

アンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システムの  
有効性評価と高度化に関する研究

令和6年1月

日本大学大学院理工学研究科博士後期課程

電子工学専攻

下 田 大 世

# 目次

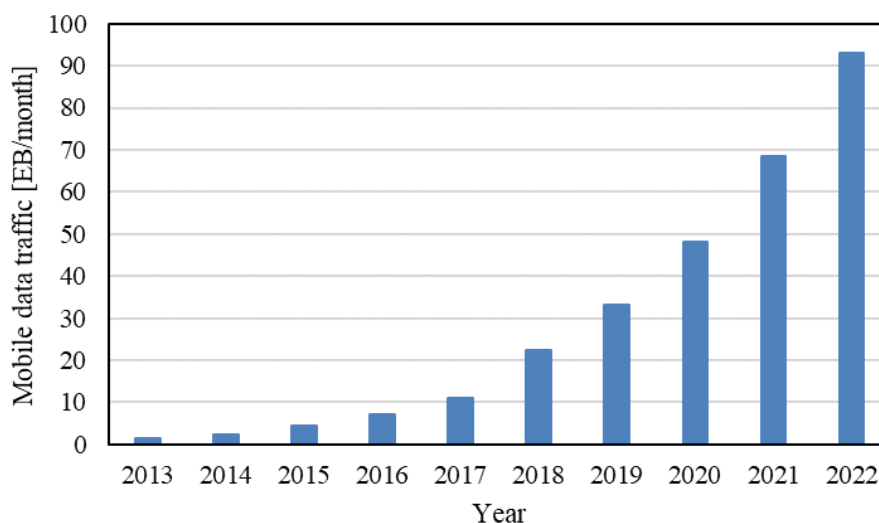
第1章 序論 .....	1
1.1 研究背景 .....	1
1.2 アンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システムの概要 .....	4
1.2.1 アンダーサンプリングの原理 .....	4
1.2.2 アンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システム .....	5
1.2.3 無線通信信号品質評価 .....	7
1.3 本論文の目的 .....	9
1.4 本論文の構成 .....	10
1.5 参考文献 .....	12
第2章 QPSK 変調信号評価法における位相変動の補正実験 .....	14
2.1 はじめに .....	14
2.1.1 QPSK 変復調の原理 .....	15
2.1.2 QPSK 変調信号評価法 .....	17
2.2 実験条件 .....	19
2.3 測定結果 .....	21
2.4 補正評価 .....	25
2.5 おわりに .....	29
2.6 参考文献 .....	30
第3章 QPSK 変調信号評価法の実証実験 .....	31
3.1 はじめに .....	31
3.2 帯域制限された QPSK 変調信号の測定 .....	31
3.2.1 パルス整形フィルタによる帯域制限 .....	31
3.2.2 実験条件 .....	34
3.2.3 測定結果 .....	36
3.2.4 リアルタイムサンプリングによる測定結果との比較 .....	41
3.2.5 測定結果の有効性評価 .....	45
3.3 ミリ波帯 QPSK 変調信号の測定 .....	47
3.3.1 実験条件 .....	47
3.3.2 位相補正 .....	49
3.3.3 測定結果 .....	51
3.4 帯域制限されたミリ波帯 QPSK 変調信号による実証実験 .....	54
3.4.1 実験条件 .....	54
3.4.2 リアルタイムサンプリングによる測定結果との比較 .....	56
3.4.3 広帯域な QPSK 変調信号の測定 .....	61
3.5 おわりに .....	66
3.6 参考文献 .....	67

第4章 アンダーサンプリングを用いた QAM 変調信号評価法の提案.....	68
4.1 はじめに .....	68
4.2 QAM 変調信号の変復調の原理.....	69
4.3 提案システム .....	71
4.4 シミュレーションによる原理確認.....	73
4.4.1 シミュレーション条件 .....	73
4.4.2 トリガ成分の観測 .....	73
4.4.3 シンボル同期確認 .....	76
4.4.4 周波数差算出シミュレーション .....	79
4.5 おわりに .....	80
4.6 参考文献 .....	81
第5章 QAM 変調信号評価法の実証実験.....	82
5.1 はじめに .....	82
5.2 実験条件 .....	82
5.3 位相補正部の実証 .....	84
5.4 リアルタイムサンプリングによる測定結果との比較 .....	86
5.5 おわりに .....	89
5.6 参考文献 .....	89
第6章 QAM 変調信号評価法における多値 QAM 変調信号の測定.....	90
6.1 はじめに .....	90
6.2 実験条件 .....	90
6.3 周波数差推定部における多値化への対応.....	91
6.3.1 従来手法による周波数差算出.....	91
6.3.2 高度化した手法による周波数差算出 .....	94
6.4 多値 QAM 変調信号における測定精度の検討.....	96
6.5 おわりに .....	99
6.6 参考文献 .....	99
第7章 結論 .....	100
謝辞 .....	101
研究業績リスト.....	101

# 第 1 章 序論

## 1.1 研究背景

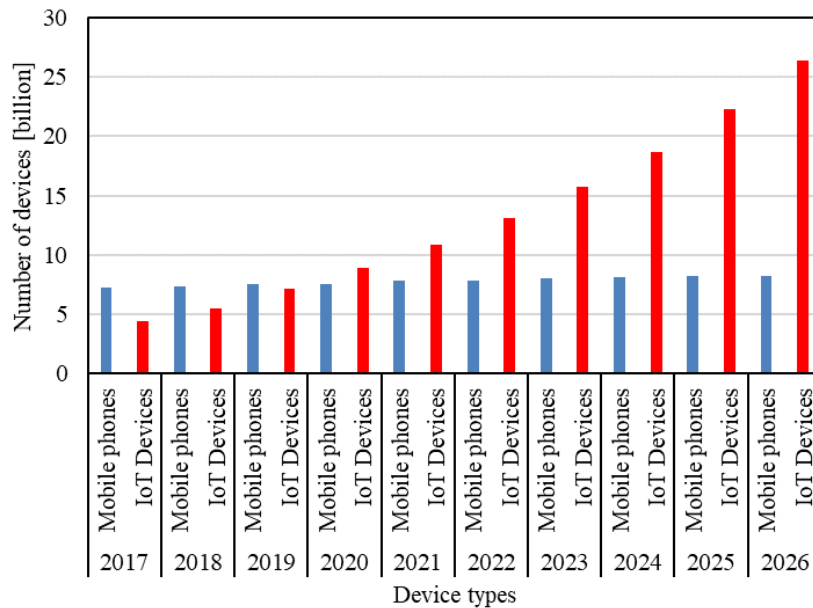
1979 年からサービスが開始された第 1 世代移動通信システムは約 10 年おきに進化を続け、2020 年には第 5 世代移動通信システム (5G) が商用化されている。その進化ごとに通信速度の高速化は進み、モバイル端末で利用できるサービスは単なる通話からデータ通信へと高度化された。高画質な動画配信サイトやオンラインゲーム、SNS (Social Network Service) といったサービスがモバイル端末で利用されるようになり、2022 年には世界で約 80 億台ものスマートフォンがインターネットに接続されていることから[1-1]、無線通信技術は人々の生活に広く貢献している。サービスの高度化と接続台数の増加に伴って通信トラフィックは増加していき[1-2]、Fig. 1-1 によると直近の 3 年間は毎年約 1.4 倍の割合で増大していることがわかる。さらに、IoT (Internet of Things) の発展により、ヒトだけでなくモノもインターネット経由でデータの送受信をするようになった。5G や 6G のユースケースにおいてはロボット、センサ、車などのあらゆるモノが無線でつながり、自動的な情報収集と制御ができるサービスの実現が挙げられている[1-3][1-4]。Fig. 1-2 に示すように、スマートフォンよりも IoT デバイスの増加が大きくなると予測されていることから、無線通信トラフィックの増大が続くと想定される。



出典 : Ericsson Mobility Visualizer を基に作成

Fig. 1-1. Trend in global mobile data traffic.





出典：Ericsson Mobility Visualizer を基に作成

Fig. 1-2. Forecasting the number of IoT devices.

通信トラフィック増大に対応するために無線通信信号の高周波化が進められている。例えば、次世代の移動通信システムである 6G においてはミリ波帯・テラヘルツ波帯の活用が検討されており[1-5]，研究開発分野においては 100～300 GHz 帯の無線通信技術への取り組みが活発に行われている[1-6]～[1-8]。5G においても，新しく割り当てられた周波数帯は Sub6 の 3.7 GHz，4.5 GHz，ミリ波帯の 28 GHz であり，4G よりも高い周波数帯の搬送波である。特にミリ波帯は 5G から初めて移動通信システムに導入され，Sub6 よりも広い帯域を確保できることから高速通信を実現するための重要な周波数帯として注目されている。しかし，現状の 5G は 4G で使用されていた周波数帯と新たに割り当てられた Sub6 を用いた通信サービスが大部分であり，ミリ波帯通信サービスは限られた国の限定的なエリアに留まっている。ミリ波帯が普及しない技術的な原因として，電波伝搬損失が大きいために扱いが難しいこと[1-9]やミリ波帯に対応した無線デバイスの新規開発とその実用化が遅れていること[1-10]があげられる。したがって，ミリ波を用いた無線通信技術の実現とその実用化のための研究開発を促進させる必要がある。

高速無線通信技術を開発するには，高周波・高速信号の品質を評価できる測定器が必要である。既存のミリ波信号用測定器は 110 GHz までの通信信号に対応しているが[1-11]，300 GHz 帯などのより高い周波数帯は測定できない。研究開発の分野では，総務省が実施する電波資源拡大のための研究開発において，140～300 GHz 帯の QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 変調信号などの品質評価技術の研究開発が実施された[1-12]。結果として，300 GHz 帯 10.2 Gbaud の QPSK 変調信号の測定がなされたものの市販されている測定器の精度からは程遠い[1-11][1-13]。さらに，140～300 GHz 帯品質評価技術の研究開発において，QPSK 変調信号以外の変調方式に

関する取り組みは報告されなかった。5G のミリ波帯では QPSK に加えて伝送容量が大きい QAM (Quadrature Amplitude Modulation) が変調方式の候補となっている[1-14][1-15]。QAM は 3G で 16QAM が導入されたのをきっかけに、LTE (Long Term Evolution)、LTE-Advanced でそれぞれ 64QAM、256QAM を採用することで周波数利用効率を向上してきた。この経緯から、さらなる高い周波数帯に移行した場合においても、限りある電波資源を活用するために QAM による大容量伝送の実用化を目指すことが想定される。したがって、高周波・高速な信号と高度な変調方式に対応した新しい測定技術の開発が必要である。

高速信号に対応した高精度な測定器の開発においては ADC (Analog to Digital Converter) のコストと垂直分解能に課題がある。無線通信信号の品質を評価する際は ADC を用いて波形取得する。サンプリング定理によると、アナログ信号の情報を保持したままデジタル信号に変換するには、サンプリング周波数を被測定信号の 2 倍よりも高くしなければならない。一般的な波形観察用のデジタルオシロスコープでは解析帯域幅に対して 2.5 倍から 10 倍のサンプリング周波数を備えていることから[1-16][1-17]、被測定信号に対して十分に高いサンプリング周波数が必要である。しかし、高分解能と高サンプリング周波数を両立した ADC の開発は技術的に難しく、開発コストもかかる。そのような ADC が製品化された場合においても価格は高くなる傾向があるので測定器の開発コストと測定器自体のコストが上がり、高周波・高速信号を扱う測定技術開発と通信技術開発への参入障壁は高くなるといえる。さらに、サンプリング周波数を高速化することで ADC の垂直分解能は低下する[1-18]。実際に、解析帯域幅が 30 MHz 程度である測定器の ADC は 16bit、1 GHz の測定器は 12bit、10 GHz の測定器は 10bit と減少傾向にある[1-11][1-13]。ADC 単体の性能においても、60 GHz 以上のサンプリング周波数を備えている ADC の分解能は 8bit 程度であることから[1-19]、今後も測定精度の低下が課題となる。以上のことから、ADC が抱える課題を克服した高周波・高速無線通信信号のための測定技術が必要である。

## 1.2 アンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システムの概要

高周波・高速化する無線通信信号を安価で高分解能に評価することを目的として、アンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システムが提案されている[1-20]~[1-22]。本システムは変調波をダイレクトコンバージョンでベースバンド信号に直接変換し、その信号をアンダーサンプリングで波形取得することで信号品質評価をする測定技術である。本節では、アンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システムの測定原理について説明し、サンプリング周波数を抑えることでADCの課題を克服した測定技術であることを示す。

### 1.2.1 アンダーサンプリングの原理

アンダーサンプリングとは被測定信号がもつ最高周波数の2倍以下のサンプリング周波数でサンプリングすることである。このとき、周波数領域ではサンプリング周波数の半分以上の周波数成分が低周波領域に折り返され、本来存在しないはずのイメージ成分が観測される。その折り返されたイメージ信号の周波数成分を $f_{img}$ 、被測定信号の周波数成分を $f_0$ 、サンプリング周波数を $f_{samp}$ とすると(1-1)式の関係がある。

$$f_{img} = |f_0 - n \cdot f_{samp}| \quad (1-1)$$

ただし、 $n$ は整数。

アンダーサンプリング技術はこの折り返しを活用した測定技術である。(1-1)式より、 $f_0$ と $f_{samp}$ が明らかであれば低周波のイメージ信号に変換できるので、サンプリング周波数よりも高い周波数成分をもつ信号をサンプリングできる。

Fig. 1-3 に周期信号に対するアンダーサンプリングの例を示す。時間領域において、被測定信号 $S(t)$ をアンダーサンプリングすると観測されるイメージ信号 $S_{img}$ は実線の低周波な周期信号となる。 $S_{img}$ の周波数は(1-1)式で算出され、振幅は $S(t)$ と同じ情報である。したがって、 $S_{img}$ は $S(t)$ を時間軸上で拡大した波形として再現している。波形拡大率を $S_0$ とすると、 $S_0$ は(1-2)式で表現される[1-23]。

$$S_0 = \frac{1}{1 - \frac{n \cdot f_{samp}}{f_0}} \quad (1-2)$$

ただし、 $n$ は整数。

(1-1)、(1-2)式より、 $n \cdot f_{samp}$ を $f_0$ に近づけるほど、低周波のイメージ成分に変換できることがわかる。アナログ回路でダウンコンバートするにはミキサーが必要であるが、アンダーサンプリング技術はサンプリングで容易に周波数変換できることから注目されている[1-24]。

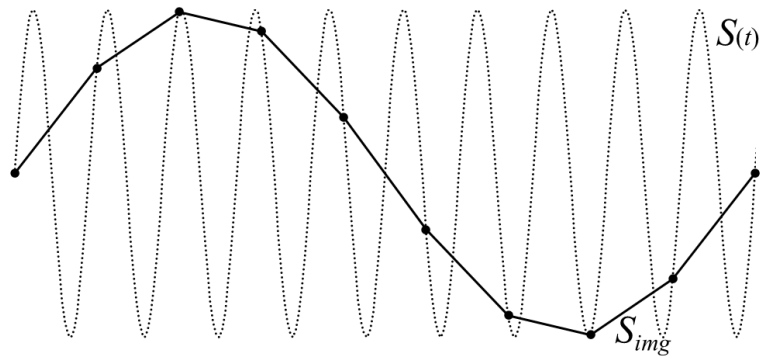


Fig. 1-3. Example of under-sampling in periodic signal.

### 1.2.2 アンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システム

Fig. 1-4 にアンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システムの概略図を示す。受信した変調波をローカル信号で直交復調し、変調波の情報成分を振幅情報に変換する。キャリア信号とローカル信号の位相情報が同期している場合、復調された同相成分  $I$  (In-phase) と直交成分  $Q$  (Quadrature) はベースバンド信号として再生される。このベースバンド信号をアンダーサンプリングして低周波なイメージ信号に変換することで信号評価する。変調波が QPSK の場合、復調された  $I/Q$  の波形は Fig. 1-5(a) に示すような High または Low のシンボル振幅値をもつベースバンド信号である。この信号はランダムに変化するものの、High/Low を判別するタイミングは一定頻度である。この頻度をシンボルレートと呼ぶ。アンダーサンプリングのサンプリング周波数は(1-1)式における  $f_0$  をシンボルレート  $f_{sym}$  に置き換えて決定する。Fig. 1-5(b) に示すように、アンダーサンプリングにより生成されたイメージ信号の時間波形はアイ開口が連なった波形となる。時間波形のアイ開口の中心がシンボルであり、その出現頻度は  $f_{img}$  として保持されているためアンダーサンプリングでも信号の品質評価ができる。以上の測定原理より、サンプリング周波数がキャリア周波数に依存しないので高周波な無線信号を測定できることがわかる。加えて、シンボルレート未満のサンプリング周波数を使用することからサンプリング定理に従ったサンプリング法よりも低コスト化・高分解能化することができる。したがって、本システムは ADC が抱える課題を克服した測定技術であるといえる。

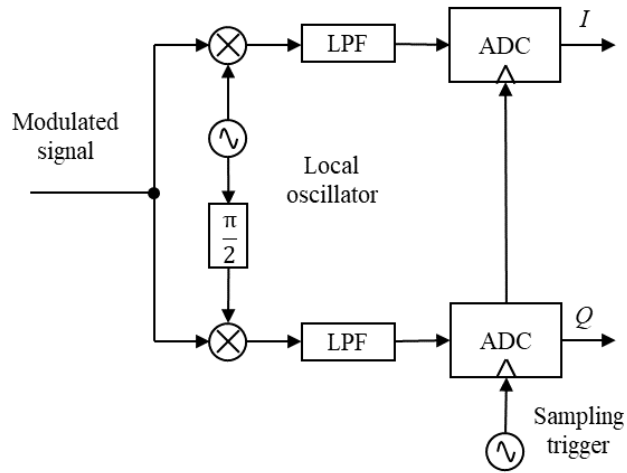
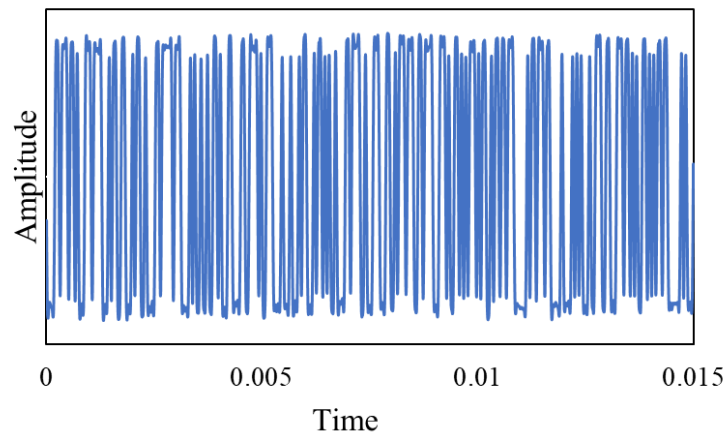
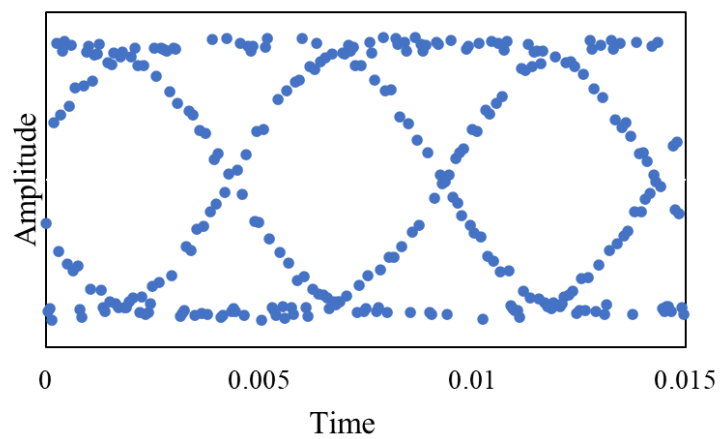


Fig. 1-4. Schematic diagram of a radio communication signal evaluation system based on under-sampling.



(a) Recovered  $I/Q$  signal



(b) Under-sampled  $I/Q$  signal

Fig. 1-5. Measurement example of under-sampling in baseband signal.

本システムの被測定信号はシングルキャリアの変調波に適用可能であり、既存の測定器のように多重化された信号の評価については考慮されていない。しかし、ミリ波帯やテラヘルツ波帯の変調方式ではシングルキャリアによる伝送が優位と考えられていることから[1-25]~[1-27]、本評価法は高周波帯無線通信技術開発のための重要な測定技術であると考えられる。ADCの性能はキャリア周波数の影響を受けないものの、ダイレクトコンバージョンするための復調器はキャリア周波数に依存する。しかし、300 GHz帯 QPSK 変調信号や QAM 変調信号をダイレクトコンバージョン可能な受信機が開発されているため[1-28][1-29]、本システムはミリ波帯、テラヘルツ波帯での実現が期待できる。

### 1.2.3 無線通信信号品質評価

一般的な無線通信信号の品質評価は受信した変調波を IF 信号にダウンコンバートして ADC でサンプリングし、ベースバンド成分を分析することで行われる。1.2.2 項に示したように、本システムはアナログ処理でベースバンド成分を復調し、アンダーサンプリングで取得する。したがって、ベースバンド信号による波形評価は一般的な測定器と同様に行う。そこで、本項では受信する無線信号を QPSK 変調信号として、ベースバンド信号を評価するときに用いられるアイパターンとコンスタレーションについて記述する。

アイパターンとはサンプリングしたベースバンド信号  $I$ 、 $Q$  をあるビットタイミングで重ね合わせて描画したものである。Fig. 1-6 に良好なアイパターンの例を示す。この例はシンボルが 0 から 0、0 から 1、1 から 0、1 から 1 に変移する波形を重ね合わせることによって描かれている。アイパターンのアイ開口の広がり具合を見ることで信号品質を評価する[1-30]。信号の品質が悪いと信号の線が太く描画され、アイ開口が小さく観察される。

コンスタレーションは  $I$  と  $Q$  からシンボル点を抜き出し、IQ 平面上に描画したものである。QPSK 変調におけるコンスタレーションを Fig. 1-7 に示す。QPSK 変調は 4 つのシンボルが 90° の角度間隔で配置される。コンスタレーションではシンボルのばらつきによってノイズの影響を観察することができるほか、 $I$  と  $Q$  の直交性なども確認することができる。

さらに、シンボルのばらつきを定量的に評価するために EVM (Error Vector Magnitude) が用いられる。Fig. 1-8 に示すように、EVM は測定点が理想的なシンボルの位置からどの程度離れているかを示す値である。EVM は(1-3)式によって算出される[1-31]。

$$\text{EVM}(\%) = \frac{|\text{Error vector}|}{|\text{Ideal vector}|} \times 100 \quad (1-3)$$

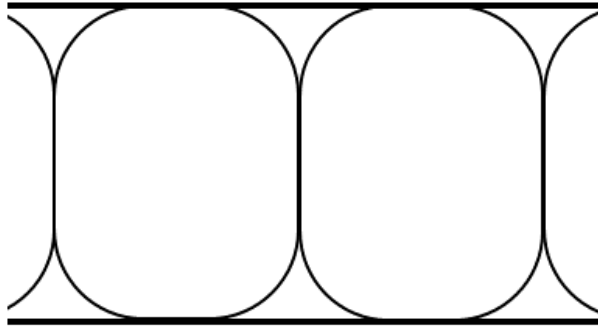


Fig. 1-6. Graphical eye pattern.

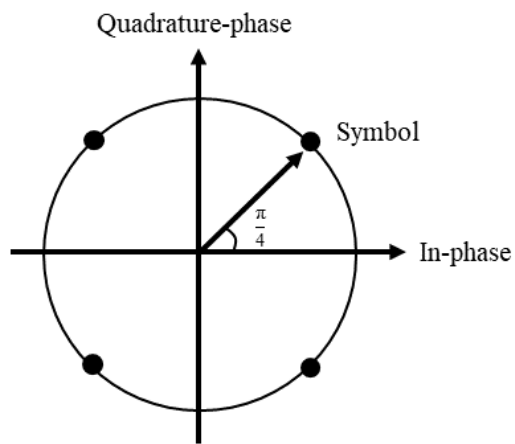


Fig. 1-7. Constellation in QPSK modulation.

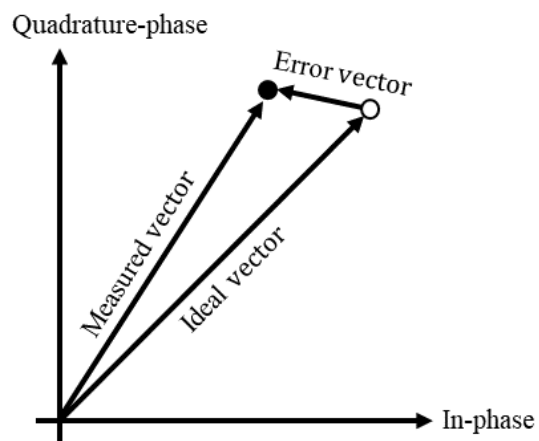


Fig. 1-8. EVM measurement by constellation.

### 1.3 本論文の目的

アンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システムにおいては、さらなる有効性の評価と高度化の必要がある。これまでの検討では、被測定信号を QPSK 変調信号として測定結果が報告されており、その有効性について重要な知見が得られている。具体的には、直交復調時の周波数オフセットにより生じる測定値の位相回転が補正可能であること[1-32]、アンダーサンプリングを用いた測定結果はサンプリング定理に従ったリアルタイムサンプリングによる測定結果と比較して良好な一致を示すことが明らかとなっている[1-33][1-34]。これらの報告では原理確認のための実験として、1 GHz 程度の低周波なキャリア信号と理想的なベースバンド信号波形として矩形波状の PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) 信号が使用された。アンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システムが目的とする被測定信号はミリ波帯シングルキャリア伝送であることを考慮すると、帯域を制限したミリ波帯 QPSK 変調信号に対する有効性評価が必要不可欠である。さらに、ミリ波帯では QPSK に加えて QAM が使用される。そのため、QAM 変調信号への対応が必要であるものの、QAM 変調信号の測定に関する検討はなされていない。

そこで、本論文ではアンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システムの実現を目指し、上記の課題に対して 2 つのテーマについて論じる。

第一のテーマは、帯域制限を施したミリ波帯 QPSK 変調信号に対する有効性評価である。帯域制限されたミリ波帯 QPSK 変調信号に対して、本システムの測定原理が成立するかを評価する。

第二のテーマでは、本システムにおけるアンダーサンプリングを用いた測定原理を QAM 変調信号に適用することを目指し、本システムの高度化について検討する。現在のシステム構成では QAM 変調信号を測定できないことを示し、課題を解決することで QAM 変調信号を測定可能とする新しいアンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システムを提案する。

以下、アンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システムの定義を、「変調波から復調されたベースバンド信号をアンダーサンプリングでサンプリングして信号品質を評価するシステム」とする。このシステムにおいて、QPSK 変調信号を被測定信号とするシステムを QPSK 変調信号評価法、QAM 変調信号を被測定信号とするシステムを QAM 変調信号評価法と呼ぶ。



## 1.4 本論文の構成

本論文の構成を Fig. 1-7 に示す。第 1 章は序論である。

第 2 章では、QPSK 変調信号評価法において、キャリア信号とローカル信号が高周波化した場合の周波数安定度の低下を想定し、キャリア信号とローカル信号の周波数差が変動する条件下での測定結果について記述する。その周波数差変動により生じる測定値の位相変動が位相補正部により低減可能であることを実証する。

第 3 章では、QPSK 変調信号評価法において、ベースバンド信号の帯域制限とキャリア信号を高周波化した場合の測定結果について記述する。リアルタイムサンプリングによる測定結果と比較することで、本評価法の測定原理が成立することを実証する。

第 4 章では、QAM 変調信号評価法を提案し、測定原理について記述する。数値シミュレーションで測定原理が成立することを示す。

第 5 章では、提案した QAM 変調信号評価法によるミリ波帯 16QAM 変調信号の測定結果について記述する。リアルタイムサンプリングによる測定結果と比較して、本評価法の測定原理が成立することを実験により実証する。

第 6 章では、提案した QAM 変調信号評価法について、多値 QAM 変調信号の測定結果について述べる。周波数差推定精度が改善できることを示唆し、多値 QAM 変調信号が測定可能であることを示す。

第 7 章では、上記の内容をまとめるとともに結論を記す。

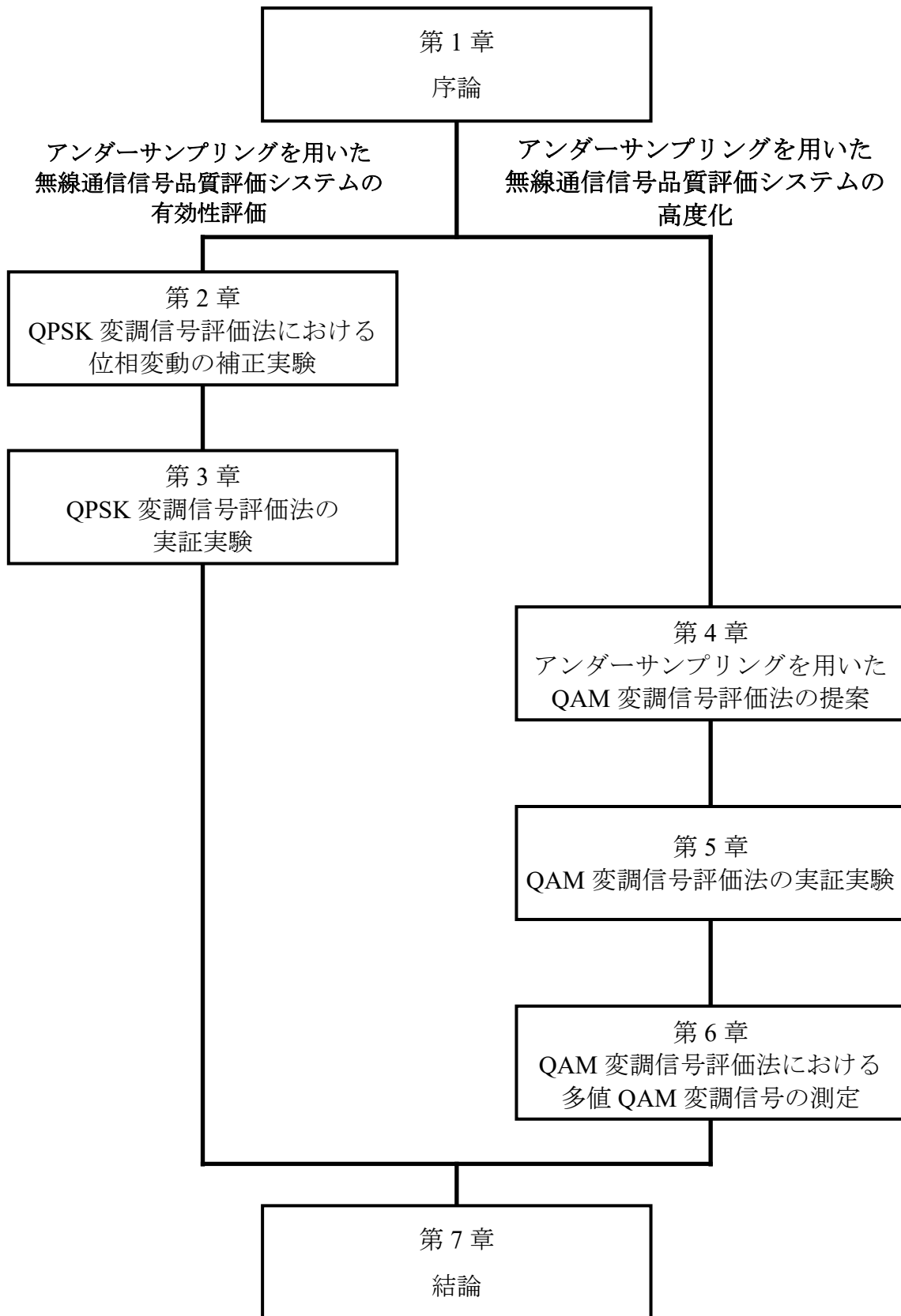


Fig.1-7. Configuration of contents.

