

アンダーサンプリングを用いた  
QPSK 変調信号評価法に関する研究

令和 2 年 1 月

菅野 翔太

# 目次

1 章 序論.....	1
1.1  研究の背景及び目的と意義.....	1
1.1.1  ADCによるアナログ信号の離散的時間／振幅サンプリング.....	5
1.1.2  アンダーサンプリングの原理.....	6
1.1.3  QPSK 変復調の原理.....	8
1.2  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提案.....	11
1.2.1  キャリア信号と局部発振器の周波数差の補正.....	14
1.3  本論文の構成.....	16
1.4  参考文献.....	18
2 章 無線通信信号の同相成分と直交成分が折り返された場合のリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングによるシミュレーション結果の比較.....	20
2.1  はじめに.....	20
2.2  数値解析ソフトウェア上に構成したアンダーサンプリングを用いた無線通信評価システム.....	21
2.3  位相同期回路の原理.....	23
2.4  同相成分と直交成分をリアルタイムサンプリングで測定した場合のシミュレーション結果.....	25
2.5  同相成分と直交成分をアンダーサンプリングで測定した場合のシミュレーション結果とリアルタイムサンプリングによる結果との比較.....	29
2.6  無線信号に付加される振幅雑音に関する検討.....	34
2.6.1  無線信号に雑音を加えられていない場合のシミュレーション結果.....	34
2.6.2  ランダムな周期の振幅雑音が付加された場合のシミュレーション結果と雑音を加えられていない場合の結果との比較.....	39
2.6.3  正弦波が振幅雑音として付加された場合のシミュレーション結果と雑音を加えられていない場合との比較.....	43
2.7  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検討.....	51
2.7.1  同期復調した場合のシミュレーション結果.....	51
2.7.2  非同期復調した場合のシミュレーション結果.....	53
2.8  まとめ.....	60

2.9	参考文献.....	61
3章	ADCの雑音が折り返された場合のリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングによる測定結果の比較.....	62
3.1	はじめに.....	62
3.2	FPGAを用いた実験の構成.....	63
3.3	リアルタイムサンプリングで測定した場合の測定結果.....	65
3.4	アンダーサンプリングで測定した場合の測定結果とリアルタイムサンプリングによる測定結果との比較.....	68
3.5	まとめ.....	75
3.6	参考文献.....	75
4章	発振器の雑音が折り返された場合のリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングによる測定結果の比較.....	76
4.1	はじめに.....	76
4.2	発振器を用いた実験の構成.....	77
4.3	リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの比較.....	79
4.3.1	リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで得られた時間波形の比較.....	79
4.3.2	リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで得られたアイパターンの比較.....	82
4.3.3	リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで得られたコンスタレーションの比較.....	84
4.4	バースト信号を測定した場合のリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングのアイパターンとコンスタレーションの比較.....	86
4.4.1	バースト信号を測定した場合の時間波形の比較.....	86
4.4.2	バースト信号を測定した場合のアイパターンの比較.....	89
4.4.3	バースト信号を測定した場合のコンスタレーションの比較.....	91
4.5	ランダム長のバースト信号を測定した場合のアイパターンとコンスタレーション.....	93
4.5.1	ランダム長のバースト信号を測定した場合の時間波形.....	93
4.5.2	ランダム長のバースト信号を測定した場合のアイパターン.....	95
4.5.3	ランダム長のバースト信号を測定した場合のコンスタレーション.....	96
4.6	キャリア信号と局部発振器の周波数差に関する検討.....	98
4.6.1	周波数差がない場合の測定評価結果.....	98
4.6.2	周波数差が0.2MHzの場合の測定評価結果.....	100
4.6.3	周波数差が0.5MHzの場合の測定評価結果.....	102
4.6.4	周波数差が20MHzの場合の測定評価結果.....	104

4.6.5	周波数差が 20.2MHz の場合の測定評価結果 .....	106
4.6.6	周波数差が 20.5MHz の場合の測定評価結果 .....	107
4.7	まとめ .....	109
4.8	参考文献 .....	110
5 章	結論 .....	111
	謝辞 .....	113
	研究業績リスト .....	114



# 1章 序論

## 1.1 研究の背景及び目的と意義

Cisco Visual Networking Service の予測では、Fig.1-1 に示すように 2016 年から 2021 年にかけて全世界の無線通信トラフィックは 3 倍近くまで成長する見込みであり、無線通信トラフィックの年平均成長率は 24%に達するとされている。

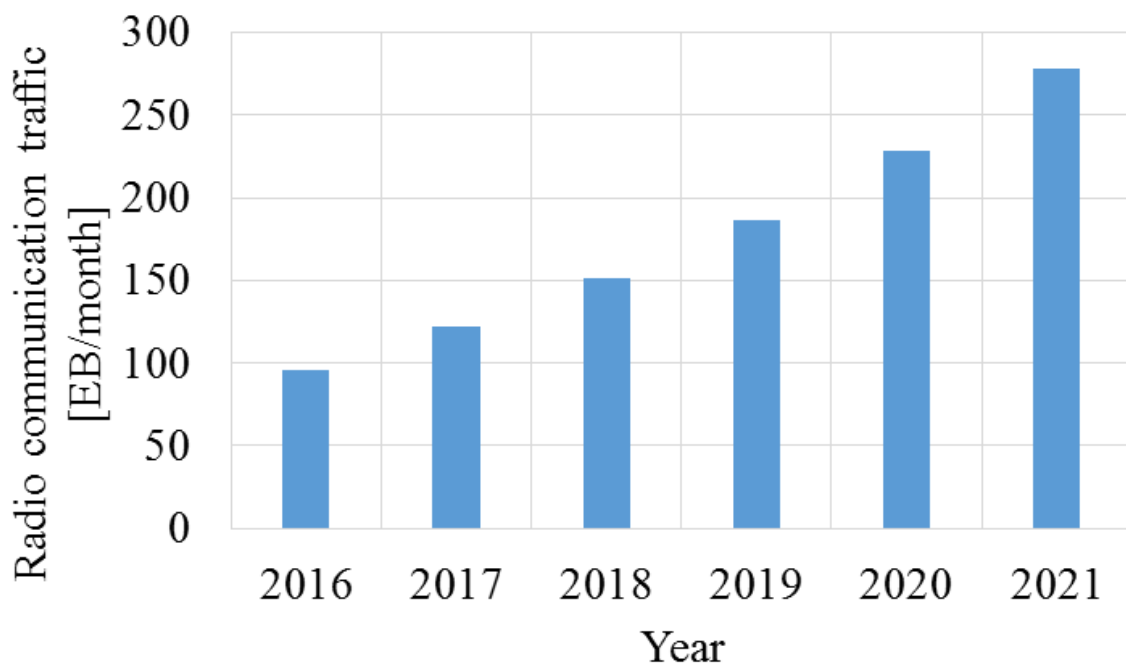


Fig.1-1 Monthly wireless communication traffic worldwide.

また、スマートフォンやタブレット端末といった携帯端末の普及と性能上昇によって、ゲームや高画質な動画のストリーミング再生といったリッチコンテンツや SNS(Social Network Service)といったアクセス頻度の高いサービスが多く利用されるようになり、携帯端末からの無線通信トラフィックは 2016 年から 2017 年にかけて 7 倍にまで成長する。また、ホームオートメーションやホームセキュリティ、ビデオ監視、家電、追跡用アプリケーションに代表されるような M2M(Machine-to-Machine)は接続数が 2.5 倍以上になり、同期間の通信トラフィックは 7 倍以上になると予測されている[1-1]。

これらの爆発的に増大する無線通信トラフィックに対応するために、大容量伝送できる無線通信技術の開発は急がれているほか、遠隔医療や VR(Virtual Reality), AR(Augmented Reality)の分野では低遅延の無線通信技術、インターネットに接続する端末が爆発的に増えたことによる大規模接続といったことを近年の無線通信技術は満たさなければならない。

これらの要求を満たすためには、従来の無線通信分野で使われてきた周波数帯域では利

用できる領域が狭く，これまでよりも高周波数の周波数帯域を無線通信に利用した高周波数広帯域無線通信技術の開発が必要である。近年の無線通信技術の開発においては，未利用領域の広いミリ波帯を用いた無線通信技術の開発が活発であり，ミリ波帯を無線通信に用いることで1~2GHzの帯域幅を確保できると期待されている[1-2]。また，高周波数広帯域の無線通信技術の例としては，第5世代通信が上げられ，日本国内においてはキャリア周波数として3.6~4.2GHz, 4.4~4.9GHz, 28GHzを用いることを予定しており，最大で1GHzの帯域幅を利用できるとされている[1-3]-[1-5]。ほかにも，総務省では300GHz帯を無線通信に応用した次世代の無線通信技術の開発が計画されている。総務省は次世代の無線通信開発のために140GHzから300GHz帯のQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)変調信号の品質を解析帯域幅15GHz以上で評価できる無線通信評価システムの開発を計画している[1-6]。また，高周波数広帯域の無線通信技術の開発では，伝送距離や雑音の影響[1-7][1-8]，伝搬特性[1-9]，降雨の影響[1-10]などの報告がある。ほかに，高周波数の信号を測定する方法について報告されている[1-11]。これらの研究においては，周波数スペクトルの解析が主に行われた。

無線通信評価ではBER(Bit Error Rate)を計測する方法と波形を測定する方法がある。

BERの計測は実際の無線通信装置を用いて誤った情報が伝わる割合を計測する方法である。この方法では，テストパターンの全てを連続して測定する必要があるため，10Gbps, 1点での $1 \times 10^{-12}$ BER測定で1週間以上の時間を測定に必要とする[1-12]。

これに対して，波形を測定する方法では，測定器を用いて無線通信信号を測定し波形を計測することでアイパターンやコンスタレーションを描画する。この波形からEVM(Error Vector Magnitude)等の値を計算して無線通信を評価する。この方法はBER計測に比べて少ない点数で計測できる利点があり， $1 \times 10^{-12}$ BER測定で数分程度の時間で測定できる。

また，BERの計測では，計測結果が無線通信に問題があることは示すものの，問題の原因は識別できない。これに対して，波形の計測では，測定された波形やEVMが復調信号の振幅および位相軌跡に影響を与える信号劣化に対して敏感に反応するため，無線通信の問題の原因を明らかにできる。したがって，デジタル無線通信では波形の計測が最も広く用いられる[1-13]。

近年のアイパターンやコンスタレーションによって無線通信評価を行う方法としては，ADC(Analog to Digital Converter)によって無線通信信号をデジタル値に変換する必要がある。ADCによってデジタル値からアナログ値に変換するためには，ナイキストの定理によって被測定信号の周波数の2倍以上の周波数で動作する必要がある。しかし，近年のADCのサンプリング周波数は最大であっても10Gbps程度であり，無線通信信号のキャリア周波数に比べて非常に低い値となっている。

そこで，近年の無線通信評価においては，無線通信信号とキャリア周波数に近い発振周波数の信号と掛け合わせることでIF(Intermediate Frequency)信号を生成して測定する方法が多く用いられている。この方法の応用として，無線信号のIF信号よりも低い周波数の信号として測定するためにアナログ回路で復調をした後に，無線信号の同相成分( $I$ : In-Phase)と直交成分( $Q$ : Quadrature)を測定する方法が考えられる。

無線通信信号の  $I$  成分と  $Q$  成分の測定であれば、無線通信の周波数帯域によって数 GHz の周波数成分を含むものの、無線通信信号の IF 信号に比べて低いので高速に動作する ADC によって測定できる利点がある。しかし、高周波数広帯域無線通信信号の測定では、 $I$  成分と  $Q$  成分に数 GHz 以上の周波数成分を含む場合がある。ADC のサンプリング周波数はこれに合わせて  $I$  成分と  $Q$  成分に含まれる周波数成分の 2 倍よりも高くする必要がある。ADC のサンプリング周波数が高くなるにつれて ADC の分解能は低くなり、ADC のコストは高くなる傾向にあるので、これらの ADC の問題点から高周波数広帯域の無線通信を評価できる測定器は低分解能で高コストになる傾向にあり、これまでの無線通信評価では十分な精度での測定が難しかった。また、総務省の計画を例に挙げれば、 $I$  成分と  $Q$  成分にはベースバンドである 15GHz 程度までの周波数成分を含むことになり、現在の ADC の性能では  $I$  成分と  $Q$  成分であっても測定は容易ではない。

一方で、従来の測定分野においては、ADC がサンプリング周波数よりも高い周波数の信号に応答することを利用して、低速の ADC で高速の信号を測定するアンダーサンプリング技術や等価時間サンプリングと呼ばれる方法がサンプリングオシロスコープやベクトルボルトメータで用いられていた[1-14]-[1-18]。無線通信評価の分野においては、高周波数のキャリア信号を用いた無線通信評価の方法としてアンダーサンプリング技術が用いられた報告がある[1-19][1-20]。しかし、無線通信信号の  $I$  成分と  $Q$  成分の測定に対してアンダーサンプリング技術が用いられた報告はない。これはアンダーサンプリング技術が被測定信号の周期性に着目して測定する技術であり、無線信号の  $I$  成分と  $Q$  成分は情報信号によってランダムに変化する信号の測定は難しかったためである。

そこで、無線信号の  $I$  成分と  $Q$  成分の測定にアンダーサンプリング技術を応用することを提案する。同時に、情報信号の 0 と 1 が切り替わるタイミングであるシンボルレートが  $I$  成分と  $Q$  成分の周波数に比べて一定であることを利用したアンダーサンプリングによる測定を提案する。

本論文の目的は、本手法が従来の無線通信評価と同程度の精度で測定できることを示すことで、高周波数広帯域の無線通信開発における大きな障害を取り除くだけでなく、これまでは無線通信評価ができない領域を用いた更なる高周波広帯域無線通信技術の実現を支援することであり、本手法は今後の無線通信の開発に大きなインパクトを与える。また、提案した手法は従来の無線通信分野に応用することで無線通信評価の低コスト化と高分解能化ができるので、これまでよりも多くの研究者や技術者が無線通信分野に関わることで無線通信分野の開発が活発になり、現代のインターネット社会では重要な通信というインフラストラクチャーが整備されるという意義がある。

なお、本論文では、被測定信号を近年のデジタル無線通信で用いられる変調方式の一つである QPSK 変調信号、ナイキストの定理に従った測定をリアルタイムサンプリングとして、リアルタイムサンプリングで得られた無線通信評価結果を基準としてアンダーサンプリングで得られた無線通信評価結果と比較することでアンダーサンプリングを用いた無線通信評価の検討を行った。本論文で用いた周波数帯域は任意の周波数帯域であり高周波数広帯域の無線通信で用いられる周波数帯域とは異なるものの、フィルタ回路によって周



波数帯域を適切に設定することで高周波数広帯域の無線通信評価であっても同様の結果が得られると期待できる。

### 1.1.1 ADCによるアナログ信号の離散的な時間／振幅サンプリング

アナログ信号をADCによってアナログ信号を離散的に測定してデジタル値に変換した場合、Fig.1-2のように表すことができる[1-21]。連続したアナログ信号はADCによって測定する場合、離散時間  $t_{samp}$  の間隔で測定する必要がある。ここで離散時間  $t_{samp}$  とサンプリング周波数  $f_{samp}$  は逆数の関係にある。また、サンプリング周波数が高いほど1波形あたりのサンプル数は多くなり、サンプリング周波数が低くなるほど1波形あたりのサンプル数は少なくなる。サンプリング周波数を低くしていった場合、被測定信号の周波数  $f_s$  の2倍よりも低くなった場合、ADCで測定されたデータは元のアナログ信号を正しく再生しない。この被測定信号の周波数とサンプリング周波数の関係をナイキストの定理という。また、被測定信号の2倍の周波数  $2f_s$  をナイキスト周波数と呼ぶ。一般に、ADCによってアナログ信号からデジタル信号に変換する場合、ナイキスト周波数以上の信号がADCに入力されないようにLPF(Low Pass Filter)によって帯域が制限される。

ADCで測定されたアナログ信号の振幅はADCのビット数に応じて量子化される。ADCのビット数の値を分解能といい、分解能が高いほど被測定信号をより細かな値として表現できる。一般に、ADCのサンプリング周波数と分解能はトレードオフの関係にあるので、高速に動作できるADCほど分解能は低くなる。

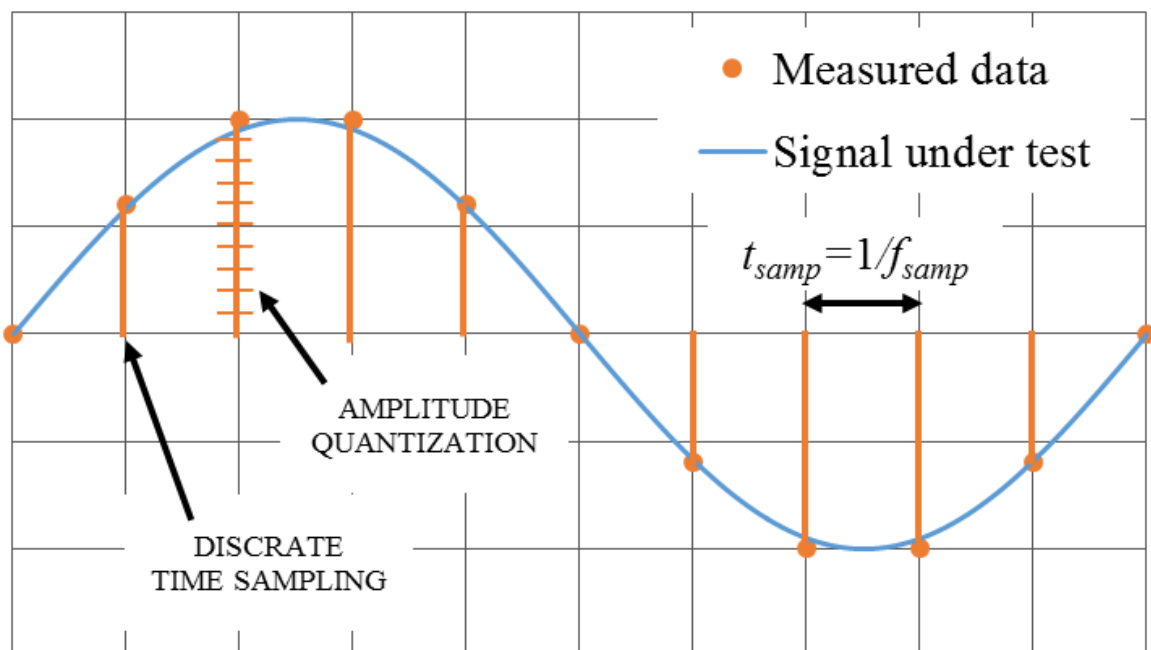


Fig.1-2 Measuring analog signal with discrete time / amplitude sampling.

## 1.1.2 アンダーサンプリングの原理

近年の ADC はサンプリング周波数よりも高い周波数の信号であっても応答することができる[1-22][1-23]。サンプリングオシロスコープやベクトルボルトメータにおいて、低速の ADC によって高周波数の信号を測定する場合、この特性を利用して測定が行われた。これをアンダーサンプリング技術と呼ぶ。

アンダーサンプリングの原理図を Fig.1-3 に示す。被測定信号の周波数が既知である場合、サンプリング周波数の値を被測定信号の周波数の倍数から僅かにずらして測定を行う。これにより、元の被測定信号の周波数情報は失われるものの、同じ振幅情報と位相情報を持つイメージ信号に変換されて測定される。また、周波数情報に関しては被測定信号の周波数  $f_s$  とイメージ信号の周波数  $f_{img}$  には次式の関係がある[1-24]。

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

ただし、 $n$  は定数である。

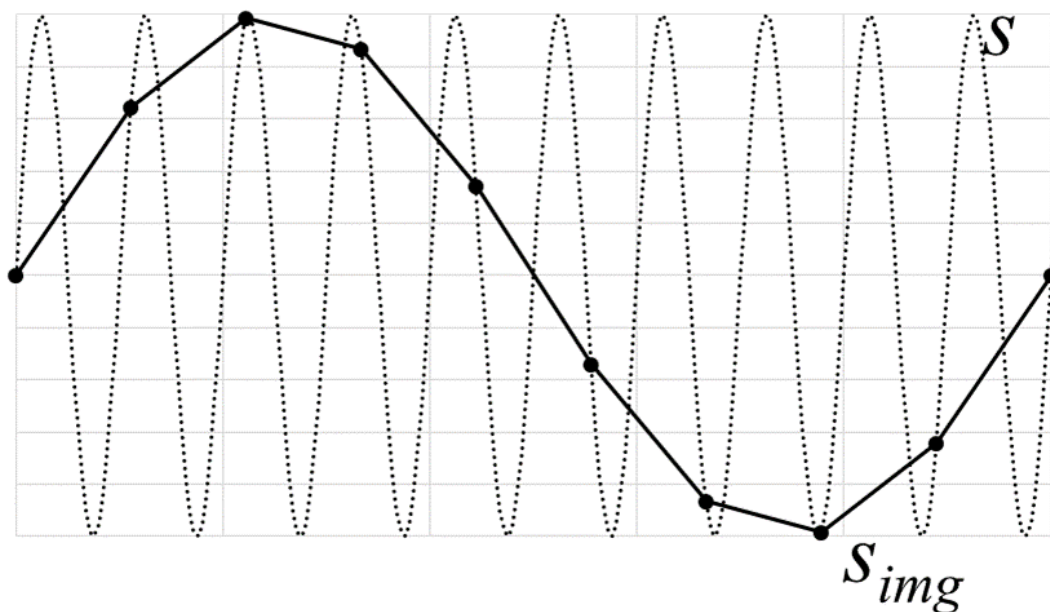


Fig.1-3 Principle of under-sampling.

ここでナイキストの定理にしたがって測定した場合をアンダーサンプリングと区別するために、リアルタイムサンプリングと呼ぶ。リアルタイムサンプリングにおいてナイキスト周波数以上の信号を ADC に入力して問題となるのは、アンダーサンプリングのように高い周波数の信号を低い周波数の信号として測定してしまうためである。この現象をエイリアシング(Aliasing)といい、周波数領域では Fig.1-4 のように表すことができる。被測定信号の成分  $s$  がより低い周波数帯域に折り返されることでイメージ信号の周波数  $s_{img}$  として測定される。リアルタイムサンプリングで問題となるのは、ナイキスト周波数よりも低い周波数成分とイメージ信号の値を混同して測定してしまうことである。

アンダーサンプリングでは、ナイキスト周波数よりも低い周波数成分とイメージ信号の周波数を混同しないために、被測定信号の周波数を基準として BPF(Band Pass Filter)によって測定する帯域の選択を行う。これにより、ナイキスト周波数以下の成分とイメージ信号の成分の混同を防ぐことができる。

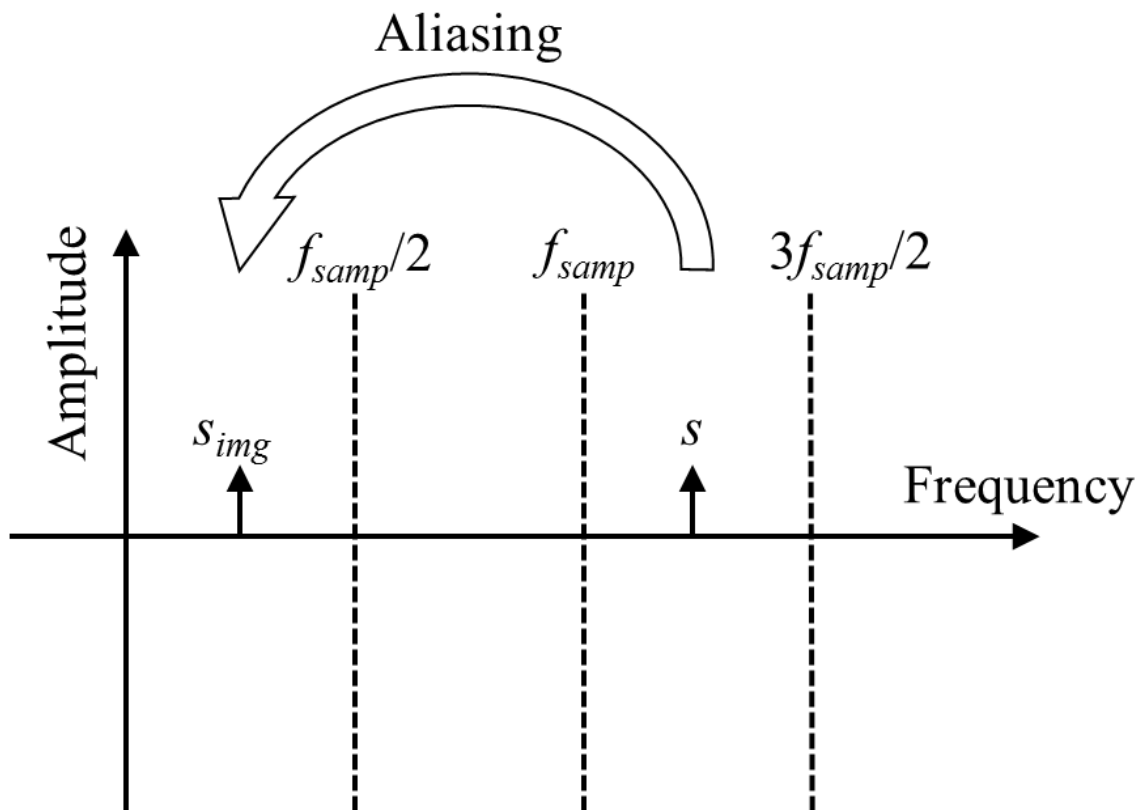


Fig.1-4 Frequency characterize of under-sampling.

### 1.1.3 QPSK 変復調の原理

近年の無線通信においては搬送波の位相を変化させて情報を伝送するデジタル変調技術が多く用いられている。本論文では、位相変調方式としては基本的な QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)変調を被測定信号として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して検討を行った。ここでは QPSK 変調方式に関する原理について示す。

まず、近年のデジタル無線通信においては、アナログ無線通信等で用いられていた振幅変調や周波数変調に比べて、雑音に対して強く周波数帯域の利用効率が高い位相変調技術や振幅変調技術と位相変調技術を組み合わせた技術が多く用いられている[1-25]。これらの無線通信では、デジタル信号の情報信号を伝送するので、デジタル無線通信技術と呼ばれる。デジタル無線通信においてはそれぞれの変調方式は、搬送波を基準とした Fig.1-5 で示すコンスタレーションと呼ばれる極座標ダイアグラムで表すことができる。ここで搬送波と同じ位相の成分が  $I$  成分となり、搬送波と  $90^\circ$  の位相差をもつ成分、つまり、搬送波と直交する位相の成分が  $Q$  成分となる。情報信号の状態によってシンボルと呼ばれる点がコンスタレーション上に点として置かれる。また、シンボルが理想的な点に比べて広がったベクトルの大きさを示す値が EVM である。

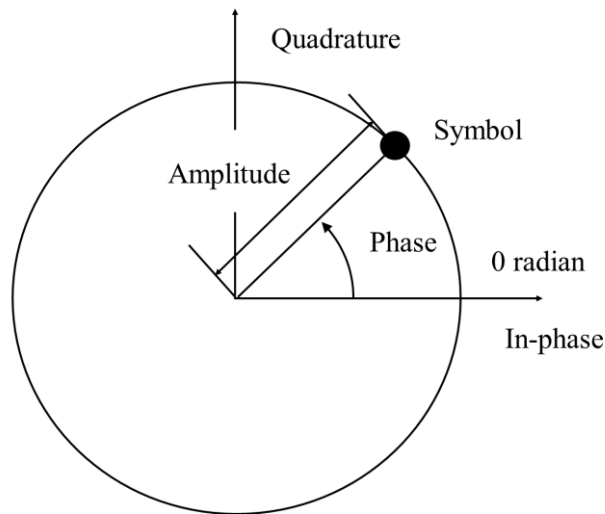


Fig.1-5 Constellation diagram.

QPSK 変調においてコンスタレーションは Fig.1-6 に示すように  $90^\circ$  の位相差になるように 4 点のシンボルが置かれる。ここでそれぞれのシンボルは 00, 01, 10, 11 といった 2 ビット分の情報を持ち任意の位置にマッピングされる。

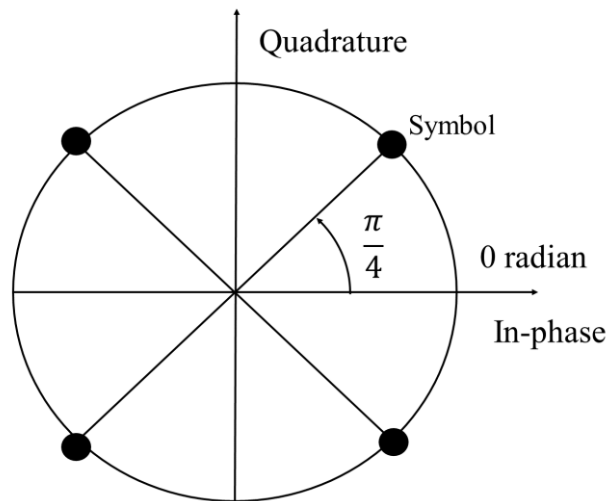


Fig.1-6 QPSK constellation diagram.

QPSK 変調では、情報を持つ  $I$  成分と  $Q$  成分を直交変調することで無線通信信号を生成する。QPSK 変調の原理図を Fig.1-7 に示す。QPSK 変調においては  $I$  成分と  $Q$  成分の正負が情報信号によって変化するので、QPSK 変調信号  $s_{mod}$  は次式のように表すことができる。

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

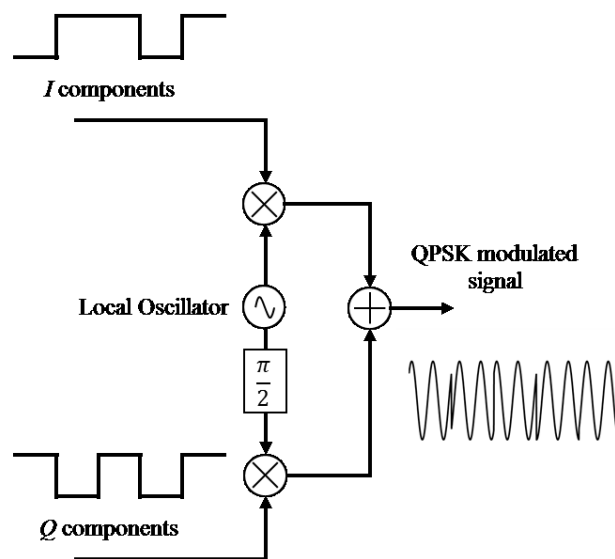


Fig.1-7 Principle of QPSK modulation.

つぎに、QPSK 復調について原理を示す。QPSK 復調は直交復調によって行われる。ここで直交復調の原理図を Fig.1-8 に示す。無線信号に対して QPSK 変調のキャリア周波数と同じ周波数の発振器と掛け合わせることで  $I$  成分と  $Q$  成分の 2 つが得られる。このとき、キャリア周波数と局部発振器の周波数が正しく同じであれば、QPSK 変調で用いた情報信号が再生される。無線信号と局部発振器を掛け合わされた  $I$  成分は次式で表すことができる。

$$\begin{aligned}
 I &= \cos(2\pi f_c t + \theta_{mod}) \cdot \cos(2\pi f_c t) \\
 &= \frac{1}{2} \{ \cos(\theta_{mod}) - \cos(4\pi f_c t) \}
 \end{aligned}
 \tag{1-3}$$

ここで  $\theta_{mod}$  は情報信号によって変化する位相である。キャリア信号と局部発振器の周波数の和の成分については LPF によって除去されるので、次式のように簡単に表せる。

$$I = \frac{1}{2} \cos(\theta_{mod})
 \tag{1-4}$$

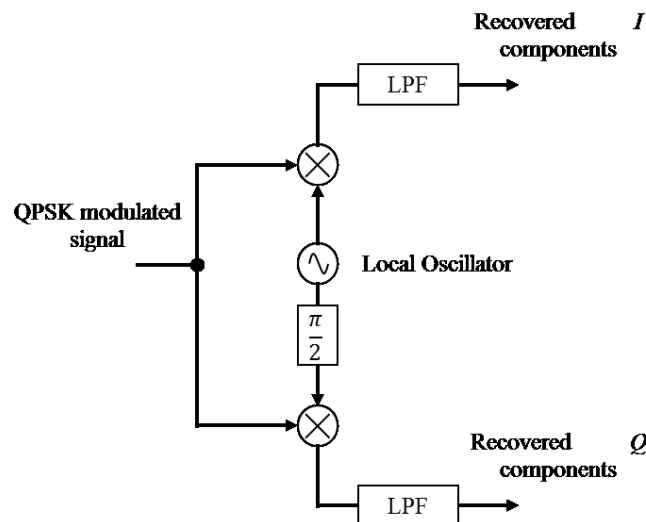


Fig.1-8 Principle of QPSK demodulation.

## 1.2 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提案

QPSK 変調におけ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原理図を Fig.1-9 に示す。アンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムは2つのブロックで構成される。1つはダウンコンバート部，もう一つはアイパターン測定部である。

ダウンコンバート部では，測定を行うアイパターン測定部で扱える周波数帯域まで無線通信信号と発振器を用いて IF 信号を生成することで無線通信信号のキャリア周波数を低くする。また，BPF によって測定する周波数帯域を選択することでアンダーサンプリングによる折り返しの影響を小さくする。

アイパターン測定部では，無線通信信号をアナログ回路で直交復調した後に，ADC によって無線通信信号のシンボルレートを基準として  $I$  成分と  $Q$  成分のアンダーサンプリングを行う。デジタル信号に変換した後に PC ヘデータを転送して，アイパターンやコンスタレーションの描画，EVM の計算を行う。

リアルタイムサンプリングで測定された  $I$  成分と  $Q$  成分の時間波形とアンダーサンプリングされた  $I$  成分と  $Q$  成分の時間波形を比較すると，Fig.1-10 に示すようにリアルタイムサンプリングでは連続的な波形が得られるのに対して，アンダーサンプリングではリアルタイムサンプリングの波形がシンボルレートを基準に重ね合わされることで連続したアイパターン状の波形が得られている。アンダーサンプリングにおいては連続したアイパターン状の波形が得られているので時間波形の絶対値からアイパターントリガを容易に生成することができる。



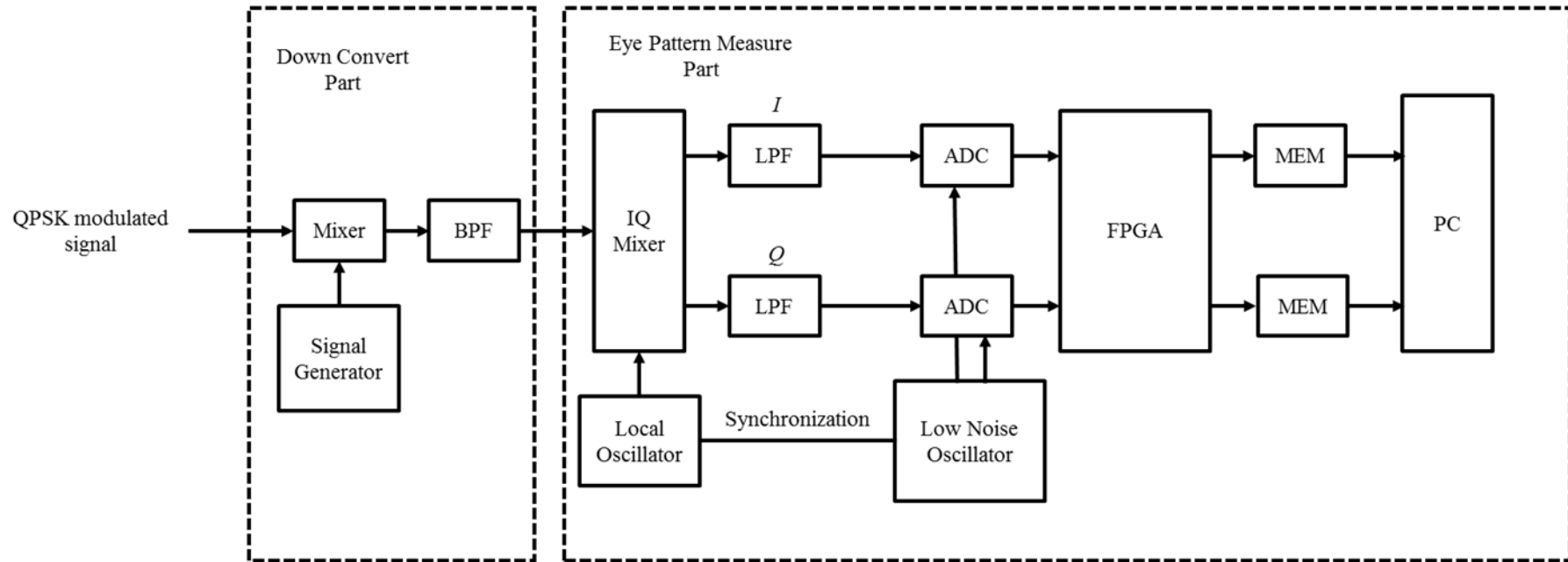


Fig.1-9 Principle of radio communication evaluation system using under-sampling.

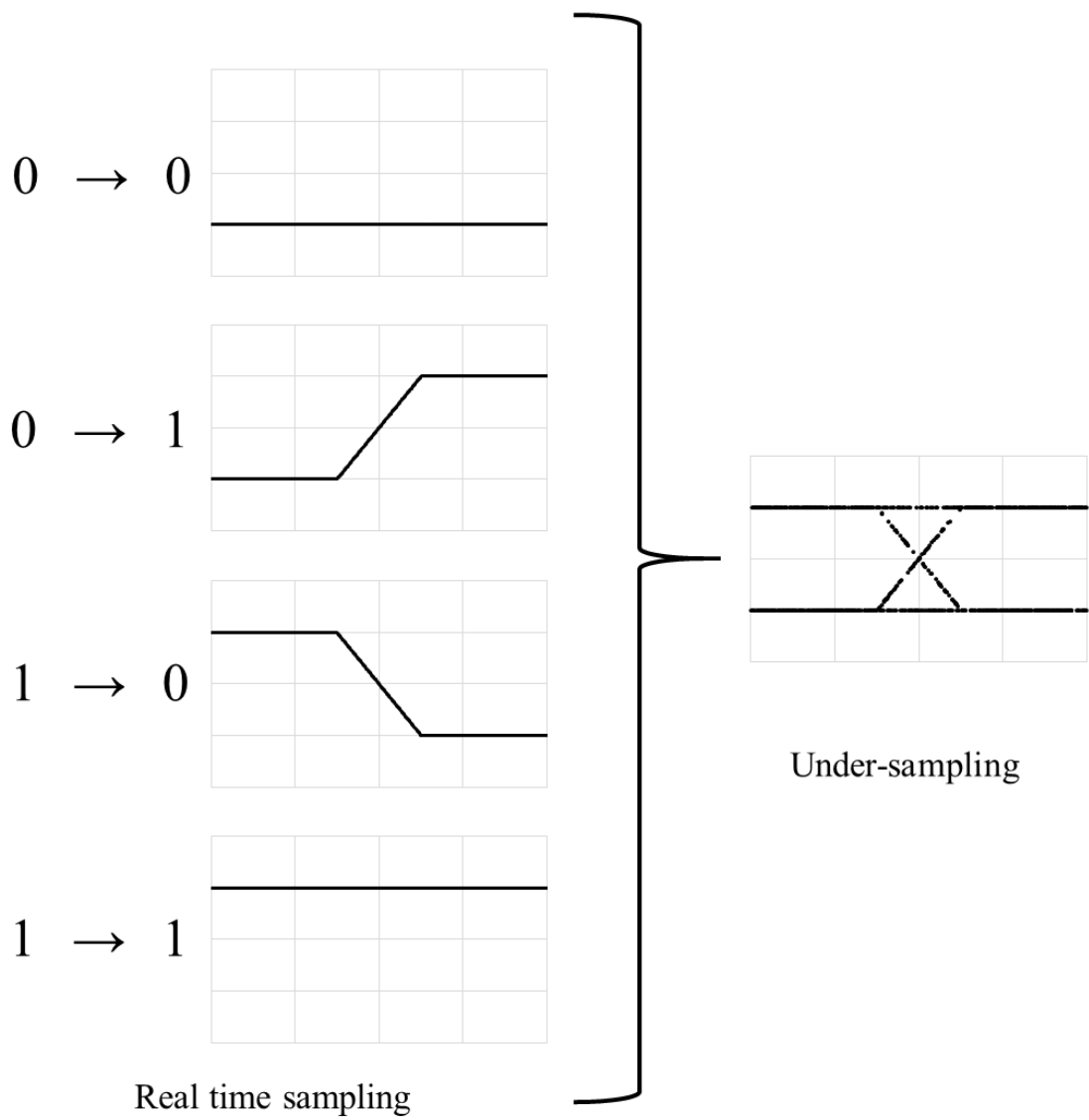


Fig.1-10 Principle of time waveform with real time sampling and under-sampling.

## 1.2.1 キャリア信号と局部発振器の周波数差の補正

無線通信信号のキャリア周波数と局部発振器の周波数を同期させない非同期復調の場合、測定された無線通信信号の  $I$  成分と  $Q$  成分にはキャリア周波数と局部発振器の周波数差の成分が含まれる。これを数値計算処理によって正しく補正しなければ無線通信評価ができない。

ここでキャリア周波数と局部発振器の周波数に差がある場合の  $I$  成分と  $Q$  成分は次式で表すことができる。

$$I = \cos\{\varphi_{mod}(t) + \theta(t)\} \quad (1-5)$$

$$Q = \sin\{\varphi_{mod}(t) + \theta(t)\} \quad (1-6)$$

ここで  $\varphi_{mod}$  は情報信号によって変化する位相であり、 $\theta(t)$  はキャリア信号と局部発振器の周波数差によって変化する位相である。

十分に高速で駆動する ADC で測定したリアルタイムサンプリングの場合、復調された  $I$  成分と  $Q$  成分から逆三角関数演算によって位相を求めると、Fig.1-11(a)に示すように情報信号による位相の変化に加えて、周波数の差分によって経過時間に応じた直線的な増加をする位相が求められる。したがって、 $I$  成分と  $Q$  成分から求められた位相の微分計算によりキャリア信号と局部発振器の周波数差は容易に計算できる。

これに対して、アンダーサンプリングの場合、シンボルレートを基準として時間波形が重ね合わされているので、リアルタイムサンプリングと同様に逆三角関数演算によって位相を計算した場合、Fig.1-11(b)に示すようにリアルタイムで計算された位相が重ね合わされたようなランダムに変化する位相が計算される。この場合、リアルタイムサンプリングと違って微分計算によってキャリア信号と局部発振器の周波数差は計算することが難しくなる。

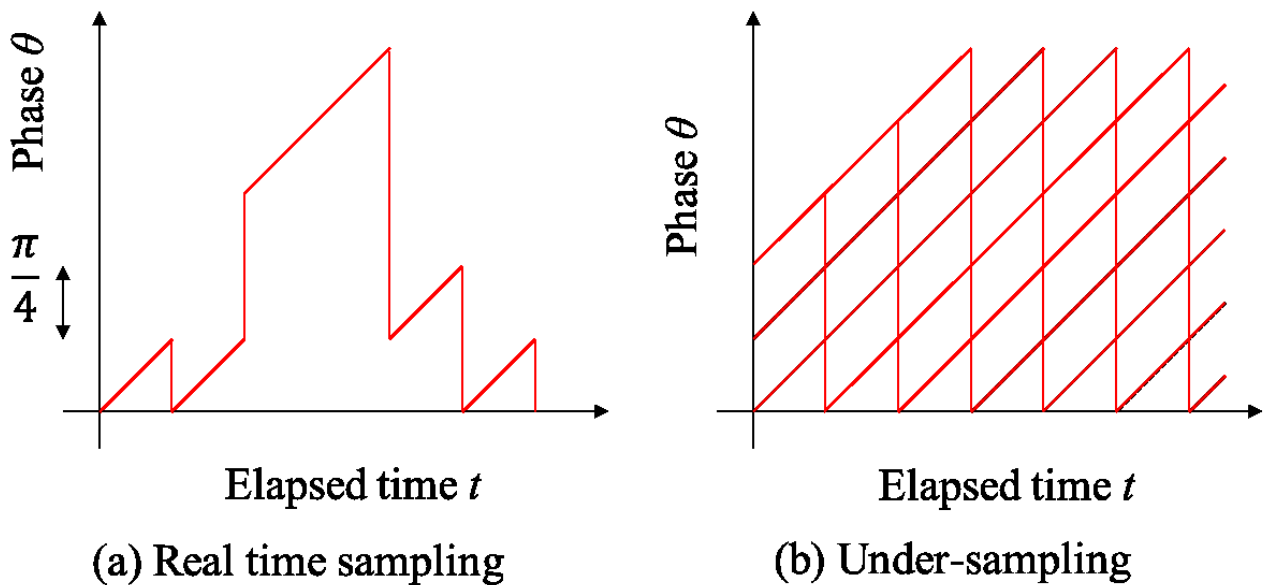


Fig.1-11 Comparison of phase calculated from I and Q components with real time sampling and under-sampling.

そこで、アナログ回路を用いた位相同期回路に用いられていたコスタス法[1-26]と三角関数の2倍角の計算を応用し、アンダーサンプリングを用いた無線通信評価法に適した位相補正の方法として、 $I$ 成分と $Q$ 成分の位相を4倍する方法を提案する。次式に示すように復調した $I$ 成分と $Q$ 成分の位相を三角関数の2倍角の公式を用いて4倍する。

$$\begin{aligned} I' &= 2 \cdot \{2 \cdot (I \cdot Q) \cdot (Q^2 - I^2)\} \\ &= \cos[4\{\varphi_{mod}(t) + \theta(t)\}] \\ &= \cos\{\pi + 4\theta(t)\} \end{aligned} \tag{1-7}$$

$$\begin{aligned} Q' &= (Q^2 - I^2)^2 - (2 \cdot I \cdot Q)^2 \\ &= \sin[4\{\varphi_{mod}(t) + \theta(t)\}] \\ &= \sin\{\pi + 4\theta(t)\} \end{aligned} \tag{1-8}$$

ここで $I'$ と $Q'$ は位相を4倍した $I$ 成分と $Q$ 成分である。

QPSK 変調の場合、情報信号によって変化する位相は $\pi/4$ の奇数倍である。したがって、測定された無線通信信号の $I$ 成分と $Q$ 成分4倍することで $\pi$ に変換することができる。これにより、に示すように $I'$ 成分と $Q'$ 成分から逆三角関数演算によって求める位相はリアルタイムサンプリングと同様に直線的になるので、微分演算によって容易にキャリア信号と局部発振器の位相差を計算することができる。これにより求められた位相差からベクトル演算によって $I$ 成分と $Q$ 成分を補正することで、キャリア信号と局部発振器の周波数差を補正することができる。

また、この方式は QPSK 変調の位相差に注目した方法であるが、多値変調においても $I$ 成分と $Q$ 成分のベクトル長からシンボルを弁別することで応用できると考えられる。

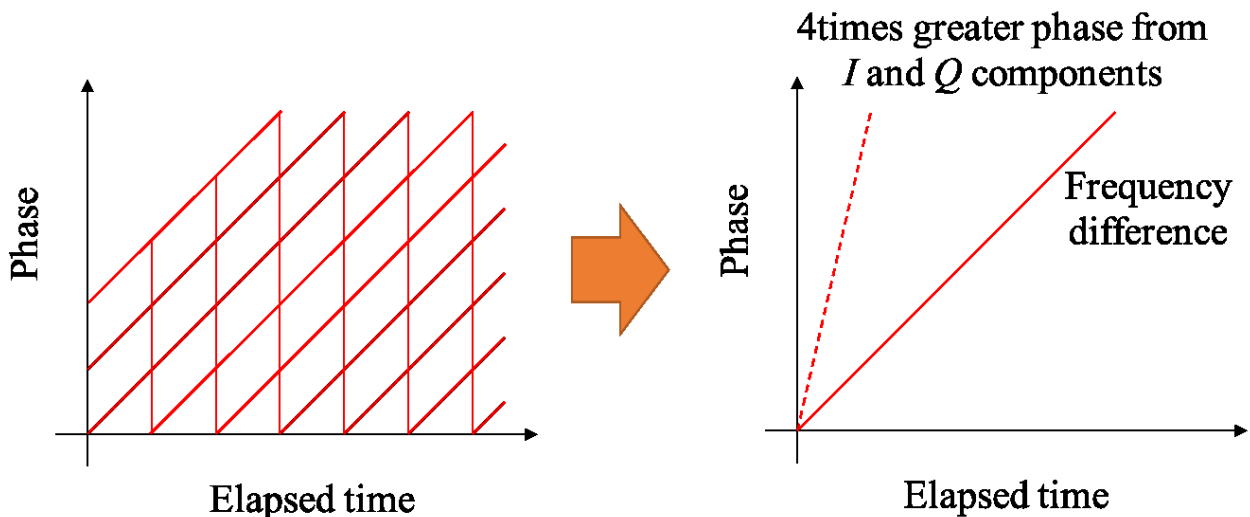


Fig.1-12 The phase calculated from  $I$  and  $Q$  components and the phase 4 times greater from original phase.

### 1.3 本論文の構成

本論文では、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いて、被測定信号を近年のデジタル無線通信では多く用いられる QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)変調信号として、リアルタイムサンプリングで測定された結果とアンダーサンプリングで測定された結果の比較を通じて、アンダーサンプリングによる無線通信評価への影響を検討する。しかし、アナログ回路を用いた実験では、アンダーサンプリングによって測定する  $I$  成分と  $Q$  成分を含めて様々な雑音が折り返されるので、測定によって得られたリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの差がなにを意味するのか不明となる。

そこで、アンダーサンプリングの折り返しの影響をアンダーサンプリングによる  $I$  成分と  $Q$  成分が折り返された影響、アンダーサンプリングによって ADC の雑音が折り返された影響、アンダーサンプリングによって発振器の雑音が折り返された影響の 3 つに注目して、それぞれの影響が特定できるように段階的に 3 つのシミュレーションと実験に分けて検討を行った。

本論文の構成を Fig.1-13 の本論文の構成に示す。1 章は序論である。近年の無線通信評価とアンダーサンプリングによる無線通信評価について原理を述べた。

2 章では、様々な雑音の影響を受けにくい数値計算ソフトウェアを用いて、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シミュレーションを行った。リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで得られたアイパターンとコンスタレーション、EVM といった結果の比較を行なった。

また、無線通信信号に付加される雑音が少ないので、振幅雑音が無線通信信号に付加された場合の検討と非同期復調に関する検討も併せて行った。

3 章では、アンダーサンプリングによって FPGA(Field Programmable Gate Array)の雑音が折り返された場合の影響について検討した。2 台の FPGA 上に QPSK 変調器と無線通信評価システムを構成し、被測定信号を ADC によってアナログ値からデジタル値に変換することで被測定信号に ADC の雑音を付加する。2 章においてアンダーサンプリングによって  $I$  成分と  $Q$  成分が折り返された影響が十分に小さいことが示されたので、ここで測定されるリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの測定結果の差は ADC の雑音がアンダーサンプリングによって折り返された影響であると考えられる。

4 章では、これまでのシミュレーションと実験でアンダーサンプリングによって  $I$  成分と  $Q$  成分が折り返された影響と ADC の雑音が折り返された影響は十分に無視できるほど小さいことが示されたので、アナログ回路と発振器を用いて実際の無線通信評価に近い構成で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ついて検討を行った。

実際の無線通信で用いられている周波数帯域に比べて低い周波数帯域で行なった実験であるものの、発振器の雑音は同様に折り返されるので、高周波数広帯域の無線通信であっても同じ傾向の結果が得られると考えられる。

5 章では、上記の内容をまとめると共に結論を述べる。

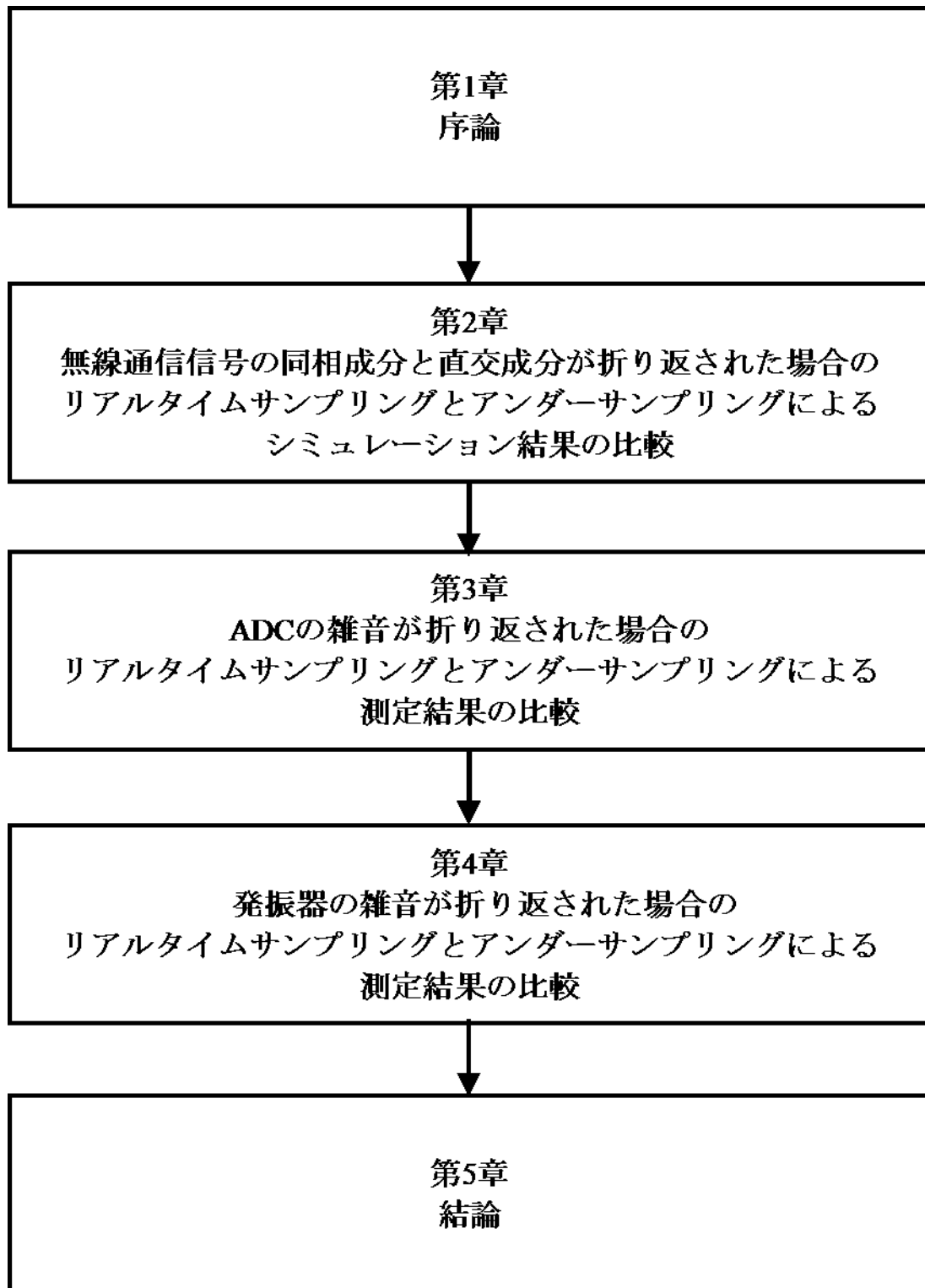


Fig.1-13 Configuration of contents.

