

修士論文

D/A 変換された IF 信号の  
高調波に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成 15 年 2 月 7 日提出

03GD167 藤 辰男

# 要約

近年、ソフトウェア無線が無線機の研究として盛んに行われている。この方式では信号の変復調から高周波信号の生成までデジタル領域で行うものが理想とされているが、搬送波の周波数帯でのデジタル-アナログ (D/A)、アナログ-デジタル (A/D) 変換を伴うには、現在の技術水準では分解能とコストに大きな問題がある。

そこで本論文では、D/A 変換器の出力波形から得られる高調波イメージ信号を BPF で取り出すことで、低いサンプリング周波数の D/A 変換器から高周波信号を直接生成する送信システムを提案する。

このシステムを実現するための課題としては、D/A 変換器は非線形性により、高調波イメージ信号同士の相互変調歪による高調波スプリアスの影響と、高周波ほど信号出力が減衰することである。さらに、D/A 変換器のクロックジッタによる信号の歪みが生じ、変調信号が劣化していく問題もある。

本研究では、送信変調精度を定量的に評価するために、理想コンスタレーション点と実測点の正規化された標準偏差である EVM を用いた。そして、高調波歪みを抑制することができる  $\frac{5}{2}$  倍オーバーサンプリングを提案し、サンプリング周波数 40MHz の D/A 変換を用いた時、通常用いる 4 倍オーバーサンプリングと比べて 400MHz 帯で EVM が約 3% 改善できることを示した。次に、高周波の減衰を抑えるためにデューティ比の検討も行った。

これらを考慮して提案法の送受信システムを試作し、実験、評価を行った。送信信号はコンピューター上で作成し、サンプリング周波数 40MHz の D/A からの直接出力を BPF を通して高調波イメージ信号を取り出した後増幅し、さらに狭帯域の BPF でスプリアスを除去する。評価法としては、デジタル IF 方式の受信機を想定した。ミキサでダウンコンバージョンしてから LPF でスプリアスを除去し、A/D 変換され復調した結果、300MHz 帯で EVM が 3.8%、400MHz 帯で 6.6% と歪みが十分に小さいことが示された。

さらに受信側にアンダーサンプリングを用いた送受信システムの評価も行った結果、300MHz 帯で 5.9%、400MHz 帯で 9.3% となった。これは、A/D 変換器のクロックもジッタを持っており、高周波ほど受信信号を劣化させることを考えれば妥当な結果である。送受信システム全体で IF と RF のコンバーターが削減できることを考慮すれば、送信側に提案法と受信側にアンダーサンプリングを用いるシステムは小型化に有効であり、クロックジッタの低減により性能の向上も期待できる。

# 目次

第1章	序論	1
1.1	背景および目的	1
1.2	D/A変換された信号	2
1.2.1	デジタル信号	2
1.2.2	矩形波	3
1.2.3	D/A変換器の出力波形	4
1.3	無線機の従来法と提案法	6
1.3.1	従来 of 無線機構成	6
1.3.2	高調波イメージ信号を利用した送信機	8
第2章	高調波を利用した変調信号生成法	10
2.1	変調精度評価方法としてのEVM	10
2.1.1	デジタル変調	10
2.1.2	変調精度とEVM	12
2.1.3	誤差の和	14
2.2	D/A変換器の高調波歪みと5/2倍オーバーサンプリング	15
2.2.1	2次高調波スプリアス	15
2.2.2	3次高調波スプリアス	16
2.2.3	D/A変換器の高調波特性	17
2.2.4	5/2倍オーバーサンプリング	18
2.3	高周波の減衰とデューティ比の関係	20
2.4	ジッタノイズによる影響	21
2.4.1	ホールド数-EVM特性	22
2.4.2	ジッタの変化による周波数-EVM特性	24
2.4.3	周波数ごとのジッタ-EVM特性	25
2.4.4	D/A,A/D変換器にジッタがある場合	26

第 3 章	高調波特性の実験的評価	27
3.1	送信機テストによる評価	27
3.1.1	高調波歪みによる影響	29
3.1.2	デューティー比による影響	30
3.2	提案送受信システムの試作	33
3.2.1	BPF	34
3.2.2	アンプ	38
3.2.3	ミキサ	39
3.2.4	LPF	40
3.3	提案送受信システムの評価	42
3.3.1	受信側オーバーサンプリング倍率を変えての実験	46
3.3.2	受信側アンダーサンプリングを用いた実験	47
第 4 章	結論	49
	謝辞	51
	参考文献	52

# 第 1 章

## 序論

### 1.1 背景および目的

近年、移動体通信の発展はめざましいものがあり、消費者の要望はさらに高くなっている。例えば、第一に画像や動画といった容量の大きなファイルを通信するため、「通信の高速化」、第二にどこでも最適な通信方式を選択し途切れない「シームレスな通信」、その他小型化やゲームなどのコンテンツなど、消費者の要望は多岐にわたる。

その要望を実現する手段としてアダプティブアレーやソフトウェア無線 (Software Defined Radio:SDR) がある [1][2]。アダプティブアレーは、各アンテナ素子からの信号にアダプティブアルゴリズムを適用することにより指向性合成を行い、意図した方向にビームパターンを形成する。この方法は複数のユーザーに対して空間を分割することによって干渉を避け、一人あたりの帯域を広くでき、高速な通信を実現できる。ソフトウェア無線はアンテナ受信信号を RF 段においてサンプリングし、変復調をソフトウェアで行う理想的なアーキテクチャーである。アナログ素子をできる限り排しているため雑音特性や安定動作に優れ、ダウンコンバートをデジタルで行うためフィルタやミキサが必要なく受信システムの小型化が期待できる。また、ソフトウェアでの動作であるため、様々な周波数に対しても独立した受信装置を必要としないため、複数の周波数帯を持つマルチバンド 移動体通信の実装において適している。

現在の通信は送受信ともにデジタル信号処理を用いているが、RF(Radio Frequency:無線周波数) で直接 A/D,D/A 変換するのではなく、IF(Intermediate Frequency:中間周波数) を経由する、スーパーヘテロダイン方式が主流である。この方法はアナログ素子を多く含むため自由度が少なく、特性もアナログ素子に大きく依存する。

将来の理想ソフトウェア無線は RF で D/A,A/D 変換し、RF からのデジタル信号処理となる。しかし、そのためには RF である GHz オーダーの D/A,A/D 変換器が必要であり、現在の技術水準では分解能 (量子化ビット数) とコストに大きな問題がある。

そこで受信側 (A/D 側) の解決法として、サンプリング定理によらない A/D 変換であるアンダーサンプリングがある。これはサンプリング周波数が信号に含まれる周波数の 2 倍以下でも、帯域制限することでエリアシングを回避する方法である。この方法は近年多くの研究がなされている。

一方送信側 (D/A 側) の解決法として、低いサンプリング周波数による高調波の出力法がある。これは D/A 変換器が 0 次ホールドしていることを利用して、高調波イメージ信号を積極的に利用するものである。この方法は、音声処理関係の研究はあるが、通信分野での研究はなされていない。

そこで本研究は、D/A 変換された信号を用いて高調波を取り出す方法の、通信の観点からの検討を行う。どの程度の特性を得ることができるのかを理論的・定量的に示し、実験および評価を行う。

本論文の構成を示す。本章では背景と目的の他に D/A 変換された信号を理論的に考察する。2 章では、具体的な送信機の構成法や信号劣化の要因を検討する。3 章では、実験的に評価し、この方法が有効であることを示す。4 章で本研究のまとめを述べる。

## 1.2 D/A 変換された信号

D/A 変換はデジタル信号をサンプリング周期保持して出力する素子である。この保持することを 0 次ホールドといい、このために D/A 変換器の出力波形は階段状に見える。