## 1.5 参考文献

- [1-1] Ericsson, "Ericsson Mobility Visualizer"  
<https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/mobility-report/mobility-visualizer>
- [1-2] 総務省：「令和5年版情報通信白書」
- [1-3] NTT DoCoMo, Inc., "DOCOMO 5G white paper Requirements and technical concepts for 5G wireless access after 2020," White Paper, 2014
- [1-4] National Institute of Information and Communications Technology, "Beyond 5G/6G white paper version 3.0," White Paper, 2023
- [1-5] T. Nakamura : "5G Evolution and 6G", 2020 IEEE Symposium on VLSI Technology, pp.1-5, 2020
- [1-6] R. Sambaraju, D. Zibar, A. Caballero, I. T. Monroy, R. Alemany and J. Herrera, "100-GHz Wireless-Over-Fiber Links With Up to 16-Gb/s QPSK Modulation Using Optical Heterodyne Generation and Digital Coherent Detection," in IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, no. 22, pp. 1650-1652, 2010
- [1-7] H. Takahashi, T. Kosugi, A. Hirata, J. Takeuchi, K. Murata and N. Kukutsu, "120-GHz-Band Fully Integrated Wireless Link Using QPSK for Realtime 10-Gbit/s Transmission," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 61, no. 12, pp. 4745-4753, 2013
- [1-8] H. -J. Song, J. -Y. Kim, K. Ajito, N. Kukutsu and M. Yaita, "50-Gb/s Direct Conversion QPSK Modulator and Demodulator MMICs for Terahertz Communications at 300 GHz," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 62, no. 3, pp. 600-609, 2014
- [1-9] H. J. Liebe, "An updated model for millimeter wave propagation in moist air," in Radio Science, vol. 20, no. 5, pp. 1069-1089, 1985
- [1-10] 第5世代モバイル推進フォーラムミリ波普及推進アドホック：「5GMF 白書 ミリ波普及による5Gの高度化 2.0版」, 2023
- [1-11] Keysight , "N2163A mmWave Wideband Analysis Acceleration and Frequency Extensions"
- [1-12] 総務省：「300GHz帯無線信号の広帯域・高感度測定技術の研究開発」
- [1-13] 大谷 暢・富崎巧一郎・伊藤伸一・塩沢良洋・小野 純・木村淳一・近藤佑樹・呉 志輝：「第5世代移動通信システム(5G)に対応したシグナルアナライザ MS2850A の開発」, アンリツテクニカル, N0. 93, pp. 8-18, 2018
- [1-14] 原田浩樹・熊谷慎也・小原知也・谷口真人・下平英和：「3GPP Release 17における5G無線の高度化技術概要」, NTT 技術ジャーナル, Vol. 34, No. 11, pp.39-43, 2022
- [1-15] 3GPP,"Study on support of NR downlink 256 Quadrature Amplitude Modulation (QAM) for frequency range 2 (FR2)", Technical report, Release 16, 38.883, 2019
- [1-16] レクロイジャパン：「デジタル・オシロスコープ入門」, LJDN-ST-GE-0325-0001, 2007
- [1-17] L. Erup, F. M. Gardner and R. A. Harris, "Interpolation in digital modems. II. Implementation and performance," in IEEE Transactions on Communications, vol. 41, no. 6, pp. 998-1008, 1993
- [1-18] R. H. Walden, "Analog-to-digital converter survey and analysis," in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 17, no. 4, pp. 539-550, 1999
- [1-19] P. Heydari, "Transceivers for 6G Wireless Communications: Challenges and Design Solutions,"

2021 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), pp. 1-8, 2021

- [1-20] 菅野翔太・今池健・大谷昭仁・作田幸憲：「アンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムに関する一検討」，電気学会計測研究会資料，IM-17-007，pp.39-43，2017
- [1-21] 菅野翔太・今池健・大谷昭仁：「アンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムに関する一検討」，電気学会論文誌 A，Vol.138, No.5，pp.180-185，2018
- [1-22] 大谷昭仁・今池健・菅野翔太：「測定装置及び測定方法」，特許-690225，2021
- [1-23] A. Otani, Y. Tsuda, K. Igawa and K. Shida, “Novel Optical Sampling Oscilloscope Using Envelope Detection Triggering Method”, in Journal of Lightwave Technology, Vol. 26, No. 17, pp. 2991-2998, 2008
- [1-24] 和保孝夫：「アナログ/デジタル変換入門 原理と回路実装」，コロナ社，pp. 34-35，2019
- [1-25] NTT DoCoMo, Inc., “DOCOMO 5G evolution and 6G,” White Paper, 2022
- [1-26] Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, “FUNDAMENTALS OF THz TECHNOLOGY FOR 6G,” White Paper, 2022
- [1-27] Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, “5G Waveform Candidates,” Application Note, 2016
- [1-28] N. Sarmah, J. Grzyb, K. Statnikov, S. Malz, P. R. Vazquez, W. Förster, B. Heinemann and U. R. Pfeiffer, "A Fully Integrated 240-GHz Direct-Conversion Quadrature Transmitter and Receiver Chipset in SiGe Technology," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 64, no. 2, pp. 562-574, 2016
- [1-29] H. -J. Song, J. -Y. Kim, K. Ajito, N. Kukutsu and M. Yaita, "50-Gb/s Direct Conversion QPSK Modulator and Demodulator MMICs for Terahertz Communications at 300 GHz," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 62, no. 3, pp. 600-609, 2014
- [1-30] Tektronix, “Anatomy of an Eye Diagram,” Application Note, 2010
- [1-31] Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, “DO YOU KNOW YOUR EVM? ,” Application Card, Ver. 01.00, 2020
- [1-32] 菅野翔太・今池健・大谷昭仁：「キャリア信号と局部発振器の周波数の差がシンボルレート付近におけるアンダーサンプリングを用いた無線通信評価」，電気学会論文誌 A，Vol.139, No.11，pp.545-550，2019
- [1-33] S. Kanno, T. Imaiike and A. Otani, “Measurement and Evaluation Method based on Under-sampling of High-Frequency Wide-Band Radio Signal,” 2019 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), pp.1-6, 2019
- [1-34] S. Kanno, T. Imaiike and A. Otani, “Measurement and Evaluation Result of Burst Signal using a Radio Communication Evaluation System with Under-sampling”, 2019 The International Council on Electrical Engineering (ICEE), ICEE19J-042, 2019

## 第 2 章 QPSK 変調信号評価法における位相変動の補正実験

### 2.1 はじめに

高周波・高速化する無線通信信号を安価で高分解能に評価することを目的として、アンダーサンプリングを用いた QPSK 変調信号評価法が提案されている[2-1]~[2-3]。本評価法は QPSK 変調信号をダイレクトコンバージョンでベースバンド信号に直接変換し、その信号をアンダーサンプリングで波形取得することで信号品質評価をする測定技術である。一般的な通信信号用測定器においては、受信した変調波を IF 信号にダウンコンバートして波形取得する。このときに用いるローカル信号は、測定器内で発生させることから受信信号と非同期状態であるので位相情報にずれが生じ、IF 信号の品質を低下させる。この品質低下は測定系により生じた雑音であるので、補正しなければ変調波の品質を正確に評価できない。そのため、波形取得後に数値計算で分析・補正される。本評価法においても非同期復調による測定の実現に向けた報告があり[2-4][2-5]、アンダーサンプリングで取得した測定値を用いた位相補正法が提案されている。これらの検討においては、キャリア信号とローカル信号の間に既知の周波数オフセットが存在することが想定され、提案された位相補正法により測定値への影響を十分に軽減できることが示されている。キャリア信号とローカル信号の周波数許容偏差は規定されている[2-6]ので周波数差は小さく、周波数差の範囲もある程度推測できることから、想定された実験条件と得られた成果は有意義であるものといえる。しかし、高周波帯であるほど発振器の周波数安定度が低下するので[2-7]、周波数差が変動する場合も考慮する必要がある。

そこで、本章ではキャリア信号とローカル信号の周波数差が既知の範囲で変動することを想定し、時間的に変動する位相に対する位相補正部の有効性を検討する[2-8]~[2-10]。さらに、測定値の位相変動成分の推定に高速フーリエ変換（FFT：Fast Fourier Transform）が有効であることを示し、位相補正部の補正性能を評価する。

### 2.1.1 QPSK 変復調の原理

無線通信における1次変調では高周波数の正弦波をキャリア信号として、振幅や位相にベースバンド信号の情報を乗せることで情報を伝送している。その中の位相のみに情報を乗せる変調方式を位相偏移変調 (PSK : Phase-Shift Keying) と呼ぶ。PSK では2の累乗個のシンボルを角度間隔が均一になるようにして円上に配置する。シンボルの数が4個、 $90^\circ$  間隔で配置されているときを特にQPSKと呼ぶ。QPSKは4つの位相状態 ( $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ ) をもち、1つの位相情報で2ビットの情報を伝送することができる。

QPSK 変調の原理を Fig. 2-1 に示す。キャリア信号には発振器で生成された信号とその信号から位相が  $90^\circ$  ずれた信号を用いる。ベースバンド信号とキャリア信号を掛け合わせ、波形同士を加算することでQPSK 変調信号が生成される。このとき、2つのベースバンド信号を同相成分  $I$ 、直交成分  $Q$  と呼び、 $I$  と  $Q$  のシンボルの組み合わせは 00, 01, 10, 11 の4つである。QPSK 変調信号を  $S_{qpsk}$ 、キャリア信号の周波数を  $f_c$ 、時間を  $t$  とすると(2-1)式で表される。

$$\begin{aligned} S_{qpsk} &= I \cos(2\pi f_c t) + Q \sin(2\pi f_c t) \\ &= \sqrt{I^2 + Q^2} \cos\left(2\pi f_c t + \tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right)\right) \end{aligned} \quad (2-1)$$

(2-1)式より、キャリア信号の位相は  $I$  シンボルと  $Q$  シンボルの組み合わせによって変化することがわかる。

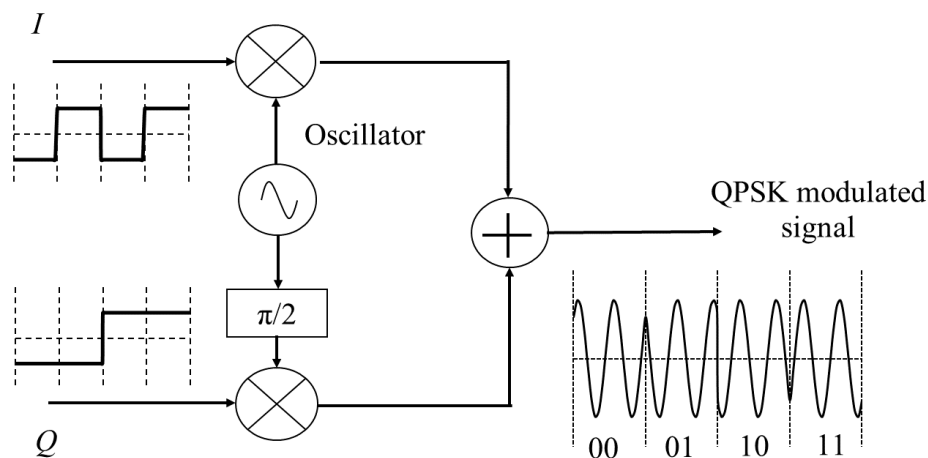


Fig. 2-1. Principle of QPSK modulation.

QPSK 復調の原理を Fig. 2-2 に示す。ローカル信号にはキャリア信号と同じ周波数  $f_c$  をもつ信号とその信号から位相が  $90^\circ$  ずれた信号を用いる。この 2 つのローカル信号と受信した QPSK 変調信号を掛け合わせることで位相情報を振幅情報に変換し、 $I$  と  $Q$  を復調することができる。復調の過程を(2-2), (2-3)式に示す。

$$I = \sqrt{I^2 + Q^2} \cos\left(2\pi f_c t + \tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right)\right) \cdot \cos(2\pi f_c t)$$

$$= \frac{\sqrt{I^2 + Q^2}}{2} \left\{ \cos\left(4\pi f_c t + \tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right)\right) + \cos\left(\tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right)\right) \right\} \quad (2-2)$$

$$Q = \sqrt{I^2 + Q^2} \cos\left(2\pi f_c t + \tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right)\right) \cdot \sin(2\pi f_c t)$$

$$= \frac{\sqrt{I^2 + Q^2}}{2} \left\{ \sin\left(4\pi f_c t + \tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right)\right) - \sin\left(\tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right)\right) \right\} \quad (2-3)$$

高周波成分を含む項は LPF (Low Pass Filter) によって除去されるので、LPF 後の  $I$  と  $Q$  は(2-4), (2-5)式によって表現される。

$$I = \frac{\sqrt{I^2 + Q^2}}{2} \cos\left(\tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right)\right) \quad (2-4)$$

$$Q = -\frac{\sqrt{I^2 + Q^2}}{2} \sin\left(\tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right)\right) \quad (2-5)$$

ここで、キャリア信号とローカル信号の位相情報が一致しているとき、 $I$  と  $Q$  はシンボルの振幅が 2 値のベースバンド信号となる。

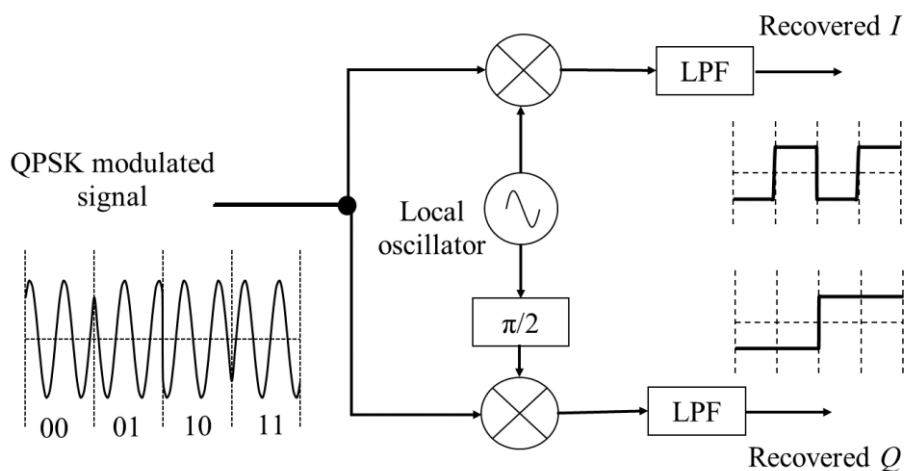


Fig. 2-2. Principle of QPSK demodulation.

## 2.1.2 QPSK 変調信号評価法

本評価法は受信した QPSK 変調信号から復調されたベースバンド信号をアンダーサンプリングで測定する。ADC のサンプリング周波数はキャリア信号の周波数に依存せず、シンボルレートよりも低いサンプリング周波数を使用するので無線通信信号が高周波化した場合でも高分解能な測定が期待できる。さらに、測定器の要素技術として必要な位相同期とトリガ生成はアンダーサンプリングで取得した測定値を使用する。デジタル信号処理で実行されることから測定系は簡素であり、低コストで実現できる。

Fig. 2-3 にアンダーサンプリングを用いた QPSK 変調信号評価法のアナログ処理部を示す。QPSK 変調信号の位相情報をキャリア周波数と同じローカル信号を用いて直交復調することで振幅情報に変換する。復調されたベースバンド信号の同相成分と直交成分を 2 台の ADC でアンダーサンプリングする。サンプリング周波数は(1-1)式の $f_0$ を無線信号のシンボルレート $f_{sym}$ に置き換えて決定する。観測されるイメージ信号はアイ開口が連なった時間波形となる。アイ開口の中心がシンボルであり、 $f_{img}$ の頻度で現れる。

Fig. 2-4 にアンダーサンプリングを用いた QPSK 変調信号評価法のデジタル処理部を示す。デジタル処理部は位相補正部 (Phase Correction), シンボル同期トリガ生成部 (Trigger Generation), 信号評価部 (Signal Evaluation) に分けられる。位相補正部では直交復調時に生じるキャリア信号とローカル信号の周波数差を測定値から算出し、測定波形の位相を補正する。アンダーサンプリングで測定された同相成分を  $I$ , 直交成分を  $Q$  すると以下の式で  $I$  と  $Q$  に含まれる周波数差成分 $I_{fd}$ と $Q_{fd}$ を抽出できる。

$$\begin{aligned} I_{fd} &= (Q^2 - I^2)^2 - (2 \cdot I \cdot Q)^2 \\ &= \cos\{4 \cdot (\theta_{mod} + \theta_{fd})\} \\ &= \cos(\pi + 4 \cdot \theta_{fd}) \end{aligned} \quad (2-6)$$

$$\begin{aligned} Q_{fd} &= 2 \cdot \{2 \cdot (I \cdot Q) \cdot (I^2 - Q^2)\} \\ &= \sin\{4 \cdot (\theta_{mod} + \theta_{fd})\} \\ &= \sin(\pi + 4 \cdot \theta_{fd}) \end{aligned} \quad (2-7)$$

上記の式により測定値の位相が 4 倍され、QPSK がもつ位相成分 $\theta_{mod}$ は $\pi$ に縮退するので周波数差成分 $\theta_{fd}$ が 4 倍されて現れる。このとき、シンボルの切り替わりである立ち上がり/立ち下がりの周波数成分も含まれるが適切にフィルタリングすることでその影響は軽減できる[2-4]。(2-8)式から、 $\theta_{fd}$ を求めて測定値の位相に加算することで補正する。

$$\theta_{fd} = \frac{1}{4} \tan^{-1} \left( \frac{Q_{fd}}{I_{fd}} \right) \quad (2-8)$$

シンボル同期トリガ生成部では位相補正された  $I$  と  $Q$  を使用して信号評価のためのトリガを生



成する。 $I$  と  $Q$  の絶対値からフィルタで  $f_{img}$  成分を抽出することで生成される。このとき、 $f_{img}$  は単一周波数成分なのでトリガは正弦波状となる。このトリガに従い  $I$  と  $Q$  もしくは位相補正された  $I$  と  $Q$  からアイパターンとコンスタレーションを描画して信号を観察する。さらに、EVM を算出することでシンボルのばらつきを評価する。

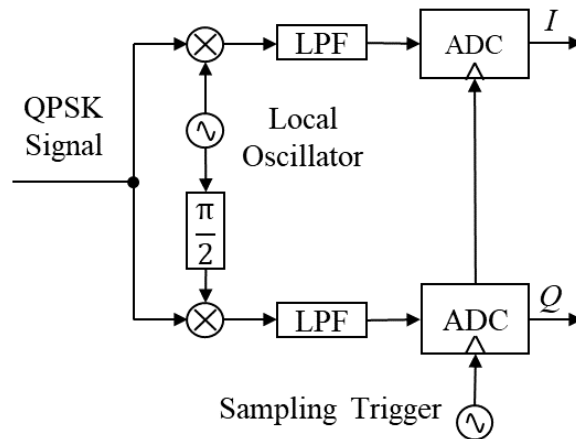


Fig. 2-3. Analog processing part of QPSK modulated signal evaluation method.

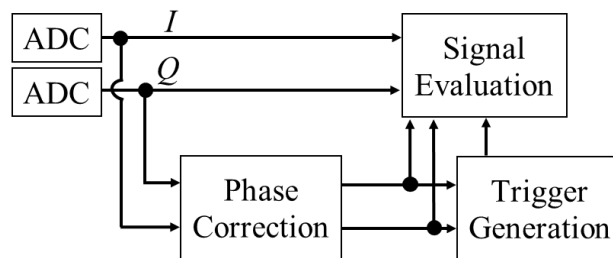


Fig. 2-4. Digital processing part of QPSK modulated signal evaluation method.

## 2.2 実験条件

Fig. 2-5 にアンダーサンプリングを用いた QPSK 変調信号評価法の原理確認のための測定系を示す。送信部において、2 台の FPGA から PRBS 信号を生成し、情報信号  $I$ 、 $Q$  とした。このとき、信号発生器 (MG3633A) から 2 台の FPGA にトリガを入力し、シンボルレートを 20.2 Mbaud とした。生成された  $I$  と  $Q$  をベクトル信号発生器 (MG3700A) に入力し、キャリア周波数が 1.1 GHz の QPSK 変調信号を生成した。送信部で生成した QPSK 変調信号をケーブルで受信部へ伝送した。

受信部において、伝送された QPSK 変調信号を IQ 復調器 (LTC5584) と信号発生器 (MG3633A) で直交復調した。信号発生器によって生成されるローカル信号の周波数は 1.1 GHz とした。復調された  $I$  と  $Q$  を USRP (Universal Software Radio Peripheral) 上の ADC でサンプリングした。入力帯域を DC ~ 50 MHz, サンプリング周波数を 200 MHz とし、測定データを 1/10 に間引きすることで 20 MHz のサンプリングを行った。サンプリング周波数は(1-1)式, (1-2)式において、 $n$  を 1, 波形拡大率  $S_0$  が 101 となるように決めた[2-4]。したがって、(1-1)式よりイメージ信号のシンボルレートは 0.2 Mbaud となる。

キャリア信号とローカル信号の周波数差を変動させるためにローカル信号を変調速度 40 kHz で周波数変調した。最大周波数偏移は周波数オフセットの実験条件を参考に[2-4], イメージ信号のシンボルレート未満である 0.1 MHz とイメージ信号のシンボルレート以上である 0.5 MHz とした。測定値の位相変動の補正範囲は任意であるが、周波数差の条件ごとに補正範囲を変更すると補正後に含まれる周波数成分が変わり、測定結果に影響することが考えられる。そこで、本実験では最も周波数差が大きい 0.5 MHz の成分までを補正できるように補正範囲を DC ~ 0.65 MHz で統一した。

位相補正後、位相補正された  $I$  と  $Q$  を用いた  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  から  $f_{img}$  成分をフィルタで抽出してシンボル同期トリガを生成した。シンボル同期トリガに従い、位相補正された  $I$  と  $Q$  の波形をそれぞれ重ね書きすることでアイパターンを描画した。アイパターンのアイ開口中心付近から測定点を抽出し、コンスタレーションを描画した。シンボルのばらつきを(2-9)式に示す EVM で評価した[2-11]。

$$EVM = 20 \log_{10} \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{ (|I_n| - \tilde{I})^2 + (|Q_n| - \tilde{Q})^2 \}}}{\sqrt{\tilde{I}^2 + \tilde{Q}^2}} \quad (2-9)$$

$N$  はコンスタレーションに描画されたシンボルの総数,  $\tilde{I}$  と  $\tilde{Q}$  は理想的なシンボルの位置である。本評価法においては受信したシンボルから EVM を算出するので  $\tilde{I}$  と  $\tilde{Q}$  はシンボルの平均値とした[2-12][2-13]。

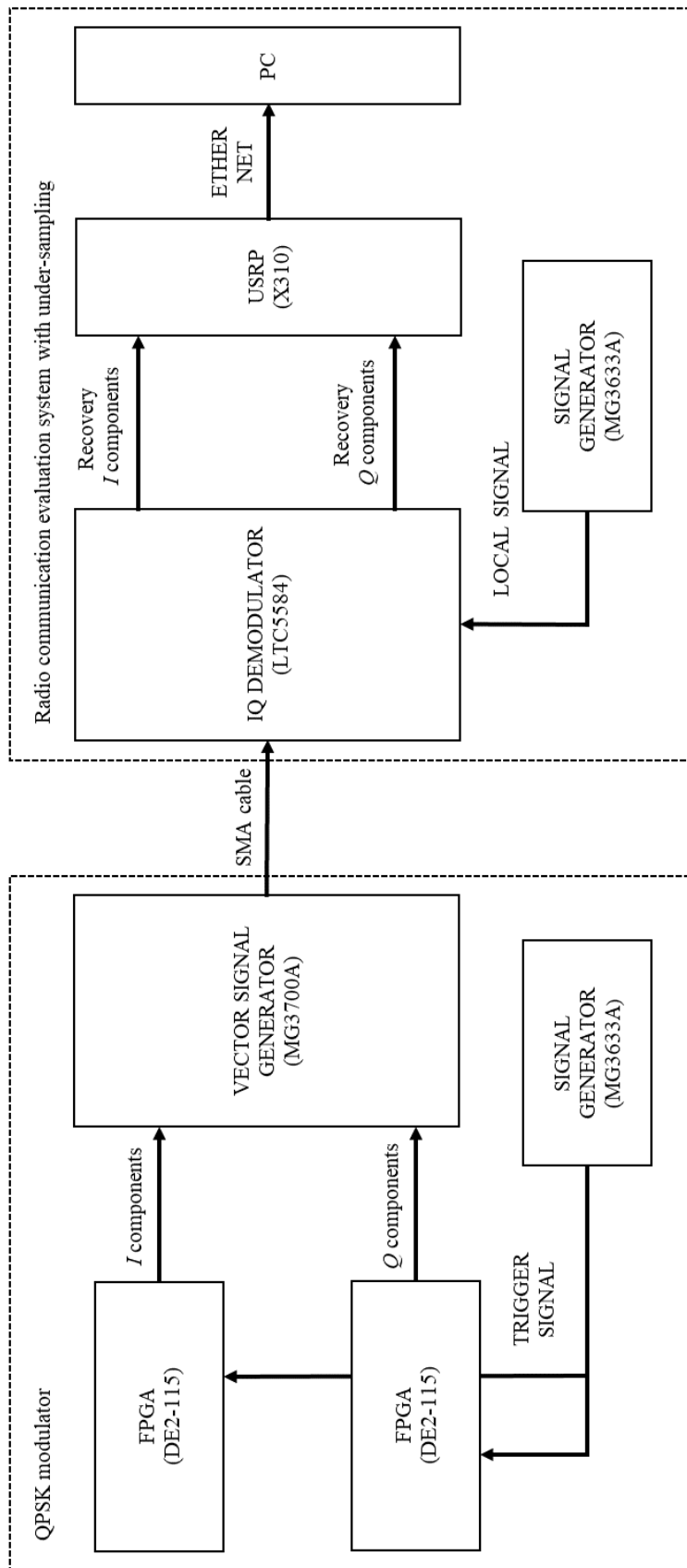


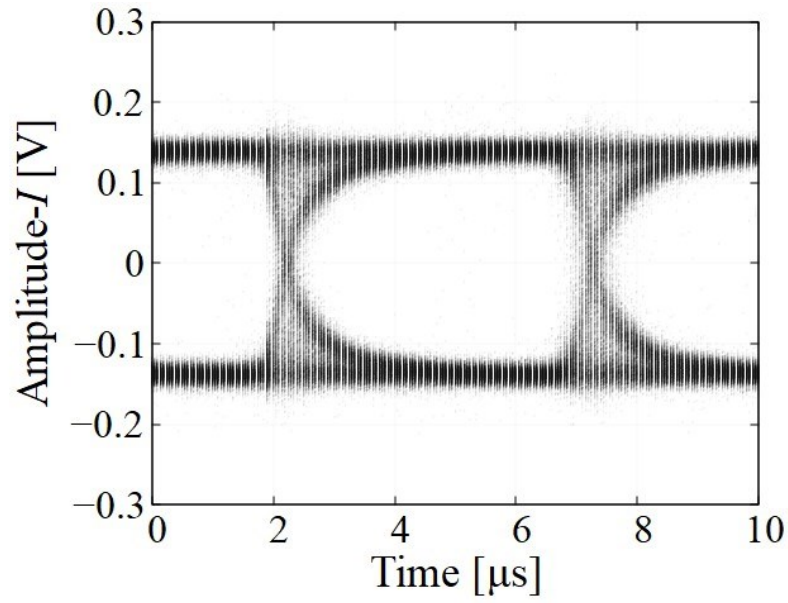
Fig. 2-5. Measurement system for confirming the principle of QPSK modulation signal evaluation method using under-sampling.

## 2.3 測定結果

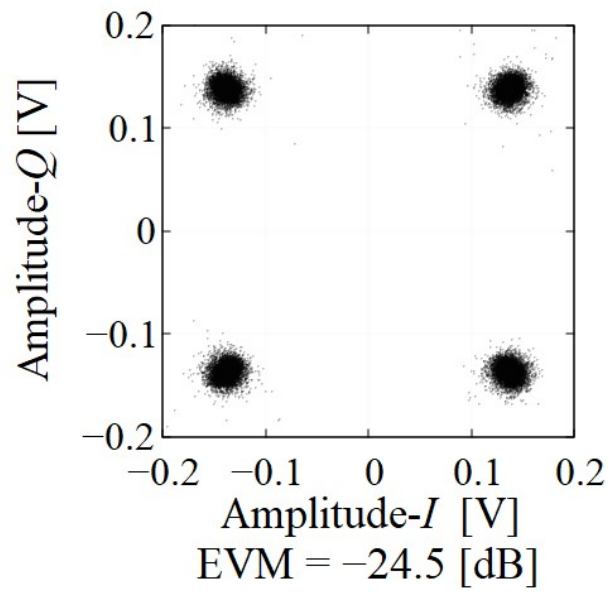
それぞれの実験においてEVM算出で用いる $\tilde{I}$ と $\tilde{Q}$ は0.14であった。周波数差の変動がない場合の測定結果を Fig.2-6 に示す。本条件の測定結果を基準に周波数差の変動がある場合の測定結果を比較する。最大周波数偏移が 0.1 MHz の場合の測定結果を Fig.2-7 に示す。Fig.2-7(a)のアイパターンは周波数差変動がないアイパターンと同様なアイ開口を確認した。Fig.2-7(b)のコンスタレーションからは位相方向の回転が確認できないことから、位相補正が機能していることを示唆している。EVM は周波数差の変動がない場合と比較すると、0.7 dB 程度で一致している。これは周波数オフセットの有無で比較した場合の 1 dB 以内の一致[2-4]と同様な結果であることから、周波数差変動の影響を軽減しているといえる。

最大周波数偏移が 0.5 MHz の場合の測定結果を Fig.2-8 に示す。Fig.2-8(a)のアイパターンは周波数差変動がないアイパターンと同様なアイ開口を確認した。Fig.2-8(b)のコンスタレーションにおいても位相方向の回転が確認できないことから、位相補正が機能していることを示唆している。EVM は周波数差の変動がない場合と 1 dB 以内で一致していることから、イメージ信号のシンボルレート以上の周波数差成分を含む変動の場合も軽減できることが示された。最大周波数偏移が 0.1 MHz の場合と比較しても EVM は同様な値であったことから、変動の大きさに関わらず軽減されることを確認した。

以上の結果から、キャリア信号とローカル信号間の周波数差変動による測定値の位相変動を位相補正部で軽減できることが示された。

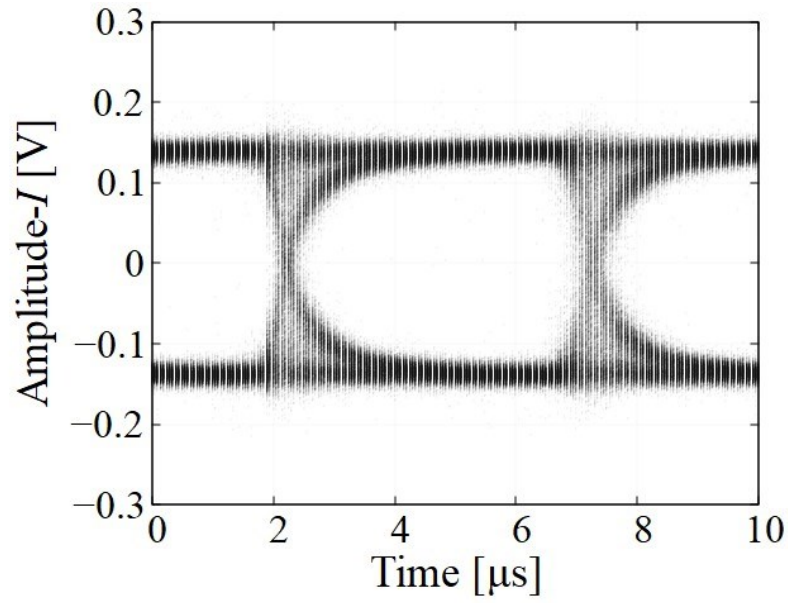


(a) Eye pattern

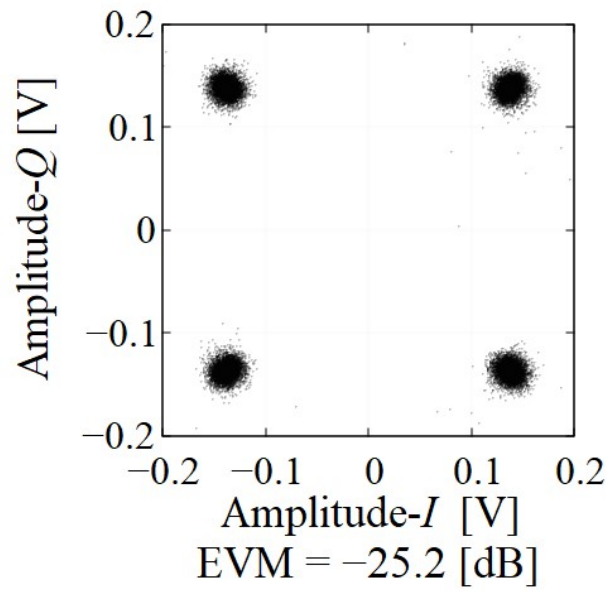


(b) Constellation

Fig. 2-6. Signal evaluation without frequency fluctuations.

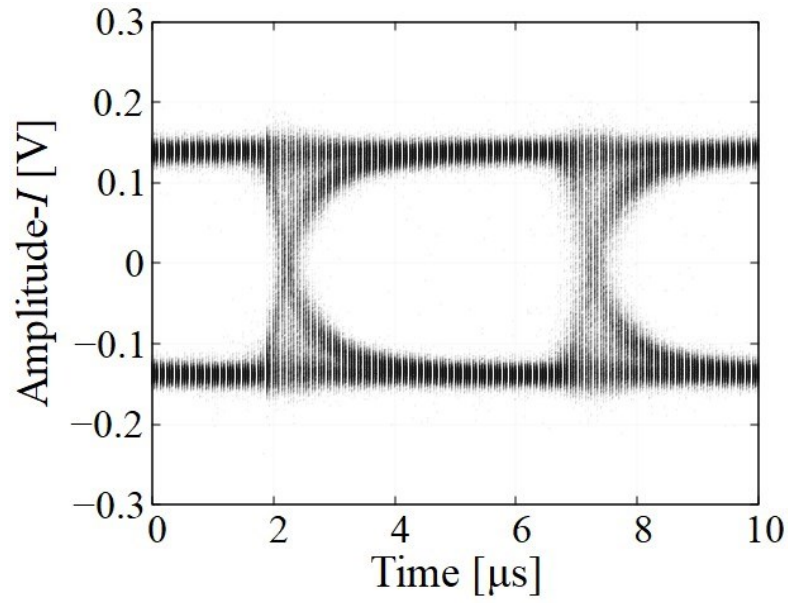


(a) Eye pattern

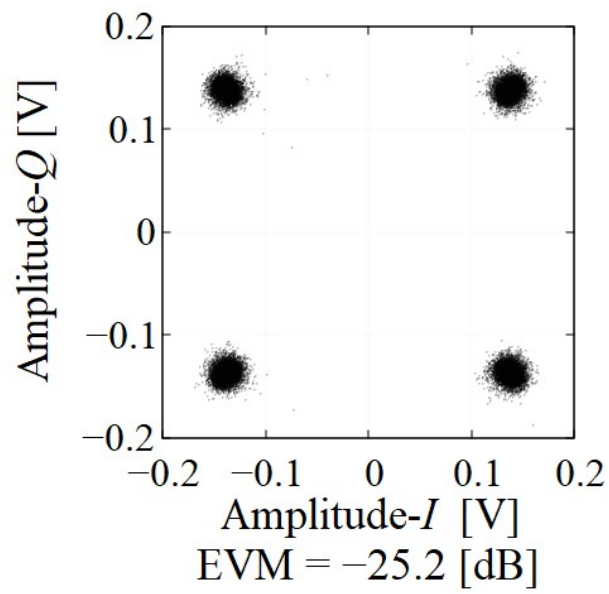


(b) Constellation

Fig. 2-7. Signal evaluation with maximum frequency deviation of 0.1 MHz.



(a) Eye pattern



(b) Constellation

Fig. 2-8. Signal evaluation with maximum frequency deviation of 0.5 MHz.