## 1.4 参考文献

- [1-1] Cisco Visual Networking Index (VNI), “Forecast and Methodology, 2014 ~ 2019”
- [1-2] Ministry of Internal Affairs and Communications (MIC) in Japan, “Research and Development for Expanding Radio Wave Resources R & D Proceedings Handbook,” 2017
- [1-3] NTT DoCoMo, Inc., “DOCOMO 5G white paper Requirements and technical concepts for 5G wireless access after 2020,” 2014
- [1-4] Ekram Hossain, Monowar Hasan, “5G Cellular: Key Enabling Technologies and Research Challenges,” IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, Volume 18, Issue 3, pp.11-21, JUNE, 2015
- [1-5] National Instruments,” mm Wave: The Battle of the Bands,” 2016
- [1-6] 総務省電波利用ホームページ : 「電波資源拡大のための研究開発の実施」,  
<http://www.tele.soumu.go.jp/j/sys/fees/purpose/kenkyu/>
- [1-7] Jermo Kivinen, Timo O. Korhonen, Pauli Aikio, Ralf Gruber, Pertti Vainikainen, Sven-Gustav Haggman, “Wideband Radio Channel Measurement System at 2 GHz,” IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 48, NO. 1, FEBRUARY, 1999.
- [1-8] Peter F. Smulders, Anthony G. Wagemans, “Wide-band measurements of MM-wave indoor radio channels,” The Third IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, OCTOBER 1992.
- [1-9] Jermo Kivinen, “60-GHz Wideband Radio Channel Sounder,” IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 56, NO.5, OCTOBER 2007.
- [1-10] B. Fong, A. C. M. Fong, G. Y. Hong, H. Ryu, “Measurement of Attenuation and Phase on 26-GHz Wide-Band Point- to Multipoint Signals Under the Influence of Rain,” IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL.4, 2005.
- [1-11] Takashi Kawamura, Hiroshi Shimotahira, Akihito Otani, “Novel Tunable Filter for Millimeter-Wave Spectrum Analyzer Over 100 GHz,” IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 63, NO. 5, 2014.
- [1-12] Tektronix : 「アイ・ダイアグラムの構造分析」, アプリケーションノート, Tektronix, 2012
- [1-13] Keysight : 「デジタル RF 受信機デザインのテストおよびトラブルシューティング」, アプリケーションノート, 2014
- [1-14] Marco Pirola, Valleria Teppati, Vittorio Camarchia, “Microwave measurements Part I: Linear Measurements,” IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, Volume 10, Issue 2, pp.14-19, 2007.
- [1-15] Akihito Otani, Yukio Tsuda, Koji Igawa, Katsunori Shida, “Novel Optical Sampling Oscilloscope Using Envelope Detection Triggering Method,” IEEE JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, Vol. 26, No. 17, 2008.

- [1-16]Tektronix, “XYZs of Oscilloscopes Primer,” Technical paper, Tektronix, 2014.
- [1-17]Keysight technologies, “Basic Oscilloscope Fundamentals,” Application note, Keysight technologies, 2017.
- [1-18]ANALOG DEVICES, “Fundamentals of Sampled Data System,” AN-282 APPLICATION NOTE, ANALOG DEVICES, 2010
- [1-19]奥泉 良一, 山口 陽, 村口 正弘 : 「RF 直交アンダーサンプリング法によるスペクトラムセンシング技術の検討」, 電子情報通信学会技術研究報告, マイクロ波, 電子情報通信学会, pp.115-120, 2012
- [1-20]滝沢 歩, 戸枝 輝朗, 猪又 稔, 村口 正弘 : 「RF アンダーサンプリングの高周波数帯における検証」, エレクトロニクス講演論文集 1, pp.91-96, 2010
- [1-21]ANALOG DEVICES, “Fundamentals of Sampled Data System,” AN-282 APPLICATION NOTE, ANALOG DEVICES, 2010
- [1-22]J. Bryant, “Why do many modern ADCs have a signal bandwidth much greater than their maximum sampling frequency? Doesn’t sampling theory require the signal frequency to be limited to half the sampling frequency? Wouldn’t it save power if their input stages had less bandwidth? ,” ANALOG DEVICES RAQs: Issue 64
- [1-23]Wlty Kester, “Taking the Mystery out of the Infamous Formula, "SNR = 6.02N + 1.76 dB," and Why You Should Care,” MT-001 TUTORIAL, ANALOG DEVICES, 2013
- [1-24]滝沢 歩, 戸枝 輝朗, 猪又 稔, 村口 正弘 : 「RF アンダーサンプリングの高周波数帯における検証」, エレクトロニクス講演論文集 1, pp.91-96, 2010
- [1-25]Keysight : 「通信システムのデジタル変調」, アプリケーションノート, Keysight, 2001
- [1-26]室谷正芳・山本平一 : デジタル無線通信, pp.40-44, 産業図書, 1985



## 2章 無線通信信号の同相成分と直交成分が折り返された場合のリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングによるシミュレーション結果の比較

### 2.1 はじめに

無線通信評価において、 $I$ 成分と $Q$ 成分の測定にアンダーサンプリング技術が用いられた報告はないので、リアルタイムサンプリングで得られる結果とアンダーサンプリングで得られる結果に差が生じることが考えられる。しかし、アナログ回路を用いた検討では、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで差が生じた場合に、どの要因によって生じた差なのか判断することは難しい。そこで、本章ではフリーソフトウェアの数値計算処理ソフトである GNU Octave[2-1]を用いて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ついてシミュレーションを行った[2-2]。

2.2 節では、本章における同期復調した場合の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ブロック図を示す。また、3 節では位相同期回路の構成について示す。

2.4 節では、基準としてリアルタイムサンプリングで測定した場合のシミュレーション結果を示す。

2.5 節では、アンダーサンプリングで測定した場合のシミュレーション結果を示し前節の結果と比較する。

2.6 節では、アナログ回路を用いたシミュレーションでは任意の値のみを付加することが難しい振幅雑音が無線信号に付加された場合についてリアルタイムサンプリングで得られる結果とアンダーサンプリングで得られる結果の比較を行った。

2.7 節では、近年の無線通信においては同期復調に比べて非同期復調が一般的なので、非同期復調におけるリアルタイムサンプリングで得られる結果とアンダーサンプリングで得られる結果の比較を行なった。ここで GNU Octave 上でのシミュレーションなので、キャリア信号と局部発振器の位相雑音について無視することができる。

8 節では、以上の結果から本章のまとめを示す。

## 2.2 数値解析ソフトウェア上に構成したアンダーサンプリングを用いた無線通信評価システム

GNU Octave を用いたシミュレーションにおけ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ブロック図を Fig.2-1 に示す。ダウンコンバート部では被測定信号である無線通信信号のキャリア信号の周波数を後段の無線通信評価システムで評価できる周波数まで変換する。ただし、シミュレーションではデータ量と計算時間を削減するために、被測定信号の位相に  $\pi/2$  のオフセットを付加してフィルタ処理のみを行った。

つぎに、アイパターン測定部では、搬送波再生回路によって VCXO(Voltage Controlled X'tal Oscillator)の発振周波数を無線通信信号のキャリア信号の周波数と同期させる。その後、IQ ミキサで無線通信信号と VCXO の信号を用いて直交復調を行う。直交復調で得られた  $I$  成分と  $Q$  成分を ADC でアンダーサンプリングすることでデジタル信号に変換し、PC に転送する。PC 上でアイパターンやコンスタレーションの描画を行い、EVM 等の評価を行う。実験では VCXO の代わりに sin 関数と cos 関数を用いた。

つぎに、シミュレーションの条件として、被測定信号である QPSK 信号はキャリア信号の周波数を 5MHz、シンボルレートを 250kBaud とした。この数値は 3 章の FPGA を用いた実験で設定できる範囲の値とした。情報信号にはシンボルが偏ることを防ぐために、31bit のガロア LFSR(Linear Feedback Shift Register)で生成した PRBS(Pseudo Random Bit Sequence)信号を用いた。

フィルタには FIR(Finite Impulse Response)フィルタを用いて、ダウンコンバータ部の BPF(Band Pass Filter)は通過帯域を 4.5MHz~5.5MHz とした。アイパターン測定部の LPF(Low Pass Filter)のカットオフ周波数を 5MHz とした。

ここでそれぞれの数値は FPGA を用いた実験で適用できる範囲の値として一例として選択した値であるものの、フィルタ回路によって測定される周波数帯域が選択されるので実際の無線通信であっても同様の結果が得られると考えられる。

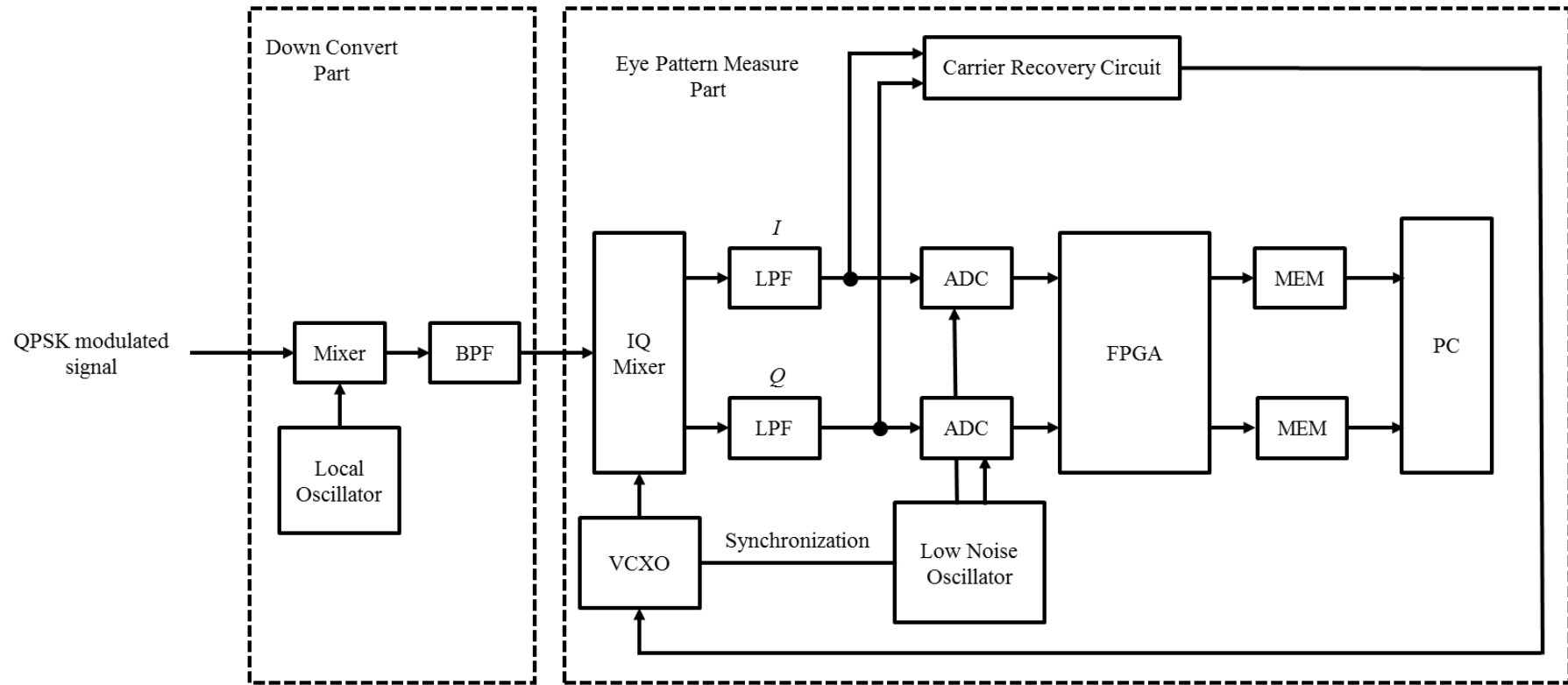


Fig.2-1 The block diagram of radio communication evaluation system using under-sampling.

## 2.3 位相同期回路の原理

直交復調では QPSK 信号のキャリア信号と局部発振器の周波数に差がある場合、復調された  $I$  成分と  $Q$  成分にその差の周波数成分が含まれる。これにより、正しく無線通信を評価することができなくなるので、位相同期回路によって無線通信信号からキャリア信号の周波数を再生する必要がある。そこで、コスタス法[14]を用いたキャリア再生回路によって無線信号と局部発振器の周波数を同期した。コスタス法を用いたキャリア再生回路のブロック図を Fig.2-2 に示す。

位相同期回路の条件として、キャリア信号の周波数と局部発振器の周波数の差によってのみ制御電圧の値が変化し、無線信号の位相によって出力される制御電圧の値が変化しないことが挙げられる。次式でコスタス法を用いたキャリア再生回路がキャリア信号の周波数と局部発振器の周波数の差によってのみ変化することを示す。

$$\begin{aligned} v_c &= (I \cdot Q) \cdot (Q^2 - I^2) \\ &= \{\cos(\varphi_{mod} + \theta) \cdot \sin(\varphi_{mod} + \theta)\} \cdot \{\sin^2(\varphi_{mod} + \theta) - \cos^2(\varphi_{mod} + \theta)\} \\ &= \frac{1}{4} \sin\{4(\varphi_{mod} + \theta)\} \end{aligned} \quad (3-1)$$

ここで  $\varphi_{mod}$  は情報信号によって変化する位相であり、 $\theta$  はキャリア信号の周波数と局部発振器の周波数の差によって生じる位相差である。

情報信号によって変化する位相は 4 倍されることで  $\pi$  に変化するので、制御電圧は次式のように簡略に表すことができる。

$$v_c = \frac{1}{4} \sin\{\pi + 4\theta\} \quad (3-2)$$

これにより、コスタス法を用いたキャリア再生回路は情報信号に依らずに、キャリア信号の周波数と局部発振器の周波数の差によってのみ変化することが示された。

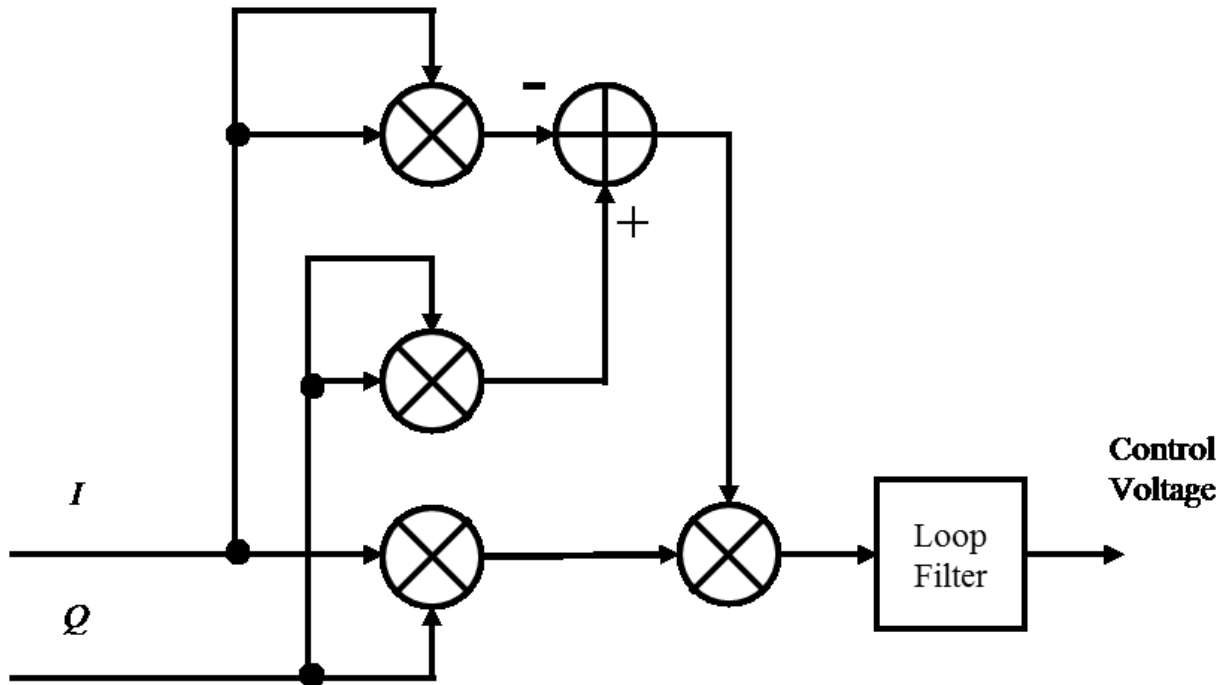


Fig.2-2 The block diagram of carrier recovery circuit using Costas method.

## 2.4 同相成分と直交成分をリアルタイムサンプリングで測定した場合のシ

### ミュレーション結果

まず、リアルタイムサンプリングで  $I$  成分と  $Q$  成分の測定を行ったときのシミュレーションの条件として、サンプリング周波数を 50MHz とした。このときに測定された  $I$  成分の時間波形を Fig.2-3 に示す。キャリア信号と局部発振器の周波数は位相同期回路によって同期しているので、時間波形に周波数差の成分は現れていない。また、PRBS 信号が再生されたことでランダムな波形が得られた。

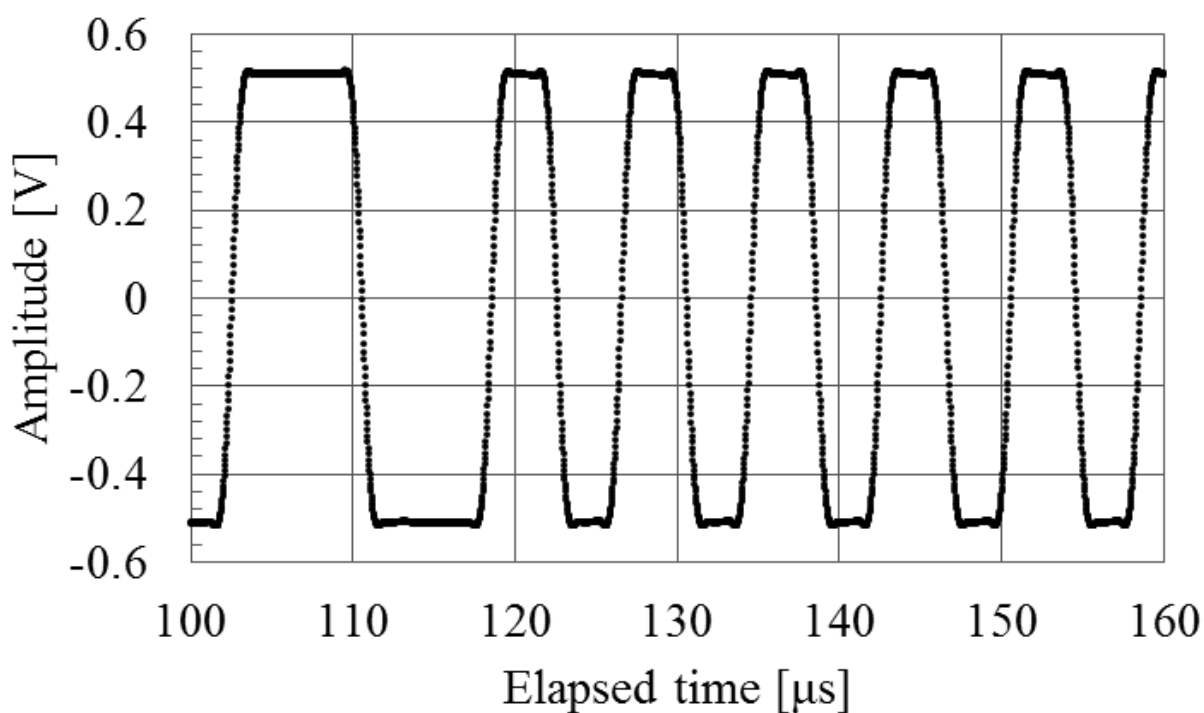


Fig.2-3 The time waveform measured with real time sampling.

つぎに、アイパターンを生成するために時間波形からアイパターントリガを生成する。このとき、 $I$ 成分と $Q$ 成分のシンボルが変化したタイミングを基準とするために、Fig.2-4に示す $I^2+Q^2$ の波形からエッジトリガを生成した。

$I^2+Q^2$ の波形から生成したエッジトリガを基準に時間波形を重ね合わせることで描画したリアルタイムサンプリングによる $I$ 成分のアイパターンをFig.2-5に示す。ここで得られたアイパターンの時間軸はシンボルレートの周期で正規化している。

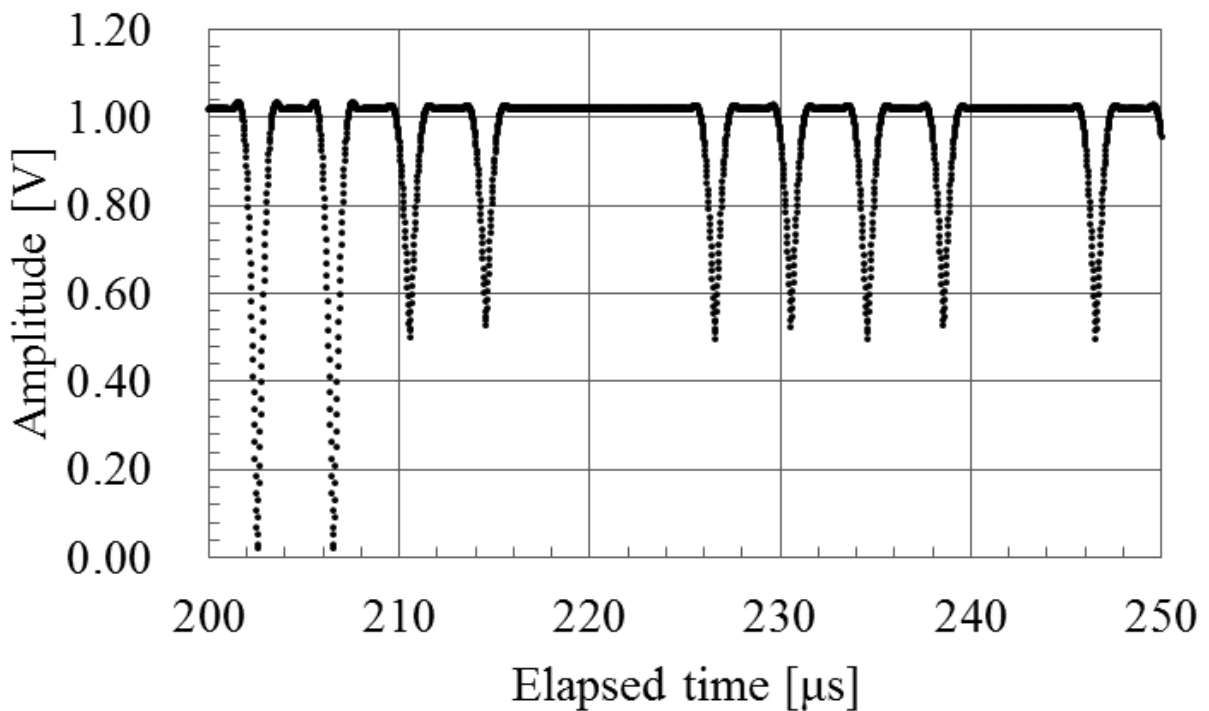


Fig.2-4 The eye pattern trigger obtained from the time waveform with real time sampling

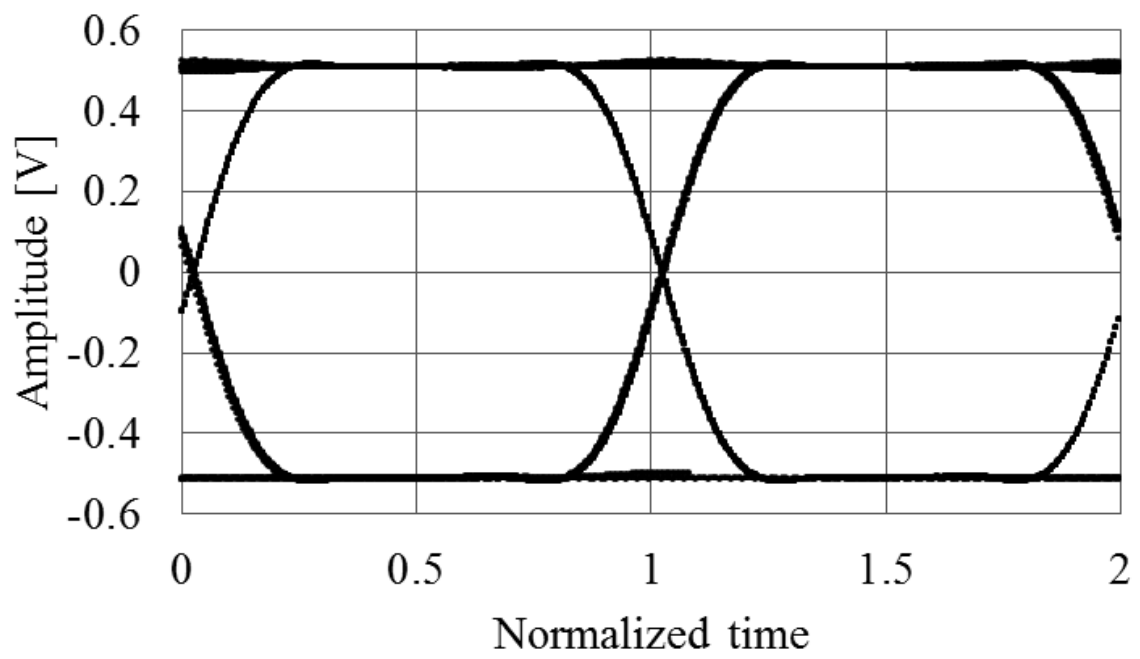


Fig.2-5 The eye pattern measured with real time sampling.



つぎに、 $Q$  成分についても同様にアイパターンを生成し、アイパターンの開口部の点を信号評価点として抜き出すことでコンスタレーションを描画した。リアルタイムサンプリングによるコンスタレーションを Fig.2-6 に示す。雑音がない理想的な状態でのシミュレーションなので、点に近いコンスタレーションが得られている。

コンスタレーションを評価する基準として EVM を利用する。EVM は次式によって計算できる。

$$\begin{aligned}
 \text{EVM} &= \frac{\sqrt{\text{誤差ベクトル}}}{\sqrt{\text{振幅ベクトル}}} \\
 &= \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{(|I| - \bar{I})^2 + (|Q| - \bar{Q})^2\}}}{\sqrt{\bar{I}^2 + \bar{Q}^2}}
 \end{aligned}
 \tag{3-3}$$

このとき、 $N$  はデータの個数、 $\bar{I}$  と  $\bar{Q}$  は理想的な  $I$  と  $Q$  の値である。

$\bar{I}$  と  $\bar{Q}$  をそれぞれ 0.5 としてリアルタイムサンプリングの EVM を計算すると、-33.4dB と得られた。

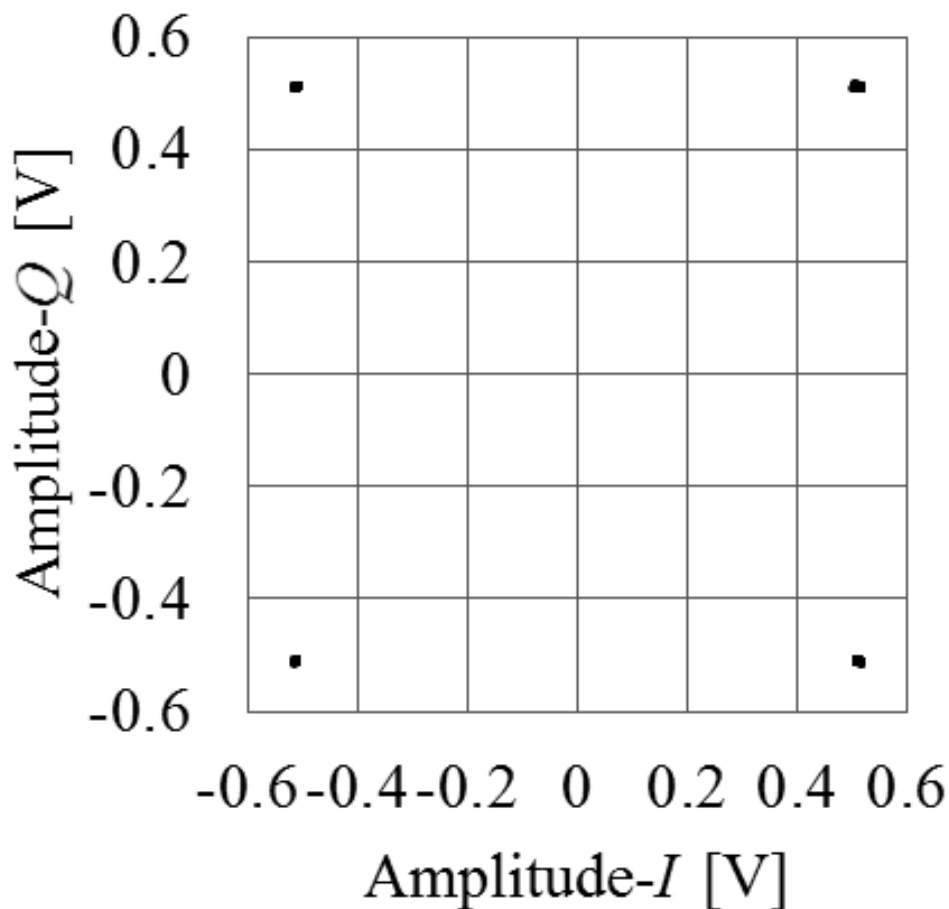


Fig.2-6 The constellation measured with real time sampling

## 2.5 同相成分と直交成分をアンダーサンプリングで測定した場合のシミュ

### レーション結果とリアルタイムサンプリングによる結果との比較

アンダーサンプリングで測定を行ったときのシミュレーションの条件として、サンプリング周波数を 124.7kHz とした。これにより、イメージ信号のシンボルレートは 0.6kBaud となる。このとき、測定された時間波形を Fig.2-7 に示す。ランダムに変化する PRBS 信号をシンボルが切り替わる周期を基準にアンダーサンプリングしたことで、波形が重ねあわされて、測定された時間波形は連続したアイパターン状の波形となっている。これにより、アイパターンを描画するために必要なアイパターントリガはリアルタイムサンプリングの場合と異なり、連続したアイパターン状の波形が得られている。これにより、Fig.2-8 に示すように時間波形の絶対値からアイパターンを描画するために必要なアイパターントリガをリアルタイムサンプリングに比べて容易に生成することができる。

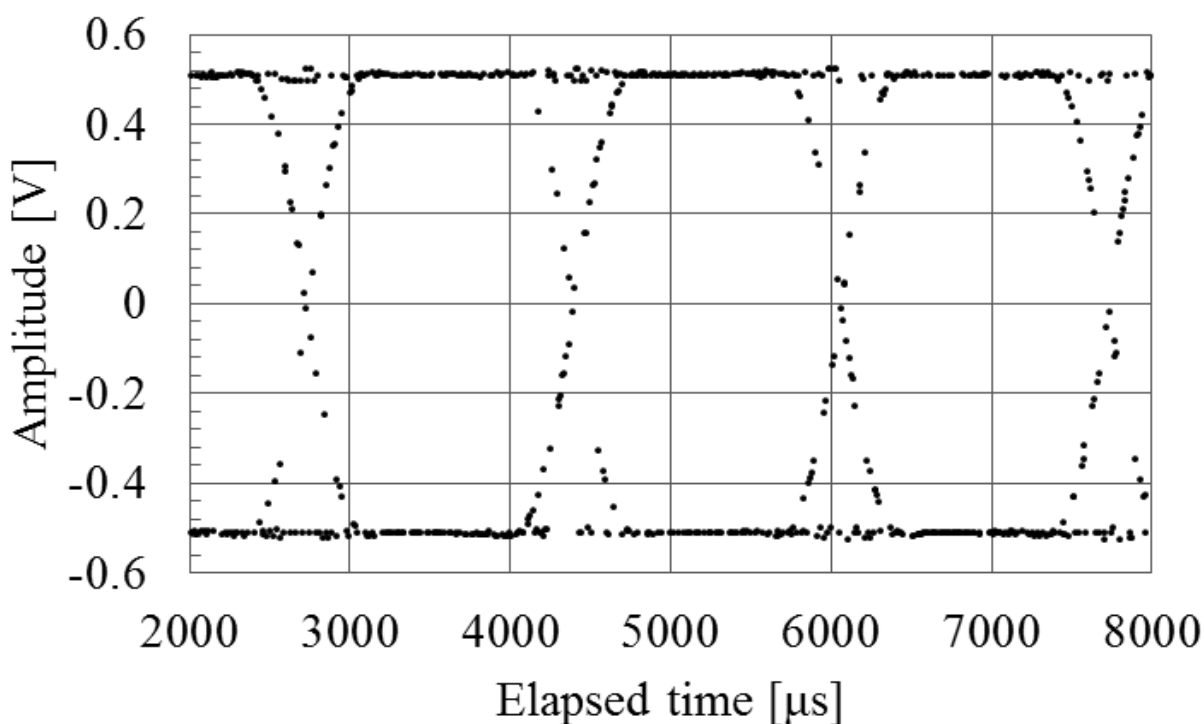


Fig.2-7 The time waveform measured with under-sampling

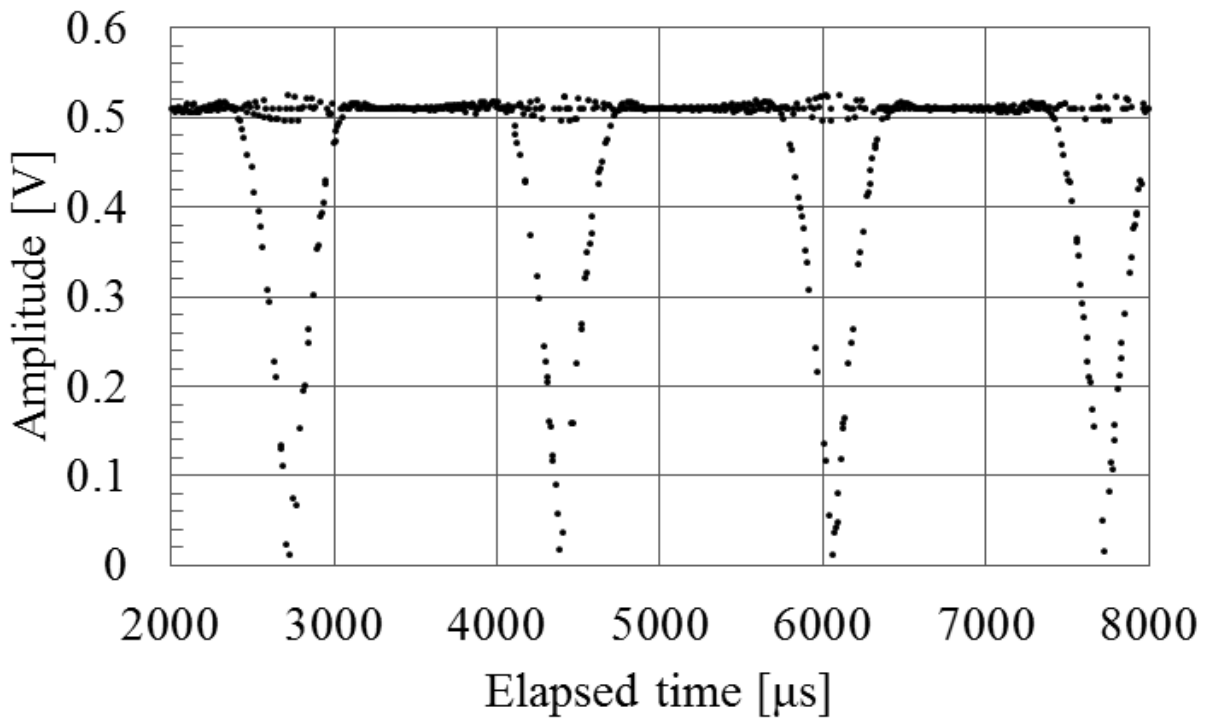


Fig.2-8 The eye pattern trigger obtained from time waveform with under-sampling

つぎに、アンダーサンプリングで得られるアイパターンを Fig.2-9 に示す。このとき、時間軸はリアルタイムサンプリングと同様にシンボルレートの周期で正規化を行っている。Fig.2-5 に示したリアルタイムサンプリングで得られたアイパターンと比較すると、同様の波形が得られていることが確認できる。

$Q$  成分についても同様にアイパターンを描画し、アイパターンの開口部から信号評価点を抜き出してコンスタレーションを描画した。アンダーサンプリングで測定されたコンスタレーションを Fig.2-10 に示す。Fig.2-6 に示したリアルタイムサンプリングで測定されたコンスタレーションと比較すると、アイパターンと同様にリアルタイムサンプリングに似た波形が得られている。また、リアルタイムサンプリングと同様に EVM を計算すると、-32.9dB と得られた。リアルタイムサンプリングにおける EVM は-33.4dB なので、リアルタイムサンプリングで測定した EVM とアンダーサンプリングで測定した EVM は 1dB 以内の差になった。ここで測定されたリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの EVM は被測定信号が PRBS 信号なので完全には一致しない。また、3GPP TS 36.521 仕様のセクション 6.5.2[2-4]の LTE(Long Term Evolution)仕様における EVM の最小条件では、QPSK における EVM 制限値を 17.5%と定めている。これをデシベルに変換すると-15.1dB となる。したがって、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの EVM の差は、この値と比較しても十分に低いことから無視できる程度の差であると考えられる。

また、QPSK 変調における EVM から次式を用いることで BER を推定することができる [2-5]。

$$\text{BER} \approx \frac{2 \left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2 L} Q \left\{ \sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1}\right) \frac{2}{4\text{EVM}^2}} \right\} \quad (3-4)$$

このとき、 $L$ は振幅レベル、 $Q(x)$ はガウス相補誤差関数である。

ここでリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの EVM を代入して BER を計算すると、どちらも 64 ビット浮動小数演算で表すことができる数値範囲よりも小さい値となったので正確な値は計算できなかった。

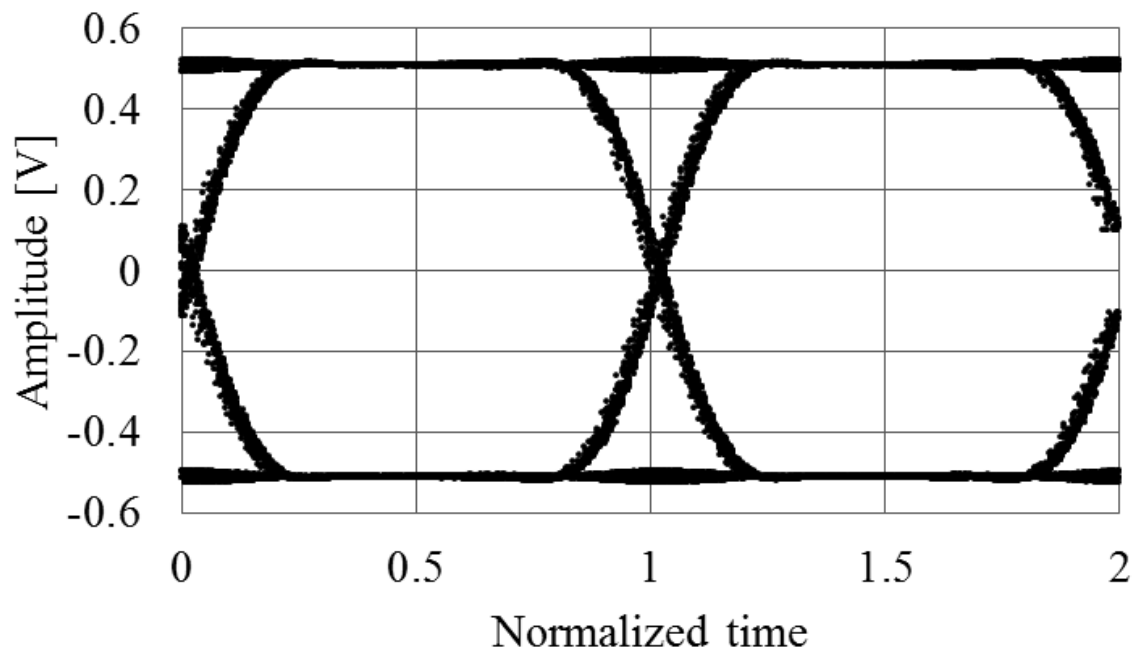


Fig.2-9 The eye pattern measured with under-sampling

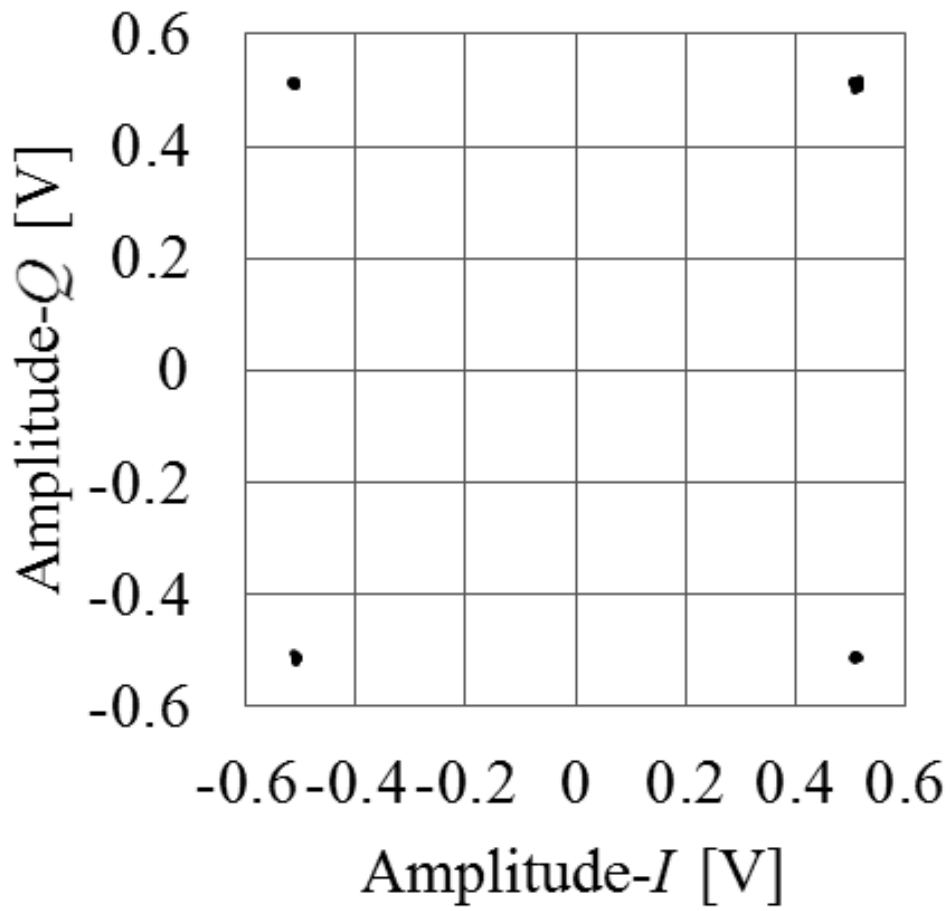


Fig.2-10 The constellation measured with under-sampling

## 2.6 無線信号に付加される振幅雑音に関する検討

無線通信評価においては、様々な雑音が無線信号に影響する。アンダーサンプリングを用いた無線通信評価においては、アンダーサンプリングしたことによる折り返しによって発振器の位相雑音が折り返されるので、リアルタイムサンプリングに比べて位相雑音による測定結果への影響が大きくなると考えられる。一方で、振幅雑音については高周波数の信号が低周波数に折り返されるとして、振幅雑音のレベルが変化することはないので、発振器の位相雑音が折り返されることに比べて、測定結果への影響は小さいことが考えられる。しかし、アンダーサンプリング技術は信号の周期性に着目した測定方法なので、周期的な雑音であれば十分なデータ量を測定することで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と考えられるが、ランダムな雑音が無線信号に付加される場合、振幅雑音の成分が広帯域に広がっているため、リアルタイムサンプリングであればフィルタ回路によって除去される雑音が折り返されることで測定結果に影響することが考えられる。また、GNU Octave を用いたシミュレーションであれば、数値計算によるシミュレーションなので、不明な要因によって生じた雑音の影響を考慮する必要がなく、任意の雑音が無線信号に付加することができる。そこで、本節では、無線信号に振幅雑音を付加した場合のシミュレーションを行った。

また、振幅雑音が周期的な信号であったとしても測定できるデータ数は現実的に限りがあるので、振幅雑音の周期が長周期の場合、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで測定時間に大きく差が生じることが原因で測定結果に差が生じることが考えられる。そこで、周期的な振幅雑音が無線信号に付加された場合について、振幅雑音の周期が測定時間よりも長い場合と測定時間よりも短い場合について併せてシミュレーションを行った。

本節におけるシミュレーションでは、3.4 節と 3.5 節で示したリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの比較が他の条件であっても測定できることを示すために、測定条件をキャリア信号の周期を 10 点、シンボルレートの周期を 100 点と変更した。また、アンダーサンプリングのサンプリング周期は 101 点毎と変更した。ここでシミュレーション条件は FPGA 上のシミュレーションと比較しないので数値で設定した。

2.6.1 項では、2.6 節における基準として、雑音が付加されていない場合のシミュレーションを示す。2.6.2 項ではランダムな周期の振幅雑音が付加された場合のシミュレーションを示す。2.6.3 項では周期的な振幅雑音が付加された場合のシミュレーションを示す。

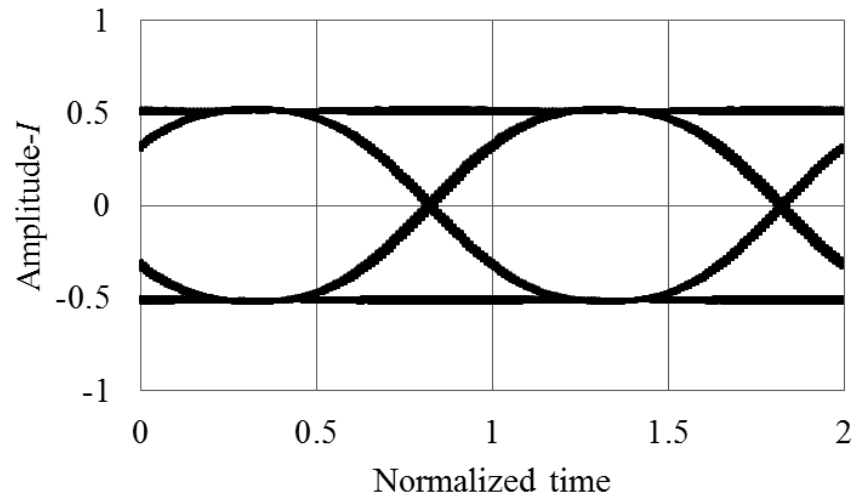
### 2.6.1 無線信号に雑音を加えられていない場合のシミュレーション結果

無線信号に雑音を加えられていないときにリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで測定されたアイパターンを Fig.2-11 に示す。ここで時間軸は 2.5 節と同様に被測定信号のシンボルレートに合わせて正規化した。無線信号のシンボルレートを変更したので、2.4 節と 2.5 節で示したアイパターンから変化している。同様にアイパターンから信号評価点を抜き出して描画したコンスタレーションを Fig.2-12 に示す。リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングのコンスタレーションを比較すると、どちらも同様の結果

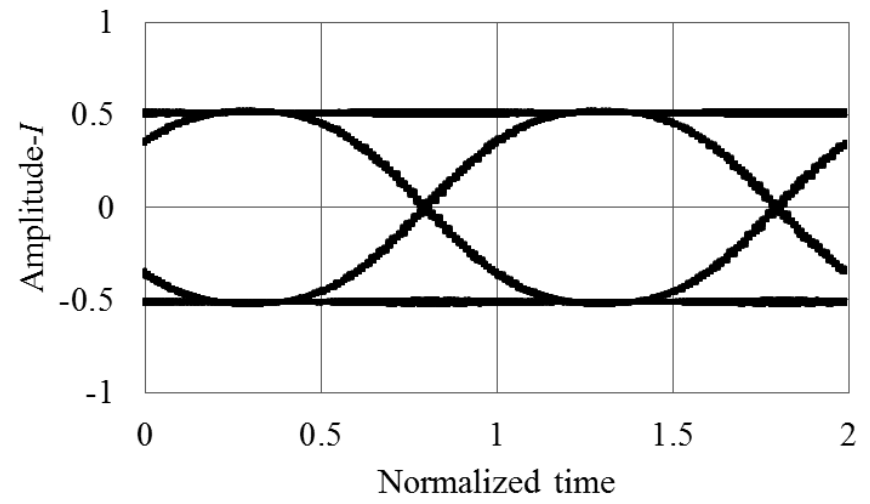
が得られている。理想的な  $I$  と  $Q$  をそれぞれ 0.5 として EVM を計算し、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングのデータ総数対 EVM のグラフを Fig.2-13 に示す。EVM の値もシンボルレートが変化したので、2.4 節と 2.5 節からは変化している。EVM の計算に用いたデータ数が少ないとき、EVM の値は変化が大きいものの、データ数に関わらず EVM の差は 1dB 以内程度であり、点数が 200 点程度であれば、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで測定された EVM は非常に近づくことが示された。これにより、無線信号の条件が変化してもアンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムで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測定できることが示された。

次項からここで得られた結果を基準として無線信号に雑音が付加された場合のシミュレーション結果を示す。



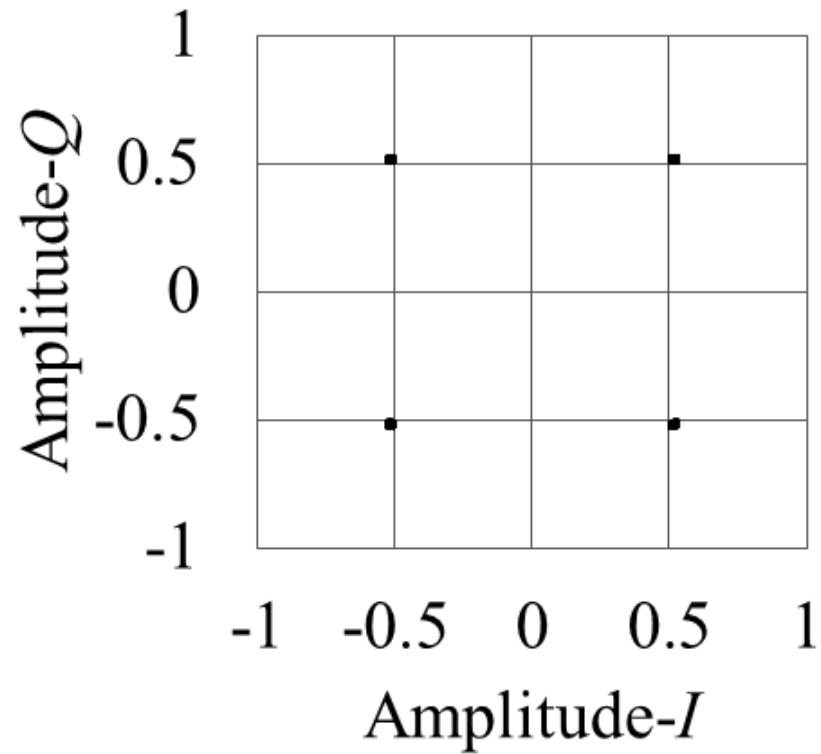


(a) Real time sampling

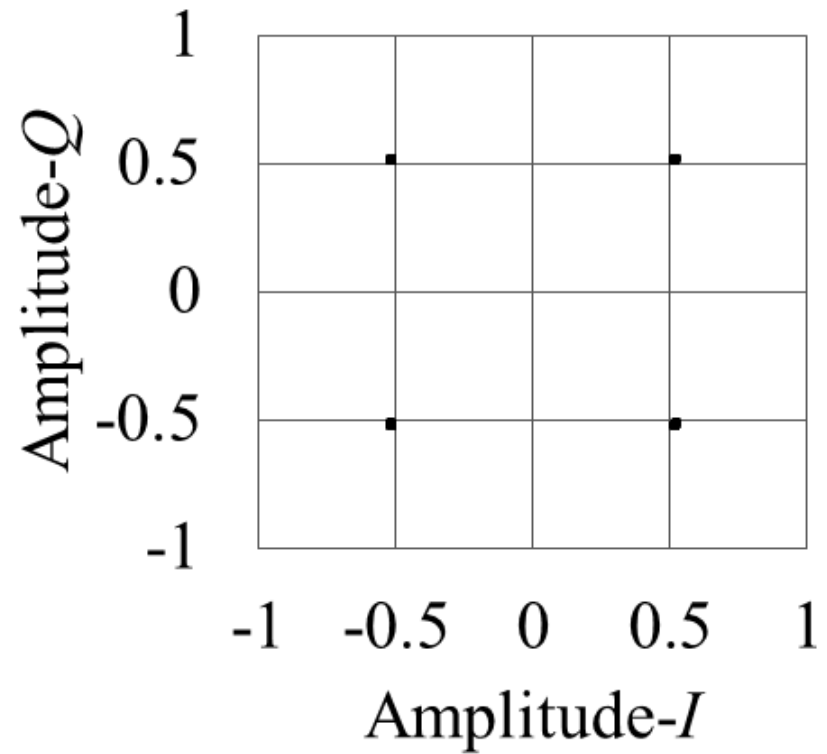


(b) Under-sampling

Fig.2-11 The eye pattern when any noise is not added.



(a) Real time sampling



(b) Under-sampling

Fig.2-12 The constellation when any noise is not added.