D/A 変換器の出力波形は階段状であるから、デジタル信号と矩形波の畳み込みと考えることができる。

### 1.2.1 デジタル信号

デジタル信号  $x^*(t)$  は時間軸上では周期的なパルス信号であるので次式で表せる。

$$x^*(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT)\delta(t - kT) \quad (1.1)$$

$$= x(t)\delta_T(t) \quad (1.2)$$

ここで、 $x(kT)$  は周波数  $f_o$  (角周波数  $\omega_o$ ) の正弦波  $x(t)$  をサンプリング周期  $T$  (周波数  $f_s$ : 角周波数  $\omega_s$ ) でサンプリングしたものとし、 $\delta(t)$  は

$$\delta(t) = \begin{cases} 1 & (t = 0) \\ 0 & (t \neq 0) \end{cases} \quad (1.3)$$

で表されるパルス、また  $\delta_T(t)$  は

$$\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) \quad (1.4)$$

で表される周期関数とする。

この信号に含まれるスペクトルは、フーリエ変換をすることによって得られる。

$$\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j\omega_s n t} = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j\omega_s n t} \quad (1.5)$$

$$\left( \text{ただし } C_n = \frac{1}{T} \int_0^T \delta_T \cdot e^{-j\omega_s n t} dt = \frac{1}{T} \right) \quad (1.6)$$

を考え  $x^*(t)$  をフーリエ変換すると

$$X^*(\omega) = F \left[ \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) e^{j\omega_s n t} \right] \quad (1.7)$$

$$= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\{j(\pm\omega_o + \omega_s n)\} \quad (1.8)$$

となる。つまり、デジタル信号は入力信号以外に高調波イメージ信号を持つ。その周波数は前式から

$$f = N * f_s + M * f_o \quad (1.9)$$

と書ける。ここで  $N$  は任意の整数、 $M = \pm 1$  である。

## 1.2.2 矩形波

矩形波は時間軸上では次式で表される。

$$\phi(t) = \begin{cases} 1 & (-\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2}) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (1.10)$$

この矩形波の周波数成分はフーリエ変換をすることによって得られる。

$$\Phi(\omega) = \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} 1 \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (1.11)$$

$$= \left[ \frac{e^{-j\omega t}}{-j\omega} \right]_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \quad (1.12)$$

$$= \frac{e^{-j\omega \frac{\tau}{2}} - e^{j\omega \frac{\tau}{2}}}{-j\omega} \quad (1.13)$$

$$= \tau \frac{\sin \frac{\tau}{2} \omega}{\frac{\tau}{2} \omega} \quad (1.14)$$

$$= \tau \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} \quad (1.15)$$

式から、矩形波の周波数成分は  $\frac{\sin \theta}{\theta}$  の形になっていることがわかる。この関数は sinc 関数と呼ばれ、 $\theta = 0$  において 1 であり、高周波になるに従い減衰する振動する関数である。また、0 と交差する点は

$$\sin \pi f \tau = 0 \quad (1.16)$$

$$\pi f \tau = n\pi \quad (1.17)$$

$$f = \frac{n}{\tau} \quad (1.18)$$

である。ここで、 $\tau = T$  とすれば、つまりデジタル信号のサンプリング周期と矩形波のホールド時間が等しければ、0 と交差する点は

$$f = n f_s \quad (1.19)$$

であり、一般的な D/A 変換器は 0 次ホールドするので、この式を用いることができる。

$\tau = \frac{1}{40\text{MHz}}$  とした矩形波の周波数成分を図 (1.1)(a) に示す。また、絶対値の対数を取ったものを図 (1.1)(b) に示す。ただし、 $f = 0$  で 1 になるように正規化してある。

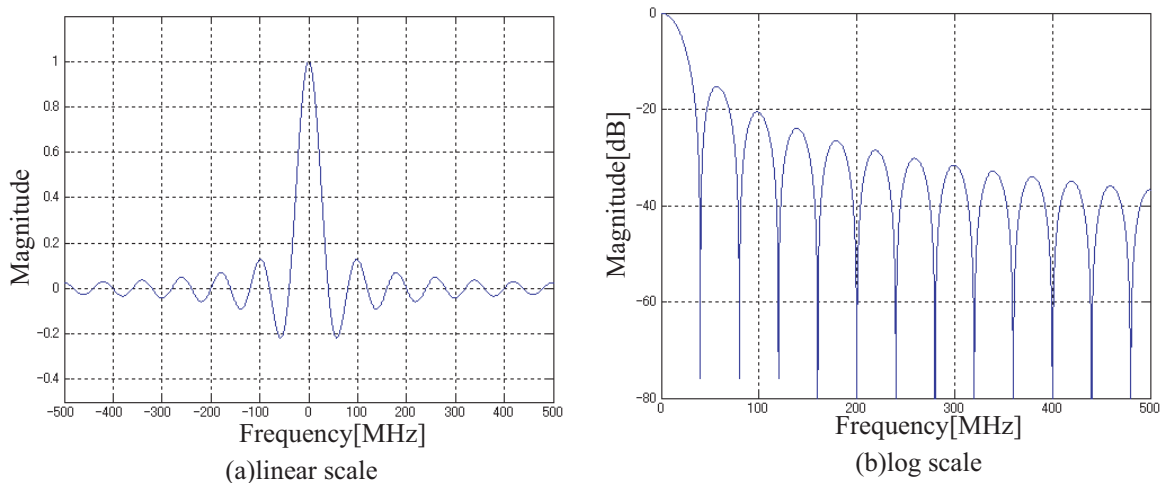


図 1.1: sinc 関数

### 1.2.3 D/A 変換器の出力波形

D/A 変換器の出力波形は階段状であるから、デジタル信号と矩形波の畳み込みと考えることができると前に述べた。畳み込みとはつまり周波数領域での乗算であるから、式 (1.8) と式 (1.14) の乗算をすればよい。信号周波数  $f_o$  を 10MHz サンプル周波数  $f_s$  を 40MHz としたときのグラフを図 (1.2) に示す。高周波にわたってデジタル信号の高調波イメージ信号が現れている。ただし sinc 関数の影響で高周波ほど減衰しているのがわかる。



この高調波イメージ信号を用いることにより、低いサンプリング周波数で高周波信号を直接得ることが可能である。

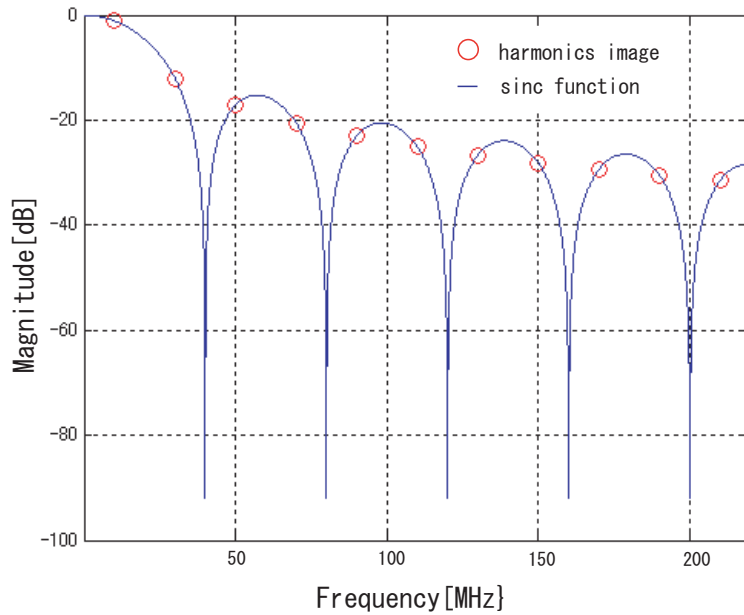
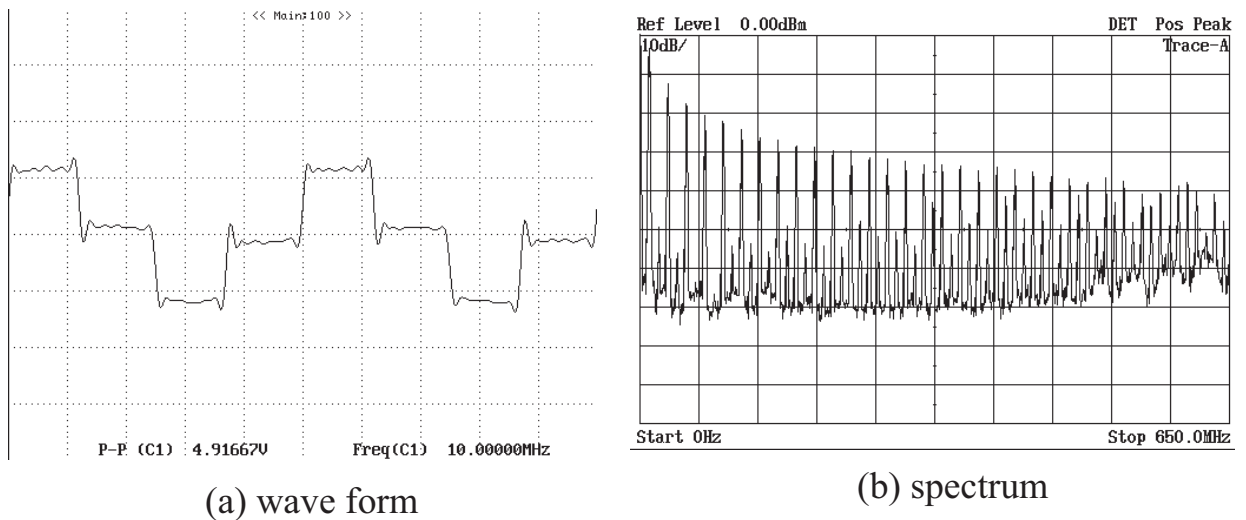