## 2.4 補正評価

2.3 節においては信号評価の結果から測定値の位相変動が補正されるか検討した。しかし、信号評価の結果のみでは周波数差成分がどの程度補正されているか不明である。そこで、測定値の位相を周波数領域で分析することを試みた。アンダーサンプリングによる測定では被測定信号がもつ本来の位相情報が失われるため、FFT 演算による位相成分の推定は難しい。しかし、位相を 4 倍した波形は周波数差成分に変換されているため、FFT 演算が使用できると考える。そこで、本節では位相補正前後の時間波形  $I$  と  $Q$  の位相を 4 倍し、周波数差成分と残留周波数差成分を FFT で推定した。

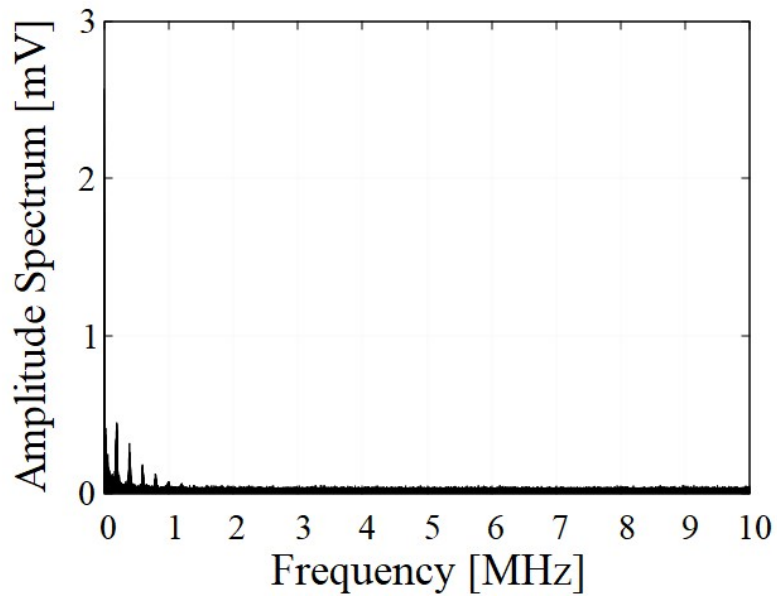
Fig.2-9 にキャリア信号とローカル信号間の周波数差変動がない場合における周波数差成分の推定結果を示す。Fig.2-9(a)に示した補正前のスペクトルではイメージ信号のシンボルレートに関連した 0.2 MHz とその高調波の成分が現れている。Fig.2-9(b)に示した補正後におけるスペクトルでは DC ~ 2.6 MHz の範囲で強度が小さくなっている。これは補正範囲の DC ~ 0.65 MHz の 4 倍と一致しており、補正が機能していることを示している。

Fig.2-10 に最大周波数偏差が 0.1 MHz の場合における周波数差成分の推定結果を示す。Fig.2-10(a)に示した補正前では DC ~ 0.4 MHz 付近の間で強度が強くなっている。これは与えた周波数差の 4 倍と一致しており、FFT 演算による周波数差成分の推定が可能であることを示している。Fig.2-10(b)に示した補正後においては補正範囲内の強度が小さくなっており、補正前に観測された周波数差成分は補正されている。

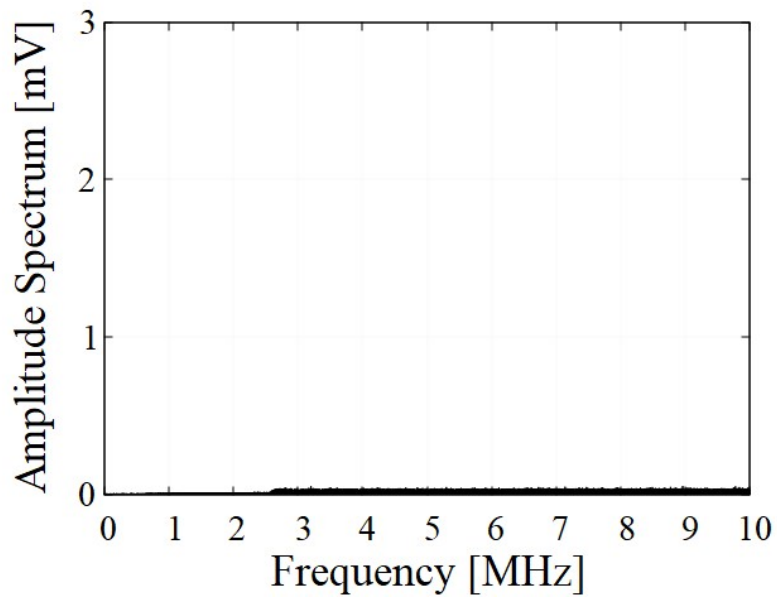
Fig.2-11 に最大周波数偏差が 0.5 MHz の場合における周波数差成分の推定結果を示す。Fig.2-11(a)に示した補正前では DC ~ 2.0 MHz 付近の間で強度が強くなっており、与えた周波数差の 4 倍と一致していることから FFT 演算が有効であることを確認した。Fig.2-11(b)に示した補正後においては補正範囲内の強度が小さくなっており、周波数差成分は補正されている。

補正前における周波数差成分の推定結果から、位相を 4 倍された  $I$  と  $Q$  に対して FFT 演算することで周波数差成分の推定が可能であることが示された。補正後における残留周波数差成分の推定結果から、周波数差変動の大きさに関わらず補正範囲内の強度が十分に抑圧されていることから周波数差成分は補正されているといえる。



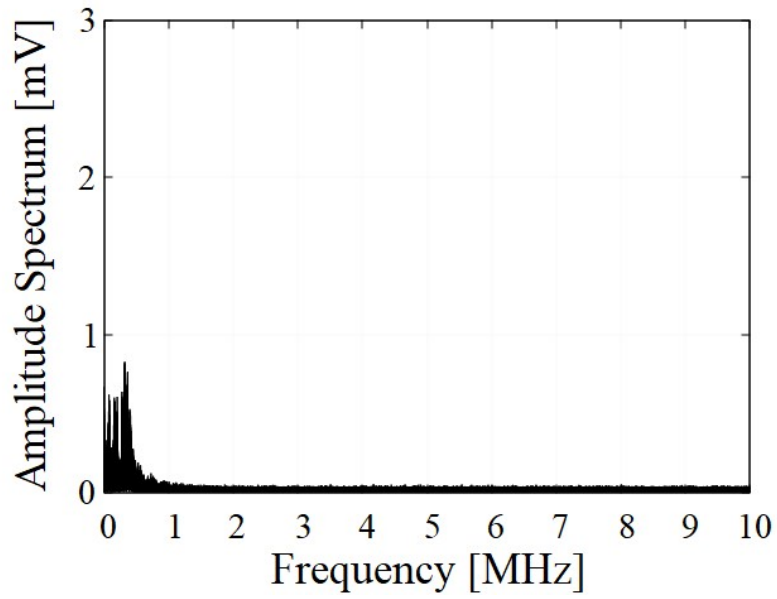


(a) Before correction

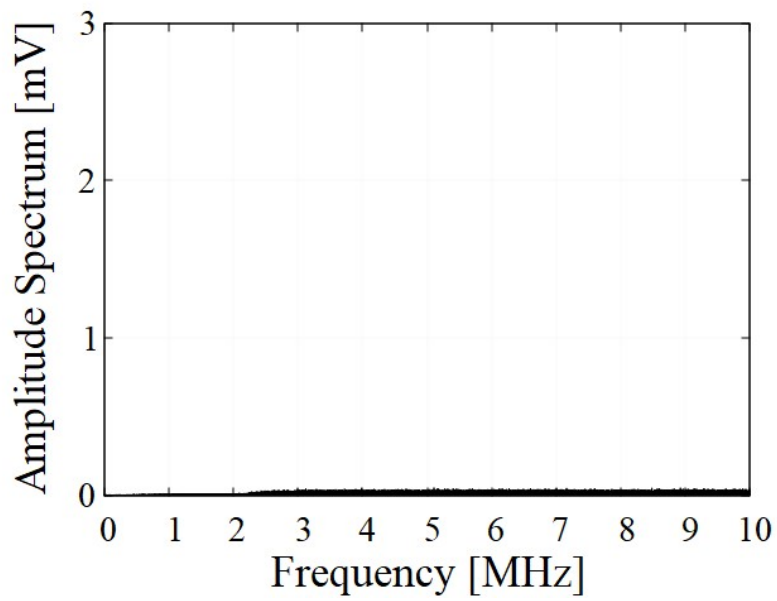


(b) After correction

Fig. 2-9. Estimation result of frequency difference components without frequency fluctuations.

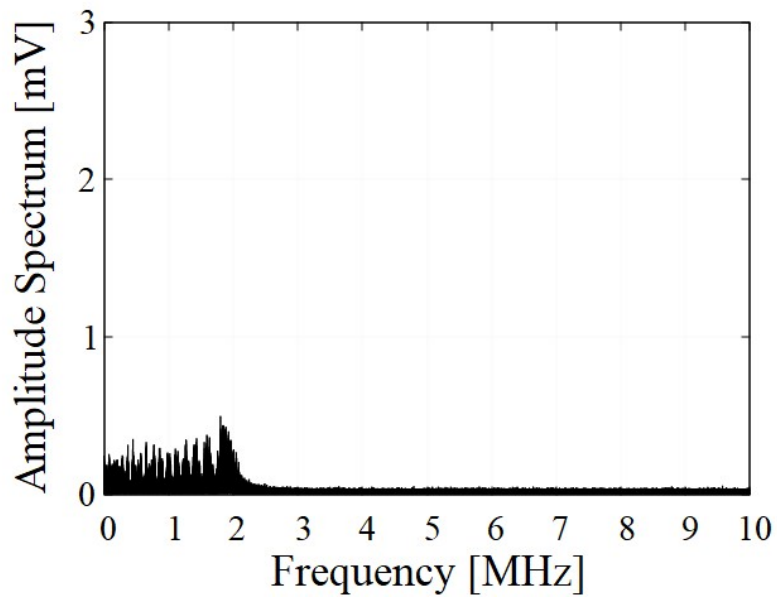


(a) Before correction

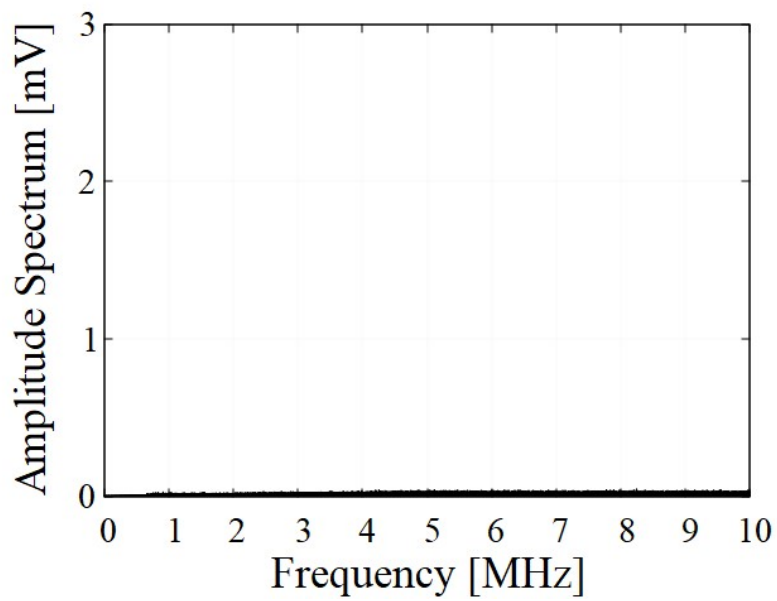


(b) After correction

Fig. 2-10. Estimation result of frequency difference components with maximum frequency deviation of 0.1 MHz.



(a) Before correction



(b) After correction

Fig. 2-11. Estimation result of frequency difference components with maximum frequency deviation of 0.5 MHz.

## 2.5 おわりに

本章では、キャリア周波数が高周波帯に移行した場合に想定される局部発振器の周波数安定度低下を考慮して、測定値の位相が時間的に変動する条件下で測定を行った。信号評価の結果から測定値の位相が補正されていることを実験的に確認した。FFTによる位相変動成分の推定では、与えた周波数差との一致を示すことでアンダーサンプリングによる測定においても位相変動成分を推定できることを示した。残留位相変動成分の推定結果から、補正前に観測された位相変動成分が抑圧されていることを確認し、十分に補正されていることを示した。以上の結果より、アンダーサンプリングを用いた QPSK 変調信号評価法の位相補正部は、変動する未知の周波数差成分の推定と補正を可能であることが示された。したがって、測定系で生じる位相変動成分の影響を軽減し、QPSK 変調信号の品質評価が可能であることが明らかとなった。

## 2.6 参考文献

- [2-1] 菅野翔太・今池 健・大谷昭仁：「アンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムに関する一検討」, 電気学会論文誌 A, Vol.138, No.5, pp.180-185, 2018
- [2-2] 菅野翔太・今池健・大谷昭仁, 作田幸憲：「アンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムに関する一検討」, 電気学会計測研究会資料, IM-17-007, pp.39-43, 2017
- [2-3] 菅野翔太・今池 健・大谷昭仁：「測定装置及び測定方法」, No. 690225, 2021
- [2-4] 菅野翔太・今池 健・大谷昭仁：「キャリア信号と局部発振器の周波数の差がシンボルレート付近におけるアンダーサンプリングを用いた無線通信評価」, 電気学会論文誌 A, Vol.139, No.11, pp.545-550, 2019
- [2-5] 菅野翔太・今池健・大谷昭仁：「アンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムにおける非同期復調に関する一検討」, 電気学会計測研究会資料, IM-17-035, 2017
- [2-6] 3GPP, “5G; NR; User Equipment (UE) conformance specification; Radio transmission and reception; Part 1: Range 1 standalone,” 3GPP TS 38.521-1 version 17.8.0 Release 17, 2023
- [2-7] D. B. Leeson, "A simple model of feedback oscillator noise spectrum," in Proceedings of the IEEE, vol. 54, no. 2, pp. 329-330, 1966
- [2-8] 下田大世・菅野翔太・大谷昭仁：「アンダーサンプリングを用いた無線評価システムにおける位相変動の補正と許容の検討」, 電気学会論文誌 A, Vol. 141, No. 5, pp. 472-478, 2021
- [2-9] 下田大世・菅野翔太・大谷昭仁：「アンダーサンプリングを用いた無線評価システムにおける位相変動の補正に関する一検討」, 電気学会計測研究会資料, LAV-20-007/IM-29-007, pp.29-34, 2020
- [2-10] M. Shimoda, S. Kanno, A. Otani, “Study on Correction and Tolerance of Phase Fluctuation in a Radio Evaluation System with Under - sampling,” Electrical Engineering in Japan, Vol. 214, No. 4, e23358, 2021
- [2-11] Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, “DO YOU KNOW YOUR EVM? ,” Application Card, Ver. 01.00. 2020
- [2-12] H. A. Mahmoud and H. Arslan, "Error vector magnitude to SNR conversion for nondata-aided receivers," in IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 8, no. 5, pp. 2694-2704, 2009
- [2-13] S. T. Le, K. J. Blow, V. K. Mezentsev and S. K. Turitsyn, "Bit Error Rate Estimation Methods for QPSK CO-OFDM Transmission," in Journal of Lightwave Technology, vol. 32, no. 17, pp. 2951-2959, 2014

## 第3章 QPSK 変調信号評価法の実証実験

### 3.1 はじめに

QPSK 変調信号評価法の検討では原理確認のために、キャリア信号には目的とする周波数帯よりも低い 1.1 GHz を、ベースバンド信号には理想的な波形として矩形波状の PRBS 信号を使用していた[3-1]~[3-4]。その結果として、非同期復調による測定が可能であることとリアルタイムサンプリングによる測定結果とアンダーサンプリングによる測定結果が 1 dB 以内の良好な一致を示し、同程度の精度で評価できることが明らかとなっている。

本評価法の被測定信号はミリ波帯シングルキャリア伝送の QPSK 変調信号であるので、キャリア信号はミリ波帯、ベースバンド信号は帯域制限をした状態で本評価法の有効性を検討する必要がある。そこで、本章では本評価法の測定原理の実証を目的として、①帯域を制限した QPSK 変調信号の測定、②ミリ波帯 QPSK 変調信号の測定、③帯域を制限したミリ波帯 QPSK 変調信号の測定精度について検討する[3-5]~[3-7]。

### 3.2 帯域制限された QPSK 変調信号の測定

本節では帯域制限をした QPSK 変調信号の測定結果を示す。ロールオフ率を変化させると波形の特徴も変化するので、測定値を用いたシンボル同期トリガ生成や位相補正をする本評価法の精度に影響すると考えられる。そこで、異なるロールオフ率について測定し、その影響について検討した。

#### 3.2.1 パルス整形フィルタによる帯域制限

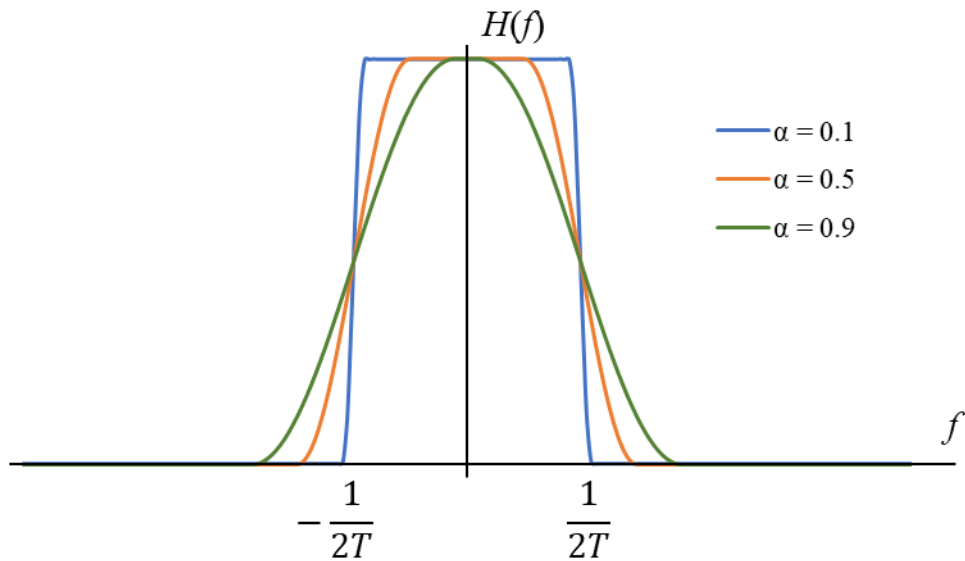
ベースバンド信号に矩形波状の信号が使われない理由は、矩形波信号がもつスペクトルが広いためである。無線信号は占有周波数帯幅が規定されており、それ以上の周波数成分は隣接チャネルへ干渉するので好ましくない。同一チャネルにおいても、伝送路の周波数特性により矩形波状の波形にひずみが生じる[3-8]。このひずみに伴って生じる前後のビットパターンからの干渉を符号間干渉と呼び、信号品質の劣化原因となる。周波数資源の活用と符号間干渉の防止のためにベースバンド信号には帯域制限が施される。本項では帯域制限の一例として、レイズドコサインフィルタについて記述する。

レイズドコサインフィルタは送信側のベースバンド生成時に挿入されるフィルタである。このフィルタの周波数特性とインパルス応答はそれぞれ(3-1)、(3-2)式で与えられる[3-9]。

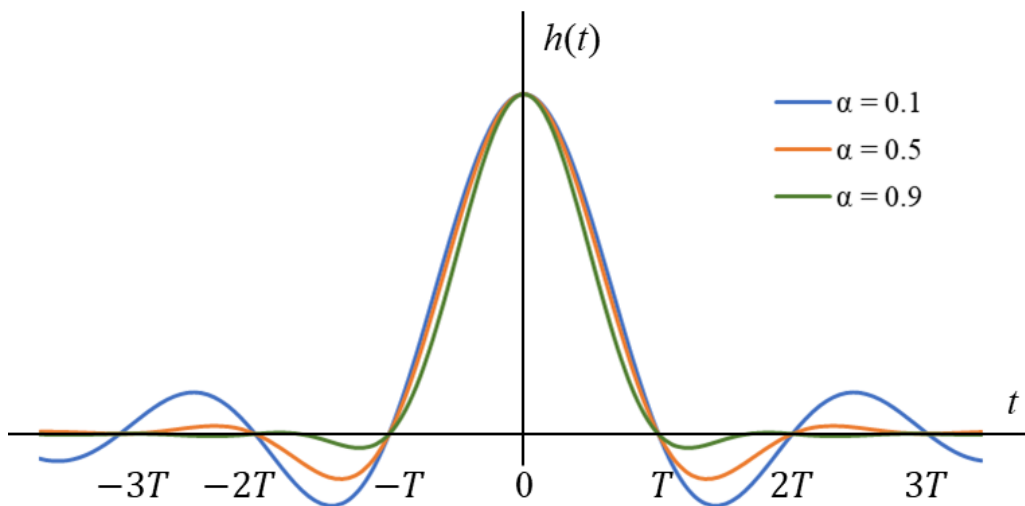
$$H(f) = \begin{cases} T & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[ \frac{\pi T}{\alpha} \left( |f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right] \right\} & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 & |f| > \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad (3-1)$$

$$h(t) = \frac{\sin \frac{\pi t}{T}}{\frac{\pi t}{T}} \frac{\cos \frac{\pi \alpha t}{T}}{1 - \left(\frac{2\alpha t}{T}\right)^2} \quad (3-2)$$

このとき、 $T$  はシンボル周期、 $\alpha$  はロールオフ率であり 0 より大きく 1 より小さい値である。Fig. 3-1 にレイズドコサインフィルタの特性を示す。Fig.3-1(a)に示した周波数応答より、 $\alpha$  が 1 に近づくほどシンボルレートよりも高い周波数成分を含みスペクトルが広がるが、そのときのインパルス応答 (Fig.3-1(b)) はパルスの裾がより急激に減衰することがわかる。



(a) Frequency response



(b) Impulse response

Fig. 3-1. Characteristic of raised cosine filter.

Fig.3-2 に理想的なアイパターンを示す。各ロールオフにおいて波形は異なっているが、アイ開口の中心にあるシンボルは同じ振幅値  $A$  をとる。ロールオフ率が小さいほど立ち上がり/立ち下がり波形の振幅変動が大きくなるのでアイ開口は小さくなる。波形歪みが大きくなりシンボル判定が難しくなるものの、決められた周波数帯域幅を効率よく使用できるという利点がある。一方で、ロールオフが 1 に近づくほどアイ開口は大きく開き、立ち上がり/立ち下がり波形は同じ軌跡をたどっていることがわかる。このような波形はゼロクロス点を用いたシンボル同期法による通信システムに適している[3-10]。

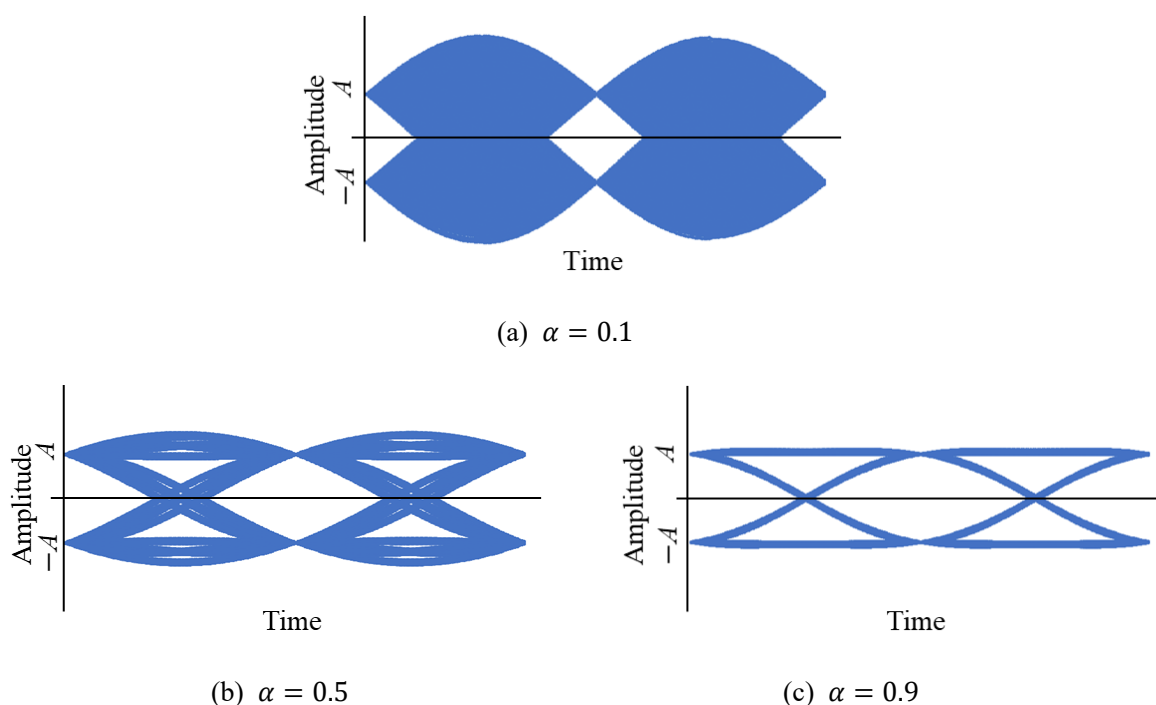


Fig. 3-2. Ideal eye pattern in binary signal.



### 3.2.2 実験条件

Fig. 3-3 にアンダーサンプリングを用いた QPSK 変調信号評価法における帯域制限信号の測定に関する測定系を示す。PC で異なる周波数帯域をもつベースバンド信号を生成した。レイズドコサインフィルタのロールオフ率 $\alpha$ は波形の特徴を変化させるため 0.1, 0.5, 0.9 とした。この波形情報をベクトル信号発生器 (MG3700A) に転送した。ベクトル信号発生器内で直交変調し、キャリア周波数が 1.1 GHz, シンボルレートが 20.2 Mbaud の帯域制限された QPSK 変調信号を生成した。生成した信号をケーブルで評価システムに伝送した。受信した QPSK 変調信号を IQ 復調器で直交復調した。このとき、ローカル信号はキャリア信号と非同期であり、信号発生器 (MG3633A) の周波数は 1.1 GHz とした。復調された  $I$  と  $Q$  を USRP でサンプリングした。USRP の入力帯域は DC ~ 50 MHz, サンプリング周波数は 200 MHz で固定されている。PC 上で測定点を 1/10 に間引くことで 20 MHz のアンダーサンプリングとした。したがって、シンボルレートは 0.2 Mbaud に変換された。測定値の精度とアンダーサンプリングによる影響を検討するために、サンプリング周波数が 200 MHz のリアルタイムサンプリングによる測定も行った。

測定後、位相補正と信号評価をした。信号評価は 2.2 節に従ってアイパターンとコンスタレーションの描画, EVM の算出で行った。

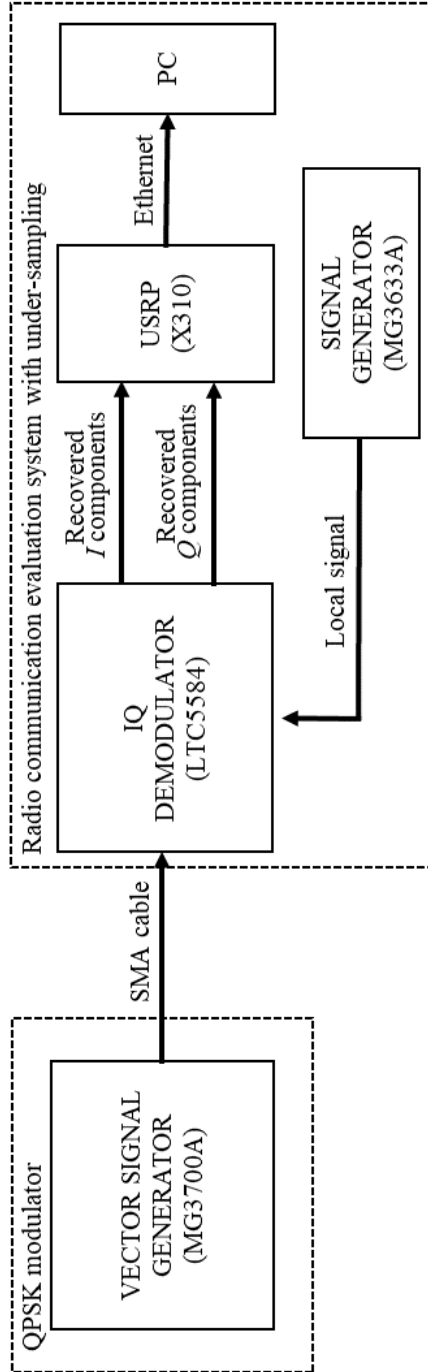
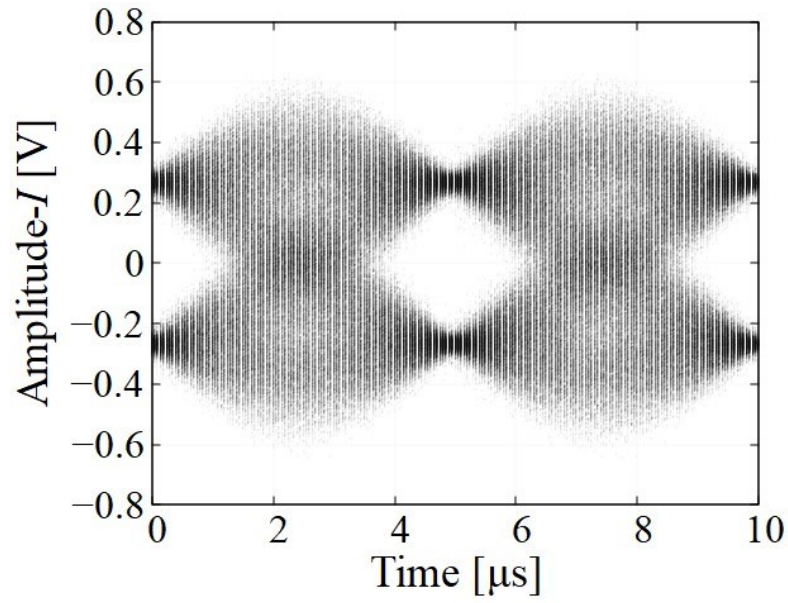


Fig. 3-3. Measurement system for measuring band-limited signals in QPSK modulated signal evaluation method using under-sampling.

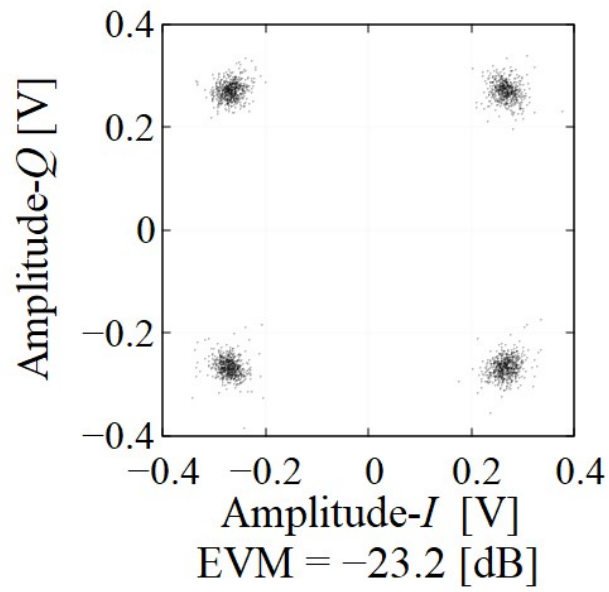
### 3.2.3 測定結果

EVM の基準シンボルである  $\tilde{I}$  と  $\tilde{Q}$  は  $\alpha$  ごとに異なり、0.1 のときは 0.27、0.5 のときは 0.28、0.9 のときは 0.30 であった。Fig. 3-4 にロールオフ率  $\alpha$  が 0.1 の測定結果を示す。Fig. 3-4(a) に示されたアイパターンには良好なアイ開口があることから、シンボル同期トリガが機能していることを確認した。アイパターンのアイ開口中心付近からシンボルを抽出しコンスタレーションを描画した。Fig. 3-4(b) に示されたコンスタレーションは位相回転が観測されないことと 4 つのシンボルが均等な位置にあることから位相補正と同期トリガが機能していることを確認した。Fig. 3-5 にロールオフ率  $\alpha$  が 0.5 の測定結果を、Fig. 3-6 にロールオフ率  $\alpha$  が 0.9 の測定結果を示す。これらの条件においても同様に位相補正とシンボル同期トリガが機能していることを確認した。以上の結果から、ベースバンド信号の帯域幅に関わらず位相補正とシンボル同期トリガの有効性が示唆された。

一方で、EVM はレイズドコサインフィルタによりシンボルのタイミングは一定として送信しているにも関わらず、EVM を比較すると  $\alpha$  が小さくなるにつれて大きくなっている。この原因の一つにシンボル同期トリガの精度低下が考えられる。Fig. 3-7 に各条件におけるトリガ周期とその標準偏差を示す。トリガはイメージ信号のシンボルレートである 0.2 MHz 成分を抽出して生成されているので、各条件とも 5  $\mu$ s 付近に周期が集まっている。一方で標準偏差は  $\alpha$  が小さくなるにつれて増加しており、測定波形とトリガにおける同期ずれが大きくなっていることを示している。3.2.1 項に示したように、 $\alpha$  が高い波形ほどゼロクロス点を用いたシンボル同期法に適していることから、本評価法におけるトリガ生成においても同様な傾向にあるといえる。したがって、この同期精度の低下はロールオフ率に依存したものであるため許容される。

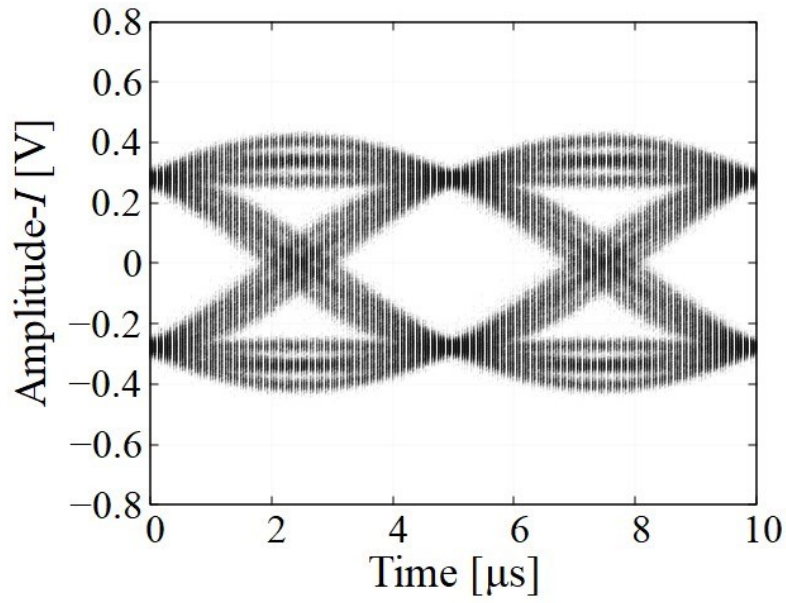


(a) Eye pattern

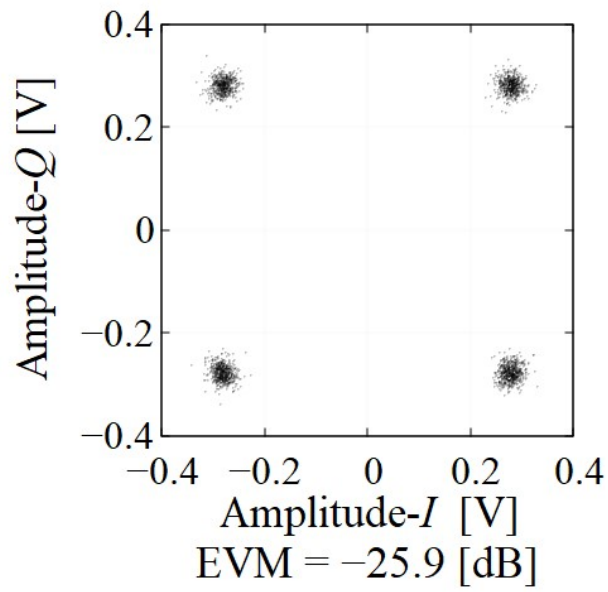


(b) Constellation

Fig. 3-4. Signal evaluation using QPSK modulated signal evaluation method with under-sampling ( $\alpha = 0.1$ ).

