力比-80 dB のスプリアス信号の観測結果を示す。同結果より、何れの機種においても、OFDM 変調信号とその極近傍に生じる電力比-80 dB のスプリアス信号が歪の発生無しに検出可能であることが確認できる。

また、Fig. 4-17 には、占有周波数帯域幅 40 MHz の OFDM 変調波とその近傍に生じる電力比-80 dB のスプリアス信号の観測結果を示す。それぞれのスペクトラムアナライザにおける ATT 設定値は、Fig. 4-13～Fig. 4-15 にマルチキャリア信号使用時に決定した最適 ATT 設定値を使用している。ノイズフロアの大小に違いはあるが、何れの機種においても、OFDM 変調信号とその極近傍に生じる電力比-80 dB のスプリアス信号が歪の発生無しに検出可能であることが確認できる。

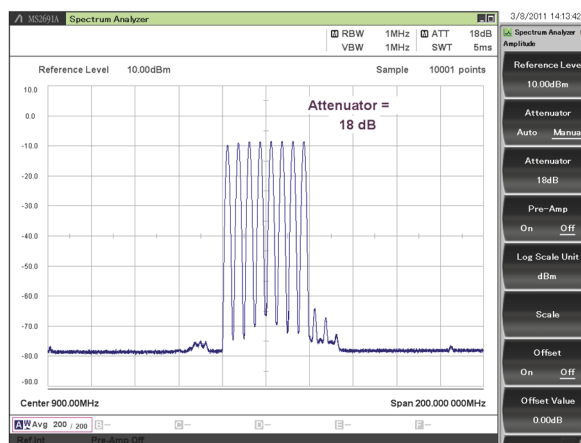
以上の結果より，高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置のダイナミックレンジは，既存の掃引型スペクトラムアナライザと同等以上の性能をもっていることが確認できる。さらに既存掃引式スペクトラムアナライザと同等以上のダイナミックレンジにて，同時周波数分析が可能であることがわかる。



(a) ATT 14 dB

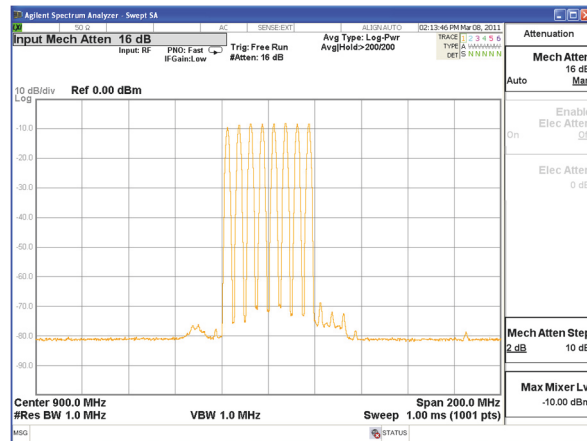


(b) ATT 16 dB

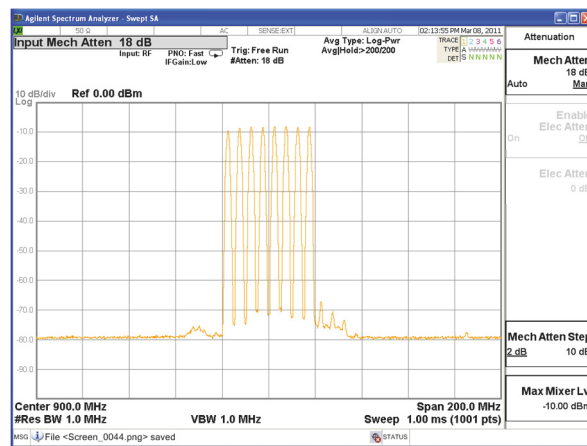


(c) ATT 18 dB

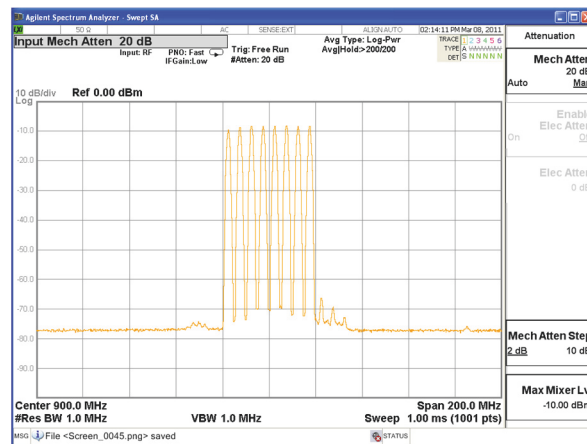
Fig. 4-13 Measured multicarrier spectrum using MS2691A.



(a) ATT 16 dB

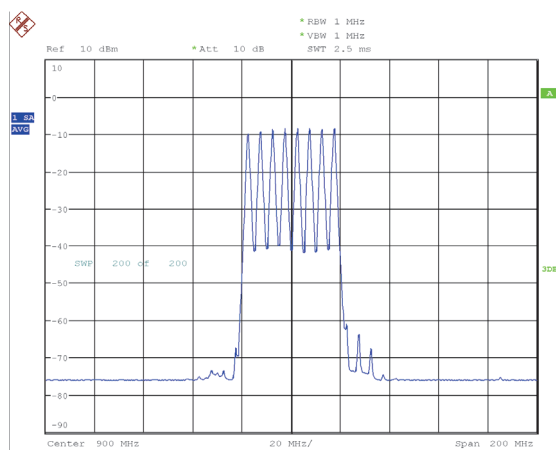


(b) ATT 18 dB

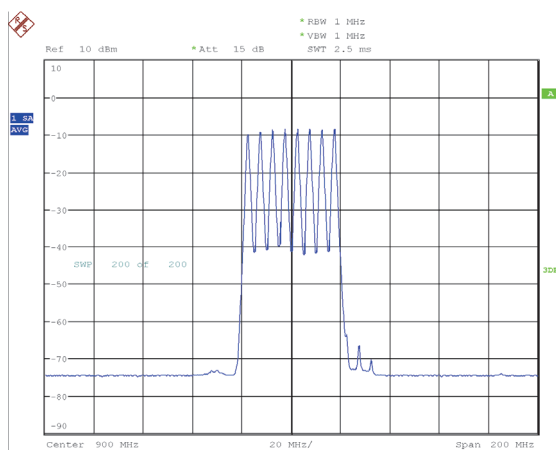


(c) ATT 20 dB

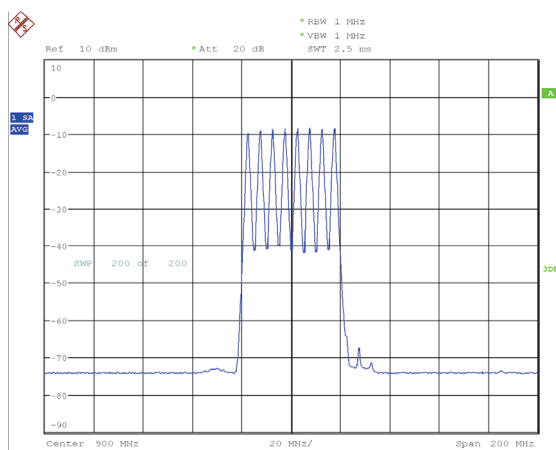
Fig. 4-14 Measured multicarrier spectrum using N9030A.



(a) ATT 10 dB

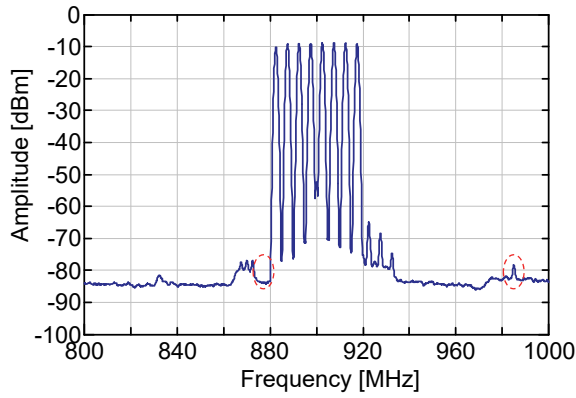


(b) ATT 15 dB

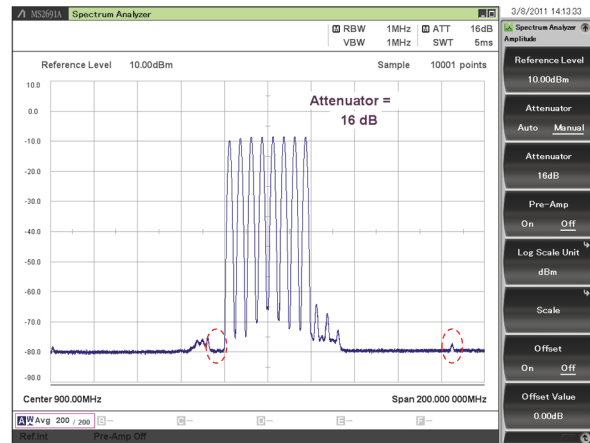


(c) ATT 20 dB

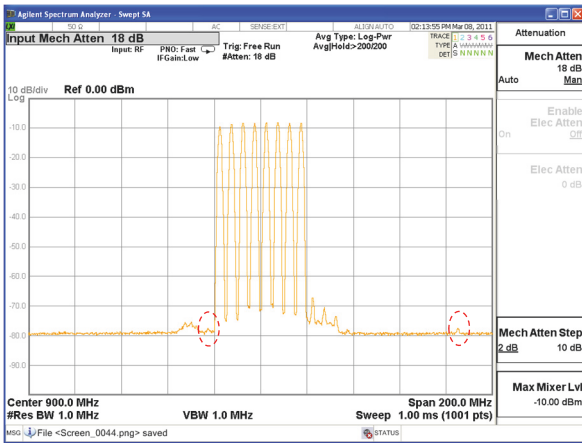
Fig. 4-15 Measured multicarrier spectrum using FSQ8.



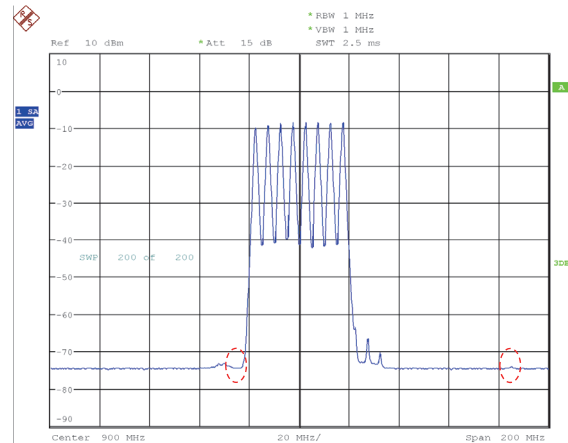
(a) High dynamic range spectrum measurement system



(b) MS2691A Swept spectrum analyzer

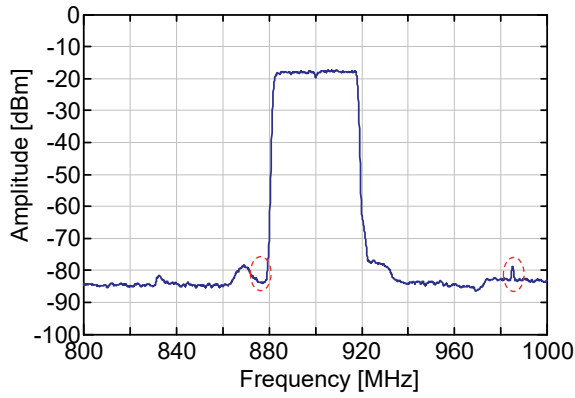


(c) N9030A Swept spectrum analyzer

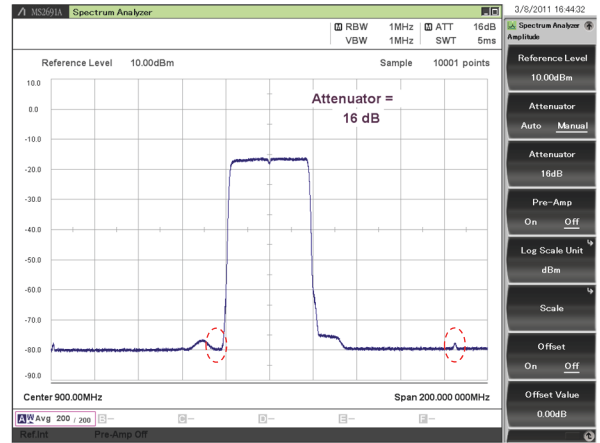


(d) FSQ8 Swept spectrum analyzer

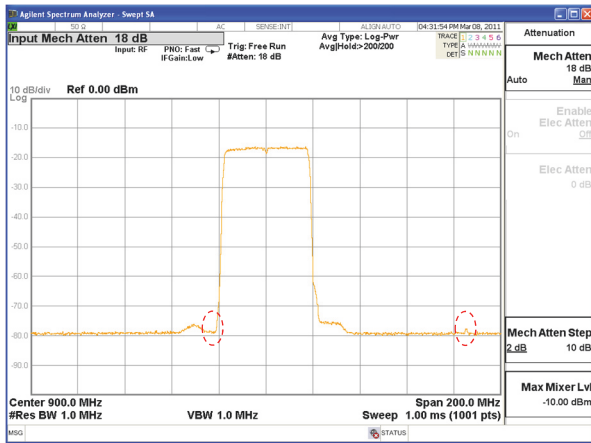
Fig. 4-16 Comparison of measured multicarrier spectrum. Detector mode is Log Average.



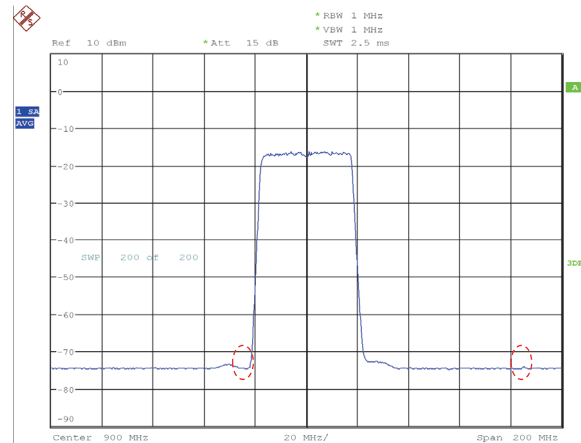
(a) High dynamic range spectrum measurement system



(b) MS2691A Swept Spectrum Analyzer



(c) N9030A Swept Spectrum Analyzer



(d) FSQ8 Swept Spectrum Analyzer

Fig. 4-17 Comparison of measured OFDM spectrum. Detector mode is Log Average.

4.4. バーストスプリアス観測実験

本節では、占有周波数帯域幅 40 MHz の OFDM 変調波と、その変調波の極近傍（70 MHz 離れた周波数）に重畳されたバースト OFDM 変調信号を被測定信号として、従来方式スペクトラムアナライザとの比較測定結果について示す。

4.4.1. 被測定信号

実験に使用した被測定信号について述べる。被測定信号として、占有周波数帯域幅 40 MHz の OFDM 変調信号と、占有周波数帯域幅 20 MHz のバースト長の異なる 2 種類のバースト OFDM 変調信号を使用して、スプリアス観測実験を行った。それぞれの信号は、アンリツ製任意波形生成ツール (IQProducer™) により作成したベースバンド信号を、スペクトラムアナライザ (MS2691A) の持つ任意波形発生機能および、任意波形発生器により信号発生させそれぞれを混合器により合成させて使用した。Table 4-5～Table 4-7 に使用した被測定信号の信号諸元を示す。

Table 4-5 Configuration of OFDM mail signal. Occupied bandwidth is 40MHz.

パラメータ	値
信号電力 P_{Spur}	-80 dBm
キャリア周波数	900 MHz
キャリア周波数間隔	35.625 kHz
FFT ポイント	256
キャリア数	114
ガード長	32
サブキャリア変調方式	64QAM
シンボルマッピング	Gray Code
データ	PN14
出力フィルタ	Raised cosine Filter
ロールオフ率	0.35
オーバーサンプリング数	2

Table 4-6 Configuration of OFDM (A) signal. Occupied bandwidth is 20MHz, Burst length is long.

パラメータ	値
信号電力 P_{Spur}	-80 dBm
キャリア周波数	970 MHz
キャリア周波数間隔	16.5625 kHz
FFT ポイント	64
キャリア数	52
ガード長	—
サブキャリア変調方式	64QAM
シンボルマッピング	Gray Code
データ	PN10
ON 時間	172 μ s
OFF 時間	144 μ s
出力フィルタ	Raised cosine Filter
ロールオフ率	0.35
オーバーサンプリング数	2

Table 4-7 Configuration of OFDM (B) signal. Occupied bandwidth is 20MHz, Burst length is short.

パラメータ	値
信号電力 P_{Spur}	-80 dBm
キャリア周波数	970 MHz
キャリア周波数間隔	16.5625 kHz
FFT ポイント	64
キャリア数	52
ガード長	—
サブキャリア変調方式	64QAM
シンボルマッピング	Gray Code
データ	PN10
ON 時間	16 μ s

OFF 時間	300 μ s
出力フィルタ	Raised cosine Filter
ロールオフ率	0.35
オーバーサンプリング数	2

任意波形発生機能より生成し、出力した信号は、任意波形発生機能の持つノイズの影響を、バンドパスフィルタにより減衰させることで、測定系のノイズフロアが観測できるようにしている。バンドパスフィルタ後の信号と、任意波形発生器からの信号を結合器により合成させることにより、観測信号を生成している。Fig. 4-18 に実験に使用した被測定信号の生成ブロックを示す。なお 2 つの OFDM 信号の周波数間隔は、Fig. 4-19 に示す、チャンネル配置をもとに、各変調波の中心周波数間隔を 70 MHz に選択し実験を行った。



Fig. 4-18 Block diagram of the Test signal generation.

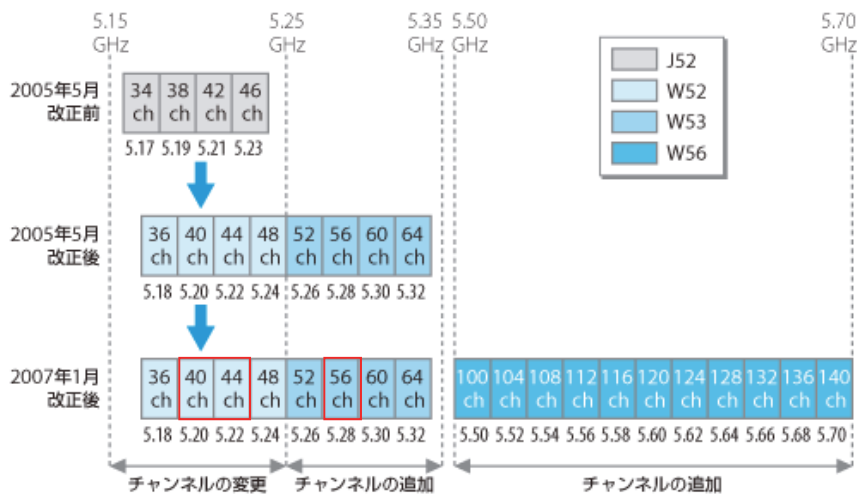


Fig. 4-19 Frequency mapping of IEEE 802.11a,n.

4.4.2. 掃引型スペクトラムアナライザによる観測結果

本項では、既存の高性能掃引型スペクトラムアナライザを3機種選択し比較評価実験を行った。Table 4-8に今回選択したスペクトラムアナライザ3機種を示す。

Table 4-8 Commercial spectrum analyzers used in comparison.