図 1.2: デジタル信号の高調波イメージ信号と sinc 関数

実際の D/A 変換器の出力波形を図 (1.3)(a) に、そのときのスペクトルを図 (1.3)(b) に示す。なお、信号周波数  $f_o$  を 10MHz サンプリング周波数  $f_s$  を 40MHz としたものである。高調波にわたって信号が現れているのがわかる。以後信号周波数成分を基本波信号、それ以外を高調波イメージ信号と記す。



(a) wave form

(b) spectrum

図 1.3: D/A 変換器の出力

## 1.3 無線機の従来法と提案法

### 1.3.1 従来の無線機構成

一般的な携帯電話などの送受信システムを図(1.4)に示す [3][4][5][6]。

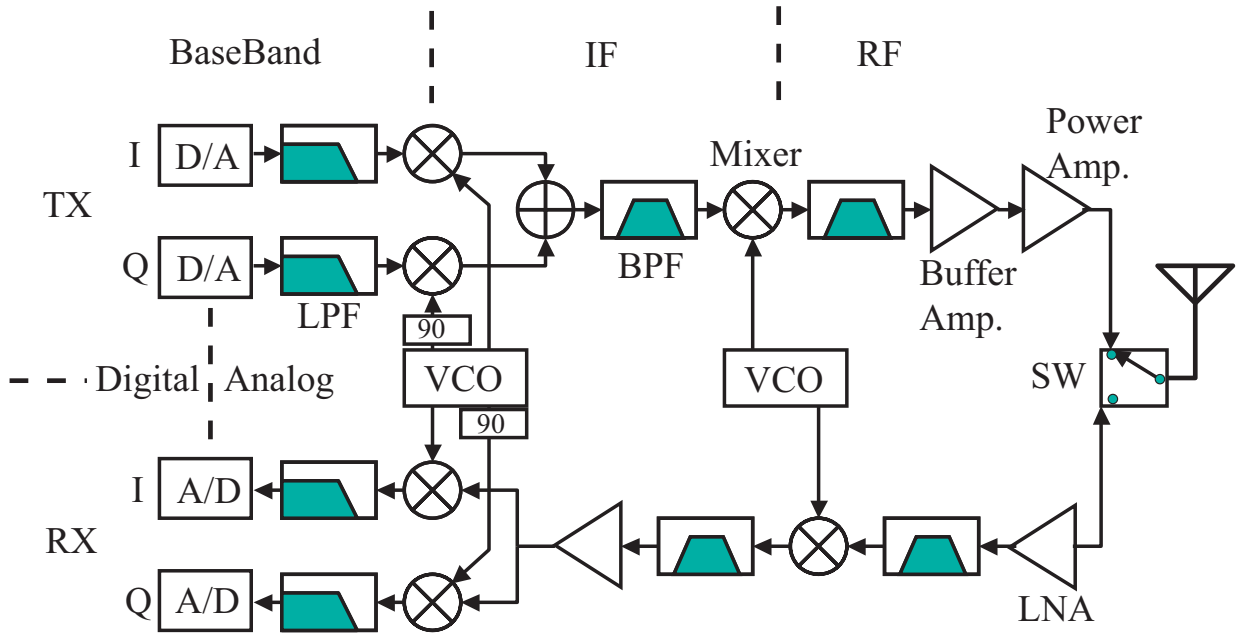


図 1.4: 送受信システムの従来法 (スーパーヘテロダイン方式)

送信ではベースバンド IQ 信号を直交変調し、IF キャリアとミキサでアップコンバートし IF にする。その後、LC フィルタなどのバンドパスフィルタ (BPF) で IF を取り出してから、さらに局部発信機 (LO) による正弦波をかけて RF にし、パワーアンプなどを通して出力する。

受信ではアンテナで受信した微弱 RF 信号をローノイズアンプ (LNA) 数段で増幅し BPF を通して RF 信号を得る。その後、LO をかけて IF にダウンコンバートし、SAW フィルタなどの BPF を通してさらに IF キャリアをかけてベースバンド IQ 信号を得る。

以上の信号処理はアナログ素子で行っており、特性はアナログ素子に大きく左右される。なお、デジタル信号処理はベースバンドで行っており、A/D,D/A 変換器はベースバンドの下に位置する。

ここに示した送受信機は RF とベースバンドの間に IF 信号をはさむ「スーパーヘテロダイン方式」の送受信機である。この方法は、受信では信号をいったん IF に変換することによって、雑音特性や安定性に優れているが、IF 段が複数必要であり、さらに IF フィルタの小型化が困難であるため、回路規模が大きくなってしまいう欠点がある。また、送信では 2 段階に分けてアップコンバートすることで直交変調を低周波で行うため、IQ のマッチング精度をが高く、さらに IF での BPF により、隣接チャンネルに漏洩電力を抑えることができ

る。しかし IF から RF へのアップコンバージョンの過程で所望波と同じ信号強度の不要側波帯が生成され、RF での BPF で不要側波帯の信号を除去しなければならぬため、特性の良い高周波での受動 BPF を用意する必要がある。

スーパーヘテロダイン方式の他に IF を用いないで RF から直接ベースバンドにダウンコンバートする (もしくはベースバンドから直接 RF にアップコンバートする) 「ダイレクトコンバージョン方式」がある (図 (1.5) 参照)[7]。ダイレクトコンバージョン方式はシンプルであり、IF がないためイメージの問題がない。受信では、IF 段の BPF やダウンコンバージョンのブロックをそれぞれ LPF とベースバンドの増幅器で置き換えることができるため、集積化しやすい。しかし、LO が LNA に回り込むなどの原因で DC 成分が信号にのってしまふ DC オフセットの問題や、高周波の LO を  $90^\circ$  変化させたものと変化させないもの (つまり  $\cos$  と  $\sin$  成分) を用いて直交変復調を行うため  $90^\circ$  の精度が悪くなる IQ ミスマッチの問題をかかえている。