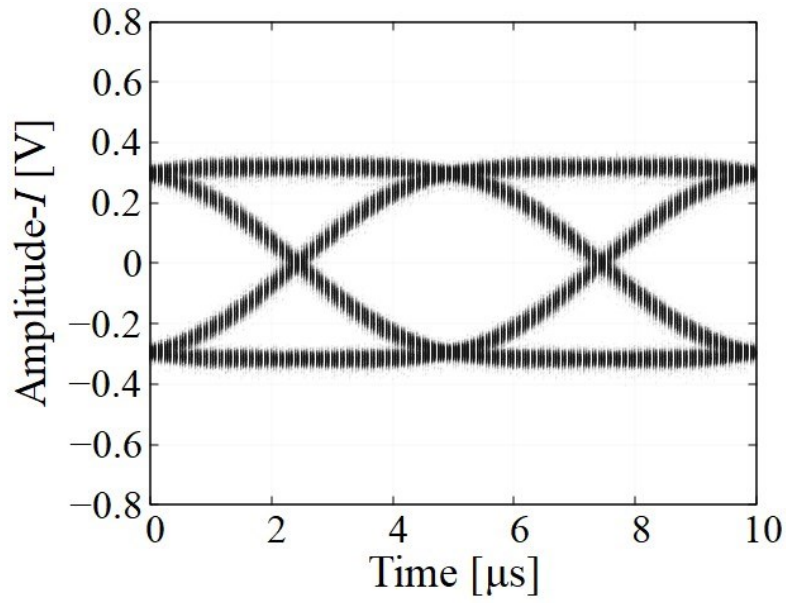


(a) Eye pattern

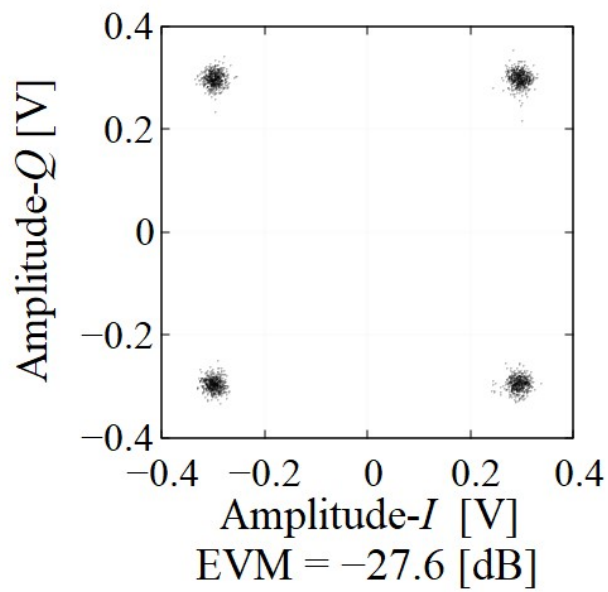


(b) Constellation

Fig. 3-5. Signal evaluation using QPSK modulated signal evaluation method with under-sampling ( $\alpha = 0.5$ ).

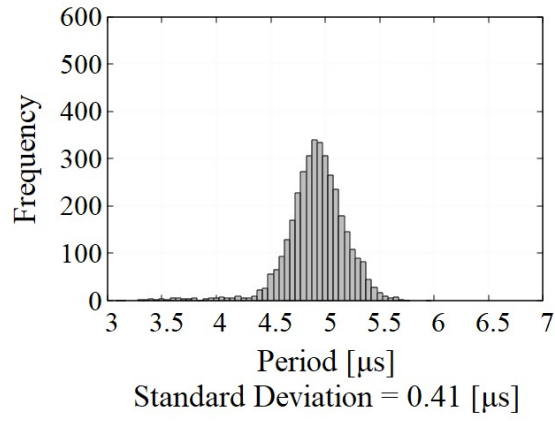


(a) Eye pattern

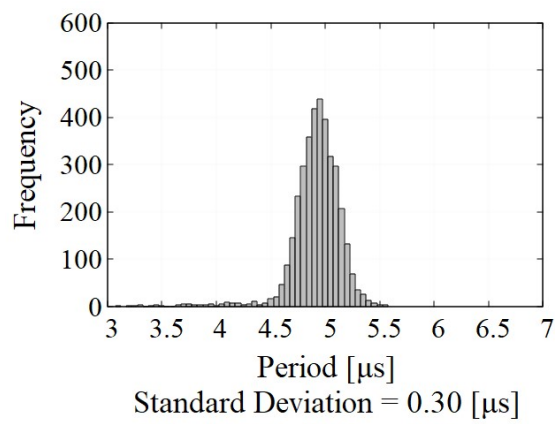


(b) Constellation

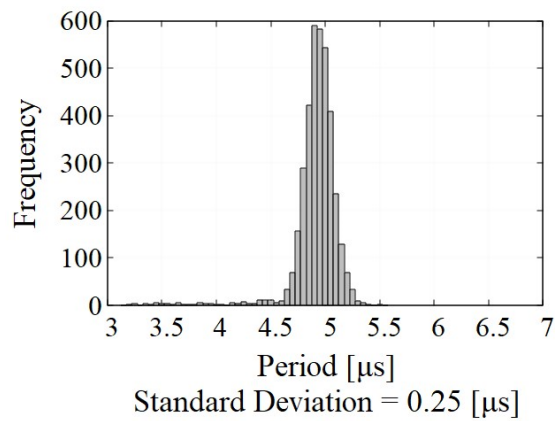
Fig. 3-6. Signal evaluation using QPSK modulated signal evaluation method with under-sampling ( $\alpha = 0.9$ ).



(a)  $\alpha = 0.1$



(b)  $\alpha = 0.5$



(c)  $\alpha = 0.9$

Fig. 3-7. Trigger period and standard deviation in QPSK modulated signal evaluation method.

### 3.2.4 リアルタイムサンプリングによる測定結果との比較

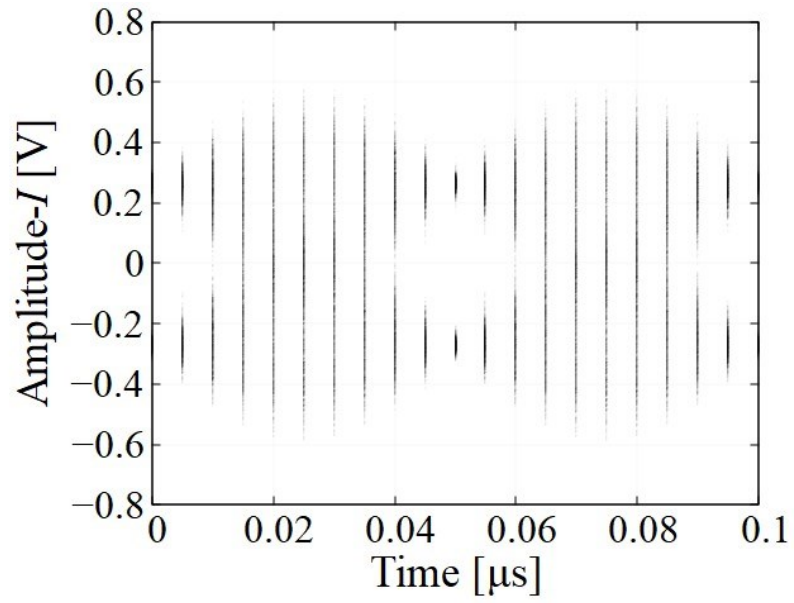
EVM の基準シンボルである  $\tilde{I}$  と  $\tilde{Q}$  は  $\alpha$  ごとに異なり、0.1 のときは 0.27、0.5 のときは 0.28、0.9 のときは 0.30 であった。Fig. 3-8 にロールオフ率  $\alpha$  が 0.1 のリアルタイムサンプリングの測定結果を示す。Fig. 3-4(a) に示されたアイパターンは Fig. 3-8(a) に示したアイパターンと時間分解能が異なるものの、同様なアイ開口が確認できる。Fig. 3-4(b) に示されたコンスタレーションは Fig. 3-8(b) のコンスタレーションと同様な 4 つのシンボルが確認できる。EVM は 0.2 dB の差であり、理想的なベースバンド信号を用いた QPSK 変調信号の測定結果で得られた 1 dB 以内の一致を支持する結果となった[3-2][3-3]。

Fig. 3-9 にロールオフ率  $\alpha$  が 0.5 のリアルタイムサンプリングの測定結果を示す。Fig. 3-5 に示したアンダーサンプリングの測定結果と比較すると、アイパターンとコンスタレーションはそれぞれ同様なアイ開口と 4 つのシンボルが確認できる。EVM の差は 0.2 dB であることから、アンダーサンプリングの測定結果はリアルタイムサンプリングの測定結果と同程度となることが示された。

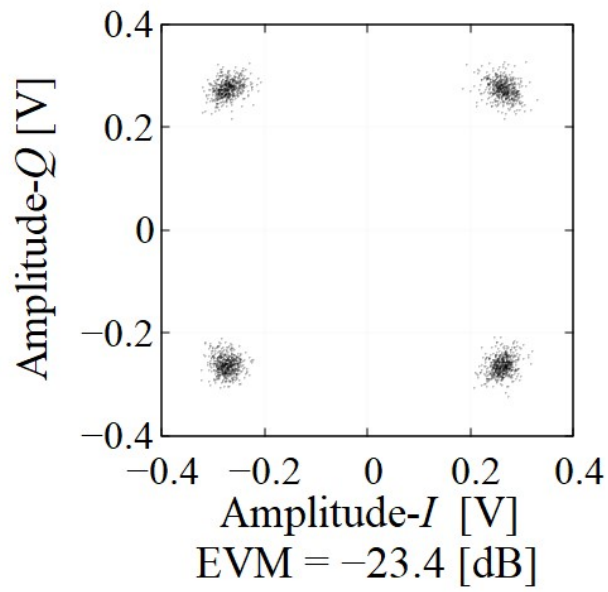
Fig. 3-10 にロールオフ率  $\alpha$  が 0.9 のリアルタイムサンプリングの測定結果を示す。Fig. 3-6 に示したアンダーサンプリングの測定結果と比較すると、アイパターンとコンスタレーションはそれぞれ同様なアイ開口と 4 つのシンボルが確認できる。EVM の差は 0.2 dB であることから、アンダーサンプリングの測定結果はリアルタイムサンプリングの測定結果と同程度となることが示された。

以上の結果より、帯域制限された信号においてもアンダーサンプリングとリアルタイムサンプリングの測定結果が 1 dB 以内で一致し、同程度の精度で EVM 評価ができることが示された。さらに、3.2.3 項で確認された EVM の低下がリアルタイムサンプリングの測定結果でも生じたことから、同期精度の低下はベースバンドの帯域幅による特性であることを確認した。したがって、本評価法において帯域制限された QPSK 変調信号の測定が可能であることが示された。



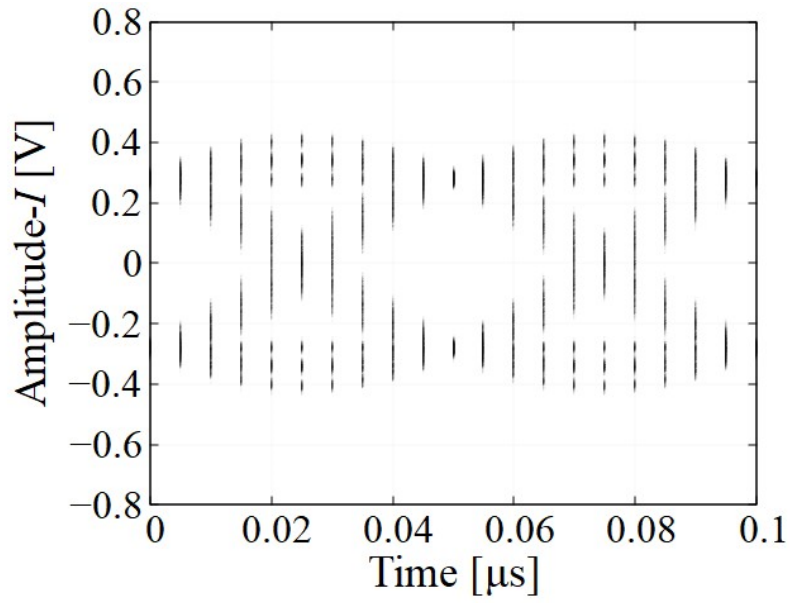


(a) Eye pattern

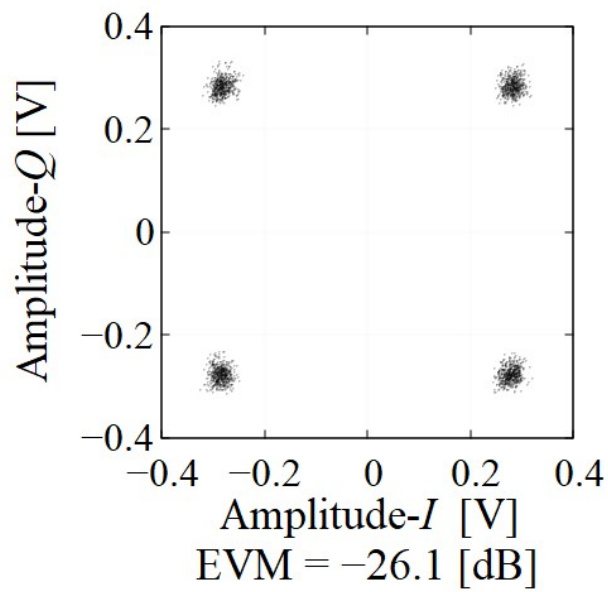


(b) Constellation

Fig. 3-8. Signal evaluation using QPSK modulated signal evaluation method with real-time sampling ( $\alpha = 0.1$ ).

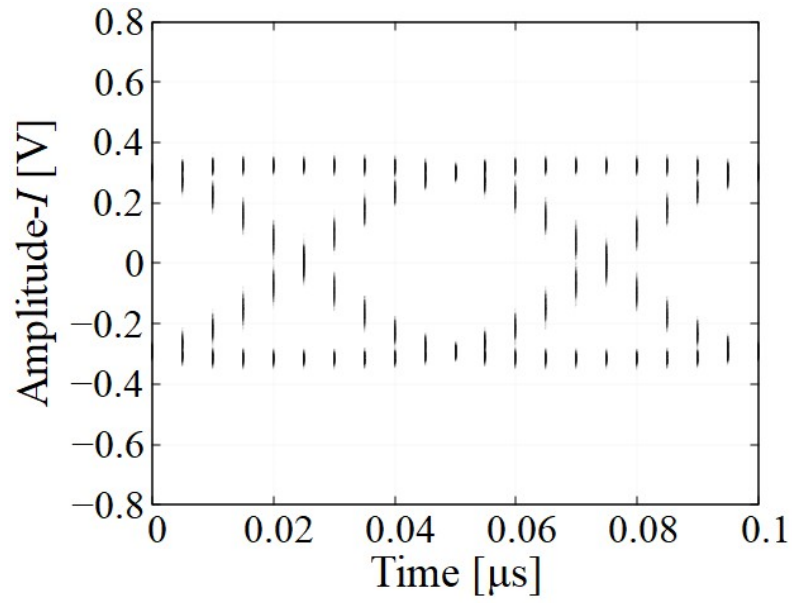


(a) Eye pattern

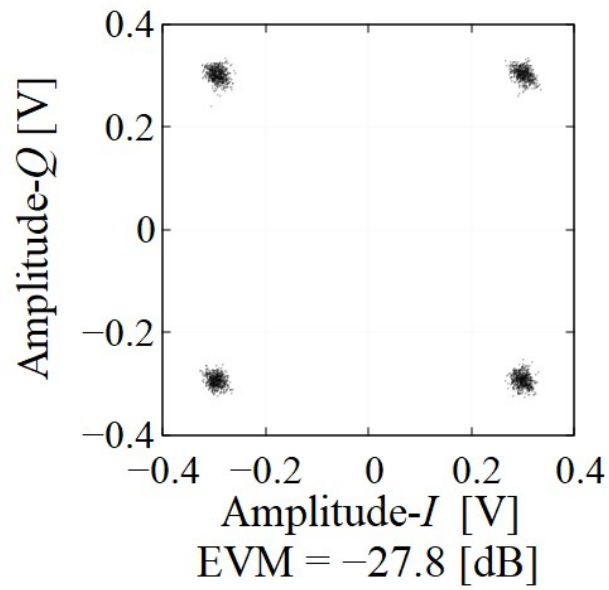


(b) Constellation

Fig. 3-9. Signal evaluation using QPSK modulated signal evaluation method with real-time sampling ( $\alpha = 0.5$ ).



(a) Eye pattern



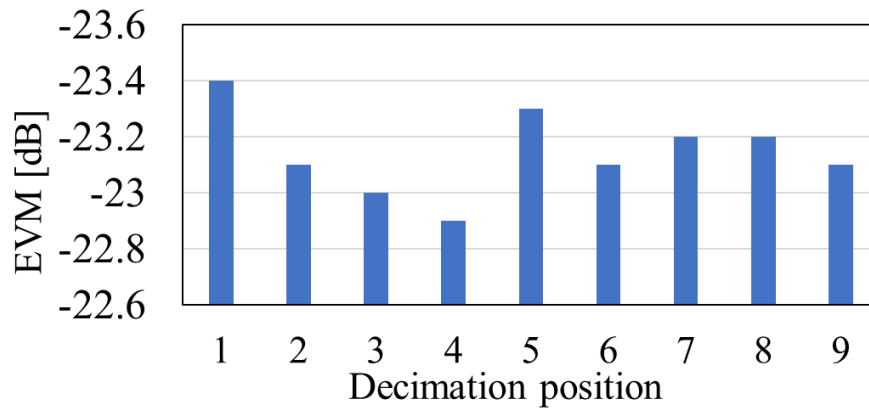
(b) Constellation

Fig. 3-10. Signal evaluation using QPSK modulated signal evaluation method with real-time sampling ( $\alpha = 0.9$ ).

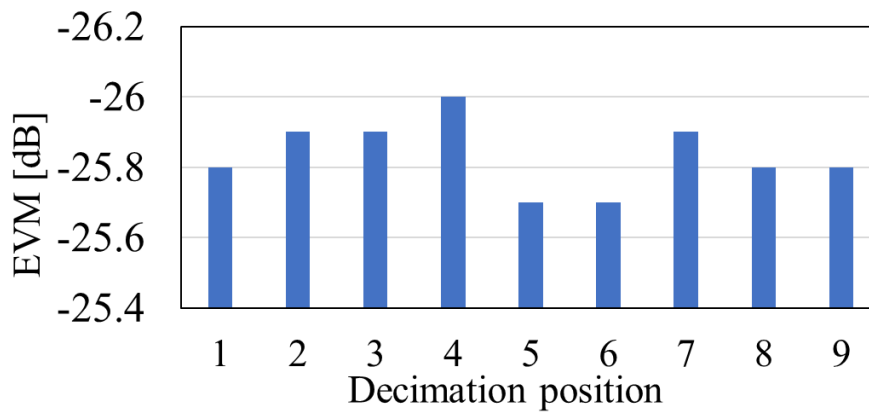
### 3.2.5 測定結果の有効性評価

3.2.4項では、アンダーサンプリングによるEVM評価がリアルタイムサンプリングによるEVM評価と比較して、同程度の精度で評価できることを示した。しかし、1度の測定結果では1 dB以内の一致を再現しているとは限らない。そこで、本節では 3.2.3 項で取得したアンダーサンプリングの測定結果の有効性を評価する。3.2.2 項で生成したアンダーサンプリングのデータはリアルタイムサンプリングのデータを 1/10 に間引くことで生成している。そこで、同一のリアルタイムサンプリングのデータから間引き位置を変更して9つのアンダーサンプリングのデータを取得し、EVM 評価を行った。

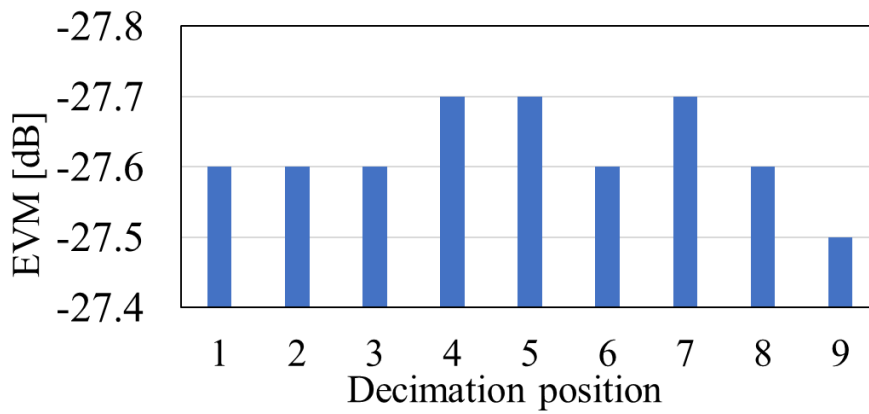
Fig. 3-11 に EVM の結果を示す。Fig. 3-11(a)に示したロールオフ率が 0.1 のときの EVM 算出結果は Fig. 3-4(b)に示したアンダーサンプリングの EVM と比較して 0.3 dB 以内で一致した。Fig. 3-11(b)に示したロールオフ率が 0.5 のときの EVM 算出結果は Fig. 3-5(b)に示した EVM と比較して 0.3 dB 以内で一致した。Fig. 3-11(c)に示したロールオフ率が 0.9 のときの EVM 算出結果は Fig. 3-6(b)に示した EVM と比較して 0.1 dB 以内で一致した。さらに、リアルタイムサンプリングの EVM と比較すると、それぞれのロールオフ率の条件下で、どの間引き位置においても EVM の差は 1 dB 以内で一致していることから、3.2.3 項で取得したアンダーサンプリングによる EVM 評価の有効性が示された。



(a)  $\alpha = 0.1$



(b)  $\alpha = 0.5$



(c)  $\alpha = 0.9$

Fig. 3-11. EVM evaluation using under-sampling.

### 3.3 ミリ波帯 QPSK 変調信号の測定

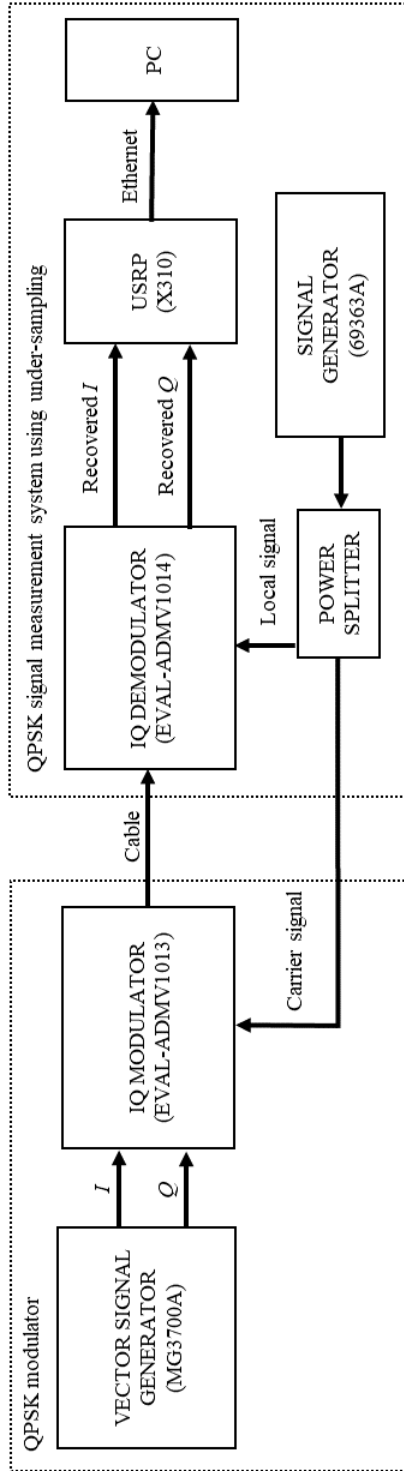
3.2 節では QPSK 変調信号の帯域に着目して実験し、帯域制限をした QPSK 変調信号の測定が可能であることを確認した。本節ではベースバンド信号を帯域制限し、キャリア周波数をミリ波帯として QPSK 変調信号評価法の実証実験をする。キャリア周波数を上げることで受信信号と局部発振器の周波数安定度の低下が想定されるので位相補正が重要になる。そこで、搬送波とローカル信号で同じ信号を使用する同期条件と異なる信号発生器を使用する非同期条件で実験した。

#### 3.3.1 実験条件

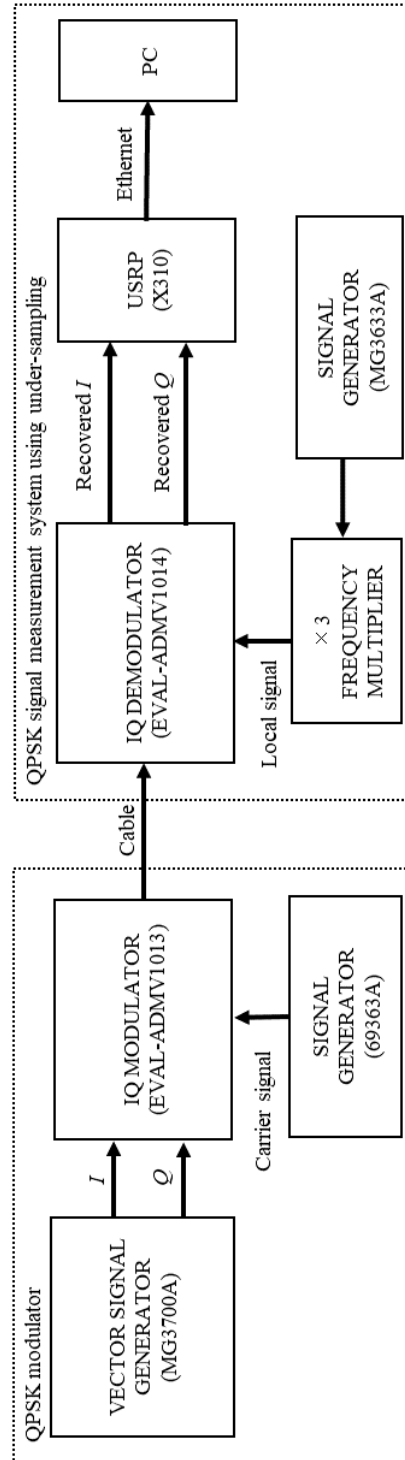
Fig. 3-12(a)に同期条件下のミリ波帯 QPSK 変調信号評価法の測定系を示す。PC で生成したベースバンド信号をベクトル信号発生器 (MG3700A) に転送した。ベースバンド信号はレイズドコサインフィルタで帯域制限し、ロールオフ率は 0.2 とした。IQ 変調器 (EVAL-ADMV1013) はベクトル信号発生器内の任意信号発生器から出力されたベースバンド信号と信号発生器 (69363A) から出力されたキャリア信号を掛け合わせることで、キャリア周波数が 28.08 GHz、シンボルレートが 20.2 Mbaud の QPSK 変調信号を出力した。ケーブルで評価システムに伝送され、IQ 復調器 (EVAL-ADMV1014) で直交復調した。ローカル信号はキャリア信号を分岐することで生成した。復調された  $I$  と  $Q$  を USRP でサンプリングした。入力帯域は DC ~ 50 MHz、サンプリング周波数は 200 MHz であった。PC 上で測定点を 1/10 に間引くことで 20 MHz のアンダーサンプリングとし、シンボルレートを 0.2 Mbaud に変換した。

Fig. 3-12(b)に非同期条件下のミリ波帯 QPSK 変調信号評価法の測定系を示す。QPSK 変調信号は同期条件と同様にして生成した。評価システムに伝送された QPSK 変調信号は信号発生器 (MG3633A) の信号を 3 通倍することで生成されたローカル信号で直交復調した。復調された  $I$  と  $Q$  は USRP によるサンプリングと PC での間引きによって、シンボルレートを 0.2 Mbaud のイメージ信号に変換した。

測定後、位相補正と信号評価をした。信号評価は 2.2 節に従ってアイパターンとコンスタレーションの描画と EVM の算出で行った。



(a) synchronous condition



(b) asynchronous condition

Fig. 3-12. Measurement system for QPSK modulated signal evaluation method in millimeter wave band.

### 3.3.2 位相補正

同期条件では同じ信号発生器から出力された信号を用いてキャリア信号とローカル信号としている。加えて、IQ 変調器と IQ 復調器は同様な構成となっているため、周波数オフセットがほとんどない状態である。測定値の位相変動成分を 2.4 節の方法で推定した。Fig. 3-13 に同期条件下の位相変動成分の推定結果を示す。ピークが観測されたのはイメージ信号のシンボルレート成分である 0.2 MHz 成分のみであった。したがって、周波数差成分は十分に小さいといえる。したがって、位相補正では初期位相のずれのみを補正対象とした。

非同期条件では 2 台の異なる信号発生器からキャリア信号とローカル信号を生成しているため周波数差がある状態である。Fig. 3-14 に非同期条件下の位相変動成分の推定結果を示す。0.07 MHz にピークが観測されることから、周波数差はおよそ 17.5 kHz であると推測される。位相補正範囲を DC~0.1 MHz として位相補正をした。位相補正後の残留周波数差成分の推定結果を Fig. 3-15 に示す。補正前に観測した 0.07 MHz が抑圧され、そのほかの成分にも大きなピークが観測されないことから位相補正を完了した。

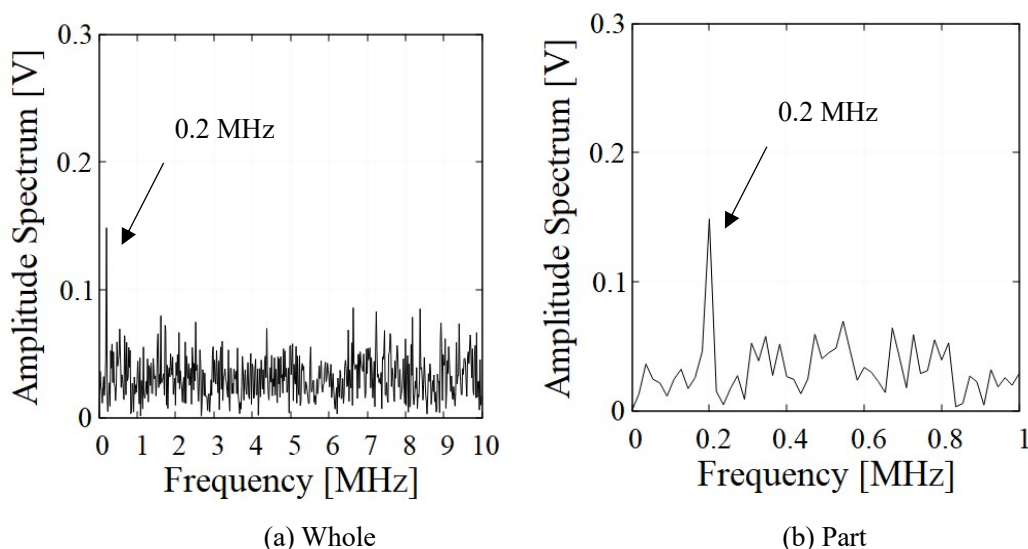


Fig. 3-13. Estimation results of frequency difference under synchronous condition.



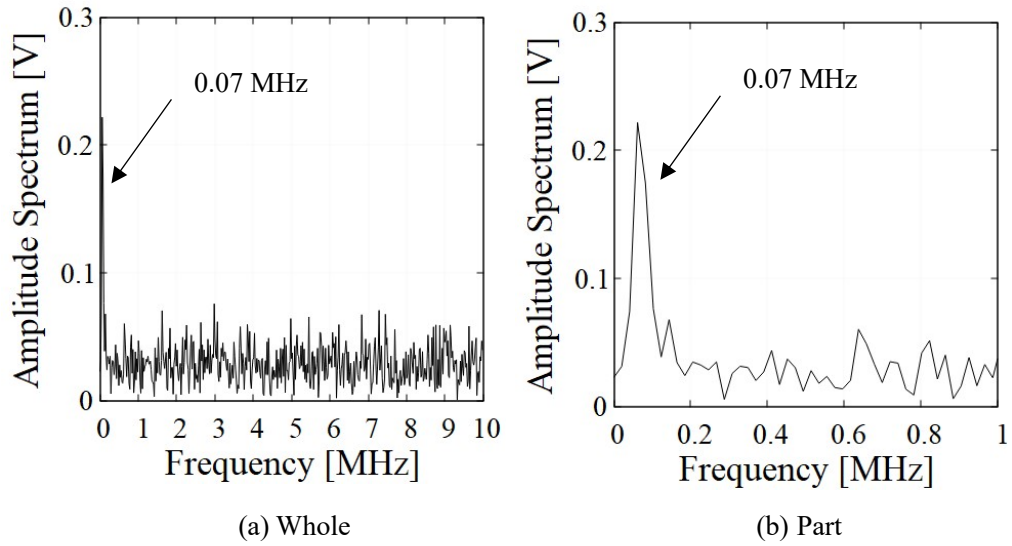


Fig. 3-14. Estimation results of frequency difference under asynchronous condition.

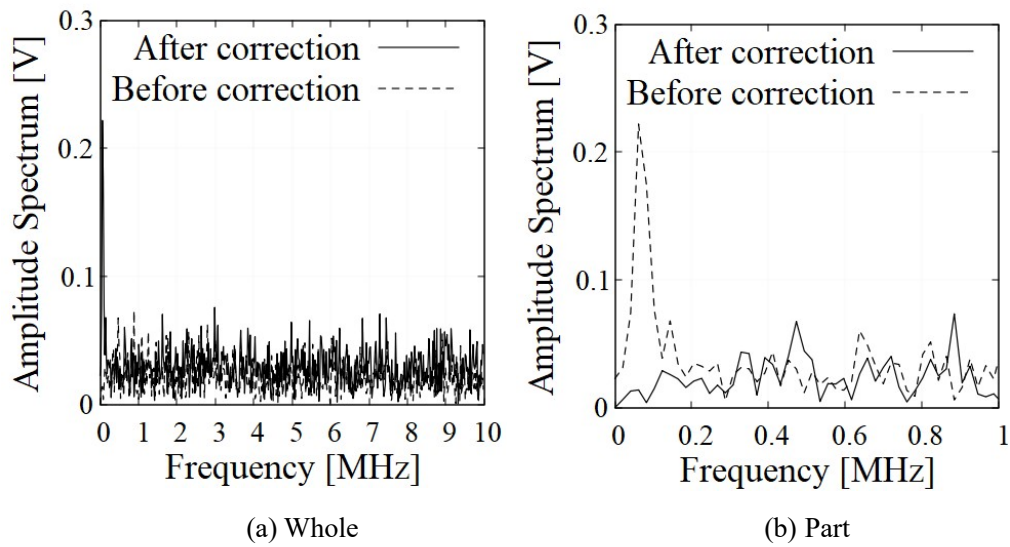
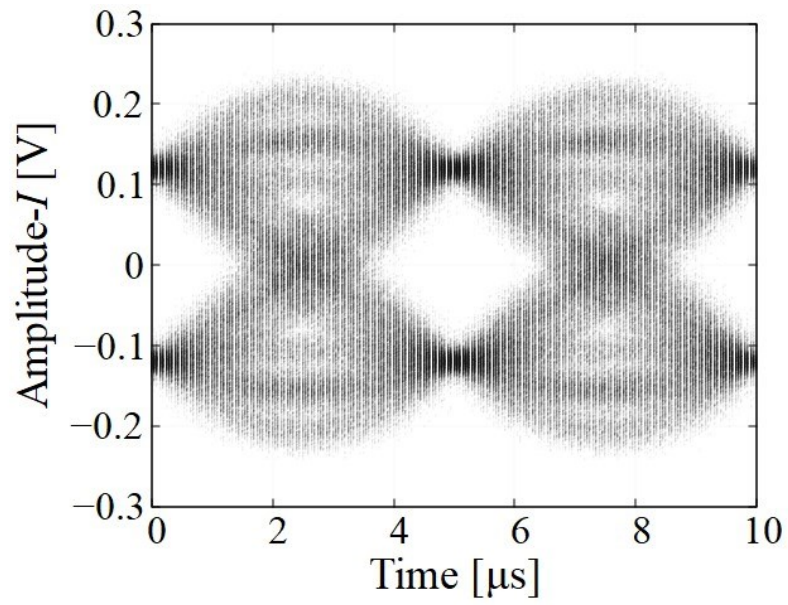


Fig. 3-15. Comparison of frequency difference before and after the correction.