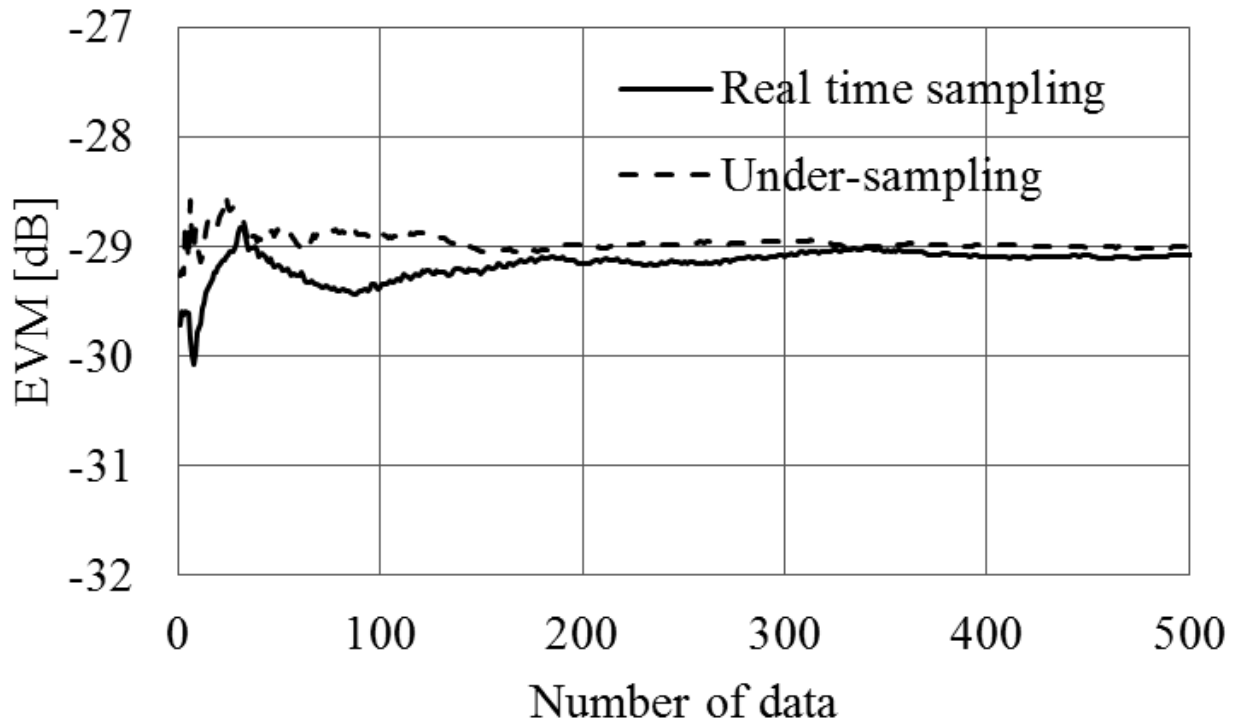


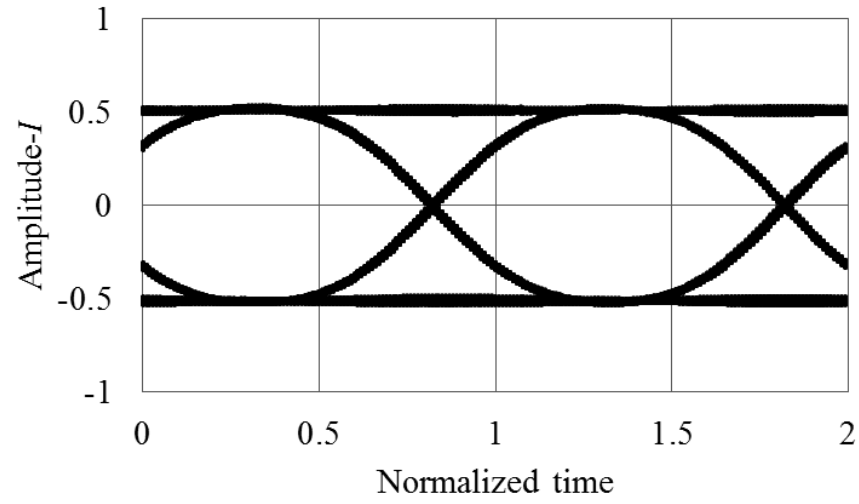
Fig.2-13 The EVM vs. number of data when any noise is not added.

## 2.6.2 ランダムな周期の振幅雑音が付加された場合のシミュレーション結果と雑音を加えられていない場合の結果との比較

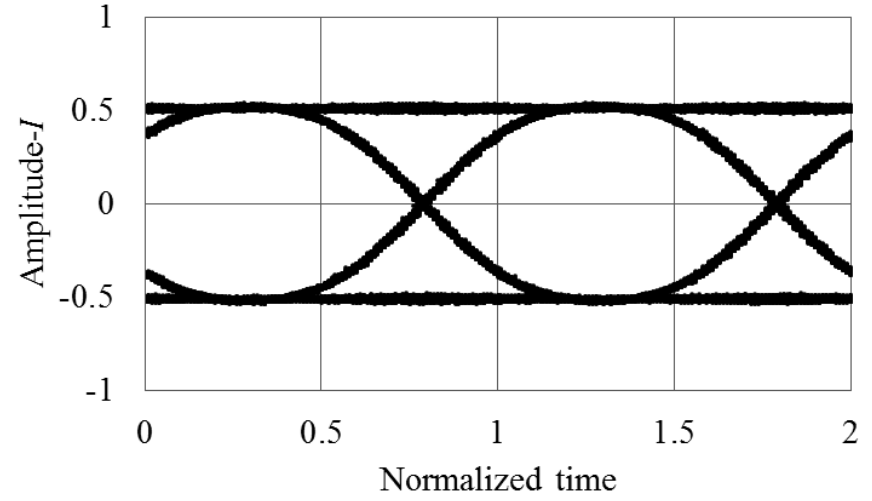
本節では、無線信号にランダムな周期の振幅雑音が付加される場合のシミュレーション結果を示す。ここで振幅雑音は GNU Octave 上のランダム関数から生成し、振幅の最大値は無線信号の振幅の 10%とした。リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで測定されたアイパターンを Fig.2-14 に示す。2.6.1 節に示した雑音が付加されていない場合のアイパターンと比較して大きな差は現れなかった。これはランダムな雑音であるため、フィルタ回路の帯域外の雑音が除去されたためだと考えられる。つぎに、アイパターンから信号評価点を抜き出して描画したリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングのコンスタレーションを Fig.2-15 に示す。Fig.2-12 に示した雑音を加えられていないときのコンスタレーションと比較して、アイパターンと同様に大きな差は現れなかった。

つぎに、EVM を計算するためのデータ総数を変化させて、データ総数対 EVM のグラフを Fig.2-16 に示す。このとき、データ数が少ない場合の EVM はリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで差が大きくなっているものの、十分なデータ量で計算された EVM はリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの差は 1dB 以内となっている。これは付加されたのがランダムな雑音であるため、データ数が少ない場合には測定値に偏りがあったためだと考えられる。また、Fig.2-13 に示した雑音が付加されていない場合と比較して、十分なデータ数が測定された場合には、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの差は同程度になることが示された。これにより、ランダムな雑音が付加された無線信号をアンダーサンプリングで測定した場合、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が示された。

つぎに、周期的な雑音が無線信号に付加された場合の測定について検討する。

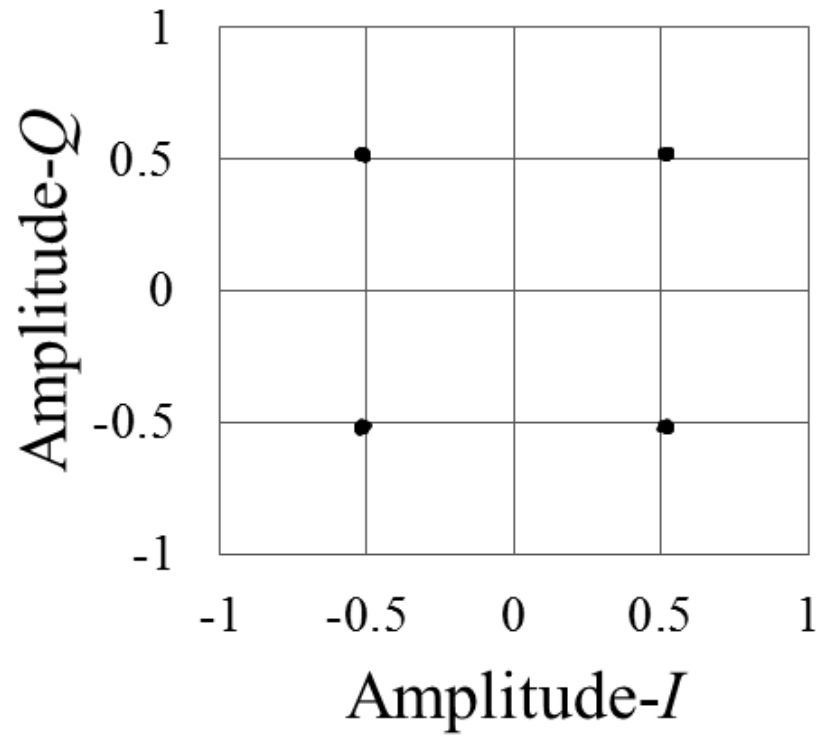


(a) Real time sampling

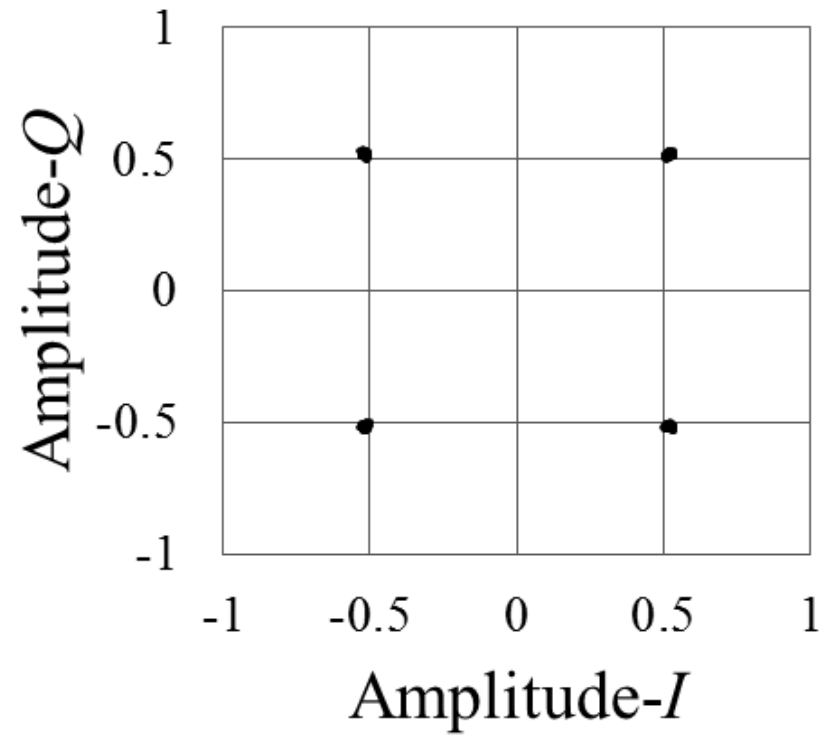


(b) Under-sampling

Fig.2-14 The eye pattern when the random noise is added.



(a) Real time sampling



(b) Under-sampling

Fig.2-15 The constellation when the random noise is added.

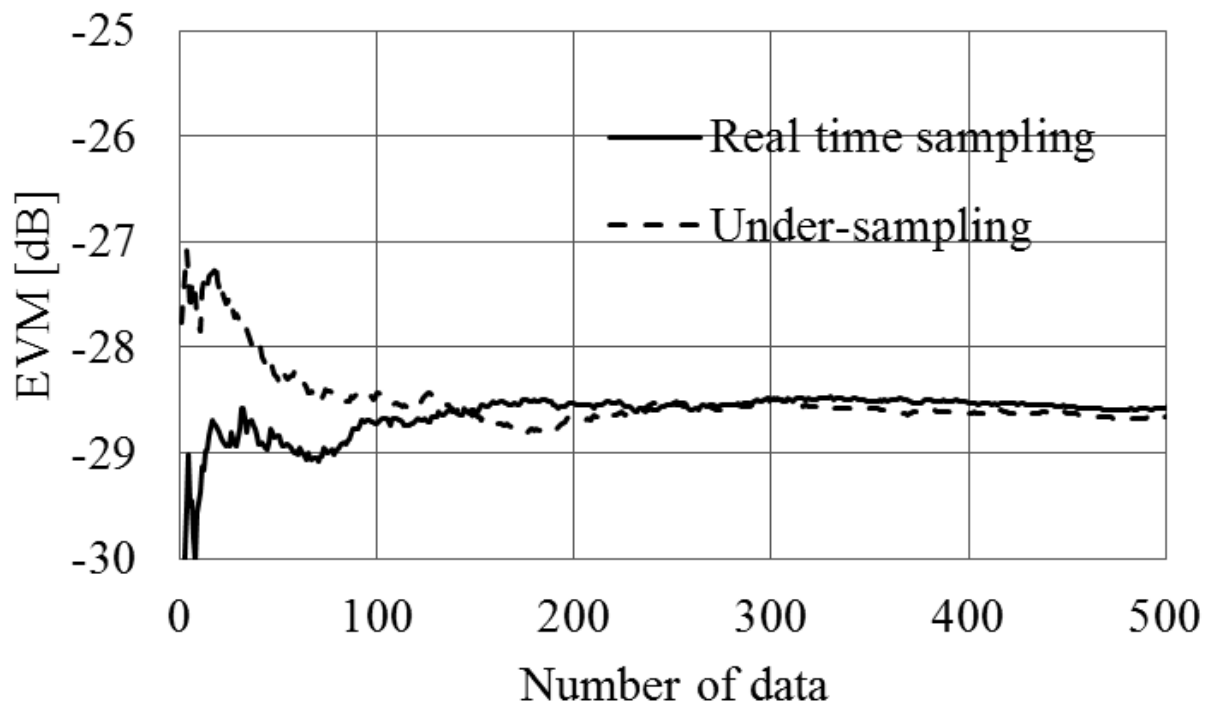


Fig.2-16 The EVM vs. number of data when the random noise is added.

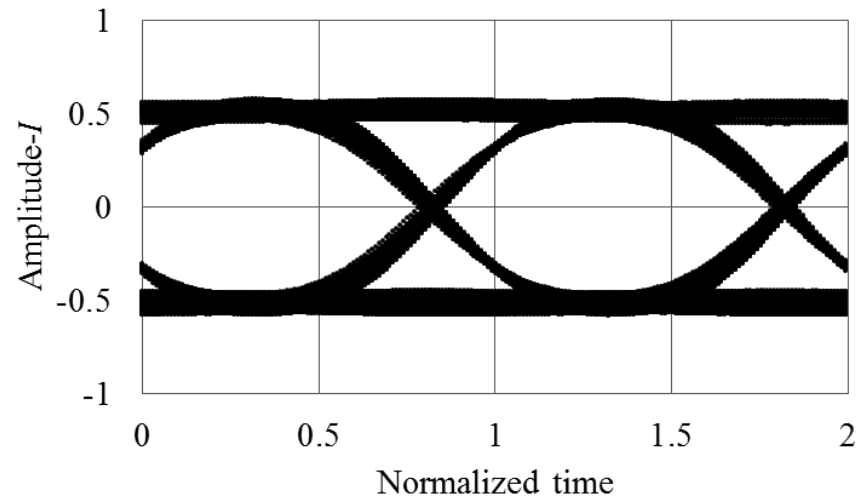
### 2.6.3 正弦波が振幅雑音として付加された場合のシミュレーション結果と雑音を加えられていない場合との比較

無線信号に周期的な振幅雑音が付加された場合のシミュレーション結果を示す。まず、周期がリアルタイムサンプリングの測定時間よりも長い場合のシミュレーション結果を示す。これはリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングでは測定時間に大きく差が生じるので、長周期の信号を測定した場合、測定されたデータに偏りが生じることでリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの測定結果に差が生じると考えられるためである。

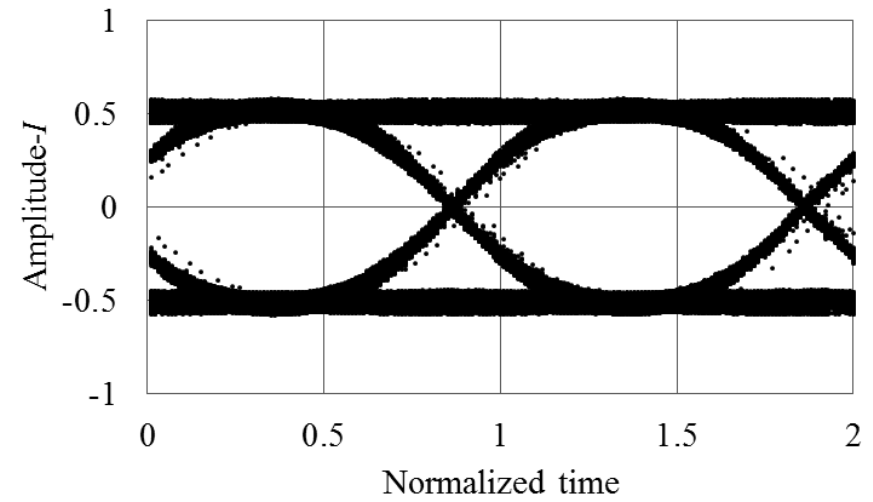
周期的な雑音は、ランダムな雑音と同様に振幅を無線信号の振幅の10%とし、周期  $T$  が50000点の正弦波とした。このとき測定されたアイパターンを Fig.2-17 に示す。リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングのアイパターンを比較して長周期の雑音が無線信号に付加されているので、アイパターンの波形に差が生じている。また、3.6.1項で示したアイパターンと比較して、振幅雑音が付加されたことでアイパターンの開口部が狭くなっていることが確認できる。つぎに、アイパターンから信号評価点を抜き出して描画したコンスタレーションを Fig.2-18 に示す。リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで比較して、コンスタレーションは同様の波形が得られている。また、Fig.2-12 に示した雑音を加えられていない場合のコンスタレーションと比較すると、振幅雑音によって振幅方向にコンスタレーションが伸びていることが確認できる。同様に、データ総数対 EVM のグラフを Fig.2-19 に示す。このとき、リアルタイムサンプリングの EVM とアンダーサンプリングの EVM を比較すると、EVM の計算に用いたデータの総数が EVM の計算に用いた全データ数である500点であってもアンダーサンプリングの EVM はリアルタイムサンプリングの EVM に一致しなかった。コンスタレーションの比較においてはリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで同様の波形が得られているものの、振幅雑音の周期が50000点と測定されたデータ量に対して測定したデータ量が少ないため、測定されたデータに偏りが生じたためだと考えられる。

つぎに振幅雑音の周期がリアルタイムサンプリングの測定時間より短い場合でのシミュレーションの結果を示す。



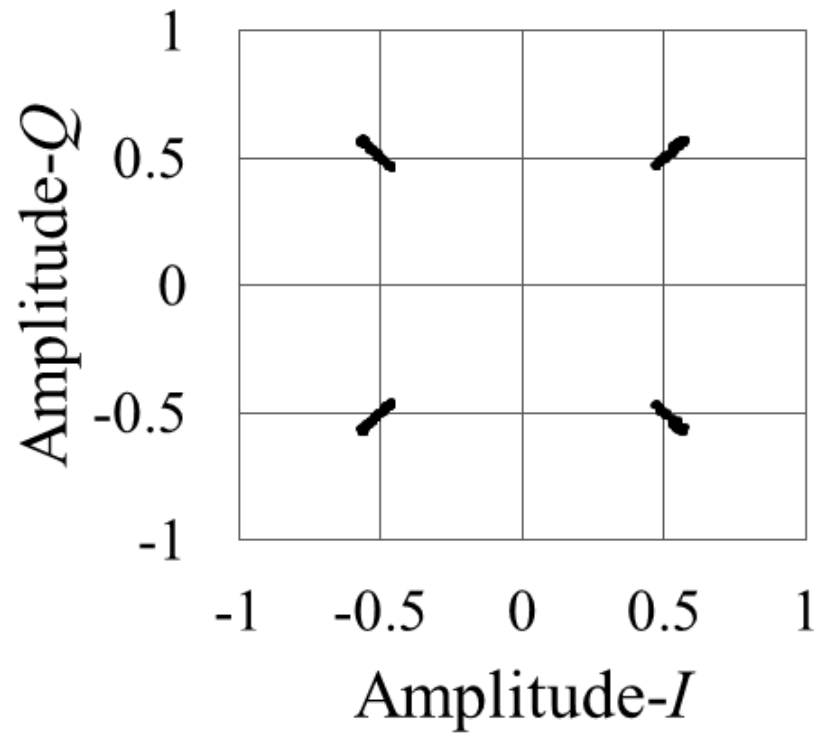


(a) Real time sampling

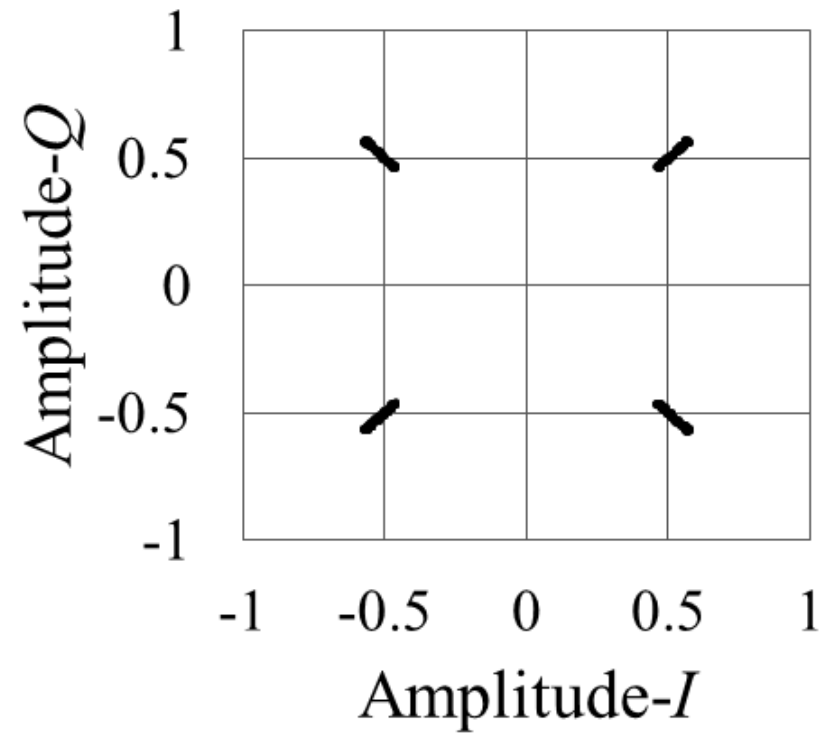


(b) Under-sampling

Fig.2-17 The eye pattern when the periodic noise is added ( $T = 50000$  points).



(a) Real time sampling



(b) Under-sampling

Fig.2-18 The constellation when the periodic noise is added ( $T = 50000$  points).

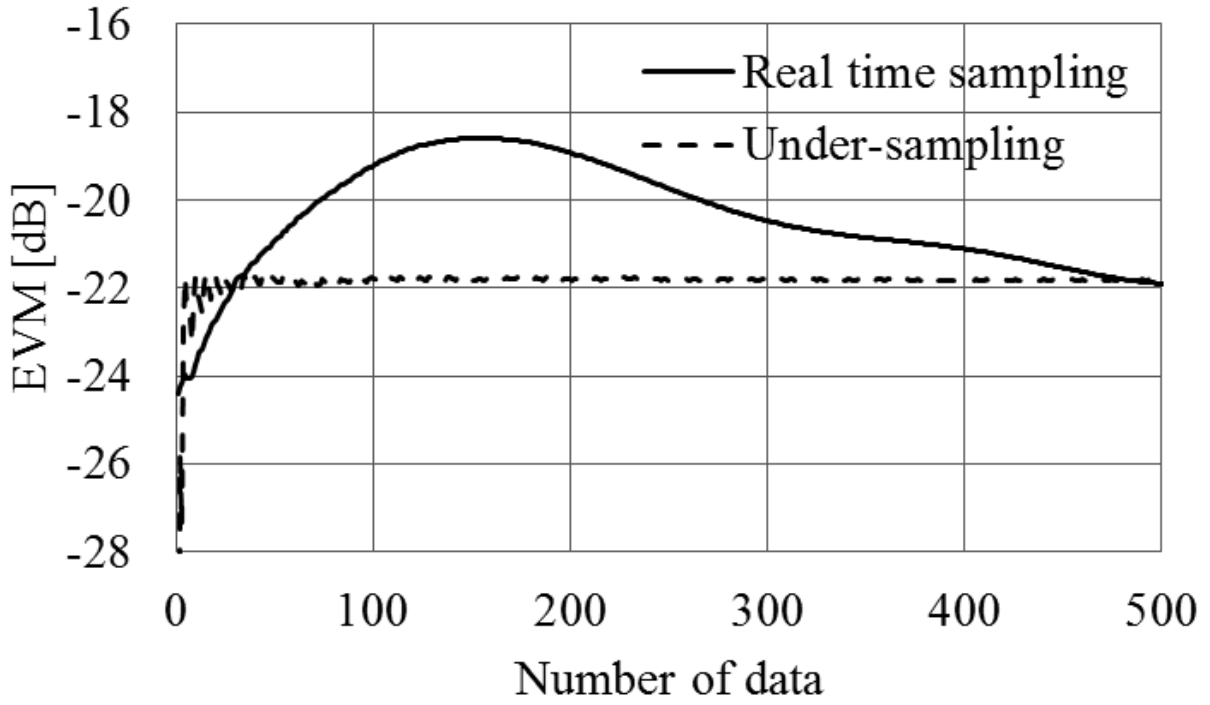
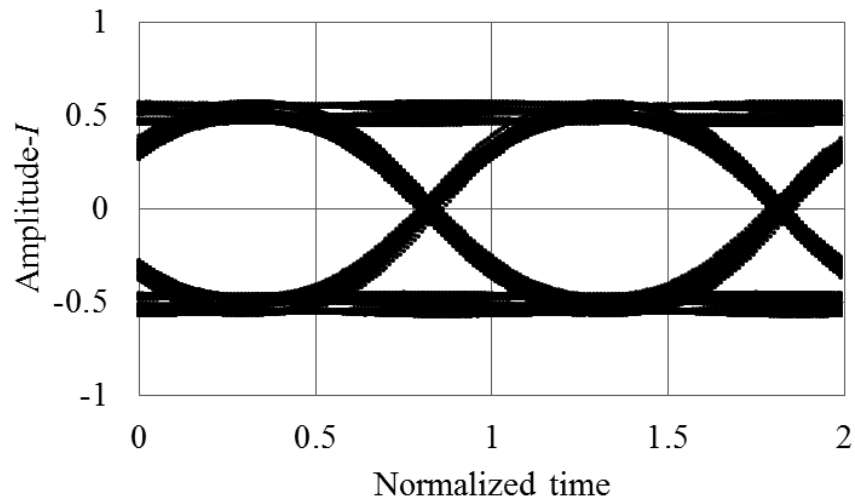


Fig.2-19 The EVM vs. number of data when the periodic noise is added ( $T = 50000$  points).

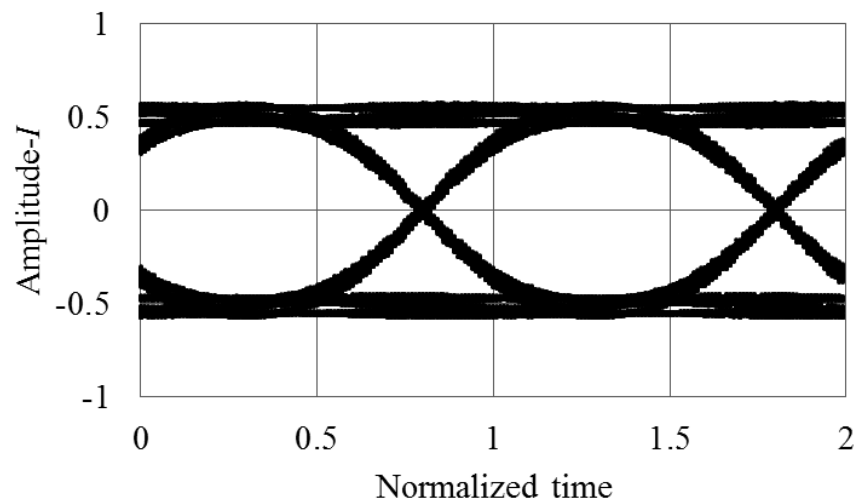
振幅雑音の周期がリアルタイムサンプリングの測定時間よりも短い場合の例として、振幅雑音の振幅は同様として周期が 500 点とした場合のシミュレーション結果を示す。リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで測定したアイパターンを Fig.2-20 に示す。このとき、アンダーサンプリングで測定されたアイパターンに比べて、リアルタイムサンプリングで測定されたアイパターンの開口部が狭くなっている。これはリアルタイムサンプリングのアイパターントリガが時間波形の  $I+Q^2$  から得ているので、トリガレベルが高いと振幅雑音の値によってアイパターントリガがずれるためだと考えられる。

これに対して、アンダーサンプリングのアイパターントリガはアンダーサンプリングで測定された時間波形の絶対値の包絡線検波によって得ている。アンダーサンプリングでは振幅雑音を連続的に測定していないことと包絡線検波によって振幅雑音の値による影響が小さくなることによって、アイパターントリガのずれがリアルタイムサンプリングの測定に比べて小さくなったためだと考えられる。このことは振幅雑音がゼロクロスポイントに近づくに従って小さくなる点に注目して、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングのアイパターンの立ち上がりと立下りの波形が交差するクロスポイントの幅を比較することからもわかる。リアルタイムサンプリングに比べてアンダーサンプリングのアイパターンの方がクロスポイントの幅が狭くなっている。ゼロクロスポイントに近づくほど振幅雑音は小さくなり位相雑音は大きくなるので、クロスポイントの幅が広がる原因は位相雑音である。しかし、本項のシミュレーションでは無線信号に位相雑音を加えていない。したがって、リアルタイムサンプリングでクロスポイントの幅が広がった原因は、アイパターントリガがずれているためだと判断できる。2.6.1 項のシミュレーションから無線信号に雑音を加えていない場合にクロスポイントの幅が広がることはなかったため、振幅雑音の値によってアイパターントリガのずれが生じたと判断できる。

つぎに、アイパターンから信号評価点を抜き出して描画したコンスタレーションを Fig.2-21 に示す。Fig.2-18 に示した雑音の周期が 50000 点のときのコンスタレーションと比較して、同様のコンスタレーションが得られている。また、同様に、このときのデータ総数対 EVM を Fig.2-22 に示す。Fig.2-19 と比較して、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの EVM は 1dB 以内に近づくと得られた。これにより、振幅雑音の影響を受ける無線信号の測定であっても十分なデータ量を測定すればアンダーサンプリングを用いた無線通信評価はリアルタイムサンプリングで測定した場合と同程度の精度であることが示された。一方で、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの EVM は一定の差のまま近づかなかった。これはリアルタイムサンプリングにおいて振幅雑音がアイパターントリガのジッタとしても影響したためだと考えられる。

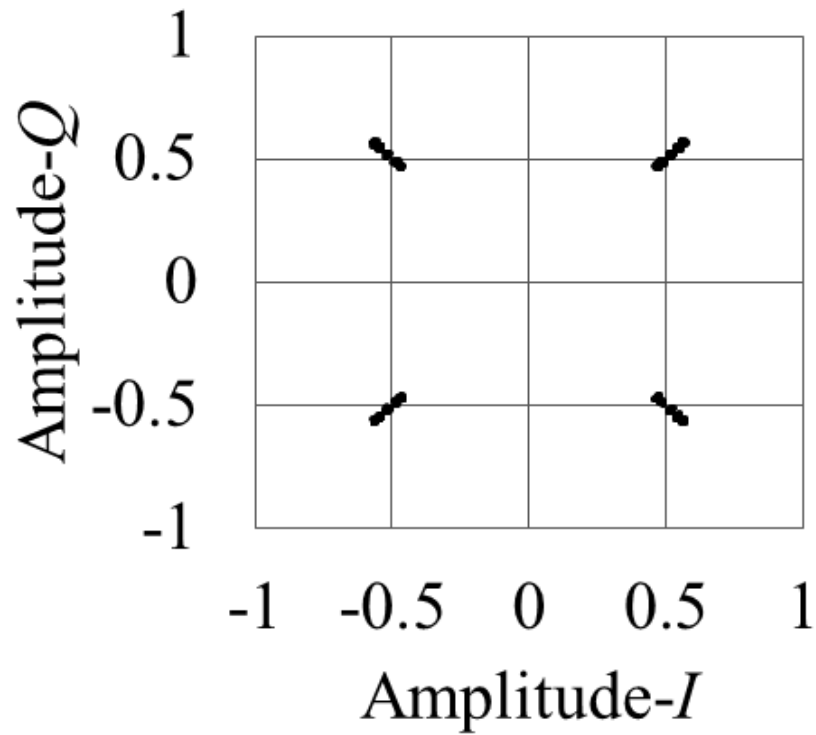


(a) Real time sampling

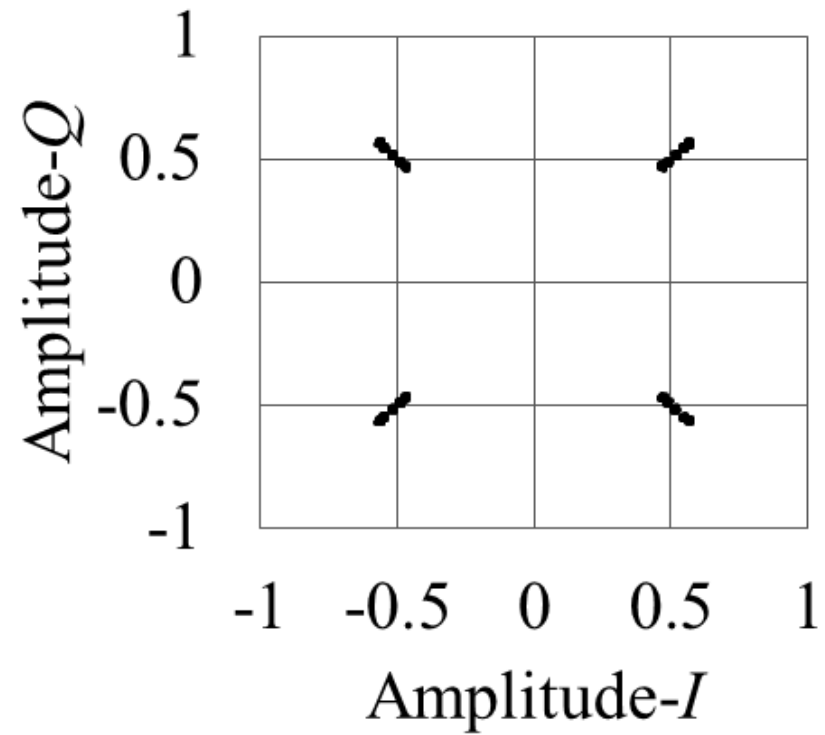


(b) Under-sampling

Fig.2-20 The eye pattern when the periodic noise is added ( $T = 500$  points).



(a) Real time sampling



(b) Under-sampling

Fig.2-21 The constellation when the periodic noise is added ( $T = 500$  points).

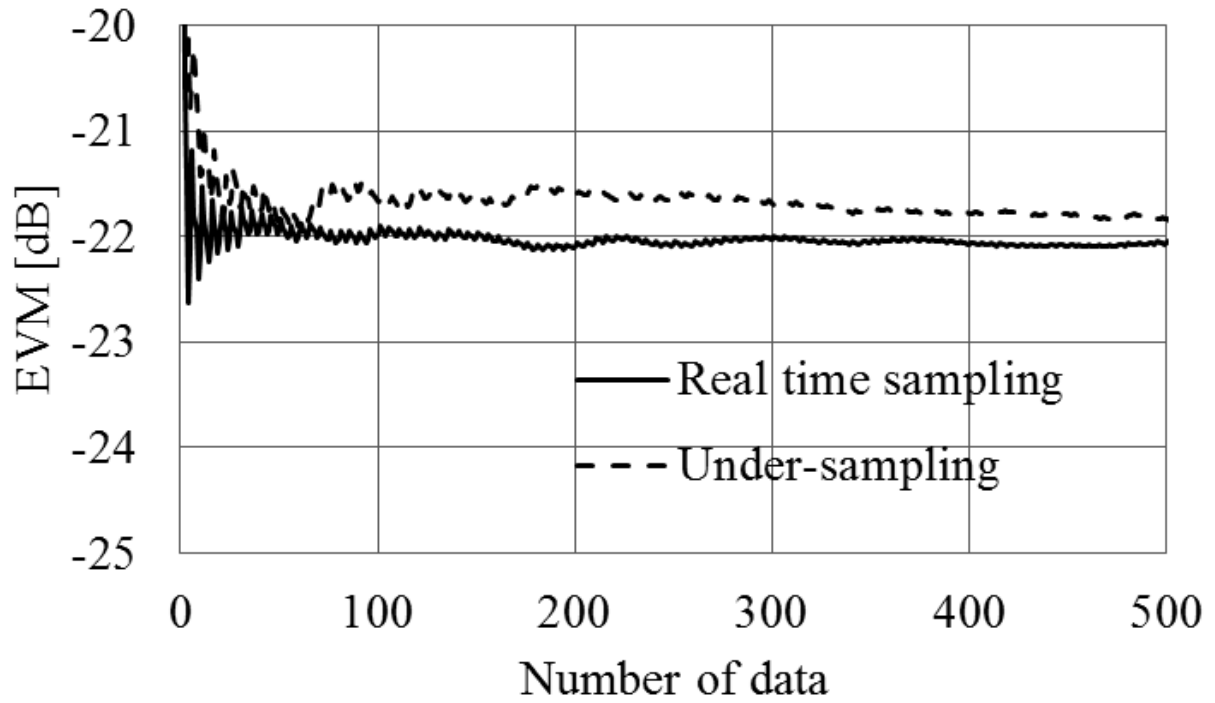


Fig.2-22 The EVM vs. number of data when the periodic noise is added ( $T = 500$  points)

## 2.7 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

### 復調に関する検討

これまでに同期復調でのアンダーサンプリングを用いた無線通信評価について検討してきた。一方で、実際の無線通信評価では、復調した  $I$  成分と  $Q$  成分を測定した後に数値処理によってキャリア信号の周波数と局部発振器の周波数差を補正する非同期復調が多く用いられる。アンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムにおいて、復調された  $I$  成分と  $Q$  成分からキャリア信号と局部発振器の周波数差をアークタンジェント演算によって求める方法は 2.3 節で示した。この方法が有効であることを示し、この方法によって復調したことによる無線通信評価への影響を示すために、GNU Octave 上でのシミュレーションを行い、同期復調と非同期復調の比較を行なった[2-6]。

シミュレーションの条件として、キャリア信号と局部発振器の周期に差が必要なので、ここではフィルタ回路によって減衰しない程度の周波数差がキャリア信号と局部発振器に生じた場合の例として、2.6 節からキャリア信号の周期を 10 点、局部発振器の周期を 10.1 点と変更した。また、その他の条件は 2.6 節と同様にシンボルレートの周期を 100 点、サンプリングの周期は 101 点毎とした。

#### 2.7.1 同期復調した場合のシミュレーション結果

まず、キャリア信号と局部発振器の周期に差が生じたので、2.6 節と同様の構成ながら同期復調によるシミュレーション結果を示す。同期復調によって得られたアイパターンを Fig.2-23 に示す。このとき得られたアイパターンはキャリア信号と局部発振器に周波数差がない場合のアイパターンである 2.6.1 項で示したアイパターンと同様の波形が得られた。このアイパターンから信号評価点を抜き出して描画したコンスタレーションを Fig.2-24 に示す。2.6 節と同じ条件で EVM を計算すると 29.1dB と得られた。これは 2.6.1 節で得られた EVM と同様の値が得られている。



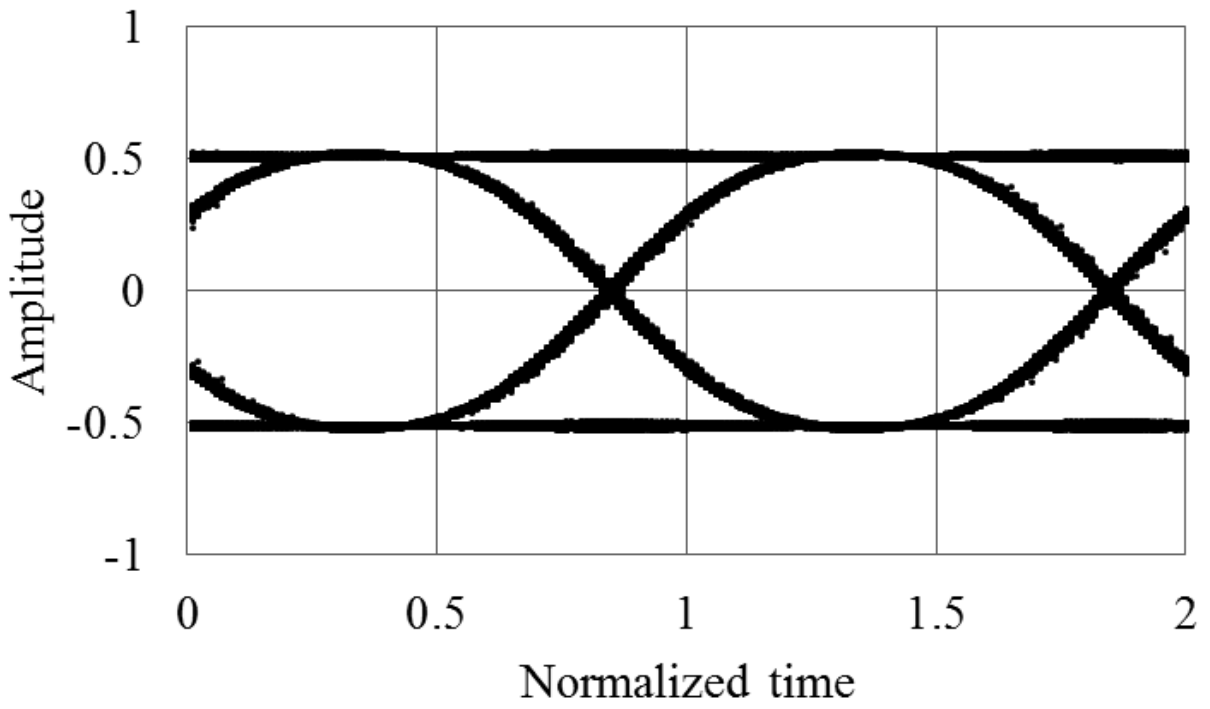


Fig.2-23 The eye pattern measured with synchronized demodulation.

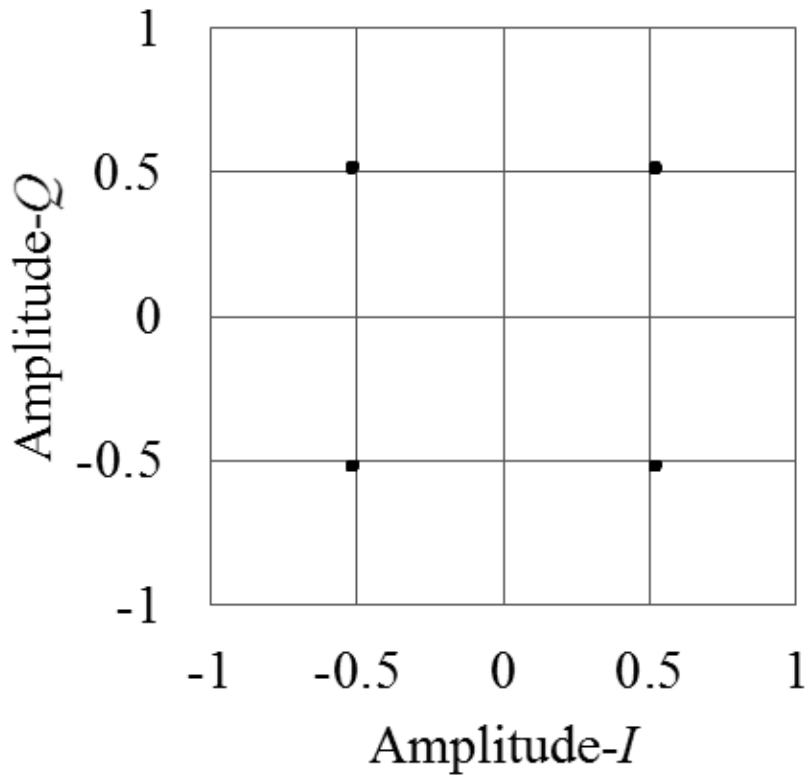


Fig.2-24 The constellation measured with synchronise demodulation.

### 2.7.2 非同期復調した場合のシミュレーション結果

つぎに、非同期復調によるシミュレーション結果を示す。非同期復調した場合の時間波形を Fig.2-25 に示す。これまでに得られた結果と比較して、時間波形は周波数差の成分を含み正確に復調できていない。また、このときの  $I$  成分と  $Q$  成分の軌跡を Fig.2-26 に示す。QPSK 変調の場合、 $I$  成分と  $Q$  成分の軌跡は 4 つのシンボルを示すが、周波数差の成分が  $I$  成分と  $Q$  成分に含まれるため、シンボルが回転している。そこで、2.3 節から  $I$  成分と  $Q$  成分の位相を 4 倍することでキャリア信号と局部発振器の周波数差を補正する。

キャリア信号と局部発振器の周波数差を補正した時間波形を Fig.2-27 に示す。また、周波数差を補正した  $I$  成分と  $Q$  成分の軌跡は Fig.2-28 に示す。このとき得られた時間波形はこれまでにアンダーサンプリングで得られた時間波形と比較して、同様に連続したアイパターン状の波形が得られている。また、 $I$  成分と  $Q$  成分の軌跡も 4 つのシンボルを示していることから、キャリア信号と局部発振器の周波数差は補正されていることがわかる。

つぎに、時間波形から生成したアイパターンを Fig.2-29 に示す。このとき、アイパターンの時間軸は 3.6 節と同様にリアルタイムサンプリングで測定されたデータの番号で正規化を行った。ここで得られたアイパターンを 3.7.1 項で得られた同期復調によるアイパターンと比較して、同様の波形が得られている。また、アイパターンから信号評価点を抜き出して描画したコンスタレーションを Fig.2-30 に示す。このとき、EVM は -29.0dB と得られた。2.7.1 項で示した同期復調の結果と比較して、EVM の差は 1dB 以内となったことから、1.6 節で示した復調した  $I$  成分と  $Q$  成分の位相を 4 倍することでキャリア信号と局部発振器の周波数差を求める方法が測定評価結果に与える影響は十分に無視できる値であることが示された。

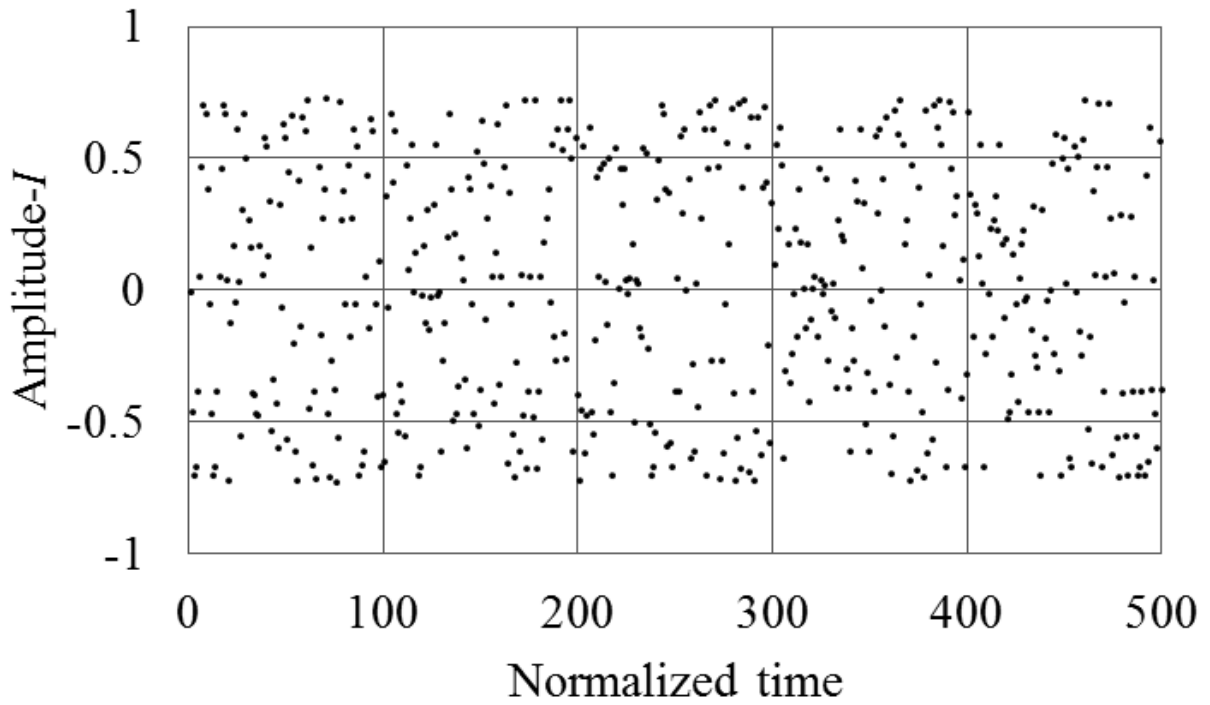


Fig.2-25 The time waveform measured with unsynchronized demodulation.

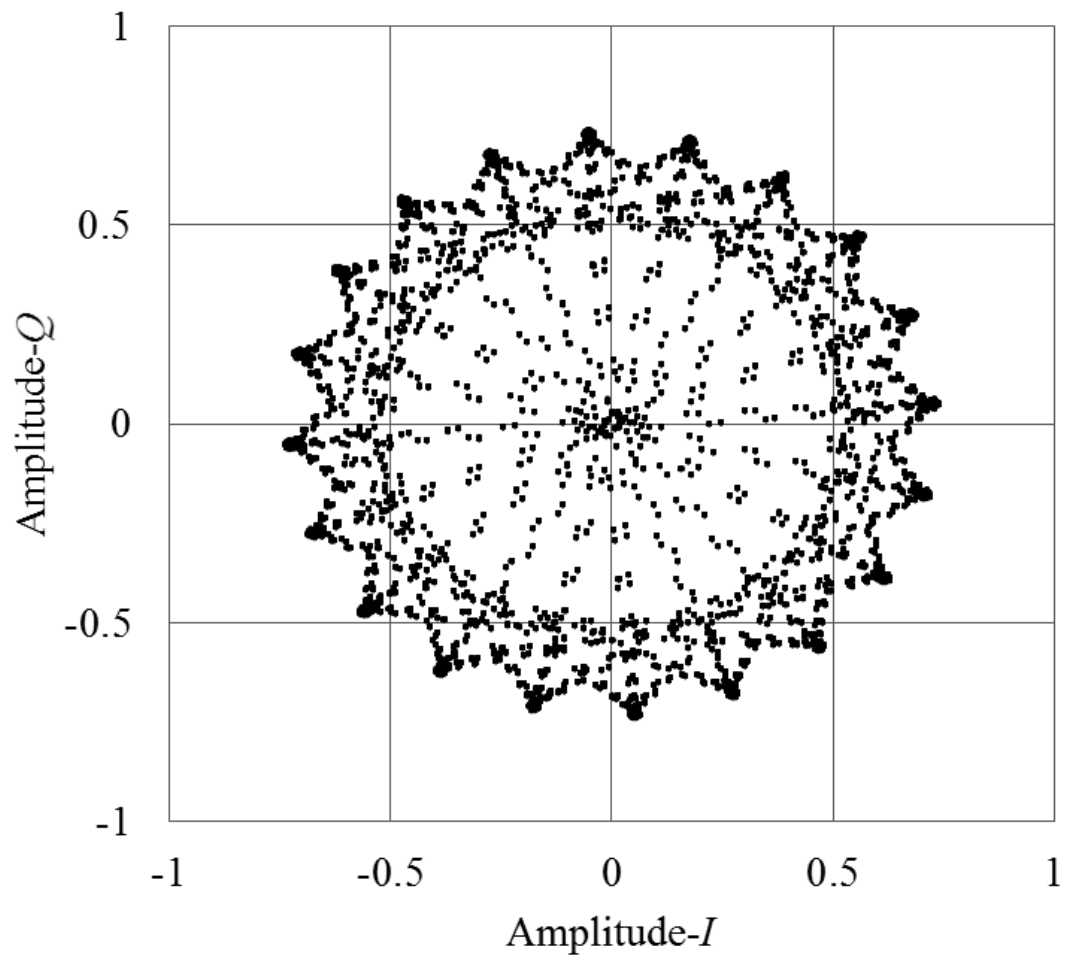


Fig.2-26 The trajectory of  $I$  and  $Q$  components with unsynchronized demodulation.

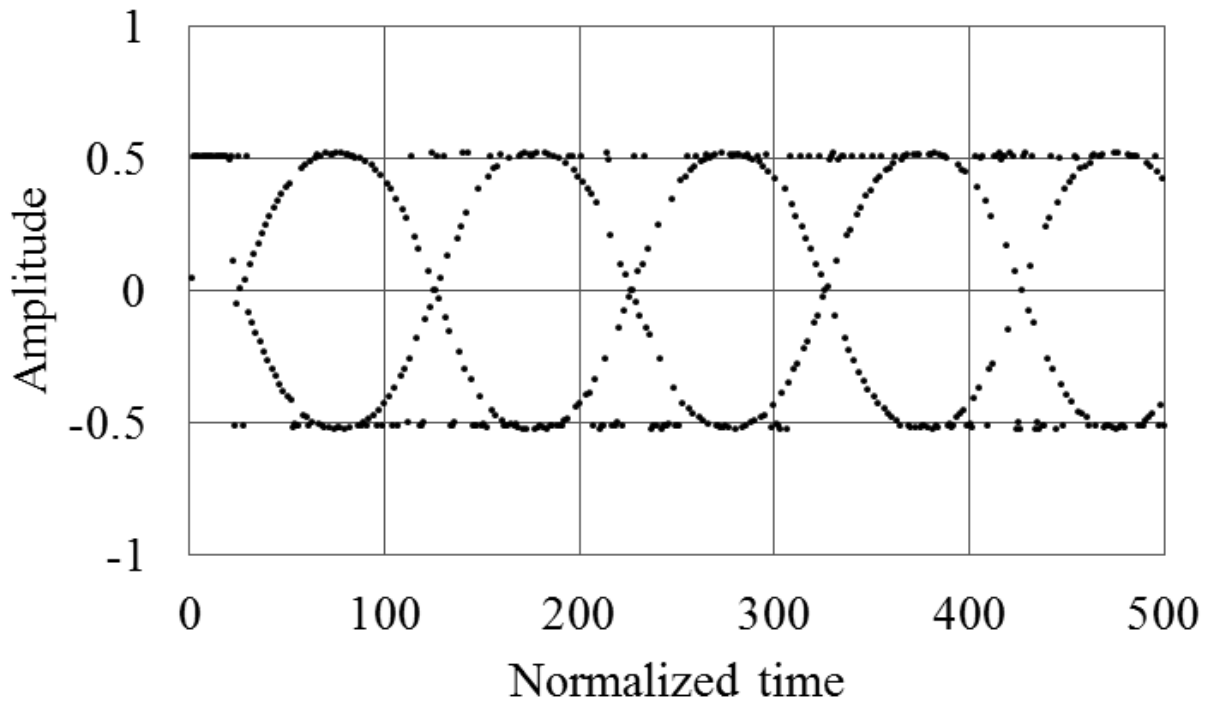


Fig.2-27 The time waveform corrected for frequency difference between carrier signal and local oscillator.