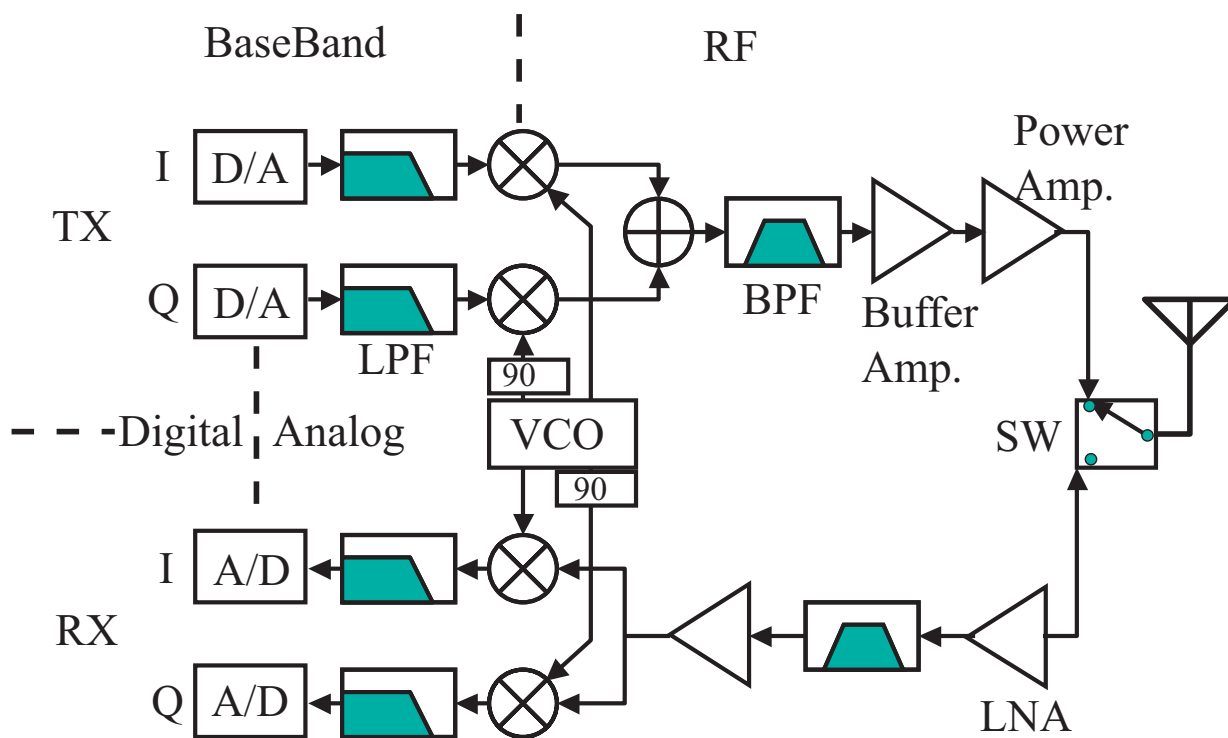


図 1.5: 送受信システムの従来法 (ダイレクトコンバージョン方式)

### 1.3.2 高調波イメージ信号を利用した送信機

本研究は送信機として、1.2節で示した理論から高調波のみを BPF で取り出すことにより RF を取り出す方式を提案する。(図 (1.6) 参照)

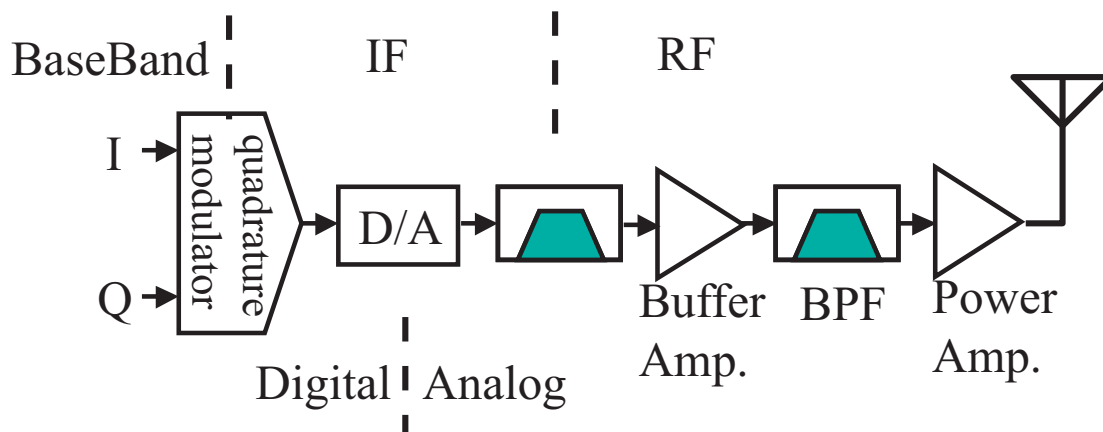


図 1.6: 送信システムの提案法

構成は、従来のようにベースバンド信号からアナログ信号にするのではなく、デジタル信号処理で直交変換を行い IF 信号とする。IF 段で D/A 変換を行いその高調波イメージ信号を BPF で抜き出すことによりミキサを用いずアップコンバートし RF 信号を得る。その後パワーアンプなどを用いて増幅し、アンテナより送信する。

この方式は、従来法のようにアナログベースバンドでの直交変調ではないため、理想的な IQ マッチングを得られる。またアナログミキサ、LO を必要としないため、回路規模を縮小できる可能性がある (可能性としたのは RF での受動 BPF で特性の良いものが必要なため)。そもそもシンプルなアナログ回路なので一つひとつのアナログ素子の特性に大きく依存する。言い換えれば特に特性の悪いアナログ素子を改善することにより、全体の特性も大幅に改善する。

本方式で問題となるのは、まずベースバンド IQ 信号を IF に変換するのにデジタル信号処理を行うときの回路規模である。しかし近年の FPGA などの高集積化により、複雑な回路を書き換え可能な形で実装できる環境が整ってきている。さらに、先にも書いたが RF での特性の良い受動 BPF が必要なことであるが、遮断特性の急峻な SAW (表面弾性波) フィルタを用いることで解決できる。ただし、比較的高価な外付け部品である。また、D/A 変換する際のクロックのジッタノイズ (位相ノイズ) が特性を大きく悪化させる。

本送信方式の実験評価の際、受信方式としてはデジタル IF 方式 (Low-IF) [8] を想定した。この方式はスーパーヘテロダイン方式の IF 段で A/D 変換を行い、IF からベースバンドへのダウンコンバートと直交復調をデジタル信号処理で行うというものである。デジタル信号処理であるため IQ ミスマッチを除くことができる。典型的な IF は 50 ~ 200MHz 程度であるが、A/D 変換器の性能を考え 10MHz 程度 (Low-IF) を想定する。問題となるの

は、RFでのBPFと、相互変調を減らすためのA/D変換器の線形性である。

送受信システムを考える際、受信にアンダーサンプリング [9][10] を用いれば、RFでのLOを送受ともなくすことができる。アンダーサンプリングはIF(RF)に対してサンプリング定理を満たすようなオーバーサンプリングではなく、低いサンプリングレートを用いる。つまりデジタル信号が高調波イメージ信号を持つことの逆であり、デジタル信号であるベースバンドの高調波イメージ信号のひとつをIF(RF)とすることで低いサンプリングレートを実現する。この方法もノイズの折り返しを防ぐために精度の良いBPFが必要であり、クロックのジッターノイズ(位相ノイズ)が大きく特性を悪化させる。