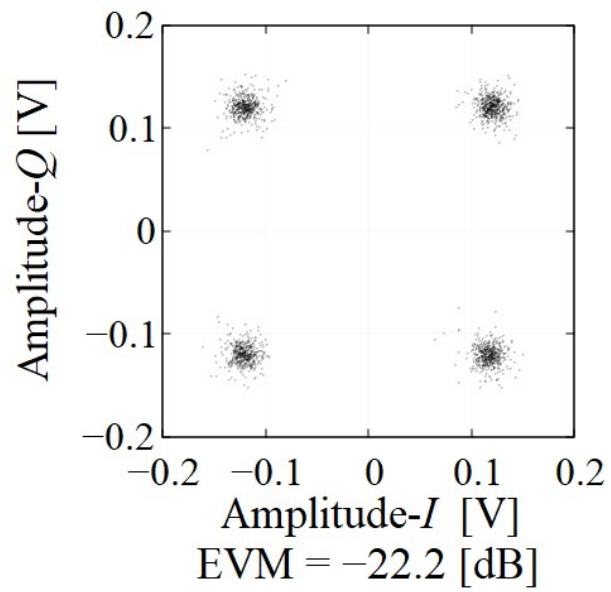
### 3.3.3 測定結果

EVM の基準シンボルである $\tilde{I}$ と $\tilde{Q}$ は、同期条件と非同期条件ともに 0.11 であった。Fig. 3-16 に同期条件下の測定結果を示す。Fig. 3-16(a)に示されたアイパターンには良好なアイ開口があることから、位相補正された時間波形とシンボル同期トリガが同期していることを示している。アイパターンのアイ開口中心付近からシンボルを抽出しコンスタレーションを描画した。Fig. 3-16(b)に示されたコンスタレーションは位相回転が観測されないことと4つのシンボルが均等な位置にあることから位相補正と同期トリガが機能していることを確認した。Fig. 3-17 に非同期条件下の測定結果を示す。本条件においても同様に位相補正とシンボル同期トリガが機能していることを確認した。

同期条件と非同期条件の測定結果を比較すると、アイパターンは同様なアイ開口をもつアイパターンが描画されている。コンスタレーションは非同期条件のシンボルがわずかに位相方向に回転しており、EVM はおよそ 0.8 dB 悪化している。しかし、3.3.2 項で補正範囲内の周波数差成分は補正されていることが確認できるので、異なる発振器で変復調したことにより発生した補正範囲外の雑音による影響であると推察される。したがって、位相補正は良好に動作していると考えられる。以上の結果から、QPSK 変調信号評価法がミリ波帯 QPSK 変調信号を非同期条件下で測定可能であることが示唆された。

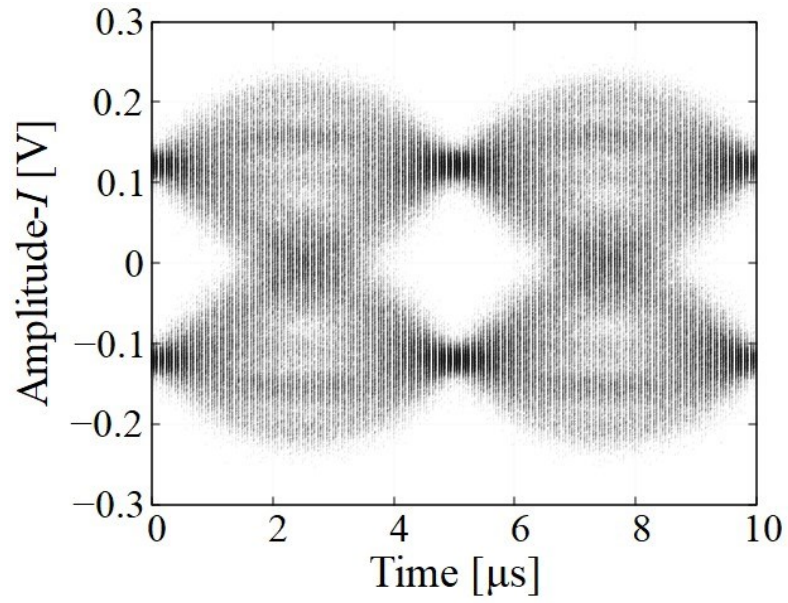


(a) Eye pattern

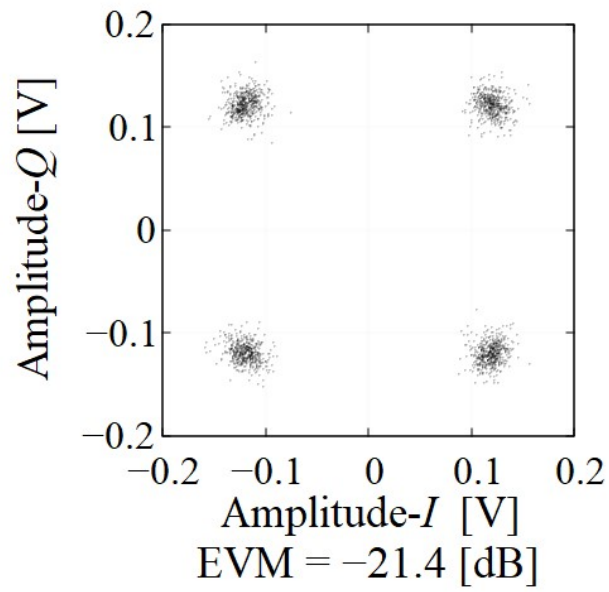


(b) Constellation

Fig. 3-16. Signal evaluation under synchronous condition.



(a) Eye pattern



(b) Constellation

Fig. 3-17. Signal evaluation under asynchronous condition.

### 3.4 帯域制限されたミリ波帯 QPSK 変調信号による実証実験

3.3 節では帯域制限されたミリ波帯 QPSK 変調信号を非同期条件で復調し、アンダーサンプリングを用いて測定できる可能性を示した。本節ではミリ波帯における測定結果の精度を検討するために、アンダーサンプリングの測定結果とリアルタイムサンプリングの測定結果の比較をする。これまでの検討[3-2][3-3]や 3.2 節においてリアルタイムサンプリングによる測定結果と比較した結果、1 dB 以内の良好な一致を示してきた。しかし、1 シンボルあたりのサンプリング数がアンダーサンプリングでは 100 点であるのに対し、リアルタイムサンプリングは 10 点程度であったので十分な検討ができていない。そこで、本節では高速な測定器を用いることでリアルタイムサンプリングの時間分解能を向上させ、測定結果を比較する。加えて、シンボルレートを高速化した広帯域 QPSK 変調信号を測定することで本評価法を実証する。

#### 3.4.1 実験条件

Fig. 3-18 に QPSK 変調信号評価法における実証実験の測定系を示す。PC で生成したベースバンド信号をベクトル信号発生器 (MG3700A) に転送した。ベースバンド信号はレイズドコサインフィルタで帯域制限し、ロールオフ率は 0.5 とした。IQ 変調器 (EVAL-ADMV1013) はベクトル信号発生器内の任意信号発生器から出力されたベースバンド信号と信号発生器 (69363A) から出力されたキャリア信号を掛け合わせることで、キャリア周波数が 28.08 GHz、シンボルレートが 25.25 Mbaud の QPSK 変調信号を出力した。ケーブルで評価システムに伝送され、IQ 復調器 (EVAL-ADMV1014) で直交復調した。ローカル信号は信号発生器 (MG3633A) の信号を 3 倍することで生成した。復調された  $I$  と  $Q$  をオシロスコープ (HDO6034) でサンプリングした。リアルタイムサンプリングのサンプリング周波数は 2.5 GHz、アンダーサンプリングのサンプリング周波数は 25 MHz であった。アンダーサンプリングのサンプリング周波数は波形拡大率が 101 となるように決定した。したがって、どちらの条件においてもシンボルレートとサンプリング周波数の比は 100 程度となり、時間分解能は同程度となった。測定後、位相補正と信号評価をした。信号評価は 2.2 節に従ってアイパターンとコンスタレーション描画と EVM の算出で行った。

さらに、QPSK 変調信号のシンボルレートを 51 Mbaud となるようにベースバンド信号を高速化した。オシロスコープにおけるリアルタイムサンプリングの最高周波数は 2.5 GHz であることから、1 シンボルあたりのサンプリングはおよそ 49 点である。そこで、波形拡大率を 51 として、50 MHz のアンダーサンプリングで測定した。

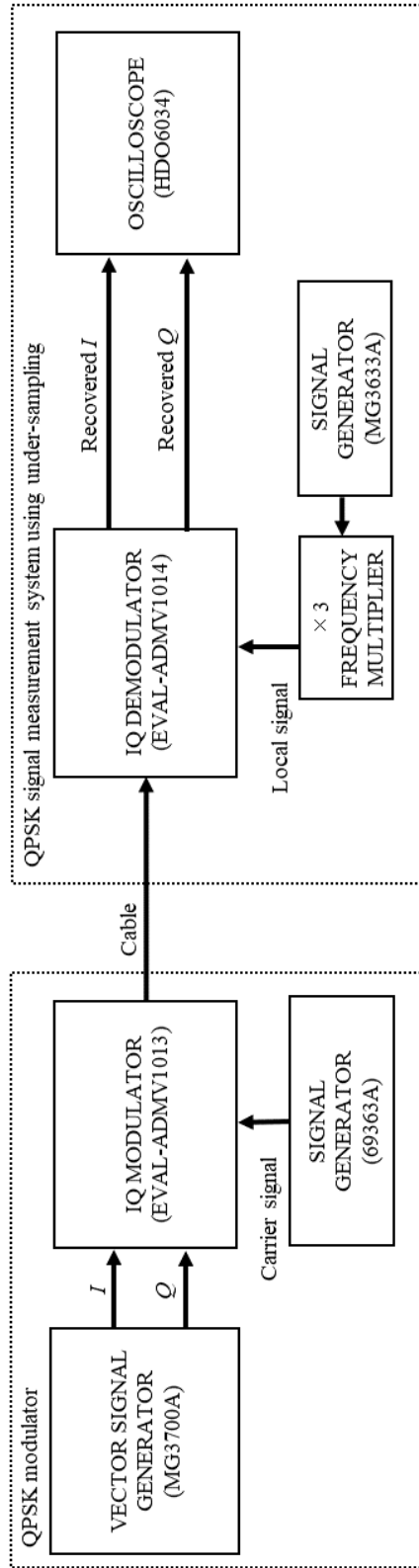


Fig. 3-18. Measurement system for demonstration experiment using millimeter wave band in QPSK modulated signal evaluation method.

### 3.4.2 リアルタイムサンプリングによる測定結果との比較

本項では、これまでの検討[3-2][3-3]や 3.2 節と同じ波形拡大率とした場合の測定結果について記述する。

Fig. 3-19 にアンダーサンプリング時の周波数差推定結果を、Fig. 3-20 にリアルタイムサンプリング時の周波数差推定結果をそれぞれ示す。推定結果によると周波数差は 5 kHz 程度であったので周波数差の補正範囲を DC ~ 10 kHz とした。

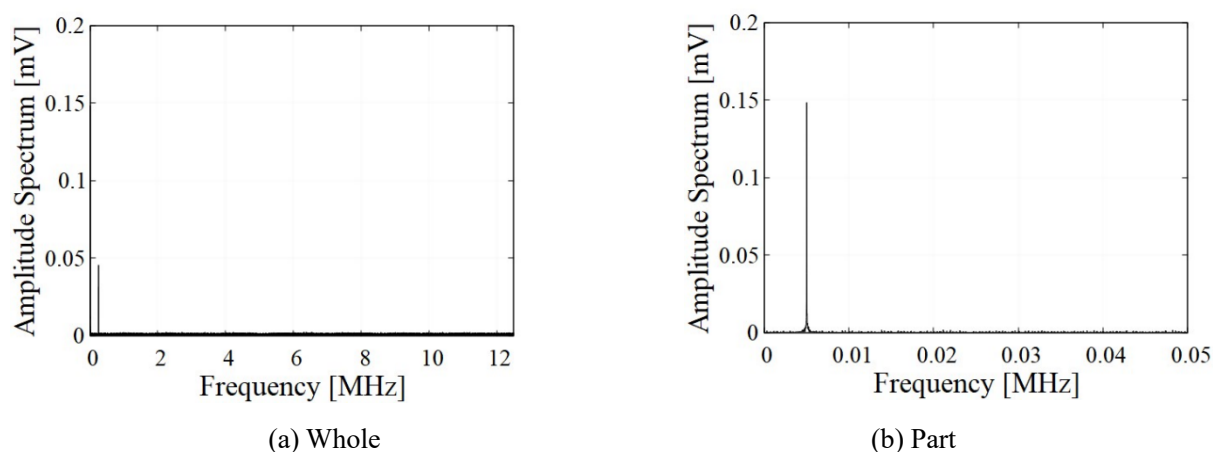


Fig. 3-19. Estimation result of frequency difference in under-sampling with symbol rate of 25.25 Mbaud.

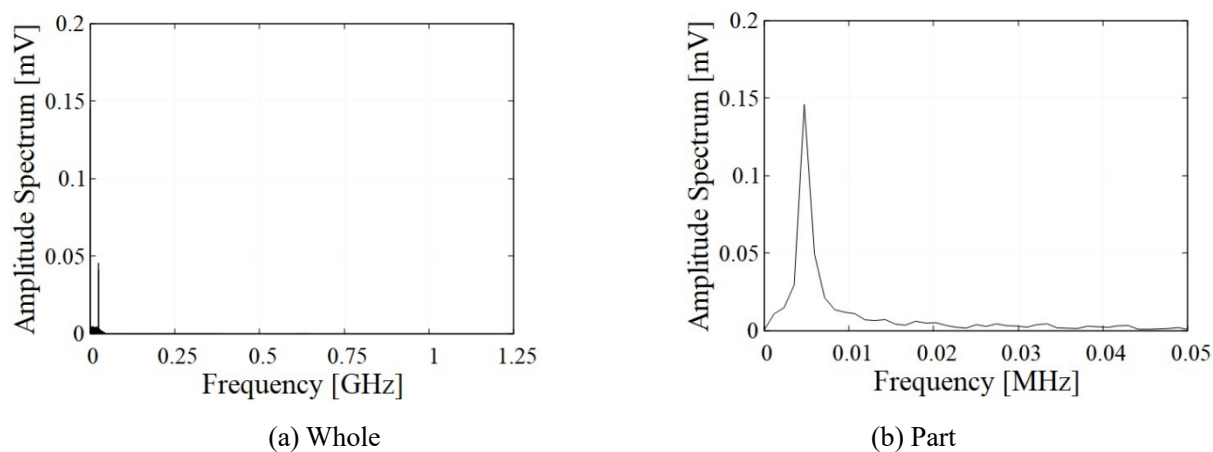


Fig. 3-20. Estimation result of frequency difference in real-time sampling with symbol rate of 25.25 Mbaud.

Fig. 3-21 にアンダーサンプリング時の残留周波数差成分の推定結果を、Fig.3-22 にリアルタイムサンプリング時の残留周波数差成分の推定結果を示す。補正前に観測された周波数差成分のピークが確認できないことから、周波数オフセットが十分に補正されていることがわかる。

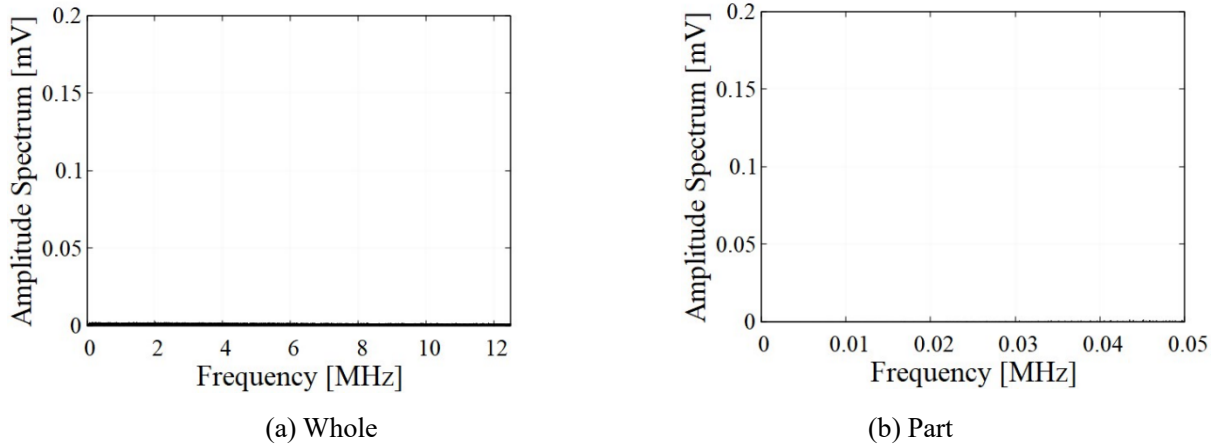


Fig. 3-21. Estimation result of residual frequency difference under- sampling with symbol rate of 25.25 Mbaud.

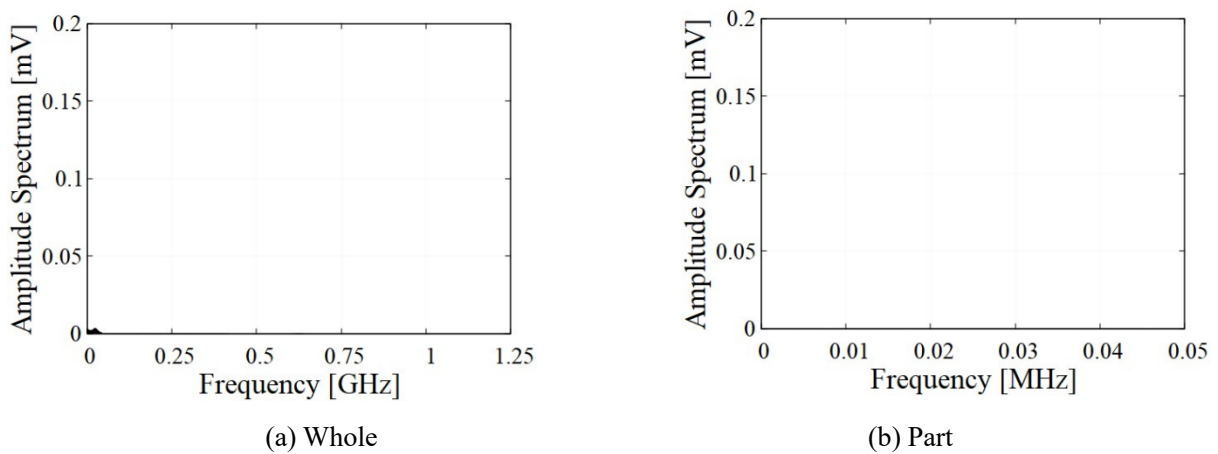


Fig. 3-22. Estimation result of residual frequency difference in real-time sampling with symbol rate of 25.25 Mbaud.

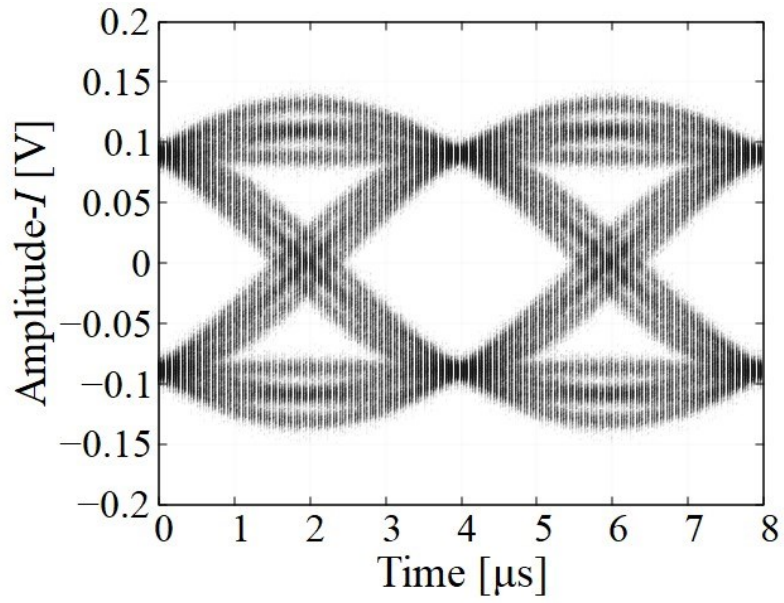


Fig. 3-23 にアイパターンの測定結果を示す。時間分解能は同程度である場合においても、同様なアイ開口が確認できる。Fig. 3-24 にコンスタレーションを示す。どちらのコンスタレーションにも 4 つのシンボルが均等に並んでいることから位相補正とシンボル同期が機能していることがわかる。同期精度を分析するために EVM を(2-11)式から算出した。EVM の基準シンボルである  $\tilde{I}$  と  $\tilde{Q}$  は、アンダーサンプリング、リアルタイムサンプリングともに 0.09 であった。EVM 評価を比較すると 0.4 dB の差で一致した。さらに、これらの EVM から(3-3)式で BER (Bit Error Rate) を推定した[3-11]。

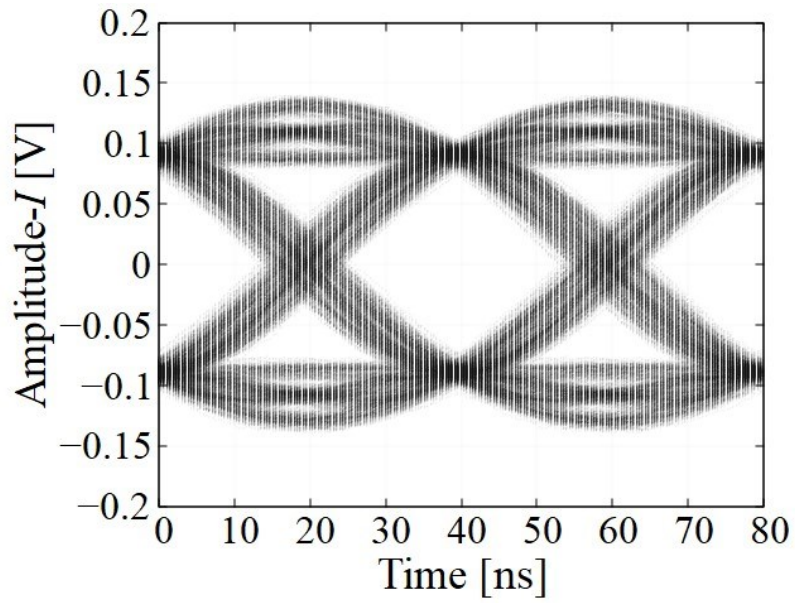
$$\text{BER} = \frac{2(1 - \frac{1}{L})}{\log_2 L} Q \left[ \sqrt{\left( \frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right) \frac{2}{EVM_{RMS}^2 \log_2 M}} \right] \quad (3-3)$$

$Q[x]$  は相補誤差関数、 $L$  は振幅レベルの数、 $M$  はシンボルの数である。QPSK の場合、 $L$  は 2、 $M$  は 4 である。(3-3)式で計算したところどちらの BER も 0 となり、64 ビット浮動小数点演算で表現できないほど小さな値となった。どちらの BER も  $10^{-12}$  よりも十分に小さいことからエラーフリーと評価されるため、この EVM の差は無視できる。したがって、アンダーサンプリングによる測定はリアルタイムサンプリングの測定と同程度の精度で評価できることが示された。

本実験で得られた EVM を百分率で表現するとアンダーサンプリングの EVM は 3.2%、リアルタイムサンプリングの EVM は 3.0% である。現在、実用化されている測定器は 28 GHz 帯の QPSK 変調信号の測定において EVM 性能が 1% 以内を達成している[3-12]。測定系の雑音により EVM の値は 1% よりも大きいものの、サンプリング方法の違いによる EVM の差は 0.2% 程度であることから、測定技術の観点からもアンダーサンプリングはリアルタイムサンプリングと同程度の精度で測定できる性能を有しているといえる。

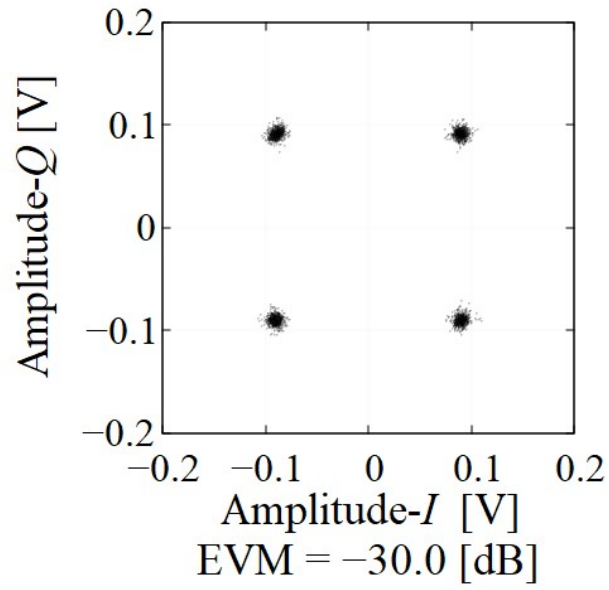


(a) Under-sampling

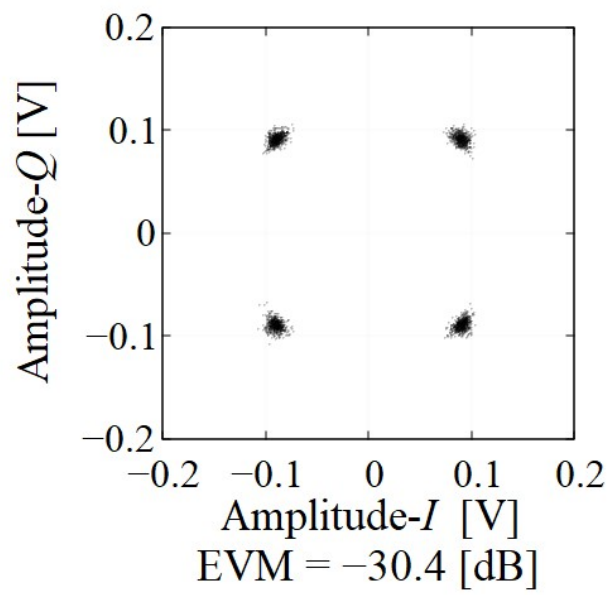


(b) Real-time sampling

Fig. 3-23. Eye pattern in QPSK modulated signal evaluation method with symbol rate of 25.25 Mbaud.



(a) Under-sampling



(b) Real-time sampling

Fig. 3-24. Constellation in QPSK modulated signal evaluation method with symbol rate of 25.25 Mbaud.

### 3.4.3 広帯域な QPSK 変調信号の測定

本項ではこれまでの検討よりもシンボルレートを高速化した QPSK 変調信号の測定結果について記述する。

Fig. 3-25 にアンダーサンプリング時の周波数差推定結果を、Fig. 3-26 にリアルタイムサンプリング時の周波数差推定結果をそれぞれ示す。推定結果によると周波数差は 5 kHz 程度であったので周波数差の補正範囲を DC ~ 10 kHz とした。

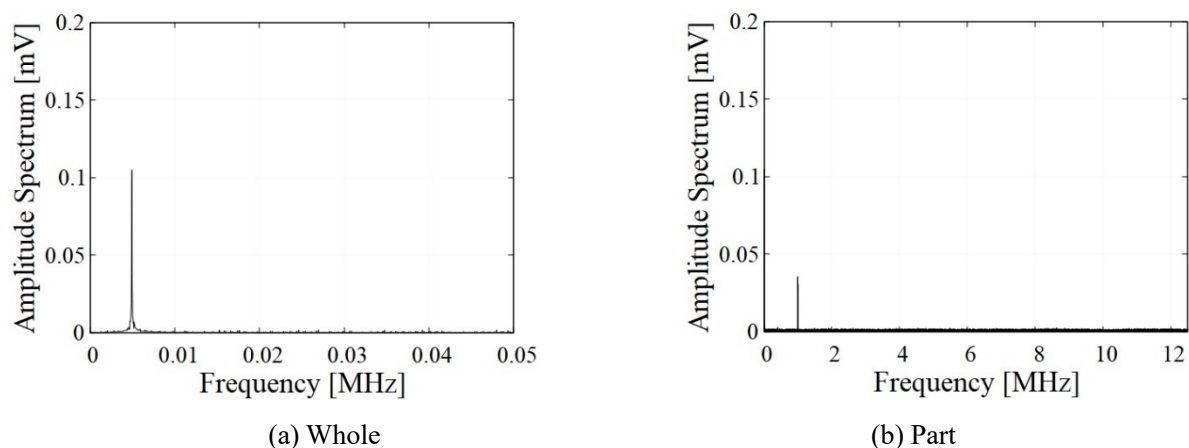


Fig. 3-25. Estimation result of frequency difference in under-sampling with symbol rate of 51 Mbaud.

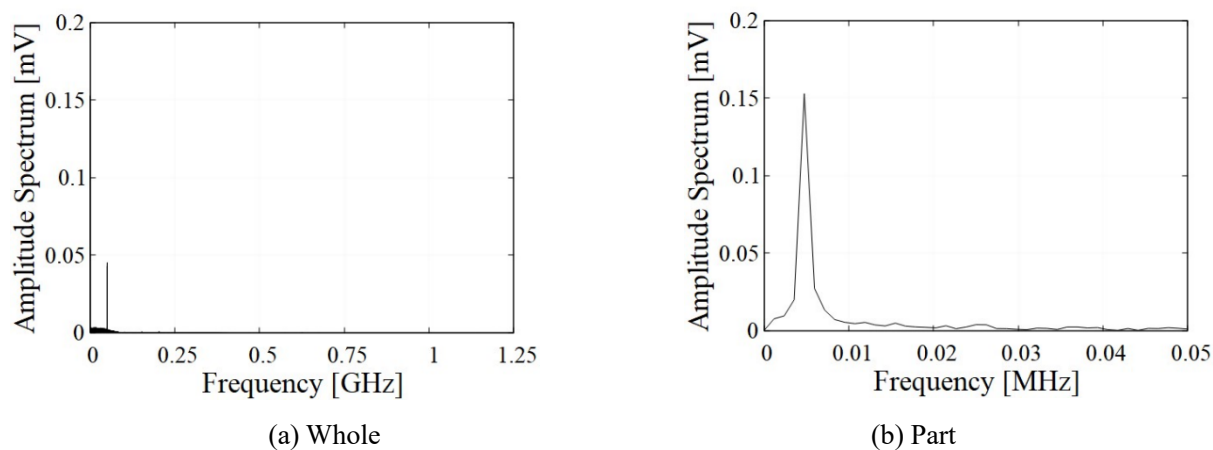


Fig. 3-26. Estimation result of frequency difference in real-time sampling with symbol rate of 51 Mbaud.

Fig. 3-27 にアンダーサンプリング時の残留周波数差成分の推定結果を、Fig.3-28 にリアルタイムサンプリング時の残留周波数差成分の推定結果を示す。補正前に観測された周波数差成分のピークが確認できないことから、周波数差成分が十分に補正されていることがわかる。

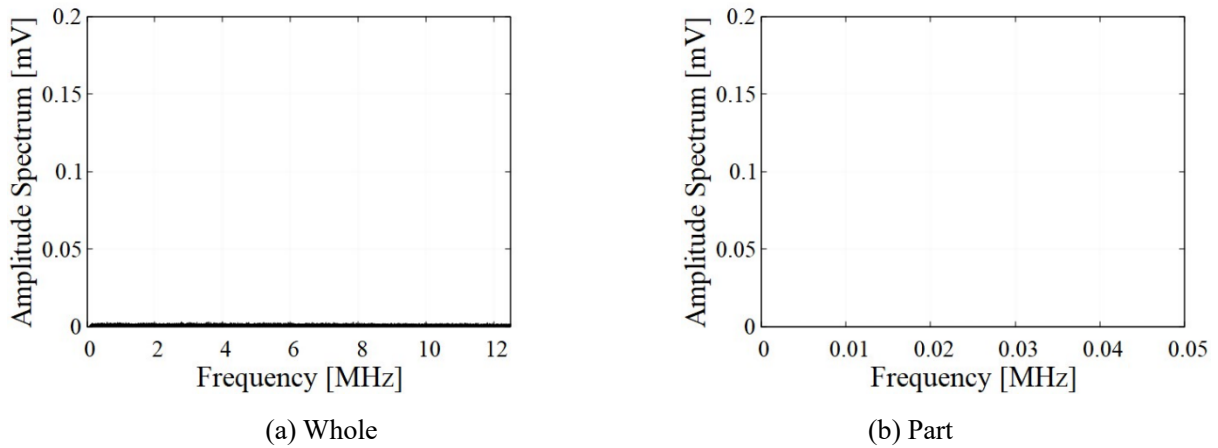


Fig. 3-27. Estimation result of residual frequency difference under-sampling with symbol rate of 51 Mbaud.