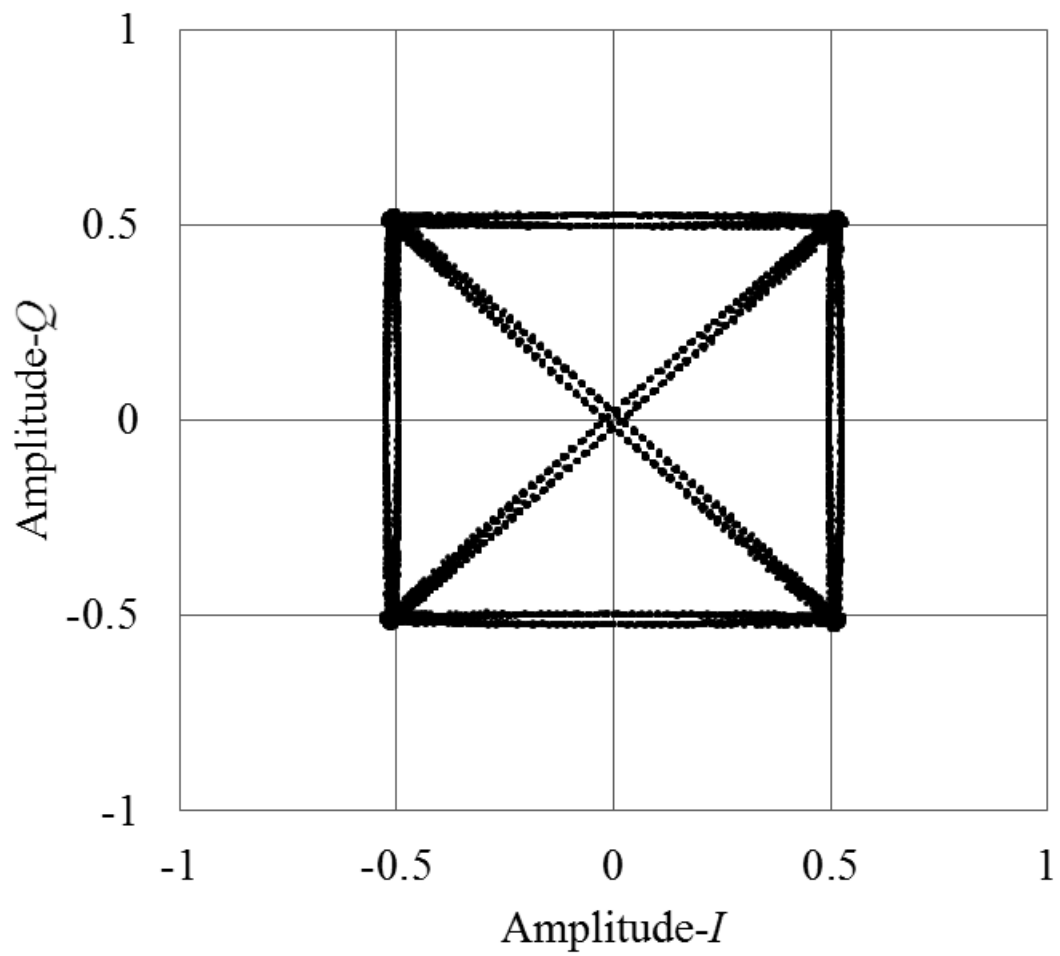


Fig.2-28 The trajectory of  $I$  and  $Q$  components corrected for frequency difference between carrier signal and local oscillator.

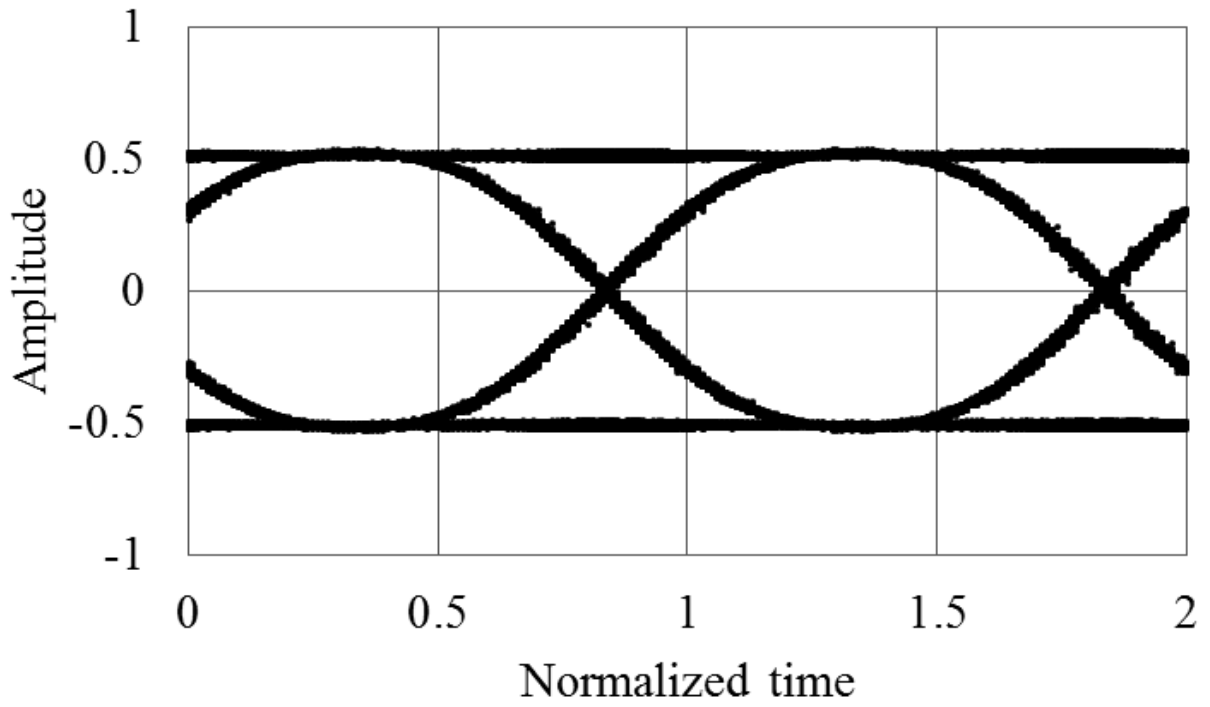


Fig.2-29 The eye pattern measured with under-sampling.

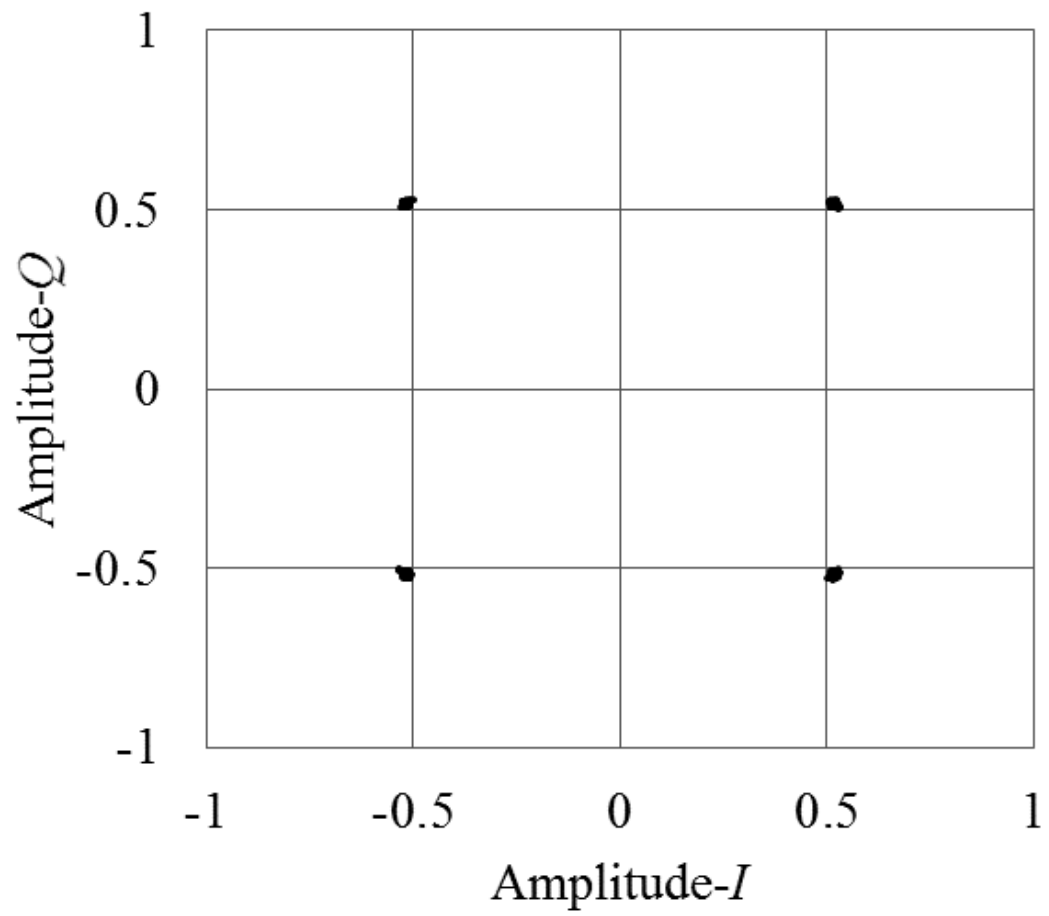


Fig.2-30 The constellation measured with under-sampling.



## 2.8 まとめ

本章では数値解析を目的としたフリーソフトウェアである GNU Octave を用いて、アンダーサンプリングで得られた無線通信評価結果とリアルタイムサンプリングで得られた無線通信評価結果との比較を行なった。

2.4 節と 2.5 節ではそれぞれリアルタイムサンプリングで得られたアイパターンやコンスタレーション, EVM といった測定評価結果とアンダーサンプリングで得られた測定評価結果の比較を行なった。アンダーサンプリングにおいて時間波形はリアルタイムサンプリングの時間波形とは異なり, シンボルレート基準に時間波形が重ね合わされるので, 連続したアイパターン状の波形が得られた。また, アンダーサンプリングの時間波形が連続したアイパターン状であることを利用して, アイパターントリガを時間波形から生成する方法を示した。これにより, アイパターントリガ生成回路が不要になるので, 無線通信評価システムの低コスト化が期待される。また, リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで得られた測定評価結果は良好な一致を示した。GNU Octave を用いた数値解析によるシミュレーションでは, 理想的な状況に近い状態でのシミュレーションなので, アンダーサンプリングによる無線通信評価への影響のみを検討することができる。リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングによる評価結果は良好な一致を示したことから, アンダーサンプリングによる無線通信評価への影響はないと考えられる。

つぎに, GNU Octave 上のシミュレーションでは理想的に近い状態でのシミュレーションであることを利用して, 2.6 節にて無線信号に任意の振幅雑音が付加される場合のシミュレーションを行った。この結果から, 無線信号に付加される振幅雑音が長周期の雑音である場合, リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで測定時間の差と測定できるデータ量が原因で, それぞれの結果に差が生じることが示された。また, 振幅雑音の周期が短い場合には十分なデータ量を測定することでリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの結果は良好な一致を示した。

2.7 節では無線通信評価では一般的な非同期復調について検討を行った。リアルタイムサンプリングでは無線信号の  $I$  成分と  $Q$  成分から直線的な位相を計算できるのに対して, アンダーサンプリングでは時間波形がシンボルレートを基準に重ね合わされているので, 無線信号の  $I$  成分と  $Q$  成分から位相を計算した場合, ランダムに変化する位相となり, 周波数差の計算が難しくなる問題があった。そこで, 無線信号の  $I$  成分と  $Q$  成分の位相を 4 倍することでキャリア信号と局部発振器の周波数差を計算する方法を示した。GNU Octave 上のシミュレーションで同期復調と非同期復調の結果は良好な一致を示した。

以上の結果から, アンダーサンプリングによって  $I$  成分と  $Q$  成分が折り返されたとしてもリアルタイムサンプリングによる無線通信評価と同程度の精度で測定できることが示された。

## 2.9 参考文献

- [2-1] GNU Octave, <https://www.gnu.org/software/octave/>.
- [2-2] 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周期的な雑音に関する検討」, 電気学会 A 部門 計測研究会, 2018 年 2 月
- [2-3] 室谷正芳・山本平一: デジタル無線通信, pp.40-44, 産業図書, 1985
- [2-4] 3Gpp TS 36.101 V8.5.0 (2009-03) Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) User Equipment (UE) radio transmission and reception (Release 8)
- [2-5] Rishad Ahmed Shafik, Md. Shahriar Rahman, AHM Razibul Islam, “On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics,” ICECE 2006, pp.408-411, 2006
- [2-6] 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検討」, 電気学会 A 部門計測研究会, 2017 年 2 月

## 3章 ADC の雑音が折り返された場合のリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングによる測定結果の比較

### 3.1 はじめに

前章では、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ついて、GNU Octaveを用いたシミュレーション結果を示した。これにより、アンダーサンプリングを用いたことによって測定結果に与えられる影響は十分に無視できるほどに小さいことが示された。

しかし、無線通信評価では様々な雑音の影響が評価結果に影響を与える。これらの雑音の影響は、アンダーサンプリングを用いることで折り返し雑音が重畳されて、リアルタイムサンプリングに比べて大きくなることが考えられる。一方で、一つの測定結果から雑音の原因を分別してアンダーサンプリングの影響を検討することは難しい。そこで、本章ではアンダーサンプリングを行う ADC の量子化雑音と ADC を駆動させるクロック信号の位相雑音に注目して、FPGA を用いた実験を行った[3-1]。このとき、別々のクロック信号で駆動する 2 台の FPGA 上にそれぞれ QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)変調器と無線通信評価システムを構成することで ADC の量子化雑音とクロック信号の位相雑音について検討した。また、アンダーサンプリングによる無線通信評価への影響は、3 章の結果より無視できるほどに小さいことが示されたので、ここでのリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの差は ADC が持つ雑音の影響であると考えられる。

3.2 節では、QPSK 変調器と本章におけ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構成を示す。

3.3 節では、リアルタイムサンプリングで測定した場合のシミュレーション結果を示す。

3.4 章では、アンダーサンプリングで測定した場合のシミュレーション結果を示し、リアルタイムサンプリングで測定した場合のシミュレーション結果との比較を行なう。

3.5 節では、本章のまとめを示す。

## 3.2 FPGA を用いた実験の構成

本節では、FPGA を用いた実験におけ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構成を示す。ここで被測定側の QPSK 変調器と無線通信評価システムはそれぞれ別の FPGA ボード上に構成した。これにより、QPSK 変調器を構成した FPGA ボードから無線通信評価システムを構成した FPGA ボードへ伝送するために、DAC(Digital to Analog Converter)と ADC が必要になるので、アンダーサンプリングを用いた無線通信評価における量子化雑音の影響を検討できる。また、それぞれの FPGA ボードを駆動させるクロック信号が別になるので、クロック信号が持つ量子化雑音の影響についても併せて検討することができる。

まず、2 台の FPGA ボードにはどちらも Intel 社製の FPGA である Cyclone IV を搭載した Terasic 社の FPGA ボード DE2-115 を用いた。それぞれの FPGA ボードはボード上の水晶発振器で駆動させた。ADC と DAC については Terasic 社のドータボードである THDB-ADA をそれぞれ用いた。ADC と DAC の分解能はどちらも 14bit である。また、2 台の FPGA ボードは同軸ケーブルによって接続した。

つぎに、2 台の FPGA ボード QPSK 変調器と無線通信評価システムの構成を示す。QPSK 変調器のブロック図を Fig.3-1 に示す。ここで情報信号は 31bit のガロア LFSR から生成した PRBS 信号を用いた。このときのシンボルレートは 0.5MBaud とした。また、キャリア信号には NCO(Numerically Controlled Oscillator)を用いた。このときのキャリア周波数は 5MHz とした。DAC を駆動させるクロック信号には FPGA ボードを駆動させるクロック信号と同じものを用いた。もう 1 台の FPGA ボード上に構成した無線通信評価システムの構成を Fig.3-2 に示す。フィルタには 3 章と同様に FIR(Finite Impulse Response)フィルタを用いて、BPF(Band Pass Filter)の通過帯域は 4.5MHz~5.5MHz とした。また、直交復調に用いる LPF(Low Pass Filter)はカットオフ周波数を 5MHz とした。直交復調にはコスタス法[3-2]による同期回路でキャリア信号の周波数と同期した NCO を用いた。無線信号を測定する ADC を駆動させるクロック信号については、リアルタイムサンプリングにおいては FPGA ボードを駆動させるクロック信号と同じものを用いた。また、無線信号の  $I$  成分と  $Q$  成分をリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで測定するために、水晶発振器と同期した PLL(Phase Locked Loop)で駆動する RAM(Random Access Memory)を用いた。

ここでそれぞれの数値は FPGA で選択できる周波数の値から一例として選択した値であるものの、フィルタ回路によって測定される周波数帯域が選択されるので実際の無線通信の周波数帯域であっても同様の結果が得られると考えられる。

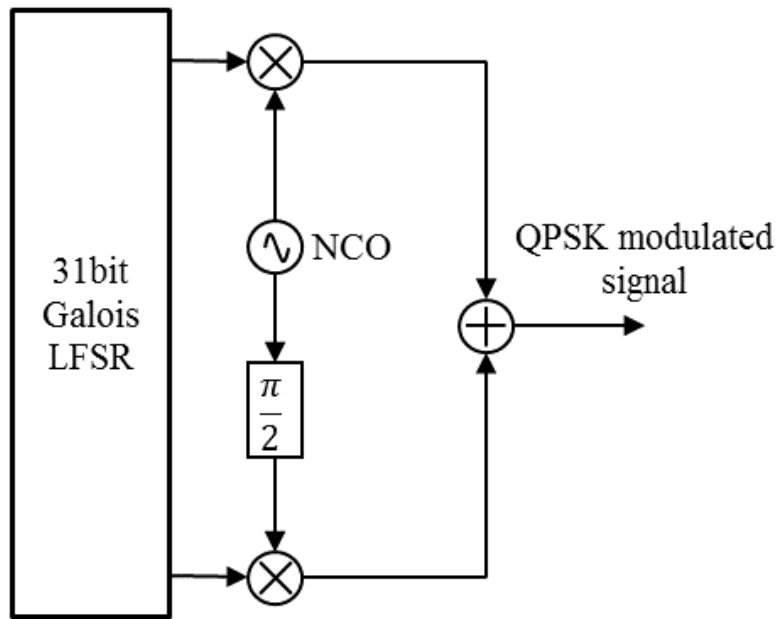


Fig.3-1 The block diagram of QPSK modulator.

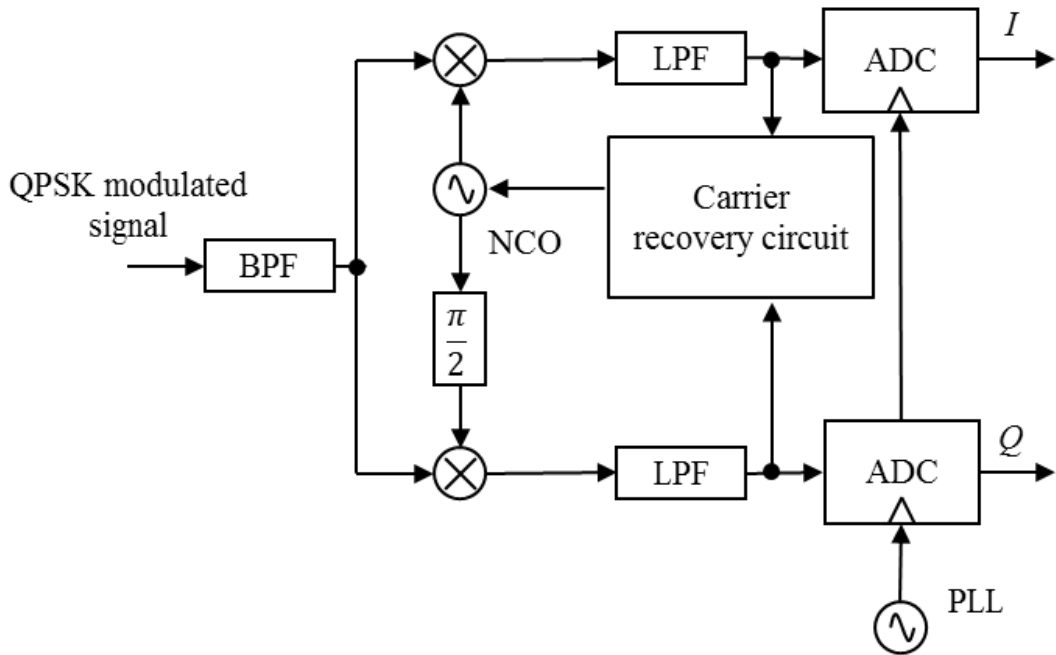


Fig.3-2 The block diagram of radio communication evaluation system using under-sampling.

### 3.3 リアルタイムサンプリングで測定した場合の測定結果

本節ではリアルタイムサンプリングで測定した場合の結果を示す。このとき、サンプリング周波数は信号源に FPGA ボード上の水晶発振器を利用し 50MHz とした。このときにリアルタイムサンプリングで測定された時間波形を Fig.3-3 に示す。また、時間波形の振幅は ADC のフルスケールレンジで正規化している。時間波形からコスタ法を用いた同期復調のため、キャリア信号の周波数と復調に用いた NCO の周波数が同期するまでの過渡応答が確認される。したがって、過渡応答の波形がアイパターンに含まれないように 20 $\mu$ s 以降の波形を用いてアイパターンを描画した。

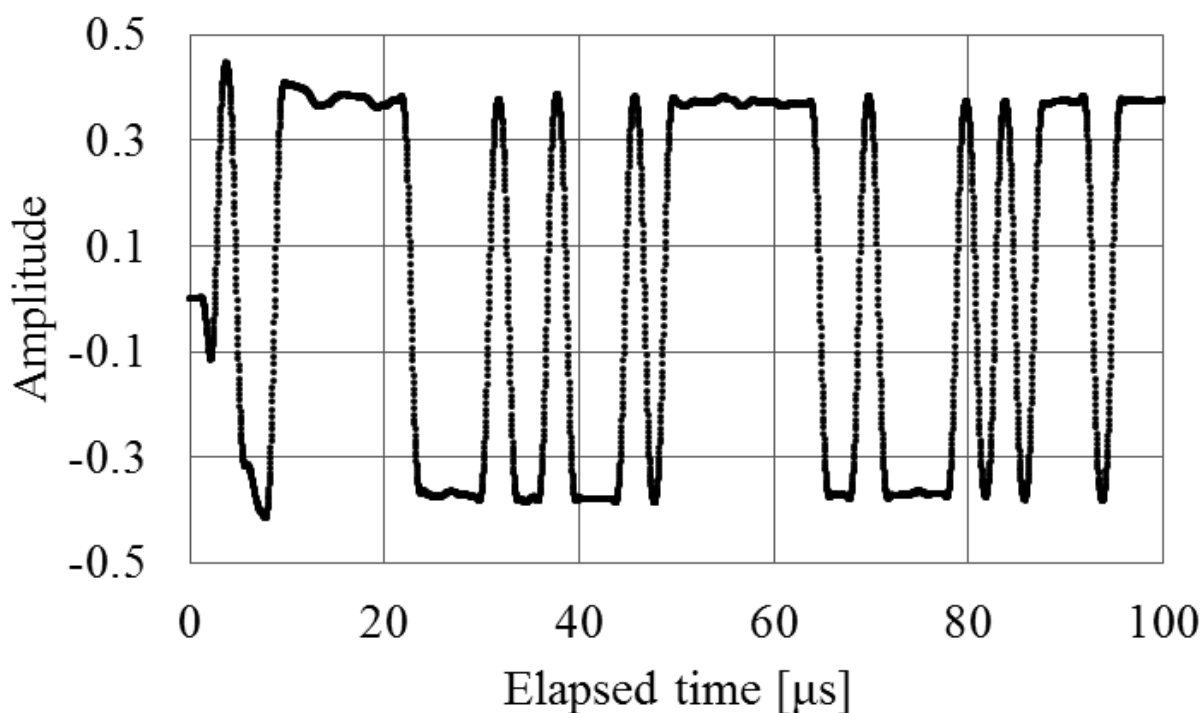


Fig.3-3 The time waveform measured with real time sampling.

リアルタイムで測定した  $I$  信号のアイパターンを Fig.3-4 に示す。このとき、時間軸は被測定信号のシンボルレートに合わせて正規化した。つぎに、 $Q$  信号についても同様にアイパターンを描画し信号評価点を抜き出してコンスタレーションを描画した。リアルタイムサンプリングで測定されたコンスタレーションを Fig.3-5 に示す。このとき、リアルタイムサンプリングで得られたコンスタレーションは 3.4 節で示したコンスタレーションと比較して同様のコンスタレーションが得られている。

GNU Octave のシミュレーションと同様にコンスタレーションを評価する指標として次式を用いて EVM を計算した。 $\bar{I}$  と  $\bar{Q}$  は QPSK 信号が ADC によって不明な量の減衰をしたことから、 $I$  と  $Q$  の平均値として EVM を計算すると、-37.3dB と得られた。2.4 節で得られた EVM よりも小さくなった原因として  $\bar{I}$  と  $\bar{Q}$  に測定した  $I$  成分と  $Q$  成分の平均値を用いたためだと考えられる。

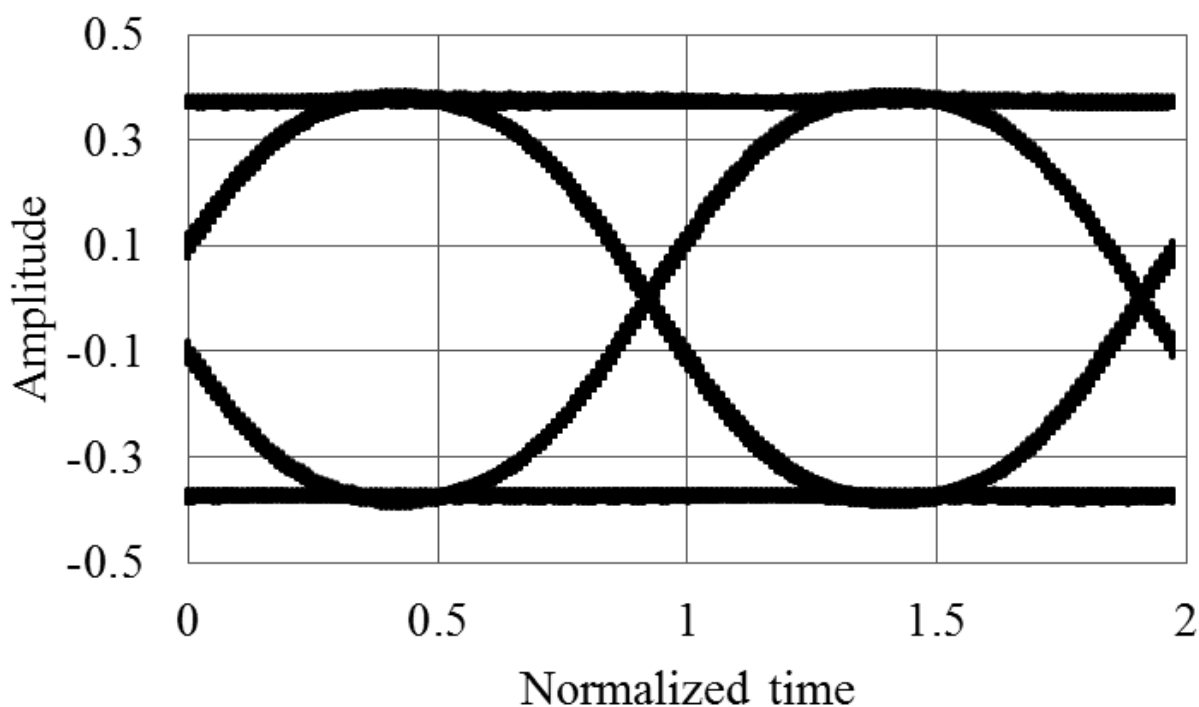


Fig.3-4 The eye pattern measured with real time sampling.

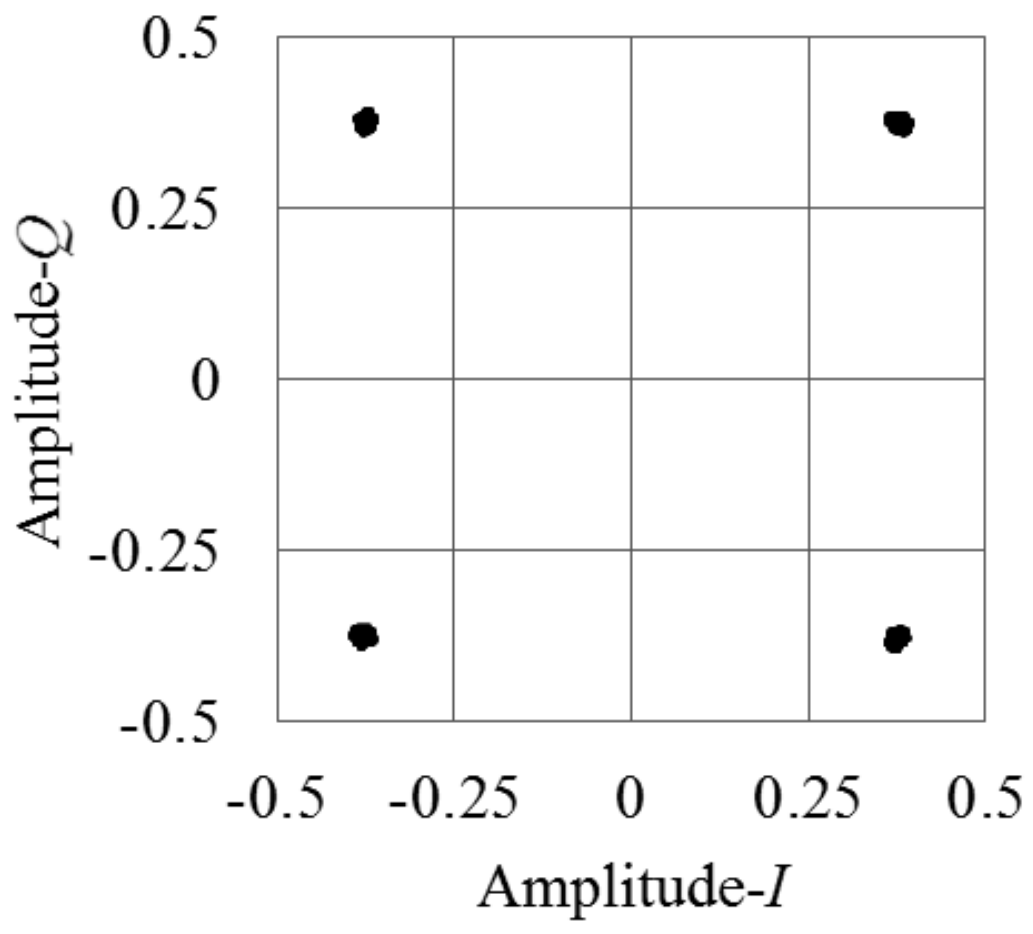


Fig.3-5 The constellation measured with real time sampling.



### 3.4 アンダーサンプリングで測定した場合の測定結果とリアルタイムサン

#### プリングによる測定結果との比較

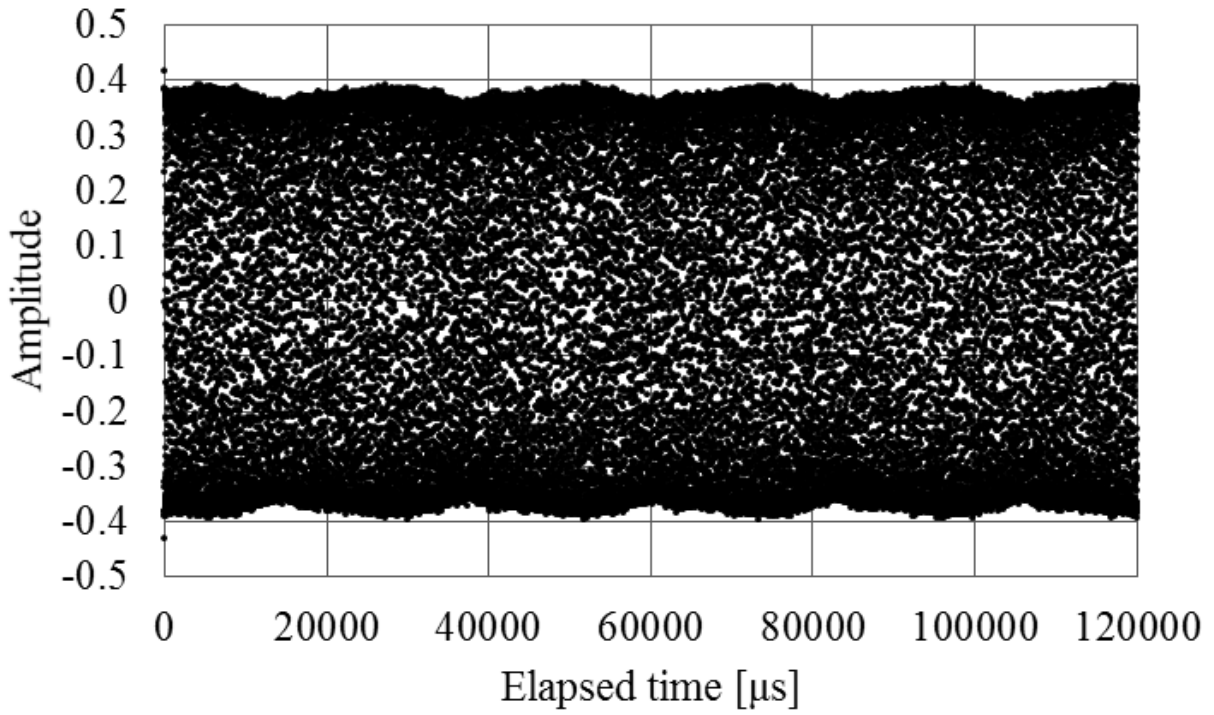
本節ではアンダーサンプリングで測定された場合の結果を示す。アンダーサンプリングを用いた無線通信評価では、(2-1)式より、シンボルレートの値とサンプリング周波数を近づけることで、イメージ信号のシンボルレートとサンプリングレートの比を高くすることができる。これにより、測定されるイメージ信号の1シンボルあたりのサンプル数を増やすことができる。

しかし、この実験の場合、ADCによって無線信号をデジタル信号に変換し、FPGA上で直交復調した  $I$  成分と  $Q$  成分を RAM によってアンダーサンプリングする。サンプリング周波数とアンダーサンプリングによるイメージ信号のシンボルレートの比が FPGA を駆動させるクロック信号とリアルタイムサンプリングにおけるシンボルレートの比よりも低くなる場合、イメージ信号の量子化雑音はリアルタイムサンプリングよりも大きくなる。これは Fig.1-9 で示した目的としてい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では、 $I$  成分と  $Q$  成分はアナログ信号なので生じない量子化雑音である。

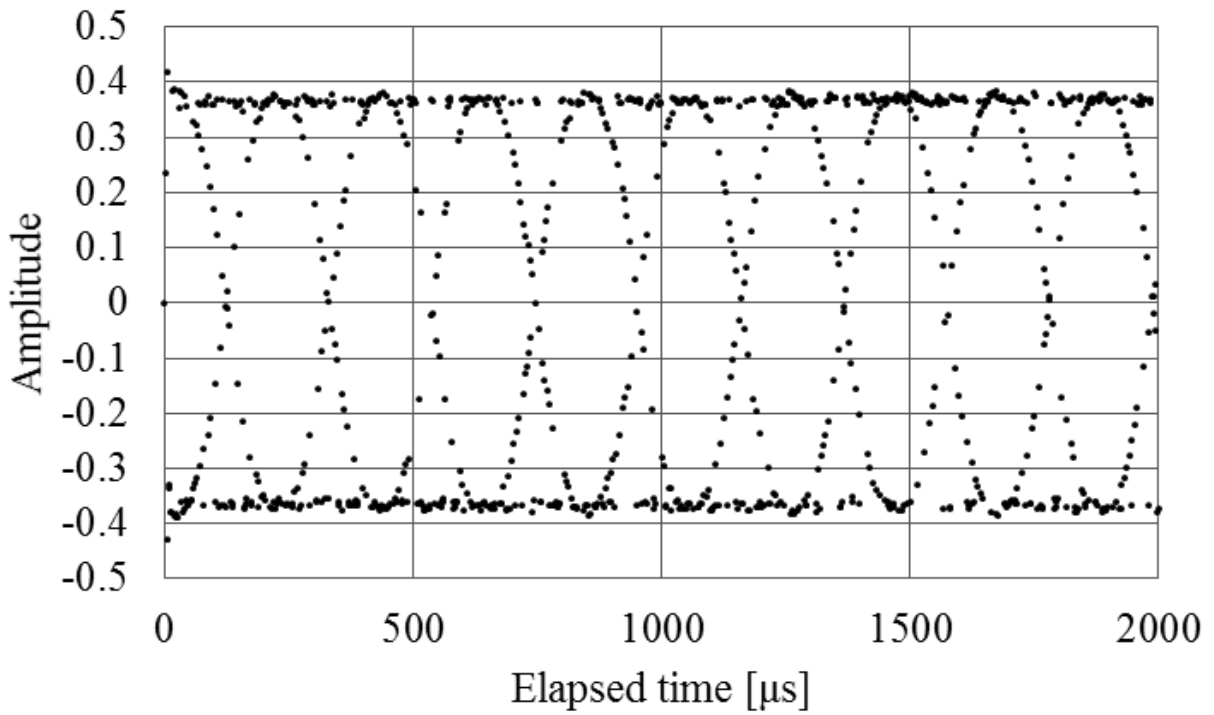
したがって、この量子化雑音の影響を最小にするために、アンダーサンプリングにおけるサンプリング周波数は、FPGA を駆動させるクロック信号とリアルタイムサンプリングにおけるシンボルレートの比とアンダーサンプリングにおけるサンプリング周波数とイメージ信号のシンボルレートの比が等しくなるように 0.495MHz と設定した。このとき、イメージ信号のシンボルレートは 0.005MBaud である。

アンダーサンプリングで測定した  $I$  成分の時間波形を Fig.3-6 に示す。このとき、Fig.3-6 (a)は測定された時間波形の全体を示し、Fig.3-6 (b)は測定された時間波形のうち 2000 $\mu$ s を拡大している。時間波形のうち、Fig.3-6(a)ではシンボルレートに比べて非常に低い周波数の振幅雑音を確認される。また、Fig.3-6(b)では GNU Octave を用いたシミュレーションと同様に連続したアイパターン状の時間波形が得られている。また、リアルタイムサンプリングと異なりサンプリング周波数が低いため、キャリア信号の周波数と復調に用いる NCO の周波数が同期するまでの過渡状態はほとんど計測されなかった。

つぎに、アイパターンの生成について、アンダーサンプリングで測定した時間波形は連続したアイパターン状であることを利用して時間波形の絶対値を包絡線検波することで、アイパターントリガを生成した。その結果を Fig.3-7 に示す。このトリガ信号を元に時間波形を重ね合わせることでアイパターンを生成した。



(a) The whole of measurement data



(b) A part of measurement data

Fig.3-6 The time waveform measured with under-sampling.

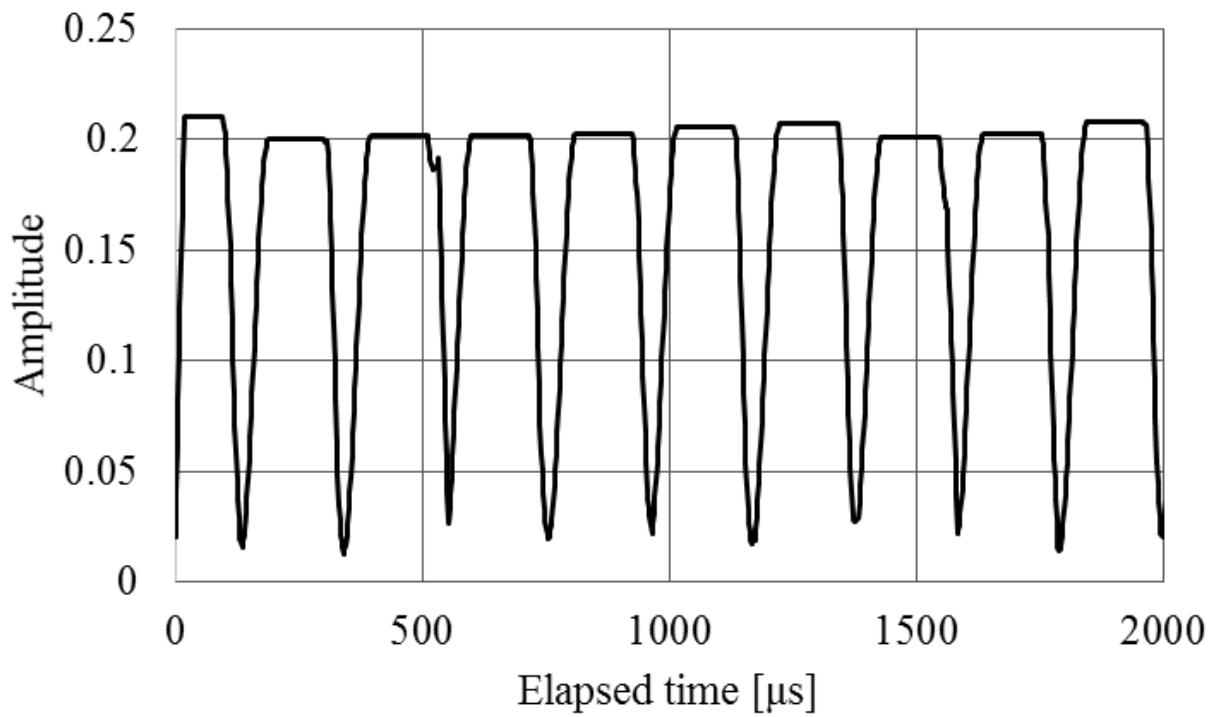


Fig.3-7 The eye pattern trigger obtained from time waveform measured with under-sampling.

アンダーサンプリングで測定されたアイパターンを Fig.3-8 に示す。このとき、時間軸はリアルタイムサンプリングと同様にシンボルレートに合わせて正規化を行った。Fig.3-4 に示したリアルタイムサンプリングで得られたアイパターンを比較すると、Fig.3-6 (a)で確認された振幅雑音の影響により開口部が狭くなっていることが確認できる。

$Q$  成分についても同様にアイパターンを作成し、信号評価点を抜き出してコンスタレーションを描画した。その結果を Fig.3-9 に示す。このとき、コンスタレーションは低周波数の雑音の影響で振幅方向に大きく広がっていることが確認できる。リアルタイムサンプリングと同様に EVM を計算すると -29.7dB と得られた。したがって、リアルタイムサンプリングと EVM の差は 7.6dB となった。長周期の振幅雑音が無線信号に含まれる場合、測定できるデータ量に限りがあることが原因により、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの測定評価結果に差が生じることは 3.6 節で示されている。しかし、3.6 節の結果から十分なデータ量を測定することでリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの結果は一致すると考えられる。

そこで、リアルタイムサンプリングによるデータ量を増やすために、測定開始時間に十分な間隔をあけて 3 回の測定をした。リアルタイムサンプリングで測定されたデータを重ね合わせたコンスタレーションを Fig.3-10 に示す。Fig.3-9 に示したアンダーサンプリングで測定されたコンスタレーションと比較すると、測定したデータ量はアンダーサンプリングの測定時間に比べて不十分であるものの、2 つのコンスタレーションは良好な一致を示した。また、このときの EVM を計算すると -30.7dB と得られた。3 回に測定回数を増やしたリアルタイムサンプリングの EVM とアンダーサンプリングの EVM を比較すると、1dB 以内で一致した。これにより、アンダーサンプリングによって折り返された ADC による雑音の影響は、無線通信の評価結果に影響しないと考えられる。

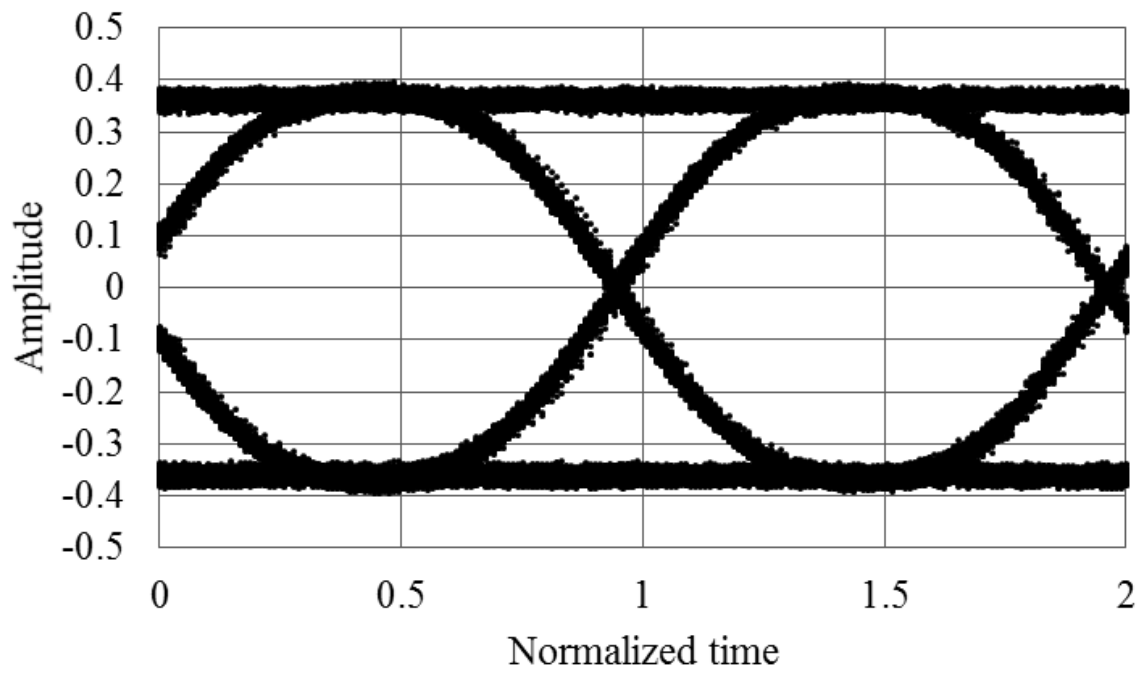


Fig.3-8 The eye pattern measured with under-sampling.

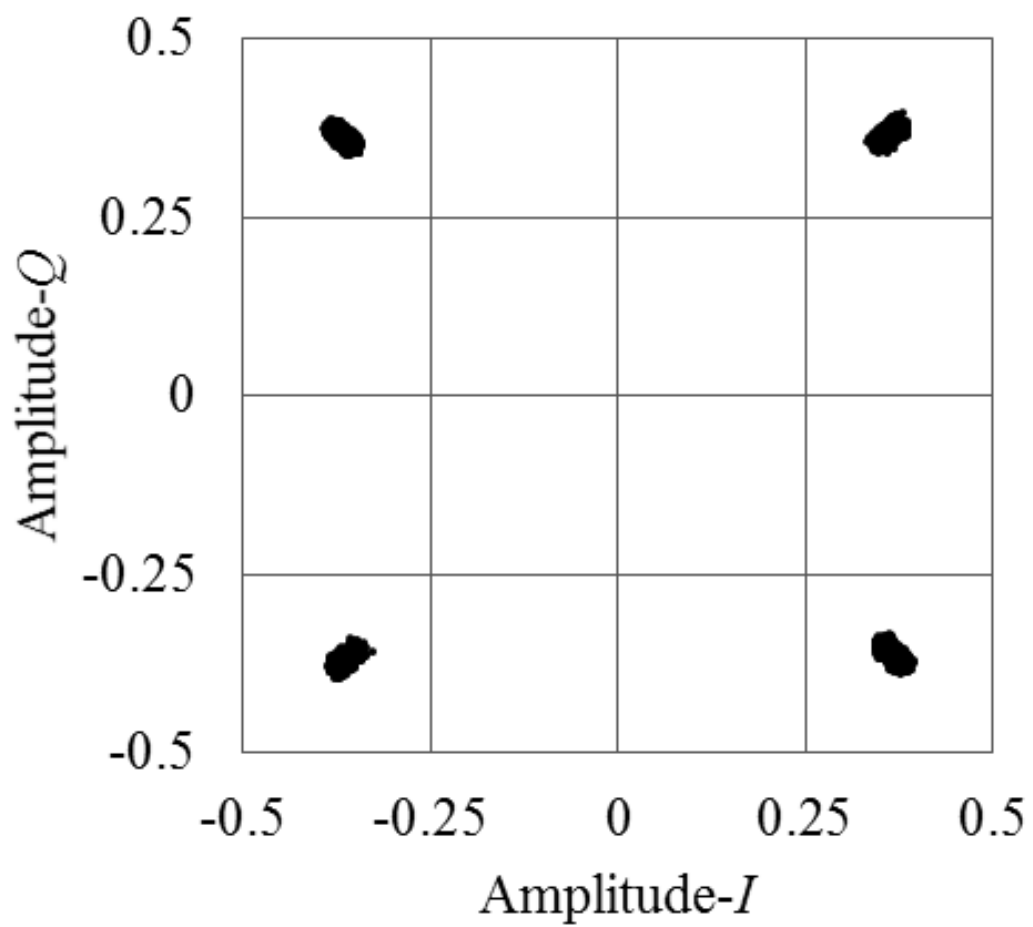


Fig.3-9 The constellation measured with under-sampling.

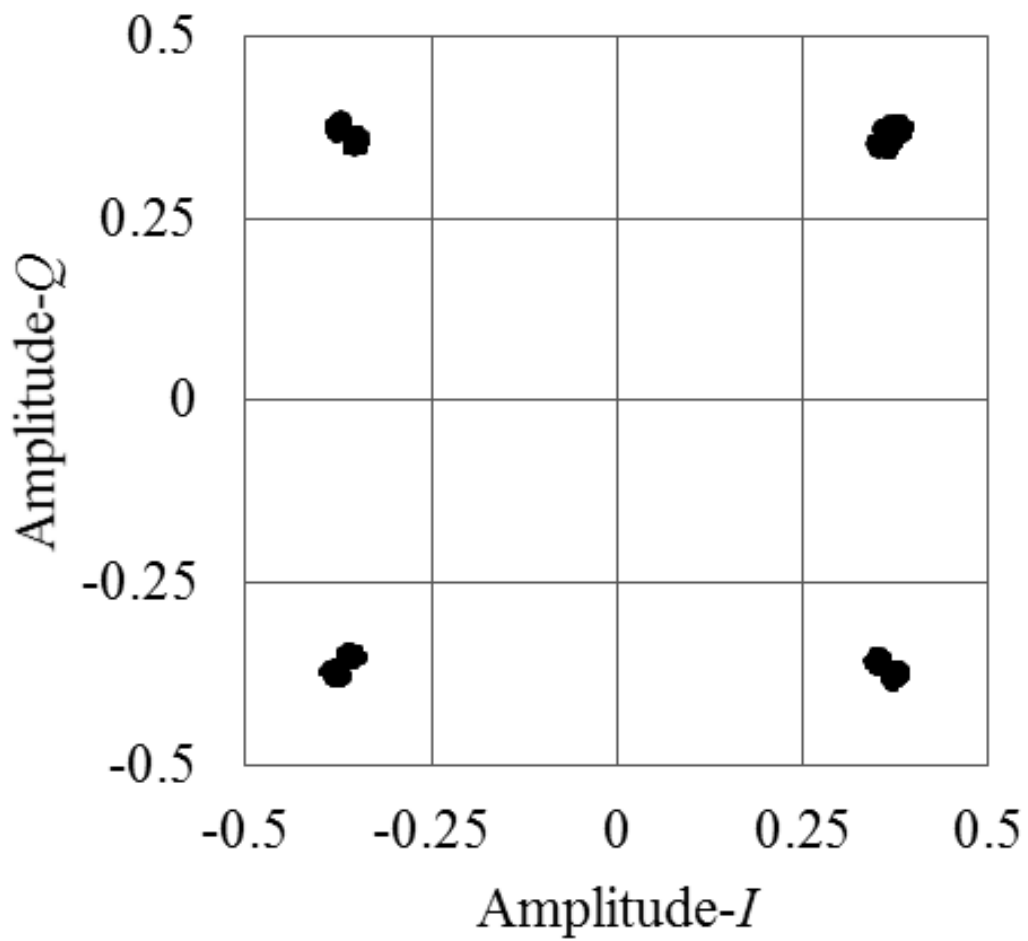


Fig.3-10 The constellation with superimposed real-time sampling measurement results.