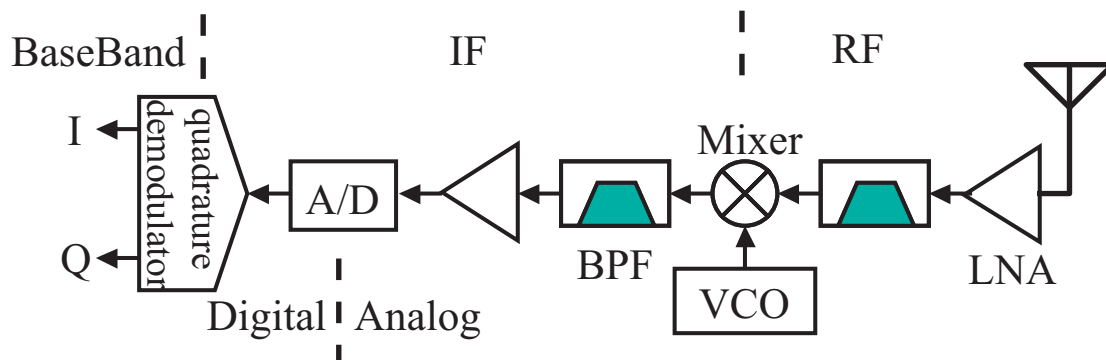


図 1.7: デジタル IF 方式受信機

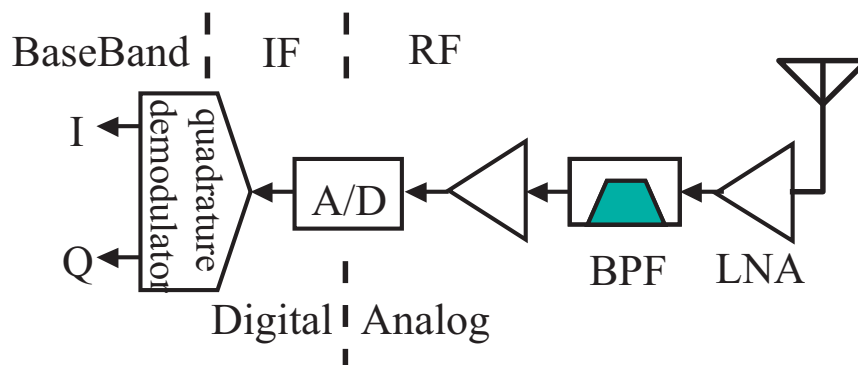


図 1.8: アンダーサンプリング方式受信機

## 第 2 章

# 高調波を利用した変調信号生成法

この章は、高調波を利用した RF 信号の生成についての検討を行う。まずは評価法として、変調精度を定量的に評価する EVM(Error Vector Magnitude) の説明をする。また、高調波信号を用いる際の信号劣化の要因とその改善策を検討する。

### 2.1 変調精度評価方法としての EVM

#### 2.1.1 デジタル変調

デジタル変調の方式には大きく分けて 3 つある。それぞれ ASK(振幅シフト変調)、FSK(周波数シフト変調)そして PSK(位相シフト変調)である [11]。これは信号の式が

$$S(t) = A(t) \cos(2\pi f_c(t)t + \theta(t)) \quad (2.1)$$

となっていることより分かる。また、PSK と ASK を組み合わせた QAM もあり、同一時間間隔で伝送ビット数を引き上げることができる。この中で、特に PSK は無線信号が持つ振幅や周波数を変化させる必要がなく、送信アンプに対する影響の軽減や、受信時のフィルタの影響の低減を考えると有効である。そのため、近年の通信方式として PSK を使うことが主流である。

PSK として最も単純なのが、BPSK(2 相位相シフト変調)である。これはデジタルデータひとつに対して、ひとつの位相を割り当てる。具体的にはデジタルデータが”0”の時には信号の位相を 180 °ずらし、デジタルデータが”1”の時には位相をずらさず 0 °のままにするというものである。

位相は 0 °から 360 °まで無限に存在する。BPSK ではそれを 2 つに絞って信号を表現していたが、より多くの位相を用いて高効率で情報を伝送することができる。その代表例が QPSK(4 相位相シフト変調)である。QPSK は 2 ビットの情報、つまり”11”,”10”,”01”,”00”

をできるだけ離れた4つの位相に割り当てることによって情報を伝達する方式である。具体的にはデジタルデータが”11”の時には信号の位相を45°ずらし、”01”の時には135°ずらし、”00”の時には225°ずらし、”10”の時には315°ずらすと決められている。これは、2ビットのうち、最初のビットが実数成分(同相成分)についてのBPSK、2つめのビットが虚数成分(直交成分)についてのBPSKと考えられる。実際の無線機でもシリアルデータを2ビットの平行データにわけ、それぞれのストリームについて波形整形を行い、直交成分には同相成分に比べて90°ずらした信号をかける。その後、それぞれの信号を合成し送信する。

なお、信号点配置をみれば分かるように、BPSKの方がQPSKよりも信号点が離れている。つまりノイズに対する耐性はBPSKの方が強い。言い換えれば、強い雑音下ではBPSKの方がエラー率が低い。

BPSK, QPSK, 16QAMのコンスタレーションを図(2.1)に示す。

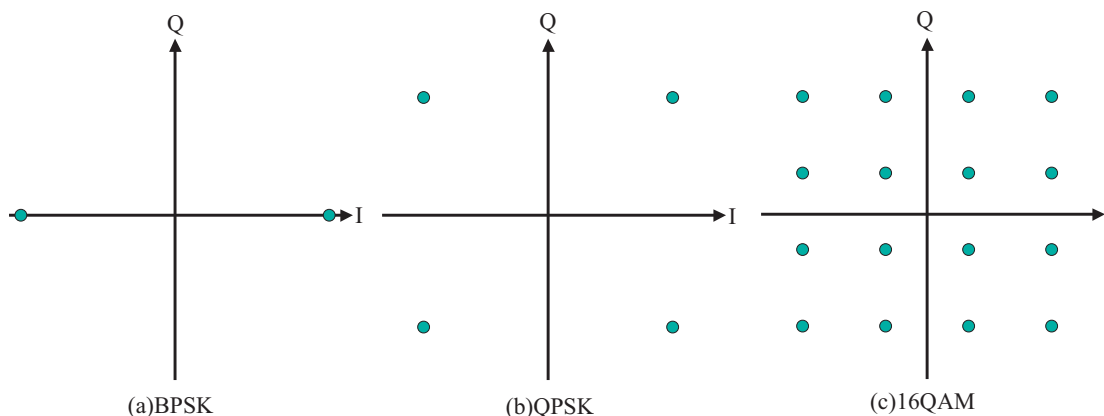


図 2.1: BPSK, QPSK, 16QAMのコンスタレーション

このようにして生成されたデジタルデータは、特定の周波数範囲で送信信号波形が収まるように帯域制限をかけるため、波形整形フィルタにかけられる[12][13]。このフィルタは効率的にエネルギーを伝送するために「ナイキストフィルタ」を用いるのが一般的である。ナイキストフィルタは

$$G_N(f) = \begin{cases} 1 & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_b} \\ \cos^2 \left[ \frac{T_b}{4\alpha} \left\{ 2\pi|f| - \frac{\pi(1-\alpha)}{2T_b} \right\} \right] & \frac{1-\alpha}{2T_b} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_b} \\ 0 & \frac{1+\alpha}{2T_b} \leq |f| \end{cases} \quad (2.2)$$

で表さる。 $\alpha$ はロールオフ率と呼ばれ、フィルタのなまり具合の調整を行う。 $\alpha = 1$ でもっともなまっている(帯域外にエネルギーが漏れている)が、もっとも $T_b$ 以外の時間に漏れているエネルギーが少ない。また、 $\alpha = 0$ は矩形波のフィルタと同じでエネルギーを帯域内に閉じ込めているが、 $T_b$ 以外の時間に漏れているエネルギーが多い。このフィルタと畳み込まれたデジタルデータはアナログ信号に変換され、所望の周波数帯の信号に変換され送信される。

## 2.1.2 変調精度と EVM

前節で説明したように PSK は位相を変化させてデジタルデータを伝送する。複素平面で考えればデジタルデータ 1 シンボル (BPSK なら 1 ビット QPSK なら 2 ビット) はひとつの信号点に対応する。しかし、変調をかけ、フィルタを通し、アナログ変換され、周波数変換されて送信される間に、多くの歪みが付加され、信号点がばらつく。送信された後、通信路でさらにノイズやフェージングが加わり信号が劣化することを考えれば、送信される段階でのばらつきは少ない方が良い。その信号点のばらつきの評価方法として EVM がある。

EVM は送信信号を復調したコンスタレーションにおいて、理想コンスタレーションポイントからの誤差を理想最大信号振幅で正規化したもの。もしくは二乗平均平方根をとり平均したものである。つまり実測信号点  $Z_n$  と理想信号点  $S_n$  があるときに、その EVM は

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{n \in N} \|Z_n - S_n\|^2}{\sum_{n \in N} \|S_n\|^2}} \quad (2.3)$$