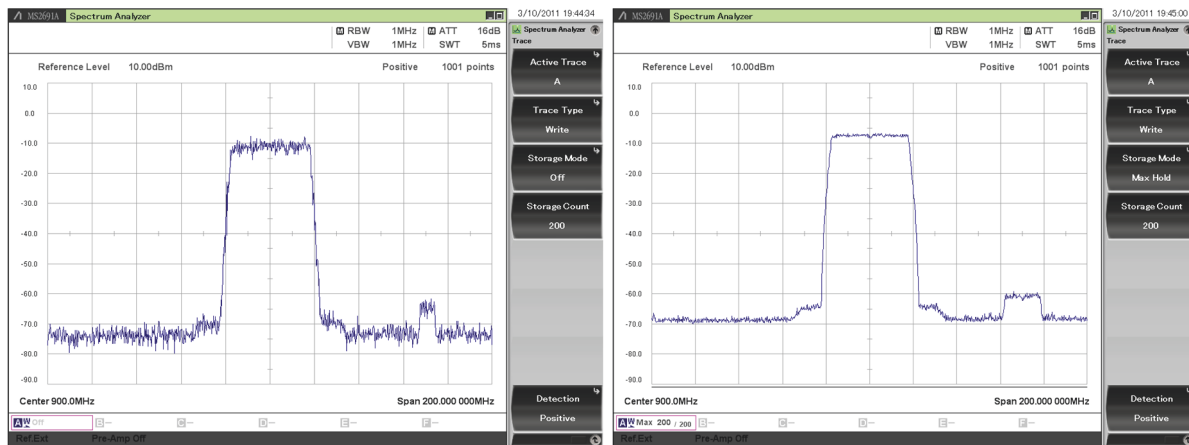
型番	製造会社
MS2691A	アンリツ株式会社
N9030A	Rohde & Schwarz.
FSQ8	Agilent Technologies.

本実験における各機種の設定は、解析帯域幅 200 MHz、分解能帯域幅およびビデオ帯域幅を 1 MHz として各機種共通に設定し、掃引速度は自動で設定される値とした。また ATT の設定は各機種ともスプリアス観測実験で使用した設定値を今回の実験でも使用した。

選択機種による測定結果を Fig. 4-20～Fig. 4-22 に示す。各図 (a) および (b) は OFDM 信号 A を用いた結果、各図 (c) および (d) は OFDM 信号 B を用いた結果である。各図 (a), (c) は、それぞれ時間的に変化するスペクトル波形を観測するため、検波器をピーク検波方式に設定し測定したスペクトルである。また各図 (b), (d) は、マックスホールド機能を用いて、最高到達パワーレベルを観測した結果である。

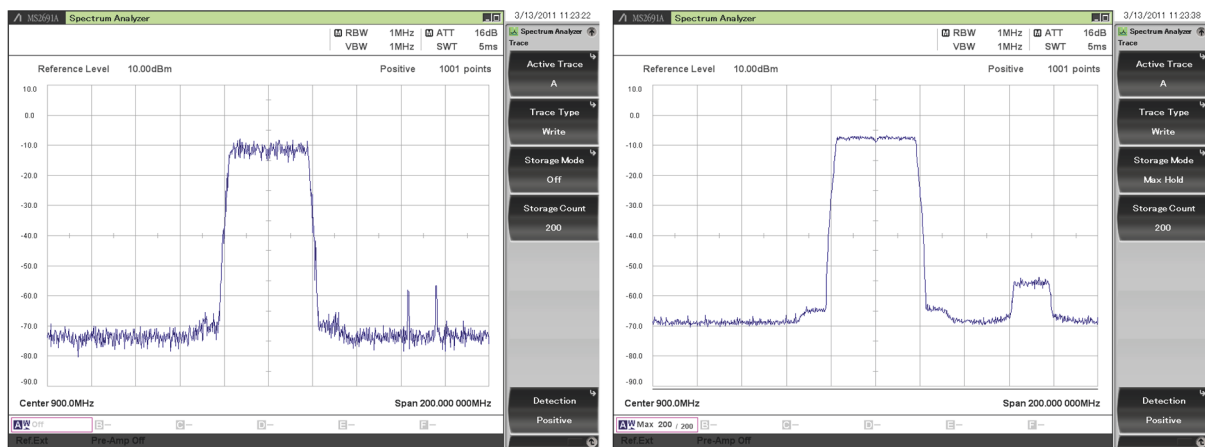
いずれの機種においてもピーク検波方式による測定では、スペクトル分析時の掃引時間の設定によって各図 (a), (c) に示すような断続的なスペクトルとなっており、本来のスペクトルとはまったく異なった測定結果となってしまう。特に各図(c)では、バースト信号の ON 時間が周期の 5%程度と短いために各図 (a) よりもその結果が顕著に現れている。

また、各図 (b), (d) では、各図 (a), (c) のような測定をさけるため、マックスホールド機能を使用し測定した結果であるが、この方式では、いずれの機種においても時間的に変化する信号の最大パワーを観測することは出来ないことがわかる。



(a) Detector mode is Positive peak

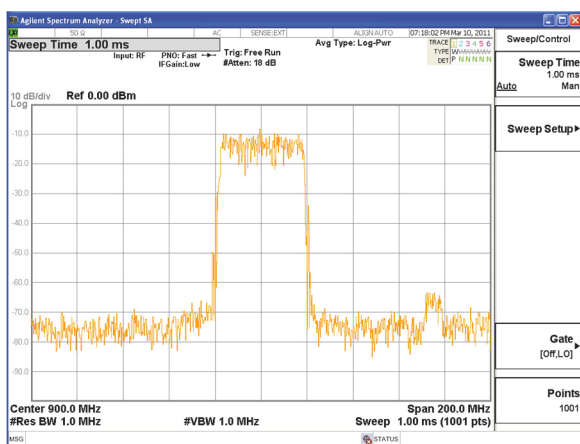
(b) Detector mode is Maxhold



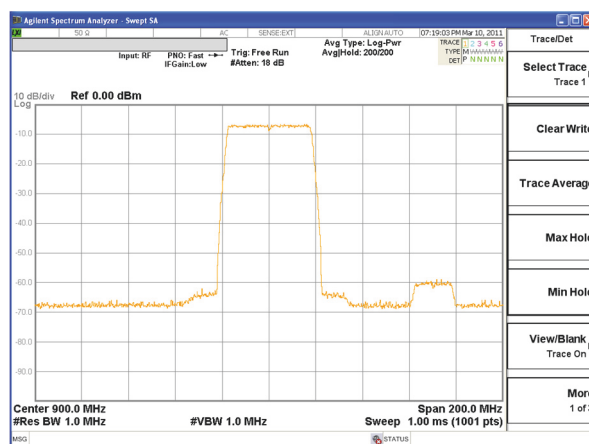
(c) Detector mode is Positive peak

(d) Detector mode is Maxhold

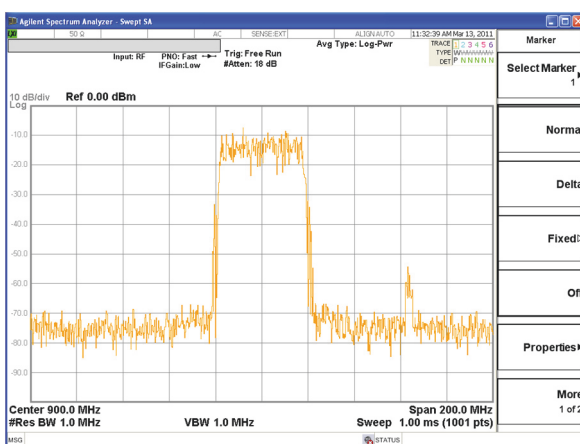
Fig. 4-20 Measured spectrum using MS2691A. (a),(b) OFDM main signal and OFDM(A) signal. (c)(d) OFDM main signal and OFDM(B) signal.



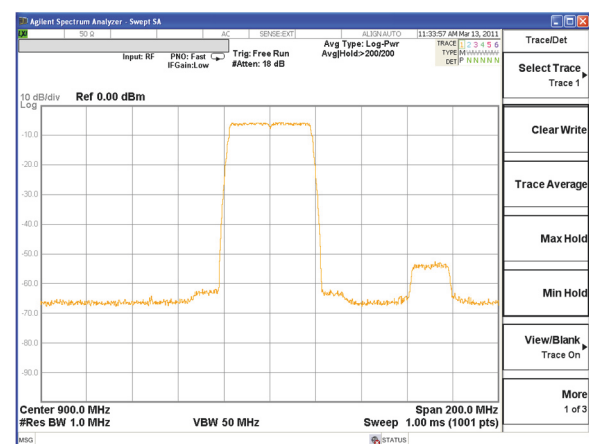
(a) Detector mode is Positive peak



(b) Detector mode is Maxhold

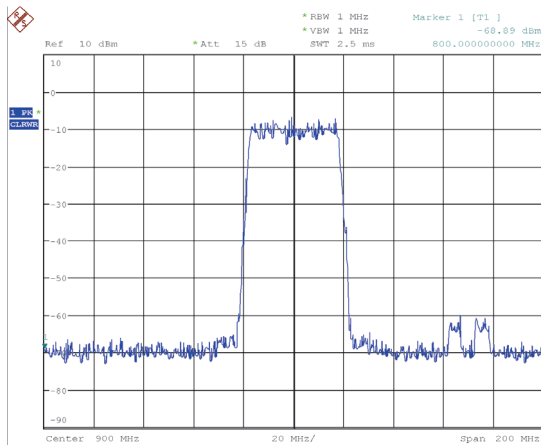


(c) Detector mode is Positive peak

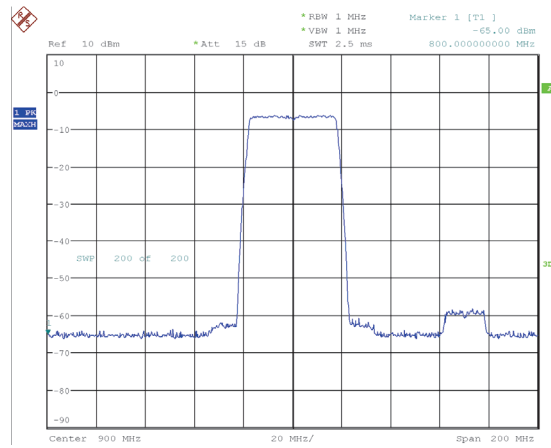


(d) Detector mode is Maxhold

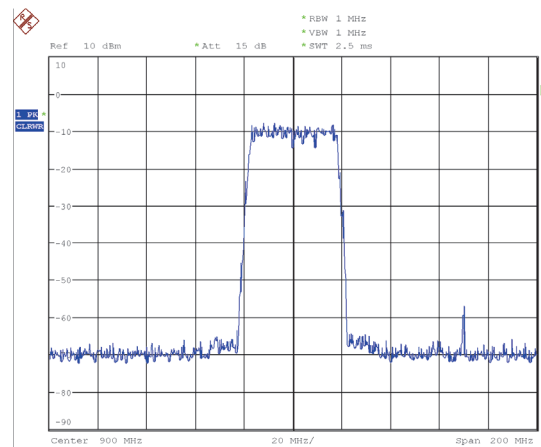
Fig. 4-21 Measured spectrum using N9030A. (a),(b) OFDM main signal and OFDM(A) signal. (c)(d) OFDM main signal and OFDM(B) signal.



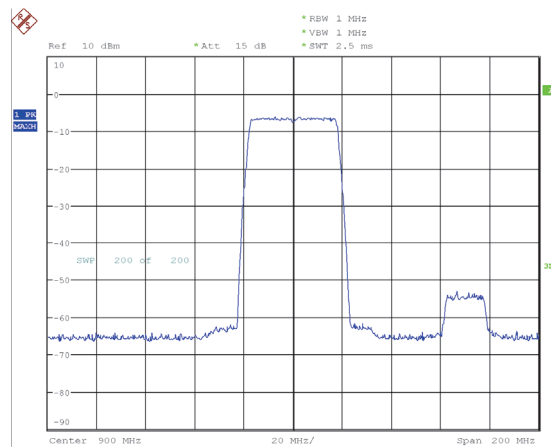
(a) Detector mode is Positive peak



(b) Detector mode is Maxhold



(c) Detector mode is Positive peak



(d) Detector mode is Maxhold

Fig. 4-22 Measured spectrum using FSQ8. (a),(b) OFDM main signal and OFDM(A) signal. (c)(d) OFDM main signal and OFDM(B) signal.

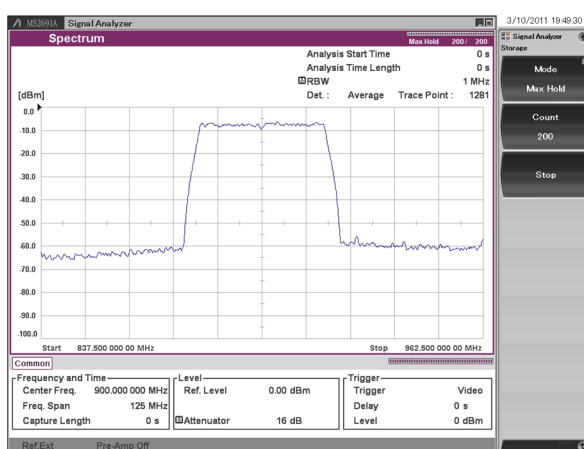
4.4.3. FFT 方式スペクトラムアナライザによる観測結果

本項では、近年の高性能掃引型スペクトラムアナライザに搭載されている FFT 方式の解析機能を用いて先ほどと同様の信号の観測を行った。Table 4-8 に示した 3 機種のうち FSQ8 を除く 2 機種についての観測結果を示す。

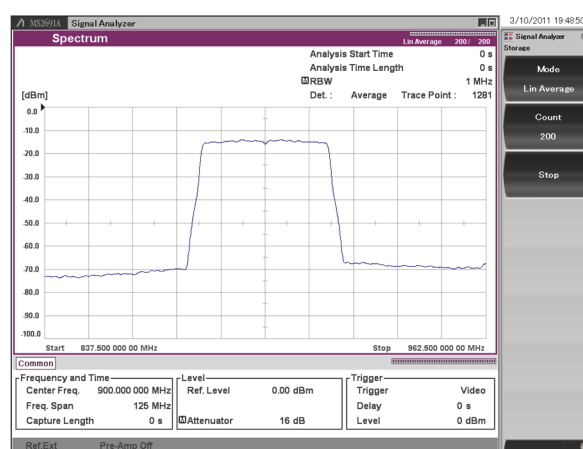
選択機種 MS2691A による測定結果を Fig. 4-23, N9030A による測定結果を Fig. 4-24 に示す。各図 (a) および (b) は OFDM 信号 A を用いた結果、各図 (c) および (d) は OFDM 信号 B を用いた結果である。各図 (a), (c) は、それぞれ時間的に変化するスペクトル波形を観測するため、瞬時波形を、マックスホールド機能を用いて測定したスペクトル波形、また各図 (b), (d) は、瞬時電力をパワーアベレージ機能

により測定したスペクトル波形である。

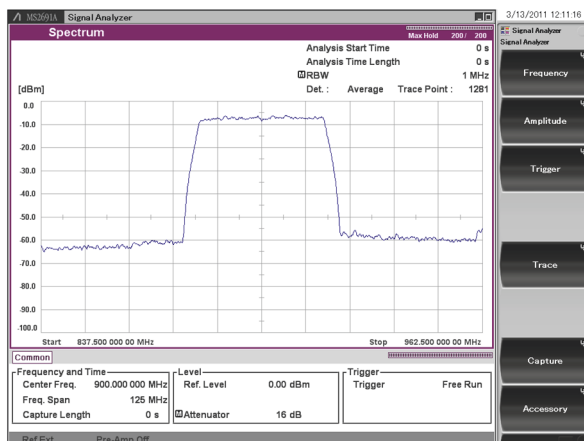
MS2691A による観測結果は、最大解析帯域幅が 125 MHz に制限されているため、960 MHz～980 MHz に生じるバースト OFDM 信号の振る舞いを観測することすら出来ない。また、N9030A による観測結果は、最大解析帯域幅が 140 MHz と若干解析帯域幅が広いため、バースト OFDM 信号の存在を観測することができるが、970 MHz～980 MHz に生じているバースト OFDM 信号の振る舞いを観測することはできない。



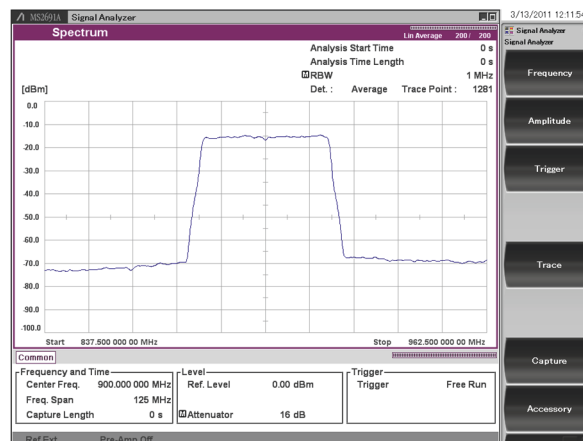
(a) Detector mode is Maxhold



(b) Detector mode is Average

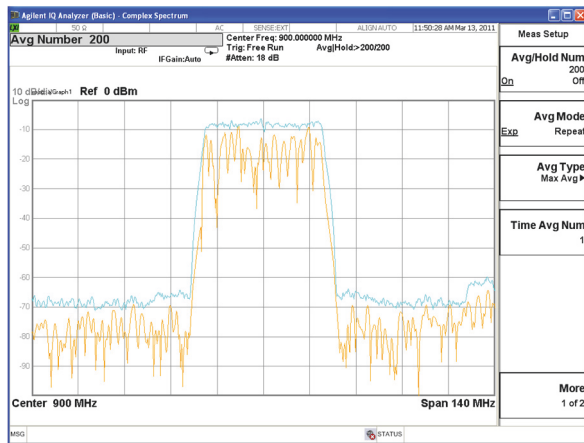


(c) Detector mode is Maxhold

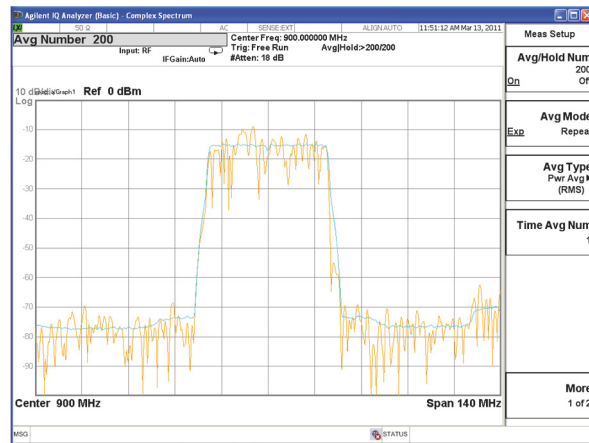


(d) Detector mode is Average

Fig. 4-23 Measured spectrum using MS2691A. (a),(b) OFDM main signal and OFDM(A) signal. (c)(d) OFDM main signal and OFDM(B) signal.



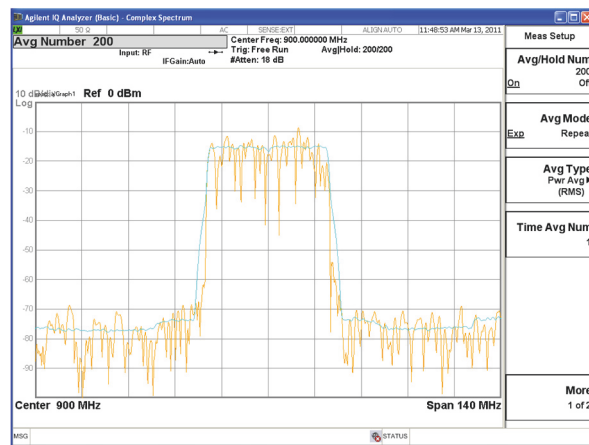
(a) Detector mode is Maxhold



(b) Detector mode is Average



(c) Detector mode is Maxhold



(d) Detector mode is Average

Fig. 4-24 Measured spectrum using N9030A. (a),(b) OFDM main signal and OFDM(A) signal. (c)(d) OFDM main signal and OFDM(B) signal.