### 3.5 まとめ

本章では FPGA 上で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シミュレーションを行った。これにより、前章で示した GNU Octave 上でのシミュレーションでは確認できなかった ADC による雑音について検討を行った。

このシミュレーションでは、2 台の FPGA ボード上に QPSK 変調器と無線通信評価システムをそれぞれ構成し、同軸ケーブルによって伝送した。このとき、QPSK 変調信号に 1 度のリアルタイムサンプリングによる測定では十分に測定できない長周期の振幅雑音が付加された。これにより、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの結果に差が生じたものの、リアルタイムサンプリングで測定されるデータ量を増やすことで、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの結果は良好な一致を示した。

これにより、アンダーサンプリングにより ADC の量子化雑音や ADC を駆動させるクロック信号の位相雑音が折り返される場合であってもアンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムはリアルタイムサンプリングを用いた無線通信評価と同程度の精度で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:「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, 138 巻 5 号, 2018
- [3-2] 室谷正芳・山本平一: デジタル無線通信, pp.40-44, 産業図書, 1985



## 4章 発振器の雑音が折り返された場合のリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングによる測定結果の比較

### 4.1 はじめに

本章では、発振器の雑音がアンダーサンプリングによって折り返された場合の影響について検討するために、発振器を用いた実験の結果を示す。

まず、広帯域無線通信評価では、 $I$ 成分と $Q$ 成分に高周波数の成分が含まれるため、直交復調にはIQデモジュレータをはじめとしたアナログ回路と発振器が用いられる。これらの雑音がアンダーサンプリングによって折り返されることで評価結果に与える影響をリアルタイムサンプリングによる評価結果とアンダーサンプリングによる評価結果との比較を通じて検討する[4-1]。このとき、2章からアンダーサンプリングによって $I$ 成分と $Q$ 成分がアンダーサンプリングによって折り返されたとしても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が示され、3章からアンダーサンプリングによってADCの雑音が折り返されたとしても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が示された。これにより、発振器を用いた実験ではアンダーサンプリングによって発振器の雑音が折り返された影響のみが検討できる。

つぎに、実際の無線通信評価においては、無線信号は常に連続した信号ではなく、途切れ途切れに伝送される。そこで被測定信号がバースト信号である場合のアンダーサンプリングを用いた無線通信評価について本章では検討した[4-2]。

また、本章ではキャリア信号と局部発振器の周波数差がイメージ信号のシンボルレートに近い場合の測定についても検討を行った[4-3][4-4]。アンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムでは、測定した $I$ 成分と $Q$ 成分の位相を4倍することでキャリア信号と局部発振器の周波数差を求めることはこれまでに示したが、アンダーサンプリングによって雑音が折り返されることでイメージ信号の成分と周波数差の成分を混同することが考えられる。そこで、キャリア信号と局部発振器の周波数差がイメージ信号のシンボルレートに近い場合について検討を行った。これに加えて、キャリア信号と局部発振器の周波数差がナイキスト周波数よりも高い場合の測定について検討を行った。ナイキストの定理により、周波数差がナイキスト周波数よりも高い場合、 $I$ 成分と $Q$ 成分に含まれる周波数差の成分を正しく測定することができない。しかし、アンダーサンプリング技術を用いることでキャリア信号と局部発振器の周波数差がナイキスト周波数よりも高い場合であっても測定できると考えられる。アンダーサンプリング技術を用いることの問題として、周波数差の成分に含まれる雑音が折り返されることで、周波数差の周波数がナイキスト周波数よりも低い場合に比べてイメージ信号の成分と混同しやすくなることが考えられる。そこで、周波数差のイメージ信号の周波数と、 $I$ 成分と $Q$ 成分のイメージ信号のシンボルレートが近い場合について併せて検討を行った。

4.2 節に本章におけ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構成を示

す。

4.3 節にリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングによる測定評価結果の比較を示す。

4.4 節にバースト信号を測定した場合のリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングによる測定結果の比較を示す。

4.5 節にキャリア信号と局部発振器の周波数差に関する検討を示す。

4.6 節に本章のまとめを示す。

## 4.2 発振器を用いた実験の構成

本章の発振器を用いた場合の実験におけ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ブロック図を Fig.4-1 に示す。測定系については、PC 上でのシミュレーションと FPGA 上でのシミュレーションと同様に QPSK 変調器と無線通信評価システムの 2 つを構成した。

まず、QPSK 変調器について、情報信号は FPGA(Terasic DE2-115)上に構成した 31bit のガロア LFSR から得られる PRBS 信号とした。これをベクトルシグナルジェネレータに入力し QPSK 変調を行った。このとき、キャリア信号には信号発生器(Anritsu MG3633A)を用いて、キャリア周波数を 1GHz とした。また、シンボルレートは 20.2MBaud とした。

つぎに、無線通信評価システムについて、QPSK 変調信号をアナログ回路による IQ デモジュレータ(Analog devices LTC5584)に入力し、局部発振器を用いて復調を行った。このとき、3 節では、局部発振器の位相雑音が大きい場合の例として、局部発振器には VCO(Voltage Controlled Oscillator; Mini circuits ZX95-1200W)を用いた。4 節では、キャリア信号と局部発振器の周波数差を一定にするために、局部発振器に VCO に比べて安定度の高い信号発生器(Anritsu MG3633A)を用いた。復調することで得られた  $I$  と  $Q$  は USRP(Universal Software Radio Peripheral; Ettus X310)上の ADC によってデジタル信号に変換し、PC に転送した。キャリア信号と局部発振器の周波数差については PC 上の数値処理によって補正を行った。このとき、サンプリング周波数はリアルタイムサンプリングでは 200MHz、アンダーサンプリングでは 20MHz とした。

ここでそれぞれの数値は測定に用いた発振器で選択できる周波数の値から一例として選択した値であるものの、フィルタ回路によって測定される周波数帯域が選択されるので実際の無線通信の周波数帯域であっても同様の結果が得られると考えられる。

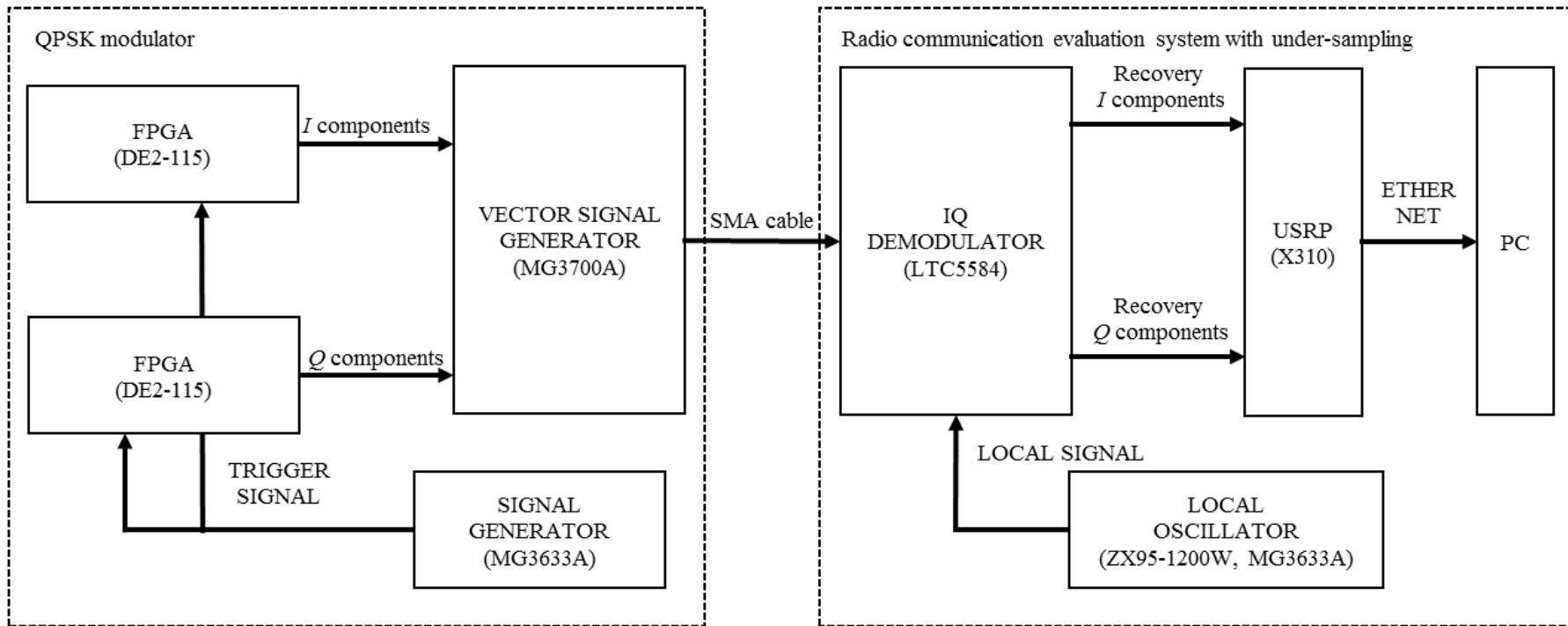


Fig.4-1 The block diagram of radio communication evaluation system using under-sampling

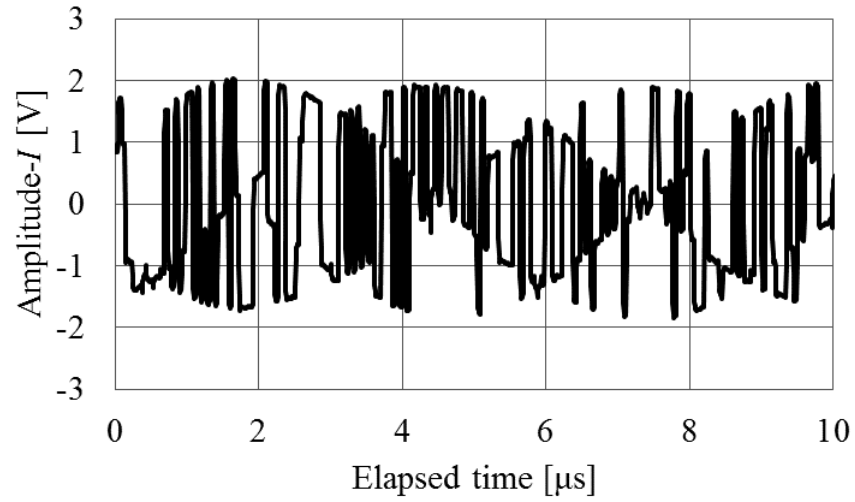
### 4.3 リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの比較

本節では、アナログ回路と発振器を用いた場合の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よる測定結果を示す。2章と3章でアンダーサンプリングによる測定評価結果への影響とアンダーサンプリングによって折り返されたADCがもつ雑音の影響についてそれぞれ検討し、どちらも十分に無視できるほどに小さいことが示されたので、ここでリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの結果の差はアンダーサンプリングによって折り返されたアナログ回路と発振器のもつ雑音の影響であると考えられる。

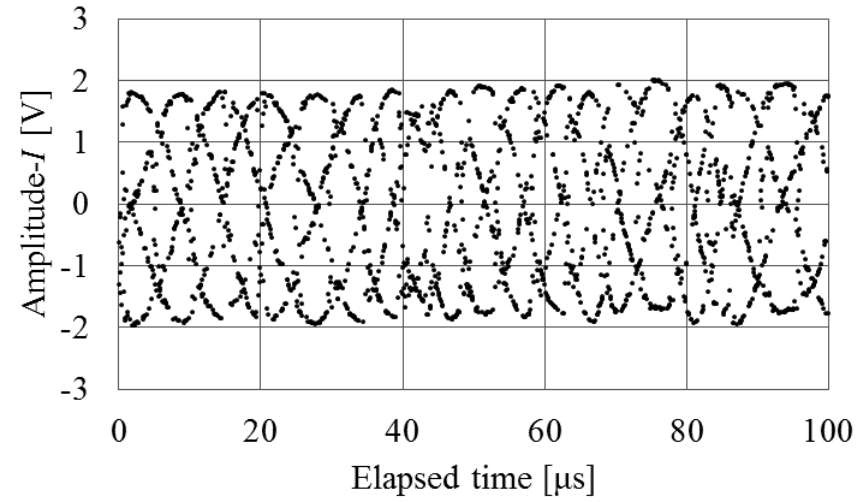
#### 4.3.1 リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで得られた時間波形の比較

発振器を用いたシミュレーションにおけるリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの時間波形をFig.4-2で比較する。このとき、これまでのシミュレーションと同様にリアルタイムサンプリングでは連続的なデータなので線で描画し、アンダーサンプリングの波形については離散的なデータなので点で描画した。非同期復調のため、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの時間波形には、キャリア信号と局部発振器の周波数差の成分が含まれている。そこで、これまでのシミュレーションと同様にI成分とQ成分の位相を4倍することで、キャリア信号と局部発振器の周波数差の補正を行った。周波数差を補正されたリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの時間波形をFig.4-3で比較する。これまでのシミュレーションで得られた時間波形と比較すると、これまでのシミュレーションと同様にリアルタイムサンプリングの時間波形は情報信号のPRBS信号が再生され、ランダムな時間波形が得られている。また、アンダーサンプリングの時間波形は連続的なアイパターン状の時間波形が得られている。

つぎに、これまでのシミュレーションと同様に時間波形からアイパターントリガを生成し、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングのアイパターンを比較する。

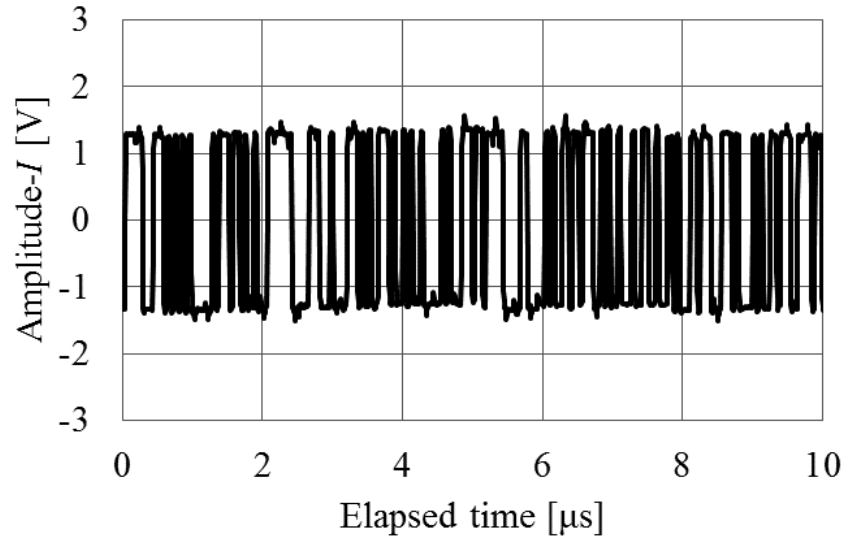


(a) Real time sampling

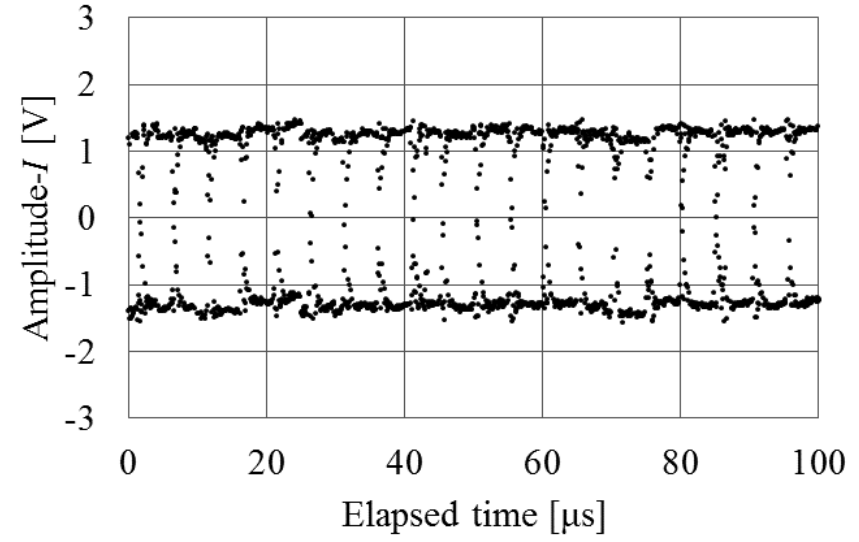


(b) Under-sampling

Fig.4-2 Comparison of time waveform measured with real time sampling and under-sampling.



(a) Real time sampling



(b) Under-sampling

Fig.4-3 Comparison of time waveform corrected for frequency drift measured with real time sampling and under-sampling.

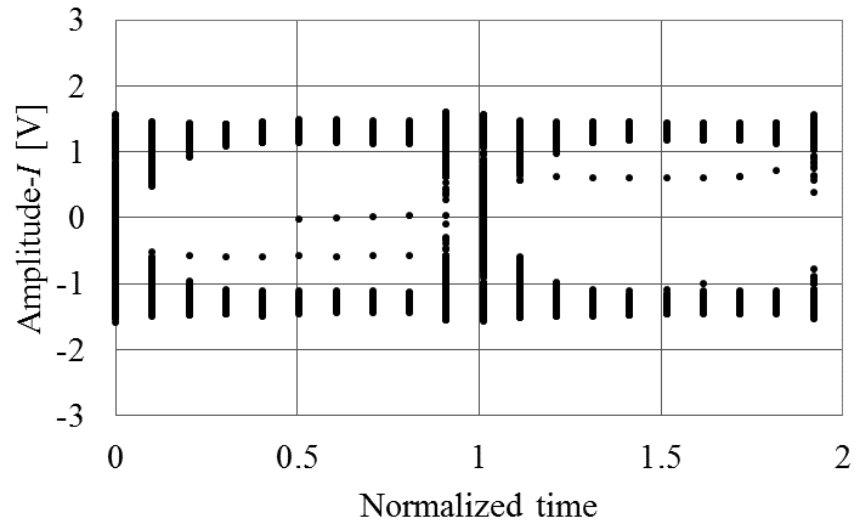
#### 4.3.2 リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで得られたアイパターンの比較

本項では、リアルタイムサンプリングで得られたアイパターンとアンダーサンプリングで得られたアイパターンを比較する。リアルタイムサンプリングで得られたアイパターンとアンダーサンプリングで得られたアイパターンを Fig.4-4 で比較する。このとき、 $I$ 成分のアイパターンを生成し、横軸は被測定信号のシンボルレートに合わせて正規化を行った。また、どちらのアイパターンも離散的なデータになることから、時間波形とは異なり、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングのどちらも点で描画している。

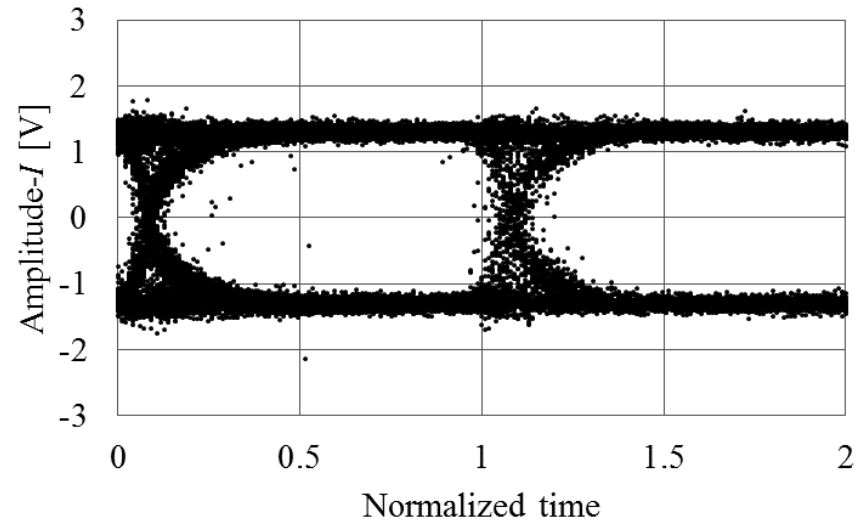
リアルタイムサンプリングで得られたアイパターンとアンダーサンプリングで得られたアイパターンを比較して同様の波形が得られた。しかし、リアルタイムサンプリングのアイパターンには、ゼロ点近傍を中心にアンダーサンプリングのアイパターンでは測定されなかった雑音が生じている。この雑音はアイパターンの測定点に比べて非常に少ない点数であることから非周期的な雑音である。また、この雑音の原因として、VCOの制御電圧に含まれる雑音によって周波数がランダムにホッピングしたことと USRP 上に構成された FIR フィルタの過渡状態が原因であると考えられる。アンダーサンプリングにおいては、この雑音が周期的な雑音でなかったため、雑音として測定された点数は数点程度であり、連続的な信号としては測定されなかった。

つぎに、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングのアイパターンのクロスポイント幅を比較する。リアルタイムサンプリングにおけるクロスポイント幅は  $0.005\mu\text{s}$  であり、アンダーサンプリングにおけるクロスポイント幅は  $0.0045\mu\text{s}$  と計測された。リアルタイムサンプリングのサンプリング間隔よりもリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングのクロスポイント幅の差は小さいことから、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングのアイパターンは一致していると考えられる。

つぎに、アイパターンから評価点を抜き出してコンスタレーションを描画した。リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで測定されたコンスタレーションの比較を次項で行なう。



(a) Real time sampling



(b) Under-sampling

Fig.4-4 Comparison of eye pattern measured with real time sampling and under-sampling.



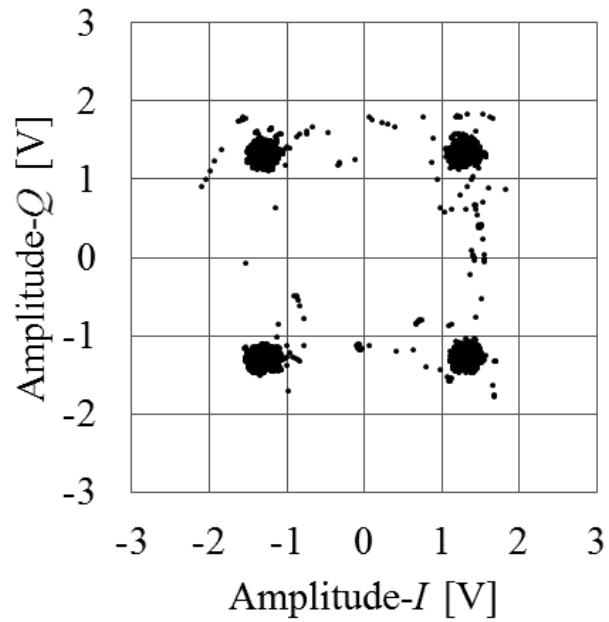
### 4.3.3 リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで得られたコンスタレーションの比較

リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングによって測定されたコンスタレーションを Fig.4-5 で比較する。アイパターンと同様に、リアルタイムサンプリングで計測されたコンスタレーションでは非周期的な雑音が計測され、アンダーサンプリングで計測されたコンスタレーションでは非周期的な雑音は計測されなかった。しかし、シンボルにだけ注目すれば、リアルタイムサンプリングで計測されたコンスタレーションとアンダーサンプリングで計測されたコンスタレーションは良好な一致を示している。

データの個数をおよそ 200,000 点、 $\bar{I}$ と $\bar{Q}$ を測定値から 1.5V として、EVM を計算すると、リアルタイムサンプリングにおける EVM は-16.9dB、アンダーサンプリングにおける EVM は-17.3dB と得られた。リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの EVM を比較すると、2 つの EVM は 1dB 以内で一致しているので無視できるほど十分に小さな差である。また、これまでのシミュレーションと同様に EVM から BER を推測する[4-5]。リアルタイムサンプリングにおける BER は $9.28 \times 10^{-32}$ と得られ、アンダーサンプリングにおける BER は $1.17 \times 10^{-34}$ と得られた。通信路容量の値によるものの、 $10^{-4}$ 程度の誤り確率では十分に情報が伝送できる暗号化技術が開発されていること[4-6]から、この BER の差は十分に無視できると考えられる。これにより、リアルタイムサンプリングの測定評価結果とアンダーサンプリングの測定評価結果は十分に一致したといえる。

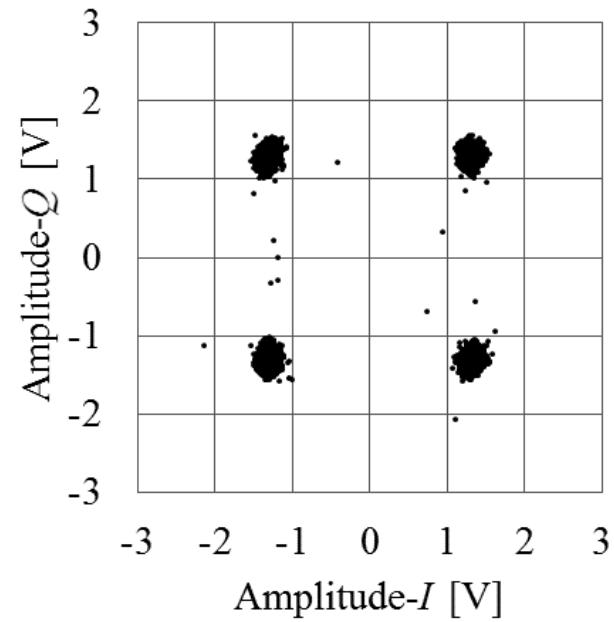
以上の結果から、発振器やアナログ回路がもつ雑音がアンダーサンプリングによって折り返されたとしてもアンダーサンプリングによる無線通信評価はリアルタイムサンプリングと同程度の精度で測定できることが示された。

次節では、実際の無線通信評価により近い状況での無線通信評価を行うために、被測定信号がバースト信号の場合での無線通信評価結果を示す。



EVM = -16.9 dB

(a) Real time sampling



EVM = -17.3 dB

(b) Under-sampling

Fig.4-5 Comparison of constellation measured with real time sampling and under-sampling.

## 4.4 バースト信号を測定した場合のリアルタイムサンプリングとアンダー

### サンプリングのアイパターンとコンスタレーションの比較

本節では被測定信号がバースト信号の場合において、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの測定評価結果を比較する。このとき、バースト信号の長さは1シンボルの長さがおよそ $5\mu\text{s}$ なので、十分に測定できる長さとして3倍である $15\mu\text{s}$ とした。また、このシミュレーションに用いた構成では、実際にバースト信号を出力することが難しかったため、測定した後にデータの抜き取りを行うことでバースト信号を生成した。

#### 4.4.1 バースト信号を測定した場合の時間波形の比較

リアルタイムサンプリングで測定された時間波形とアンダーサンプリングで測定された時間波形を Fig.4-6 に示す。リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの両方で連続的な信号と同様にキャリア信号と局部発振器の周波数差の成分が現れる。したがって、これまでと同様に  $I$  成分と  $Q$  成分の位相を4倍することで周波数差の補正を行った。

キャリア信号と局部発振器の周波数差が補正された時間波形を Fig.4-7 に示す。周波数差が補正された信号は連続した信号と同様に、リアルタイムサンプリングでは元の PRBS 信号が再生されることでランダムに変化する波形が得られ、アンダーサンプリングでは連続したアイパターン状の波形が得られた。これにより、 $I$  成分と  $Q$  成分が連続的な信号の場合だけでなく、バースト信号の場合であっても  $I$  成分と  $Q$  成分の位相を4倍にしてキャリア信号と局部発振器の周波数差を補正する方法は有効であることが示された。

つぎに、連続的な信号と同様に時間波形からアイパターンを生成した結果を示す。

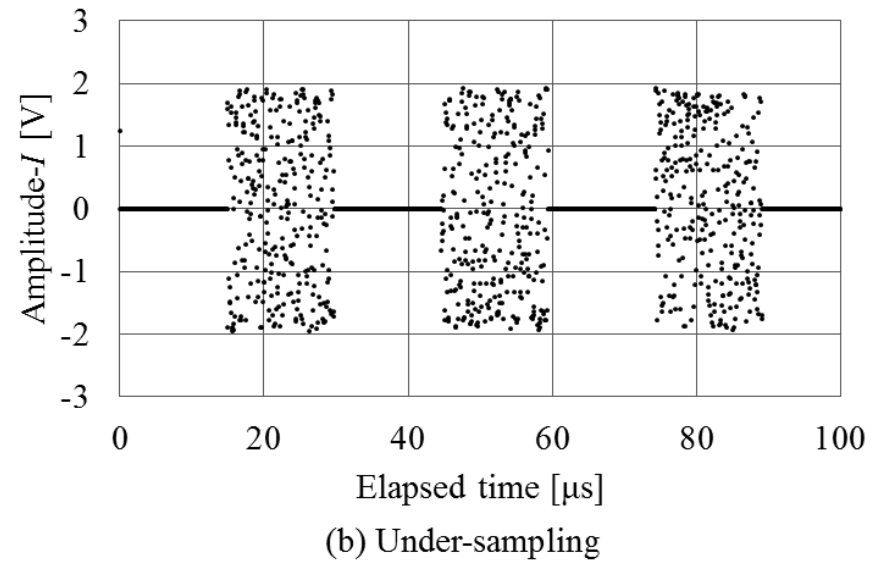
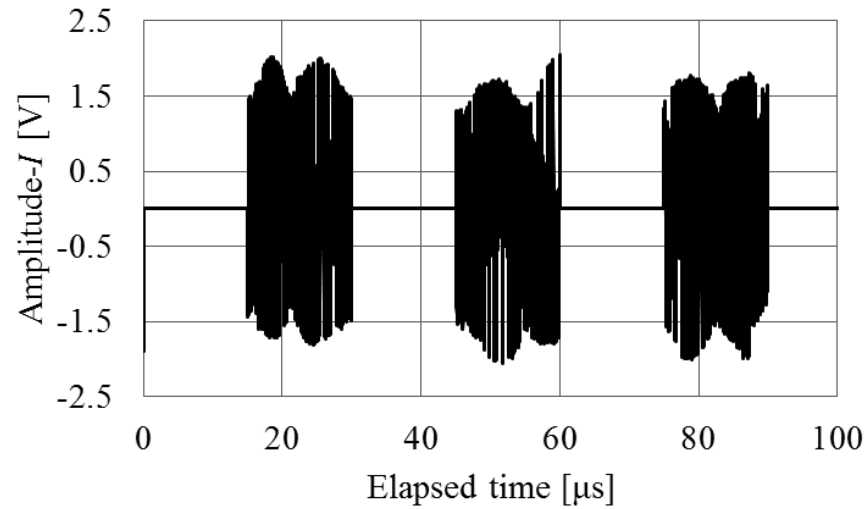
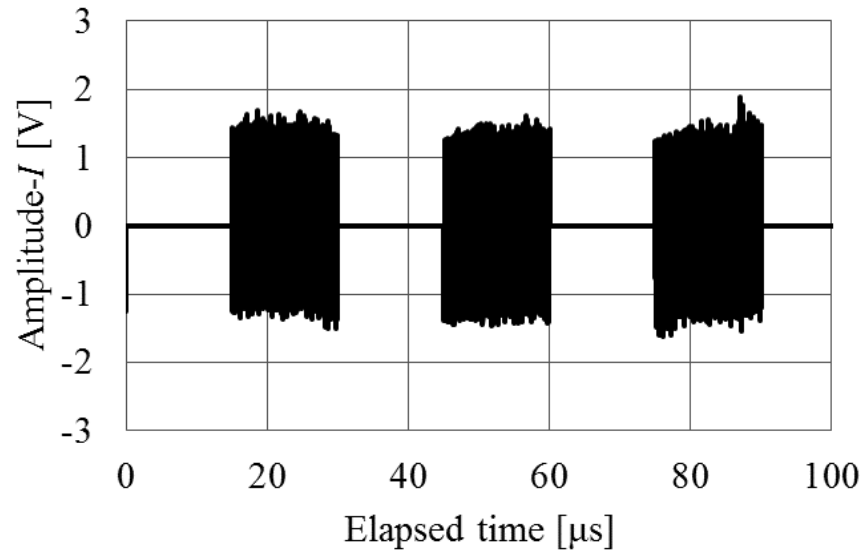
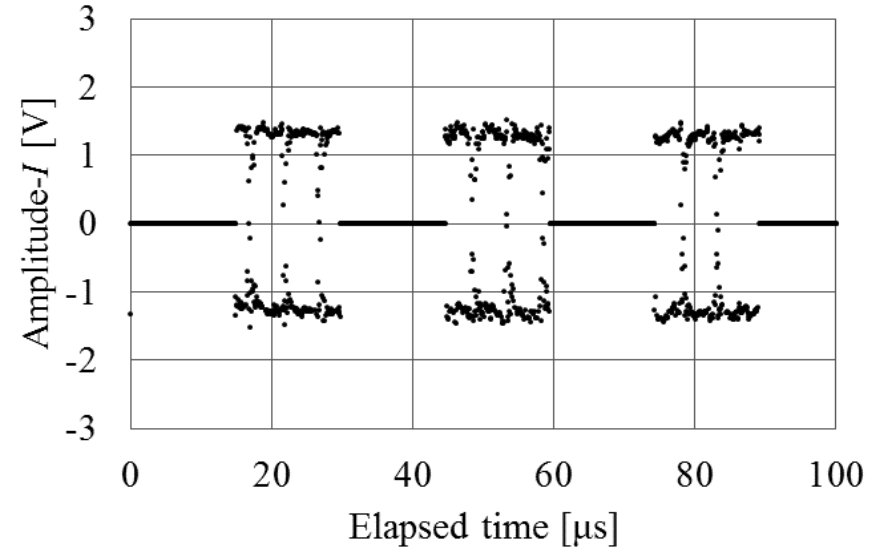


Fig.4-6 Comparison of time waveform measured with real time sampling and under-sampling in the case of burst signal measurement.



(a) Real time sampling



(b) Under-sampling

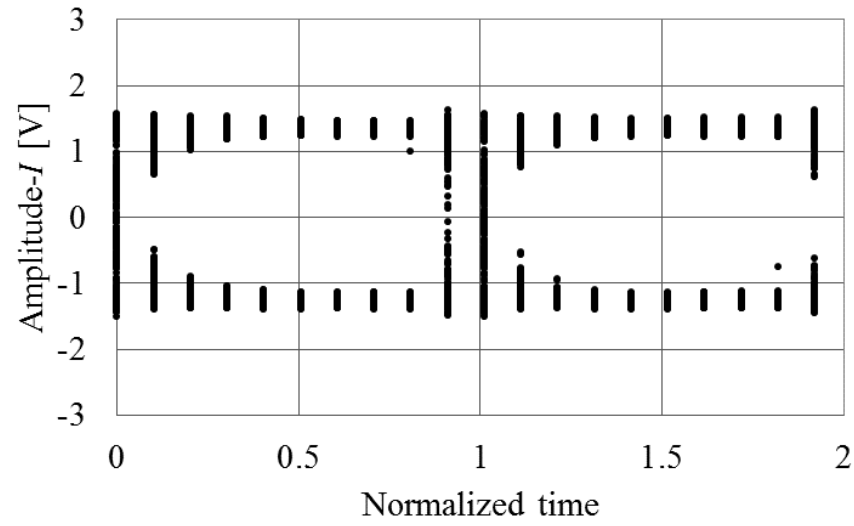
Fig.4-7 Comparison of time waveform corrected for frequency drift measured with real time sampling and under-sampling in the case of burst signal measurement.

#### 4.4.2 バースト信号を測定した場合のアイパターンの比較

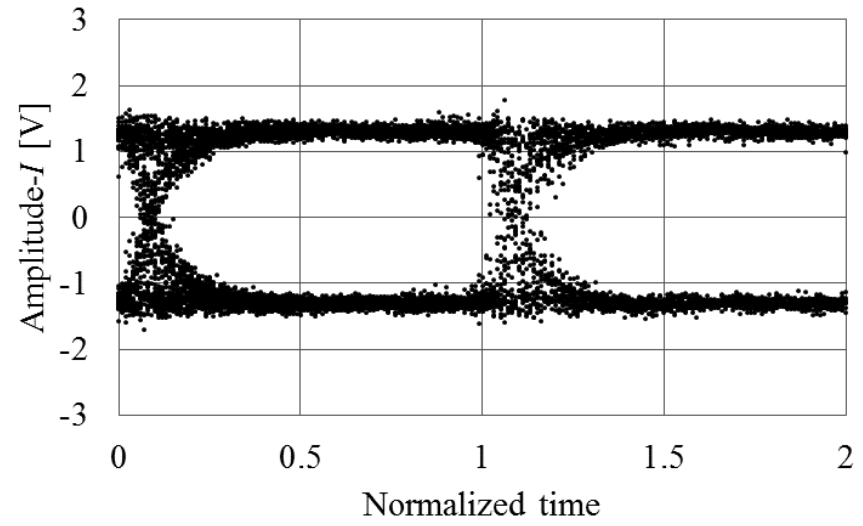
リアルタイムサンプリングで得られたバースト信号のアイパターンとアンダーサンプリングで得られたバースト信号のアイパターンを Fig.4-8 に示す。ここで時間軸は連続した信号の測定と同様に被測定信号のシンボルレートに合わせて正規化を行っている。リアルタイムサンプリングで得られたアイパターンとアンダーサンプリングで得られたアイパターンを比較すると、これまでの GNU Octave と FPGA のシミュレーションと比較すると、同様にリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで同じアイパターンが得られている。また、Fig.4-4 に示した連続的な信号のアイパターンと比較すると、同様のアイパターンが得られている。これにより、バースト信号を測定する場合でもアンダーサンプリングで測定された時間波形の絶対値からアイパターントリガを生成する方法は有効であることが示された。

また、5.3 節においてリアルタイムサンプリングで連続的な信号を測定したときに現れた非周期的な雑音は測定されなかった。これは被測定信号がバースト信号になったことで一度の測定時間が短くなったためだと考えられる。

つぎに、連続的な信号と同様にアイパターンからこれまでと同様に信号評価点を抜き出してコンスタレーションを描画した結果を示す。



(a) Real time sampling



(b) Under-sampling

Fig.4-8 Comparison of eye pattern measured with real time sampling and under-sampling in the case of burst signal measurement.

#### 4.4.3 バースト信号を測定した場合のコンスタレーションの比較

リアルタイムサンプリングで得られたバースト信号のコンスタレーションとアンダーサンプリングで得られたバースト信号のコンスタレーションを Fig.4-9 に示す。Fig.4-5 に示した連続的な信号のコンスタレーションと比較して、同様のコンスタレーションが得られている。また、リアルタイムサンプリングで測定される非周期的な雑音は、アイパターンの測定と同様に連続的な信号に比べて一度の測定時間が短いので小さくなっている。

つぎに、連続的な信号と同様にコンスタレーションから EVM を計算する。リアルタイムサンプリングによって測定されたバースト信号の EVM は-16.9dB、アンダーサンプリングによって測定されたバースト信号の EVM は-17.7dB と得られた。2つの EVM は 1dB 以内で一致していることから、バースト信号であってもリアルタイムサンプリングと同じ精度で測定できるといえる。

本節ではバースト信号を測定した場合の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ついて検討を行った。連続的な信号の測定評価結果と比較して同様のアイパターンやコンスタレーション、EVM が得られたことから、アンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムはバースト信号であってもキャリア信号と局部発振器の周波数差の補正は可能であり、バースト信号を連続的な信号と同等の精度で測定できることを示した。

しかし、実際の無線通信ではバースト信号の長さがランダムに変化することが考えられる。そこで、次節ではランダムに長さが変化する場合の測定評価結果について検討を行った結果を示す。



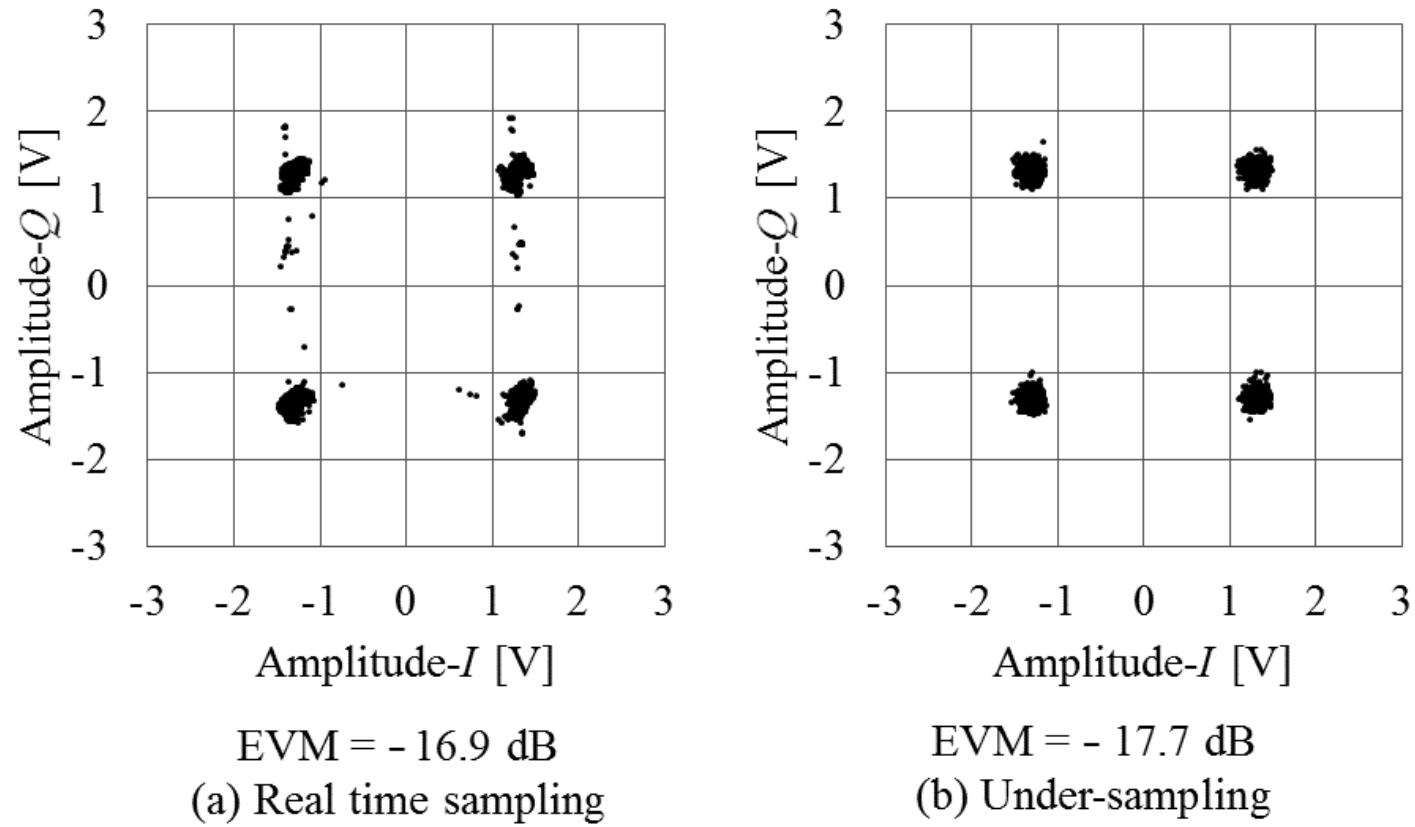


Fig.4-9 Comparison of constellations measured with real time sampling and under-sampling in the case of burst signal measurement.

## 4.5 ランダム長のバースト信号を測定した場合のアイパターンとコンスタ

### レーション

本節では、ランダムに長さが増減するバースト信号を、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よって測定評価した結果を示す。

このとき、バースト信号の長さは、4.4節のバースト信号の長さよりも短い1シンボルの長さである5 $\mu$ sから、4.4節で示したバースト信号の長さである15 $\mu$ sまでランダム関数にしたがって変化する長さとした。また、4.4節と同様に測定したデータを抜き出すことでバースト信号とした。

次項においてはランダム長のバースト信号を測定した時間波形とキャリア信号と局部発振器の周波数差の補正について述べる。

#### 4.5.1 ランダム長のバースト信号を測定した場合の時間波形

ランダムに長さが増減するバースト信号をアンダーサンプリングによって測定したI成分の時間波形をFig.4-10に示す。Fig.4-6に示したバースト信号の時間波形と比較すると、バースト信号の長さがランダムに変化していることが確認できる。また、この場合の測定でもキャリア信号と局部発振器の周波数に差があるため、時間波形には周波数成分が含まれていることが確認できる。

つぎに、これまでと同様にI成分とQ成分の位相を4倍することで、周波数差を求め、周波数差の補正を行った。キャリア信号と局部発振器の周波数差を補正した時間波形をFig.4-11に示す。ここで得られた時間波形は、Fig.4-3に示した連続的な信号の時間波形とFig.4-7に示した一定の長さのバースト信号の時間波形と比較すれば、同様にキャリア信号と局部発振器の周波数差が補正されていることが確認できる。これにより、ランダムに長さが増減するバースト信号であっても周波数差の補正が可能であることが示された。

つぎに、時間波形から生成したアイパターンを示し、これまでの測定結果と比較する。

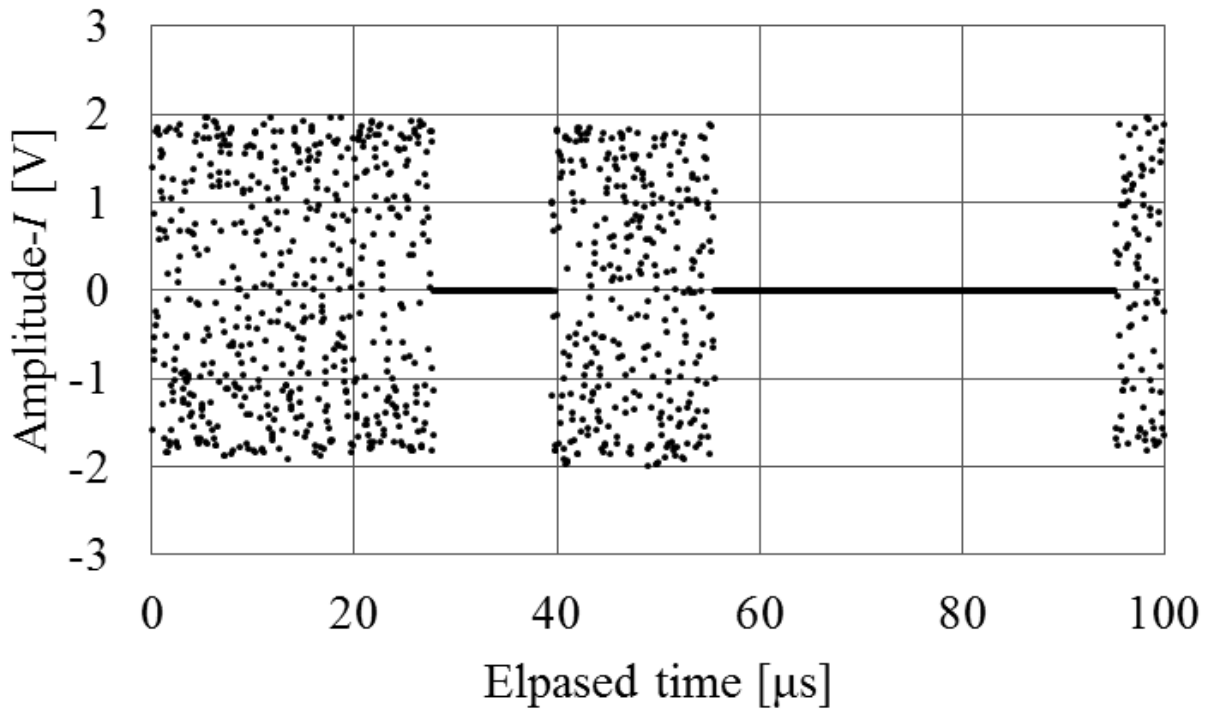


Fig.4-10 The time waveform of burst signal which length is randomly changed.

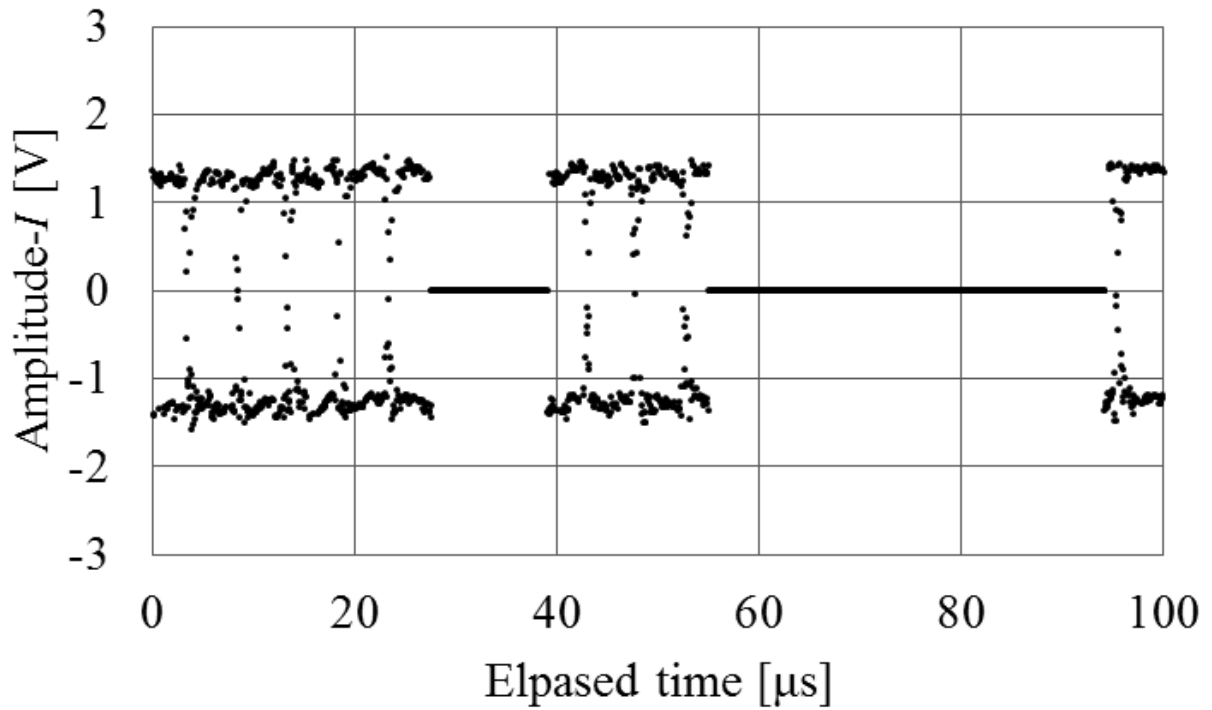


Fig.4-11 The time waveform corrected for frequency drift of burst signal which length is randomly changed.

#### 4.5.2 ランダム長のバースト信号を測定した場合のアイパターン

ランダムに長さが変化するバースト信号のアイパターンを Fig.4-12 に示す。このとき、アイパターンの時間軸はこれまでと同様にリアルタイムサンプリングに合わせて正規化を行っている。Fig.4-4 に示した連続的な信号を測定した場合のアイパターンや Fig.4-8 に示した一定の長さのバースト信号を測定した場合のアイパターンと比較して、同様のアイパターンが得られている。これにより、アンダーサンプリングで測定された時間波形の絶対値からアイパターントリガの生成する方法はバースト信号の長さに関わらず有効であることが示された。

つぎに、アイパターンから信号評価点を抜き出してコンスタレーションを描画した。その結果を次項で示す。

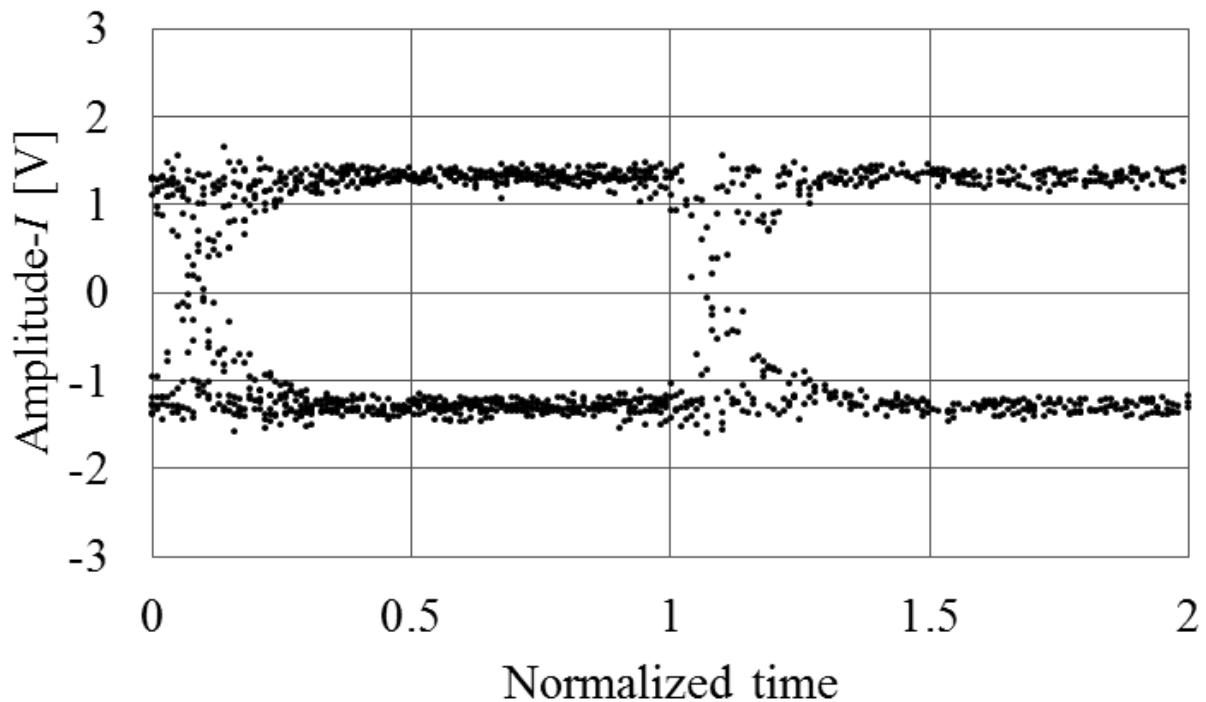


Fig.4-12 The eye pattern of burst signal which length is randomly changed.