と表せる。

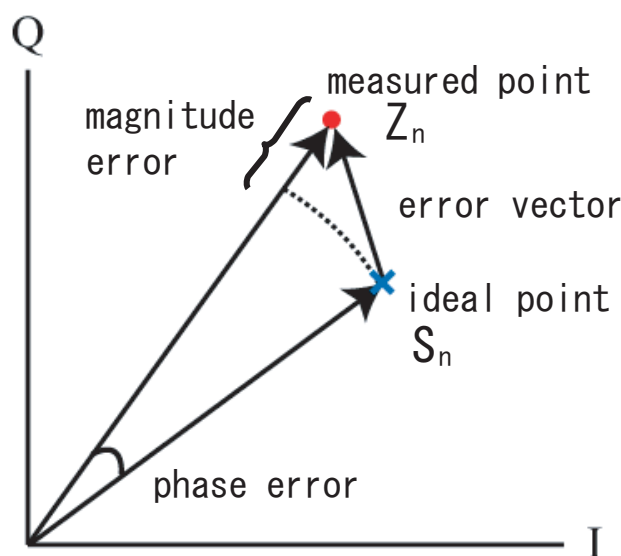


図 2.2: EVM 模式図

最大振幅に対するエラーベクトルのノルムなので、多相位相シフト変調ほど EVM に対するビットエラー率が高い。つまり同じビットエラー率にしたい場合、隣の信号点が近いほど EVM を低く抑えなければならないことになる。

どのくらいでビットエラーを起こすかを考える。最大信号振幅を  $S$  とし、理想信号点の間隔を  $d$  とする。ビットエラーは隣の信号点と間違えるために起こるから、ベクトルエラー



のノルムが  $\frac{d}{2}$  を超えるとビットエラーを起こす可能性がある。つまり EVM で考えれば

$$EVM_{peak} = \frac{d}{2S} \quad (2.4)$$

を超えるとビットエラーを起こす可能性がある。

例を挙げれば、BPSK の場合、信号振幅  $S = 1$  とすると隣の信号点までの距離  $d = 2$  であるから

$$EVM_{peak} = \frac{d}{2S} = \frac{2}{2 \cdot 1} = 100[\%] \quad (2.5)$$

でビットエラーを起こす可能性がある。

また、QPSK の場合、信号振幅  $S = 1$  とすると隣の信号点までの距離  $d = \sqrt{2}$  であるから

$$EVM_{peak} = \frac{d}{2S} = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot 1} \cong 70.7[\%] \quad (2.6)$$

でビットエラーを起こす可能性がある。

また、16QAM の場合、信号振幅  $S = 1$  とすると隣の信号点までの距離  $d = \frac{\sqrt{2}}{3}$  であるから

$$EVM_{peak} = \frac{d}{2S} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{3}}{2 \cdot 1} \cong 23.6[\%] \quad (2.7)$$

でビットエラーを起こす可能性がある。

ビットエラーとの関係を示した EVM はピーク値の  $EVM_{peak}$  であり、平均を取ったもの ( $EVM_{RMS}$ ) はもっと低くなければならない。

なお、W-CDMA(携帯電話の通信方式の一つ) では 10% 以内、無線 LAN では 5% 以内という送信変調精度の規格がある。EVM5%10% それぞれの QPSK におけるコンスタレーションを図 (2.3) に示す。

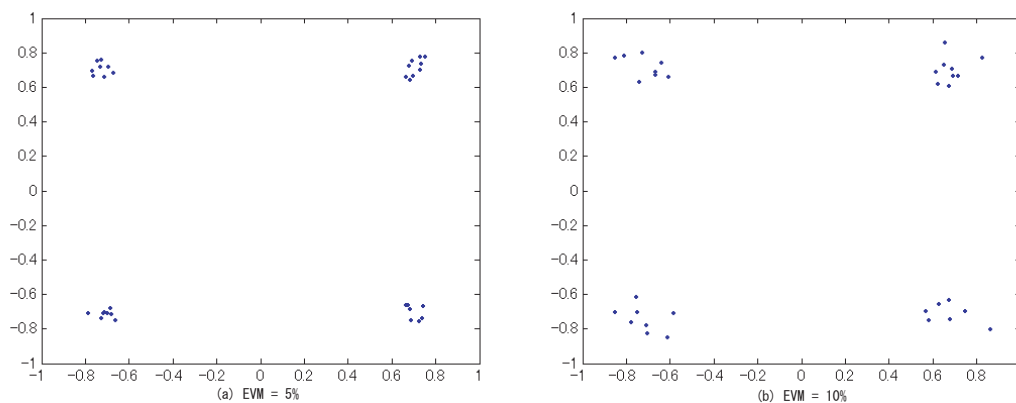


図 2.3: EVM が変化したときのコンスタレーション

### 2.1.3 誤差の和

正規分布を  $\sigma$  と仮定すると  $x$  の確率分布は

$$P(x) \propto \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma_x^2}\right) \quad (2.8)$$

同様に  $y$  も表せる。

ここで  $x + y$  の確率分布は  $P(x)$  と  $P(y)$  の積で表されるから、

$$P(x, y) \propto \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{-x^2}{2\sigma_x^2} + \frac{-y^2}{2\sigma_y^2}\right)\right] \quad (2.9)$$

$$\propto \exp\left[-\frac{(x + y)^2}{2(\sigma_x^2 + \sigma_y^2)} - \frac{z^2}{2}\right] \quad (2.10)$$

ただし

$$z = \frac{(\sigma_y x - \sigma_x y)^2}{\sigma_x \sigma_y (\sigma_x + \sigma_y)} \quad (2.11)$$

式 (2.10) は  $x + y$  と  $z$  についての任意の量を得る確率を表す式であるとみなすと、

$$P(x + y, z) \propto \exp\left[-\frac{(x + y)^2}{2(\sigma_x^2 + \sigma_y^2)}\right] \exp\left[\frac{-z^2}{2}\right] \quad (2.12)$$

求めようとしているのは  $x + y$  の確率分布であるが、その際  $z$  はどのような大きさでも構わない。全ての  $z$  について和をとって、

$$P(x + y) = \int_{-\infty}^{\infty} P(x + y, z) dz \quad (2.13)$$

$\exp(-z^2/2)$  の  $z$  についての積分は  $\sqrt{2\pi}$  となるので、

$$P(x + y) \propto \exp\left[-\frac{(x + y)^2}{2(\sigma_x^2 + \sigma_y^2)}\right] \quad (2.14)$$

よって  $x + y$  は

$$\sigma_{xy} = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2} \quad (2.15)$$

で正規分布する [14]。

ここで EVM の場合を考えてみる。EVM の式 (2.3) は正規化された標準偏差であるから、式 (2.15) を用いることができる。つまり、EVM を劣化させる要因が複数あったときに、それぞれの EVM の二乗和の平方根をとれば全体を直列につないだときの EVM が求められることになる。

## 2.2 D/A変換器の高調波歪みと5/2倍オーバーサンプリング

本研究では、直接D/A変換器から高調波イメージ信号を得る。しかし、D/A変換器が非線形性を持っているため [15]、この高調波イメージ信号同士がIMD(Inter Modulation Distortion:相互変調歪)を起こし、特定の周波数でスプリアスを発生させる。スプリアスの周波数および信号強度であるが、高調波イメージ信号を

$$v = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cos \omega_i t \quad (2.16)$$

とし、主要高調波スプリアスである2次3次高調波を考え

$$V = a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 \quad (2.17)$$

を解くことで得られる。

1次の項  $a_1 v$  は、

$$a_1 v = a_1 \left( \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cos \omega_i t \right) \quad (2.18)$$

となり、高調波イメージ信号がそのまま現れる。

### 2.2.1 2次高調波スプリアス

2次高調波スプリアスの項  $a_2 v^2$  は、

$$a_2 v^2 = a_2 \left( \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cos \omega_i t \right)^2 \quad (2.19)$$

$$= a_2 \left( \cdots + A_i^2 \cos^2 \omega_i t + \cdots + 2A_i A_j \cos \omega_i t \cos \omega_j t + \cdots \right) \quad (2.20)$$

$$= a_2 \left( \cdots + \frac{A_i^2}{2} (1 + \cos 2\omega_i t) + \cdots \right. \\ \left. \cdots + A_i A_j \{ \cos(\omega_i + \omega_j)t + \cos(\omega_j - \omega_i)t \} + \cdots \right) \quad (2.21)$$