4.4.4. 高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置による観測結果

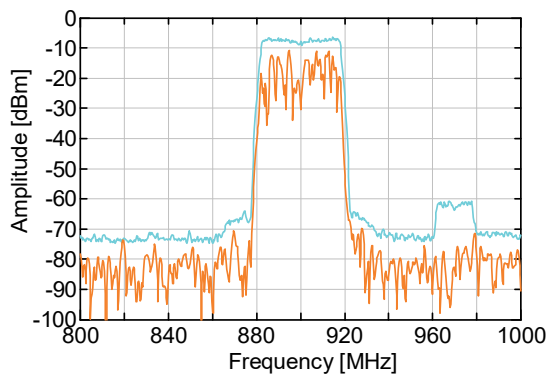
本項では、高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置を用いた観測結果について示す。被測定信号として、先ほどと同様の信号を使用した際の測定結果を Fig. 4-25 に示す。

前項と同様に、同図 (a) および (b) は OFDM 信号 A を用いた結果、同図 (c) および (d) は OFDM 信号 B を用いた結果である。それぞれ時間的に変化するスペクトル波形を観測するため、瞬時波形を、マックスホールド機能を用いて測定したスペクトル、また各図 (b) , (d) は、瞬時電力をパワーアベレージ機能により測定したスペクトル波形である。

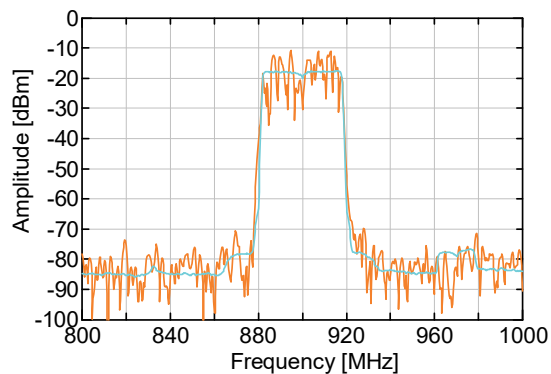
本装置の最大解析帯域幅は 200 MHz と前項にて使用した機種よりも 50 MHz 以上も広いために、960 MHz～980 MHz に生じているバースト OFDM 信号の全体を観測することができる。

また、掃引型スペクトラムアナライザと同程度以上のダイナミックレンジを有しているため、掃引型スペクトラムアナライザと同様にバースト OFDM 信号の測定が、FFT 型方式のいずれの機種よりもより鮮明に観測する事が出来る。

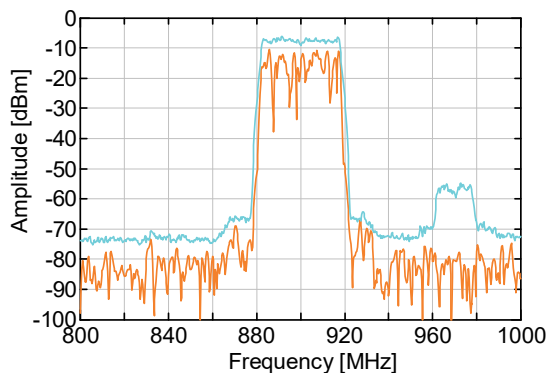
さらに、500 μ s の連続した瞬時スペクトルを、スペクトログラム表示を用いて表示した結果を Fig. 4-26 に示す。瞬時スペクトルを連続的に観測することで、バースト OFDM 信号の周期や、バースト ON 時間の違いが観測可能であることがわかる。



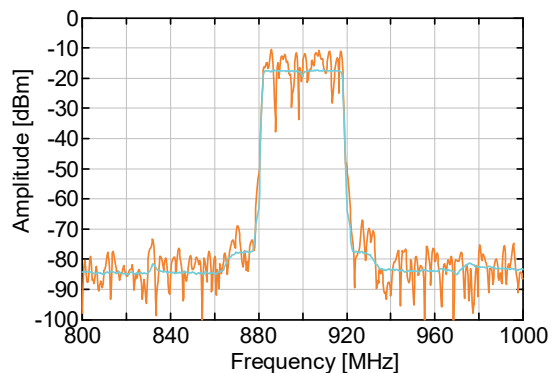
(a) Detector mode is Maxhold



(b) Detector mode is Average



(c) Detector mode is Maxhold



(d) Detector mode is Average

Fig. 4-25 Measured spectrum using High dynamic range spectrum measurement system. (a), (b) OFDM main signal and OFDM(A) signal. (c), (d) OFDM main signal and OFDM(B) signal.

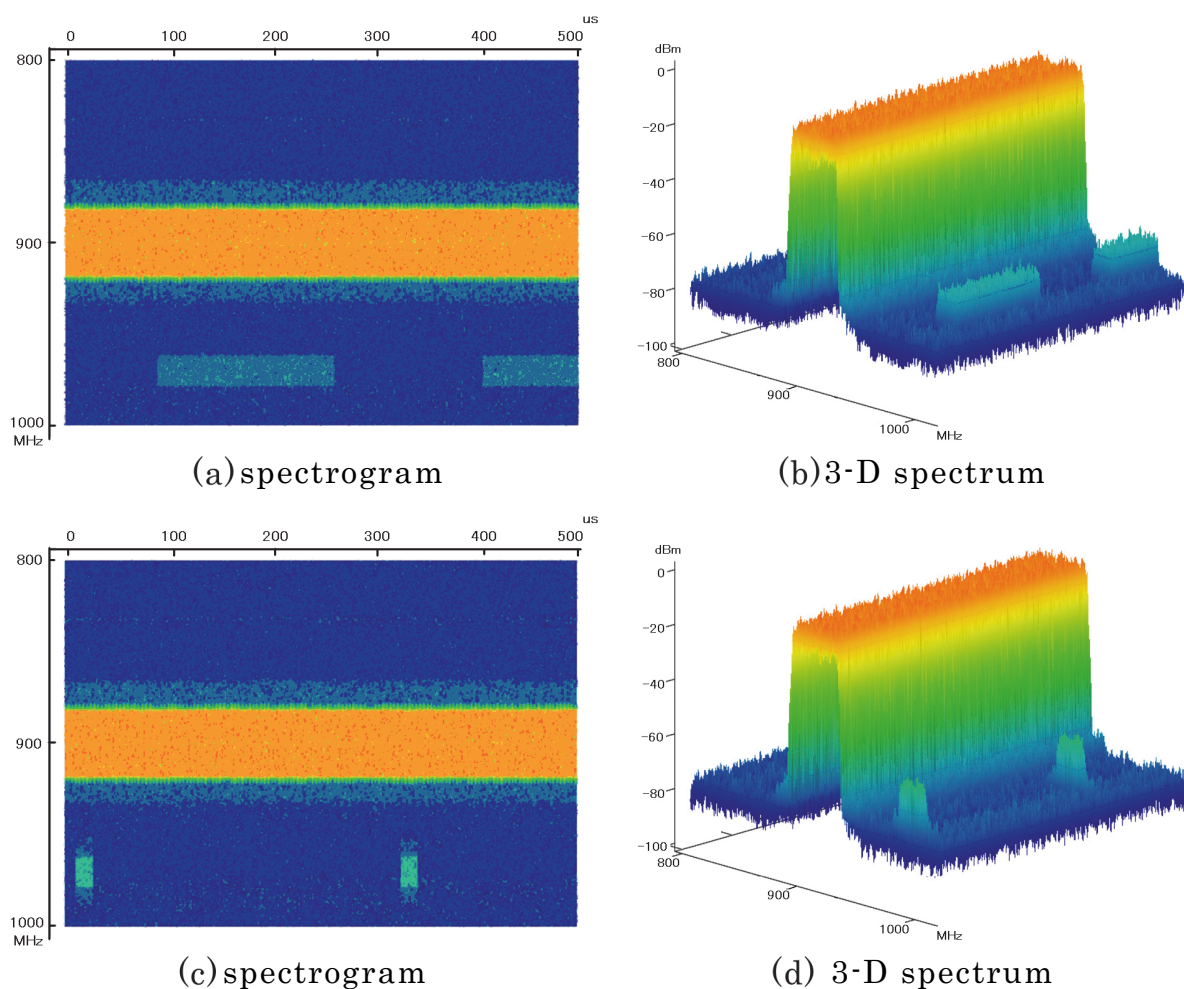


Fig. 4-26 Measured spectrum using High dynamic range spectrum measurement system.(a),(b) OFDM main signal and OFDM(A) signal.
(c)(d) OFDM main signal and OFDM(B) signal.

4.5. あとがき

周波数インタリーブ方式周波数変換器の分波後の信号をさらに信号分配し，分配後の信号をそれぞれ周波数変換する方式を新たに提案し，提案方式を用いた高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置を構築し検証を行った。重畳されたスプリアス信号の観測実験を実施し，周波数分解能（RBW）が 1 MHz の同時周波数分析において，既存 FFT 方式スペクトラム解析装置と比較し，50 MHz 以上広帯域で，かつ 10 dB 以上高いダイナミックレンジで測定が行えることを実証した。さらに，構築した装置によるスプリアス測定を行い，掃引式スペクトラムアナライザと同等の性能で，FFT 方

式スペクトラム解析装置が実現できることを確認した。

4.6. 参考文献

- [4-1] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, and U. L. Rohde, "Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques," Wiley, 2005.
- [4-2] S. A. Mass, "Microwave Mixers-Second Edition," Artech House, 1993.
- [4-3] Enrico Rubiola, "Phase Noise and Frequency Stability in Oscillators," CAMBRIDGE, 2009.
- [4-4] PEDRO, CARVALHO, "INTERMODULATION DISTORTION IN MICROWAVE AND WIRELESS CIRCUITS," Artech House, 2003.
- [4-5] Roland E. Best, "Phase Locked Loops - Sixth Edition," McGraw Hill, 2007.

第 5 章 100 GHz 超基本波ミキシングによる高ダイナミックレンジ測定

5.1. まえがき

近年，利用され始めている 60 GHz～70 GHz 帯の無線システムの 2 次高調波評価や 100 GHz 超の周波数帯における無線信号の評価については，高感度，高精度測定技術が確立されていない。この周波数帯で無線信号のスペクトラム解析を行なう場合，スペクトラムアナライザの外部に高調波ミキサを接続し測定を行なうことが一般的である [5-1]～[5-3]が，この場合以下のような問題が発生する。

- 1) 高調波ミキサ内部で LO 信号の高調波と入力信号をミキシングするため，出力には本来必要とする周波数成分以外に，不要な周波数成分（マルチプルレスポンス [5-3]）が出力され，本来の信号成分を観測することが難しくなる。
- 2) 高調波ミキサ内部で発生する LO 信号のパワーは高調波次数の上昇と共に低下するため，ミキサの変換効率が悪化する。従って，大きな高調波次数を必要とする 100 GHz を超える周波数を観測する場合，ダイナミックレンジが大幅に悪化する。

私は，従来の高調波ミキサを使用した測定に比べ，マルチプルレスポンスが少なく，かつダイナミックレンジが大きい測定を実現できる 140 GHz 基本波ミキシング実験装置の開発を行なった。さらに，本装置の性能を確認するため，ミリ波パワーアンプの 3 次相互変調歪み（IM3）の評価を実施し，従来の高調波ミキサを使用した測定に比べ，20 dB 以上ダイナミックレンジの広い測定が実現できることを確認した。

5.2. 基本波ミキシング評価実験

開発した 140 GHz 基本波ミキシング実験装置は、RF 周波数 110 GHz～140 GHz の周波数帯域を 108 GHz～128 GHz と 122 GHz～140 GHz の 2 つの周波数バンドに分割して観測する装置構成となっている。本装置は、これらの周波数帯域を 2 つの基本波ミキサにより 4 GHz～24 GHz と 6 GHz～24 GHz の IF 周波数にそれぞれ変換し、変換後の IF 信号を合成して観測することで、110 GHz～140 GHz のスペクトラム解析を実現している。

Fig. 5-1 に 140 GHz 基本波ミキシング実験装置のブロック図を示す。RF 信号源 (RF Signal Source) は、相互変調歪測定を行えるよう 2 系統の信号生成部より構成されており、生成された 2 つの信号を magic-T により合成し出力する。LO 信号源 (LO Signal Source) は、104 GHz または 116 GHz の LO 信号を生成する。また、RF 信号源および LO 信号源から生成される信号は、それぞれ信号源内部の可変減衰器 (VATT) にて、最適な信号レベルに調整された後出力される。ミキサ部 (Mixer) は、解析する周波数バンドに対応したミキサから構成されている。それぞれのミキサは、LO 入力と RF 入力にアイソレータが接続されている。ミキサにより周波数変換され出力された IF 信号は、スペクトラムアナライザ (Spectrum Analyzer) に入力されスペクトラム解析される。ミキサ入力部の方向性結合器 (Directional Coupler) と、方向性結合器のカプラ出力に接続されたミリ波帯パワーメータ (Millimeter-wave Power Meter), およびマイクロ波帯パワーメータ (Micro-wave Power Meter) は以降説明する実験装置のレベル補正に使用した。

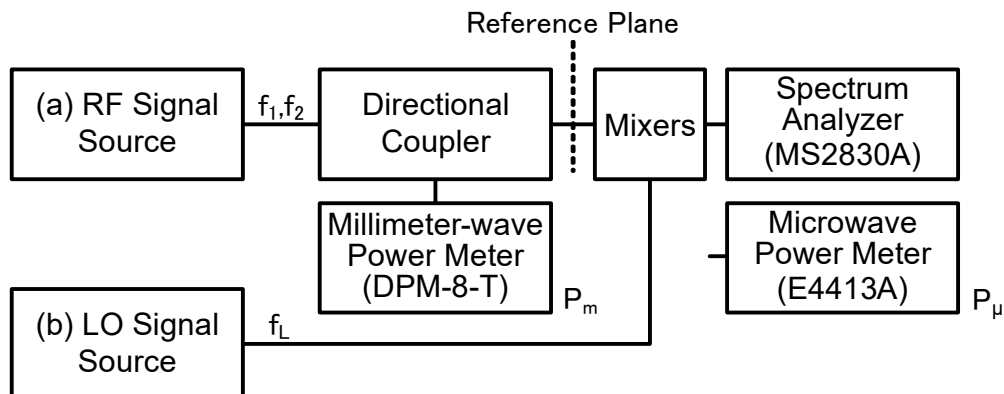


Fig. 5-1 Block diagram of 140 GHz Fundamental Mixing Test System.

5.2.1. 評価装置のレベル補正

本装置のミキサにより周波数変換された RF 信号をスペクトラムアナライザで観測するためには，基本波ミキサ入力部のアイソレータからスペクトラムアナライザまでの周波数変換損失を算出し，レベル補正データを得ることが必要である。そこで，一般的にパワーメータの校正時に用いられる取替え同時比較校正法[5-6],[5-7]の考えを基礎に，周波数変換損失の算出を試みた。本手法において周波数変換損失は，方向性結合器に接続されたミリ波帯パワーメータの測定値 P_m と，ミキサ出力に接続されるマイクロ波帯パワーメータの測定値 P_μ より算出することが可能である。

Fig. 5-2 は，周波数変換損失算出時の測定ブロックをシグナルフローグラフで表したものである。尚，本図では，方向性結合器の S パラメータを S_C ，アイソレータを含むミキサ部の S パラメータを S_M ，マイクロ波帯パワーメータの入力反射係数を Γ_μ ，ミリ波帯パワーメータの入力反射係数を Γ_m と表記した。同図から，ミキサ部に入力される信号レベル b_2 と，ミリ波パワーメータ入力端の信号レベル b_3 の関係は式(5-1)のように表すことができる。

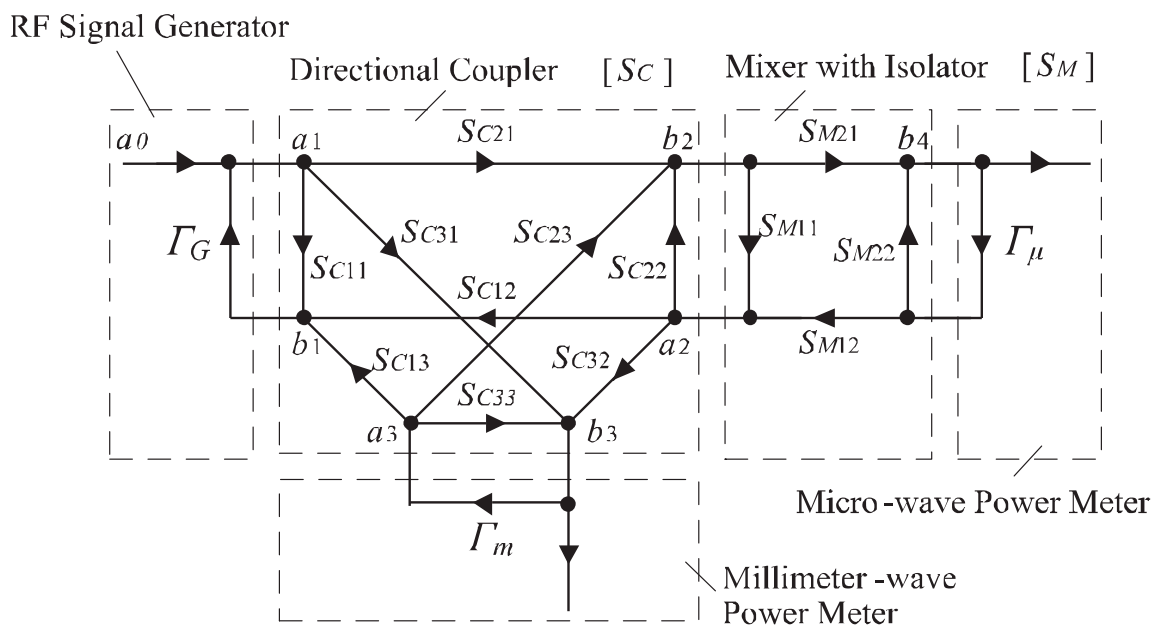


Fig. 5-2 Signal-flow Graph.

$$\frac{b_2}{b_3} = \frac{S_{C21}}{S_{C31}} \cdot \frac{1 - \Gamma_m \cdot \Gamma_{ge3}}{1 - \Gamma_A \cdot \Gamma_{ge2}} \quad \dots\dots\dots (5-1)$$

ただし、

$$\Gamma_A = \left\{ \Gamma_\mu \cdot \left(\frac{S_{M21} \cdot S_{M12}}{1 - S_{M22} \cdot \Gamma_\mu} \right) + S_{M11} \right\}$$

$$\Gamma_{ge2} = \left\{ S_{C22} - \frac{S_{C21} \cdot S_{C32}}{S_{C31}} \right\}$$

$$\Gamma_{ge3} = \left\{ S_{C33} - \frac{S_{C31} \cdot S_{C23}}{S_{C21}} \right\}$$

同様に、ミキサ部に入力される信号レベル b_2 と、マイクロ波パワーメータ入力端の信号レベル b_4 の関係は式(5-2)のように表すことができる。

$$\frac{b_4}{b_2} = \frac{S_{M21}}{1 - S_{M22} \cdot \Gamma_\mu} \quad \dots\dots\dots (5-2)$$

したがって、周波数変換損失 (C.L.) は次式から算出することができる。

$$C.L. = \left| \frac{S_{C21}}{S_{C31}} \right|^2 \cdot \left| \frac{b_3}{b_4} \right|^2 \cdot \frac{|1 - \Gamma_m \cdot \Gamma_{ge3}|^2}{|1 - \Gamma_A \cdot \Gamma_{ge2}|^2} \cdot \frac{1}{|1 - S_{M22} \cdot \Gamma_\mu|^2} \quad \dots\dots\dots (5-3)$$

式(5-3)中の右辺 3 項, 4 項は、パワーメータを含む測定系の不整合による誤差を示している。ミキサ入力部に設けたアイソレータの特性より、ミキサ部の伝送特性を $SM_{12} \cong 0$, $SM_{11} \cong 0$ と考えると式(5-3)中の Γ_A は、 $\Gamma_A \cong 0$ と近似できる。Table 5-1 に式(5-3)中の各反射係数および S パラメータ値を示す。Table 5-1 に示す値は、それぞれ測定帯域内での最悪値を示している。これらの値から算出すると、周波数変換損失測定時の測定系の不整合による影響は、 ± 0.5 dB 以内と推定できる。したがって、今回の実験では、測定系の不整合による誤差を無視できるものとし、C.L.を算出することとした。

さらに高い精度の補正值を必要とする場合には、測定系の不整合による影響を追加する必要がある。

Table 5-1 S-Parameter and Reflection Coefficient of Measurement System.

parameter	value
Γ_{μ}	0.11
Γ_m	0.14
Γ_{ge2}	0.03
Γ_{ge3}	0.04
S_{M22}	0.50

Fig. 5-3 に、140 GHz 基本波ミキシング実験装置に使用した 2 つの基本波ミキサの周波数変換損失の測定結果を示す。同図は、LO 周波数の異なる 2 つの基本波ミキサの周波数変換損失の測定結果を示している。それぞれ LO 周波数は、104 GHz、116 GHz である。周波数変換損失特性は、測定系の不整合による影響を考慮しても、ミキサの周波数変換損失が 10 dB 以下であることが確認できる。また、LO 周波数の異なるミキサを使用しているため、121 GHz~127 GHz において、約 1 dB 程度の差も確認できた。

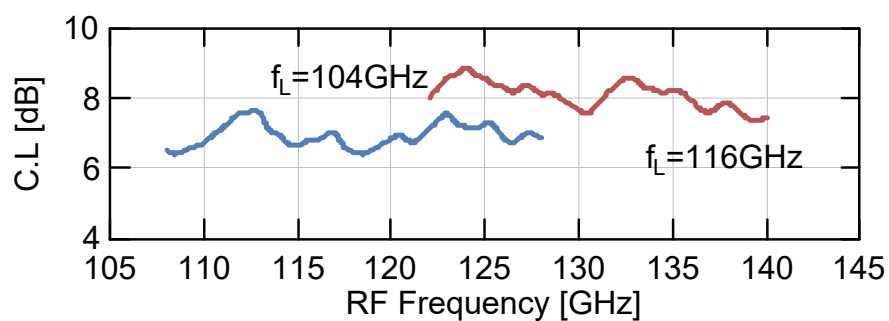


Fig. 5-3 Conversion Loss Measurement Result.