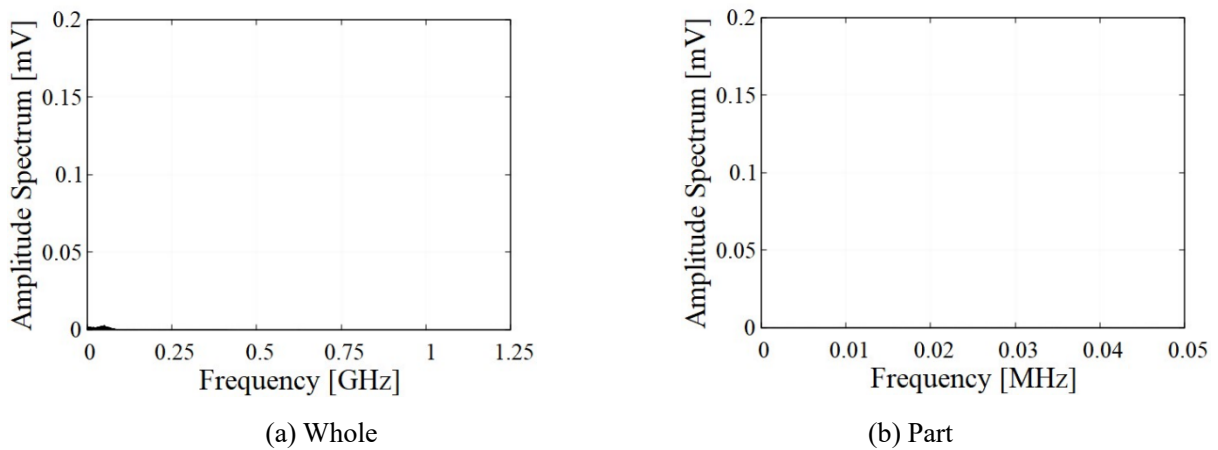
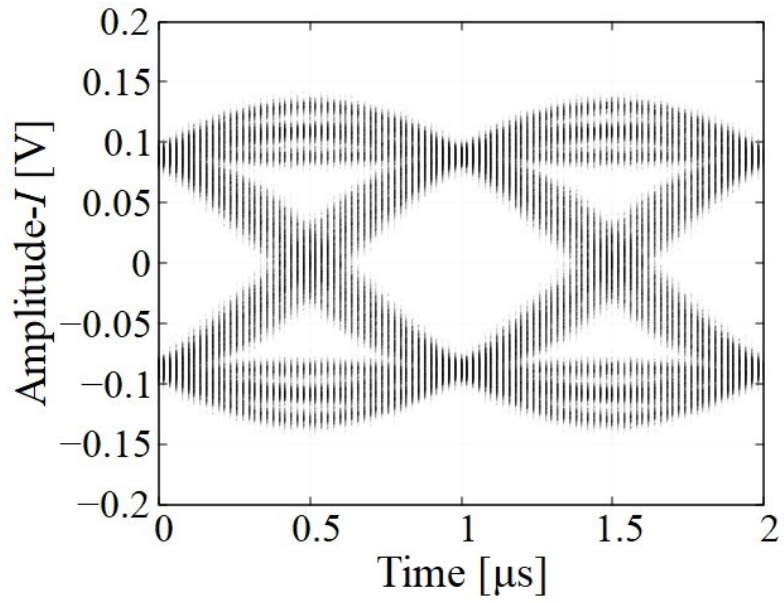


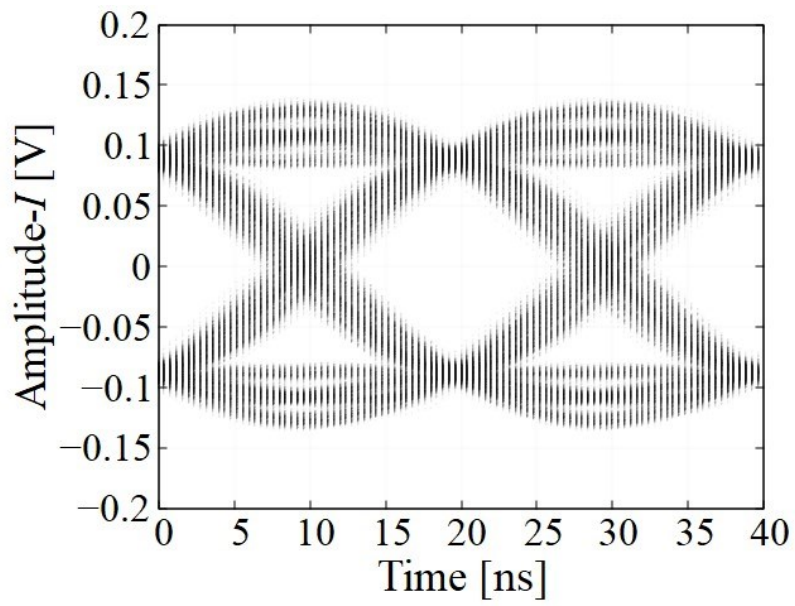
Fig. 3-28. Estimation result of residual frequency difference real-time sampling with symbol rate of 51 Mbaud.

Fig. 3-29 にアイパターンの測定結果を示す。それぞれのアイパターンには同様なアイ開口が確認できる。Fig. 3-30 にコンスタレーションを示す。どちらのコンスタレーションにも 4 つのシンボルが均等に並んでいることが確認できる。EVM の基準シンボルである  $\tilde{I}$  と  $\tilde{Q}$  は、アンダーサンプリング、リアルタイムサンプリングともに 0.09 であった。EVM 評価を比較すると 0.6 dB の差で一致した。(3-3)式を用いて BER を推定したところ、アンダーサンプリングの BER は  $1.8 \times 10^{-159}$ 、リアルタイムサンプリングの BER は  $8.4 \times 10^{-183}$  であった。エラーフリーの基準である  $1.0 \times 10^{-12}$  よりも十分に小さな値であることから、この EVM の差は無視できる。したがって、アンダーサンプリングによる測定はリアルタイムサンプリングの測定と同程度の精度で評価できることが示された。さらに、百分率で表現した EVM は 3.7% と 3.5% となり、サンプリング方法による測定結果の違いは 0.2% 程度であることから、アンダーサンプリングはリアルタイムサンプリングと同程度の精度で測定できる性能を有しているといえる。

本条件では、3.4.2 項の QPSK 変調信号と比べて帯域幅がおおよそ 2 倍であったが、アンダーサンプリングとリアルタイムサンプリングの結果は同程度であった。したがって、広帯域な QPSK 変調信号が測定可能であることが示され、本評価法の有効性が実証された。

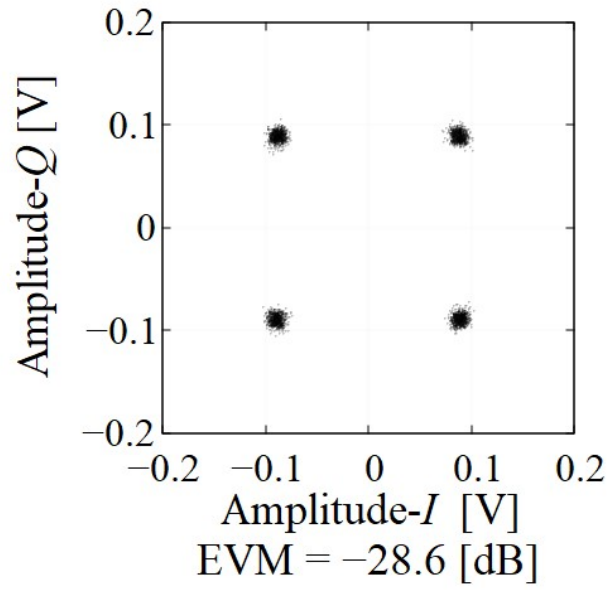


(a) Under-sampling

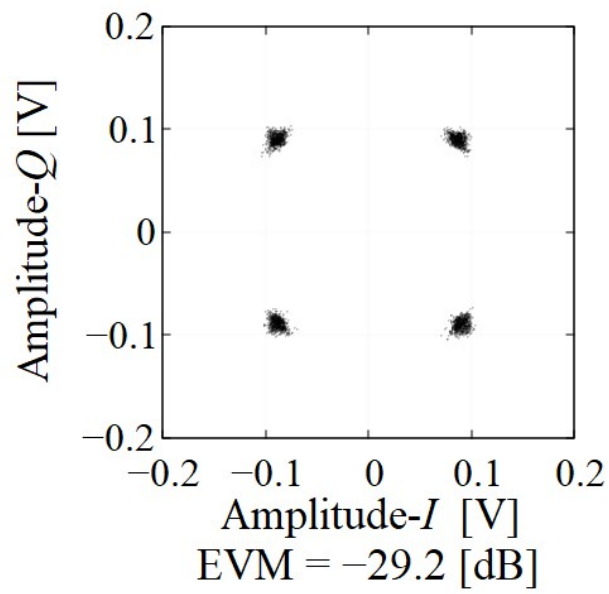


(b) Real-time sampling

Fig. 3-29. Eye pattern in QPSK modulated signal evaluation method with symbol rate of 51 Mbaud.



(a) Under-sampling



(b) Real-time sampling

Fig. 3-30. Constellation in QPSK modulated signal evaluation method with symbol rate of 51 Mbaud.



### 3.5 おわりに

本章では、シングルキャリア伝送のミリ波帯 QPSK 変調信号を測定することを想定し、帯域制限された 28 GHz 帯 QPSK 変調信号に対する有効性について検討した。3.2 節ではベースバンド信号に帯域制限を施して QPSK 変調信号を測定し、本評価法によるアンダーサンプリングの測定結果がリアルタイムサンプリングの測定結果と同程度の精度であることを実証した。3.3 節ではキャリア周波数に 28 GHz を使用し、帯域制限されたミリ波帯 QPSK 変調信号の測定が可能か検討した。ミリ波帯においても周波数差成分が補正されることを確認し、非同期復調による本評価法の測定が可能であることを確認した。3.4 節では測定結果の精度に関してさらなる検討をするために、アンダーサンプリングとリアルタイムサンプリングの時間分解能が同程度の条件で測定結果を比較した。信号評価結果が同程度であったことから、アンダーサンプリングがリアルタイムサンプリングと同程度の精度で測定できることを示した。以上のことから、帯域制限されたミリ波帯 QPSK 変調信号に対して本評価法の測定原理が成立することが明らかとなり、ミリ波帯 QPSK 変調信号を安価で高分解能に測定できることが示された。

### 3.6 参考文献

- [3-1] 菅野翔太・今池 健・大谷昭仁：「キャリア信号と局部発振器の周波数の差がシンボルレート付近におけるアンダーサンプリングを用いた無線通信評価」, 電気学会論文誌 A, Vol.139, No.11, pp.545-550, 2019
- [3-2] S. Kanno, T. Imaike and A. Otani, “Measurement and Evaluation Method based on Under-sampling of High-Frequency Wide-Band Radio Signal ,” 2019 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), pp.1-6, 2019
- [3-3] S. Kanno, T. Imaike and A. Otani, “Measurement and Evaluation Result of Burst Signal using a Radio Communication Evaluation System with Under-sampling”, 2019 The International Council on Electrical Engineering (ICEE), ICEE19J-042, 2019
- [3-4] 下田大世・菅野翔太・大谷昭仁：「アンダーサンプリングを用いた無線評価システムにおける位相変動の補正と許容の検討」, 電気学会論文誌 A, Vol. 141, No. 5, pp. 472-478, 2021
- [3-5] M. Shimoda, S. Kanno, A. Otani, “Measurement of Band-limited Signals using a Radio Communication Evaluation System with Under-sampling”, Proceedings of the International Council on Electrical Engineering Conference 2022, pp. 1024-1029, 2022
- [3-6] 下田大世・菅野翔太・大谷昭仁：「帯域制限された信号に対するアンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムの有効性に関する検討」, 電気学会 A 部門大会, 13-P-D-2, 2022
- [3-7] M. Shimoda, S. Uchiumi, S. Kanno, A. Otani, “Demonstration of Measurement Method based on Under-sampling for mmWave Radio”, 2023 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), pp. 1-5, 2023
- [3-8] R.W. Lucky, J. Salz, E.J. Weldon, “Principles of data communication”, McGraw-Hill, 1968
- [3-9] 谷荻隆嗣：「情報信号とデジタル信号処理」, コロナ社, pp. 27-34, 1999
- [3-10] 福田明：「基礎通信工学」, 森北出版, pp. 212-215, 2007
- [3-11] R. A. Shafik, M. S. Rahman and A. R. Islam, "On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics," 2006 International Conference on Electrical and Computer Engineering, pp. 408-411, 2006
- [3-12] 大谷 暢・富崎巧一郎・伊藤伸一・塩沢良洋・小野 純・木村淳一・近藤佑樹・呉 志輝：「第5世代移動通信システム(5G)に対応したシグナルアナライザ MS2850A の開発」, アンリツテクニカル, N0. 93, pp. 8-18, 2018

## 第4章 アンダーサンプリングを用いた QAM 変調信号評価法の提案

### 4.1 はじめに

無線通信信号は通信トラフィックの増大に対応するために高周波帯の搬送波による高速化が進められている。未開拓の周波数帯ではシンボルレートを高速化して帯域を広げることが可能になるので通信速度を向上させることができる。周波数が高いほど信号品質が劣化する傾向にあることから、補償が比較的容易な位相変調方式を用いて基礎検討が進められた[4-1]。しかし、QPSK で信号帯域を広げようとする ADC や DAC (Digital to Analog to Converter) の動作速度の観点から実用的でなくなる[4-2]。そこで、帯域幅を広げずに伝送容量を拡大するためにミリ波帯においても QAM 変調信号の導入が検討されている[4-3][4-4]。

ミリ波帯 QAM 変調信号による通信を実現するために信号品質を評価する測定器が必要になる。ミリ波帯通信信号の測定技術では 300 GHz の QPSK 変調信号の測定技術と測定結果が報告されているが[4-5]、QAM 変調信号の測定結果は報告されていない。QPSK の測定においても実用化には精度が不十分であることから QAM 変調信号の測定は困難であるといえる。アンダーサンプリングを用いた QPSK 変調信号評価法においては、測定系で生じる直交復調時の周波数差成分を補正できないため QAM の測定ができない。QPSK 変調信号評価法の位相補正部で使用している位相 4 通倍演算が QAM 変調信号のシンボルマップに適用できないためである。QAM の位相補正については QAM シンボルを用いたデジタル信号処理によるキャリア信号とローカル信号間の周波数差算出方法が報告されている[4-6]~[4-8]。これらの方法は測定値の時間波形からシンボルのみを抜き出す必要があるため、シンボル同期トリガを生成するために位相補正が必要な QPSK 変調信号評価法には実装できない。以上のことから、高周波帯 QAM 変調信号のための新しい測定技術が必要である。

アンダーサンプリングによるベースバンド信号のサンプリング方法は多値化されたベースバンド信号にも適用可能であると考えられる。そこで、本章では QAM 変調信号の位相補正の課題を解決することで、新しい測定システムであるアンダーサンプリングを用いた QAM 変調信号評価法を提案し、数値計算シミュレーションの原理確認により測定原理が成立するか検討する[4-9]~[4-11]。

## 4.2 QAM 変調信号の変復調の原理

QAM 変調信号の変復調の原理は 2.1.1 項に示した QPSK の変復調の原理と同じ計算過程をたどる。ただし、QPSK の場合は同相成分と直交成分がもつシンボル振幅値はそれぞれ 2 値であったが、QAM の場合は多値となる。本項では 4 章と 5 章で使用する 16QAM 変調信号について説明し、主に QPSK との波形の違いについて記述する。

ベースバンド信号のシンボル振幅値はデジタル信号のパターンで割り振られ、シンボルマップは Fig. 4-1 のように格子状に配置される。Fig. 4-2 に 16QAM 変調信号の変調部を示す。16QAM の場合は同相成分と直交成分でそれぞれ 4 値のシンボル振幅値をもつ。直交変調で生成される 16QAM 変調信号の波形は振幅と位相に情報が与えられており、振幅変動を生じるので QPSK とは異なる波形となる。16QAM の場合は 1 シンボルで 4bit の情報を伝送できることから QPSK よりも大容量であるといえる。

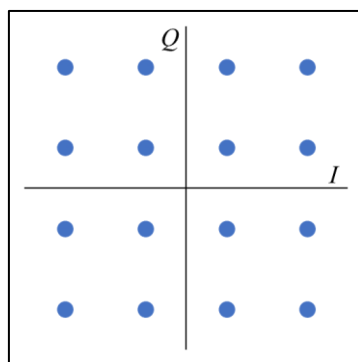


Fig. 4-1. Symbol map in 16QAM.

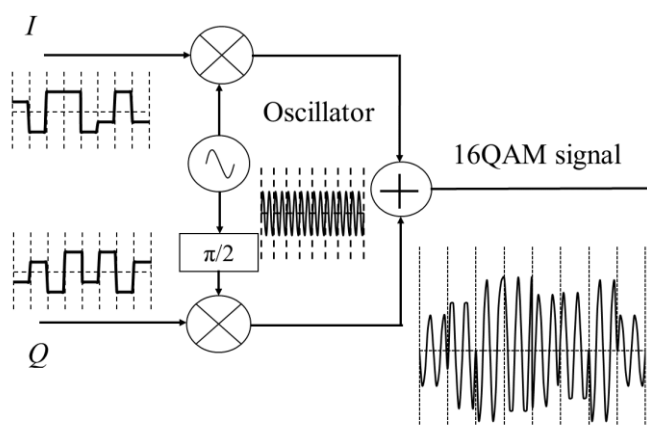


Fig. 4-2. Principle of 16QAM modulation.

Fig.4-3 に 16QAM 変調信号の復調部を示す。キャリア信号とローカル信号の位相情報が同期している場合、4 値のベースバンド信号として復調される。シングルキャリア伝送による 16QAM 変調信号のベースバンド信号は 3.2.1 項で示したフィルタで帯域制限される[4-12]。理想的なアイパターンの例を Fig.4-4 に示す。振幅値は 4 つあるのでアイ開口が 3 つ観測される。QPSK の 2 値信号と同様にロールオフ率 $\alpha$ が低くなるにつれてアイ開口が狭くなり、立ち上がり/立ち下がり波形における振幅変動が大きくなる特徴がある。

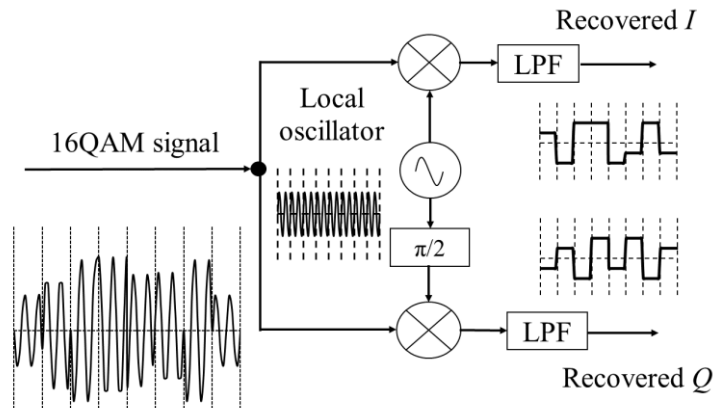


Fig. 4-3. Principle of 16QAM demodulation.

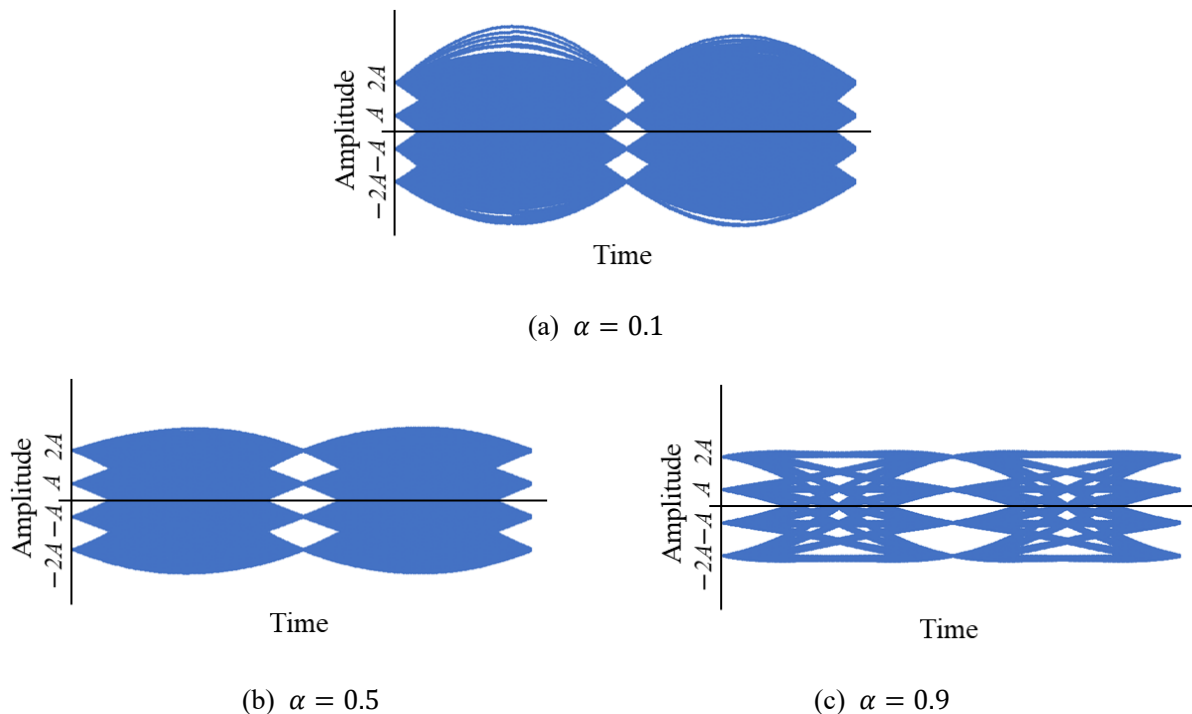


Fig. 4-4. Ideal eye pattern in 4-level signal.

### 4.3 提案システム

4.1 節で述べたように、QPSK 変調信号評価法では多値ベースバンド信号の測定値を用いた位相補正ができないため、非同期復調による測定ができない。QAM の位相補正は復調された多値ベースバンド信号をサンプリングし、抽出されたシンボルから位相回転量を推定し補正することができる[4-6]~[4-8]。しかし、QPSK 変調信号評価法はシンボル抽出のためのトリガを生成するために位相補正を行うので、 $I$ と $Q$ を用いたトリガを使用することができない。そこで、キャリア信号とローカル信号の周波数差に依存しない QAM 変調信号の包絡線をトリガとして活用することを提案する。本節では被測定信号を 16QAM として提案システムの構成について記述する。

Fig. 4-5 にアンダーサンプリングを用いた QAM 変調信号評価法のアナログ処理部を示す。受信した 16QAM 変調信号をスプリッタで 2 分岐し、一方は局部発振器から出力されるローカル信号と IQ 復調器で 4 値ベースバンド信号に復調する。復調されたベースバンド信号は ADC でアンダーサンプリングされる。このときのサンプリング原理は 1.2.1 項と 1.2.2 項で示した QPSK 変調信号評価法のサンプリング原理と同様である。分岐されたもう一方の 16QAM 変調信号は包絡線検波器 (Envelope Detector) に入力されて包絡線成分に変換される。包絡線信号はシンボルレートに合わせて振幅が変動するため、ベースバンド信号と同様に ADC によるアンダーサンプリングで波形取得する。

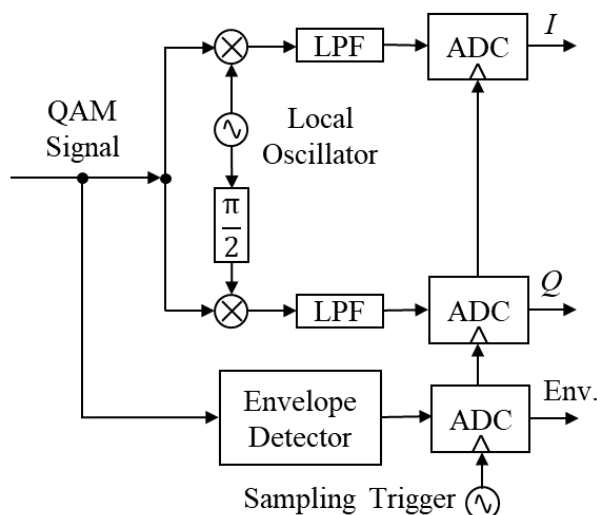


Fig. 4-5. Analog processing part of QAM signal evaluation method.

Fig.4-6 に QAM 変調信号評価法のデジタル処理部を示す。アンダーサンプリングで取得した包絡線成分から  $f_{img}$  成分を抽出して、位相補正のためのシンボル同期トリガを生成する。このトリガに従い、4 値ベースバンド信号の測定値である時間波形  $I$  と  $Q$  からシンボルを抽出する。このとき、位相補正のためのトリガは QAM 変調信号から生成されているので、直交復調時の周波数差の有無に関わらずベースバンド信号と同期している。取得したシンボルのうち、 $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$ ,  $7\pi/4$  上に配置されている 8 種類のシンボルを閾値処理で抽出し、位相を 4 倍する[4-13]。位相 4 倍演算の計算は(2-8), (2-9)式をシンボルに置き換えた以下の式で計算し、シンボル情報を縮退する。さらに、(4-3)式で位相情報を微分することでキャリア信号とローカル信号の周波数差を算出する。

$$I_{fd} = \left\{ (Q_{sym})^2 - (I_{sym})^2 \right\}^2 - (2 \cdot I_{sym} \cdot Q_{sym})^2 \quad (4-1)$$

$$Q_{fd} = 2 \cdot \{ 2 \cdot (I_{sym} \cdot Q_{sym}) \cdot ((I_{sym})^2 - (Q_{sym})^2) \} \quad (4-2)$$

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left\{ \frac{1}{4} \tan^{-1} \left( \frac{Q_{fd}}{I_{fd}} \right) \right\} \quad (4-3)$$

QPSK 変調信号評価法とは異なり、時間波形からシンボルを間引いているため加法定理による位相の打ち消しはできない。したがって、算出した周波数差の値から位相の回転量を推定して補正する。

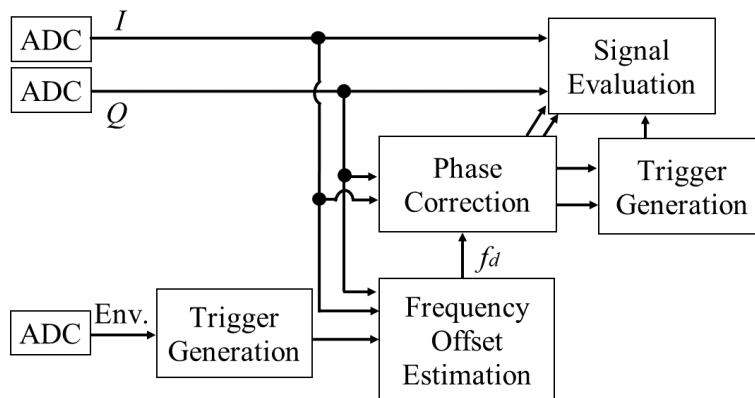


Fig. 4-6. Digital processing part of QAM signal evaluation method.

周波数差が大きい場合は、位相情報が折り返されるので微分による傾きの算出ができない。折り返される境界の周波数差 $f_{dmax}$ はサンプリング定理、位相4倍演算による制限、測定点に対するシンボルの比率から算出される。

$$f_{dmax} = \frac{f_{smp}}{2} \cdot \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{\frac{n \cdot f_{smp}}{f_{img}} \cdot (m+1)} = \frac{f_{img}}{2 \cdot 4 \cdot n \cdot (m+1)} \quad (4-4)$$

ただし、 $n$ 、 $m$  は整数であり、 $m$  は位相補正で使用しないシンボルを抽出した回数である。QPSK 変調信号評価法と同様に周波数差を補正した $I$ と $Q$ の絶対値からトリガを生成する。QAMのベースバンド信号のシンボルは複数の振幅値を持つが、 $I$ と $Q$ の絶対値はシンボルレートの成分を持つので時間波形と同期する。

#### 4.4 シミュレーションによる原理確認

本節では4.3節で提案した測定原理が成立するか数値計算で確認する。まず、キャリア信号とローカル信号が同期している状態で16QAM変調信号の変復調を行い、アンダーサンプリングされた4値ベースバンド信号と包絡線からトリガ生成が可能か確認する。次に、キャリア信号とローカル信号の間に周波数差を与え、その周波数差を算出できるか確認する。

##### 4.4.1 シミュレーション条件

16QAMの送信部とアンダーサンプリングを用いたQAM変調信号評価法をフリーソフトウェアの数値計算ソフトであるGNU Octave[4-14]上に構成した。送信部はキャリア周波数が1MHz、シンボルレートが100kbaudの16QAM変調信号を生成した。帯域制限はレイズドコサインフィルタで行い、ロールオフ率 $\alpha$ は0.1、0.5、0.9とした。評価システムにおいて、16QAM変調信号を直交復調した。さらに、16QAM変調信号の絶対値をカットオフ周波数が1MHzのLPFに通すことで包絡線検波した。同相成分、直交成分、包絡線信号を間引くことで99.01kHzのアンダーサンプリングをした。このとき、QPSK変調信号評価法の条件と同様になるように(1-2)式による波形拡大率 $S_0$ を101、(4-3)式による周波数差の算出を容易にするために(1-1)式の $n$ を1としてサンプリング周波数を決定した。したがって、イメージ信号のシンボルレートは0.99kbaudとなる。

##### 4.4.2 トリガ成分の観測

本項ではアンダーサンプリングで取得した4値ベースバンド信号と16QAM変調信号の包絡線から、トリガ生成が可能か周波数領域で評価する。位相補正を考慮せずに同期を確認するために、直交復調時のキャリア信号とローカル信号の周波数差を0Hzとした。

Fig. 4-7~Fig. 4-9に $\sqrt{I^2 + Q^2}$ のスペクトラムを示す。どのロールオフ率においても0.99kHzにピークを観察できる。これはイメージ信号のシンボルレートの成分であることから、トリガ生



成が可能であることを示している。

Fig. 4-10 から Fig. 4-12 にアンダーサンプリングされた 16QAM 変調信号の包絡線スペクトラムを示す。 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ と同様にイメージ信号のシンボルレート成分にピークをもつのでトリガ生成が可能であることを示している。

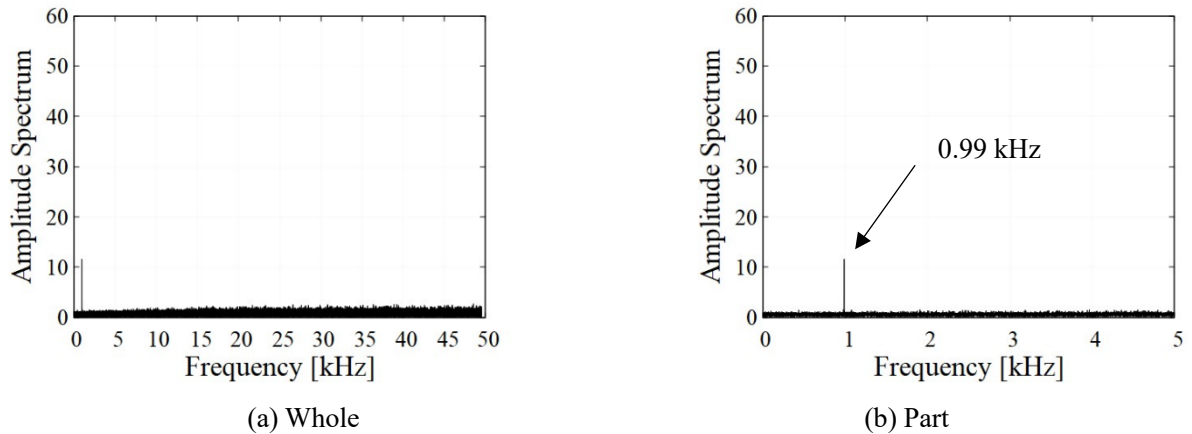


Fig. 4-7. Trigger spectrum of  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  signal ( $\alpha = 0.1$ ).

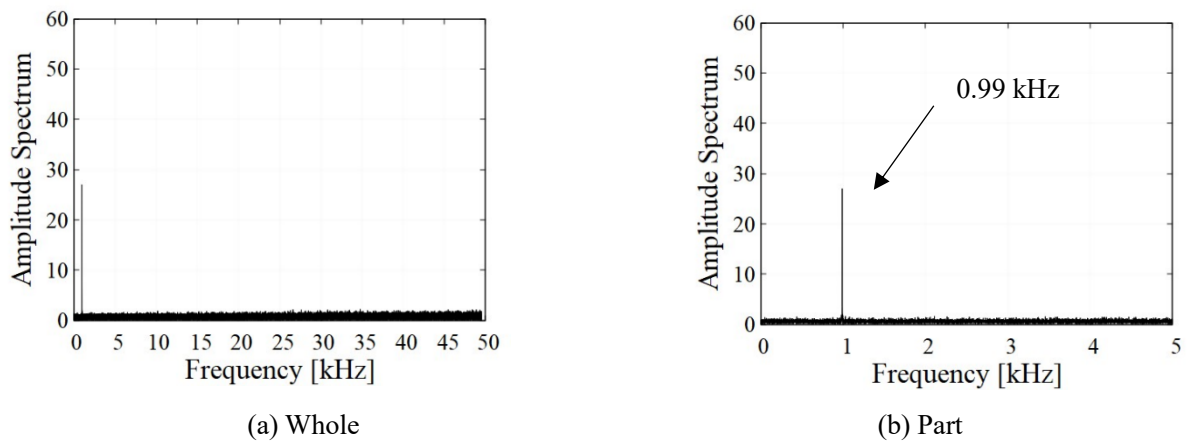


Fig. 4-8. Trigger spectrum of  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  signal ( $\alpha = 0.5$ ).

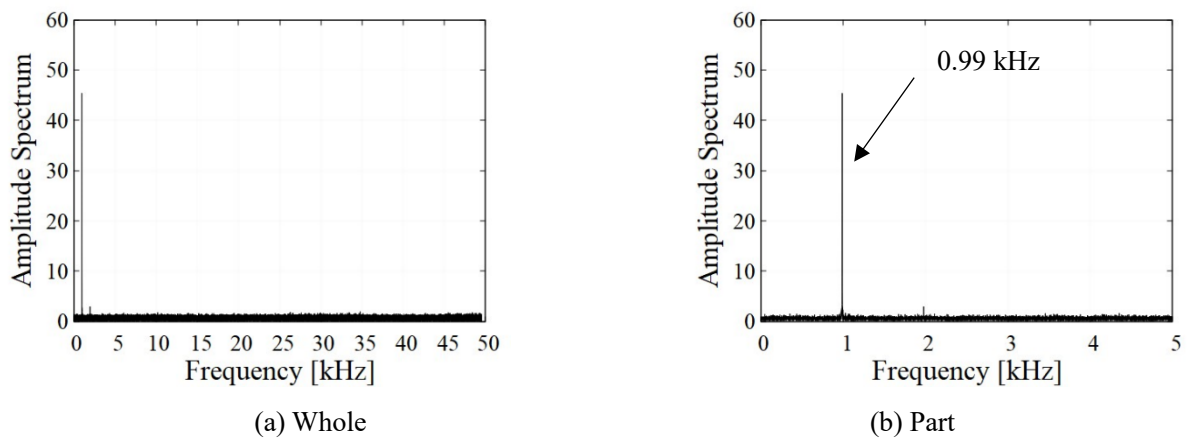
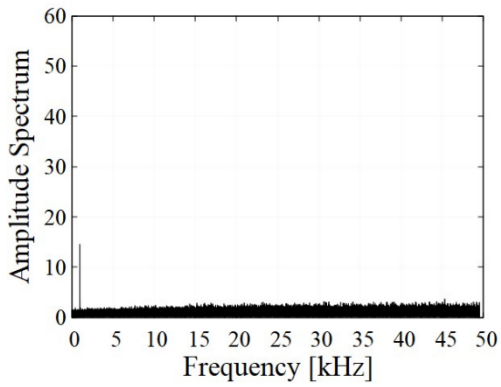
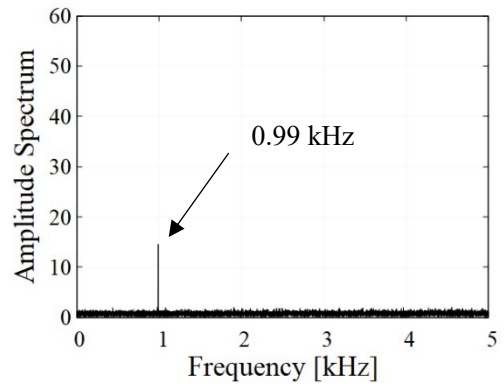


Fig. 4-9. Trigger spectrum of  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  signal ( $\alpha = 0.9$ ).

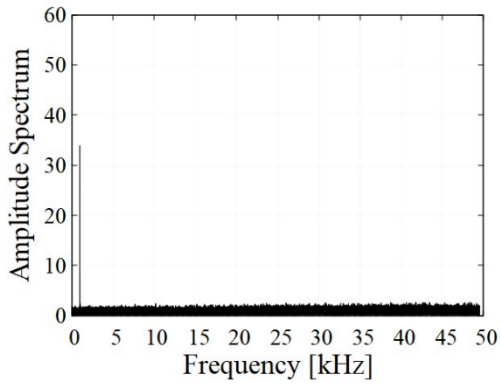


(a) Whole

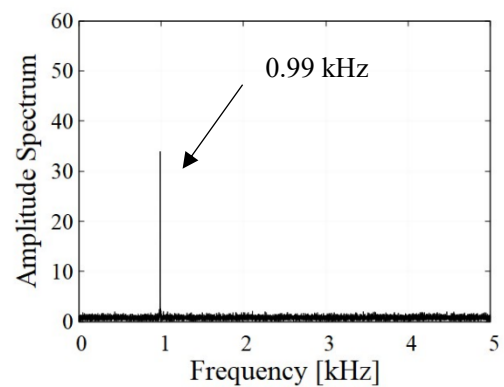


(b) Part

Fig. 4-10. Envelope spectrum of 16 QAM signal ( $\alpha = 0.1$ ).