#### 4.5.3 ランダム長のバースト信号を測定した場合のコンスタレーション

アイパターンから信号評価点を抜き出して描画したランダムな長さのバースト信号のコンスタレーションを Fig.4-13 に示す。これまでに測定した Fig.4-5 に示した連続的な信号のコンスタレーションと Fig.4-9 に示した一定の長さのバースト信号のコンスタレーションと比較して、同様の結果が得られていることが確認できる。

つぎに、これまでと同様に EVM を計算すると、-17.4dB と得られた。これは連続的な信号を測定した場合の EVM や一定の長さのバースト信号を測定した場合の EVM と比較して 1dB 以内で一致している。これにより、実際の無線通信評価において測定されるような被測定信号の長さがランダムに変化する場合であってもアンダーサンプリングを用いた無線通信評価は利用できることが示された。

本節の結果から、アンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムは被測定信号の長さに関わらず、リアルタイムサンプリングと同程度の精度で測定評価ができることが示された。これにより、実際の無線通信における信号を測定する場合であってもリアルタイムサンプリングと同程度の精度で評価できることが期待される。

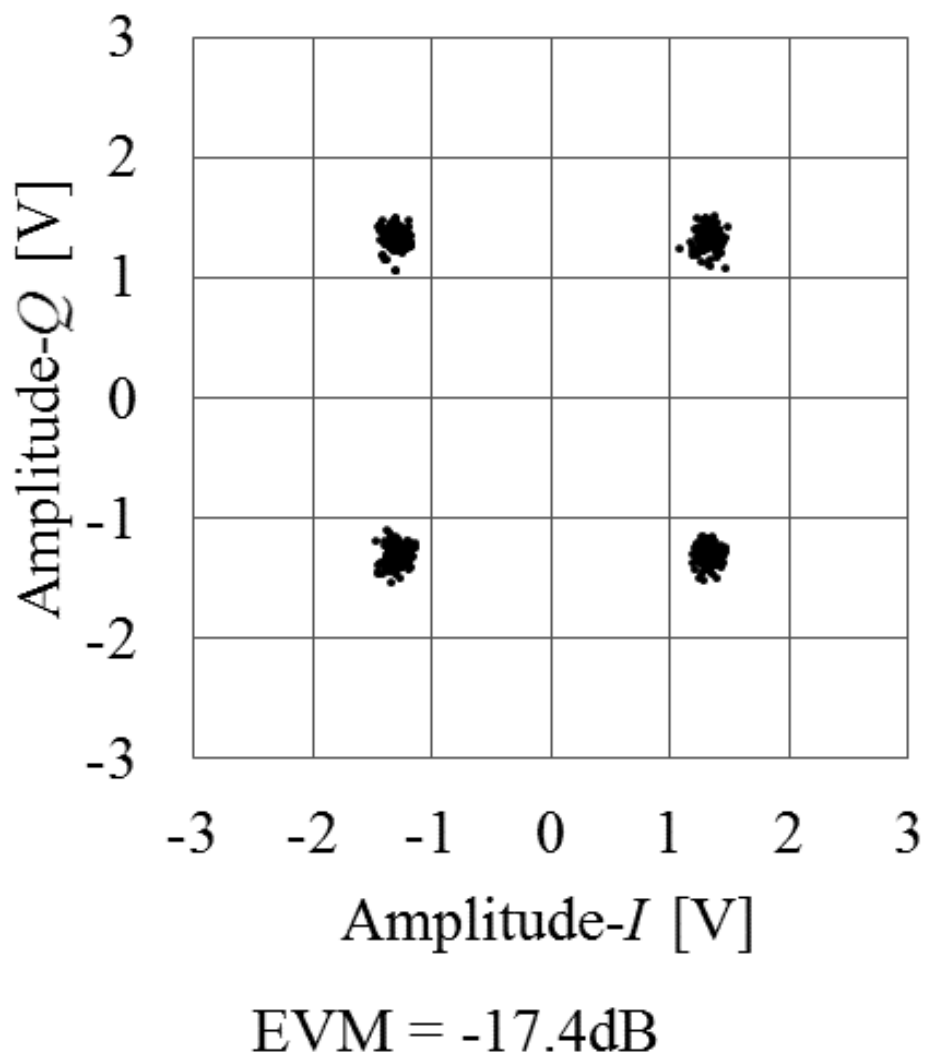


Fig.4-13 The constellation of burst signal which length is randomly changed.

## 4.6 キャリア信号と局部発振器の周波数差に関する検討

これまでにアンダーサンプリングを用いた無線通信評価において、長さがランダムに変化するバースト信号の場合であってもキャリア信号と局部発振器の周波数差が補正できることを示してきた。しかし、 $I$ 成分と $Q$ 成分から位相を求めるため、シンボルレートと周波数差の値が近い場合は、 $I$ 成分と $Q$ 成分が切り替わるときに現れる成分とキャリア信号と局部発振器の周波数差の成分を混同してしまうことで、正しく周波数差が計算されずに評価結果に影響が現れることが予想される。

そこで、キャリア信号と局部発振器の周波数差が近い場合における測定評価について、周波数差がない場合と周波数差がシンボルレートと等しい  $0.2\text{MHz}$  の場合、シンボルレートよりも大きい  $0.5\text{MHz}$  の場合における検討を行った。また、周波数差を一定にするために、前節では局部発振器に VCO を用いたが、本節ではキャリア信号と局部発振器の周波数差を一定にするために、局部発振器に信号発生器(Anritsu MG3633A)を用いた。

また、キャリア信号と局部発振器の周波数差がナイキスト周波数よりも大きい場合、リアルタイムサンプリングではナイキストの定理により  $I$ 成分と $Q$ 成分の周波数差を測定することができない。しかし、 $I$ 成分と $Q$ 成分と同時にアンダーサンプリングで周波数差を測定することで、ナイキスト周波数よりも高い周波数であっても周波数差を測定し補正することができると考えられる。これにより、局部発振器の周波数を低くすることができるので低コスト化が期待できる。一方で、アンダーサンプリングによって雑音が折り返されることで、周波数差がナイキスト周波数より低い場合よりも  $I$ 成分と $Q$ 成分のシンボルが切り替わるときに現れる成分と周波数差の成分を混同しやすくなると考えられる。そこで、周波数差がサンプリング周波数よりも大きい  $20\text{MHz}$  と  $20.2\text{MHz}$ 、 $20.5\text{MHz}$  の場合について測定評価を行ったので併せてその結果を示す。

### 4.6.1 周波数差がない場合の測定評価結果

周波数差がない場合の測定評価結果はこれまでも示したが、本節では局部発振器に MG3633A を用いたため、改めて測定評価結果を示す。ただし、時間波形とキャリア信号と局部発振器の周波数差を補正した時間波形についてはこれまでと同様であるため省略する。

まず、周波数差がない場合のアイパターンを Fig.4-14 に示す。このとき、アイパターンは Fig.4-4 に示したアイパターンと同様の結果が得られた。このときのアイパターンの信号が交差しているクロスポイントの幅は  $0.08$  と得られた。

つぎに、アイパターンから信号評価点を抜き出してコンスタレーションを描画した。その結果を Fig.4-15 に示す。これまでと同様に EVM を計算すると  $-23.5\text{dB}$  と得られた。Fig.4-5 に示した結果と比べて EVM が小さくなった原因として局部発振器に MG3633A を用いたことで電源の雑音等による影響がなくなったためだと考えられる。

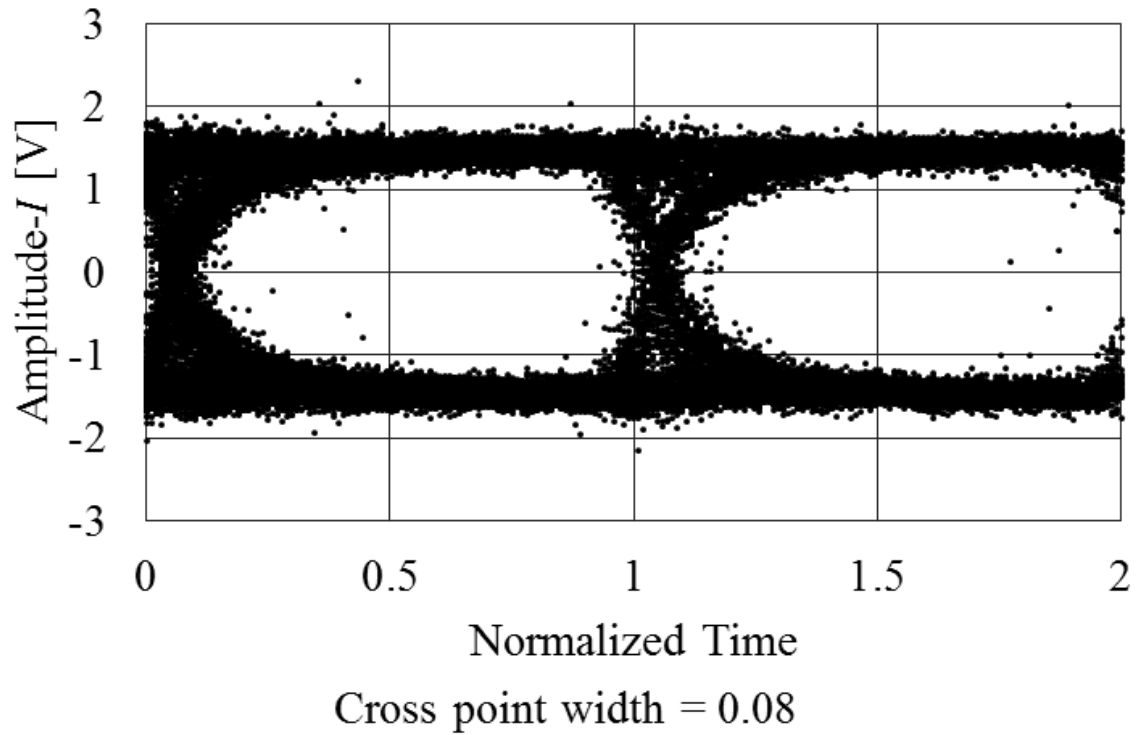


Fig.4-14 The eye pattern when there is no frequency difference between carrier signal and local oscillator.

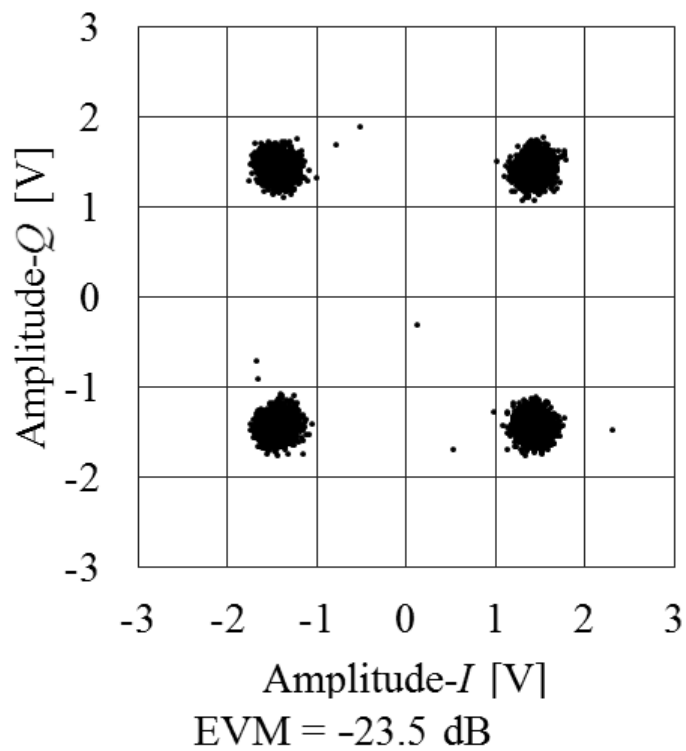


Fig.4-15 The constellation when there is no frequency difference between carrier signal and local oscillator.



#### 4.6.2 周波数差が0.2MHzの場合の測定評価結果

キャリア信号と局部発振器の周波数差が0.2MHzのときのアイパターンを Fig.4-16 に示す。Fig.4-14 に示した周波数差がない場合のアイパターンと比較すると、同様のアイパターンが得られているが、シンボルが切り替わるアイパターンのクロスポイントの幅が大きくなっていることが確認できる。

キャリア信号と局部発振器の周波数差が0.2MHzのときのクロスポイント幅を計測すると0.13と得られた。周波数差がない場合のクロスポイント幅0.08よりも大きくなっていることから、キャリア信号と局部発振器の周波数差がシンボルレートに近い場合、測定結果に影響を与えることが考えられる。

つぎに、アイパターンから信号評価点を抜き出してコンスタレーションを描画した。その結果を Fig.4-17 に示す。このとき、これまでと同様にEVMを計算すると-23.2dBと得られた。Fig.4-15 に示した周波数差がない場合のEVMと比較すると、1dB以内で一致している。このことから、キャリア信号と局部発振器の周波数差の影響はシンボルには影響を与えないことが考えられる。

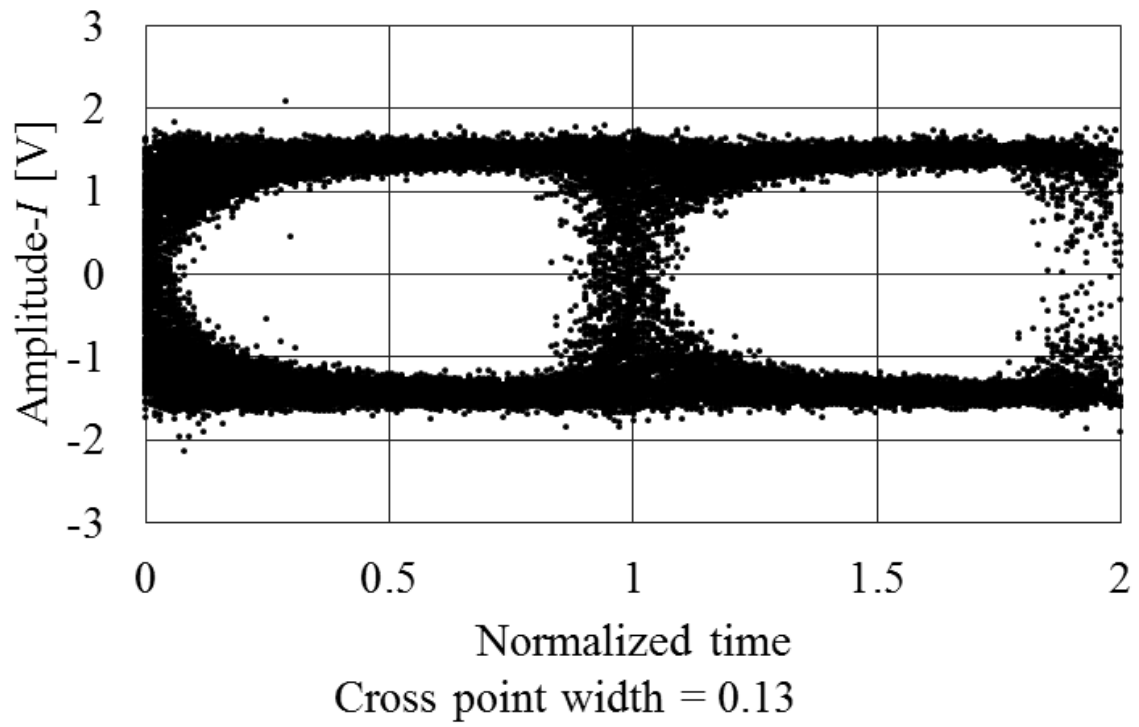


Fig.4-16 The eye pattern when frequency difference between carrier signal and local oscillator is 0.2MHz.

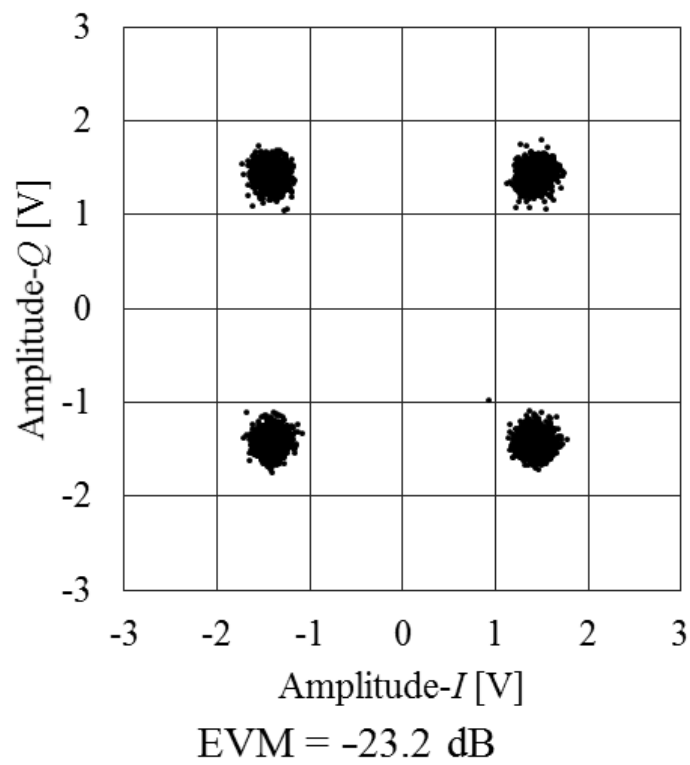


Fig.4-17 The constellation when frequency difference between carrier signal and local oscillator is 0.2MHz.

#### 4.6.3 周波数差が 0.5MHz の場合の測定評価結果

キャリア信号と局部発振器の周波数差が 0.5MHz の場合におけるアイパターンを Fig.4-18 に示す。このとき、アイパターンのクロスポイント幅は 0.010 と得られた。キャリア信号と局部発振器の周波数差がない場合と周波数差が 0.2MHz の場合と比較すると、アイパターンのクロスポイント幅は周波数差がない場合と等しく、周波数差が 0.2MHz の場合よりも小さな値となった。これらの結果から、キャリア信号と局部発振器の周波数差がシンボルレートに近い場合に、復調された  $I$  成分と  $Q$  成分の信号とキャリア信号と局部発振器の周波数差の成分を混同して正しく周波数差の補正が行われないと考えられる。

つぎに、キャリア信号と局部発振器の周波数差が 0.5MHz の場合におけるコンスタレーションを Fig.4-19 に示す。このときのコンスタレーションを Fig.4-15 に示す周波数差がない場合のコンスタレーションと Fig.4-17 に示す周波数差が 0.2MHz の場合のコンスタレーションと比較すると、同様の結果が得られていることが確認できる。また、EVM をこれまでと同様に計算すると、-23.5dB と得られ、周波数差がない場合と周波数差が 0.2MHz の場合と比較すると 1dB 以内で一致した。以上の結果から、キャリア信号と局部発振器の周波数差がシンボルに与える影響は少ないことが考えられる。

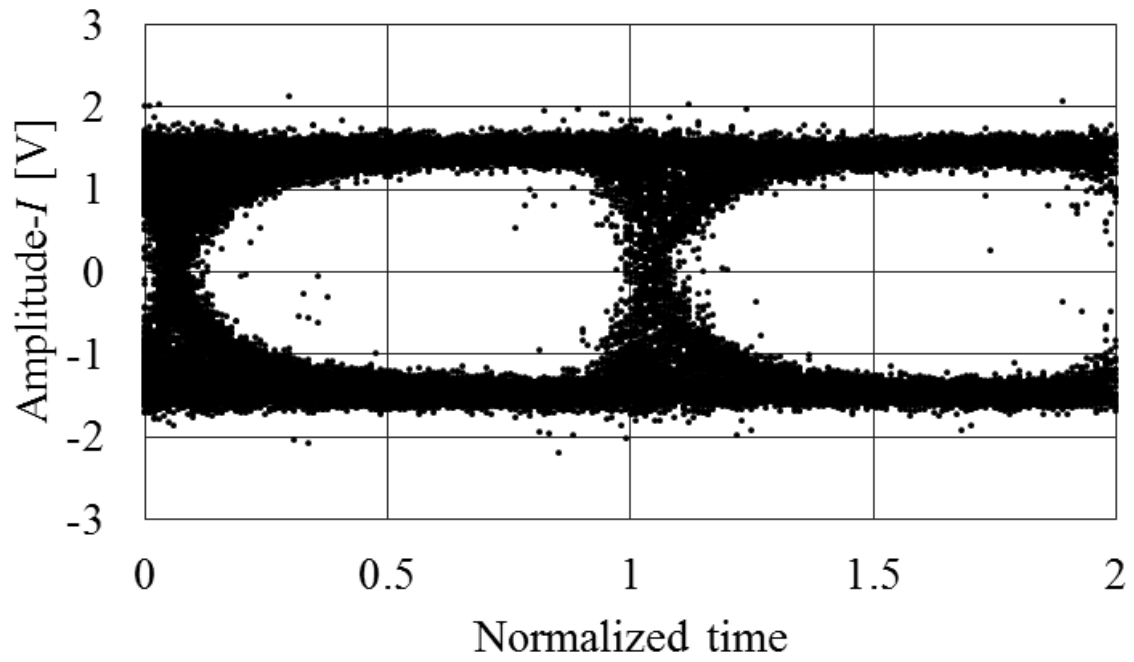


Fig.4-18 The eye pattern when frequency difference between carrier signal and local oscillator is 0.5MHz.

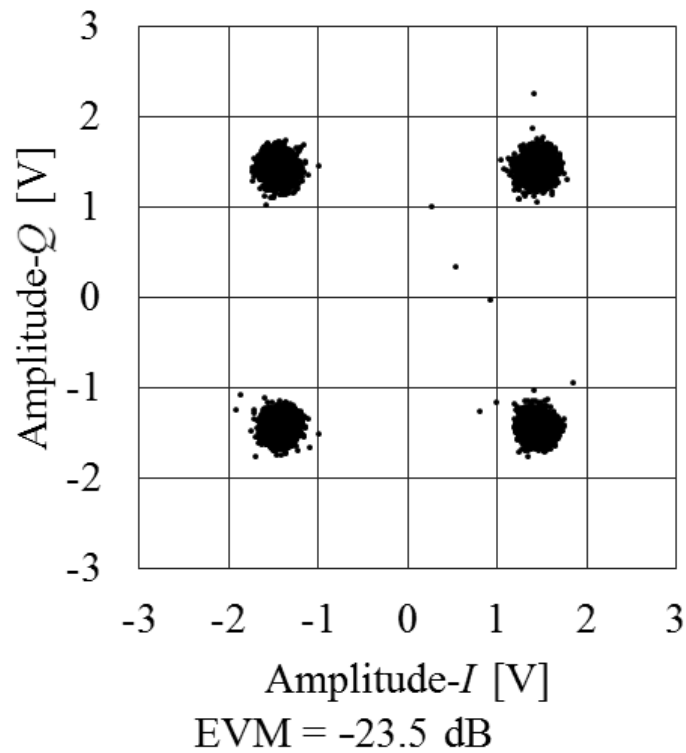


Fig.4-19 The constellation when frequency difference between carrier signal and local oscillator is 0.2MHz.

#### 4.6.4 周波数差が 20MHz の場合の測定評価結果

キャリア信号と局部発振器の周波数差が 20MHz の場合におけるアイパターンを Fig.4-20 に示す。周波数差が 20MHz の場合、20MHz でサンプリングを行うことでアンダーサンプリングの原理から周波数差がない場合の測定結果に近似すると考えられる。そこで、Fig.4-14 に示した周波数差がない場合のアイパターンと比較した。

2つのアイパターンを比較すると、Fig.4-14 に示した周波数差がない場合のアイパターンに比べて周波数差が 20MHz のときのアイパターンの振幅は小さくなっていることが確認できる。これは USRP 上の LPF(Low Pass Filter)によるものだと考えられる。また、このときのアイパターンのクロスポイント幅は 0.18 と得られた。周波数差がない場合のアイパターンに比べて大きくなった原因として、アンダーサンプリングによってリアルタイムサンプリングよりも発振器の位相雑音が大きく測定されたと考えられる。

つぎに、アイパターンから信号評価点を抜き出してコンスタレーションを描画した。その結果を Fig.4-21 に示す。この結果を Fig.4-21 に示した周波数差がない場合のコンスタレーションと比較すると、シンボルの広がり小さくなっていることが確認できる。これはアイパターンと同様に USRP 上の LPF による影響だと考えられる。つぎに、測定結果から理想的な  $I$  成分と  $Q$  成分を 1.2V として EVM を計算すると、-26.8dB と得られた。周波数差がない場合よりも小さな値となったが周波数差が高周波数となったことで LPF の影響が大きくなったことを示している。したがって、以降の測定では周波数差がサンプリング周波数よりも低い場合と一致することは難しいので、周波数差が 20MHz の場合を基準として比較を行なった。

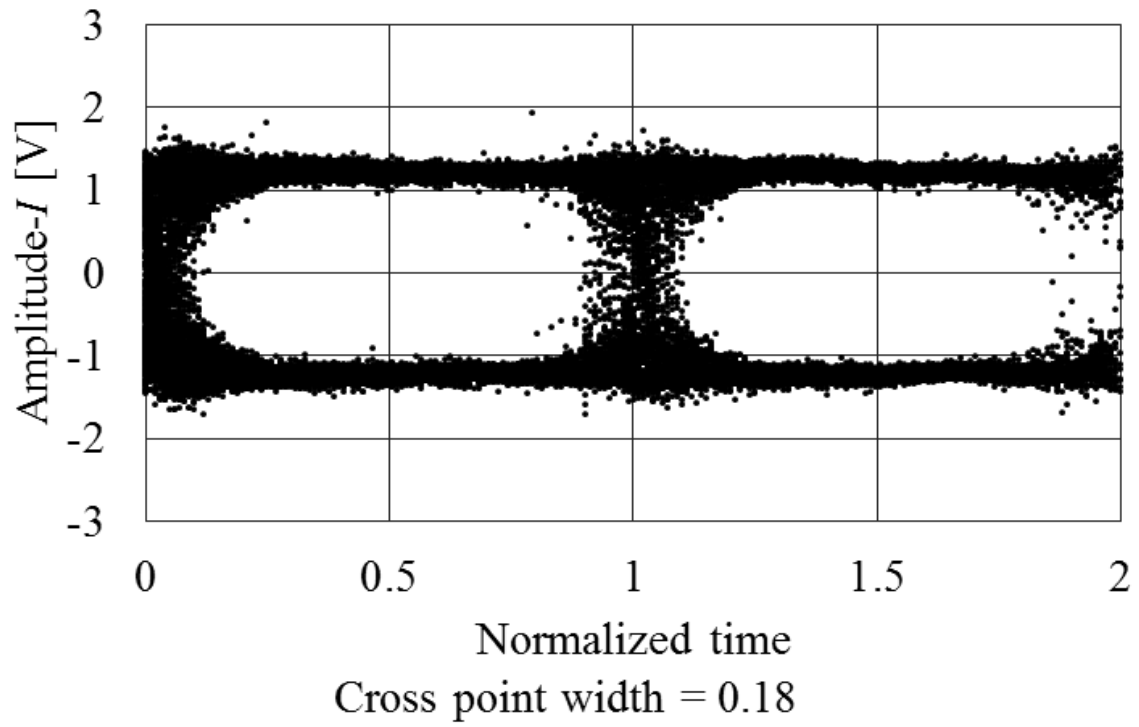


Fig.4-20 The eye pattern when frequency difference between carrier signal and local oscillator is 20MHz.

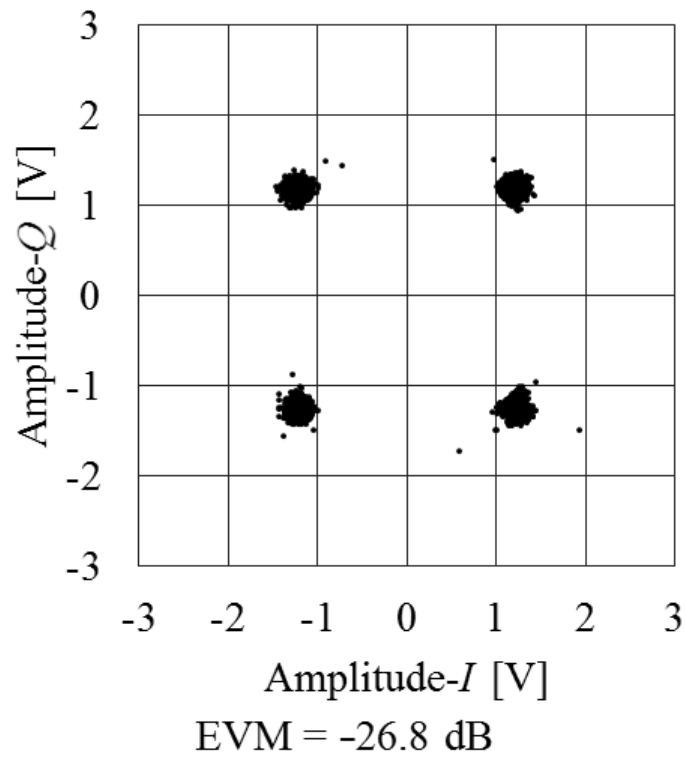


Fig.4-21 The constellation when frequency difference between carrier signal and local oscillator is 20MHz.

#### 4.6.5 周波数差が 20.2MHz の場合の測定評価結果

キャリア信号と局部発振器の周波数差が 20.2MHz の場合、周波数差の補正が正しく行われなかった。したがって、他の測定評価結果と異なりアイパターンやコンスタレーションといった測定評価結果は得られなかった。

この原因として、周波数差が 0.2MHz のときに比べて、周波数差をアンダーサンプリングしたことで発振器の位相雑音の影響が大きくなり、復調された  $I$  成分と  $Q$  成分の信号と混同しやすくなったためだと考えられる。

#### 4.6.6 周波数差が 20.5MHz の場合の測定評価結果

キャリア信号と局部発振器の周波数差が 20.5MHz の場合のアイパターンを Fig.4-22 に示す。このとき、アイパターンのクロスポイント幅は 0.16 と得られた。周波数差が 20MHz の場合のアイパターンと比較すると、同等の結果が得られていることが確認できた。これにより、アンダーサンプリングによって増加した位相雑音の影響はキャリア信号と局部発振器の周波数差による影響よりも大きいと考えられる。また、周波数差が 20.2MHz の場合と異なり、周波数差を正しく補正できたことからアンダーサンプリングによって増加した位相雑音の影響により、復調された  $I$  成分と  $Q$  成分の信号と周波数差の信号を混合しやすくなっていると考えられる。

つぎに、キャリア信号と局部発振器の周波数差が 20.5MHz の場合のコンスタレーションを Fig.4-23 に示す。このときの EVM は -26.8dB と得られた。これは周波数差が 20MHz の場合の EVM と同じ値であり、キャリア信号と局部発振器の周波数差をアンダーサンプリングで測定した場合であってもシンボルに与える影響は小さいと考えられる。

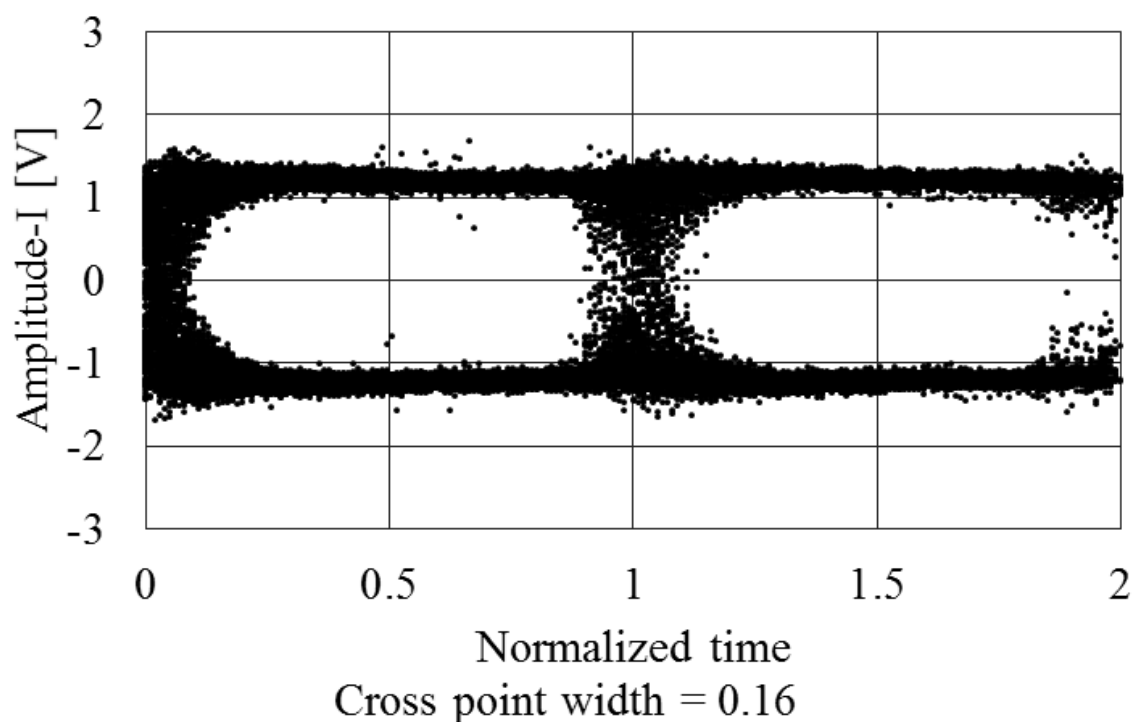


Fig.4-22 The eye pattern when frequency difference between carrier signal and local oscillator is 20.5MHz.



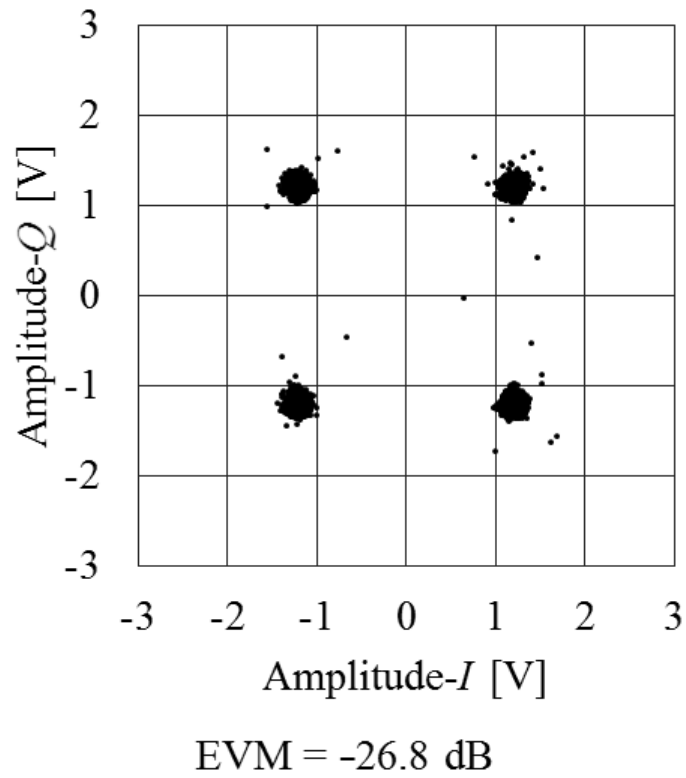


Fig.4-23 The constellation when frequency difference between carrier signal and local oscillator is 20.5MHz.

## 4.7 まとめ

本章では発振器とアナログ回路を用いた場合の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シミュレーションを示した。2章と3章でアンダーサンプリングによって  $I$  成分と  $Q$  成分が折り返されたことによって生じた誤差とアンダーサンプリングによって ADC の雑音が折り返されることによって生じた誤差は十分に無視できる程度であり、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が示された。したがって、本章におけるリアルタイムサンプリングによる結果とアンダーサンプリングによる結果の差は、アンダーサンプリングによって折り返される発振器の雑音の影響であると考えられる。

4.3 節において、リアルタイムサンプリングによる結果とアンダーサンプリングによる結果の比較を示した。ここで被周期的な雑音が被測定信号に含まれる場合にはアイパターンやコンスタレーションといった波形の計測では差が生じたものの、雑音が測定される点数は測定データのうち非常に少ない点数であり、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで得られた EVM は良好な一致を示した。以上の結果から、アンダーサンプリングによって発振器とアナログ回路の雑音が折り返されたとしても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が示された。

4.4 節と 4.5 節において、被測定信号がバースト信号の場合におけるシミュレーションを示した。被測定信号がバースト信号の場合であってもリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの結果は良好な一致が得られた。これにより、アンダーサンプリングにおいて  $I$  成分と  $Q$  成分の位相を 4 倍することでキャリア信号と局部発振器の周波数差を補正する方法は有効であることが示された。

また、4.6 節ではキャリア信号と局部発振器の周波数差について検討を行った。キャリア信号と局部発振器の周波数差がシンボルレートに近い場合、 $I$  成分と  $Q$  成分のシンボルが切り替わるときの成分と混同することで、アイパターンのクロスポイント幅が広がることが示された。これにより、キャリア信号と局部発振器の周波数差がわかっている場合には選択するサンプリング周波数の条件がわかった。また、キャリア信号と局部発振器の周波数差がナイキスト周波数よりも高い場合について併せて検討を行った。ここで示した結果により周波数差がナイキスト周波数よりも高い場合であってもアンダーサンプリングによって周波数差を測定し補正できることが示された。これにより、局部発振器の周波数をキャリア信号の周波数よりも低くすることができるので、低コスト化が期待される。ただし、アンダーサンプリングによって雑音が折り返されることで、周波数差がナイキスト周波数よりも低い場合に比べて  $I$  成分と  $Q$  成分が切り替わるときの成分と周波数差の成分を混同しやすくなることが示された。

## 4.8 参考文献

- [4-1] Shouta Kanno, Takeshi Imaike, Akihito Otani, “Measurement and Evaluation Method based on Under-sampling of High-Frequency Wide-Band Radio Signal”, WPS-42, This full text paper was peer-reviewed at the direction of IEEE Instrumentation and Measurement Society prior to the acceptance and publication, IEEE I2MTC, 2019
- [4-2] Shouta Kanno, Takeshi Imaike, Akihito Otani, “Measurement and evaluation result of burst signal using a radio communication evaluation system with under-sampling”, ICEE19J-042, Proceedings of HIKE (Hong Kong Institution of Engineers), International Council on Electrical Engineering (ICEE) Conference 2019, 2019
- [4-3] 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キャリア信号と局部発振器の周波数の差に関する検討」, 電気学会 A 部門 計測研究会, 2019 年 2 月
- [4-4] 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, 139 巻 11 号, pp.545-550, 2019 年 11 月
- [4-5] Rishad Ahmed Shafik, Md. Shahriar Rahman, AHM Razibul Islam, “On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics,” ICECE 2006, pp.408-411, 2006
- [4-6] NTT DoCoMo : 「シャノン限界を達成しかつ実行可能な通信路符号を実現～効率の良い光通信や無線通信が可能に～」, <https://www.ntt.co.jp/news2019/1905/190527a.html>, 2019

## 5章 結論

本論文では、アンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムを用いて QPSK 変調信号を測定した場合について検討を行った。アンダーサンプリングを用いた無線通信評価は、近年のインターネットの利用環境の変化により需要が高くなっている高周波数広帯域の無線通信において、アンダーサンプリング技術を用いて無線信号の同相成分と直交成分を測定することで従来よりも低コストかつ高分解能に測定評価ができる技術である。

1章では、QPSK 変調とアンダーサンプリングの原理と共に、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原理を示した。また、アンダーサンプリングによって測定された同相成分と直交成分はランダムに変化するので、キャリア信号と局部発振器の周波数差を補正することがリアルタイムサンプリングに比べて難しくなるが、 $I$  成分と  $Q$  成分の位相を 4 倍することでキャリア信号と局部発振器の周波数差を求める方法を示した。

2章では、アンダーサンプリングによる測定評価結果への影響について検討するために、数値解析を目的としたフリーソフトウェアである GNU Octave を用いて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シミュレーションを行った。GNU Octave を用いた数値解析によるシミュレーションなので、アンダーサンプリングによる測定結果への影響のみが検討できると考えられる。このとき、リアルタイムサンプリングによって得られた結果とアンダーサンプリングによって得られた結果は良好な一致を示したので、アンダーサンプリングによって  $I$  成分と  $Q$  成分が折り返されたとしても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が示された。

つぎに、無線信号に任意の振幅雑音を付加した場合についてのシミュレーションについて討を行った。このとき、振幅雑音の周期が長周期の場合には、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングで測定時間が大きく異なることと現実的に測定できるデータ量には限りがあるため測定評価結果に差が生じることが示された。また、同期復調した場合と非同期復調した場合の比較を行なった。2つの結果は良好な一致を示したので、同相成分と直交成分の位相を 4 倍してキャリア信号と局部発振器の周波数差を求める方法は有効であることが示された。

3章では、アンダーサンプリングによって折り返された ADC がもつ量子化雑音とクロック信号がもつ位相雑音の影響について検討するために、2台の FPGA 上に、被測定側の QPSK 変調器と測定側の無線通信評価システムを別々に構成して実験を行った。ここでリアルタイムサンプリングによって得られた結果とアンダーサンプリングによって得られた結果は良好な一致を示したことから、アンダーサンプリングによって ADC がもつ雑音とクロック信号がもつ雑音が折り返されたとしても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が示された。

4章では、アンダーサンプリングによって折り返された発振器やアナログ回路がもつ雑音の影響について検討することを目的にアナログ発振器を用いた実験を行った。発振器やアナログ回路を用いて復調を行うことで、それらが持つ雑音が測定結果に影響するので、アンダーサンプリングによって折り返された場合の発振器やアナログ回路が持つ雑音の影

響について検討した。4章における実験では、目的としている高周波数広帯域の無線通信と用いたキャリア周波数と周波数帯域は異なるものの、実際の無線通信評価に近い構成で実験を行った。このとき、リアルタイムサンプリングで得られた結果とアンダーサンプリングで得られた結果は良好な一致を示した。これにより、発振器がもつ雑音やアナログ回路がもつ雑音がアンダーサンプリングによって折り返されたとしても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が示された。

また、4章では、バースト信号を測定した場合についても検討を行った。連続的な信号を測定した場合と比較して同程度の精度で測定できたことから、アンダーサンプリングを用いた無線通信評価システムは不連続な信号であっても評価することができ、無線信号の長さに関わらず測定評価ができることを示した。つぎに、無線信号のキャリア信号の周波数と局部発振器の周波数の差についても検討した。周波数差がシンボルレート付近である場合、 $I$ 成分と $Q$ 成分と周波数差の成分を混同することで周波数差の補正が難しくなることが示された。また、周波数差がサンプリング周波数よりも高い場合であってもアンダーサンプリング技術を用いることで無線通信評価ができることが示された。

以上のことから、本論文のアンダーサンプリングを用いた無線通信評価に関する検討を通じて、提案した手法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ことが示された。本研究の成果により、アンダーサンプリングを用いた無線通信評価法の有効性が示されたことで、高周波数広帯域の無線通信評価という次世代の無線通信技術の開発における大きな課題が解決できたと考える。また、アンダーサンプリングを用いた無線通信評価によって、これまででは考えられなかったほど広帯域の無線通信の検討を高分解能・高コストパフォーマンスで行なえるようになるため、更に高速大容量の無線通信技術の発展を促すと期待され、現代社会では重要な「通信」というインフラストラクチャーの整備に貢献できるものと考えられる。

## 謝辞

本論文は、著者が日本大学大学院理工学研究科電子工学専攻博士後期課程における3年間の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ならびにご助言をいただいた。

本研究の遂行ならびに本論文をまとめるにあたり、格別なるご指導とご鞭撻を承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 作田幸憲特任教授、電子工学科 三枝健二教授、電子工学科 今池健准教授には貴重なご教授をいただきました。ここに、感謝申し上げます。

## 研究業績リスト

### 査読付学術論文

- [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, 138 巻 5 号, pp.180-185, 2018 年 5 月
- [2] 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, 139 巻 11 号, pp.545-550, 2019 年 11 月

### 国際会議プロシーディング

- [1] Shouta Kanno, Takeshi Imai, Akihito Otani, “Measurement and Evaluation Method based on Under-sampling of High-Frequency Wide-Band Radio Signal”, WPS-42, This full text paper was peer-reviewed at the direction of IEEE Instrumentation and Measurement Society prior to the acceptance and publication, IEEE I2MTC, 2019
- [2] Shouta Kanno, Takeshi Imai, Akihito Otani, “Measurement and evaluation result of burst signal using a radio communication evaluation system with under-sampling”, ICEE19J-042, Proceedings of HIKE (Hong Kong Institution of Engineers), International Council on Electrical Engineering (ICEE) Conference 2019, 2019

### その他論文リスト

- [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おけるキャリア信号と局部発振器の周波数の差に関する検討」, 電気学会 A 部門計測研究会, 2019 年 2 月
- [2] 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周期的な雑音に関する検討」, 電気学会 A 部門計測研究会, 2018 年 2 月
- [3] 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検討」, 電気学会 A 部門計測研究会, 2017 年 11 月
- [4] 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 A 部門計測研究会, 2017 年 2 月
- [5] 菅野翔太, 阿良田洋雄, 今池健, 作田幸憲:「FM 復調器を利用した周波数シンセサイザに関する一検討」, 平成 28 年電気学会 A 部門大会, 2016 年 9 月
- [6] 菅野翔太, 阿良田洋雄, 今池健, 作田幸憲:「アークサイン型デジタル PLL に関する一検討」, 電気学会東京支部千葉支所, 2015 年 10 月
- [7] 菅野翔太, 作田幸憲, 今池健:「簡易型電力・電力量計の測定精度に関する一検討」, 平成 26 年電気学会 A 部門大会, 2014 年 8 月

## 特許

- [1] 大谷昭仁, 今池健, 菅野翔太:「測定装置及び測定方法」, 特願 2017-023187, 2017 年 2 月 10 日



# 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

学生員 菅野 翔太<sup>\*a)</sup> 上級会員 今池 健<sup>\*,\*\*</sup> 上級会員 大谷 昭仁<sup>\*,\*\*</sup>

## Study of Radio Communication Evaluation System Using Under-sampling

Shouta Kanno<sup>\*a)</sup>, Student Member, Takeshi Imaike<sup>\*,\*\*</sup>, Senior Member, Akihito Otani<sup>\*,\*\*</sup>, Senior Member

(2017年9月5日受付, 2017年12月26日再受付)

Measurement instruments that can measure radio signal using high frequency band tend to be higher cost and lower resolution. This system using under-sampling measures radio signal using high frequency band by low sampling frequency and converts it to image signal of low frequency. In the result, measurement instruments that can measure radio signal using high frequency could be expected to be lower cost and higher resolution. In this paper, we show simulation results of wireless communication evaluation system using under-sampling at low frequency band. As a result, simulation result by real time sampling and it by under-sampling are good agreement.

キーワード：無線通信, 無線通信評価, 大容量伝送, ADC, アンダーサンプリング

**Keywords:** radio communication, radio communication evaluation, large capacity transmission, ADC, under-sampling

### 1. まえがき

スマートフォンやタブレット端末といったモバイル端末の普及により、動画のストリーミング再生やゲームなどのリッチコンテンツや、SNS (Social Network Service) のようなアクセス頻度が高いサービスが多く利用されるようになった<sup>①</sup>。これにより、無線通信トラフィックが爆発的に増大したことで大容量伝送ができる無線通信技術の開発が必要とされている。従来の無線通信では周波数帯域の利用効率を向上することで伝送容量を拡大してきたが、近年では未利用の周波数帯域が広いミリ波帯などの高周波数の信号をキャリア信号に利用する動きがある<sup>②③</sup>。たとえば、第5世代通信では、3.6~4.2 GHz, 4.4~4.9 GHz, 28 GHzの周波数を利用した無線通信によって最大で10Gbpsの通信速度で伝送できるとされている<sup>④⑤</sup>。

これに伴い、高周波数の無線通信技術を評価する必要が

ある。近年の無線通信評価はADC (Analog to Digital Converter) によって測定することが一般的である。また、高周波数の無線信号を直接測定することは現実的でないで、無線信号を直交復調することで得られる同相成分  $I$  (In-Phase) と直交成分  $Q$  (Quadrature-Phase) の測定をすることが一般的である。しかし、高周波数の無線通信における  $I$  と  $Q$  には非常に高い周波数の成分が含まれる。したがって、 $I$  と  $Q$  の測定には高いサンプリング周波数で動作するADCが必要になり、高いサンプリング周波数で動作するADCの欠点として高コスト化・低分解能化が挙げられる。これにより、高周波数の無線通信技術を高精度に評価することが難しいという問題がある。

近年のADCは最大のサンプリング周波数よりもはるかに広い信号帯域幅を備えている<sup>⑥</sup>。このため、従来のサンプリングオシロスコープやベクトルボルトメータ、無線信号の測定ではアンダーサンプリング技術<sup>⑦⑧</sup>が用いられた。アンダーサンプリング技術を  $I$  と  $Q$  の測定に対して応用することで、高周波数の無線通信評価におけるADCの低コスト化と高分解能化が期待される。また、アイパターントリガを  $I$  と  $Q$  のイメージ信号から生成することで低コスト化することができる。

一方で、現状では、高周波数の無線通信には規格化の動きはあるものの、ミリ波帯などの100GHz帯を利用した無線通信の規格は決定されていない。また、高周波数の無線信号は自由空間における損失や水粒子に損失が大きい

a) Correspondence to: Shouta Kanno. E-mail: casso17001@g.nihon-u.ac.jp

\* 日本大学大学院理工学研究科  
〒274-0063 船橋市習志野台 7-24-1  
Graduate School of Science and Technology, Nihon University  
7-24-1, Narashinodai, Funabashi 274-0063, Japan

\*\* 日本大学理工学部  
〒274-0063 船橋市習志野台 7-24-1  
Collage of Science and Technology, Nihon University  
7-24-1, Narashinodai, Funabashi 274-0063, Japan

で<sup>6)</sup>, 高周波数の無線通信では位相にのみ変調する QPSK 変調が用いられる可能性が高いと考えられる。そこで, 本稿では, 変調方式に QPSK 変調を用いて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ついて 2 台の FPGA (Field-Programmable Gate Array) を用いて検討した。リアルタイムサンプリングでも同様にシミュレートした無線通信評価システムによる測定結果と良好な一致を示したので報告する。ただし, 大容量伝送ができる無線信号を FPGA でシミュレートすることが難しかった。そこで, FPGA で扱える周波数でシミュレーションを行い, SMA ケーブルを用いて伝送した。

以下, 2 章では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原理をアンダーサンプリング技術の原理と共に示す。3 章では FPGA 上での QPSK 変調器と受信器を構成して, 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ついてシミュレーションを行い, リアルタイムサンプリングで得られた結果とアンダーサンプリングで得られた結果を比較する。

## 2. 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原理

**〈2・1〉 アンダーサンプリングの原理** Fig.1 にアンダーサンプリングの原理図を示す。周波数  $f_{sig}$  の被測定信号を  $f_{sig}$  よりも低いサンプリング周波数  $f_{samp}$  で測定した場合, 本来の高周波数の信号とは異なる低いイメージ周波数  $f_{img}$  の信号が現れる。これを周波数領域で表せば Fig.2 のように, 本来高周波数帯域にある信号がナイキストの定理にしたがって  $f_{samp}$  で測定可能な低周波数の領域へ折り返される。これをエイリアシング (Aliasing) と呼ぶ。このとき,  $f_{sig}$  と  $f_{img}$  の間には (1) 式の関係がある。

$$f_{img} = f_{sig} - n \cdot f_{samp} \dots \dots \dots (1)$$

ただし,  $n$  は整数。

一般に ADC によって未知の信号を測定する場合, 高周波数の信号と低周波数の信号を混同するのでエイリアシングは問題となる。したがって, 被測定信号の周波数がサンプリング周波数の 1/2 よりも低くなるように LPF (Low Pass Filter) 等によって制限される。しかし, 高周波数の信号を ADC で測定する場合, 高いサンプリング周波数で動作する ADC が必要になり, ADC のコストや分解能の問題から十分な精度での測定ができない。

一方で, 被測定信号の周波数が明らかである場合, エイリアシングを測定に応用することができる。被測定信号の信号帯域幅を BPF (Band Pass Filter) によってサンプリング周波数の 1/2 になるように帯域制限をした後, 被測定信号の周波数よりも低いサンプリング周波数でイメージ信号を測定する。これをアンダーサンプリング技術と呼ぶ。BPF によって帯域制限したことにより, 高い周波数の信号と低い周波数の信号を混同するエイリアシングの問題は生じない。また, ADC を低いサンプリング周波数で動作させるこ

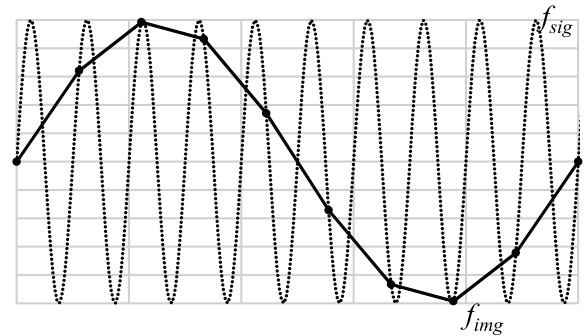


Fig. 1. Principle of under-sampling.

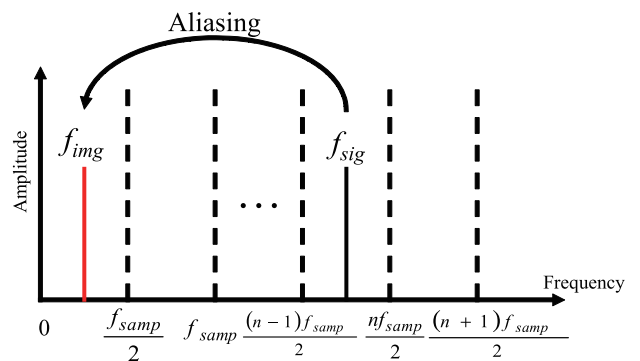


Fig. 2. Frequency response of under-sampling.

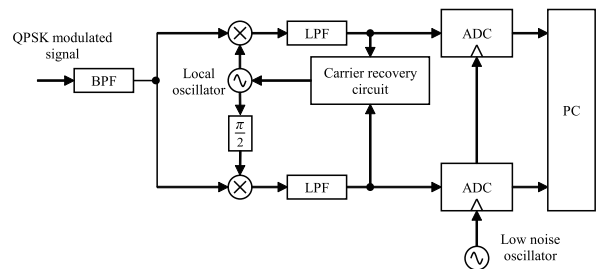


Fig. 3. Measurement and evaluation system.