5.3. ミリ波増幅器のひずみ測定

本装置によるスペクトラム解析の有用性を確認するために、140 GHz 基本波ミキシング実験装置を用いて、市販のミリ波増幅器（HPA）の 3 次相互変調歪み（IM3）測定を実施した。

5.3.1. 測定系

測定は、Fig. 5-1 に示した測定基準面（Reference Plane）に、評価対象の HPA を接続し行った。なお測定系において発生する歪みを抑えるため、HPA の出力には、VATT を接続し、HPA と VATT のトータルゲインが、0 dB 程度となるように設定した。スペクトラムアナライザは、ミキサの入力レベルがスペクトラムアナライザの表示値となるように、ミキサの変換損失を含めレベルを補正している。Fig. 5-4 に 140 GHz 基本波ミキシング実験装置を示す。

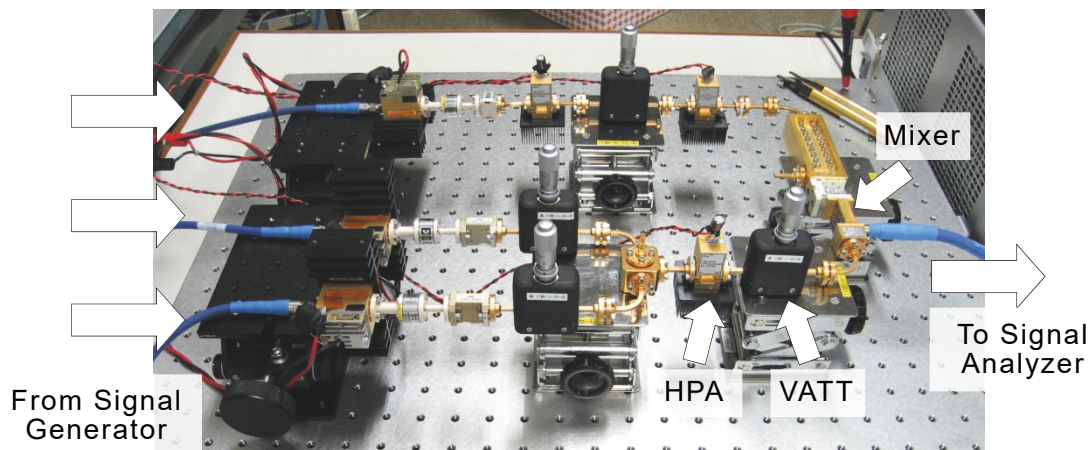
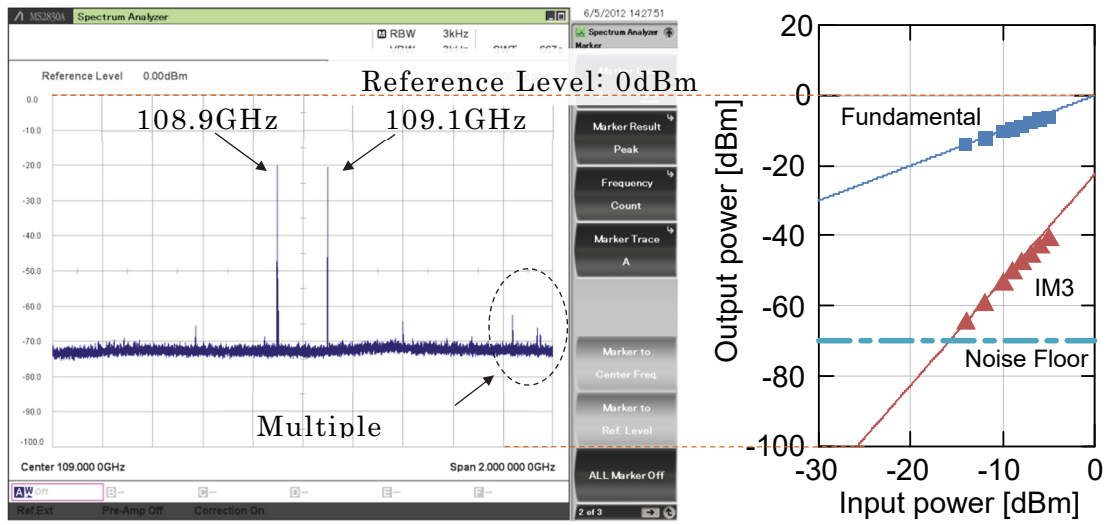


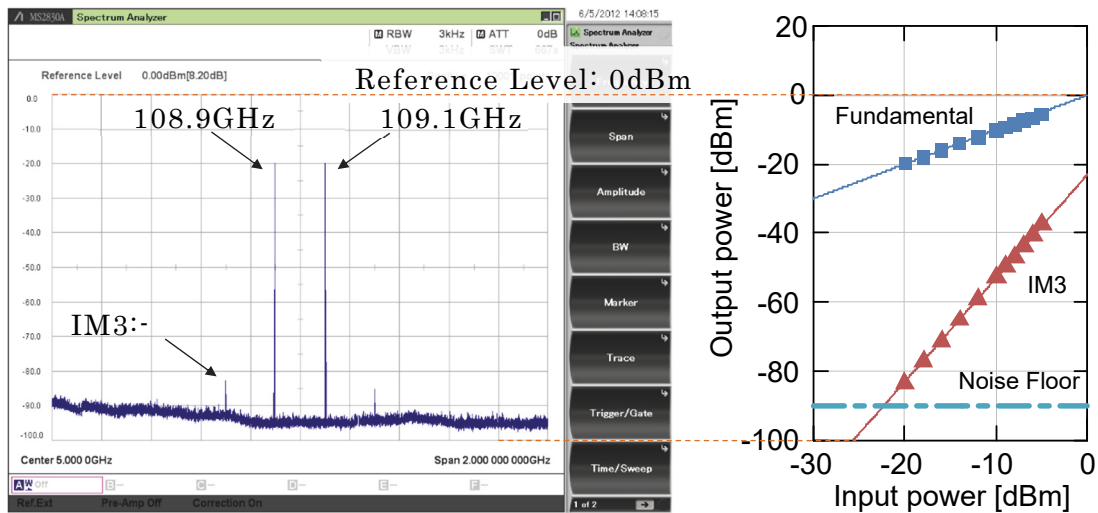
Fig. 5-4 140 GHz Fundamental Mixing Test System.

5.3.2. 評価結果

本装置のダイナミックレンジ性能を確認するため、高調波ミキサを使用した場合と、本装置を使用した場合の比較実験を実施した。使用した高調波ミキサは W-Band（75 GHz～110 GHz）に対応したミキサのため、周波数をそれぞれ導波管帯域上限付近の、 $f_1=108.9$ GHz、 $f_2=109.1$ GHz の 2-tone 信号を使用し HPA の IM3 特性を測定することにした。



(a) Measurement Result using Harmonic mixer



(b) Measurement Result using 140GHz measurement system.

Fig. 5-5 IM3 measurement result. $f_1=108.9$ GHz $f_2=109.1$ GHz RBW 3 kHz, Span 2 GHz

Fig. 5-5 に比較測定結果を示す。同図 (a) は、高調波ミキサを使用した場合、同図 (b) は、本装置を使用した場合の測定結果である。IM3 評価においては、測定系のノイズフロアを極力下げることが必要となることから、分解能帯域幅 (RBW) を 3 kHz に設定した測定を行っている。この測定では、周波数解析帯域 2 GHz の測定 1 回に、およそ 10 分を要した。

高調波ミキサを使用した測定では、ミキサ単体の変換損失が 40 dB 以上と大きいいため、スペクトラムアナライザ上で観測されるノイズフロアは、約 -70 dBm となっている。したがって、入力信号電力が -15 dBm 以下になると、発生している相互変調歪みがノイズフロア以下に埋もれてしまい観測することができないことがわかる。また、図中破線で示すように、109.9 GHz 付近には、高調波ミキサ特有のマルチプルレスポンスも観測されている。マルチプルレスポンスは基本波ミキサでは発生せず、またその周波数は、入力信号の周波数と LO 周波数の関係により変化する [5-7] ため、それらの周波数が近接する場合には、測定をさらに難しくすることも予想される。

一方、本装置を使用した測定では、スペクトラムアナライザ上で観測されるノイズフロアは、約 -90 dBm であり、マルチプルレスポンスも観測されていない。また、入力信号電力 -20 dBm 時に発生している -83 dBm の相互変調歪みも確認が可能であることがわかる。

掃引スペクトラムアナライザにおいて、周波数スパン f_{span} と掃引時間 T_{sweep} の関係は次式で与えられる [5-9]。

$$T_{sweep} = k \cdot \frac{f_{span}}{RBW^2} \dots\dots\dots (5-4)$$

$$k = 1, 2 \text{ or } 3$$

上式において、 k は分解能帯域幅を決めているフィルタの特性による係数であり、典型的なフィルタであるガウシアンフィルタの場合には $k=2$ となる。

式 (5-4) は、周波数スパンを変えずに高調波ミキサ使用時と同程度の測定結果を得たい場合には、RBW を 2 桁大きく設定できることを示している。

以上のことから本装置は、高調波ミキサを使用した場合と比較し、20 dB 以上ダイナミックレンジの広い測定が可能であるといえる。つまり、測定時間を約 10 分から

1/10000 の 60 ミリ秒に短縮できることを示しており、本装置により 100 GHz を超える信号について、より高いダイナミックレンジでのスペクトラム解析や、より高速なスプリアス信号の解析が本装置では実現可能となる。

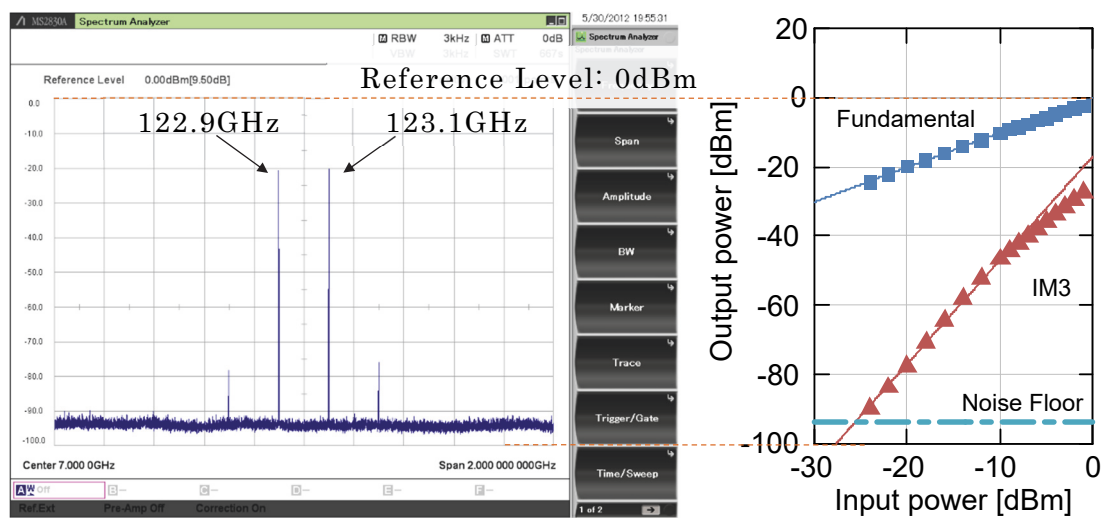


Fig. 5-6 IM3 measurement result. $f_1=122.9$ GHz $f_2=123.1$ GHz, RBW 3 kHz, Span 2 GHz

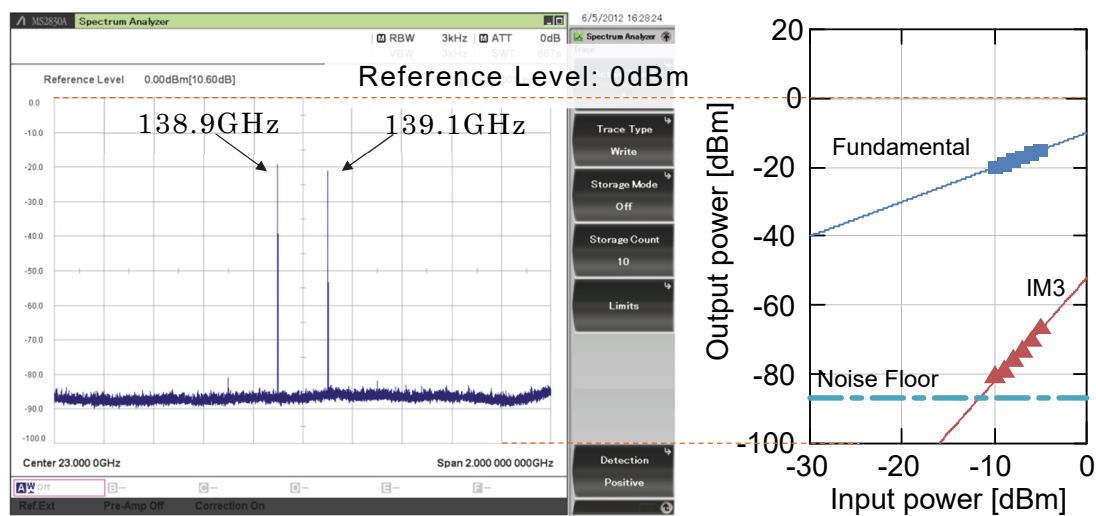


Fig. 5-7 IM3 measurement result. $f_1=138.9$ GHz $f_2=139.1$ GHz, RBW 3 kHz, Span 2 GHz

Fig. 5-6 は、 $f_1=122.9$ GHz, $f_2=123.1$ GHz における HPA の IM3 測定結果, Fig. 5-7 は、本装置のほぼ測定上限である、 $f_1=138.9$ GHz, $f_2=139.1$ GHz における HPA の IM3 測定結果を示している。Fig. 5-7 の結果では、HPA の周波数特性による基本波のレベルの低下が見られるが、140 GHz 近傍周波数での IM3 特性の測定結果も確認が可能であることがわかる。以上より本装置が 110 GHz~140 GHz の信号解析に利用可能であることが分かる。

5.4. あとがき

従来の高調波ミキサを使用した測定に比べ、マルチプルレスポンスが少なく、かつダイナミックレンジが大きい測定を実現できる 140 GHz 基本波ミキシング実験装置の開発を行った。本装置による 140 GHz 帯ミリ波パワーアンプの IM3 評価を実施し、従来の高調波ミキサを使用した測定に比べ、20 dB 以上ダイナミックレンジの広い測定が実施できることを実証した。本装置による観測結果は、基本波ミキシングを用いることで、高調波ミキサ使用時に発生するマルチプルレスポンスが少なく、高ダイナミックレンジの測定が行えることを示しており、100 GHz を超える周波数帯のスペクトラム解析において、基本波ミキシングがスペクトラム解析装置の高ダイナミックレンジ化に有効な手法であることを確認した。

5.5. 参考文献

- [5-1] Wendler, W, "Harmonic mixers for spectrum and signal analysis in the microwave range," Millimeter Waves and THz Technology Workshop, Sept. 2011.
- [5-2] "Millimeter-wave Measurement," Anritsu corp. Application Note, 2011.
- [5-3] "External Waveguide Mixing and Millimeter Wave Measurements with Agilent PSA Spectrum Analyzers," Agilent Technologies. Application Note, 2007.
- [5-4] "Spectrum Analysis Basics," Agilent Technologies, Inc. Application Note 150, 2006.
- [5-5] Stephen A. Maas, "Nonlinear Microwave and RF Circuits -Second Edition," Artech House, 2003.
- [5-6] "Direct Comparison Transfer of Microwave Power Sensor Calibrations," National Institute of Standards and Technology Technical Note 1379, 1996.
- [5-7] Moto KINOSHITA, Kazuhiro SHIMAOKA, Koji KOMIYAMA, "Comparison method for the calibration of microwave power meters and its uncertainty analysis," AIST Bulletin of Metrology Vol. 6, No.3, 2007.
- [5-8] Stephen A. Maas, "Microwave Mixers - Second Edition," Artech House, 1993.
- [5-9] "The Basis of Spectrum Analyzers," Anritsu corp. Technical Note, 2007.

第 6 章 100 GHz 超プリセクタ搭載スペクトラムアナライザ

6.1. まえがき

現在，周波数資源が枯渇し限られた周波数資源からミリ波・テラヘルツ波領域を利用する研究開発が活発化しつつある。例えば，60 GHz を超えるアプリケーションでは，家庭・オフィス内のワイヤレスブロードバンド化を実現する IEEE802.11ad，安全・安心な運転をサポートする 77 GHz / 79 GHz 帯ミリ波レーダ，モバイルバックホウル用途での 80 GHz 帯の利用等があげられる。また，120 GHz 帯では，高精細非圧縮無線伝送を目的とした Field Pickup Unit (FPU) がすでに北京オリンピックで試用された。

Radio Regulation (RR) では，2 次高調波までのスプリアス評価が義務付けられている。そのため，IEEE802.11ad など 60 GHz を使用したシステムでは 120 GHz 帯までのスペクトラム測定が必要となる。また，100 GHz 超の周波数帯を使用したアプリケーションにおいては，占有周波数帯幅など基本波成分のスペクトラム観測も必要となるが，これら測定に必要な測定環境は，マイクロ波帯の測定環境と比較しまだ整っていない。

100 GHz を超える周波数におけるスペクトラム測定では，マイクロ波帯で使用されるイメージ除去のためのプリセクタを内蔵したスペクトラムアナライザはまだ実現されておらず，測定の際には，Block Down Converter もしくは外部ミキサを接続し，測定を行なうことが一般的である [6-1][6-2]。この場合，本来の入力信号成分にはないイメージ信号と測定対象信号の分離が困難であったり，特にハーモニックミキサ使用時には，発生するマルチプルレスポンスと測定対象信号の分離が困難となったりする。このようなことから，未知の信号を観測することが要求されるスペクトラムアナライザとしては，機能が不十分である。

そこで，このような測定における課題を解決するために基本波ミキサとプリセクタを組み合わせた新しいミリ波スペクトラムアナライザを開発した。開発したスペクトラムアナライザを用い性能評価を実施し，本スペクトラムアナライザの有効性を実

証したので報告する。

6.2. 140 GHz ミリ波スペクトラムアナライザ

本装置は、110 GHz~140 GHz の帯域の信号を対象としたスペクトラムアナライザである。

Fig. 6-1 に本装置の外観を、Fig. 6-2 に本装置のブロック図を示す。本装置は、WR-08 の導波管入力を持つ検出部 (Head)、市販スペクトラムアナライザ (Spectrum Analyzer)、光ローカル信号源 (Optical LO Signal Generator) から構成される。検出部は、同調可能なプリセクタ (Pre-selector) と基本波ミキサ (Mixer)、光ローカル信号を電気信号に変換する UTC-PD (Uni-Traveling-Carrier Photodiode) [6-3] から構成され、ダウンコンバータとして動作する。ダウンコンバート方式の場合、ミキサでは、出力の IF 信号 f_{IF} に、ミキサの LO 周波数 f_{LO} とミキサに入力される RF 周波数 f_{RF} とで定まる複数のミキシング成分が生成され[6-4]。そのため、RF 入力に複数の周波数成分が存在するとき発生する望まないミキシング成分の発生を抑えるため、スペクトラムアナライザはプリセクタを内蔵している。しかし 100 GHz を超える周波数帯では、通常マイクロ波帯で使用される YTF (YIG Tuned Filter) のようなチューナブルフィルタがまだ存在しない。

そこで本スペクトラムアナライザでは、導波管内に構成したファブリペロー共振器を機械的にチューニングする方式のフィルタ[6-5]を、プリセクタとして採用することで、世界で初めてプリセクタを搭載したスペクトラムアナライザを実現した。

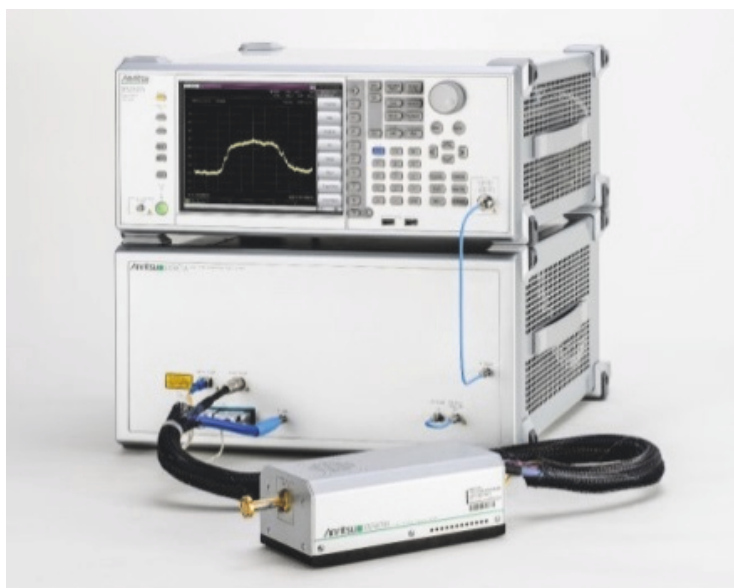


Fig. 6-1 140GHz mm-wave spectrum analyzer.