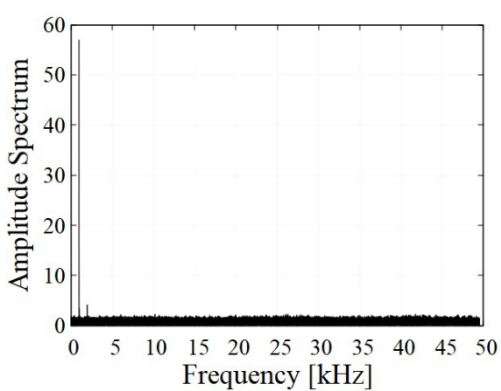


(a) Whole

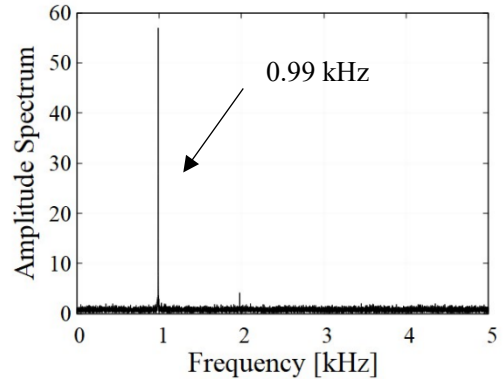


(b) Part

Fig. 4-11. Envelope spectrum of 16 QAM signal ( $\alpha = 0.5$ ).



(a) Whole



(b) Part

Fig. 4-12. Envelope spectrum of 16 QAM signal ( $\alpha = 0.9$ ).

### 4.4.3 シンボル同期確認

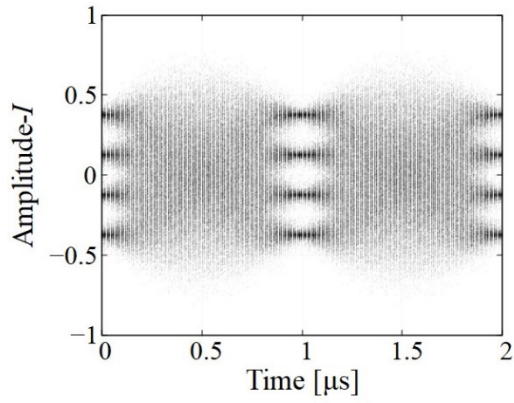
4.4.2 項において、トリガ生成が可能であることを周波数領域で確認した。そこで、本項では時間領域でシンボル同期を確認する。直交復調時の周波数差を 0 Hz とし、 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ と包絡線から 0.99 kHzの成分をフィルタで抽出してトリガを生成した。それぞれのトリガを用いてアイパターンとコンスタレーションを描画した。さらに、同期精度を評価するためにコンスタレーションから(4-5)式を用いて EVM を算出した[4-15]。

$$\text{EVM} = 20\log_{10} \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (S_{\text{ideal},i} - S_{\text{meas},i})^2}}{\sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (S_{\text{ideal},i})^2}} \quad (4-5)$$

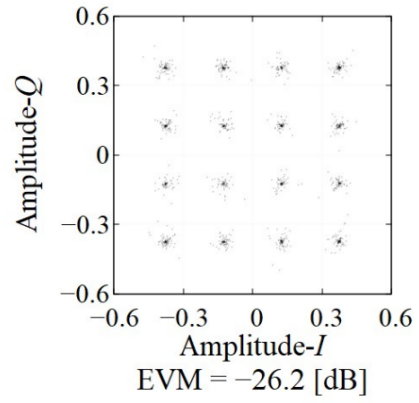
$N$  はコンスタレーションに描画されたシンボルの総数、 $M$  は  $M$ -QAM シンボルの数、 $S_{\text{ideal},i}$  は理想的な位置のベクトル長、 $S_{\text{meas},i}$  は描画された  $I$  と  $Q$  から算出されるベクトル長である。本シミュレーションでは  $S_{\text{ideal},i}$  はおよそ 0.375 である。

Fig. 4-13~Fig. 4-15 に  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  トリガの同期結果を示す。どのアイパターンにおいてもアイ開口が確認できることから、ロールオフ率に関わらず時間波形と  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  によるトリガが同期していることを確認した。コンスタレーションにおいては 16 種類のシンボルが格子状に並んでいることを確認し、シンボルとトリガが同期していることを確認した。EVM はロールオフ率が下がるごとに悪化しているが、これは 3.2 節で確認したロールオフ率に依存する波形歪みが同期精度に影響しているため許容される。したがって、信号評価のための同期が可能であることが示された。

Fig. 4-16~Fig. 4-18 に 16QAM の包絡線によるトリガの同期結果を示す。本トリガ条件においてもアイパターンにはアイ開口、コンスタレーションには 16 種類のシンボルが確認できた。EVM はロールオフ率が低下するごとに悪化しているが、包絡線波形においてもロールオフ率に依存して波形歪みが大きくなるため許容される。したがって、周波数差算出のためのシンボル抽出が可能であることが示された。

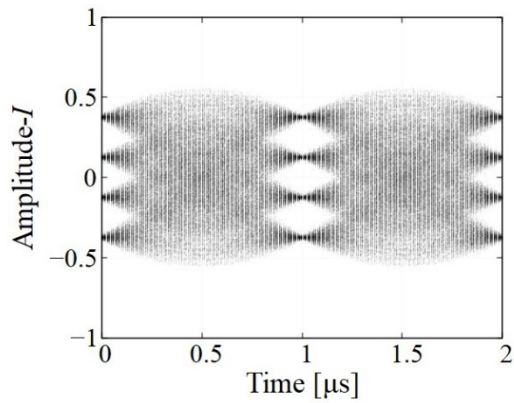


(a) Eye pattern

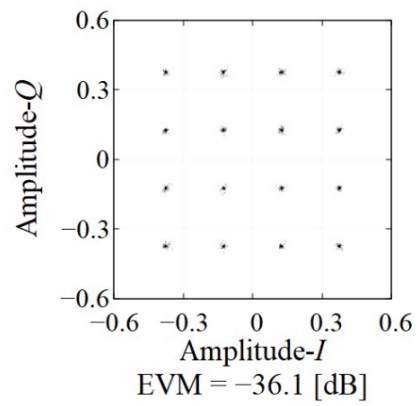


(b) Constellation

Fig. 4-13. Synchronization result using  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  trigger ( $\alpha = 0.1$ ).

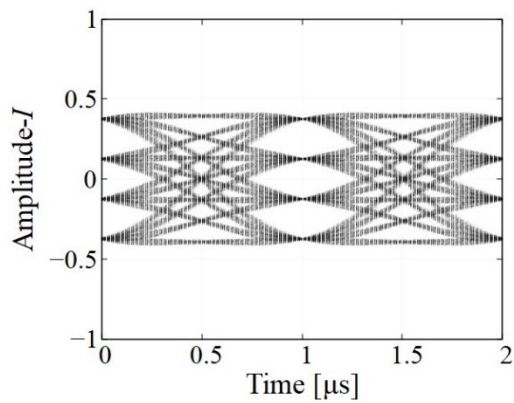


(a) Eye pattern

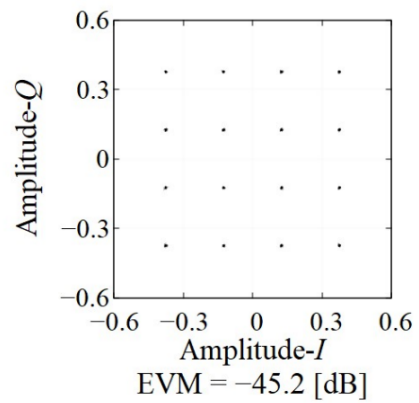


(b) Constellation

Fig. 4-14. Synchronization result using  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  trigger ( $\alpha = 0.5$ ).

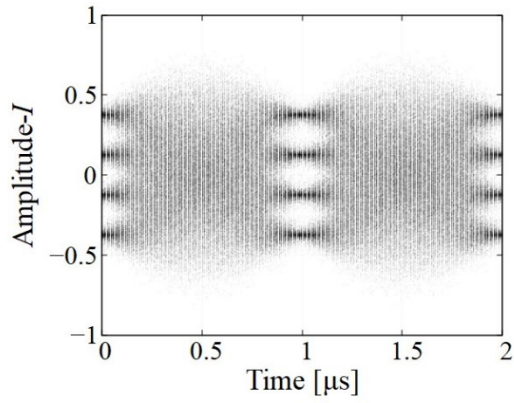


(a) Eye pattern

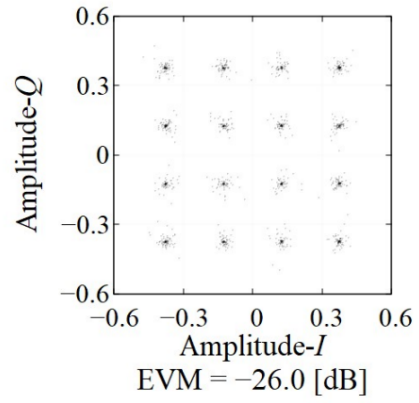


(b) Constellation

Fig. 4-15. Synchronization result using  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  trigger ( $\alpha = 0.9$ ).

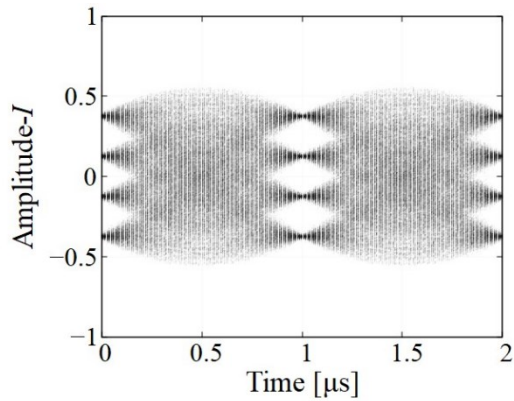


(a) Eye pattern

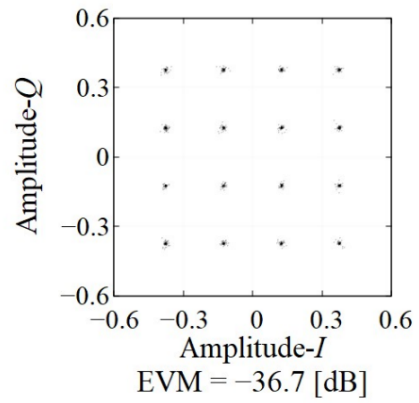


(b) Constellation

Fig. 4-16. Synchronization result using 16QAM envelope trigger ( $\alpha = 0.1$ ).

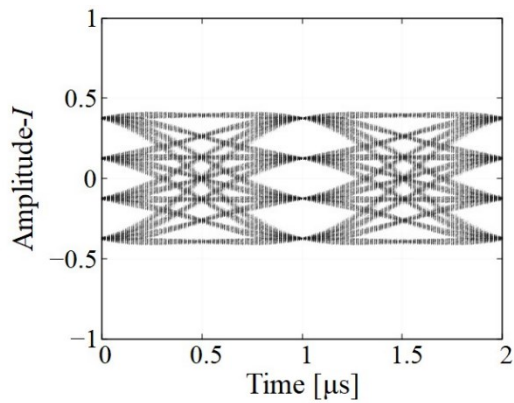


(a) Eye pattern

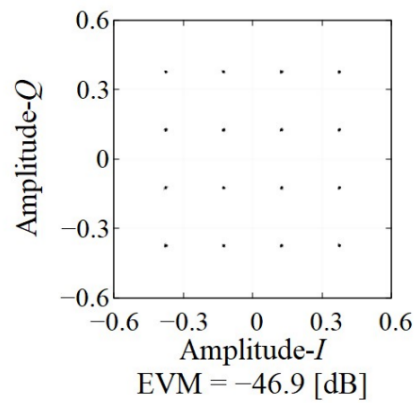


(b) Constellation

Fig. 4-17. Synchronization result using 16QAM envelope trigger ( $\alpha = 0.5$ ).



(a) Eye pattern



(b) Constellation

Fig. 4-18. Synchronization result using 16QAM envelope trigger ( $\alpha = 0.9$ ).

#### 4.4.4 周波数差算出シミュレーション

4.4.2 項と 4.4.3 項により、16QAM 変調信号の包絡線をアンダーサンプリングで取得した波形からシンボルに同期したトリガ生成が可能であることが示された。本項では直交復調時の周波数差を測定値から算出可能か確認する。直交復調時、ローカル信号の周波数をキャリア周波数よりも 10 Hz 低く設定した。包絡線トリガに従ってイメージ信号の時間波形  $I$  と  $Q$  からシンボルを抽出し、(4-1)、(4-2)式と逆正接演算で位相情報に変換した。Fig. 4-19 に位相情報の時間波形を示す。位相情報の波形は周波数差により一定の傾きを生じている。したがって、微分による周波数差の算出が可能であるが、同期精度が低いと直線上から外れた位置に変換されるため、微分による周波数差の算出は難しい。そこで、閾値処理で 1 直線ずつに切り分け、(4-6)式による近似直線の傾きから周波数差を算出した。

$$f_d = \frac{1}{4} \frac{1}{2\pi} \frac{\sum_{n=1}^N (t_n - \bar{t})(\theta_n - \bar{\theta})}{\sum_{n=1}^N (t_n - \bar{t})^2} \quad (4-6)$$

$\bar{t}$ は時間情報の平均値、 $\bar{\theta}$ は位相情報の平均値である。

Fig. 4-20 に傾きから算出した周波数差の平均値と標準偏差を示す。このとき、それぞれのロールオフ率でおよそ 50 本の傾きから周波数差の平均値が算出された。ロールオフ率が 0.1 の時から -9.8 Hz, -10 Hz, -10 Hz であり、与えた周波数差である 10 Hz に近い値が得られた。しかし、ロールオフ率が小さくなるにつれて標準偏差が大きくなっている。これは 4.4.3 項で示された同期精度の劣化により、位相情報にばらつきが生じたため正確な近似が難しいためであると推察される。以上の結果から、周波数差算出精度はシンボル同期精度に依存するものの、ロールオフ率に関わらず算出できることが示された。

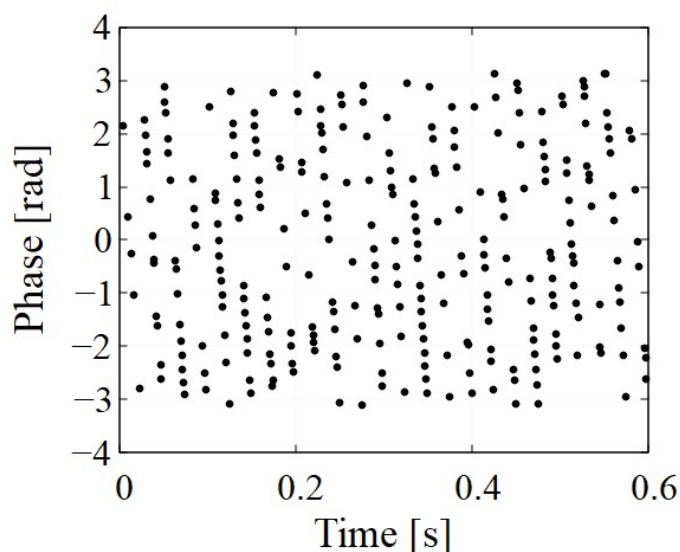


Fig. 4-19. Part of the time waveform of the phase information ( $\alpha = 0.5$ ).

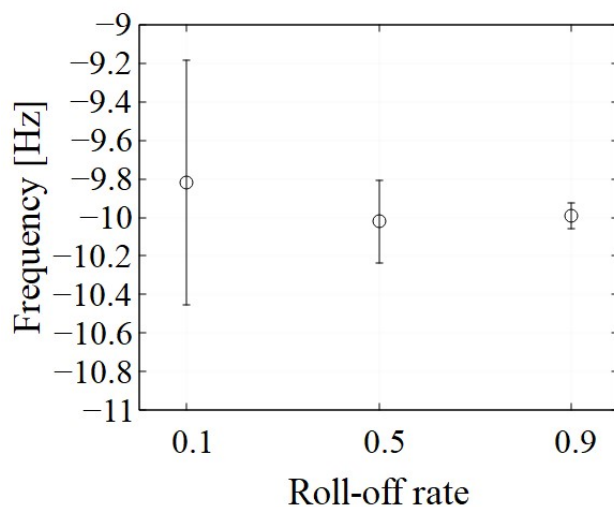


Fig. 4-20. Calculation results of the frequency difference and standard deviation.

#### 4.5 おわりに

本章では、アンダーサンプリングによる測定原理を QAM 変調信号に適用するために新しくアンダーサンプリングを用いた QAM 変調信号評価法を提案し、数値シミュレーションにより測定原理を確認した。アンダーサンプリングを用いた QPSK 変調信号評価法のシステム構成では QAM 変調信号の位相補正が困難であったため測定ができなかった。その課題に対して、本提案手法では QAM 変調信号の包絡線をアンダーサンプリングすることで同期トリガを生成し、そのトリガにより抽出したシンボルから周波数差を算出することで位相補正を実行する構成とした。数値シミュレーションによる原理確認の結果、アンダーサンプリングされた QAM 変調信号の包絡線によりシンボル抽出が可能であること、抽出されたシンボルからキャリア信号とローカル信号の周波数差が算出可能であることを確認した。さらに、アンダーサンプリングで取得した 4 値ベースバンド信号を用いるトリガにおいても同期を確認した。これらの結果から、提案手法の測定原理が成立することが示された。したがって、アンダーサンプリングによる測定原理を QAM 変調信号に適用できることが明らかとなり、安価で高分解能な高周波帯 QAM 変調信号の測定の実現が期待できる。

## 4.6 参考文献

- [4-1] 莊司洋三・原田博司・加藤修三・豊田一彦・高橋和晃・川崎研一・池田秀人・大石泰之・丸橋建一・中瀬博之・安藤 真：「パーソナルエリアネットワークを進化させるミリ波技術と標準化活動」, 通信ソサイエティマガジン, No. 2, pp. 92-102, 2007
- [4-2] 宮本 裕・吉野修一・岡田 顕：「将来の大容量通信インフラを支える超高速通信技術」, NTT 技術ジャーナル, Vol. 31, No. 3, pp. 10-15, 2019
- [4-3] 原田浩樹・熊谷慎也・小原知也・谷口真人・下平英和：「3GPP Release 17 における 5G 無線の高度化技術概要」, NTT 技術ジャーナル, Vol. 34, No. 11, pp.39-43, 2022
- [4-4] 3GPP, "Study on support of NR downlink 256 Quadrature Amplitude Modulation (QAM) for frequency range 2 (FR2)", Technical report, Release 16, 38.883, 2019
- [4-5] 総務省：「300GHz 帯無線信号の広帯域・高感度測定技術の研究開発」
- [4-6] F. Rice, M. Rice and B. Cowley, "A New Algorithm for 16QAM Carrier Phase Estimation Using QPSK Partitioning," Digital Signal Processing, Vol.12, No.1, pp.77-86, 2002
- [4-7] I. Fatadin, D. Ives and S. J. Savory, "Laser Linewidth Tolerance for 16-QAM Coherent Optical Systems Using QPSK Partitioning," in IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, no. 9, pp. 631-633, 2010
- [4-8] K. P. Zhong, J. H. Ke, Y. Gao and J. C. Cartledge, "Linewidth-Tolerant and Low-Complexity Two-Stage Carrier Phase Estimation Based on Modified QPSK Partitioning for Dual-Polarization 16-QAM Systems," in Journal of Lightwave Technology, vol. 31, no. 1, pp. 50-57, 2013
- [4-9] 下田大世・大谷昭仁：「アンダーサンプリングを用いた QAM 信号評価法の提案」, 電気学会論文誌 A, Vol. 144, No. 1, pp.23-28, 2024
- [4-10] 下田大世・大谷昭仁：「帯域制限された信号に対するアンダーサンプリングを用いた QAM 信号評価法の有効性検討」, 電気学会計測研究会資料, IM-23-028, pp. 7-12, 2023
- [4-11] 大谷昭仁・下田大世：「通信信号評価装置及び通信信号評価方法」, 特願-105000, 2023
- [4-12] 福田明：「基礎通信工学」, 森北出版, pp. 212-215, 2007
- [4-13] I. Fatadin and S. J. Savory, "Compensation of Frequency Offset for 16-QAM Optical Coherent Systems Using QPSK Partitioning," in IEEE Photonics Technology Letters, vol. 23, no. 17, pp. 1246-1248, 2011
- [4-14] GNU Octave, <https://www.gnu.org/software/octave>
- [4-15] M. Vigilante, E. McCune and P. Reynaert : "To EVM or Two EVMs?: An Answer to the Question", in IEEE Solid-State Circuits Magazine, Vol.9, No.3, pp.36-39, 2017



## 第5章 QAM 変調信号評価法の実証実験

### 5.1 はじめに

第4章ではアンダーサンプリングを用いた QAM 変調信号評価法を提案し、数値シミュレーションにより測定原理が成立することを示した。本章ではミリ波帯 16QAM 変調信号を被測定信号として提案手法の測定原理を実証する[5-1][5-2]。さらに、リアルタイムサンプリングとの比較により測定精度を検討する。

### 5.2 実験条件

Fig. 5-1 に QAM 変調信号評価法における実証実験の測定系を示す。PC で生成した 4 値ベースバンド信号をベクトル信号発生器 (MG3700A) に転送した。ベースバンド信号はレイズドコサインフィルタで帯域制限し、ロールオフ率は 0.5 とした。IQ 変調器 (EVAL-ADMV1013) はベクトル信号発生器内の任意信号発生器から生成されたベースバンド信号と信号発生器 (69363A) で生成されたキャリア信号により、キャリア周波数が 28.08 GHz、シンボルレートが 25.25 Mbaud の 16QAM 変調信号を出力した。ケーブルで評価システムに伝送した。受信した 16QAM 変調信号をスプリッタで 2 分岐し、一方の信号は IQ 復調器 (EVAL-ADMV1014) で直交復調された。直交復調で用いるローカル信号は信号発生器 (MG3633A) の信号を 3 通倍することで生成された。もう一方の信号は包絡線検波器 (ADL6012) に入力され、包絡線信号に変換された。復調された  $I$ 、 $Q$  信号と包絡線信号をオシロスコープでサンプリングした。リアルタイムサンプリングのサンプリング周波数は 2.5 GHz、アンダーサンプリングのサンプリング周波数は 25 MHz であった。したがって、イメージ信号のシンボルレートは 0.25 Mbaud となった。アンダーサンプリングのサンプリング周波数は 4 章のシミュレーションと同様の条件となるように波形拡大率を 101 とした。したがって、どちらの条件においてもシンボルレートとサンプリング周波数の比は 100 程度となり、時間分解能は同程度である。

周波数差推定部ではサンプリングした包絡線からそれぞれのシンボルレートの成分を抽出してトリガを生成し、 $I$  と  $Q$  からシンボルを抜き出した。QPSK と同じ位相配置のシンボルを用いた(4-1)、(4-2)式で位相を 4 倍し、(4-6)式で周波数差を算出した。

位相補正後、位相補正された  $I$  と  $Q$  を用いた  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  から  $f_{img}$  成分をフィルタで抽出してシンボル同期トリガを生成した。シンボル同期トリガに従い、位相補正された  $I$  と  $Q$  の波形をそれぞれ重ね書きすることでアイパターンを描画した。

アイパターンのアイ開口中心付近から測定点を抽出し、コンスタレーションを描画した。シンボルのばらつきを(4-5)式に示した EVM 算出式で評価した。このとき、理想的なベクトル長である  $S_{ideal,i}$  は各シンボルの平均値を理想的な位置として算出した[5-3]~[5-5]。

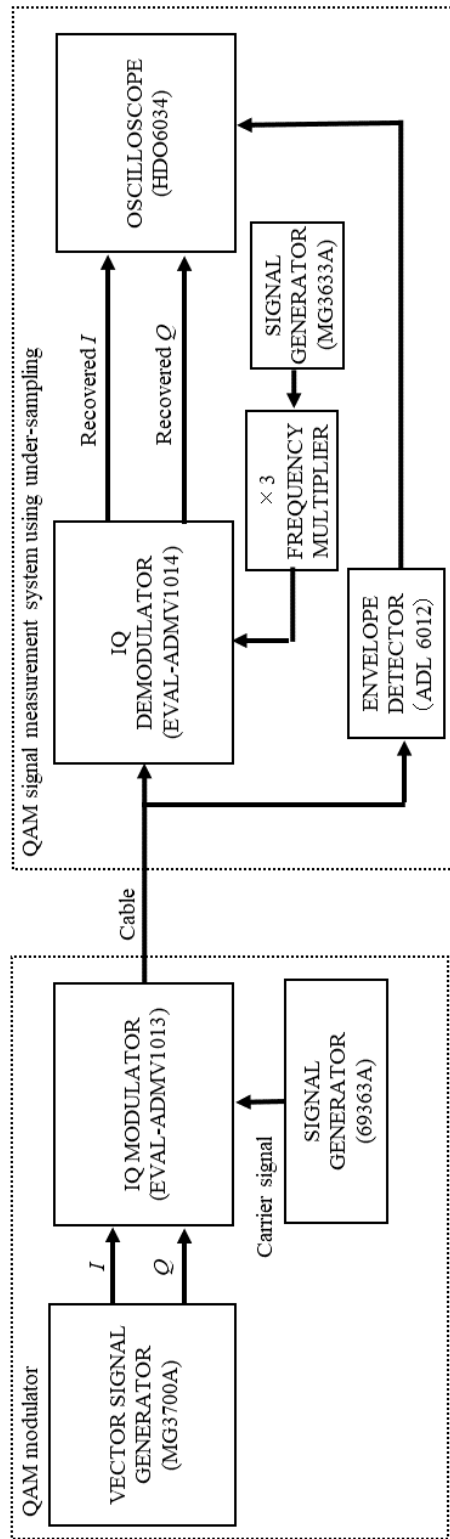


Fig. 5-1. Measurement system for demonstration experiment using millimeter wave band in QAM modulated signal evaluation method.

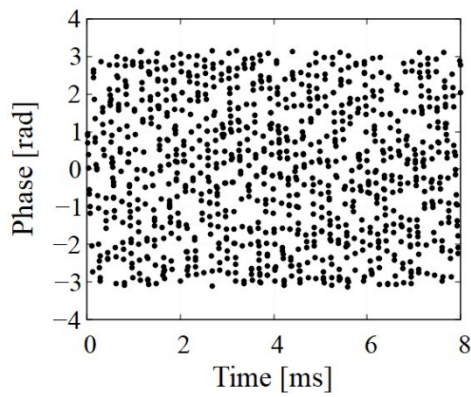
### 5.3 位相補正部の実証

Fig. 5-2 に補正前における位相情報の時間波形を示す。それぞれの傾きから算出された周波数差はアンダーサンプリング時が $-1445.9$  Hz, リアルタイムサンプリング時が $-1476.4$  Hz と算出され、1 回目の補正值とした。アンダーサンプリングの位相情報はリアルタイムサンプリングに比べて位相の変化が大きい。周波数差は同程度であるがサンプリング周波数がアンダーサンプリングの方が低いため位相回転量が大きく観測されるためである。

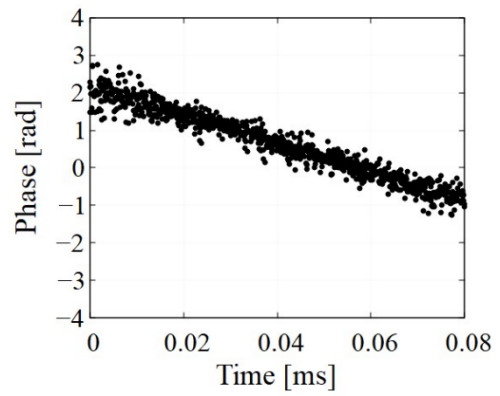
Fig. 5-3 に 1 回目の補正後における位相情報の時間波形を示す。Fig. 5-3(a)より、アンダーサンプリングの位相情報は傾きを生じている。周波数差の算出結果は $-19.6$  Hz であり、2 回目の補正值とした。Fig. 5-3(b)より、リアルタイムサンプリングは傾きが確認されず、周波数差の算出結果は $1$  Hz 以下となったので、位相補正を完了した。

Fig. 5-4 にアンダーサンプリングにおける 2 回目補正後の位相時間波形を示す。位相情報は傾いておらず、周波数差の算出結果は $1$  Hz 以下となったので、位相補正を完了した。

以上の結果から、サンプリング方法に関わらず周波数差が補正可能であることを示した。アンダーサンプリングにおいては補正回数が 1 回多くなった。アンダーサンプリングのサンプリング周波数がリアルタイムサンプリングに比べて  $1/100$  であるため、1 度目の周波数差算出で使用する位相情報は 1 直線あたりの描画点数も  $1/100$  となる。描画点数が少ないほど同期精度の影響を受けやすくなることから補正回数が増えたと考える。したがって、繰り返し補正することで周波数差を補正できることが示された。

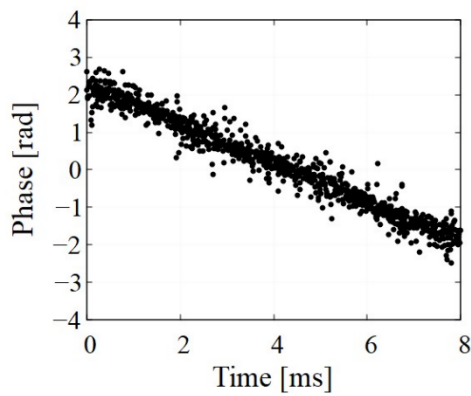


(a) Under-sampling

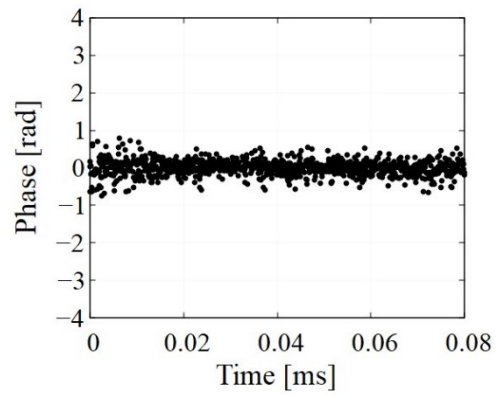


(b) Real-time sampling

Fig. 5-2. Part of the time waveform of phase information before correction.



(a) Under-sampling



(b) Real-time sampling

Fig. 5-3. Part of the time waveform of phase information after the first correction.

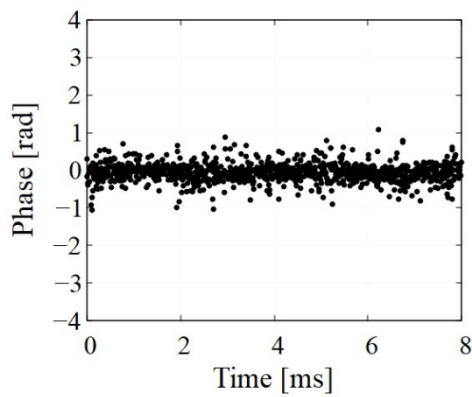
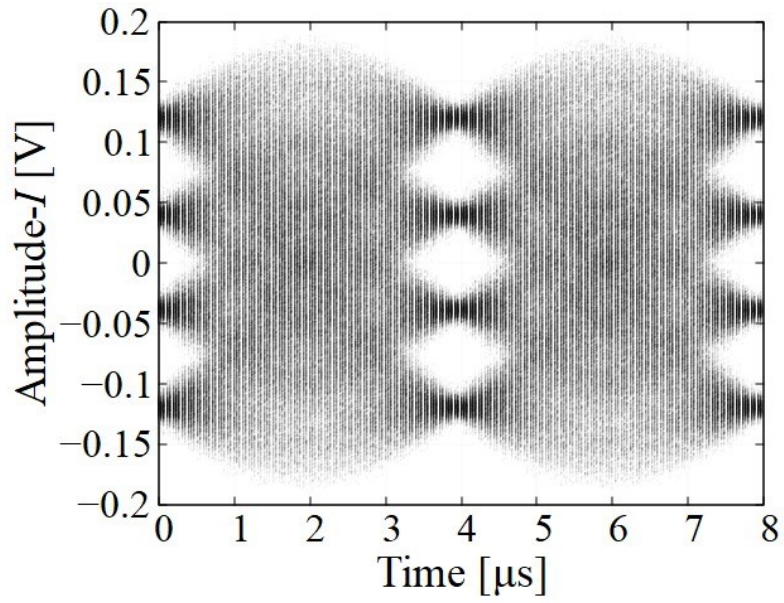


Fig. 5-4. Part of the time waveform of phase information after the second correction.