とができるので, ADC の低コスト化と高分解能化をすることができる。

**〈2・2〉 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構成** QPSK 変調におけ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構成を Fig.3 に示す。

アナログ回路を用いて無線信号を直交復調することで  $I$  と  $Q$  が得られる。つぎに,  $I$  と  $Q$  を ADC でアンダーサンプリングすることでイメージ信号に変換する。しかし, 先に示した正弦波の例とは異なり,  $I$  と  $Q$  は情報信号によってランダムに変化する非周期の信号である。したがって,  $I$  と  $Q$  の周波数に注目した場合, 一定のイメージ信号を得ることができない。そこで, 情報信号のシンボルレートが一定の周期であることに注目し, シンボルレートに合わせてサンプリング周波数を決定し一定のイメージ信号を生成する。このとき,  $I$  と  $Q$  のイメージ信号は測定の度に位相が変化するので, 十分にイメージ信号のシンボルレートよりもサンプリング周波数が大きければ, 離散的に時間波形を

描画したときに複数の  $I$  と  $Q$  の波形を重ね合わせた連続したアイパターン状の波形が得られる。アンダーサンプリングで得られた  $I$  と  $Q$  のイメージ信号から PC でアイパターンやコンスタレーションの描画や EVM を求めることで無線通信評価を行う。一般にアイパターンの描画では時間波形からシンボルレートを再生することでアイパターントリガの生成を行うが、アンダーサンプリングで得られる時間波形は連続したアイパターン状の波形となるので、イメージ信号の絶対値を包絡線検波することでアイパターントリガを生成することができる。

### 3. リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの比較

本章では、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ついて行ったシミュレーションの結果を示す。

シミュレーションには Altera 社の Cyclone IV を搭載した Terasic 社の FPGA ボード DE2-115 と同社のデータボード THDB-ADA を 2 組用いた。1 台の FPGA ボード上に無線通信評価システムを構成したほかに、もう 1 台の FPGA 上に被測定信号を生成するために QPSK 変調器を構成した。

サンプリング周波数を選択できるように設計したことでリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングのシミュレーションを同じ構成で行った。リアルタイムサンプリングで得られたアイパターンやコンスタレーション、EVM といった測定結果を基準としてアンダーサンプリングで得られた測定結果と比較することで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検討を行った。ただし、それぞれの FPGA ボードのクロック信号にはボード上にある発振周波数 50MHz の水晶発振器を用いた。また、2 台の FPGA ボードは SMA ケーブルで接続した。

まず、FPGA ボード上に構成した QPSK 変調器のブロック図を Fig. 4 に示す。情報信号は 32 bit のガロア LFSR (Linear Feedback Shift Register) から生成した PRBS (Pseudo Random Bit Sequence) 信号を用いた。ガロア LFSR から出力される PRBS 信号と NCO (Numerically Controlled Oscillator) から出力される  $\sin$  波と  $\cos$  波で直交変調することにより QPSK 変調波を生成した。このとき、搬送波周波数を 5 MHz、シンボルレートを 0.5 MBaud とした。

つぎに、もう一台の FPGA ボード上に構成した無線通信評価システムのブロック図を Fig. 5 に示す。無線通信評価システムでは QPSK 変調波を直交復調した後に  $I$  と  $Q$  を測定した。通過帯域 4.5 MHz~5.5 MHz の BPF によって、入力された QPSK 変調波を帯域制限した後、QPSK 変調波と、QPSK 変調波に同期した NCO から出力された  $\sin$  波と  $\cos$  波を掛け合わせて、遮断周波数 5 MHz の LPF で高調波成分を除去することにより直交復調した。このとき、QPSK 変調波と NCO の同期にはコスト法<sup>(10)</sup>を用いた。

このシミュレーションでは無線信号評価システム全体を FPGA 上に構成するので ADC によるアンダーサンプリングができない。そこで、 $I$  と  $Q$  の値を保存する RAM (Random

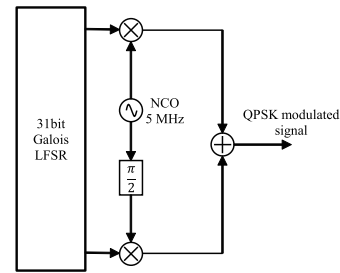


Fig. 4. QPSK modulator configblock on FPGA.

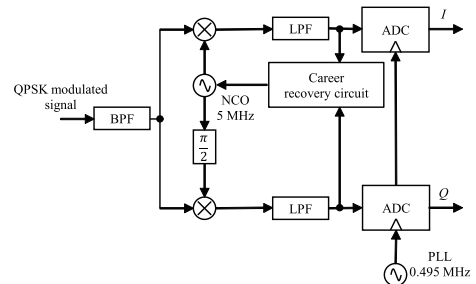
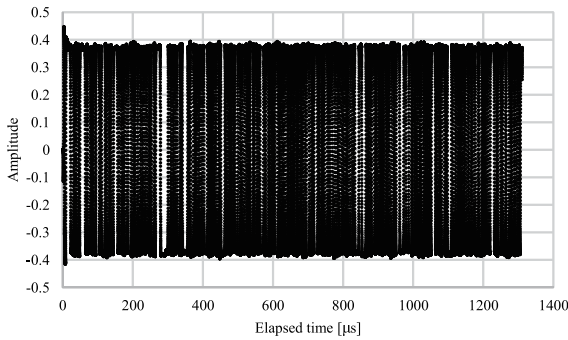


Fig. 5. Wireless communication signal evaluation system configblock on FPGA.

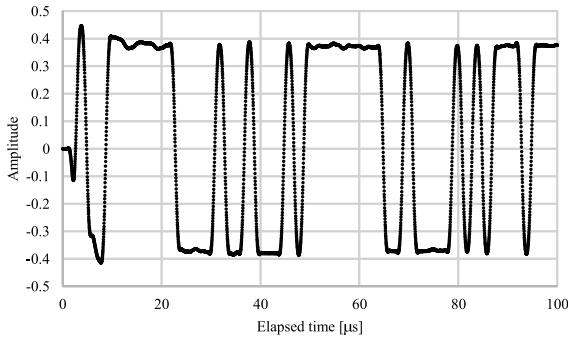
Access Memory) によって ADC をシミュレートした。ただし、サンプリング周波数を選択するために、RAM を駆動させるトリガはクロック信号と同期した PLL (Phase Locked Loop) から得た。RAM に保存されたデータを PC に転送し、アイパターンやコンスタレーションの描画、EVM の算出を行った。以下、〈3・1〉節ではリアルタイムサンプリングによるシミュレーション結果を示す。また、〈3・2〉節ではアンダーサンプリングによるシミュレーション結果を示し、リアルタイムサンプリングによるシミュレーション結果と比較する。

〈3・1〉 リアルタイムサンプリングによるシミュレーション 本節では、アンダーサンプリングによるシミュレーションの基準とするリアルタイムサンプリングによるシミュレーションの結果を示す。

リアルタイムサンプリングのサンプリング周波数は FPGA ボードを動作させるクロック周波数と同じ 50 MHz とした。リアルタイムサンプリングで得られた  $I$  の時間波形の全体を Fig. 6 (a) に示す。また、Fig. 6 (a) のうち、100  $\mu$ s までを抜き出して Fig. 6 (b) に示す。ただし、経過時間 0  $\mu$ s で復調を始めているので NCO が QPSK 変調波に同期するまでの過渡応答がある。また、振幅は ADC のフルスケールレンジで正規化を行った。Fig. 6 (b) から 20  $\mu$ s 程度から同期して情報信号の PRBS 信号を再生していることが確認できる。したがって、非同期状態の測定結果がアイパターンやコンスタレーションに含まれないように測定評価システムが QPSK 変調信号に同期した 20  $\mu$ s 以降の時間波形からアイパターンとコンスタレーションを描画した。時間波形から得られるトリガ信号と、シンボルレートと同じタイミングのトリガ信号によって時間波形を重ね合わせることで Fig. 7 に示すアイパターンを描画した。 $Q$  についても同様にアイ



(a) The whole of measurement data



(b) A part of measurement data

Fig. 6. Timewaveform measublack by real time sampling.

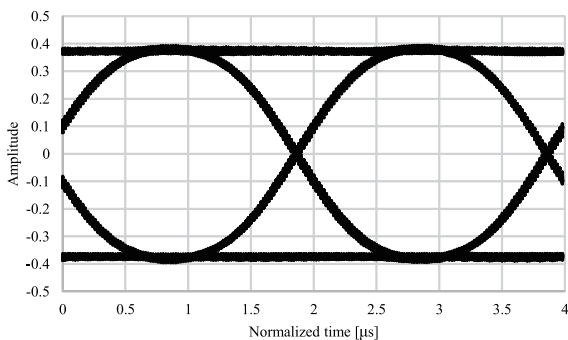


Fig. 7. Eye pattern measublack by real time sampling.

パターンを描画し、アイパターンから符号点を抜き出した。抜き出した符号点を X 軸を  $I$ 、Y 軸を  $Q$  として配置することで Fig. 8 に示すコンスタレーションを描画した。このコンスタレーションを評価する指標として EVM を (2) 式によって求めた。

$$\text{EVM} = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \left[ (|I_j| - \bar{I})^2 + (|Q_j| - \bar{Q})^2 \right]}}{\sqrt{\bar{I}^2 + \bar{Q}^2}} \dots\dots (2)$$

ただし、 $\bar{I}$  と  $\bar{Q}$  はそれぞれ  $I$  と  $Q$  の理論値である。

本来、 $\bar{I}$  と  $\bar{Q}$  は計算による理論値とすべきだが、このシミュレーションでは  $I$  と  $Q$  が不明量の減衰をしているので理論値が得られない。そこで、測定で得られた  $I$  と  $Q$  の平均値を  $\bar{I}$  と  $\bar{Q}$  とした。これを (2) 式に代入することで EVM は  $-37.3 \text{ dB}$  と得られた。

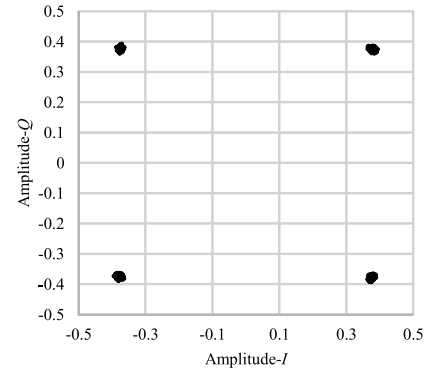


Fig. 8. Constellation measublack by real time sampling.

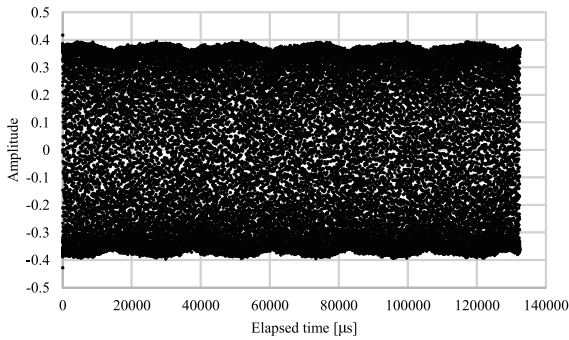
### 〈3・2〉 アンダーサンプリングによるシミュレーション

本節ではアンダーサンプリングによるシミュレーションの結果を示し、前節で示したリアルタイムサンプリングによるシミュレーションの結果と比較することでアンダーサンプリングを用いた無線信号評価システムについて検討を行う。

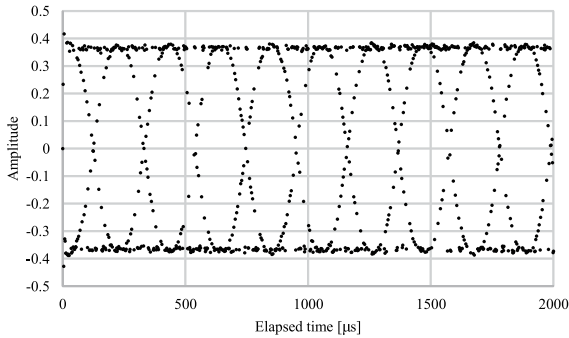
アンダーサンプリングでのシミュレーションではリアルタイムサンプリングでのシミュレーションと同様にアナログ回路部分を FPGA 上でシミュレートした。したがって、被測定信号である  $I$  と  $Q$  はデジタル信号なので、アナログ回路部分をシミュレートしているクロック信号と  $I$  と  $Q$  のシンボルレートの比よりもアンダーサンプリングのサンプリング周波数とイメージ信号のシンボルレートの比が小さいときに量子化雑音に測定結果に影響する。そこで、量子化雑音の影響を小さくするため、アナログ回路部分におけるシンボルレートとクロック周波数の比である 0.01 に近くなるようにアンダーサンプリングのサンプリング周波数を 0.495 MHz とした。これにより、 $I$  と  $Q$  のイメージ信号のシンボルレートは (1) 式より 0.005 MBaud に変換されるので、イメージ信号のシンボルレートとサンプリング周波数の比はおよそ 0.01 となる。

アンダーサンプリングで得られた  $I$  の時間波形の全体を Fig. 9(a) に示す。このとき、リアルタイムサンプリングのときと同様に振幅は ADC のフルスケールレンジで正規化した。リアルタイムサンプリングのときに比べてサンプリング周波数が低くなり測定時間が長くなったことで、リアルタイムサンプリングによる測定での測定時間よりも長い周期の雑音が測定された。Fig. 9(a) のうち、2000  $\mu\text{s}$  までを抜き出して離散的に描画した時間波形を Fig. 9(b) に示す。測定された  $I$  のイメージ信号を離散的に表すと、複数の時間波形を重ね合わせた連続したアイパターン状の波形になった。これは原理で示したように、測定のたびに  $I$  と  $Q$  の位相がランダムに変化するためである。また、NCO が入力された QPSK 変調信号に同期するまでの時間よりもサンプリング周期が長いので、リアルタイムサンプリングと異なり NCO が入力された QPSK 変調信号に同期するまでの過渡応答はほとんど測定されなかった。

アイパターントリガの生成はイメージ信号の時間波形が



(a) The whole of measurement data



(b) A part of measurement data

Fig. 9. Timewaveform measublack by under-sampling.

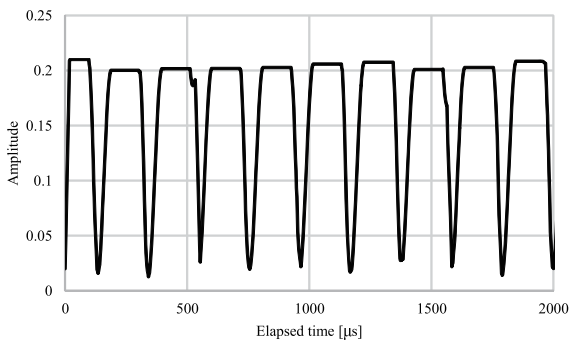


Fig. 10. Eye trigger signal obtained from time waveform measublack by under-sampling.

連続したアイパターン状であることを利用して、イメージ信号の絶対値を包絡線検波することで生成する。まず、イメージ信号の絶対値を包絡線検波することで Fig. 10 に示すようなトリガ信号を得られるような波形に整形した。この波形から得られたアイパターントリガによってイメージ信号の時間波形を重ね合わせることでアイパターンを描画した。描画したアイパターンを Fig. 11 に示す。このとき、横軸はリアルタイムサンプリングで得られたアイパターンと等しくなるように正規化した。リアルタイムサンプリングで得られたアイパターン Fig. 7 と比較すれば、雑音によって開口部が狭くなっているが、リアルタイムの時間波形からシンボルレートを再生することなくアイパターンを描画できることを示した。 $Q$  についても同様にアイパターンの描画を行い、符号点を抜き出してコンスタレーションを Fig. 12 に示す。このときの EVM をリアルタイムサンプリングの

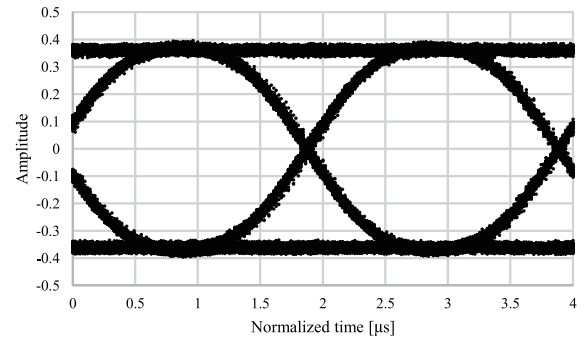


Fig. 11. Eye pattern measublack by under-sampling.

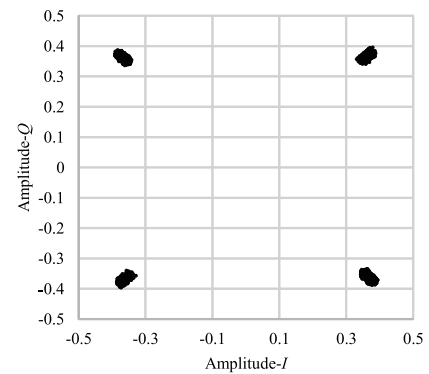


Fig. 12. Constellation measublack by under-sampling.

ときと同様に求めれば  $-29.7$  dB と得られた。

アンダーサンプリングで得られた EVM はリアルタイムサンプリングで得られた EVM と比較すると  $7.6$  dB の差が生じている。これはリアルタイムサンプリングでは測定されなかった雑音の影響であると考えられる。この雑音はアンダーサンプリングの影響による雑音であれば、アンダーサンプリングとリアルタイムサンプリングで測定精度に差が生じると考えられる。しかし、Fig. 12 をみれば、コンスタレーションが  $IQ$  平面の放射方向、つまり、振幅方向に広がっていることから、アンダーサンプリングで測定された雑音は主に振幅雑音であると考えられる。アンダーサンプリングの影響による雑音は (1) 式から、サンプリング周波数をもつ位相雑音が  $n$  倍された位相雑音なので、この雑音はアンダーサンプリングによる雑音ではないことが考えられる。また、リアルタイムサンプリングでの測定に比べてアンダーサンプリングでの測定に与えた影響が大きいことから、リアルタイムサンプリングでは雑音の一部しか測定できなかったことが考えられる。そこで、リアルタイムサンプリングでもアンダーサンプリングと同程度の測定時間で測定を行えば、リアルタイムサンプリングでの測定であっても雑音をアンダーサンプリングと同様に測定できるので、リアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの EVM は同程度に収束することが期待される。しかし、このシミュレーションでは RAM の容量によって測定点が制限される。また、リアルタイムサンプリングでの測定でアンダーサンプリングと同程度の測定時間で測定した場合

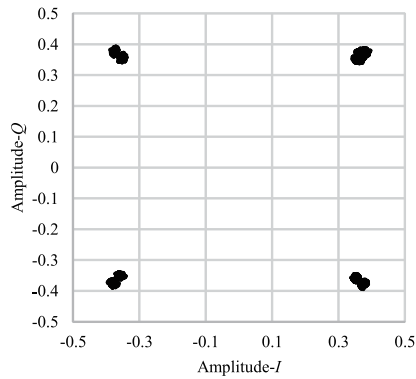


Fig. 13. Constellation measurablack by real time sampling with additional measurements.

データ量が膨大になるので、リアルタイムサンプリングの測定値を追加するために測定開始点をランダムにずらした測定を3回行った。これで得られたコンスタレーションをFig. 8に重ねてFig. 13に描く。振幅雑音の周期を考えれば得られたデータ量は不十分ではあるが、アンダーサンプリングで得られたコンスタレーションと良好な一致を示している。また、EVMも $-30.7$  dBとアンダーサンプリングで得られたEVMと1 dBの差で一致した。

#### 4. まとめ

本稿では、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ついてFPGAを用いてシミュレーションを行った。まず、アンダーサンプリングでの測定において時間波形の絶対値を包絡線検波することで得たトリガ信号を用いてアイパターンを描画した。これにより、リアルタイムサンプリングで測定した時間波形からアイパターントリガを生成せずにアイパターンが描画できることを示した。また、今回のシミュレーションではリアルタイムサンプリングで十分な測定時間で測定が行えなかったため、長周期の雑音による影響でリアルタイムサンプリングとアンダーサンプリングの測定結果に差が生じたが、リアルタイムサンプリングの測定データを増やすことでアンダーサンプリングの測定結果に近づいたことから十分な測定時間であればリアルタイムサンプリングによる測定とアンダーサンプリングによる測定の測定結果は一致することが期待される。本稿のシミュレーションではFPGA上でのシミュレーションだが、実際の無線通信であっても同様の測定結果が得られると考えられるので、 $I$ と $Q$ の測定にアンダーサンプリング技術を応用することで高周波数の無線通信評価におけるADCの低コスト化と高分解能化が期待される。

今後の課題として、高周波数の無線通信において $I$ と $Q$ をアンダーサンプリングによって測定できることを確認するほかに、無線通信信号に含まれる雑音の影響やサンプリング周波数とイメージ信号のシンボルレートの比が測定結果に与える影響について検討を行う予定である。

## 文 献

- (1) Cisco Visual Networking Index (VNI): 予測と方法論, 2014~2019
- (2) 総務省総合通信基盤局電波部電波政策課: 電波資源拡大のための研究開発 研究開発課題便覧 (2017)
- (3) ミリ波帯高速無線伝送システムに関する調査検討会: ミリ波帯高速無線伝送システムに関する調査検討報告書 (2010)
- (4) 電波産業会: 第150回電波利用懇談会配布資料
- (5) NTTドコモ: ドコモ5G ホワイトペーパー 2020年以降の5G無線アクセスにおける要求条件と技術コンセプト (2014)
- (6) J. Bryant: "Why do many modern ADCs have a signal bandwidth much greater than their maximum sampling frequency? Doesn't sampling theory require the signal frequency to be limited to half the sampling frequency? Wouldn't it save power if their input stages had less bandwidth?", ANALOG DEVICES RAQS: Issue 64
- (7) Wily Kester: 「[S/N比=6.02N+1.76DB], その意味と利用上の注意点」, MT-001 チュートリアル, ANALOG DEVICES (2013)
- (8) 奥泉良一・山口 陽・村口正弘: 「RF直交アンダーサンプリング法によるスペクトラムセンシング技術の検討」, 電子情報通信学会技術研究報告, MW, マイクロ波 (2012)
- (9) 滝沢 歩・戸枝輝朗・猪又 稔・村口正弘: 「RFアンダーサンプリングの高周波数帯における検証」, エレクトロニクス講演論文集, 1 (2010)
- (10) 室谷正芳・山本平一: デジタル無線通信, pp.40-44, 産業図書 (1985)

菅野 翔太 (学生員) 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修了。現在、同博士後期課程在籍中。



今池 健 (上級会員) 2009年3月日本大学大学院理工学研究科電子工学専攻博士後期課程修了。現在、日本大学理工学部助教。博士(工学)。高安定発振回路の開発と応用、位相雑音計測に関する研究に従事。2008年電気学会基礎・材料・共通部門研究会優秀論文発表賞, 2012年電気学会優秀論文発表賞(基礎・材料・共通部門表彰)受賞。IEEE会員。



大谷 昭仁 (上級会員) アンリツ(株) R&D統轄本部 R&Dセンターにて、次世代光計測技術、次世代ミリ波・テラヘルツ波計測技術の研究開発に、主席研究員(技術企画室部長兼務)として従事。2015年4月より日本大学理工学部電子工学科、同大学院理工学研究科電子工学専攻 教授。博士(工学)。著書: 光通信と光計測器入門講座, 電波新聞社 (2006-3) 発刊等。現在, IEEE IM Tokyo/Japan Sections Joint Chapter Vice-chairman。電気学会計測技術委員会委員長。IEC TC86/SC86/WG1 International Expert。平成23年度電気学会電気学術振興賞論文賞, 平成29年度同電気学術振興賞進歩賞受賞。電子情報通信学会シニアメンバ, IEEE Senior Member。



# 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

学生員 菅野 翔太<sup>\*a)</sup> 上級会員 今池 健<sup>\*\*</sup> 上級会員 大谷 昭仁<sup>\*\*</sup>

## Radio Communication Evaluation using Under-Sampling when the Frequency Difference between the Carrier Signal and the Local Oscillator is Near the Symbol Rate

Shouta Kanno<sup>\*a)</sup>, Student Member, Takeshi Imaike<sup>\*\*</sup>, Senior Member, Akihito Otani<sup>\*\*</sup>, Senior Member

(2019年3月27日受付, 2019年7月22日再受付)

We study on a radio communication evaluation system with under-sampling. We show that a components of in-phase and quadrature can be corrected when a difference frequency between carrier signal and local oscillator is high. In addition, we show increasing noise with under-sampling when the difference frequency is higher than sampling frequency.

キーワード: 無線通信, 無線通信評価, 大容量伝送, ADC, アンダーサンプリング

Keywords: radio communication, radio communication evaluation, large capacity transmission, ADC, under-sampling

### 1. まえがき

スマートフォンやタブレット端末の普及により, ゲームや高画質な動画のストリーミング再生といったリッチコンテンツや SNS (Social Network Service) アクセス頻度の高いサービスが多く利用されるようになった<sup>(1)</sup>. また, インターネットに接続できる家電や自動車などの従来では考えられなかったようなサービスが多く利用されるようになった. これにより, 無線通信トラフィックが爆発的に増大したことで大容量伝送ができる無線通信技術の需要は高くなっている.

従来の無線通信技術の開発では無線通信容量を大きくするためには周波数帯域の利用効率を高くすることが一般的であったが, 近年では未利用の周波数帯域が広いミリ波帯などを利用した広帯域無線通信技術の開発が活発になっている. これにより, 1~2GHz の帯域幅を利用した通信が実

現すると期待されている<sup>(1)</sup>.

これに伴い高周波数広帯域の無線通信技術の評価する必要がある. 無線通信評価は ADC (Analog to Digital Converter) によって無線信号の同相成分  $I$  (In-Phase) と直交成分  $Q$  (Quadrature) を測定し評価することが一般的である. しかし, 高周波数広帯域の無線通信においては  $I$  と  $Q$  が非常に高周波数の成分を持つことが考えられる. この場合, ナイキストの定理により高い周波数で ADC によるサンプリングを行わなければ元の信号が再生されない. 一方で, ADC のサンプリング周波数と分解能はトレードオフの関係にある<sup>(2)</sup>. そこで, 被測定信号よりも低いサンプリング周波数で測定を行う方法としてアンダーサンプリング技術が知られている<sup>(3)</sup>.

一方で, 無線通信評価の分野においては, サンプリング周波数よりも高い周波数のキャリア信号に対してアンダーサンプリング技術を用いて復調を行う RF 直交アンダーサンプリング技術が報告されている<sup>(4)(5)</sup>. しかし, 無線信号の  $I$  と  $Q$  の測定に対してアンダーサンプリング技術が用いられたという報告はない. そこで, アンダーサンプリング技術を用いた無線通信評価システムについて, 被測定信号を QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 信号として, リアルタイムサンプリングの測定結果と比較を行なった<sup>(6)</sup>. このとき, リアルタイムサンプリングとの比較は良好な一致を示した.

一方で, アンダーサンプリングを用いた無線通信評価シ

a) Correspondence to: Shouta Kanno. E-mail: casso17001@nihon-u.ac.jp

\* 日本大学大学院理工学研究科  
〒274-0063 船橋市習志野台 7-24-1  
Graduate School of Science and Technology, Nihon University  
7-24-1, Narashinodai, Funabashi 274-0063, Japan

\*\* 日本大学理工学部  
〒274-0063 船橋市習志野台 7-24-1  
Collage of Science and Technology, Nihon University  
7-24-1, Narashinodai, Funabashi 274-0063, Japan

システムにおいて、 $I$ と $Q$ に含まれるキャリア信号と局部発振器の周波数差の成分は測定した後に数値処理によって周波数差の値を求めることで補正される。しかし、周波数差が無線信号のイメージ信号のシンボルレートに近い場合、フィルタ処理によって周波数差の成分とイメージ信号のシンボルの成分を分割することが難しく周波数差の成分が正しく補正されないことが考えられる。そこで、本稿ではキャリア信号の周波数と局部発振器の周波数に差がないときと周波数に差があるときの測定結果について比較を行った。

また、キャリア信号と局部発振器の周波数差がサンプリング周波数よりも大きい場合に、アンダーサンプリング技術を利用することで周波数差の成分を測定し補正できると考えられる。これにより、低周波数の発振器を局部発振器に利用できるため無線通信評価システムの低コスト化や測定条件の拡張が期待できる。そこで、キャリア周波数と局部発振器の周波数の差がサンプリング周波数よりも小さい場合と大きい場合の測定結果の比較についても併せて示す。

## 2. 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原理

### 〈2・1〉 アンダーサンプリングの原理

ADCで信号を標準化する場合、被測定信号の周波数 $f_{sig}$ の2倍よりも高いサンプリング周波数 $f_{samp}$ で測定しなければ元の信号が再生されない。 $f_{sig}$ が $f_{samp}$ よりも高い場合、Fig.1に示すようにエイリアシング (Aliasing) によって被測定成分 $s$ が測定可能な領域に折り返され、イメージ信号の成分 $s_{img}$ が現れる。一般的な測定では低周波数の信号とイメージ信号の信号を混同する場合があるのでLPF (Low Pass Filter) によってイメージ信号の成分は除去される。しかし、イメージ信号の成分は元の信号と同じ振幅情報と位相情報を持つので、イメージ信号の測定を行うことでサンプリング周波数よりも高い周波数の信号の成分を測定することができる<sup>(2)(3)</sup>。これをアンダーサンプリングと呼び、その原理図をFig.2に示す。このとき、被測定信号の周波数 $f_{sig}$ とイメージ信号の周波数 $f_{img}$ には次式のような関係がある。

$$f_{img} = f_s - n \cdot f_{samp} \dots\dots\dots(1)$$

ただし、 $n$ は整数。

### 〈2・2〉 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原理

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原理図をFig.3に示す。無線通信信号を局部発振器で直交復調をした後にADCによってアンダーサンプリングによってイメージ信号に変換する。

しかし、無線信号評価において $I$ と $Q$ の測定にアンダーサンプリング技術を用いる場合、 $I$ と $Q$ はランダムに変化する信号なので、正弦波の測定のように被測定信号と同様の一定のイメージ信号を得ることができない。そこで、無線信号のシンボルレートに着目してアンダーサンプリングを行う。これにより、Fig.4に示すように一定のイメージ信号が得られる。また、 $I$ と $Q$ のイメージ信号は $I$ と $Q$ の時間

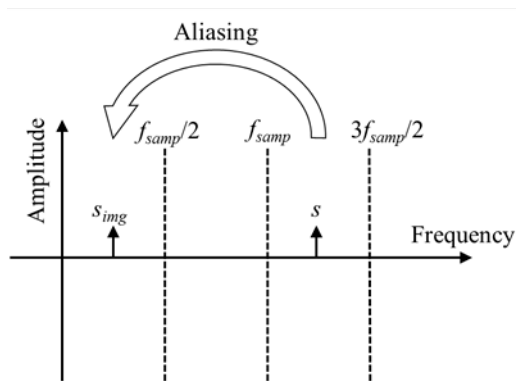


Fig. 1. Frequency response of aliasing.

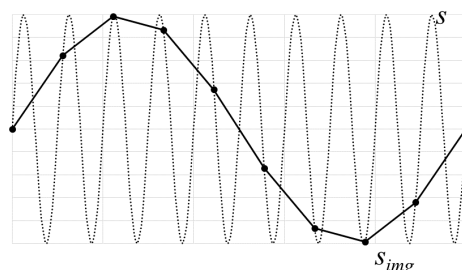


Fig. 2. Principle of under-sampling.

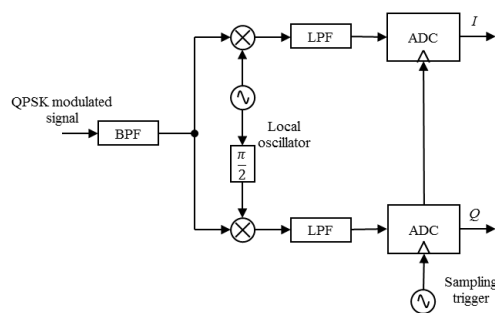


Fig. 3. Principle of radio communication evaluation system with under-sampling.

波形がシンボルレートを基準に重ねあわされるので、連続したアイパターン状の波形となる。これにより、Fig.5に示すように $I$ と $Q$ のイメージ信号の絶対値から包絡線検波を行うことでアイパターントリガの生成が容易にできる。

### 〈2・3〉 キャリア信号と局部発振器の周波数に差がある場合の補正について

一般に、無線通信評価ではキャリア信号と局部発振器の周波数差の成分は数値処理によって補正される。リアルタイムサンプリングの場合、測定された $I$ と $Q$ から位相を計算することで、連続した位相情報が得られるので周波数差の計算は容易である。しかし、アンダーサンプリングの場合、 $I$ と $Q$ から求めた位相情報は $\pi/4$ 差でランダムに変化し、リアルタイムサンプリングと同様に周波数差を求めることができない。そこで、2倍角の公式から $I$ と $Q$ の位相を4倍することで連続した位相情報に変



換する。位相が4倍された  $I$  と  $Q$  をそれぞれ  $I'$  と  $Q'$  とすれば次式のように得られる。

$$I' = 2 \cdot \{2 \cdot (I \cdot Q) \cdot (Q^2 - I^2)\} \dots\dots\dots (2)$$

$$Q' = (Q^2 - I^2)^2 - (2 \cdot I \cdot Q)^2 \dots\dots\dots (3)$$

これによって連続した位相情報を得ることができるので位相情報を計算し微分することで周波数差を計算することができる。キャリア信号と局部発振器の周波数差を  $f_d$  とすれば次式によって計算される。

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left\{ \frac{1}{4} \tan^{-1} \left( \frac{Q'}{I'} \right) \right\} \dots\dots\dots (4)$$

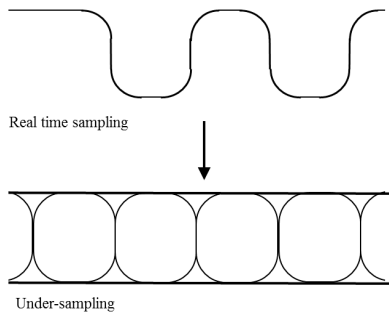


Fig. 4. Time waveform with real time sampling and under-sampling.

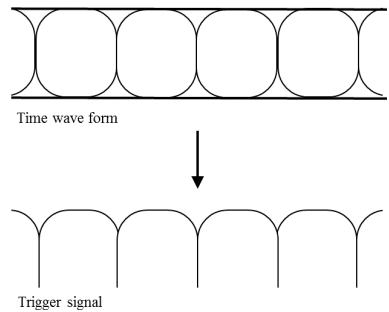


Fig. 5. Generate an eye pattern trigger from time waveform with under-sampling.

### 3. 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測定系

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測定系を Fig.6 に示す。

FPGA (Field Programmable Gate Array) 上に 31 bit ガロア LFSR (Liner Feedback Shift Resister) を構成することで PRBS (Pseudo Random Bit Sequence) 信号を生成し情報信号とした。このとき、FPGA は外部発振器からのトリガ信号で駆動し、シンボルレートは 20.2MBaud とした。

ベクトル信号発生器で直交復調を行い、被測定信号として QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 信号を生成した。このときのキャリア周波数は 1.1GHz を基準として任意の周波数差になるように調整した。

被測定信号は SMA ケーブルを用いて伝送した。

VCO (Voltage Controlled Oscillator) と IQ 復調器を用いて直交復調を行った。このとき、VCO の制御電圧は電源電圧と同一にし、発振周波数は 1.1GHz とした。

直交復調をした後に、復調された  $I$  と  $Q$  を USRP (Universal Software Radio Peripheral) 上の ADC によってサンプリングを行った。広帯域の入力帯域を持ち、低周波数のサンプリング周波数で駆動する ADC による測定が難しかったので、入力帯域は DC~50MHz として 200MHz でサンプリングを行った後に 1/10 にデータの間引きを行った。これにより、20.2MBaud のシンボルレートの信号を 20MHz のサンプリング周波数で測定したことになるので、 $I$  と  $Q$  のイメージ信号のシンボルレートは(1)式より 0.2MBaud と求められる。

### 4. キャリア信号と局部発振器の周波数差がサンプリング周波数より小さい場合の測定結果

キャリア信号と局部発振器の周波数に差がある場合、復調された  $I$  と  $Q$  にその差の周波数成分が現れる。この周波数成分は測定した後に数値処理によって補正される。しかし、この周波数差がイメージ信号のシンボルレートに近かった場合、(2)、(3)式に示した  $I'$  と  $Q'$  のうちシンボルが切り替わる過渡状態の成分と周波数差の成分を混同すること

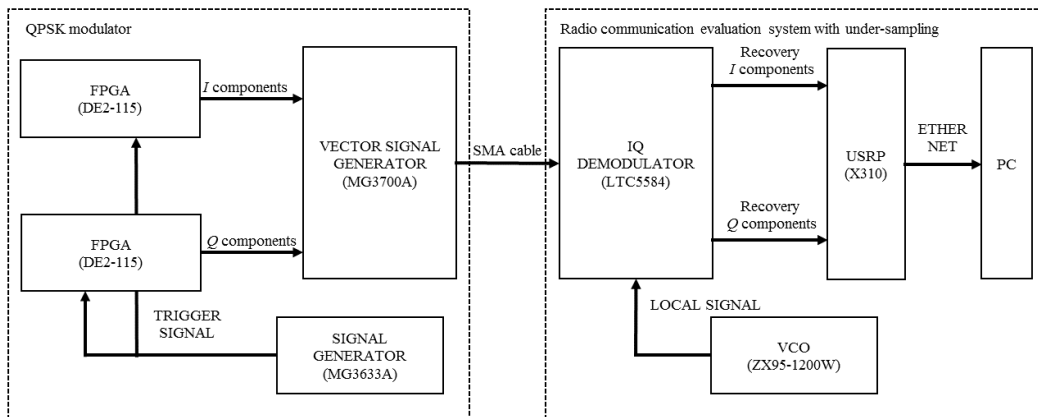


Fig. 6. Measuring system of wireless communication system with under-sampling.

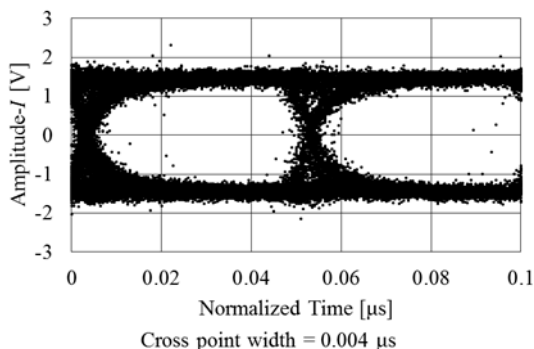


Fig. 7. Eye pattern when there is no frequency difference between carrier signal and local oscillator.

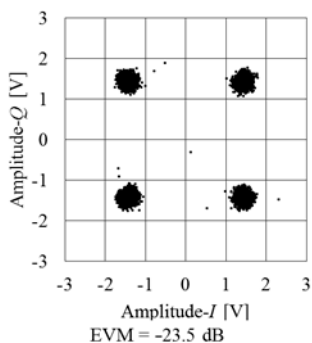


Fig. 8. Constellation when there is no frequency difference between carrier signal and local oscillator.

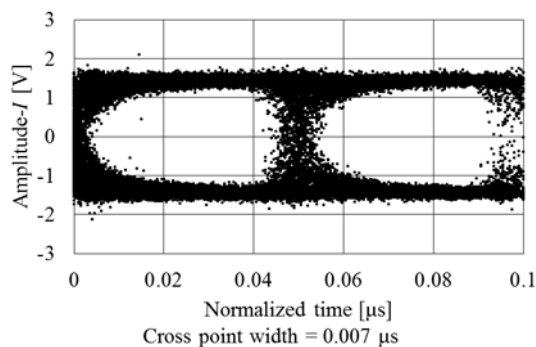


Fig. 9. Eye pattern when frequency difference between carrier signal and local oscillator is 0.2 MHz.

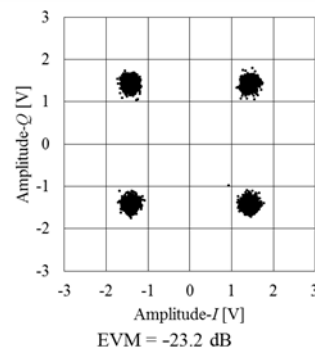


Fig. 10. Constellation when frequency difference between carrier signal and local oscillator is 0.2 MHz.

で正しく補正されないことが考えられる。これらの影響は  $I'$  と  $Q'$  から LPF によって過渡状態の成分を除去することで軽減される。しかし、イメージ信号のシンボルレートと周波数差が近い場合、両者を分離することは難しい。そこで、周波数差がない場合を基準に 0.2 MHz, 0.5 MHz の周波数差があるときに測定結果の比較を行なった。

**〈4・1〉 周波数差がない場合の測定結果** まず、キャリア信号と局部発振器の周波数に差がないときの測定評価結果を示す。このときのアイパターンを Fig.7 に示す。このとき、アイパターンの横軸はリアルタイムサンプリングに合わせて正規化を行った。周波数差がないときのアイパターンのクロスポイントの幅は 0.004  $\mu$ s と得られた。

つぎに、アイパターンから信号評価点を抜き出しコンスタレーションを Fig.8 に示す。理想的な  $I$  と  $Q$  をそれぞれ  $\bar{I}$  と  $\bar{Q}$  とすれば、EVM (Error Vector Magnitude) は次式で求めることができる。

$$EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left\{ (|I| - \bar{I})^2 + (|Q| - \bar{Q})^2 \right\}}}{\sqrt{\bar{I}^2 + \bar{Q}^2}} \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 $N$  は EVM を求める計算に用いるデータの総数である。 $\bar{I}$  と  $\bar{Q}$  を実測値から 1.5V とすると、このとき、 $N$  はおよそ 22,000 であり、EVM は -23.5 dB と得られた。

**〈4・2〉 キャリア信号と局部発振器の周波数差が 0.2 MHz のときの測定結果** キャリア信号と局部発振器に 0.2 MHz

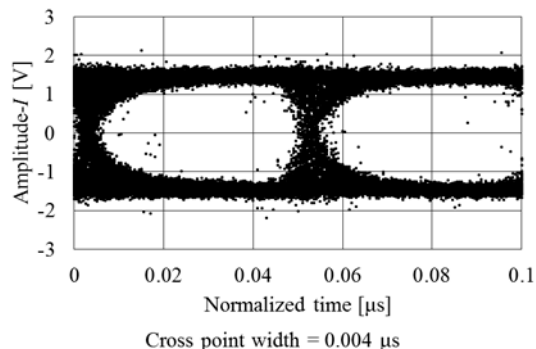


Fig. 11. Eye pattern when frequency difference between carrier signal and local oscillator is 0.5 MHz.

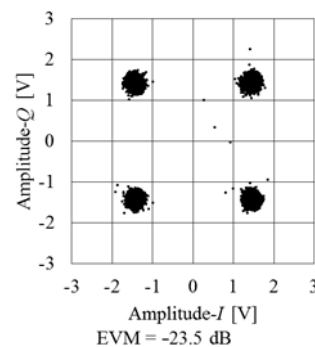


Fig. 12. Constellation when frequency difference between carrier signal and local oscillator is 0.5 MHz.

の周波数差があるときのアイパターンとコンスタレーションをそれぞれ Fig.9 と Fig.10 に示す。このとき、アイパターンのクロスポイントの幅は  $0.007\mu\text{s}$  と周波数差がないときよりも大きな値になった。これは周波数差の補正が正しく行われていないことを示している。また、このときの周波数差がないときと同様に  $\bar{I}$  と  $\bar{Q}$  を  $1.5\text{V}$  とすると、このとき  $N$  はおよそ  $17000$  であり、EVM は  $-23.2\text{dB}$  と得られた。これはシンボルが変化していない状態では周波数差がない場合でも数値補正が正しく行われていると期待できる。

**〈4・3〉 キャリア信号と局部発振器の周波数差が  $0.5\text{MHz}$  のときの測定結果** キャリア信号と局部発振器の周波数差が  $0.5\text{MHz}$  のときの測定結果を示す。このときのアイパターンとコンスタレーションをそれぞれ Fig.11 と Fig.12 に示す。このときのアイパターンのクロスポイントの幅は  $0.004\mu\text{s}$  と得られた。周波数差が  $0.2\text{MHz}$  のときと比べて周波数差がないときの幅に近づいていることから、これはイメージ信号のシンボルレートと周波数差が近いときに補正が正しく行われなかったことを示している。また、このとき、 $N$  はおよそ  $22000$  であり、EVM は  $-23.5\text{dB}$  と周波数差がないときと同じ値が得られた。周波数差に関わらず、EVM は  $1\text{dB}$  以内で一致したことから、シンボルが変化しない状態では数値補正が正しく行われることを期待できる。

### 5. キャリア信号と局部発振器の周波数差がサンプリング周波数より大きい場合の測定結果

キャリア信号と局部発振器の周波数差がサンプリング周波数よりも高い場合、アンダーサンプリングにより測定することで補正できると考えられる。これにより、局部発振器の発振周波数を低くできるので、低コスト化が期待できる。しかし、キャリア信号と局部発振器の周波数差は一定ではなく常に変化する。したがって、周波数差の補正に大きく影響を与えると考えられる。そこで、周波数差がサンプリング周波数と同じ  $20\text{MHz}$  のときと周波数差が  $20.2\text{MHz}$  のとき、 $20.5\text{MHz}$  のときで測定評価を行い、周波数差がないときと比較を行なった。

**〈5・1〉 キャリア信号と局部発振器の周波数差が  $20\text{MHz}$  のときの測定結果** キャリア信号と局部発振器の周波数差が  $20\text{MHz}$  のときの測定結果を示す。アイパターンとコンスタレーションをそれぞれ Fig.13 と Fig.14 に示す。 $I$  と  $Q$  の信号のレベルは ADC の LPF によって減衰している。また、アイパターンのクロスポイントの幅は  $0.009\mu\text{s}$  と周波数差がないときに比べて大きな値が得られた。周波数差がない場合に近い測定結果が得られなかった原因として、アンダーサンプリングにより局部発振器の位相雑音が元よりも大きく測定されるためだと考えられる。

このとき、 $\bar{I}$  と  $\bar{Q}$  をキャリア信号と局部発振器の周波数差がサンプリング周波数よりも小さい場合と同様に実測値から  $1.2\text{V}$  として、 $N$  はおよそ  $18000$  であり、EVM は  $-26.8\text{dB}$  と得られた。周波数差がないときよりも小さな値だが、これは LPF により信号のレベルが減衰したためだと考えられる。

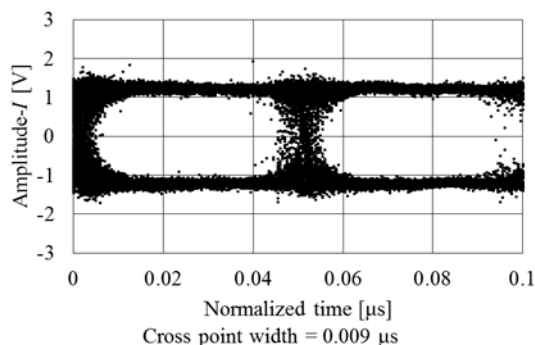


Fig. 13. Eye pattern when frequency difference between carrier signal and local oscillator is  $20\text{MHz}$ .

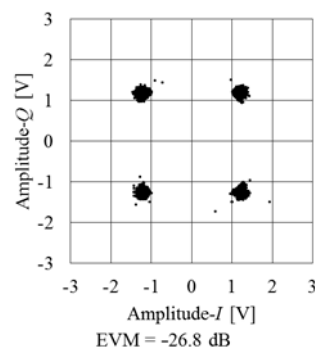


Fig. 14. Constellation when frequency difference between carrier signal and local oscillator is  $20\text{MHz}$ .

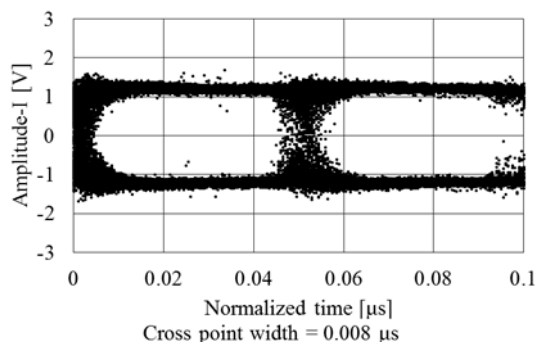


Fig. 15. Eye pattern when frequency difference between carrier signal and local oscillator is  $20.5\text{MHz}$ .

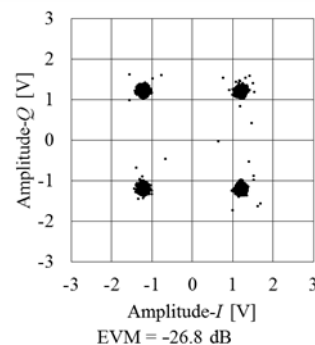


Fig. 16. Constellation when frequency difference between carrier signal and local oscillator is  $20.5\text{MHz}$ .

**〈5-2〉 キャリア信号と局部発振器の周波数差が 20.2 MHz のときの測定結果** キャリア信号と局部発振器の周波数差が 20.2MHz のときについて周波数差の補正は正しく行われなかった。そのため、他の測定結果と異なりアイパターンなどの測定結果が得られなかった。これは周波数差をアンダーサンプリングで測定したので信号のスペクトルが広がり、リアルタイムで測定したときに比べてシンボルが切り替わる過渡状態の成分と混同したためだと考えられる。

**〈5-3〉 キャリア信号と局部発振器の周波数差が 20.5 MHz のときの測定結果** キャリア信号と局部発振器の周波数差が 20.5MHz のときの測定結果を示す。このときのアイパターンとコンスタレーションをそれぞれ Fig.15 と Fig.16 に示す。このときのアイパターンのクロスポイントの幅は  $0.008\mu\text{s}$  と周波数差が 20MHz のときと同等の値が得られた。周波数差が 20.2MHz のときと異なり数値補正が正しく行われたことから、シンボルレートと周波数差の成分が離れたので周波数差の成分が正しく読み取れたと考えられる。

このとき、周波数差が 20MHz のときと同様に理想的な  $I$  と  $Q$  を 1.2V とすれば、 $N$  はおよそ 17500 であり、EVM は  $-26.8\text{dB}$  と周波数差が 20MHz のときと同じ値が得られた。

## 6. まとめ

本稿では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ついて、キャリア信号と局部発振器の周波数に差がある場合の測定評価結果について検討を行うために、キャリア信号と局部発振器の周波数差がサンプリング周波数よりも低いときと高いときの一例を示した。

まず、キャリア信号と局部発振器の発振周波数の差がサンプリング周波数よりも低い場合について、周波数差の値がシンボルレートに近いときにアイパターンのクロスポイントの幅が最も大きくなり、周波数差がシンボルレートから離れるとクロスポイントの幅は小さくなった。このことからキャリア信号と局部発振器の周波数差がシンボルレートに近いときに、周波数差の数値補正が正しく行われずアイパターンの測定が難しくなることが明らかになった。一方で、コンスタレーションと EVM についてはどの場合でも同様の結果が得られたので、キャリア信号と局部発振器の周波数差に関わらず、シンボルが変化しない場合では周波数差の数値補正が正しく行われることが明らかになった。

つぎに、キャリア信号と局部発振器の周波数差がサンプリング周波数よりも大きい場合について、イメージ信号における周波数差の周波数とシンボルレートが近いときに数値補正が正しく行われずアイパターンとコンスタレーションが得られなかった。これは周波数差の成分をリアルタイムサンプリングで測定するときに比べて、シンボルが切り替わるときの過渡状態の成分と周波数差の成分を混同しやすくなったためだと考えられる。一方で、イメージ信号における周波数差の周波数とシンボルレートが離れているときには数値補正が正しく行われているので、キャリア信号

よりも低い周波数の発振器を局部発振器に利用することも期待できる。

今後の課題として、キャリア信号と局部発振器の周波数差がサンプリング周波数よりも大きい場合において、高安定な発振器を局部発振器に用いることで周波数差がサンプリング周波数よりも低い場合と同様の結果が得られるか検討する予定である。

## 文 献

- (1) National Instruments: ミリ波帯 — 5G には、どの周波数帯が採用されるのか? (2016)
- (2) Wlty Kester: 「S/N 比=6.02N+1.76DB, その意味と利用上の注意点」, MT-001 チュートリアル, ANALOG DEVICES (2013)
- (3) J. Bryant: “Why do many modern ADCs have a signal bandwidth much greater than their maximum sampling frequency? Doesn't sampling theory require the signal frequency to be limited to half the sampling frequency? Wouldn't it save power if their input stages had less bandwidth?”, ANALOG DEVICES RAQs: Issue 64
- (4) 奥泉良一・山口 陽・村口正弘: 「RF 直交アンダーサンプリング法によるスペクトラムセンシング技術の検討」, 信学技報, MW, マイクロ波, pp.115-120, 電子情報通信学会 (2012)
- (5) 滝沢 歩・戸枝輝朗・猪又 稔・村口正弘: 「RF アンダーサンプリングの高周波数帯における検証」, エレクトロニクス講演論文集 1, pp.91-96 (2010)
- (6) 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」, 電学論 A, Vol.138, No.5, pp.180-185 (2018)

**菅野翔太** (学生員) 2017年3月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修了。現在、同博士後期課程在籍中。



**今池 健** (上級会員) 2009年3月日本大学大学院理工学研究科電子工学専攻博士後期課程修了。現在、日本大学理工学部准教授。博士(工学)。高安定発振回路の開発と応用、位相雑音計測に関する研究に従事。2008年電気学会基礎・材料・共通部門研究会優秀論文発表賞、2012年同優秀論文発表賞(基礎・材料・共通部門表彰)受賞。IEEE 会員。



**大谷昭仁** (上級会員) アンリツ(株) R&D 統轄本部 R&D センターにて、次世代光計測技術、次世代ミリ波・テラヘルツ波計測技術の研究開発に、主席研究員(技術企画室部長兼務)として従事。2015年4月より日本大学理工学部電子工学科、同大学大学院理工学研究科電子工学専攻教授。博士(工学)。2011年電気学会電気学術振興賞論文賞、2017年同電気学術振興賞進歩賞受賞。



現在、IEEE IM Tokyo/Japan Sections Joint Chapter Vice-chairman。電気学会計測技術委員会委員長。IEC TC86/SC86C/WG1 International Expert。電子情報通信学会シニアメンバ、IEEE Senior Member。著書:「光通信と光計測器入門講座」電波新聞社 2006/3 発刊等。

# Measurement and Evaluation Method based on Under-sampling of High-Frequency Wide-Band Radio Signal

Shouta Kanno

Graduate School of Science and  
Technology, Nihon University  
7-24-1, Narashinodai, Funabashi-shi,  
Chiba, Japan  
csso17001@g.nihon-u.ac.jp

Takeshi Imaiike

College of Science and Technology,  
Nihon University  
7-24-1, Narashinodai, Funabashi-shi,  
Chiba, Japan  
imaike.takeshi@ecs.cst.nihon-u.ac.jp

Akihito Otani

College of Science and Technology,  
Nihon University  
7-24-1, Narashinodai, Funabashi-shi,  
Chiba, Japan  
ootani.akihito@nihon-u.ac.jp

**Abstract**— Radio communication is using signals of higher and higher frequency than ever, and the frequency bandwidth of radio signals is also increasing. Measurement instruments need to measure in-phase and quadrature components of wide-band radio signals with a high sampling frequency. However, these measurement instruments tend to be costly and have low resolution. The system presented here uses under-sampling to measure in-phase and quadrature components with a low sampling frequency and converts them to a low-frequency image signal. This approach has not been used before because in-phase and quadrature components randomly change. In this paper, we show measurement and evaluation results obtained with this system for a continuous QPSK signal and a burst QPSK signal. These results showed good agreement with measurement and evaluation results using real-time sampling, suggesting the possibility of developing measurement instruments that can measure wide-band radio signal with low cost and high resolution.

**Keywords**—Radio communication evaluation, ADC, Under-sampling

## I. INTRODUCTION

In recent years, mobile games, high-quality video streaming services and social network services (SNSs) have become popular because of the spread of smartphones and tablet devices [1]. As a result, the amount of traffic carried by radio communication has exploded, and the demands for high-capacity radio transmission technology are increasing.