ここで、 $i, j$  は任意の整数とする。ただし  $i < j$  とする。式(2.21)の前半の項は2次高調波スプリアスの周波数が高調波イメージ信号の2倍の周波数の信号を含む事を示している。強度は高周波になるほど減衰する。

後半の項はスプリアスの周波数が高調波イメージ信号の和と差で現れることを示している。ここで、イメージ信号周波数ひとつおきの差の成分を考えると

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i A_{i+1} \cos(\omega_{i+1} - \omega_i)t = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_{2i} A_{2i-1} \cos(\omega_{2i} - \omega_{2i-1})t \\ + \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_{2i+1} A_{2i} \cos(\omega_{2i+1} - \omega_{2i})t \quad (2.22)$$

$\omega_{odd} = n\omega_s + \omega_1 = n\omega_s + \omega_3$ 、 $\omega_{even} = n\omega_s + \omega_2$  ( $n$  は任意の整数) を考え、式 (2.22) は

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cos(\omega_2 - \omega_1)t + \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cos(\omega_3 - \omega_2) \quad (2.23)$$

となり、同じ強さのスペクトルが  $\omega_2 - \omega_1$  と  $\omega_3 - \omega_2$  に現れることになる。

2つおきの差の成分を考えると、 $\omega_3 - \omega_1$  と  $\omega_4 - \omega_2$  にスペクトルが現れるはずである。しかし、両方とも  $\omega_s$  となってしまう、矩形波の sinc 関数の 0 交差する周波数と同じになってしまうため、出力されない。同様にして 2 の倍数おきの差の成分は、 $\omega_s$  の整数倍になってしまうため、出力されない。

3つおきの差の成分を考えると、一つおきの差の成分と同様に

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cos(\omega_4 - \omega_1)t + \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cos(\omega_5 - \omega_2) \quad (2.24)$$

となり、一つおきの差の成分と同じ強さのスペクトルが  $\omega_4 - \omega_1$  と  $\omega_5 - \omega_2$  に現れることになる。

これを繰り返していけば、 $\omega_2 - \omega_1 + n\omega_s$  と  $\omega_3 - \omega_2 + n\omega_s$  に同じ強さの 2 次高調波スプリアスが現れることを導ける。

## 2.2.2 3 次高調波スプリアス

前節と同様にして、

$$\begin{aligned} a_3 v^3 &= a_3 \left( \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cos \omega_i t \right)^3 \quad (2.25) \\ &= a_3 (\cdots + A_i^3 \cos^3 \omega_i t + \cdots + \\ &\quad \cdots + 3A_i^2 A_j \cos^2 \omega_i t \cos \omega_j t + \cdots + \\ &\quad \cdots + 3A_i A_j^2 \cos \omega_i t \cos^2 \omega_j t + \cdots + \\ &\quad \cdots + 6A_i A_j A_k \cos \omega_i t \cos \omega_j t \cos \omega_k t + \cdots) \quad (2.26) \end{aligned}$$

ここで、 $i, j, k$  は任意の整数とする。ただし  $i < j < k$  とする。式の 2 つ目の項群と 3 つ目の項群をまとめると、

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} 3A_i^2 A_j \cos^2 \omega_i t \cos \omega_j t \quad (2.27)$$

ここでは  $i, j$  は任意の整数。この式をさらに展開すると、含む周波数成分は  $\omega_i, 2\omega_i - \omega_j, 2\omega_i + \omega_j$  となる。 $\omega_{odd} = n\omega_s + \omega_1 = n\omega_s + \omega_3$ 、 $\omega_{even} = n\omega_s + \omega_2$  ( $n$  は任意の整数) を考えると、 $2\omega_1 - \omega_2$  の成分は

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} \frac{3}{4} A_{2i-1}^2 A_{4i-2} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \quad (2.28)$$

同様にして  $2\omega_2 - \omega_3$  の成分は

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} \frac{3}{4} A_{2i}^2 A_{4i-1} \cos(2\omega_2 - \omega_3)t \quad (2.29)$$

ここで、D/A 変換器の周波数特性が偶数次の高調波イメージ信号と奇数次の高調波イメージ信号では大きな差がない事から、

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} \frac{3}{4} A_{2i-1}^2 A_{4i-2} \cong \sum_{i=-\infty}^{\infty} \frac{3}{4} A_{2i}^2 A_{4i-1} \quad (2.30)$$

これを繰り返していけば  $2\omega_1 - \omega_2 + n\omega_s$  と  $2\omega_2 - \omega_3 + n\omega_s$  にほぼ同じ強さの 3 次高調波スプリアスが現れることを導ける。

### 2.2.3 D/A 変換器の高調波特性

D/A 変換器のデータシートには SFDR(Spurious Free Dynamic Range) として高調波スプリアスの強度を dBc(キャリアとの相対強度) で表示している。しかし、基本波に対しての強度であるため、高調波イメージ信号にとってスプリアスの相対強度が高周波ほど強くなる。それは高調波イメージ信号が高周波になるに従い減衰するのに対して、高調波スプリアスは高周波でも減衰しないからである。

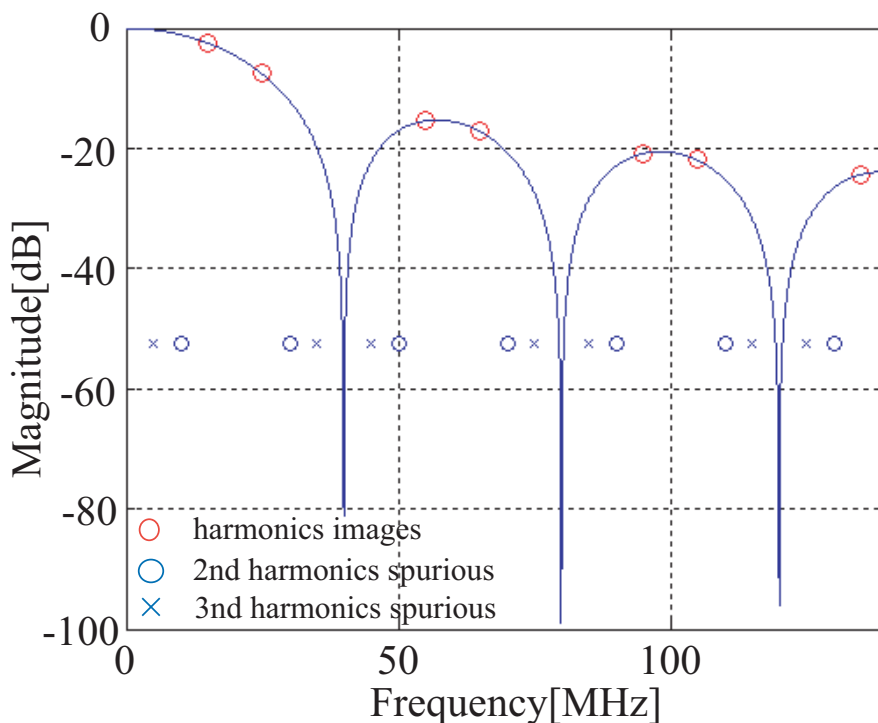


図 2.4: イメージ信号とスプリアス

なおデジタルシミュレーションでは非線形性がないため、高調波歪みによるスプリアスは現れない。図(2.4)に示した出力スペクトルの模式図は、先に示した理論を用いて計算したものである。サンプリング周波数  $f_s = 40\text{MHz}$ 、信号周波数  $f_o = 15\text{MHz}$  としたときの D/A 変換器出力スペクトルを示している。2次高調波スプリアスが  $f = \pm 10 + n \times 40\text{MHz}$  に大きく現れているのが分かる。3次高調波スプリアスも  $f = \pm 5 + n \times 40\text{MHz}$  に大きく現れている。