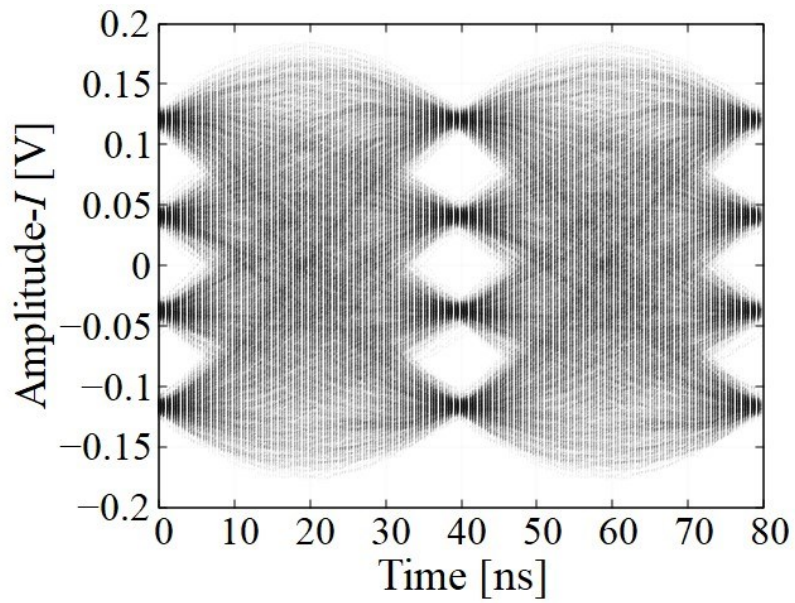
## 5.4 リアルタイムサンプリングによる測定結果との比較

本節ではアンダーサンプリングを用いた測定結果の精度について、リアルタイムサンプリングの測定結果と比較することで検討する。Fig. 5-5 にアイパターンの結果を示す。どちらのアイパターンも3つのアイ開口が確認できることから時間波形とトリガが同期していることがわかる。Fig. 5-6 にコンスタレーションの結果を示す。どちらのコンスタレーションも16種類のシンボルが確認できる。EVMは0.5 dB程度で一致した。このとき、EVM算出時の理想的なシンボル長 $S_{ideal,i}$ はおよそ0.12であった。(3-3)式からBERを推定したところ、アンダーサンプリングのBERは $2.8 \times 10^{-31}$ 、リアルタイムサンプリングのBERは $6.9 \times 10^{-35}$ であり、エラーフリーと評価される $1.0 \times 10^{-12}$ よりも小さな値となった。したがって、このEVMの差は無視できるほど小さい。以上の結果より、アンダーサンプリングによる測定はリアルタイムサンプリングの測定と同程度の精度で評価できることが示された。

本実験で得られたEVMはアンダーサンプリングが3.8%、リアルタイムサンプリングが3.6%である。実用化されている測定器は28 GHz帯のQAM変調信号の測定においてEVM性能が1%以内を達成している[5-6]。測定系の雑音によりEVMの値は1%よりも大きいものの、サンプリング方法の違いによるEVMの差は0.2%程度であることから、アンダーサンプリングはリアルタイムサンプリングと同程度の精度で測定できる性能を有しているといえる。

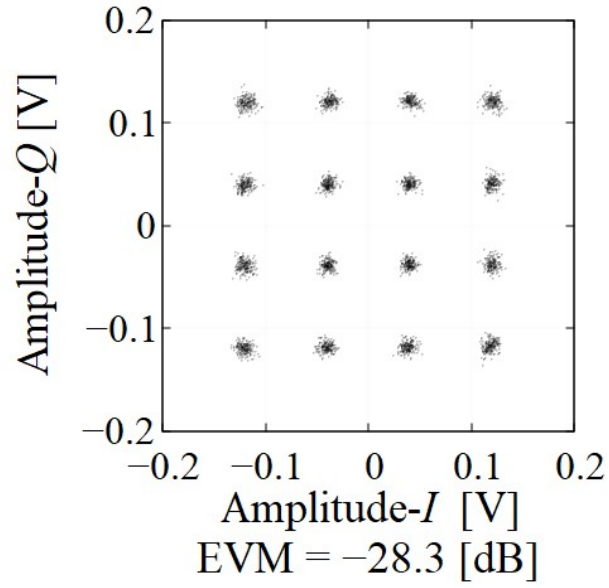


(a) Under-sampling

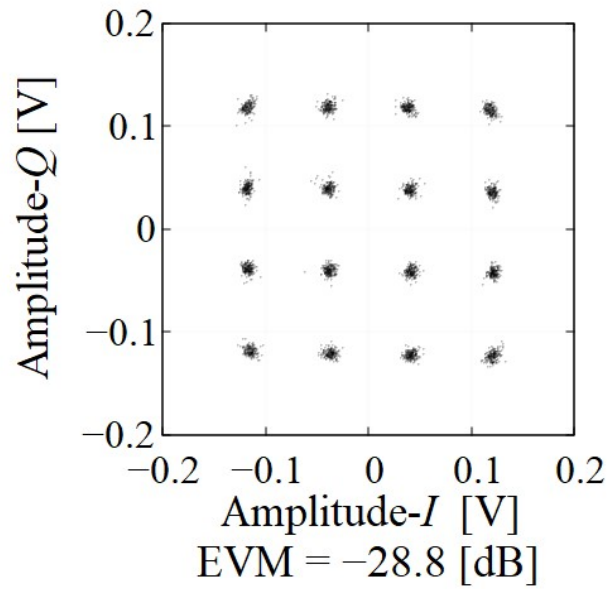


(b) Real-time sampling

Fig. 5-5. Eye pattern of 16 QAM signal in QAM signal evaluation method.



(a) Under-sampling



(b) Real-time sampling

Fig. 5-6. Constellation of 16QAM signal in QAM signal evaluation method.

## 5.5 おわりに

本章ではアンダーサンプリングを用いた QAM 変調信号評価法の実証実験として、ミリ波帯 16QAM 変調信号を測定した結果を示した。結果として、4 章で示した提案システムが数値シミュレーションと同様に動作することを確認し、本評価法を実証した。さらに、測定結果の精度を評価するためにリアルタイムサンプリングの測定結果と比較したところ、同程度の精度で評価できることが明らかとなった。以上のことから、QAM 変調信号に対してアンダーサンプリングによる本評価法の測定原理が成立することが明らかとなり、ミリ波帯 16QAM 変調信号を安価で高分解能に測定できることが示された。

## 5.6 参考文献

- [5-1] 下田大世・大谷昭仁：「アンダーサンプリングを用いた QAM 信号評価法の提案」, 電気学会論文誌 A, Vol. 144, No. 1, pp. 23-28, 2024
- [5-2] 下田大世・大谷昭仁：「帯域制限された信号に対するアンダーサンプリングを用いた QAM 信号評価法の有効性検討」, 電気学会計測研究会資料, IM-023-028, pp. 7-12, 2023
- [5-3] H. A. Mahmoud and H. Arslan, "Error vector magnitude to SNR conversion for nondata-aided receivers," in IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 8, no. 5, pp. 2694-2704, 2009
- [5-4] S. T. Le, K. J. Blow, V. K. Mezentsev and S. K. Turitsyn, "Bit Error Rate Estimation Methods for QPSK CO-OFDM Transmission," in Journal of Lightwave Technology, vol. 32, no. 17, pp. 2951-2959, 2014
- [5-5] M. D. McKinley, K. A. Remley, M. Mylinski, J. S. Kenney, D. Schreurs, and B. Nauwelaers. "EVM Calculation for Broadband Modulated Signals," Work of United States Government Technical Report, 2005
- [5-6] 大谷 暢・富崎巧一郎・伊藤伸一・塩沢良洋・小野 純・木村淳一・近藤佑樹・呉 志輝：「第 5 世代移動通信システム(5G)に対応したシグナルアナライザ MS2850A の開発」, アンリツテクニカル, N0. 93, pp. 8-18, 2018



## 第 6 章 QAM 変調信号評価法における多値 QAM 変調信号の測定

### 6.1 はじめに

近年では周波数利用効率を向上させるために信号を多値化している。信号の帯域幅はシンボルレートに依存するため、多値化することで同じ帯域幅でも大容量化することができる[6-1]。QAM 変調信号においては 3G で 16QAM 変調信号が導入され、現在では 256 までシンボルが増加した。5G のミリ波帯においても 16QAM, 64QAM, 256QAM の使用が検討されており[6-2][6-3]、高速かつ大容量無線通信の実現が期待されている。

本章では、第 4 章、第 5 章において 16QAM 変調信号により提案・実証したアンダーサンプリングを用いた QAM 変調信号評価法を 64QAM 変調信号の測定に適用する。提案手法による周波数差算出、信号評価とその測定精度について検討する[6-4]。

### 6.2 実験条件

本実験の測定系は Fig. 5-1 に示した実験実証の測定系を使用した。PC で生成した 8 値ベースバンド信号をベクトル信号発生器 (MG3700A) に転送した。ベースバンド信号はレイズドコサインフィルタで帯域制限し、ロールオフ率は 0.5 とした。IQ 変調器 (EVAL-ADMV1013) はベクトル信号発生器内の任意信号発生器から生成されたベースバンド信号と信号発生器 (69363A) で生成されたキャリア信号により、キャリア周波数が 28.08 GHz, シンボルレートが 25.25 Mbaud の 64QAM 変調信号を出力した。ケーブルで評価システムに伝送された。

受信した 64QAM 変調信号をスプリッタで 2 分岐し、一方の信号を IQ 復調器 (EVAL-ADMV1014) で直交復調した。直交復調で用いるローカル信号は信号発生器 (MG3633A) の信号を 3 逡倍することで生成した。もう一方の信号は包絡線検波器 (ADL6012) に入力され、包絡線信号に変換した。復調した  $I$ ,  $Q$  信号と包絡線信号をオシロスコープでアンダーサンプリングした。このとき、波形拡大率は 101 とし、サンプリング周波数は 25 MHz と決定した。したがって、イメージ信号のシンボルレートは 0.25 Mbaud に変換された。

測定結果の精度を確認するために、サンプリング周波数が 2.5 GHz のリアルタイムサンプリングによる測定も行った。

### 6.3 周波数差推定部における多値化への対応

本節では測定値からキャリア信号とローカル信号の周波数差を算出可能か検討する。64QAM シンボルには  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$ ,  $7\pi/4$  上のシンボルが 16 個存在する。しかし、多値化するほどシンボル中央部のベクトル長が密集しているため、閾値処理による分別が難しくなる。そのため、QPSK と同じ位相配置のシンボルにおいても周波数差算出に使用可能なシンボルは 12 個となる。周波数差の算出で使用するシンボルの割合が減少するので、(4-4)式で示したように正確な算出が難しくなることが想定される。この課題に対して、ベクトル長で区別できるシンボルを  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$ ,  $7\pi/4$  上に回転させて周波数差算出に使用するシンボルを増やす方法が報告されている[6-5][6-6]。そこで、QAM 変調信号が多値化した場合でも位相補正を可能とするために、従来手法とシンボル使用率を上げた高度化された手法において有効性を検討する。

#### 6.3.1 従来手法による周波数差算出

Fig. 6-1 に従来手法における周波数差算出に使用するシンボルを示す。 $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$ ,  $7\pi/4$  上のシンボルを使用するが、その内の 1 つは周りのシンボルのベクトル長と区別がつかないので使用しない[6-6]。

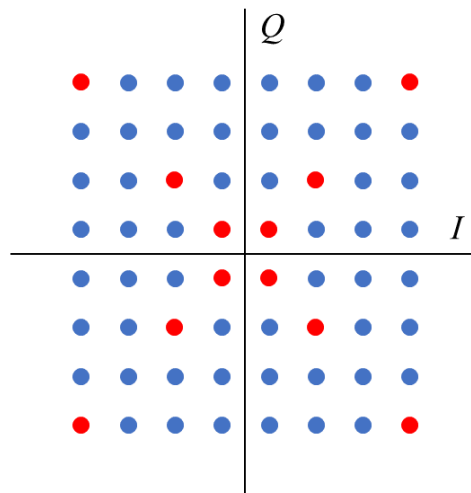


Fig. 6-1. Symbols for frequency difference calculation in conventional method

キャリア信号とローカル信号の周波数差を確認するために無変調信号を送受し、オシロスコープのスペクトルアナライザ機能で推定した。その結果、周波数差はおよそ 1.2 kHz であった。アンダーサンプリングで取得した 64QAM 包絡線からトリガを生成し、非同期で復調された  $I$  と  $Q$  からシンボルを抽出した。さらに、Fig. 6-1 に示したシンボルを閾値処理で抽出し、(4-1)式、(4-2)式で位相を 4 倍して逆正接で位相情報に変換した。Fig. 6-2 に従来手法における位相情報の時間波形を示す。この時間波形には 170 点が描画されているおり、描かれている直線は周波数差と位相 4 倍演算から計算すると約 19 本である。Fig. 6-3 に傾きから算出した周波数差を示す。近似された直線は 11 本であり、そのうちの 1 本は 0.2 kHz 付近の周波数差を示している。これは描画点数が少ないために閾値処理が機能しなかったために、近似直線の本数減少と誤った直線近似が起こったためである。平均値は-1009.3 であり、1 回目の補正值とした。

2 回目以降の補正值を Table 6-1 に示す。4 回目の位相補正でプラスの傾きに転じたため、位相補正を完了した。補正值の合計はおよそ-1198.7 Hz となり、無変調時に観測した 1.2 kHz 付近に近い大きさの補正值となった。

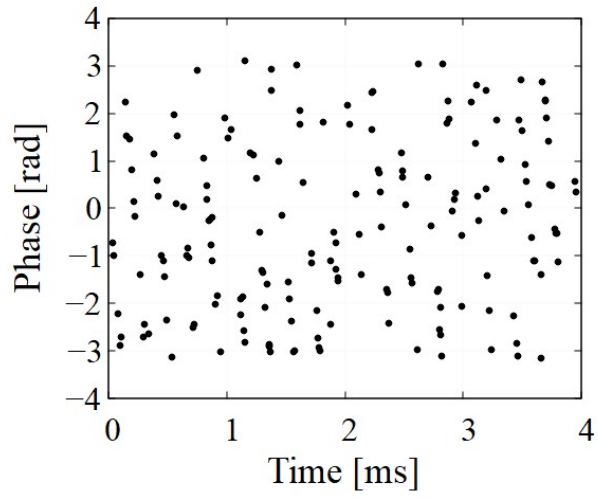


Fig. 6-2. Time waveform of phase information in conventional method.

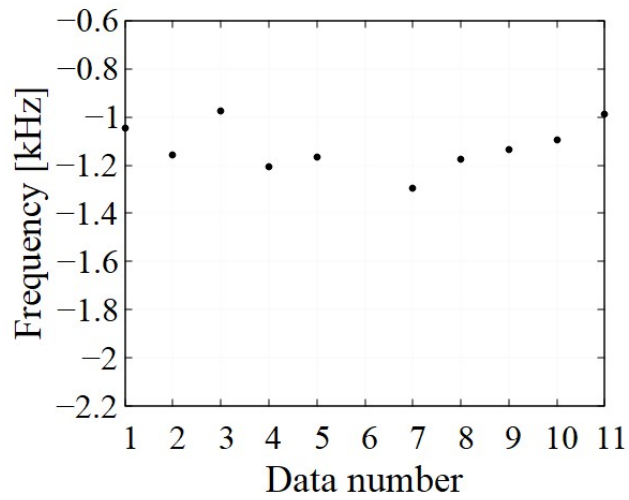


Fig. 6-3. Calculation of frequency difference using conventional method

Table 6-1. Correction value after the second time of conventional method.

Number of corrections	2	3	4	5
Frequency [Hz]	-169.0	-19.0	-1.7	0.3

### 6.3.2 高度化した手法による周波数差算出

Fig. 6-4 に高度化した手法における周波数差算出に使用するシンボルを示す。従来手法で用いたシンボルに加えて、隣接するシンボルを  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$ ,  $7\pi/4$  上に回転させて使用する。従来手法ではシンボルの使用率が19%程度であるのに対し、本条件では44%程度まで使用率を上げることができる。

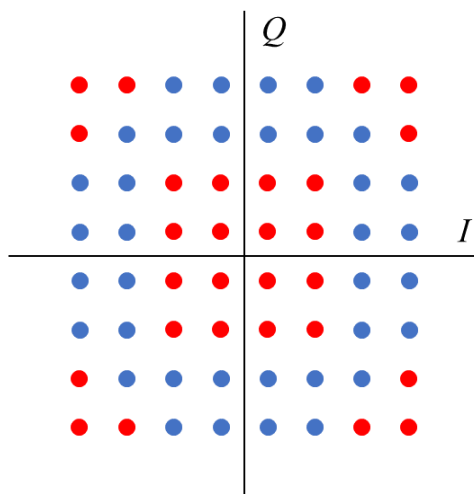


Fig. 6-4. Symbols for frequency difference calculation in advanced method.

6.3.1 項と同様に包絡線トリガでシンボルを抽出し、位相情報を取得した。Fig. 6-5 に高度化した手法における位相情報の時間波形を示す。この時間波形には290点描画されており、従来手法よりも多くのシンボルを利用できていることがわかる。Fig. 6-6 に傾きから算出した周波数差を示す。近似された直線は19本であり、6.3.1 項の算出方法よりも近似直線の本数は増えている。一方で、 $-2.0$  kHz や  $-0.8$  kHz 付近などの算出結果があることから、シンボルのばらつきと回転誤差による影響を受けていると推察される。平均値は  $-1139.5$  Hz であり、1回目の補正值とした。

2回目以降の補正值を Table 6-2 に示す。補正值の合計はおよそ  $-1197.1$  Hz であり、 $1.2$  kHz に近い大きさの補正值となった。

どちらの手法においても、スペクトルアナライザで観測した  $1.2$  kHz 付近の周波数成分に近い大きさの補正值が得られたことから周波数差推定部の有効性が示された。本実験条件においては推定精度に大きな違いは見られなかったものの、シンボルの使用率向上が可能であることを確認した。したがって、周波数差が大きく位相変化が大きい場合や QAM 変調信号をさらに多値化した場合には、高度化した手法により周波数差推定精度が維持できると考える。

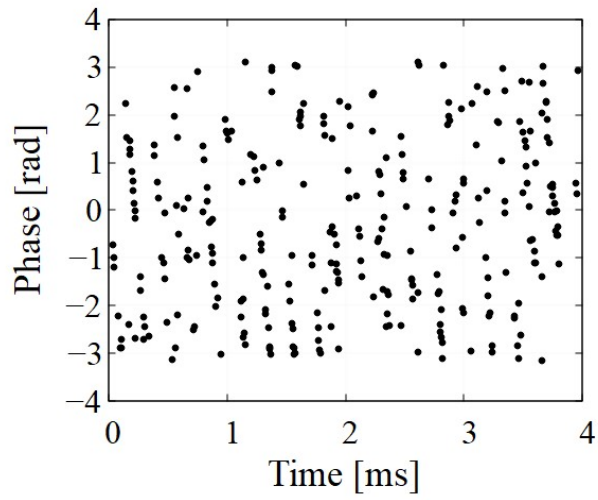


Fig. 6-5. Time waveform of phase information in advanced method.

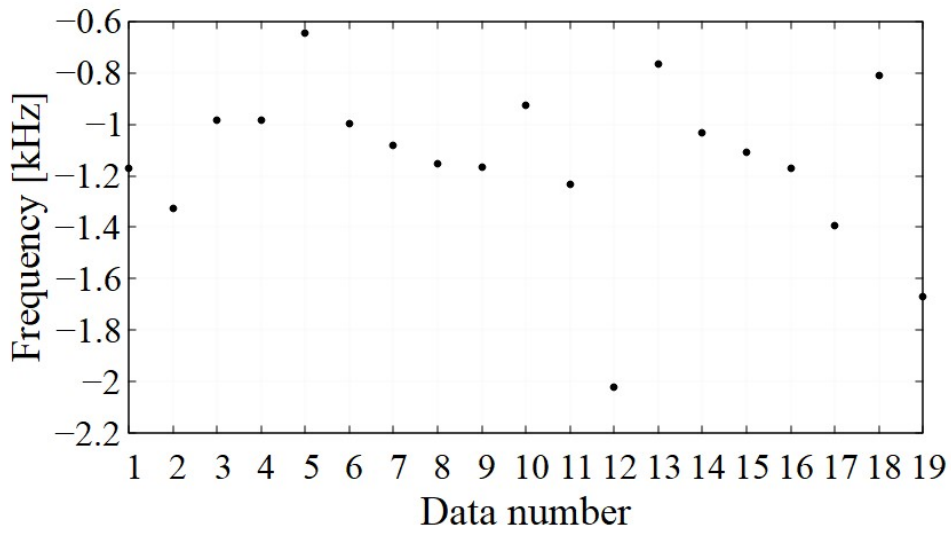


Fig. 6-6. Calculation of frequency difference using advanced method.

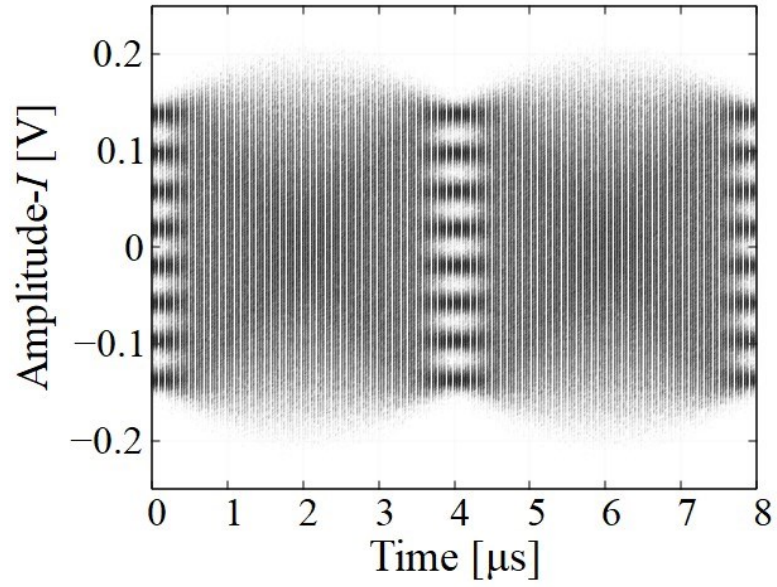
Table 6-2. Correction value after the second time of advanced method.

Number of corrections	2	3	4
Frequency [Hz]	-39.1	-18.2	-0.3

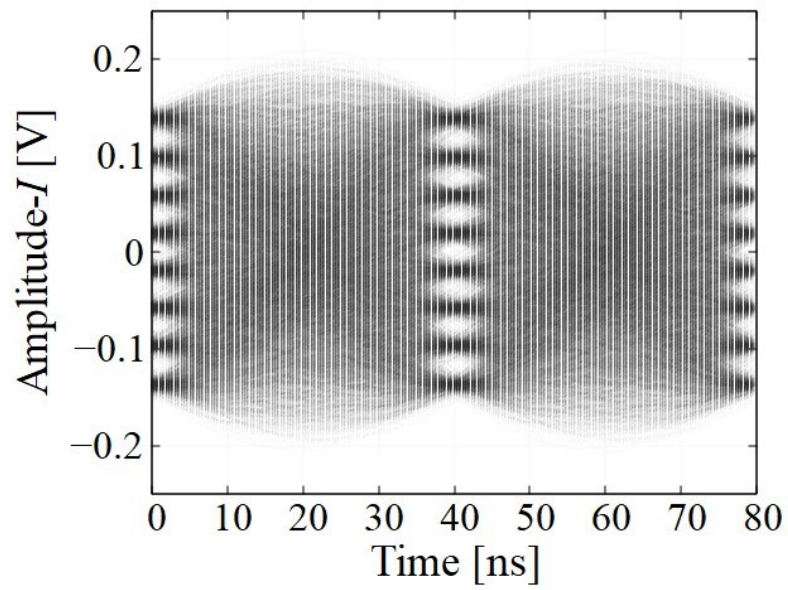
## 6.4 多値 QAM 変調信号における測定精度の検討

Fig. 6-7 にアイパターンの結果を示す。それぞれのアイパターンには 8 つの振幅値と 7 つのアイ開口が確認できることから同期していることがわかる。Fig. 6-8 にコンスタレーションの結果を示す。どちらのコンスタレーションも 64 種類のシンボルが格子状に並んでいることからシンボル同期が確認できる。EVM は 0.4 dB 程度で一致した。このとき、EVM 算出時の理想的なシンボル長  $S_{ideal,i}$  はおよそ 0.12 であった。(3-3)式から BER を推定したところ、アンダーサンプリングの BER は  $2.9 \times 10^{-6}$ 、リアルタイムサンプリングの BER は  $1.0 \times 10^{-6}$  であった。100 万ビットのうち 2 ビット程度の差で一致したことから、この EVM は同程度であるといえる。以上の結果より、64QAM 変調信号においても QAM 変調信号評価法の測定原理が成立することが示された。

本実験で得られた EVM はアンダーサンプリングが 4.7%、リアルタイムサンプリングが 4.5% である。既存測定器が達成している EVM 性能の 1% よりは大きい値であるものの[6-7]、サンプリング方法の違いに着目した EVM の差は 0.2% 程度である。したがって、64QAM 変調信号においても、アンダーサンプリングはリアルタイムサンプリングと同程度の精度で測定できる性能を有しているといえる。



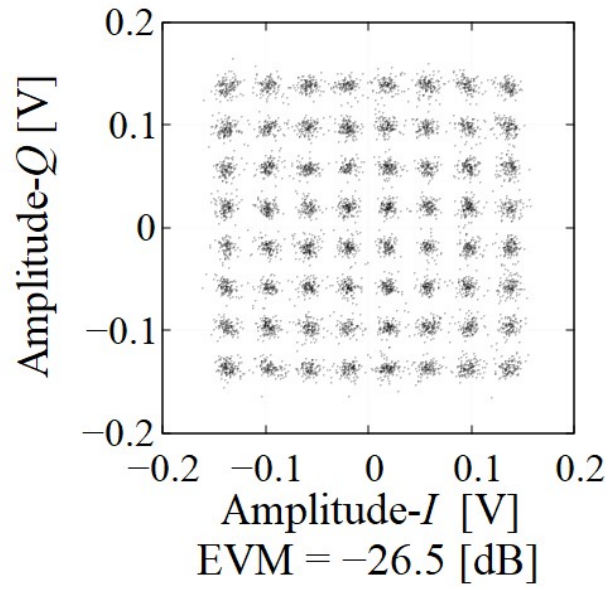
(a) Under-sampling



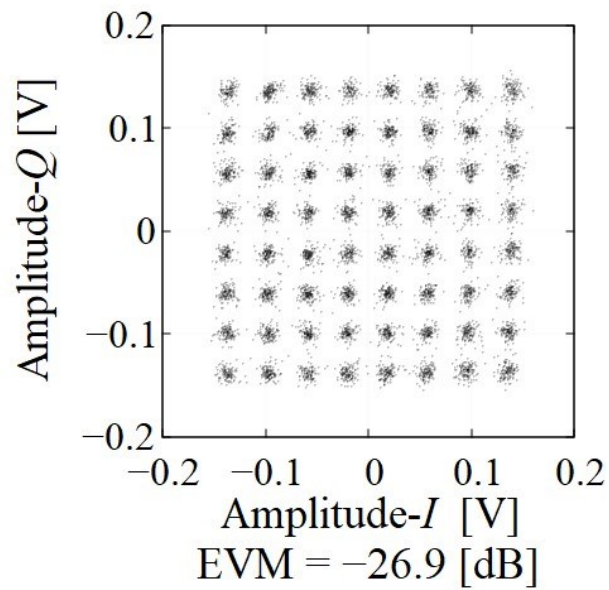
(b) Real-time sampling

Fig. 6-7. Eye pattern of 64QAM signal in QAM signal evaluation method.





(a) Under-sampling



(b) Real-time sampling

Fig. 6-8. Constellation of 64QAM signal in QAM signal evaluation method.

## 6.5 おわりに

本章ではアンダーサンプリングを用いた QAM 変調信号評価法における多値 QAM 変調信号の測定について検討した。キャリア信号とローカル信号の周波数差の推定では、第 5 章で実証した手法に加えてシンボル使用率を上げた手法を適用した。本実験条件ではどちらの手法も同様に周波数差の算出が可能であったことから、周波数差が大きい場合や多値化が進められた場合はシンボル使用率を上げることで推定精度を維持できることを示唆した。さらに、アンダーサンプリングによる測定結果はリアルタイムサンプリングと同程度の精度で評価できたことから、64QAM 変調信号に対しても本評価法の測定原理が成立することが明らかとなった。

## 6.6 参考文献

- [6-1] 宮本 裕・吉野修一・岡田 顕：「将来の大容量通信インフラを支える超高速通信技術」, NTT 技術ジャーナル, Vol. 31, No. 3, pp. 10-15, 2019
- [6-2] 原田浩樹・熊谷慎也・小原知也・谷口真人・下平英和：「3GPP Release 17 における 5G 無線の高度化技術概要」, NTT 技術ジャーナル, Vol. 34, No. 11, pp.39-43, 2022
- [6-3] 3GPP, "Study on support of NR downlink 256 Quadrature Amplitude Modulation (QAM) for frequency range 2 (FR2)", Technical report, Release 16, 38.883, 2019
- [6-4] 下田大世・内海壮・大谷昭仁：「アンダーサンプリングを用いた QAM 信号評価法における多値 QAM 信号の測定に関する一検討」, 電気学会計測研究会資料 IM-23-051/PI-23-071, pp. 65-70, 2023
- [6-5] K. P. Zhong, J. H. Ke, Y. Gao and J. C. Cartledge, "Linewidth-Tolerant and Low-Complexity Two-Stage Carrier Phase Estimation Based on Modified QPSK Partitioning for Dual-Polarization 16-QAM Systems," in Journal of Lightwave Technology, vol. 31, no. 1, pp. 50-57, 2013
- [6-6] S. M. Bilal, G. Bosco, J. Cheng, A. P. T. Lau and C. Lu, "Carrier Phase Estimation Through the Rotation Algorithm for 64-QAM Optical Systems," in Journal of Lightwave Technology, vol. 33, no. 9, pp. 1766-1773, 2015
- [6-7] 大谷 暢・富崎巧一郎・伊藤伸一・塩沢良洋・小野 純・木村淳一・近藤佑樹・呉 志輝：「第 5 世代移動通信システム(5G)に対応したシグナルアナライザ MS2850A の開発」, アンリツテクニカル, N0. 93, pp. 8-18, 2018

## 第7章 結論

本論文はアンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システムにおける有効性評価と高度化を目的としている。以下に、本論文の成果を示す。

第1章では、無線通信トラフィックの現状と予測について述べ、無線通信信号の高周波化・高速化・大容量化が進められる経緯を示した。高周波・高速無線通信信号の品質を評価するための測定器が必要であるものの、現状の測定器では十分でないことを説明した。高速に動作する測定器開発に必要な高速ADCの課題について述べ、その課題克服が期待できるアンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システムを示した。そのシステムの現状と課題を示すとともに、本研究の目的と構成について説明した。

第2章では、高周波帯への移行による局部発振器の周波数安定度低下を想定した実験を行い、測定系で生じた位相変動成分の推定と補正が可能であることを示すことで、QPSK変調信号の測定が可能であることを実証した。

第3章では、QPSK変調信号評価法が目的としている帯域制限されたミリ波帯QPSK変調信号を初めて測定した。アンダーサンプリングによる測定は時間分解能が同じリアルタイムサンプリングによる測定と同程度の精度であることを示し、QPSK変調信号評価法の測定原理を実証した。

第4章では、従来のQPSK変調信号評価法ではQAM変調信号が測定できないことを示し、新しくアンダーサンプリングを用いたQAM変調信号評価法を提案した。QAM変調信号の包絡線に対してアンダーサンプリングによる測定原理を適用することで位相補正の課題が解決できることを示し、数値シミュレーションで測定原理が成立することを示した。

第5章では、ミリ波帯16QAM変調信号を測定することでQAM変調信号評価法の測定原理を実証した。さらに、アンダーサンプリングによる測定結果はリアルタイムサンプリングによる測定結果と同程度の精度であることを示した。

第6章では、QAM変調信号評価法で多値QAM変調信号を測定について検討した。多値化により周波数差推定部が機能しなくなる可能性を説明し、実験結果からシンボル使用率を上げる手法を適用することでその影響を軽減可能なことを示唆した。さらに、アンダーサンプリングの測定はリアルタイムサンプリングによる測定と同程度の精度であることを示し、本評価法による多値QAM変調信号の測定を実証した。

以上の成果により、アンダーサンプリングを用いた無線通信信号品質評価システムが理想的な波形のQPSK変調信号だけでなく、ミリ波帯シングルキャリア伝送で用いられる実用的なQPSK変調信号の測定が可能であることを示し、システムの高度化によってQAM変調信号の測定も可能となった。さらに、これらのアンダーサンプリングによる評価法はリアルタイムサン

プリングと同程度の精度で信号を評価できることを明らかにした。したがって、本システムが高周波帯シングルキャリア伝送の無線通信信号を低コストで高分解能に測定できることを実証した。高周波高速無線通信システムの普及とさらなる高周波化・高速化・大容量化を目指す次世代無線通信システムの研究開発を促進し、限りある電波資源の活用と通信インフラの整備に貢献する意義をもつ。

## 謝辞

本研究の遂行ならび本論文をまとめるにあたり、格別なるご指導、ご鞭撻を賜りました日本大学理工学部電子工学科 大谷昭仁教授に深く感謝申し上げます。

本論文をまとめるにあたり、日本大学理工学部電子工学科 三枝健二教授、電子工学科 布施匡章准教授には貴重なご教示をいただきました。ここに、深く感謝申し上げます。

実験の計画と実施にあたり、多大なるご助言、ご協力を頂いた日本大学理工学部電子工学科 今池健准教授に深く感謝申し上げます。

実験の実施にあたり、ご協力を頂いた日本大学理工学部電子工学科 菅野翔太助手に深く感謝申し上げます。

日頃から、貴重なご助言、ご鞭撻を頂きました日本大学理工学部電子工学科の諸先生方に深く感謝申し上げます。

実験と解析に関して数々のご協力を頂いた日本大学大学院理工学研究科電子工学専攻博士前期課程 2 年 内海壮氏に感謝いたします。

大谷研究室の皆様には研究活動及び研究室活動に関して多くのご協力を頂き感謝いたします。

## 研究業績リスト

### 査読付学術論文

- [1] 下田大世・菅野翔太・大谷昭仁：「アンダーサンプリングを用いた無線評価システムにおける位相変動の補正と許容の検討」, 電気学会論文誌 A, Vol. 141, No. 5, pp. 472-478, 2021
- [2] 下田大世・大谷昭仁：「アンダーサンプリングを用いた QAM 信号評価法の提案」, 電気学会論文誌 A, Vol. 144, No. 1, pp. 23-28, 2024

### 国際会議プロシーディング

- [1] M. Shimoda, S. Kanno, A. Otani, “Measurement of Band-limited Signals using a Radio Communication Evaluation System with Under-sampling”, Proceedings of the International Council on Electrical Engineering Conference 2022, pp. 1024-1029, Seoul, Korea, 2022
- [2] M. Shimoda, S. Uchiumi, S. Kanno, A. Otani, “Demonstration of Measurement Method based on

Under-sampling for mmWave Radio”, 2023 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), pp. 1-5, Kuala Lumpur, Malaysia, 2023

#### その他論文リスト

- [1] 下田大世・菅野翔太・大谷昭仁：「アンダーサンプリングを用いた無線評価システムにおける位相変動の補正に関する一検討」，電気学会計測研究会資料，LAV-20-007/IM-20-7，pp.29-34，2020
- [2] 下田大世・菅野翔太・大谷昭仁：「帯域制限された信号に対するアンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムの有効性に関する検討」，電気学会 A 部門大会，13-P-D-2，2022
- [3] 内海壮・下田大世・大谷昭仁：「帯域制限された信号に対するアンダーサンプリングを用いた無線評価システムの位相補正に関する基礎検討」，第 39 回センシングフォーラム，pp.197，2022
- [4] 内海壮・下田大世・大谷昭仁：「アンダーサンプリングを用いた QAM 信号評価法における直交復調時の周波数差の推定精度向上に関する検討」，電気学会計測研究会資料，IM-23-027，pp. 1-5，2023
- [5] 下田大世・大谷昭仁：「帯域制限された信号に対するアンダーサンプリングを用いた QAM 信号評価法の有効性検討」，電気学会計測研究会資料，IM-23-028，pp. 7-12，2023
- [6] 下田大世・内海壮・大谷昭仁：「アンダーサンプリングを用いた QAM 信号評価法における多値 QAM 信号の測定に関する一検討」，電気学会計測研究会資料，IM-23-051/ PI-23-071，pp. 65-70，2023

#### 口頭発表

- [1] 下田大世・田中慶太：「情動による脳磁界聴性定常応答の変調」，電気学会学生研究発表会，2018
- [2] 飯島健太・田中慶太・下田大世：「情動による脳磁界聴性定常応答の変調」，日本生体医工学会大会，2019

#### 書籍等出版物

- [1] M. Shimoda, S. Kanno, A. Otani, “Study on Correction and Tolerance of Phase Fluctuation in a Radio Evaluation System with Under - sampling,” Electrical Engineering in Japan, Vol. 214, No. 4, e23358, 2021

#### 特許

- [1] 大谷昭仁・下田大世：「通信信号評価装置及び通信信号評価方法」，特願-105000，2023