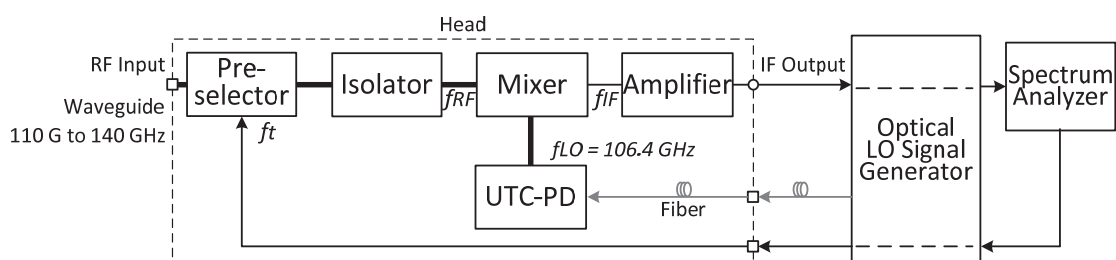


Fig. 6-2 Block diagram of 140 GHz mm-wave spectrum analyzer.

6.2.1. プリセレクトタ

今回スペクトラムアナライザに搭載したプリセレクトタは、共振器長 L を制御することにより、同調周波数 f_{TUNE} を可変することができるミリ波チューナブルフィルタである。

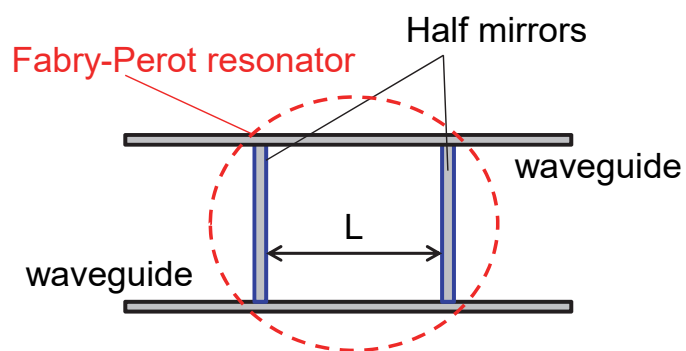
Fig. 6-3 にプリセレクトタの外観と原理図を示す。Fig. 6-3 に示すように、主に導波管からなるフィルタと導波管内の共振器を駆動するアクチュエータから構成されている。アクチュエータは、導波管内に構成されたファブリペロー共振器を構成するハーフミラー対の一方を駆動し共振器長 L を制御する。

Fig. 6-4 に本プリセクタの伝送特性の一例を示す。Fig. 6-4 (a) , (b) はそれぞれ、共振器長 L を 1.30 mm に調整した際の伝送特性 S_{21} を示している。Fig. 6-4 より約 124.9 GHz において周波数選択性を持つ特性を示していることが確認でき、Fig. 6-4 (a) より、3 dB 帯域幅 BW_{3dB} は約 400 MHz、Fig. 6-4 (b) より、中心周波数から 5 GHz 離れた周波数における減衰量は約 30 dB であることが確認できる。

Fig. 6-5 にプリセクタの周波数特性を示す。Fig. 6-5 は、同調周波数 f_{TUNE} を可変した際の伝送特性 S_{21} の最大値をプロットした結果である。本プリセクタには組立の誤差により特定の周波数で挿入損失が増加する課題があり Fig. 6-5 (a) に示すように 127 GHz に 2 dB 程度の落ち込みがあるが、それを考慮してもプリセクタによるノイズ性能の劣化は 6 dB 以下である。

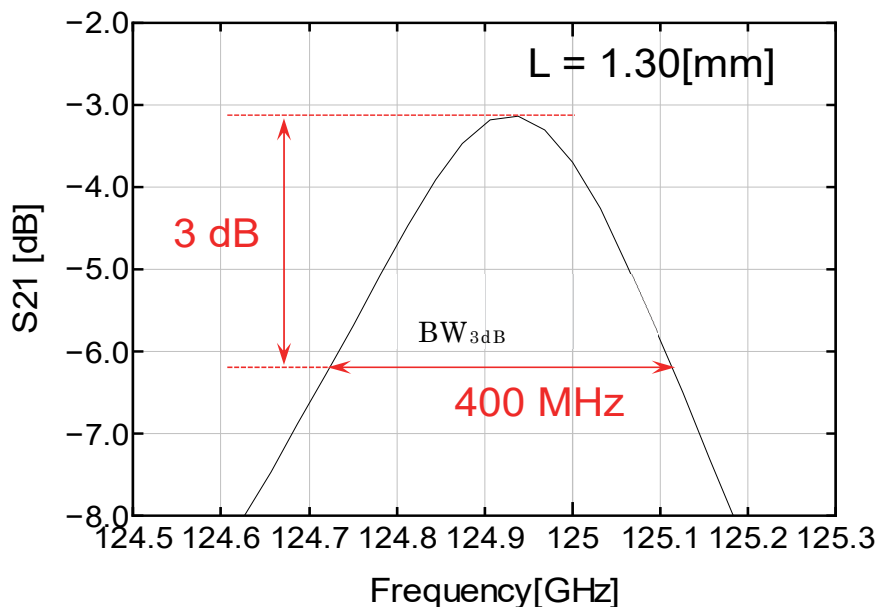


(a) Appearance

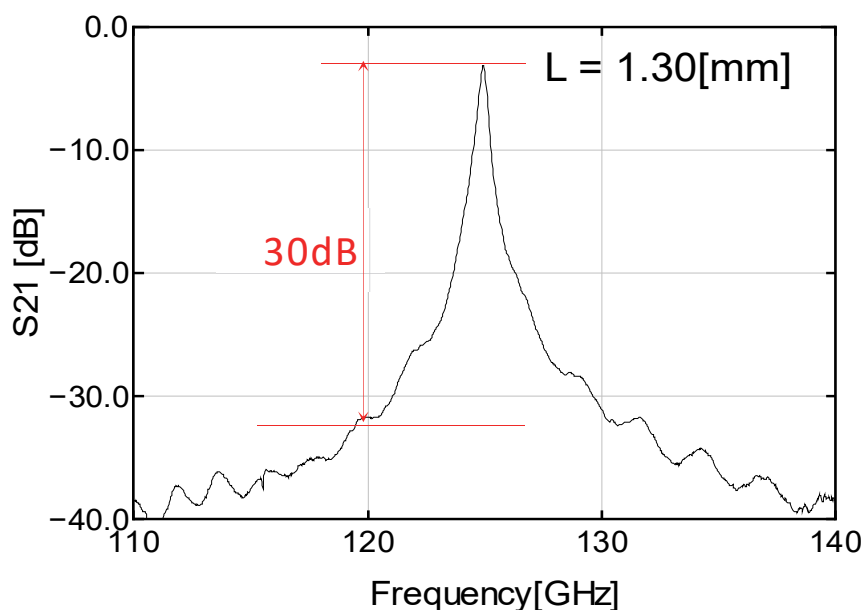


(b) Figure of the principle

Fig. 6-3 mm-wave pre-selector

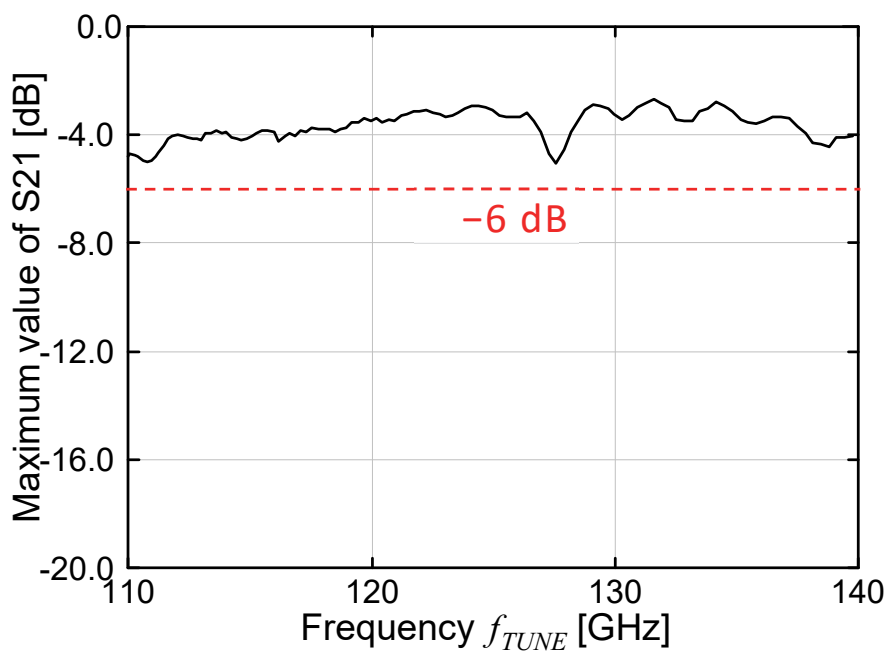


(a) In narrowband

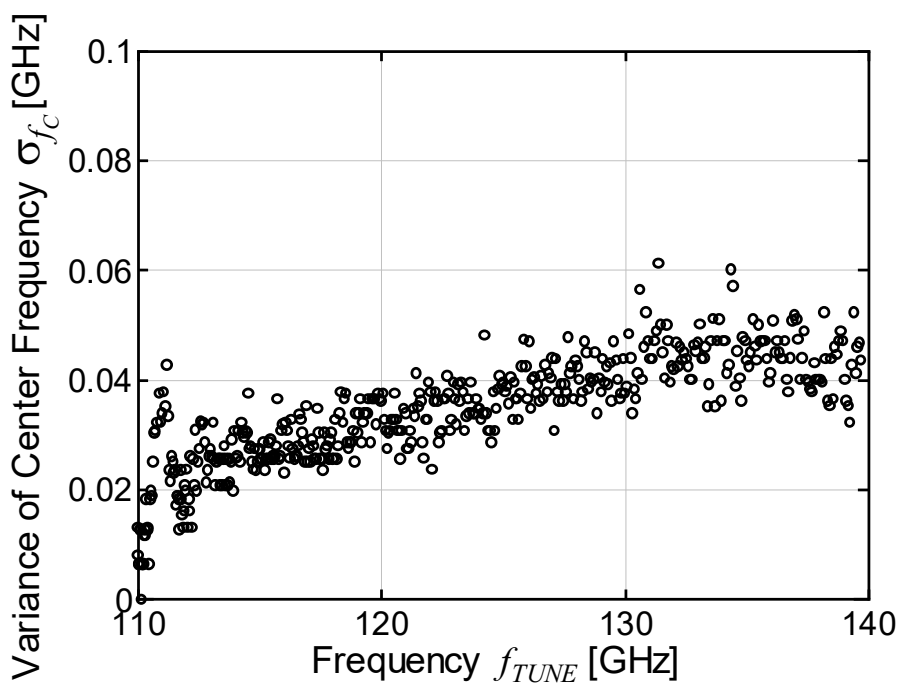


(b) In wideband

Fig. 6-4 Measured frequency responses of mm-Wave pre-selector ($L = 1.30$ mm).



(a) The maximum value of S21



(b) The variance of set frequency.

Fig. 6-5 Frequency Characteristics of mm-Wave Pre-selector as a Function of Tuned Frequency 110 GHz to 140 GHz.

6.2.2. 光ローカル信号

今回の装置では、LO 信号に光 LO 信号を採用した。光 LO 信号の生成には、コヒーレント干渉を用いたミリ波信号発生方式[6-7][6-8]を採用している。

簡単に、コヒーレント干渉によるミリ波信号発生方式について説明する。

6.2.2.1. コヒーレント干渉によるミリ波信号発生方式

光を用いたミリ波発生の手法としては、周波数間隔が所望のミリ波と同じ周波数になるような 2 つの周波数成分を持った光波（光 2-tone 信号： f_1, f_2 ）を、光検出器に入力することで差周波信号 Δf_m のミリ波信号を得ることができる。この光 2-tone 信号の生成にはいくつかの手法があり、最もシンプルな方法は Fig. 6-6 に示す 2 つの光源（LD1, LD2）をカプラで合成する方法である。

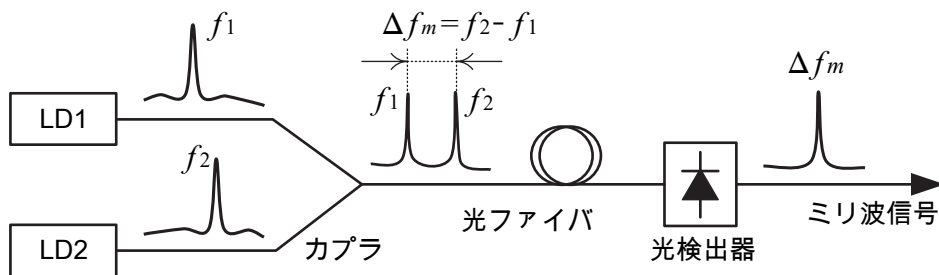


Fig. 6-6 Principle of millimeter-wave signal generation by using Optical interference.

しかし、この方式は、波長が光源ごとに独立して変化するため差周波も変化し基準信号としては問題がある。そこで、この問題に対応するために Mach-Zehnder 型 LiNbO₃ 変調器（以下 LN 変調器）を用いて光 2-tone 信号を生成する。この方式により、1 つの光源を分岐して使用しているため波長が変化しても差周波は一定となる。

Fig. 6-7 に LN 変調器による 2 通倍ミリ波発生原理を示す。LN 変調器において光の干渉技術を利用し、キャリア成分を抑圧した光両側波帯変調を行い信号を生成することで、元の RF 信号（ f_m ）の 2 倍の周波数間隔（ $2f_m$ ）の光 2-tone 信号を生成することができる。この光 2-tone 信号を光検出器に入力し電気信号に変換することで周波数 $2f_m$ のミリ波信号が発生する。しかし、単一の LN 変調器だと DC 成分の消光

比が 30 dB 程度のため、両側波帯と抑圧されたキャリア成分との比が、変換損失などの影響で 10 数 dB と低くなってしまい、検波時に不要なビート成分が混入し、正確な周波数測定を行うには問題がある。そこで、LN 変調器が入れ子になった高消光比 LN 変調器を採用することで、不要成分がより抑圧された光 2-tone 信号を発生させる。

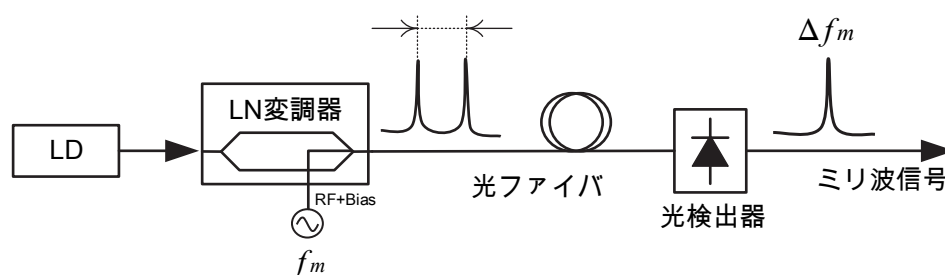


Fig. 6-7 Principle of millimeter-wave signal generation.

この方式の利点は、不要な高調波が従来の電気式と比較して少ないこと、 \times 倍した信号を光ファイバで伝送しミリ波に変換するため信号の取り回しが従来の導波管によるものと比較して容易であることがあげられる。

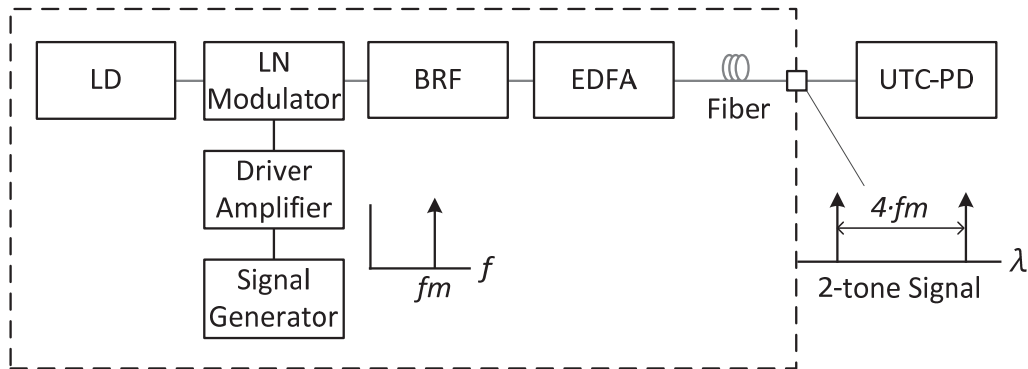


Fig. 6-8 Block diagram of optical local signal generator.