To meet these demands, in conventional radio communication technology, the transmission capacity has been increased by improving the utilization efficiency of the frequency bandwidth. However, in recent years, there has been a trend to use high-frequency signals as carrier signals [2]. For example, fifth-generation radio communication technology in Japan uses frequencies of 3.6–4.9 GHz and 28 GHz for radio communication [3], and the frequency bandwidth is considered to be 1-2GHz [4]. In the case of measuring a wide-band signal, high-speed analog to digital converters (ADCs) are necessary for measuring the high-frequency in-phase ( $I$ ) component and quadrature ( $Q$ ) component. However, ADCs have high cost and low

resolution, and it is conceivable that ADCs cannot evaluate high-frequency wireless communication with sufficient accuracy.

Therefore, we applied under-sampling technology to a radio communication evaluation system, allowing the sampling frequency of the ADCs to be greatly lowered. As a result, the  $I$  and  $Q$  components can be measured with low-cost ADCs.

However, under-sampling is generally used for periodic signals; since the  $I$  and  $Q$  components randomly change, under-sampling cannot be employed for measuring the  $I$  and  $Q$  components. To solve this problem, we considered the symbol rate of a radio signal. The symbol rate is generally constant, and the  $I$  and  $Q$  components can be measured with under-sampling based on the symbol rate. This measurement method has not been reported before.

In this paper, we show the results obtained with our radio communication evaluation system when evaluating a quadrature phase shift keying (QPSK) signal, and we compare the evaluation results with those obtained using real-time sampling. The two results showed good agreement. Furthermore, we show evaluation results obtained with our radio communication evaluation system for a burst QPSK signal, and we compare them with the evaluation results for a continuous QPSK signal. These results also showed good agreement.

## II. PRINCIPLE OF UNDER-SAMPLING

When sampling a signal with an ADC, a signal having a frequency higher than  $1/2$  of the sampling frequency is folded back so as to have a lower frequency bandwidth, as shown Fig. 1. Generally, the sampling frequency is set to twice the signal-under-test frequency, as is known from the Nyquist theorem, and a low pass filter (LPF) placed before the ADC cuts high-frequency components.

When sampling high-frequency components, it is necessary to drive the ADC at high frequency. However, an ADC's resolution is inversely proportional to the sampling frequency, and it may be impractical to measure a high frequency signal at high resolution. However, recent ADCs

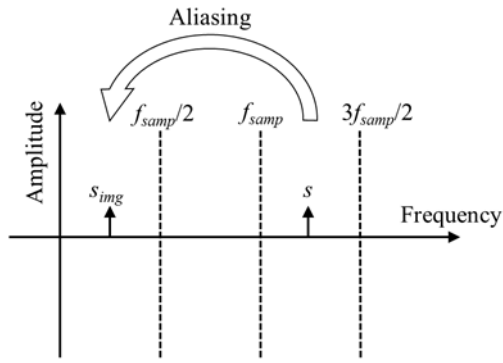


Fig. 1 Frequency response of aliasing.

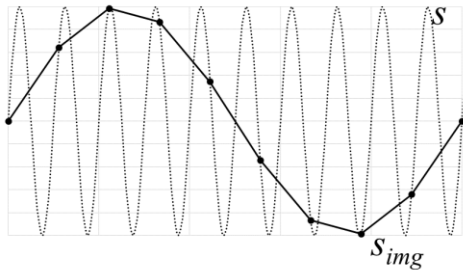


Fig. 2 Principle of under-sampling.

have much wider signal bandwidth than the sampling frequency [5]. Therefore, under-sampling technology has been used for sampling oscilloscopes and vector voltmeters, and in radio communication evaluation, under-sampling is used for carrier signal demodulation [6][7][8].

Fig. 2 shows the principle of under-sampling. A signal under test is  $s$ , and an image signal measured with under-sampling is  $s_{img}$ . The amplitude and the phase components of  $s_{img}$  are the same as those of  $s$ . The frequency of  $s$  ( $f_s$ ), the frequency of  $s_{img}$  ( $f_{img}$ ) and the sampling frequency ( $f_{samp}$ ) are related by the following equation[9]:

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

In high-frequency and wide-band radio communication evaluation, the  $I$  and  $Q$  components of signals to be measured include high frequency components. Therefore,  $I$  and  $Q$  can be measured at high resolution and low cost with under-sampling technology.

However, the frequency of the  $I$  and  $Q$  components randomly changes. Because the frequency of  $I$  and  $Q$  components, the  $I$  and  $Q$  components cannot to be measured like shown Fig.2. Therefore, measuring the  $I$  and  $Q$  components with under-sampling needs an eye trigger signal to place the measurement points at the correct positions in the eye pattern, and a high-speed ADC is needed to measure the eye trigger signal. These requirements reduce the advantages of using under-sampling.

Hence, we focused on the symbol rate of the  $I$  and  $Q$  components because, unlike the frequency, the symbol rate of the  $I$  and  $Q$  components does not change. When  $f_s$  in equation (1) represents the symbol rate,  $f_{img}$  is the symbol rate of the image signal. At this time, the time waveform of the image

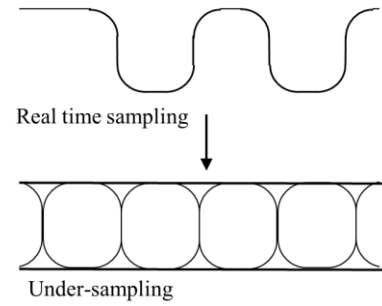


Fig. 3 Time waveforms with real-time sampling and under-sampling.

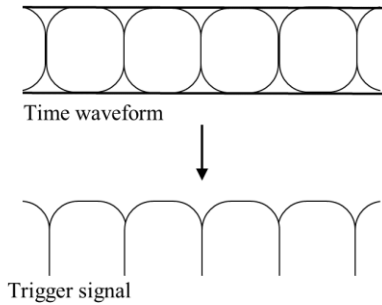


Fig. 4 An eye trigger signal is obtained by envelope detection of an absolute of time waveform with under-sampling.

signal becomes like the continuous eye pattern shown in Fig. 3, and therefore, an eye trigger signal placed at the correct position is not needed. However, a trigger signal for separating each eye pattern is needed. Therefore, a trigger signal is generated by envelope detection of the absolute value of the image signal shown Fig. 4. An ADC for measuring the trigger signal is not needed, and the advantages of under-sampling can thus be fully exploited.

In the next section, we show the configuration of a radio communication evaluation system based on under-sampling, and we describe the measurement conditions.

### III. PRINCIPLE OF RADIO COMMUNICATION EVALUATION SYSTEM BASED ON UNDER-SAMPLING

Fig. 5 shows a block diagram of the radio communication evaluation system based on under-sampling. Two FPGA boards (Terrasic DE2-115) generated pseudo random bit sequence (PRBS) signals using 31-bit Galois linear feedback shift registers (LSFRs), and they were driven at 20.2 MHz by a signal generator (Anritsu MG3633A). Because DE2-115 do not have a digital analog converter (DAC) that can output DC signal, we use a output for clock signal. The two PRBS signals were used as the  $I$  and  $Q$  components of a QPSK modulated signal. A vector signal generator (Anritsu MG3700A) generated QPSK signals as the signals under test. The carrier frequency of the QPSK signal was set at 1 GHz. An IQ demodulator (LTC5584) asynchronously demodulated the signals with a voltage controlled oscillator (VCO; ZX95-1200W). Because we used a VCO, a frequency of local oscillator is randomly hopping.

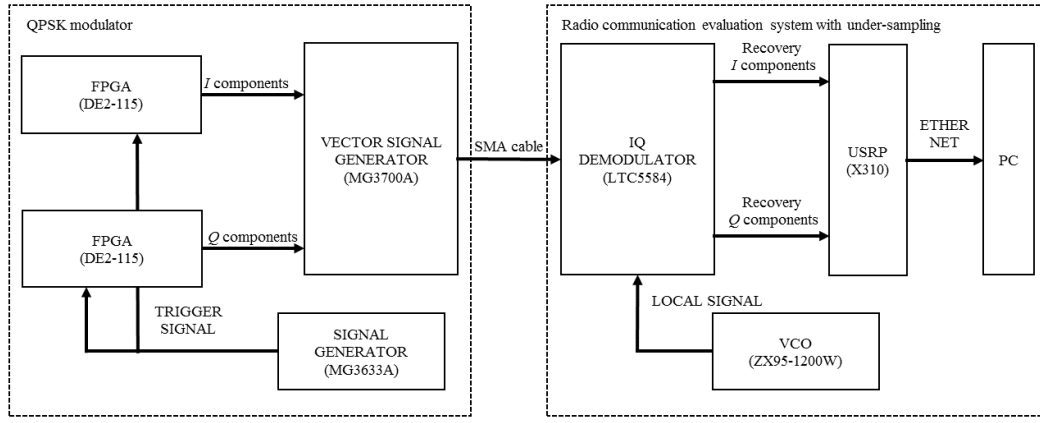


Fig. 5 Block diagram of radio communication evaluation system based on under-sampling.

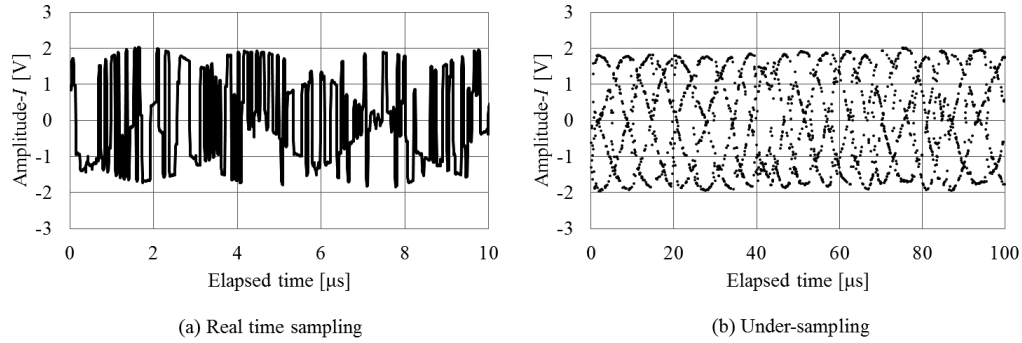


Fig. 6 Comparison of time waveforms with real-time sampling and under-sampling.

Recovered  $I$  and  $Q$  components were measured with a universal software radio peripheral (USRP; Ettus X310). The sampling frequency of the USRP should be set at 20 MHz; however, this was not possible because the sampling frequency in the USRP could not be changed to this value.

Therefore, the sampling frequency was set to 200 MHz, and the measurement data were decimated.

Because of the asynchronous demodulation, the recovered  $I$  and  $Q$  components include frequency drift, which should be corrected. The Costas method can be used for correcting a frequency drift with analog circuit in real-time sampling [10]. The phase difference ( $\varphi_d$ ) which is controlled voltage of VCO can be calculated with the following equations:

$$\varphi_d \cong (I \cdot Q) \cdot (Q^2 - I^2) \quad (2)$$

However, in our system it is difficult to correct the frequency drift with the Costas method because of the correction the frequency drift with numerical processing, the discontinuous  $I$  and  $Q$  components in under-sampling and the large phase difference of the carrier signal and the VCO. Therefore, we extended the Costas method so that the phases of the  $I$  and  $Q$  components are four-times greater than the original phases, as shown by the following equations:

$$I' = 2 \cdot \{2 \cdot (I \cdot Q) \cdot (Q^2 - I^2)\} \quad (3)$$

$$Q' = (Q^2 - I^2)^2 - (2 \cdot I \cdot Q)^2 \quad (4)$$

Here, the change in phase due to the information signal becomes  $\pi$ , and the frequency drift becomes four-times greater. Therefore, the frequency drift ( $f_d$ ) is calculated with the following equation:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left\{ \frac{1}{4} \tan^{-1} \left( \frac{Q'}{I'} \right) \right\} \quad (5)$$

We rotate the  $I$  and  $Q$  components in the phase direction by  $f_d$ . This gives  $I$  and  $Q$  components that are not rotating.

We set the undecimated measurement data as real-time measurement data, and we set the decimated measurement data as the under-sampling measurement data. In the next section, we compare time waveforms, eye patterns and constellations of the real-time measurement data and the under-sampling measurement data.

#### IV. MEASUREMENT AND EVALUATION RESULT WITH UNDER-SAMPLING

##### IV-1. Comparison of measurement and evaluation results with real-time sampling and under-sampling

Because of the asynchronous demodulation, the time waveform of the recovered  $I$  components included a frequency drift component shown in Fig. 6. The time waveform with real-time sampling is indicated by the line, and the time waveform with under-sampling is indicated by the dots to make them easy to distinguish. From these time waveforms, the frequency drifts with real-time sampling and under-sampling are the same.

These frequency drift was calculated by equations (2)–(4), and we rotate the recovered  $I$  and  $Q$  components by this amount. The time waveform at this time is shown in Fig. 7. With real-time sampling, the time waveform shows that a PRBS signal was recovered. With under-sampling, the time waveform was the continuous eye pattern shown in Fig. 3. The symbol rate of the image signal was 0.2 MHz from equation (1).

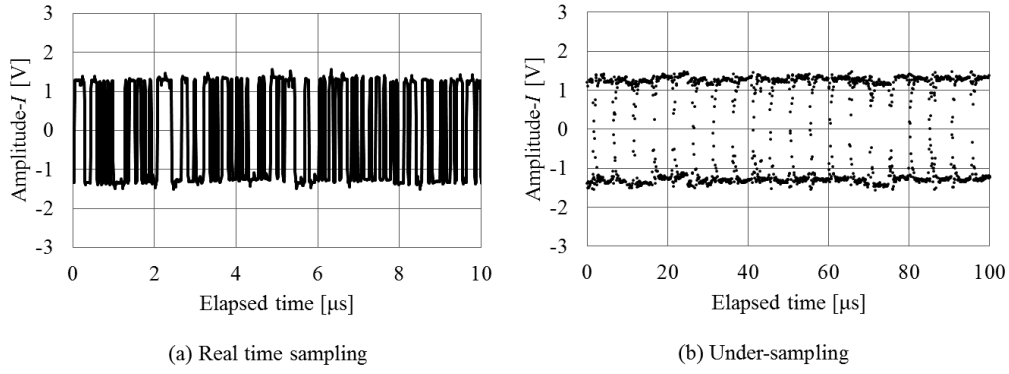


Fig. 7 Comparison of time waveforms corrected for frequency drift with real-time sampling and under-sampling.

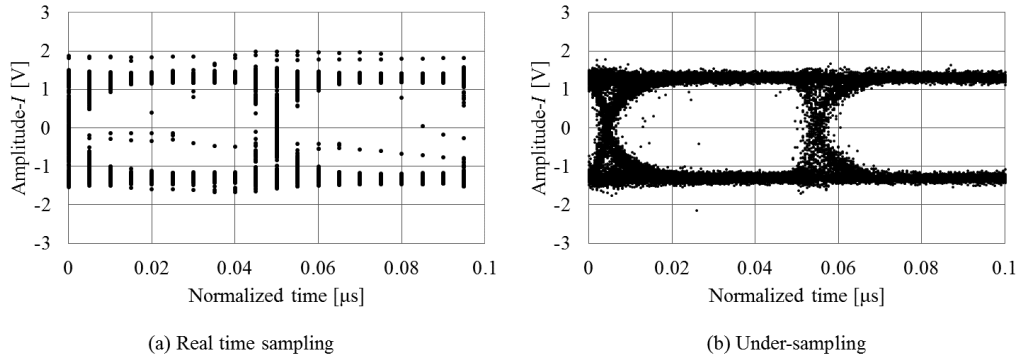


Fig. 8 Comparison of eye patterns with real time sampling and under-sampling.

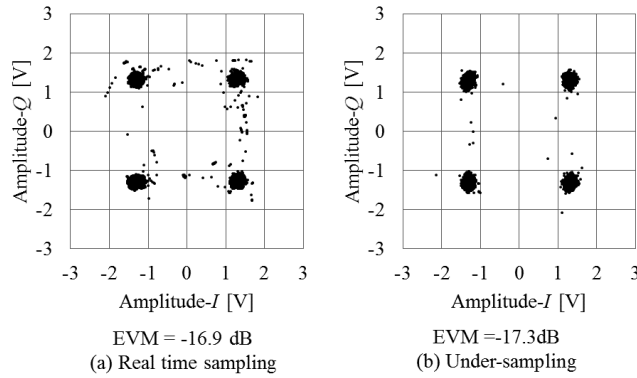


Fig. 9 Comparison of constellation with real time sampling and under-sampling.

The eye pattern trigger for under-sampling is obtained by envelope detection of the absolute value of the time waveform, like that shown in Fig. 4. Eye patterns are shown in Fig. 8. The eye pattern trigger for real-time sampling was obtained by envelope detection of  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  and the symbol rate. Both time axes were normalized according to real-time sampling. The eye pattern with under-sampling is similar to the eye pattern with real-time sampling. An advantage of under-sampling is that the eye pattern with under-sampling is equivalent to the eye pattern measured with a sampling frequency higher than the original sampling frequency. However, a drawback of under-sampling is that aperiodic noise in the eye pattern with real-time sampling cannot be measured with under-sampling.

Next, evaluation signal points were extracted from eye patterns with real-time sampling and under-sampling, and constellations are shown in Fig. 9.

Random noise can be seen in the eye pattern and the constellation with real-time sampling. This occurred because frequency of the VCO is randomly hopping. In under-sampling, because the aperiodic noise cannot be measured, random noise is not measured. However, both symbols seems similar.

Next, error vector magnitudes (EVMs) were calculated from both constellations, and these were compared. The EVM was calculated from each constellation with the following equation:

$$\text{EVM} = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{ (|I| - \bar{I})^2 + (|Q| - \bar{Q})^2 \}}}{\sqrt{\bar{I}^2 + \bar{Q}^2}} \quad (4)$$

where  $\bar{I}$  and  $\bar{Q}$  have theoretical values of 1.5 V, and  $N$  is the number of data points, which is nearly 200000.



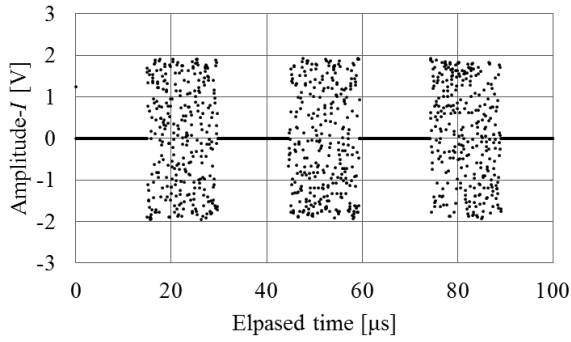


Fig. 10 Time waveform of burst signal.

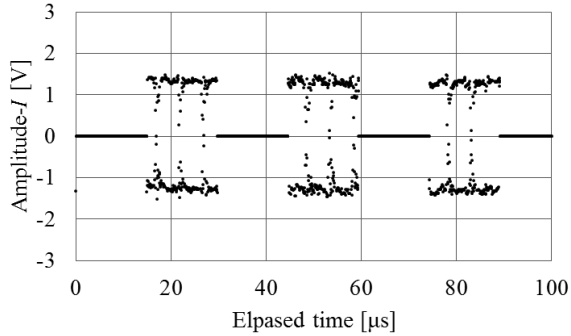


Fig. 11 Time waveform of burst signal corrected for frequency drift.

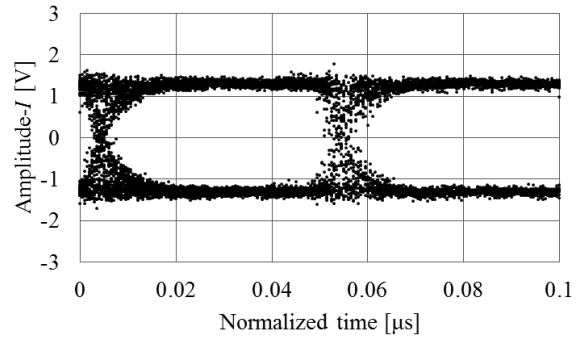


Fig. 12 Eye pattern of burst signal.

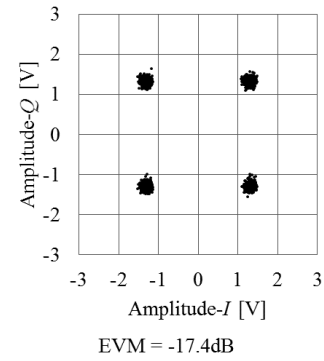


Fig. 13 Constellation of burst signal.

The EVM with real-time sampling was -16.9 dB, and the EVM with under-sampling was -17.3 dB, showing that the EVM with real-time sampling was higher than with under-sampling. This is because of aperiodic noise and jitter noise. However, both EVMs agreed within 1 dB. This result shows that the radio communication evaluation system based on under-sampling is capable of measurement and evaluation equivalent to those of a real-time sampling system.

#### IV-2. Comparison of measurement and evaluation results of continuous signal and burst signal

We have shown the measurement and evaluation results for a continuous signal. However, in actual communication, the radio signal is randomly interrupted. Therefore, we measured and evaluated a burst QPSK signal. Since the system shown in Fig. 5 cannot generate a burst signal, we cut off the measurement data of a continuous signal.

The shortest burst signal that can be measured with our radio communication evaluation system based on under-sampling is longer than the length of a symbol of under-sampling, which is 100 points. Therefore, the length of the burst signal was set to 300 points in under-sampling.

The time waveform including frequency drift components is shown in Fig. 10, and we corrected the frequency drift in the same manner as in Fig. 7. The frequency drift can be obtained irrespective of the preceding and succeeding data by using equations (2)–(4), and the time waveform of the burst signal can be corrected as shown in Fig. 11.

An eye pattern trigger was obtained by envelope detection of the absolute value of the time waveform. An eye pattern of the burst signal is shown in Fig. 12. The eye pattern is equivalent to the eye pattern of the continuous signal shown in Fig. 8 (b).

Evaluation signal points were extracted from the eye patterns, and the constellation of the burst signal is shown in Fig. 13. The constellation is equivalent to the constellation of the continuous signal shown in Fig. 9 (b), and the EVM calculated from equation (4) was -17.4 dB. However,  $N$  was 40000 in this case.

The constellation of the burst signal is shown in Fig. 13. The constellation of the burst signal is similar to the constellation of the continuous signal shown in Fig. 8(b). The EVM calculated from equation (4) was -17.4dB; however,  $N$  was 40000 in this case since the number of data points in the burst signal was small. Although, there is difference in  $N$ , both EVMs were in good agreement.

These results show that if the length of the burst signal is longer than the length of the symbol in under-sampling, the burst signal can be measured and evaluated with the same precision as a continuous signal.

## V. CONCLUSION

Under-sampling based on the symbol rate of a radio signal can be used to measure the  $I$  and  $Q$  components which change randomly.

Until now, it has been thought that under-sampling is not suitable for measuring the  $I$  and  $Q$  components of a radio signal. This is because the  $I$  and  $Q$  components randomly change, and under-sampling is generally used for measuring

periodic signals. However, the symbol rate of a radio signal does not change. Therefore, we focused on the symbol rate of the radio signal. Under-sampling based on the symbol rate could convert the  $I$  and  $Q$  components to continuous image signals. This shows that a radio communication evaluation system based on under sampling can measure radio signals with low sampling frequency. We believe that a measurement and evaluation method based on under-sampling will allow many researchers and developers of high-frequency wide-band radio communication systems to measure and evaluate radio signals with low-cost, high-resolution ADCs.

In this paper, we showed measurement and evaluation results obtained with a radio communication evaluation system based on under-sampling. These results showed that the system based on under-sampling can measure and evaluate a wide-band signal with the same precision as real-time sampling. Additionally, we showed measurement and evaluation results for a burst signal. If the length of a burst signal is longer than the length of a symbol with under-sampling, the system can measure with same precision as measuring a continuous signal.

These results show the possibility of measuring an actual high-frequency wide-band radio signal with under-sampling. In future work, a signal sent by an antenna will be measured and evaluated with this radio communication evaluation system.

We will study an influence of phase noise of sampling trigger on measurement results in the future.

#### REFERENCES

- [1] Cisco Visual Networking Index (VNI), "Forecast and Methodology, 2014 ~ 2019"
- [2] Ministry of Internal Affairs and Communications (MIC) in Japan, "Research and Development for Expanding Radio Wave Resources R & D Proceedings Handbook," 2017
- [3] NTT DoCoMo, Inc., " DOCOMO 5G white paper Requirements and technical concepts for 5G wireless access after 2020," 2014
- [4] National Instruments, " mmWave: The Battle of the Bands", 2016
- [5] J. Bryant, "Why do many modern ADCs have a signal bandwidth much greater than their maximum sampling frequency? Doesn't sampling theory require the signal frequency to be limited to half the sampling frequency? Wouldn't it save power if their input stages had less bandwidth?," ANALOG DEVICES RAQs: Issue 64
- [6] Wlty Kester, "Taking the Mystery out of the Infamous Formula, "SNR =  $6.02N + 1.76\text{dB}$ ," and Why You Should Care," MT-001 TUTOLIAL, ANALOG DEVICES, 2013
- [7] Ryoichi Okuizumi, Yo Yamaguchi, Masahiro Muraguchi, "Spectrum Sensing Techniques using RF Direct Quadrature Undersampling," Technical report of IEICE. MW, microwave, IEICE, 2012
- [8] Ayumu Takizawa, Teruaki Toeda, Minoru Inomata, Masahiro Muraguchi, "Experimental verification in high frequency of an RF orthogonal phase under-sampling technique," Electronics lecture paper 1, 2010
- [9] ANALOG DEVICES, "Fundamentals of Sampled Data System",AN-282 APPLICATION NOTE,ANALOG DEVICES, 2010
- [10] Masahiro Muromachi, Heiichi Yamamoto, "Digital wireless communication," Sangyo-tosho, pp.40~44, 1985

# Measurement and Evaluation Result of Burst Signal using a Radio Communication Evaluation System with Under-sampling

**Shouta Kanno**

Graduate School of Science and Technology, Nihon University  
[csso17001@g.nihon-u.ac.jp](mailto:csso17001@g.nihon-u.ac.jp)

**Takeshi Imai**

College of Science and Technology,  
Nihon University  
[imaike.takeshi@nihon-u.ac.jp](mailto:imaike.takeshi@nihon-u.ac.jp)

**Akihito Otani**

College of Science and Technology,  
Nihon University  
[ootani.akihito@nihon-u.ac.jp](mailto:ootani.akihito@nihon-u.ac.jp)

## Abstract

*Radio communication is using of higher and higher frequency than ever, and the frequency bandwidth of radio signal is also increasing. Measurement instruments need to measure in-phase and quadrature components of wide-band radio signals with a high sampling frequency. However, these measurement instruments tend to be costly and have low resolution. The system presented here uses under-sampling to measure in-phase and quadrature components with a low sampling frequency and converts them to a low-frequency image signal. This approach has not been used before because in-phase and quadrature components randomly change. In this paper, we show the measurement and evaluation results obtained with this system for a burst QPSK signal. A length of the burst QPSK signal was measured two pattern. One was measured at a certain length. The other was measured at randomly changed length according to the actual radio communication. These results showed good agreement with measuring and evaluation results using under-sampling, suggesting the possibility of developing measurement instruments that can measure wide-band radio signal with low cost and high resolution.*

## Keywords

*Radio communication evaluation, ADC, Under-sampling*

## 1. INTRODUCTION

In recent years, mobile games, high-quality video streaming services and social network services (SNSs) have become popular because of the spread of smartphones and tablet devices [1]. As a result, the amount of traffic carried by radio communication has exploded, and the demands for high-capacity radio transmission technology are increasing.

To meet these demands, in conventional radio communication technology, the transmission capacity has been increased by improving the utilization efficiency of the frequency bandwidth. However, in recent years, there has been a trend to use high-frequency signals as carrier signals [2]. For example, fifth-generation radio communication technology in Japan uses frequencies of 3.6–4.9 GHz and 28 GHz for radio communication [3], and the frequency bandwidth is considered to be 1-2GHz [4]. In the case of measuring a wide-band signal, high-speed analog to digital converters (ADCs) are necessary for measuring the high-frequency in-phase ( $I$ ) component and quadrature ( $Q$ ) component. However, ADCs have high cost and low resolution, and it is conceivable that ADCs cannot evaluate

high-frequency wireless communication with sufficient accuracy.

Therefore, we applied under-sampling technology to a radio communication evaluation system, allowing the sampling frequency of the ADCs to be greatly lowered. As a result, the  $I$  and  $Q$  components can be measured with low-cost ADCs.

However, under-sampling is generally used for periodic signals; since the  $I$  and  $Q$  components randomly change, under-sampling cannot be employed for measuring the  $I$  and  $Q$  components. To solve this problem, we considered the symbol rate of a radio signal. The symbol rate is generally constant, and the  $I$  and  $Q$  components can be measured with under-sampling based on the symbol rate. We have reported about the measurement results of continuous signal with this measurement method[5].

In this paper, we show the results obtained with our radio communication evaluation system when evaluating a burst quadrature phase shift keying (QPSK) signal, and we compare the evaluation results with those obtained using real-time sampling. The two results showed good agreement. Furthermore, we show evaluation results obtained with our radio communication evaluation system for a burst QPSK signal which length is randomly changed, and we compare them with the other evaluation results. These results also showed good agreement.

## 2. PRINCIPLE OF UNDER-SAMPLING

When sampling a signal with an ADC, a signal having a frequency higher than 1/2 of the sampling frequency is folded back so as to have a lower frequency bandwidth, as shown Fig. 1. Generally, the sampling frequency is set to twice the signal-under-test frequency, as is known from the Nyquist theorem, and a low pass filter (LPF) placed before the ADC cuts high-frequency components.

When sampling high-frequency components, it is necessary to drive the ADC at high frequency. However, an ADC's resolution is inversely proportional to the sampling frequency, and it may be impractical to measure a high frequency signal at high resolution. However, recent ADCs have much wider signal bandwidth than the sampling frequency [6]. Therefore, under-sampling technology has been used for sampling oscilloscopes and vector voltmeters, and in radio communication evaluation, under-sampling is used for carrier signal demodulation [7][8][9].

Fig. 2 shows the principle of under-sampling. A signal under test is  $s$ , and an image signal measured with under-

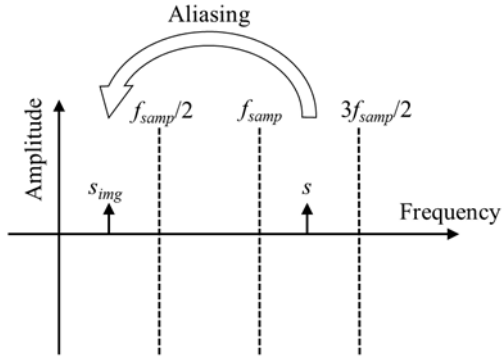


Fig. 1 Frequency response of aliasing.

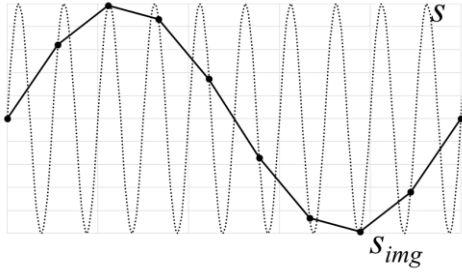


Fig. 2 Principle of under-sampling.

sampling is  $s_{img}$ . The amplitude and the phase components of  $s_{img}$  are the same as those of  $s$ . The frequency of  $s$  ( $f_s$ ), the frequency of  $s_{img}$  ( $f_{img}$ ) and the sampling frequency ( $f_{samp}$ ) are related by the following equation[9]:

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

In high-frequency and wide-band radio communication evaluation, the  $I$  and  $Q$  components of signals to be measured include high frequency components. Therefore,  $I$  and  $Q$  can be measured at high resolution and low cost with under-sampling technology.

However, the frequency of the  $I$  and  $Q$  components randomly changes. Because the frequency of  $I$  and  $Q$  components, the  $I$  and  $Q$  components cannot be measured like shown Fig.2. Therefore, measuring the  $I$  and  $Q$  components with under-sampling needs an eye trigger signal to place the measurement points at the correct positions in the eye pattern, and a high-speed ADC is needed to measure the eye trigger signal. These requirements reduce the advantages of using under-sampling.

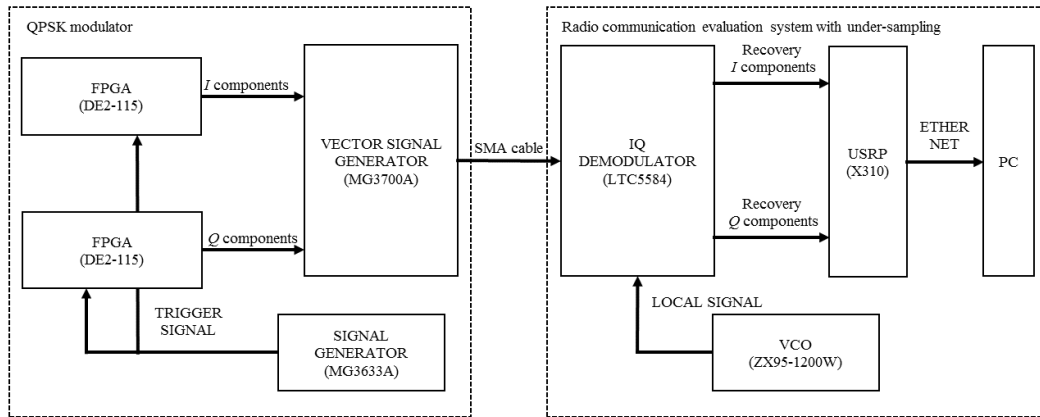


Fig. 5 Block diagram of radio communication evaluation system based on under-sampling.

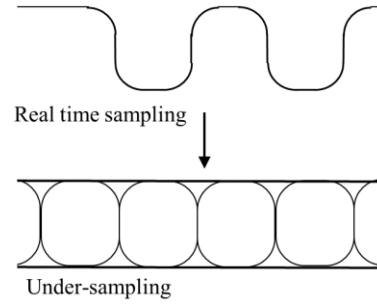


Fig. 3 Time waveforms with real-time sampling and under-sampling.

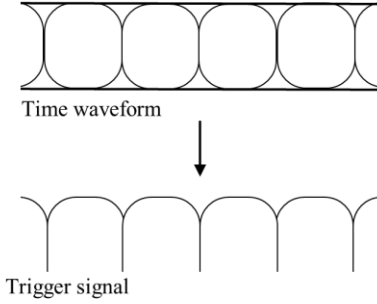


Fig. 4 An eye trigger signal is obtained by envelope

Hence, we focused on the symbol rate of the  $I$  and  $Q$  components because, unlike the frequency, the symbol rate of the  $I$  and  $Q$  components does not change. When  $f_s$  in equation (1) represents the symbol rate,  $f_{img}$  is the symbol rate of the image signal. At this time, the time waveform of the image detection of an absolute of time waveform with under-sampling.

signal becomes like the continuous eye pattern shown in Fig. 3, and therefore, an eye trigger signal placed at the correct position is not needed. However, a trigger signal for separating each eye pattern is needed. Therefore, a trigger signal is generated by envelope detection of the absolute value of the image signal shown Fig. 4. An ADC for measuring the trigger signal is not needed, and the advantages of under-sampling can thus be fully exploited.

In the next section, we show the configuration of a radio communication evaluation system based on under-sampling, and we describe the measurement conditions.

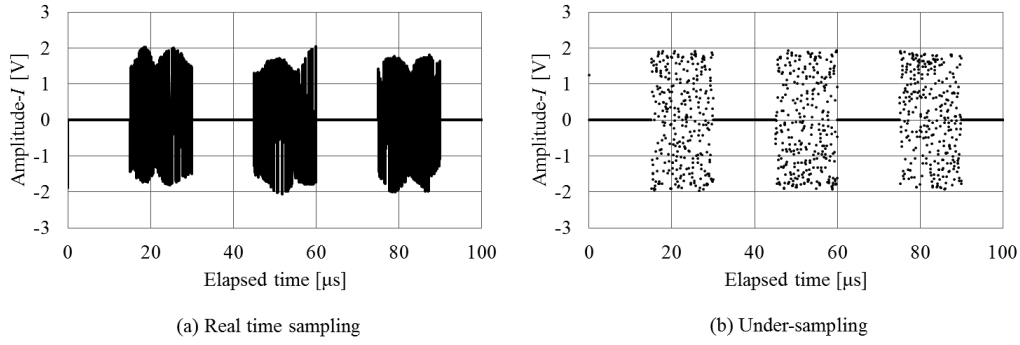


Fig. 6 Comparison of time waveforms of burst QPSK signal with real-time sampling and under-sampling

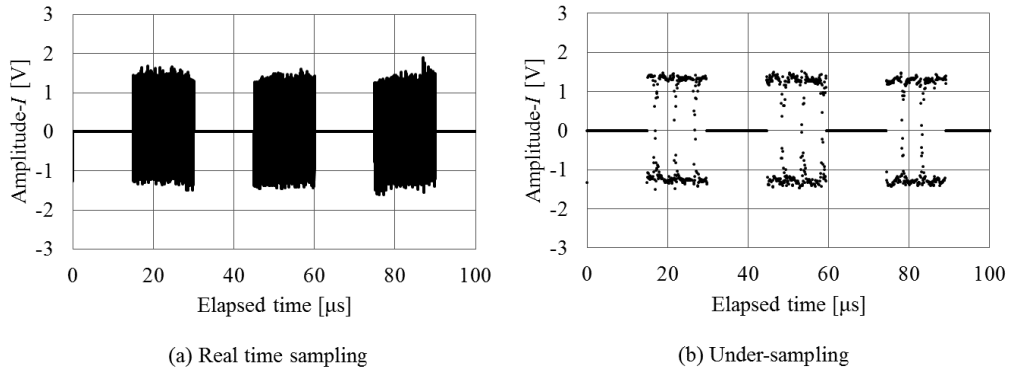


Fig.7 Comparison of time waveforms corrected for frequency drift with real-time sampling and under-sampling.

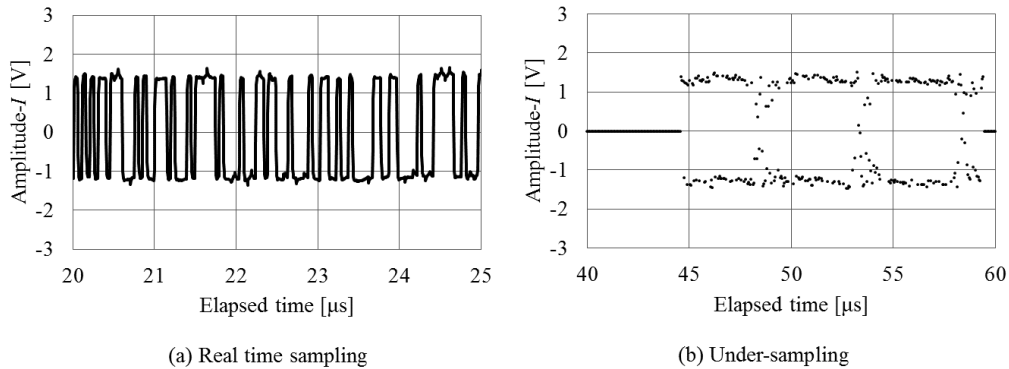


Fig. 8 Enlarged time waveforms corrected for frequency drift with real-time sampling and under-sampling

### 3. PRINCIPLE OF RADIO COMMUNICATION EVALUATION SYSTEM BASED ON UNDER-SAMPLING

Fig. 5 shows a block diagram of the radio communication evaluation system based on under-sampling. Two FPGA boards (Terrasic DE2-115) generated pseudo random bit sequence (PRBS) signals using 31-bit Galois linear feedback shift registers (LSFRs), and they were driven at 20.2 MHz by a signal generator (Anritsu MG3633A). Because DE2-115 do not have a digital analog converter (DAC) that can output DC signal, we use a output for clock signal. The two PRBS signals were used as the  $I$  and  $Q$  components of a QPSK modulated signal. A vector signal generator (Anritsu MG3700A) generated QPSK signals as the signals under test. The carrier

frequency of the QPSK signal was set at 1 GHz. An IQ demodulator (LTC5584) asynchronously demodulated the signals with a voltage controlled oscillator (VCO; ZX95-1200W). Because we used a VCO, a frequency of local oscillator is randomly hopping.

Recovered  $I$  and  $Q$  components were measured with a universal software radio peripheral (USRP; Ettus X310). The sampling frequency of the USRP should be set at 20 MHz; however, this was not possible because the sampling frequency in the USRP could not be changed to this value.

Therefore, the sampling frequency was set to 200 MHz, and the measurement data were decimated.

Because of the asynchronous demodulation, the recovered  $I$  and  $Q$  components include frequency drift, which should be corrected. The Costas method can be used for correcting a

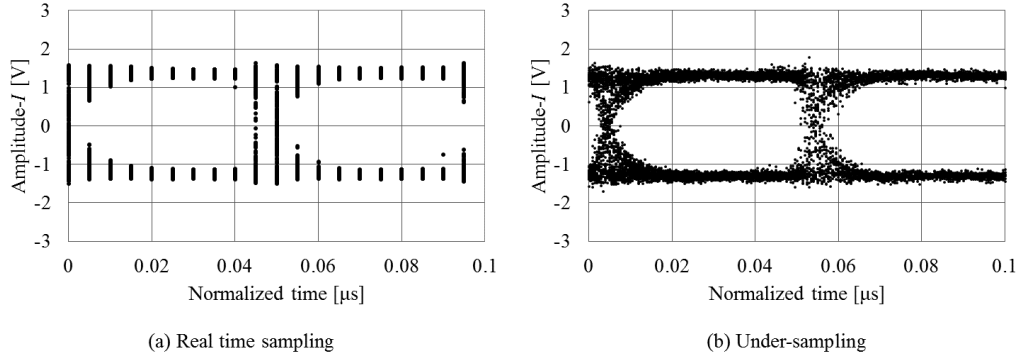


Fig. 8 Comparison of eye patterns with real time sampling and under-sampling.

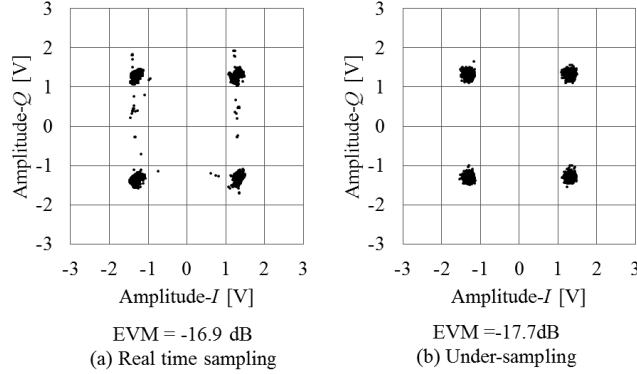


Fig. 9 Comparison of constellation with real time sampling and under-sampling.

frequency drift with analog circuit in real-time sampling [11]. The phase difference ( $\varphi_d$ ) which is controlled voltage of VCO can be calculated with the following equations:

$$\varphi_d \cong (I \cdot Q) \cdot (Q^2 - I^2) \quad (2)$$

However, in our system it is difficult to correct the frequency drift with the Costas method because of the correction the frequency drift with numerical processing, the discontinuous  $I$  and  $Q$  components in under-sampling and the large phase difference of the carrier signal and the VCO. Therefore, we extended the Costas method so that the phases of the  $I$  and  $Q$  components are four-times greater than the original phases, as shown by the following equations:

$$I' = 2 \cdot \{2 \cdot (I \cdot Q) \cdot (Q^2 - I^2)\} \quad (3)$$

$$Q' = (Q^2 - I^2)^2 - (2 \cdot I \cdot Q)^2 \quad (4)$$

Here, the change in phase due to the information signal becomes  $\pi$ , and the frequency drift becomes four-times greater. Therefore, the frequency drift ( $f_d$ ) is calculated with the following equation:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left\{ \frac{1}{4} \tan^{-1} \left( \frac{Q'}{I'} \right) \right\} \quad (5)$$

We rotate the  $I$  and  $Q$  components in the phase direction by  $f_d$ . This gives  $I$  and  $Q$  components that are not rotating.

We set the undecimated measurement data as real-time measurement data, and we set the decimated measurement data as the under-sampling measurement data. In the next section, we compare time waveforms, eye patterns and constellations of the real-time measurement data and the under-sampling measurement data.

#### 4. MEASUREMENT AND EVALUATION RESULT WITH UNDER-SAMPLING

##### 4-1. Comparison of measurement and evaluation results of regularly interrupted QPSK signal with real-time sampling and under-sampling

Because of the asynchronous demodulation, the time waveform of the recovered  $I$  components included a frequency drift component shown in Fig. 6. In this time, length of symbol is set 300 points, because of the shortest length that can be measured is 100 points with our system. The time waveform with real-time sampling is indicated by the line, and the time waveform with under-sampling is indicated by the dots to make them easy to distinguish. From these time waveforms, the frequency drifts with real-time sampling and under-sampling are the same.

These frequency drift was calculated by equations (2)–(4), and we rotate the recovered  $I$  and  $Q$  components by this amount. The time waveforms at this time are shown in Fig. 7. and the enlarged time waveforms are shown in Fig.8. With real-time sampling, the time waveform shows that a PRBS signal was recovered. With under-sampling, the time waveform was the continuous eye pattern shown in Fig. 3. The symbol rate of the image signal was 0.2 MHz from equation (1).

The eye pattern trigger for under-sampling is obtained by envelope detection of the absolute value of the time waveform, like that shown in Fig. 4. Eye patterns are shown in Fig. 8. The eye pattern trigger for real-time sampling was obtained by envelope detection of  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  and the symbol rate. Both time axes were normalized according to real-time sampling. The eye pattern with under-sampling is

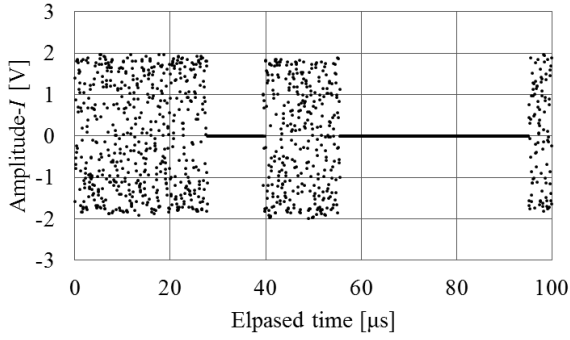


Fig. 10 Time waveform of burst signal.

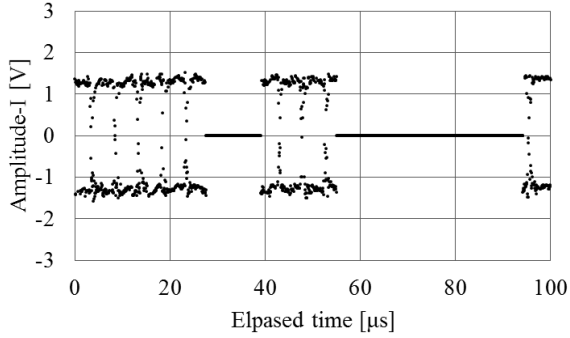


Fig. 11 Time waveform of burst signal corrected for frequency drift.

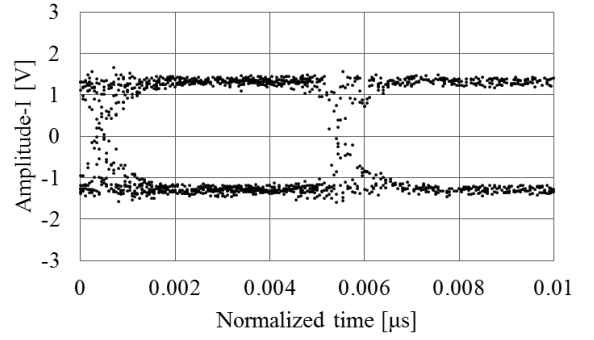


Fig. 12 Eye pattern of burst signal.

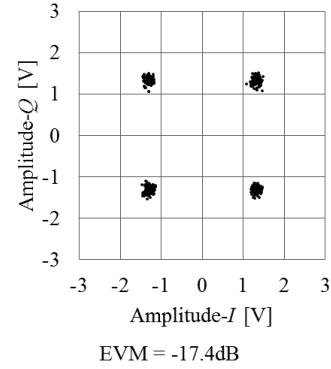


Fig. 13 Constellation of burst signal.

similar to the eye pattern with real-time sampling. An advantage of under-sampling is that the eye pattern with under-sampling is equivalent to the eye pattern measured with a sampling frequency higher than the original sampling frequency. However, a drawback of under-sampling is that aperiodic noise in the eye pattern with real-time sampling cannot be measured with under-sampling.

Next, evaluation signal points were extracted from eye patterns with real-time sampling and under-sampling, and constellations are shown in Fig. 9.

Random noise can be seen in the eye pattern and the constellation with real-time sampling. This occurred because frequency of the VCO is randomly hopping. In under-sampling, because the aperiodic noise cannot be measured, random noise is not measured. However, both symbols seems similar.

Next, error vector magnitudes (EVMS) were calculated from both constellations, and these were compared. The EVM was calculated from each constellation with the following equation:

$$EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{ (|I| - \bar{I})^2 + (|Q| - \bar{Q})^2 \}}}{\sqrt{\bar{I}^2 + \bar{Q}^2}} \quad (4)$$

where  $\bar{I}$  and  $\bar{Q}$  have theoretical values of 1.5 V, and  $N$  is the number of data points, which is nearly 40000.

The EVM with real-time sampling was -16.9 dB, and the EVM with under-sampling was -17.7 dB, showing that the EVM with real-time sampling was higher than with under-sampling. This is because of aperiodic noise and jitter noise. However, both EVMS agreed within 1 dB. This result shows that the radio communication evaluation system based on under-sampling is capable of measurement and evaluation equivalent to those of a real-time sampling system.

#### 4-2. Comparison of measurement and evaluation results of regularly interrupted QPSK signal and irregularly interrupted QPSK signal

We have shown the measurement and evaluation results for a continuous signal. However, in actual communication, the radio signal is randomly interrupted. Therefore, we measured and evaluated a burst QPSK signal which length is randomly changed. Since the QPSK modulator shown in Fig.5 cannot generate a burst signal, we cut off the measurement data of a continuous signal.

The shortest burst signal that can be measured with our radio communication evaluation system based on under-sampling is longer than the length of a symbol of under-sampling, which is 100 points. Therefore the length of the burst signal was set to 100-300 points which randomly changed in under-sampling.

The time waveform including frequency drift components is shown in Fig. 10, and we corrected the frequency drift in the same manner as in Fig. 7. The frequency drift can be obtained irrespective of the preceding and succeeding data by using equations (2)–(4), and the time waveform of the burst signal can be corrected as shown in Fig. 11.

An eye pattern trigger was obtained by envelope detection of the absolute value of the time waveform. An eye pattern of the random burst signal is shown in Fig. 12. The eye pattern is equivalent to the eye pattern of regularly interrupted QPSK signal shown in Fig. 8 (a) and (b).

Evaluation signal points were extracted from the eye patterns, and the constellation of the burst signal is shown in Fig. 13. The constellation of the burst signal is similar to the constellation measured of regularly interrupted QPSK signal shown in Fig. 9(a) and (b). The EVM calculated from equation

(4) was -17.4dB; however,  $N$  was 6000 in this case since the number of data points in the burst signal was small. Although, there is difference in  $N$ , both EVMs were in good agreement.

These results show that even if the length of the burst signal is randomly changed within the range that can be measured with under-sampling, the burst signal can be measured and evaluated with the same precision as a real-time sampling.

## 5. CONCLUSION

Under-sampling based on the symbol rate of a radio signal can be used to measure the  $I$  and  $Q$  components which change randomly.

Until now, it has been thought that under-sampling is not suitable for measuring the  $I$  and  $Q$  components of a radio signal. This is because the  $I$  and  $Q$  components randomly change, and under-sampling is generally used for measuring periodic signals. However, the symbol rate of a radio signal does not change. Therefore, we focused on the symbol rate of the radio signal. Under-sampling based on the symbol rate could convert the  $I$  and  $Q$  components to continuous image signals. This shows that a radio communication evaluation system based on under sampling can measure radio signals with low sampling frequency. We believe that a measurement and evaluation method based on under-sampling will allow many researchers and developers of high-frequency wide-band radio communication systems to measure and evaluate radio signals with low-cost, high-resolution ADCs.

In this paper, we showed measurement and evaluation results of burst QPSK signal which is regularly interrupted signal interrupted signal obtained with a radio communication evaluation system based on under-sampling. this results was good agreement to measurement result measured with real-time sampling. This showed that the system based on under-sampling can measure and evaluate a wide-band signal with the same precision as real-time sampling even if only a few measurement points are obtained. Additionally, we showed measurement and evaluation results for a burst signal which length is randomly changed. This result is good agreement to the result of regularly interrupted QPSK signal. This is showed that our system can be measure and evaluate wireless communication signal with same accuracy regardless the length of measured data.

These results show the possibility of measuring an actual high-frequency wide-band radio signal with under-sampling. In future work, a signal sent by an antenna will be measured and evaluated with this radio communication evaluation system.

We will study an influence of phase noise of sampling trigger and local oscillator on measurement results in the future.

## REFERENCES

- [1] Cisco Visual Networking Index (VNI), "Forecast and Methodology, 2014 ~ 2019"
- [2] Ministry of Internal Affairs and Communications (MIC) in Japan, "Research and Development for Expanding Radio Wave Resources R & D Proceedings Handbook," 2017
- [3] NTT DoCoMo, Inc., " DOCOMO 5G white paper Requirements and technical concepts for 5G wireless access after 2020," 2014
- [4] National Instruments," mmWave: The Battle of the Bands", 2016
- [5] Shouta Kanno, Takeshi Imaiike, Akihito Otani, " Measurement and evaluation method based on under-sampling of high-frequency wide-band radio signal," I2MTC2019(in press)
- [6] J. Bryant, "Why do many modern ADCs have a signal bandwidth much greater than their maximum sampling frequency? Doesn't sampling theory require the signal frequency to be limited to half the sampling frequency? Wouldn't it save power if their input stages had less bandwidth? ," ANALOG DEVICES RAQs: Issue 64
- [7] Wlty Kester, "Taking the Mystery out of the Infamous Formula, "SNR = 6.02N + 1.76dB," and Why You Should Care," MT-001 TUTOLIAL, ANALOG DEVICES, 2013
- [8] Ryoichi Okuizumi, Yo Yamaguchi, Masahiro Muraguchi, "Spectrum Sensing Techniques using RF Direct Quadrature Undersampling," Technical report of IEICE. MW, microwave, IEICE, 2012
- [9] Ayumu Takizawa, Teruaki Toeda, Minoru Inomata, Masahiro Muraguchi, "Experimental verification in high frequency of an RF orthogonal phase under-sampling technique," Electronics lecture paper 1, 2010
- [10] ANALOG DEVICES, "Fundamentals of Sampled Data System",AN-282 APPLICATION NOTE,ANALOG DEVICES, 2010
- [11] Masahiro Muromachi, Heiichi Yamamoto, "Digital wireless communication," Sangyo-tosho, pp.40-44, 1985