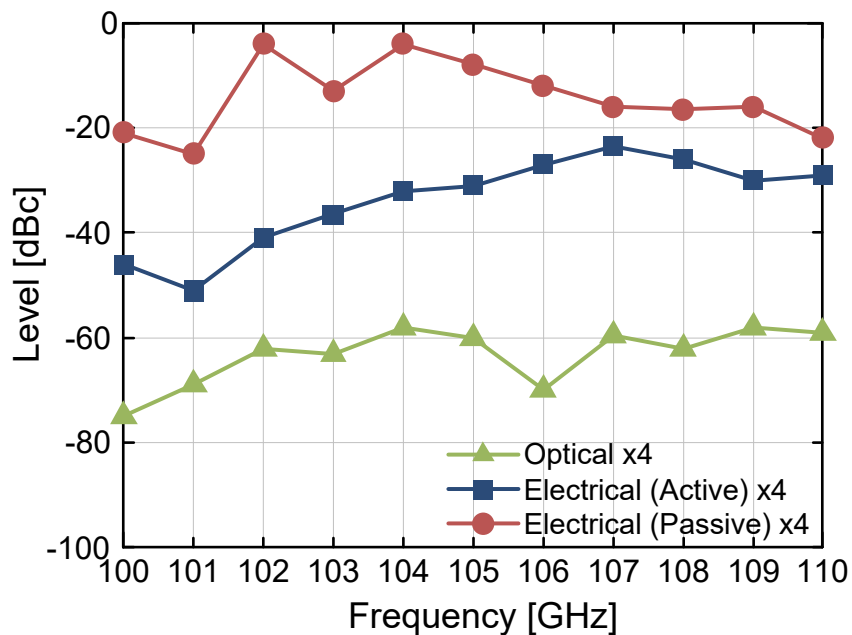


Fig. 6-9 Plots of Sub-harmonic Distortion versus Output Frequency

Fig. 6-8 にコヒーレント干渉を用いた光ローカル信号源のブロック図を示す。光ローカル信号源は、信号発生器が発生した信号周波数 f_m の 4 倍の差周波 (Difference Frequency) を持つ光 2-tone 信号を生成する [6-8]。検出部では、UTC-PD で差周波に対応した電気 LO 信号に変換し使用する。本方式により、容易に高い周波数のミリ

波信号を生成することが可能となった。

Fig. 6-9 にコヒーレント干渉ミリ波信号発生，Passive 型電気式 4 通倍器，Active 型電気式 4 通倍器による低調波歪レベルの最大値の比較結果を示す。電気式通倍器を用いた方式では，最大で-3 dBc 程度の低調波を発生するが，コヒーレント干渉によるミリ波発生方式では，-60 dBc 程度の低調波しか発生しない。一般的なフィルタの減衰量を 40 dB 程度と仮定すると，本ペクトラムアナライザで使用している周波数 ($f_{LO}=106.4$ GHz) においてコヒーレント干渉ミリ波発生方式は，電気式通倍方式と比較しプリアス除去のためのフィルタ 1 段分以上，純度の高い信号を得ることができると考えられる。フィルタの損失等も考慮すると，プリセクタを内蔵した検出部の小型化・低消費電力化に大きく貢献している。

6.2.3. 同期制御原理

通常，プリセクタを内蔵した掃引式のスペクトラムアナライザは，ミキサの LO 周波数とプリセクタを同調制御する方式が使われている [6-4]。

100 GHz を超える周波数において，LO 周波数を掃引する方法は，LO 信号の生成方法や，フィルタの構成が複雑になる。そこで本装置では，ダウンコンバータにイメージ信号の発生を抑えるプリセクタを組み合わせる方式を選択した。プリセクタの同調周波数と，市販スペクトラムアナライザの解析中心周波数を同調させて，110 GHz~140 GHz の範囲を分割して掃引する。分割掃引する際の周波数間隔は，今回採用したプリセクタの設定再現性より 0.1 GHz としている [6-10]。

6.3. 評価結果

本スペクトラムアナライザの性能評価，および搭載したプリセクタの性能評価を行なうにあたり，測定表示値を情報通信研究機構 (NICT) の国家計量標準器により校正されたパワーメータにトレースするため，キャリブレーション [6-11] を実施し，その後，以下の項目の評価を実施した。

6.3.1. レベル測定誤差

Fig. 6-10 にキャリブレーション後の絶対レベル測定結果を示す。Fig. 6-10 は，入

カレベル-20 dBm 入力時のレベル測定誤差を示した結果である。レベル測定誤差の平均値 μ , および標準偏差 σ を求めるとそれぞれ, -0.073 dBm と 0.113 dBm であった。平均値がマイナス方向の値を示している要因としては, プリセクタの設定再現性が考えられる。Fig. 6-10 よりキャリブレーションにより本スペクトラムアナライザによる国家計量標準器にトレースされた絶対レベル測定が可能となった。

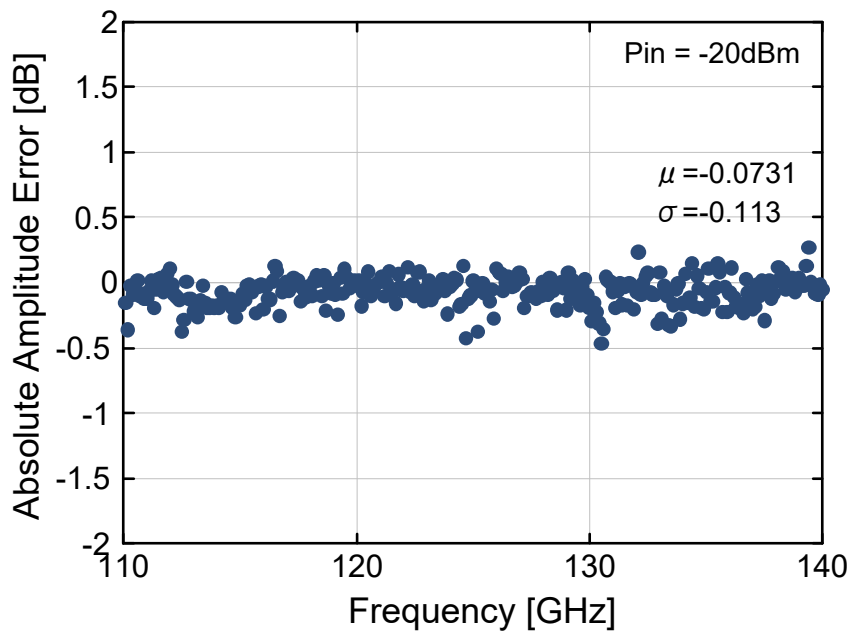


Fig. 6-10 Plots of Absolute Amplitude Error for Input Frequency.

6.3.2. 相互変調 3 次インターセプトポイント (TOI) 測定

TOI (Third-Order Intercept point) はスペクトラムアナライザの歪み性能を示す指標のひとつとして用いられる[6-11]。通常 TOI は 2-tone 信号入力時の 3 次相互変調歪み (Third-order Intermodulation distortion:IMD3) 成分を測定することにより測定するが, プリセクタを搭載する装置の場合, プリセクタの通過帯域と, 離調周波数との関係により歪み性能が異なることが予想される。その為, 離調周波数を, プリセクタの 3 dB 帯域約 400 MHz (Fig. 6-4) に対し十分に狭い離調周波数 10 MHz と, 広い離調周波数 500 MHz の 2 種類にて, プリセクタの効果と本装置の歪

み性能の評価を実施した。Fig. 6-11 に TOI の測定結果を示す。

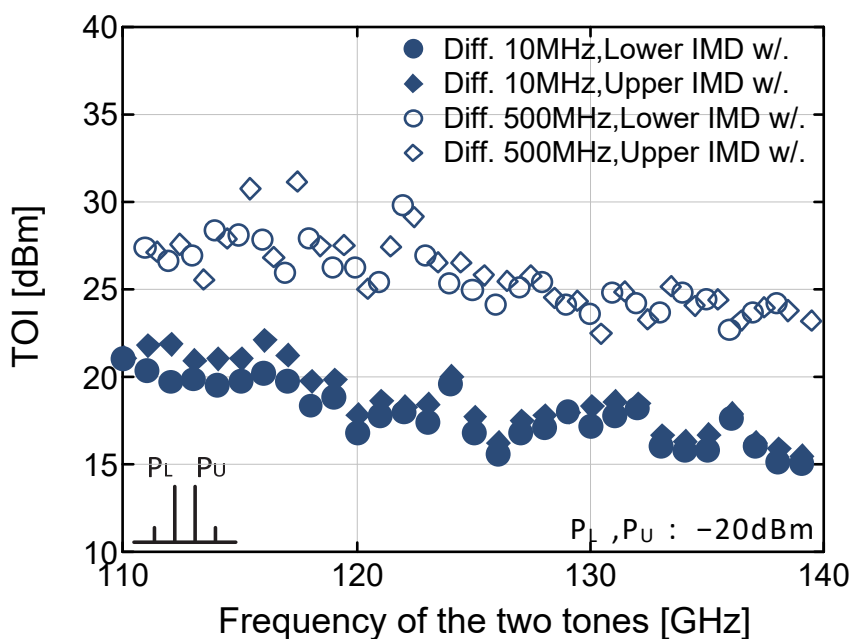


Fig. 6-11 TOI Frequency Characteristics for Difference Frequency of Two-tones with Pre-selector.

Fig. 6-11 は離調周波数 10 MHz と 500 MHz におけるそれぞれの TOI 特性を示している。離調周波数によらず全周波数範囲において +15 dBm を超える性能が得られた。さらに、離調周波数 500 MHz における TOI が 10 MHz における TOI に対し 10 dB 程度高い値を示した。この離調周波数による TOI の変化はプリセレクタの効果と考えられる。この効果を確認するため、検出部からプリセレクタを取外した後、再度キャリブレーションを実施し、再度 TOI 測定を行なった。Fig. 6-12 にプリセレクタ未搭載時の TOI 特性を示す。

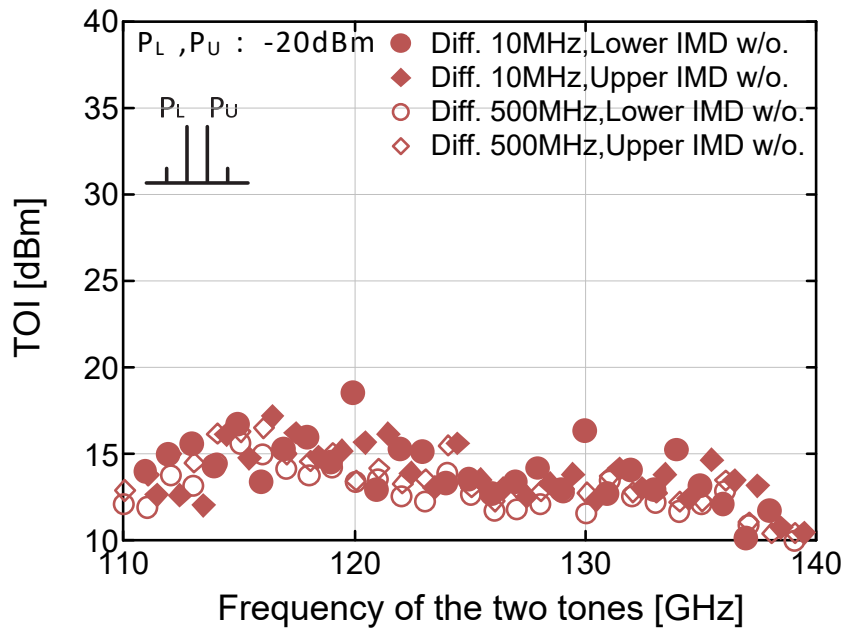


Fig. 6-12 TOI Frequency Characteristics for Difference Frequency of Two-tones without Pre-selector.

Fig. 6-12 よりプリセクタ未搭載時の TOI 特性は、全周波数範囲において +10 dBm ~ +15 dBm の値を示し、離調周波数による TOI の変化は見られなかった。Fig. 6-11, Fig. 6-12 の結果より、離調周波数が 500 MHz の TOI 特性の改善は、プリセクタによるものであると考えられる。これは、離調周波数がプリセクタの 3 dB 帯域に対し十分に狭い場合、2-tone 信号はプリセクタの有無によらず同時にプリセクタを通過してしまうためである。次にプリセクタ搭載時の、離調周波数に対する TOI の改善効果について、2-tone 信号の中心周波数 $f_c = 115$ GHz において測定を実施し、検討を行なった。Fig. 6-13 にプリセクタ搭載時の離調周波数に対する TOI 特性を示す。

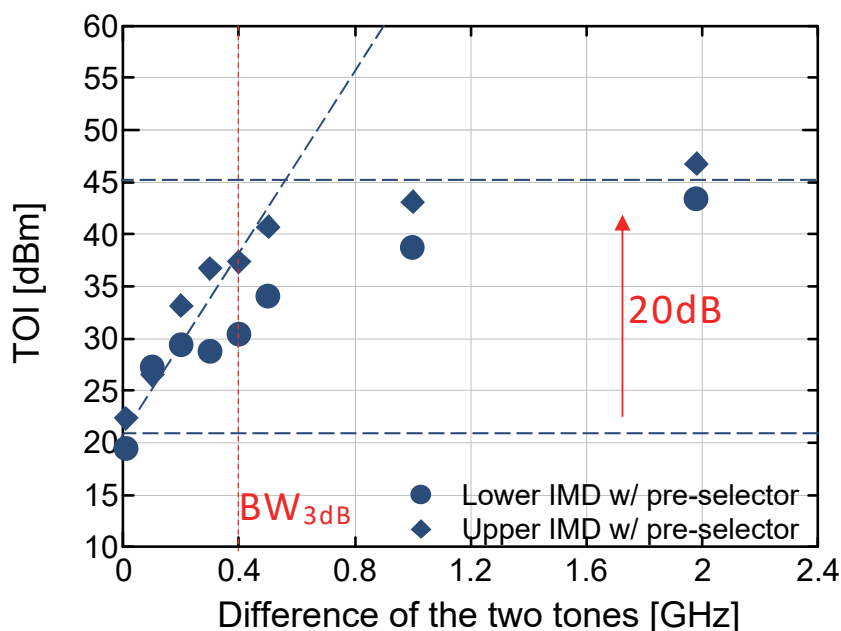


Fig. 6-13 Plots of TOI versus Difference Frequency of Two-tones.

Fig. 6-13 は、2-tone 信号の各レベル P_L, P_U を -11 dBm に設定し、離調周波数を 10 kHz \sim 2.0 GHz まで変えながら TOI を測定した結果である。Fig. 6-13 より離調周波数 100 MHz から TOI の改善がみられ、 500 MHz までは離調周波数に応じて改善効果が確認された。また離調周波数 500 MHz から 2 GHz までは改善効果が一定値に漸近する特性が確認された。これは TOI を測定する際、測定対象の歪みレベルがノイズレベルに近いレベルとなり、正しく歪みレベルを測定できなかったためと考えられる。しかしながらこの影響を考慮しても、今回搭載しているプリセクタにより 20 dB 以上の TOI 改善効果が得られることがわかる。

6.3.3. 平均表示雑音レベル (DANL) 測定

DANL はスペクトラムアナライザのノイズ性能を示す指標のひとつとして用いられる [6-12]。通常 DANL は入力終端時のフロア雑音性能とほぼ等しい値を示すが、対数電力値の平均値として測定されるため、フロア雑音性能に対し約 -2.5 dB 低い値を示す [6-13]。Fig. 6-14 に DANL の測定結果を示す。

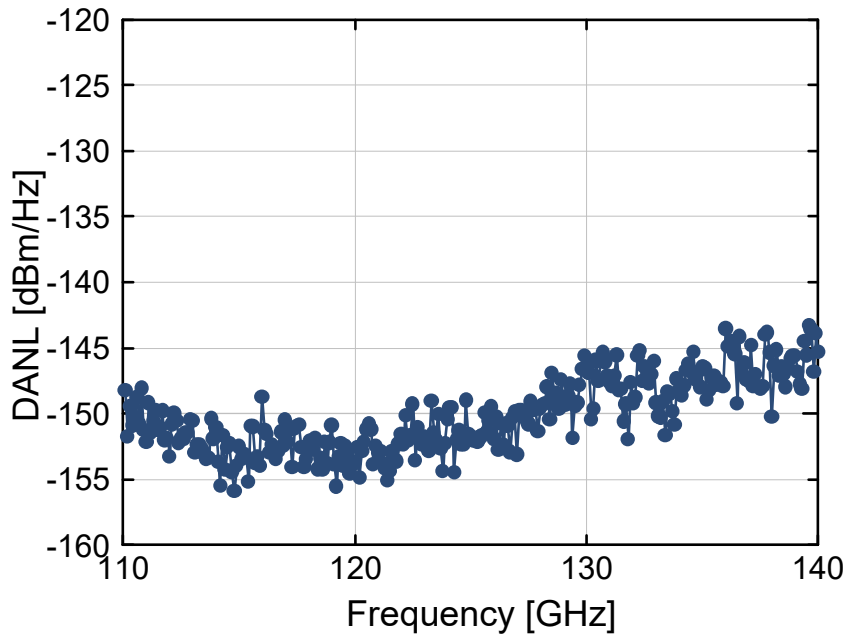


Fig. 6-14 Plots of DANL versus Input Frequency.

DANL は 110 GHz~140 GHz の周波数範囲において -145 dBm/Hz 以下，全周波数範囲において -140 dBm/Hz 以下の結果が得られた。また，120 GHz を境に周波数に比例して悪化する結果が得られた。これらは，ミキサの変換損失特性とミキサ出力後の IF 回路における変換損失特性が起因していると考えられる。

6.3.4. 測定ダイナミックレンジ

スペクトラムアナライザにプリセクタを搭載した場合，搭載しない場合と比較し TOI は改善するが，DANL はプリセクタの挿入損失分だけ悪化する。そのため，スペクトラムアナライザの性能は，TOI，DANL から算出した測定ダイナミックレンジチャートを用い，実現可能なダイナミックレンジで確認する [6-12]。

Fig. 6-13 に算出した測定ダイナミックレンジチャートを示す。Fig. 6-13 は検出部入力を基準とし，測定周波数 $f = 115$ GHz，分解能帯域幅 $RBW = 1$ MHz の条件において算出した結果である。Fig. 6-13 より，プリセクタにより IMD3 が 20 dB 程度改善した結果，測定ダイナミックレンジは約 70 dB から約 85 dB に改善したことが確認

できる。これはプリセクタ未搭載の装置の DANL に換算すると約 20 dB に相当する。このことから、プリセクタの挿入損失（6 dB）を考慮しても、プリセクタがダイナミックレンジ改善に貢献していることが確認できる。

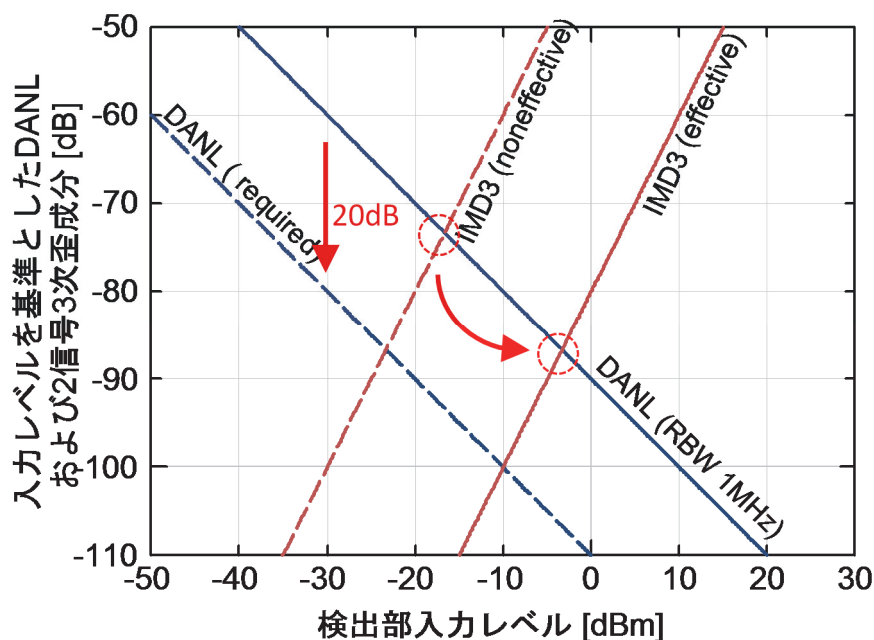


Fig. 6-15 Simulated Dynamic Range Chart.

6.3.5. CW 信号によるスプリアス測定

本装置に測定帯域（110 GHz~140 GHz）内の CW 信号を入力し、その際に観測されたスプリアスレスポンスのレベルを測定することで、本装置の有効性を確認した。

Fig. 6-16 に CW 信号によるスプリアス測定系ブロック図を示す。信号発生器 (SG) からの信号周波数を、逡倍器 (Multiplier) により 8 逡倍し、周波数逡倍した信号をバンドパスフィルタ (BPF)、可変減衰器 (VATT) を介して本装置に入力する。実験におけるヘッド入力端の入力レベル P_{in} を、可変減衰器で -10 dBm になるよう調整し、その時のスペクトラムを測定、そのスペクトラム解析結果から、入力レベルに対するスプリアスレベルを測定する。なお、被測定信号源のスプリアスレベルを抑圧するため、測定周波数に応じてバンドパスフィルタを取り替えながら測定を実施した。

Fig. 6-17 に入力周波数 f_{in} におけるスプリアスレベルの測定結果を示す。

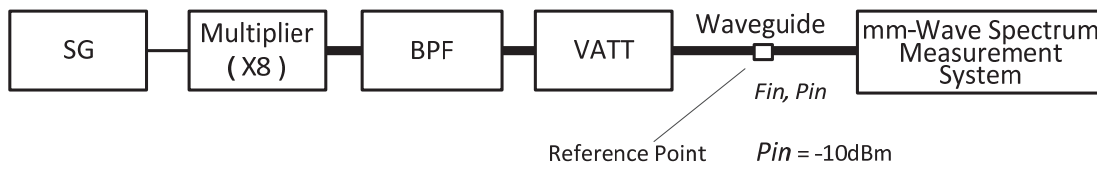


Fig. 6-16 Measurement Setup for Continuous Wave Signal.

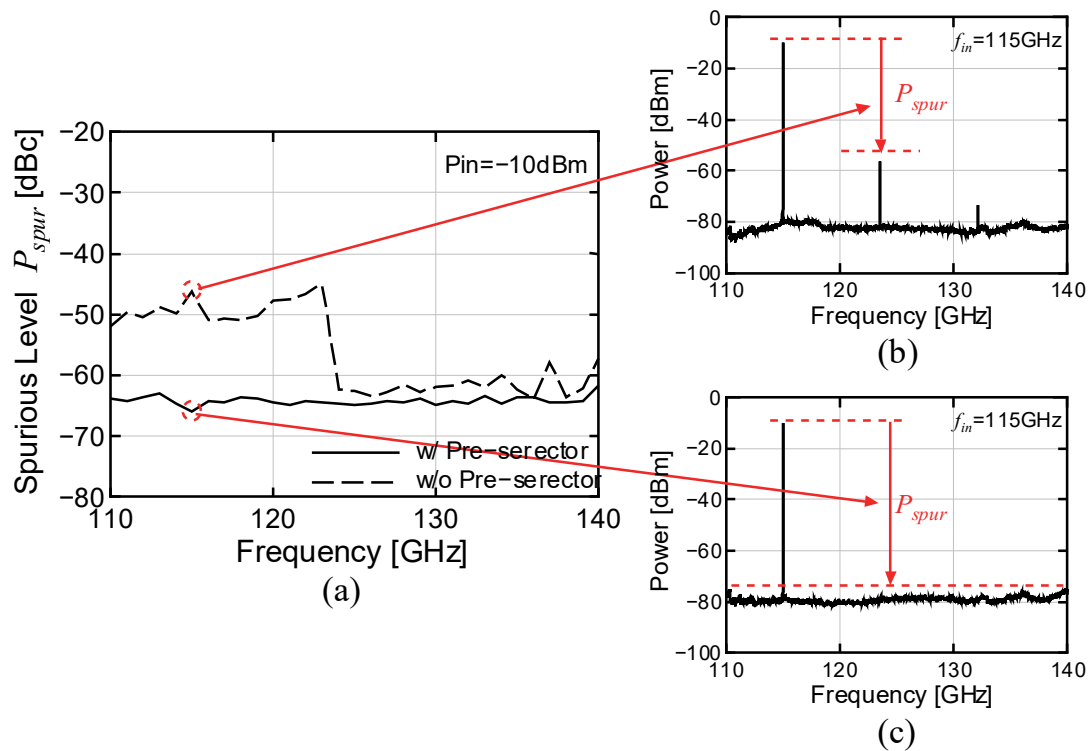


Fig. 6-17 Effect of Pre-selector on Spurious Measurement. (b), (c) are CW Spectrum Results. Resolution Bandwidth = 1 MHz, Detection = Positive Peak.

Fig. 6-17 (a) 内の実線はプリセクタが有る場合、破線はプリセクタが無い場合のスプリアスレベルを示している。Fig. 6-17 (b), (c) は、入力周波数 f_{in} が 115 GHz 時のスペクトラム解析結果を示している。Fig. 6-17 (b) に示すようにプリセクタが無い場合には、ローカル信号と入力信号による相互変調歪の周波数成分が観測されている。しかし Fig. 6-17 (c) に示すプリセクタが有る場合には、それら歪成分は観

測されない。このように、プリセクタが無い場合、入力信号には本来存在しない信号成分が観測され、正しい観測を行なうことが困難となる。

6.3.6. 広帯域変調信号によるスペクトラム測定

テスト用の広帯域ミリ波変調信号を生成し、測定することで、本装置の有効性を確認する。広帯域ミリ波変調信号の生成には光ローカル信号の生成と同様、コヒーレント干渉を用いたミリ波発生方式を用いた。

6.3.6.1. 広帯域 ASK 変調信号による確認

Fig. 6-18 に広帯域 ASK (Amplitude Shift Keying) 変調信号によるスペクトラム測定系ブロック図を示す。光ローカル信号源 (Optical LO Signal Generator) が生成した差周波 $4 \cdot f_m$ の光 2-tone 信号を、LN 変調器 (LN Modulator) を用いて変調し、UTC-PD でミリ波信号に変換し出力する [6-14],[6-15]。LN 変調器で使用する変調信号源は、パルスパターンジェネレータ (PPG) を使用し、任意のデータパターンを発生させる。このように構成することで UTC-PD から搬送波周波数 $4 \cdot f_m$ の広帯域 ASK 変調信号を容易に生成できる。

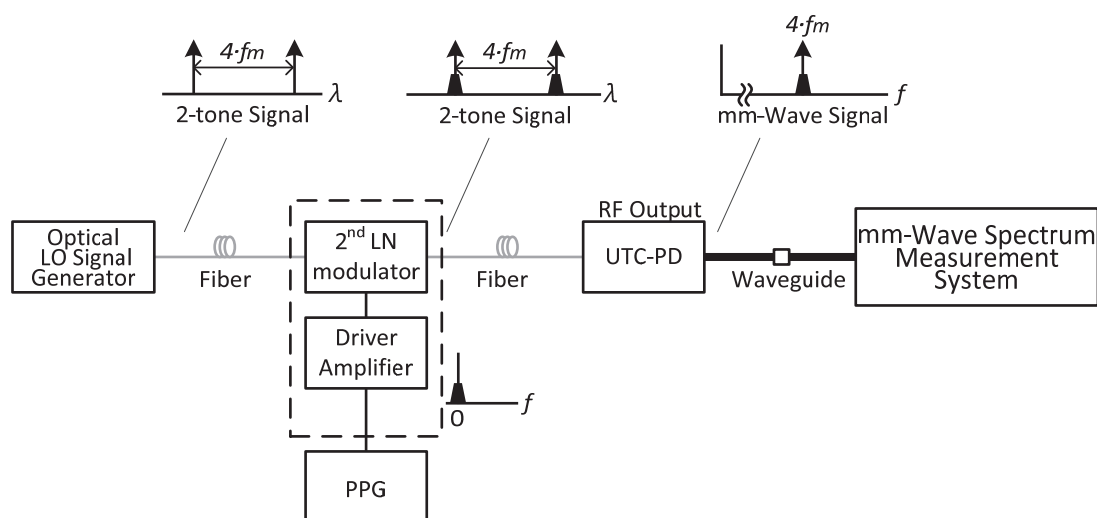


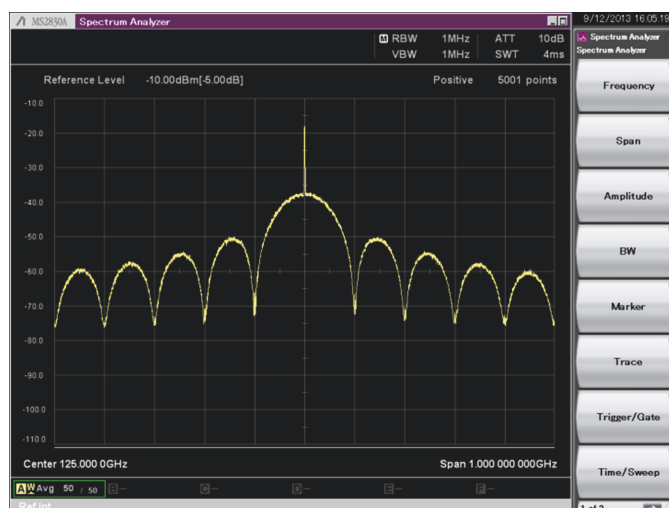
Fig. 6-18 Measurement Setup for Modulated Wave Signal with PPG.

Fig. 6-19, Fig. 6-20 に、テスト用広帯域ミリ波 ASK 変調信号のスペクトラム測定

結果を示す。Fig. 6-19 は、PPG からビットレート 100 Mbps を発生させ測定した際の結果である。同図 (a) はプリセクタを搭載した本装置による測定結果、同図 (b) は、従来技術のハーモニックミキサを使用し測定した際の測定結果である。同図 (a) では、ASK 変調特有の Sinc 関数の波形が観測されているのが確認できる。一方、同図 (b) では、ハーモニックミキサの変換損失が大きい影響により、観測フロアが 20 dB 程度悪化した波形しか観測できていない。その為、ASK 変調特有の Sinc 関数の波形が観測することができない。

Fig. 6-20 は、PPG からビットレート 1 Gbps を発生させ測定した際の結果である。同図 (a) はプリセクタを搭載した本装置による測定結果である。10 倍に帯域を広げた場合においても、ASK 変調特有の Sinc 関数の波形が観測されているのが確認できる。一方、同図 (b) は、従来技術のハーモニックミキサを使用し測定した際の測定結果の一例である。ハーモニックミキサの変換損失が大きい影響により、観測フロアが 20 dB 程度悪化した波形が観測されている。さらに、観測フロアの悪化だけでなく、ハーモニックミキサ特有のイメージ信号が観測されていることが確認できる。その為、ASK 変調特有の Sinc 関数の波形が観測することができないだけでなく、観測信号の周波数すら測定することができない。

このように、基本波ミキシングを使用した本装置により従来のハーモニックミキサを用いた測定と比べ、変換損失が小さくかつ、イメージ信号成分がない測定が可能となる。

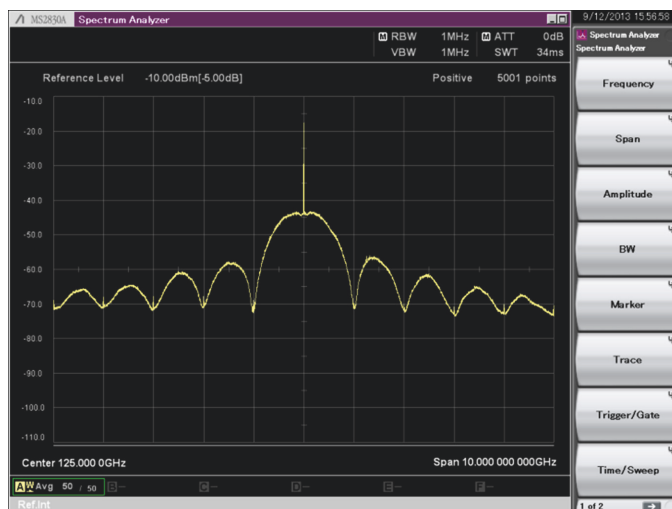


(a) Fundamental mixing



(b) Harmonic mixing

Fig. 6-19 Comparison between fundamental mixing and harmonic mixing. Observed signal: 100 Mbps ASK modulated signal, SPA setting Center frequency: 125 GHz, Span: 1 GHz, RBW: 1 MHz



(a) Fundamental mixing



(b) Harmonic mixing

Fig. 6-20 Comparison between fundamental mixing and harmonic mixing. Observed signal: 1 Gbps ASK modulated signal, SPA setting
Center frequency: 125 GHz, Span: 10 GHz, RBW: 1 MHz

6.3.6.2. 広帯域 QPSK 変調信号による確認

Fig. 6-21 に広帯域 QPSK 変調信号によるスペクトラム測定系ブロック図を示す。

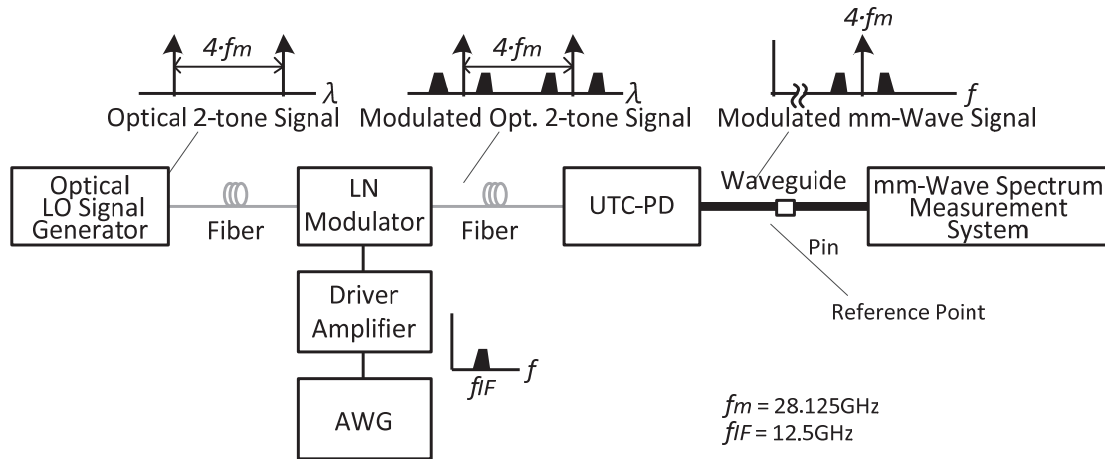


Fig. 6-21 Measurement Setup for Modulated Wave Signal with AWG.

Fig. 6-18 に示した広帯域 ASK 変調信号生成に用いた測定系ブロック図と若干異なり, LN 変調器で使用する変調信号源として任意波形発生器 (AWG) を使用している。

このように構成することで任意の広帯域変調信号を容易に生成できる。UTC-PD から周波数 $4 \cdot f_m$ の搬送波 (Carrier) と, 周波数 $4 \cdot f_m \pm f_{IF}$ に両側波帯 (DSB) を持つ信号を出力させることが可能である。Fig. 6-22 は AWG からの出力信号スペクトラム, Fig. 6-23 に LN 変調器からの出力信号スペクトラムを示す。



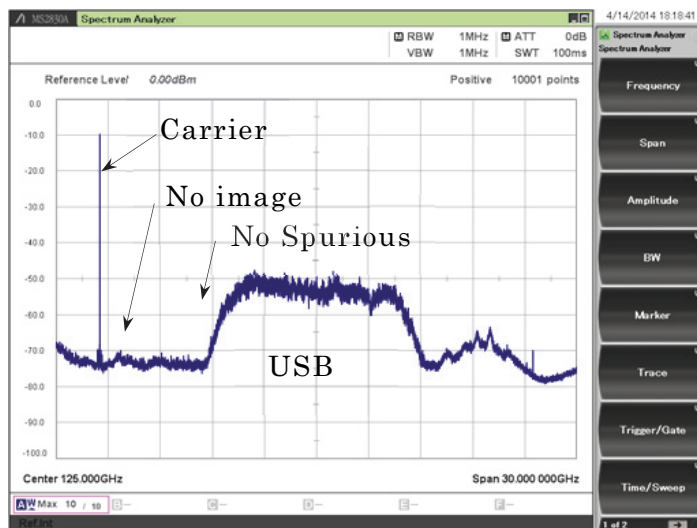
Fig. 6-22 QPSK Modulated signal output from AWG.



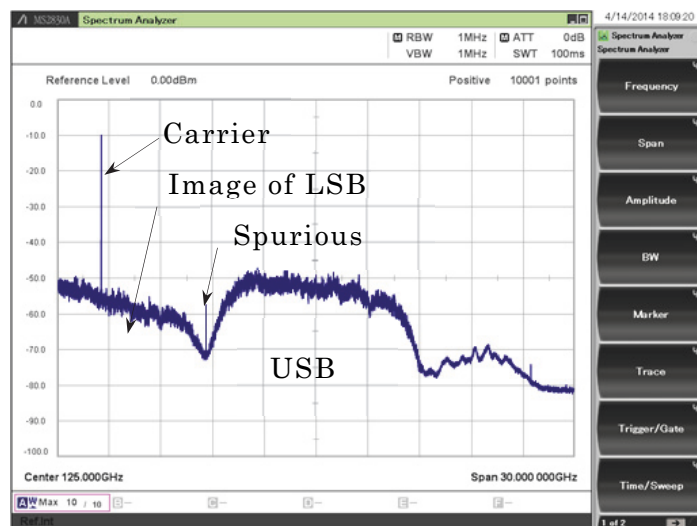
Fig. 6-23 Modulated optical 2-tones signal.

Fig. 6-24 に、テスト用広帯域ミリ波変調信号のスペクトラム測定結果を示す。Fig. 6-24 は、AWG から中心周波数 12.5 GHz、シンボルレート 10 Gsym/s、ロールオフ率 0.3 の QPSK 変調波を発生させ測定した際の結果である。Fig. 6-24 (a) は、プリセクタを搭載した本装置による測定結果である。測定周波数範囲にある搬送波と、上側波帯 (USB) が正しく観測されているのが確認できる。Fig. 6-24 (b) は、プリセク

タを取外し測定した際の測定結果である。プリセクタを使用しない場合、下側波帯 (LSB) が 112.5 GHz 付近にイメージとして、さらに搬送波による歪成分が 118.5 GHz 付近にスプリアスとして観測されている。このように、プリセクタを使用した本装置によりイメージ信号成分や、スプリアスレスポンスのない測定が可能となる。



(a)with Pre-selector



(b)without Pre-selector

Fig. 6-24 Measured mm-Wave Spectrum for Modulated Wave Signal.
Resolution Bandwidth = 1 MHz, Detection = Positive Peak, and
Average Number = 10.

6.4. あとがき

新構造のプリセクタを汎用スペクトラムアナライザと組み合わせ、プリセクタの帯域幅を考慮した制御をすることで、世界発のプリセクタを搭載した 100 GHz を超えるミリ波帯スペクトラムアナライザを開発した。さらに、開発したスペクトラムアナライザの評価を実施し、従来手法による測定に対して、ダイナミックレンジが 20 dB 以上改善していることを示した。また、変調帯域 10 GHz を超える広帯域変調信号の測定を行い、従来手法による測定に対しイメージ信号成分や、スプリアス信号成分がなく、ダイナミックレンジを維持したまま高周波化が実現できることを実証した。

6.5. 参考文献

- [6-1] “External Waveguide Mixing and Millimeter Wave Measurements with Agilent PSA Spectrum Analyzers,” Agilent Technologies, Inc. Application Note 1485, 2007.
- [6-2] “Millimeter-wave Measurement,” Anritsu corp. Application Note, 2011.
- [6-3] H.Ito, S.Kodama, Y.Muramoto, T.Furuta, T.Nagatsuma, and T.Ishibashi, “High-Speed and High - Output InP-InGaAs Unitraveling-Carrier Photodiodes,” IEEE JOURNAL OF SELECTED TOPICS IN QUANTUM ELECTRONICS, VOL. 10, NO.4, JULY/AUGUST 2004.
- [6-4] “Spectrum Analysis Basics,” Agilent Technologies, Inc. Application Note 150, 2006.
- [6-5] T. Kawamura, H. Shimotahira, and A. Otani, “Novel Tunable Filter for Millimeter-Wave Spectrum Analyzer over 100 GHz,” IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, pp. 641-646, 2013.
- [6-6] 河村尚志, 大谷昭仁, “ミリ波帯チューナブルフィルタの周波数可変範囲拡大法の提案”, 電気学会計測研究会資料, IM-14-050, pp.19-23, Nov. 2014.
- [6-7] H.Kiuchi, T.Kawanishi, M.Yamada, T.Sakamoto, M.Tsuchiya, J. Amagai, and M.Izutsu, “ High Extinction Ratio Mach - Zehnder Modulator

- Applied to a Highly Stable Optical Signal Generator,” IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. 55, no. 9, pp.1964-1972, 2007.
- [6-8] T.Kawanishi, et al. “160GHz two-tone lightwave generation using high extinction-ratio optical modulation,” Lasers and Electro-Optics Society 19th Annual Meeting of the IEEE, pp.195-196, 2006.
- [6-9] 木村 幸泰・大谷 昭仁・新井 茂雄 : 「コヒーレント干渉ミリ波発生方式の優位性評価」電気学会研究会資料計測研究会, IM-12-50, 23-28, 2012-11-30.
- [6-10] M.Fuse, Y.Kimura, and A.Otani, “Over 100 GHz Millimeter-wave Spectrum Measurement System with Pre-selector,” TH2D-1 IEEE IMS2014, June 2014.
- [6-11] 野田 華子・岡本 明文・布施 匡章・大谷 昭仁 : 「ミリ波スペクトラム解析技術の開発」信学技報 SRW2014-22, pp.33-38, 2014年8月
- [6-12] 「スペクトラムアナライザの基礎」Anritsu corp., Technical Note No.SpectrumAnalyzer-J-E-1, 2007.
- [6-13] “Preamplifiers and System Noise Figure,” Agilent Technologies, Inc. Application Note 5989-5742EN, 2006.
- [6-14] T.Kawanishi, T.Sakamoto, and A.Chiba, “High-Speed and Precise Lightwave Modulation Technologies,” OptoElectronics and Communications Conference, ThQ1, 2009.
- [6-15] T.Sakamoto, A.Chiba, and T.Kawanishi, “Electro-optic synthesis of multi-level coherent signals,” Optoelectronics and Communications Conference, Thp5, 2009.

第 7 章 結論

7.1. 本論文のまとめ

本論文は、スペクトラム解析装置における FFT 方式スペクトラムアナライザの広帯域化・高ダイナミックレンジ化，掃引式スペクトラムアナライザの高周波化・高ダイナミックレンジ化の 2 つを目的としている。このため，本研究では，①インタリーブ方式 AD 変換器の高速化・高ダイナミック化に関する研究，②アレイ化周波数変換器による広帯域化・高ダイナミックレンジ化に関する研究，③高ダイナミックレンジスペクトラム測定装置の開発に関する研究，④基本波ミキシング技術による高周波化・高ダイナミックレンジ化に関する研究，⑤100 GHz 超ミリ波スペクトラム測定装置の開発に関する研究とした。以下に本研究の各章における概要について述べる。

第 1 章では，モバイル通信におけるトラフィック量の近年の現状と，今後予測されるトラフィック量の増加について示し，今後のモバイル通信がより高周波化・広帯域化する傾向にあることを示した。さらに，新しい無線システムの普及には，研究開発の貢献，電波利用環境の維持の観点から，スペクトラム測定装置においても広帯域化・高周波化が必要であることを明らかにするとともに，本研究の目的と意義について示した。最後に本論文の構成について説明した。

第 2 章では，インタリーブ方式 AD 変換器で問題となるスプリアスを低減する手法として，推定補正方式インタリーブ AD 変換器を提案し，基本原理について説明した。シミュレーションと実験による検証を実施し，提案方式が，インタリーブ方式 AD 変換器で問題となるスプリアス低減に有効な方式であることを示した。本提案手法を適用することで，発生していたスプリアス成分が 20 dB 以上低減することを確認し，提案する推定補正方式インタリーブ AD 変換器が，スペクトラム解析装置の高ダイナミックレンジ化に有効な手法であることを示した。

第 3 章では，スペクトラム解析装置の広帯域化の方法として周波数インタリーブ方式を提案し，基本原理，特徴について説明した。シミュレーションによる検証結果，試作した周波数変換器による解析結果から，ダイナミックレンジが 5 dB 以上改善することを示し，提案する周波数インタリーブ方式周波数変換器が，スペクトラム解析

装置の高ダイナミックレンジ化に有効な手法であることを確認した。

第 4 章では、周波数インタリーブ方式周波数変換器の分波後の信号をさらに信号分配し、分配後の信号をそれぞれ周波数変換する方式を新たに提案し、提案方式を用いた高ダイナミックレンジスペクトラム解析装置を構築し検証を行った。結果、既存 FFT 方式スペクトラム解析装置と比較し、50 MHz 以上広帯域で、かつ 10 dB 以上高いダイナミックレンジで測定が行えることを実証した。さらに、構築した装置によるスプリアス測定を行い、掃引式スペクトラムアナライザと同等の性能で、FFT 方式スペクトラム解析装置が実現できることを確認した。

第 5 章では、従来の高調波ミキサを使用した測定に比べ、不要な信号成分が少なく、かつダイナミックレンジが大きい測定を実現できる 100 GHz 超基本波ミキシング評価装置を構築し検証を行い、高調波ミキサを使用した従来方式の測定に比べ、20 dB 以上ダイナミックレンジが広くかつ、マルチプルレスポンスを大幅に抑制した測定が可能となることを実証し、100 GHz を超える周波数帯のスペクトラム解析において、基本波ミキシングがスペクトラム解析装置の高ダイナミックレンジ化に有効な手法であることを確認した。

第 6 章では、新構造のプリセクタを汎用スペクトラムアナライザと組み合わせ、プリセクタの帯域幅を考慮した制御をすることで、世界発のプリセクタを搭載した 100 GHz を超えるミリ波帯スペクトラムアナライザを開発した。さらに、開発したスペクトラムアナライザの評価を実施し、従来手法による測定に対して、ダイナミックレンジが 20 dB 以上改善していることを実証した。また、変調帯域 10 GHz を超える広帯域変調信号の測定を行い、従来手法による測定に対しイメージ信号成分や、スプリアス信号成分がなく、ダイナミックレンジを維持したまま高周波化が実現できることを実証した。

第 7 章として、本結論を示した。

以上、本研究の成果は、スペクトラム解析装置のみならず、その他無線通信装置の測定技術に広く応用できるものである。本研究成果と無線通信技術など他分野の技術革新との相互作用により、今後爆発的に増大するモバイルデータトラフィックを支える新たな無線システムの研究開発に貢献するとともに、電波利用環境を適切に維持するための環境整備に寄与し、限りある電波資源の有効利用促進に貢献することを願う。

A. 付録

A.1. 周波数変換の基本原理

本節では，周波数変換部を構成する周波数変換器（ミキサ）の基本原理と，その際に発生する非線形歪の影響について記す。

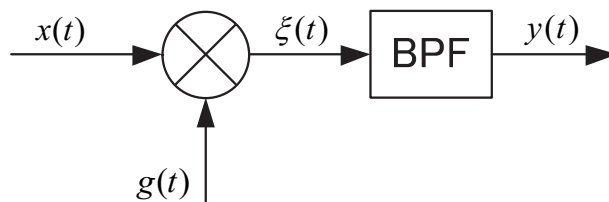


Fig. A-1 Block diagram of frequency converter.

周波数変換部を構成するミキサに加えられる RF 信号を $x(t)$ ，ローカル信号を $g(t)$ とし，それぞれ次式のように定義する。

$$x(t) = A \cdot \cos(\omega_R \cdot t) \quad \dots\dots\dots (A-1)$$

$$g(t) = B \cdot \cos(\omega_L \cdot t) \quad \dots\dots\dots (A-2)$$

この時，ミキサの出力を $\xi(t)$ とすれば，ミキサの出力は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \xi(t) &= x(t) \cdot g(t) \\ &= \frac{A \cdot B}{2} \cdot \{ \cos(\omega_R - \omega_L)t + \cos(\omega_R + \omega_L)t \} \quad \dots\dots\dots (A-3) \end{aligned}$$

周波数変換部からは，それぞれ $(\omega_R - \omega_L)$ と $(\omega_R + \omega_L)$ の 2 周波数の信号が出力される。ミキサを使用して周波数変換を行う場合，いずれか一方の周波数をフィルタ等により選択して使用することとなる。

BPF 等を使用して $(\omega_R - \omega_L)$ 側の周波数の信号を抽出する様に構成することで，式 (A-4) に示すように，被測定信号周波数を ω_L 下げた信号として取得でき，ダウンコンバータとして動作させることができる。

$$y(t) = \frac{A \cdot B}{2} \cdot \cos(\omega_R - \omega_L)t \quad \dots\dots\dots (A-4)$$

A.1.1. 非線形歪の発生原理

一般的にミキサは、非線形素子であることが知られており、ミキサから出力される IF 信号には、非線形動作により歪んだ信号成分が含まれる。このため、以下に示す高調波歪や、相互変調歪を発生させ、これらはミキサを使用した装置において様々な問題を生じさせる。

A.1.2. 高調波歪

非線形回路の出力信号として観測される歪みを含んだ信号 $f(t)$ は、入力信号を $x(t)$ とした場合、次式で表されることが知られている。

$$f(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) + \dots \quad \dots\dots\dots (A-5)$$

通常のみキサの使用状態においては、3 次までの周波数成分が支配的となるから、式(A-5)において 3 次までの項について検討する。

入力信号を $x(t) = A \cdot \cos\omega t$ とすると、式(A-5)は次式のように表すことができる。

$$f(t) = \frac{\alpha_2 A^2}{2} + \left(\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right) \cos\omega t + \frac{\alpha_2 A^2}{2} \cos 2\omega t \\ + \frac{\alpha_3 A^3}{4} \cos 3\omega t \quad \dots\dots\dots (A-6)$$

式(A-6)を見ると、得られた出力信号には、直流成分と、基本波成分 ω の他に、基本波の高調波成分 2ω 、 3ω が含まれることが分かる。

周波数変換で必要とする信号成分は基本波成分であるため、基本波以外の高調波成分は、フィルタ等により除去して使用する。

A.1.3. 相互変調歪

入力信号 $x(t)$ が、帯域内の信号を角周波数（以下、簡単に周波数と記す） ω_A と、 $\Delta\omega$ だ

離れた極近傍の周波数 ω_B の2周波数からなる信号で構成されている場合について検討する。前項と同様に式(A-5)において3次までの歪みの影響を考慮すると、歪みを含んだ信号を $f(t)$ とした場合、

$$f(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) \quad \dots\dots\dots (A-7)$$

$$x(t) = A \cdot \cos \omega_A t + B \cdot \cos \omega_B t \quad \dots\dots\dots (A-8)$$

$$y(t) = \alpha_1 (A \cos \omega_A t + B \cos \omega_B t) + \alpha_2 (A \cos \omega_A t + B \cos \omega_B t)^2 \\ + \alpha_3 (A \cos \omega_A t + B \cos \omega_B t)^3 \quad \dots\dots\dots (A-9)$$

で算出される。

式(A-9)を計算し、DC成分と高調波成分を除いた相互変調成分を表すと、

$\omega_A \pm \omega_B$ の成分：

$$\alpha_2 AB \cos(\omega_A - \omega_B) + \alpha_2 AB \cos(\omega_A + \omega_B) \quad \dots\dots\dots (A-10)$$

$2\omega_A \pm \omega_B$ の成分：

$$\frac{3}{4} \alpha_3 A^2 B \cos(2\omega_A - \omega_B) + \frac{3}{4} \alpha_3 A^2 B \cos(2\omega_A + \omega_B) \quad \dots\dots\dots (A-11)$$

$\omega_A \pm 2\omega_B$ の成分：

$$\frac{3}{4} \alpha_3 AB^2 \cos(\omega_A - 2\omega_B) + \frac{3}{4} \alpha_3 AB^2 \cos(\omega_A + 2\omega_B) \quad \dots\dots\dots (A-12)$$

となる。

即ち、被測定信号が持っている周波数成分 ω_A 、 ω_B の他に、様々な信号成分が歪みにより現れることを示している。これら周波数成分の多くは、バンドパスフィルタ(BPF)等で除去可能である。しかし、3次の相互変調により発生する歪み成分である周波数 $2\omega_A + \omega_B$ の成分と周波数の $2\omega_B - \omega_A$ 成分は、被測定信号の周波数 ω_A 、 ω_B に非常に近いため、スプリアス信号として測定結果に影響を及ぼすことになる。

A.1.4. ミキシング動作時の 2 信号 3 次相互変調歪

ミキシング動作時の相互変調歪は、先に説明した相互変調歪が、ローカル信号 ω_L で周波数変換された形で IF 信号に出力されるため、一般的に次式で表される。

$$\omega_{IM} = \pm q \cdot \omega_A \pm r \cdot \omega_B \pm s \cdot \omega_L \dots\dots\dots (A-13)$$

ただし、 q, r, s は正の整数

式(A-13)は、RF 信号周波数 ω_A, ω_B が入力された際にミキサの IF 信号において、発生する相互変調歪の周波数 ω_{IM} を示しており、 $q+r=3$ となる周波数に発生する成分を、2 信号 3 次相互変調歪と呼んでいる。また、2 信号 3 次相互変調歪とローカル信号との関係を見ると、式から明らかなように、2 信号 3 次相互変調歪は、ローカル信号周波数（ローカル信号の高調波周波数も含む）を挟んで、それぞれ対象に発生することがわかる (Fig. A-2)。

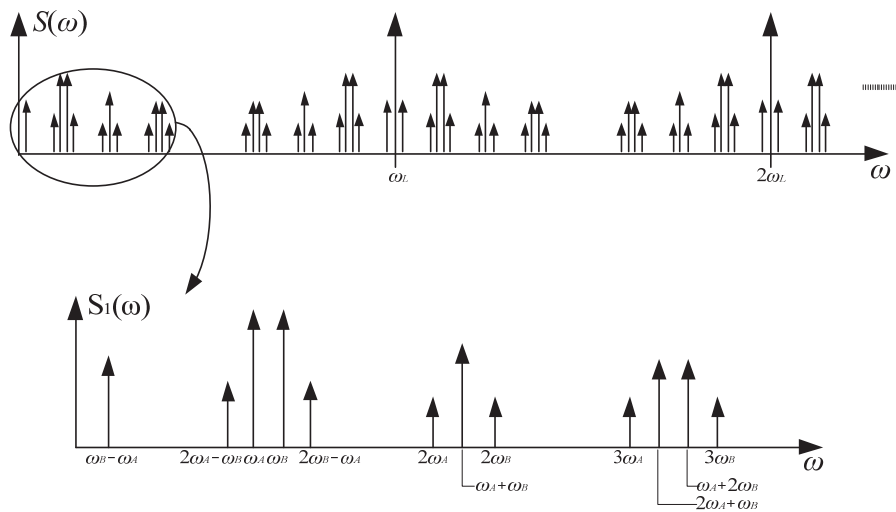


Fig. A-2 Mixer frequency spectrum. This set is adequate for analysis of conversion efficiency and port impedances.

従って、ミキサにおいて 2 信号 3 次相互変調歪を評価する場合には、使用する IF 周波数に発生した 2 信号 3 次相互変調歪を測定し評価する必要がある。

A.1.5. 3次インターセプトポイント (IP3)

以上に述べた非線形の特徴を持つ回路もしくはデバイスの直線性または歪についての性能を表す指標として、3次インターセプトポイントが使われている。非線形回路に入力する基本波成分の電力を P_1 [dBm]、3次の相互変調歪により発生する歪成分の電力を P_{IM3} [dBm]とした場合に、これら電力が等しくなる電力をインターセプトポイントとして定義している。実際には P_1 と P_{IM3} が等しくなる点の入力電力もしくは出力電力を推測し、それぞれ入力 IP3 (IIP3) [dBm]、出力 IP3 (OIP3) [dBm]と定義している (Fig. A-3)。

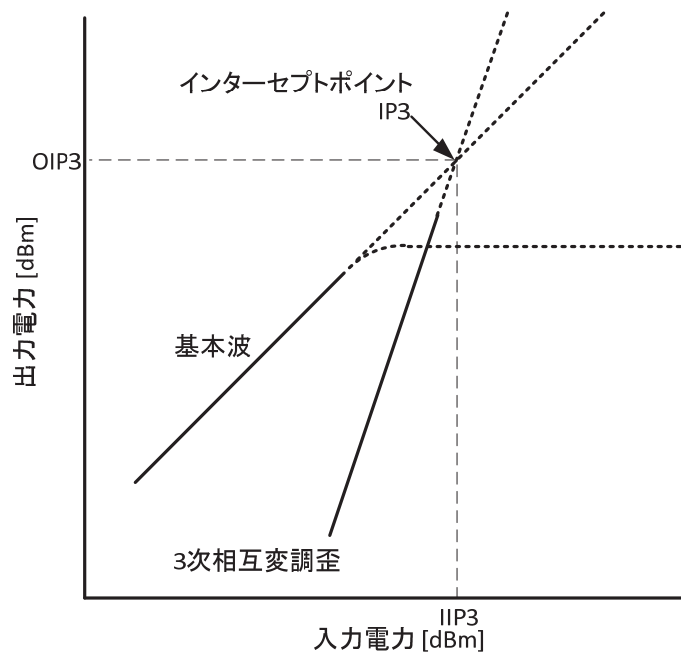


Fig. A-3 Input / Output power curves for linear and 3rd order intermodulation components.

以上の関係を式に表すと次式の様に表せる。

$$P_{IM3} = 3 \cdot P_1 - 2 \cdot IIP3 \quad \dots\dots\dots (A-14)$$

謝辞

本論文は、著者がアンリツ株式会社 R&D 統轄本部コアテクノロジーR&D センターで進めてきた研究をまとめたものである。研究成果を完成させるにあたり多くの方からご指導，ご助言をいただいた。

本研究の遂行ならびに本論文を纏めるにあたり，格別なるご指導，ご鞭撻を受け賜りました日本大学大学院理工学研究科 電子工学専攻 大谷昭仁教授に深く感謝申し上げます。

本論文を纏めるにあたり，電子工学専攻 佐伯勝敏教授，電子工学専攻 作田 幸憲教授には貴重なご教示をいただきました。ここに，深く感謝申しあげます。

本研究を行う機会を与えて下さいました元アンリツ株式会社 R&D 統轄本部コアテクノロジーR&D センター 内野政治センター長，元アンリツ株式会社 R&D 統轄本部コアテクノロジーR&D センター 関谷仁志課長に深く感謝いたします。

実験及び解析の面で，数々のご協力を頂きましたアンリツ株式会社技術本部先進技術開発センター 野田華子センター長，待鳥誠範主幹研究員，木村幸泰主任，河村尚志主任，新井茂雄主任，アンリツ株式会社 R&D 本部第 3 商品開発部 菅野博文主任に厚く御礼申し上げます。

最後に，本研究に貴重な資金提供をしていただいた総務省 電波資源拡大のための研究開発事業に深く感謝いたします。

研究業績リスト

査読付学術論文

- [1] 関谷 仁志, 布施 匡章, 河原井 茂義, “推定補正処理によるインタリーブ A-D 変換器の性能改善”, 電子情報通信学会論文誌. C, エレクトロニクス J88_C(1), 50-58, 2005.
- [2] 布施 匡章, 関谷 仁志, 内野 政治, “アレイ化周波数変換器による高ダイナミックレンジ測定”, 電気学会論文誌. A 132(1), 37-43, 2012.
- [3] 布施 匡章, 野田 華子, 木村 幸泰, 河村 尚志, 大谷 昭仁, “プリセクタ搭載ミリ波スペクトラムアナライザの開発”, 電気学会論文誌. A 135(12), 729-735, 2015.

国際会議プロシーディング

- [1] M.Fuse, H.Sekiya, and A.Otani, “High-Dynamic-Range Measurement of Millimeter-wave Amplifier using 140-GHz Fundamental Mixer,” Microwave Conference Proceedings (APMC) 2012 Asia-Pacific, 3A5-04, 2012.
- [2] M.Fuse, Y.Kimura, and A.Otani, “Over 100 GHz Millimeter-wave Spectrum Measurement System with Pre-selector,” Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International TH2D-1, 2014.

その他論文リスト

- [1] 布施 匡章, 関谷 仁志, “インタリーブ AD 変換器とそのキャリブレーションに関する検討”, 電気学会研究会資料 IM-05-34, pp.1-5, 2005
- [2] 布施 匡章, 関谷 仁志, 内野 政治, “分波合成手法による広帯域変調波の高ダイナミックレンジ測定に関する検討”, 信学技報告, ACT2009-6, 2009.
- [3] 布施 匡章, 野田 華子, 木村 幸泰, 大谷 昭仁, “プリセクタ搭載ミリ波スペクトラムアナライザの開発”, 電気学会研究会資料 IM-14-049, pp.1-5, 2014.