## 2.2.4 5/2倍オーバーサンプリング

従来の基本波信号を取り出す際には LPF(Low Pass Filter) を用いて高調波イメージ信号と高調波スプリアスを取り除いていた。本研究は直接高調波イメージ信号を取り出すので、高調波スプリアスを除去する方法は BPF を用いることになる。

スプリアスと所望波以外の高調波イメージ信号の両方を抑圧しなければならないが、その際隣接する信号とはできるだけ離れていた方が BPF の設計が容易になる。

2次及び3次高調波スプリアスが最も離れているのは2次3次高調波スプリアスが等しいときであるから、

$$f_2 - f_1 = 2f_1 - f_2 + nf_s \quad (2.31)$$

$$3f_1 - 2f_2 + nf_s = 0 \quad (2.32)$$

ここで、 $f_2 = f_s - f_1$  を考え、

$$5f_1 = nf_s \quad (2.33)$$

$$\frac{5}{n}f_1 = f_s \quad (2.34)$$

サンプリング定理を考え、 $\frac{5}{n} < 2$  であるから、 $n = 1, 2$  である。

$n = 1$  の場合、サンプリング周波数  $f_s = 40\text{MHz}$  とすると信号周波数  $f_o = 8\text{MHz}$  であり、隣のスプリアスとの周波数差は  $8\text{MHz}$  である。

$n = 2$  の場合、サンプリング周波数  $f_s = 40\text{MHz}$  とすると信号周波数  $f_o = 16\text{MHz}$  であり、隣のスプリアスとの周波数差は  $8\text{MHz}$  と  $n = 1$  の場合と同じである。しかし、D/A 変換器の出力は sinc 関数に依存するので、 $n = 1$  の場合と比べて出力が極大値に近く、大きく出力される。さらに変調信号を考えた場合、帯域内の振幅差が少なく、歪みが小さいと考えられる。

よって、高調波イメージ信号を所望波とするときは、 $\frac{5}{2}$  倍でオーバーサンプリングすることによってスプリアスとの周波数差が最大になり、出力も効率が良い。

$n = 1$  と  $n = 2$  の理論値をそれぞれ図(2.5)と図(2.6)に示す。ただし SFDR は  $50\text{dB}$  とした。

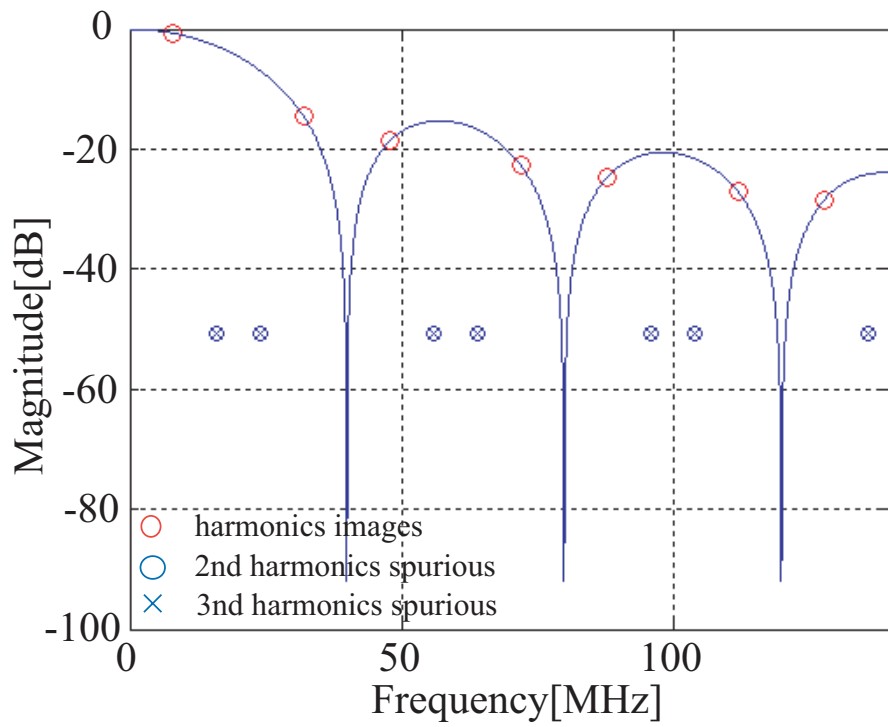


図 2.5: 5 倍オーバーサンプリングの出力スペクトル模式図

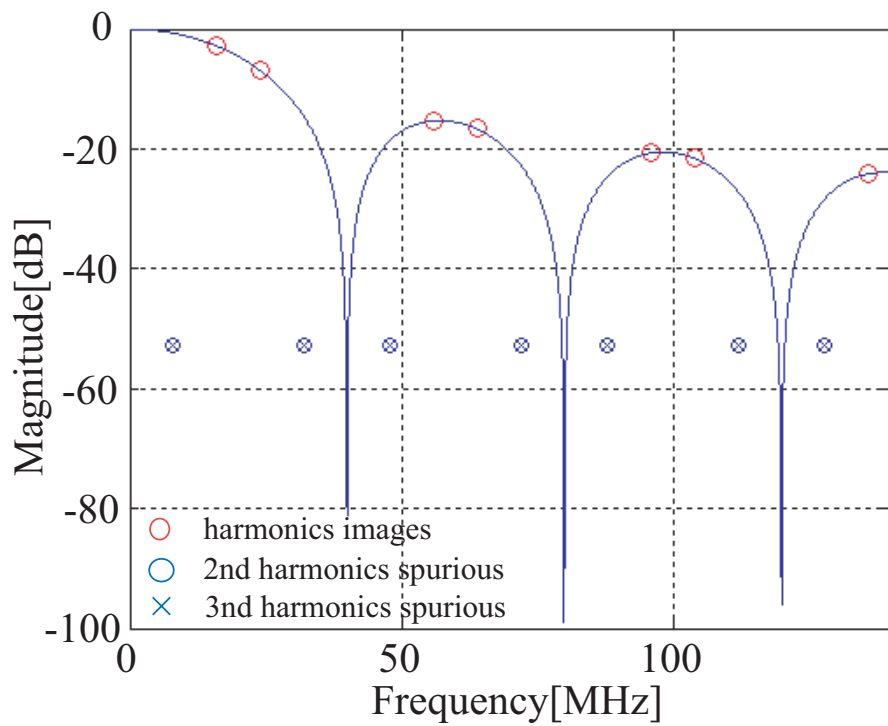


図 2.6:  $\frac{5}{2}$  倍オーバーサンプリングの出力スペクトル模式図

## 2.3 高周波の減衰とデューティー比の関係

前章 1.2.3 で D/A 変換器出力が高周波にわたってデジタル信号の高調波イメージ信号を含み、また sinc 関数の影響で高周波ほど減衰していることを述べた。

この sinc 関数による減衰を抑える方法としてデューティー比を変化させる方法がある。つまり、デジタル信号にホールド時間  $\tau$  が短くなった矩形波を畳み込むと考える。周波数領域で考えれば式 (1.8) と式 (1.14) を乗じたものは、

$$\frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\{j(\pm\omega_o + \omega_s n)\} \tau \frac{\sin \frac{\tau}{2}\omega}{\frac{\tau}{2}\omega} = \frac{\tau \sin \frac{\tau}{2}\omega}{T \frac{\tau}{2}\omega} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\{j(\pm\omega_o + \omega_s n)\} \quad (2.35)$$

となる。ここで  $T$  はサンプリング周期、 $\tau$  は矩形波のホールド時間であるからデューティー比を変化させるとは  $T$  は変化しないで  $\tau$  のみ小さくなることを意味する。

sinc 関数自体は  $\tau$  が小さくなることによって、高調波の減衰が小さくなる。しかし、式 (2.35) に  $\tau$  自体がかかっているため、 $\tau$  に比例して減衰する。つまり、ホールドすることによって電力を出力しているので、ホールド時間を短くすると比例して出力電力も小さくなる。

デューティー比を変化させる手段としては D/A 変換器のサンプリングレートを上げて、0 補間することになるが、電力に対してあまりメリットがない手段に対してコストがかかってしまう欠点がある。

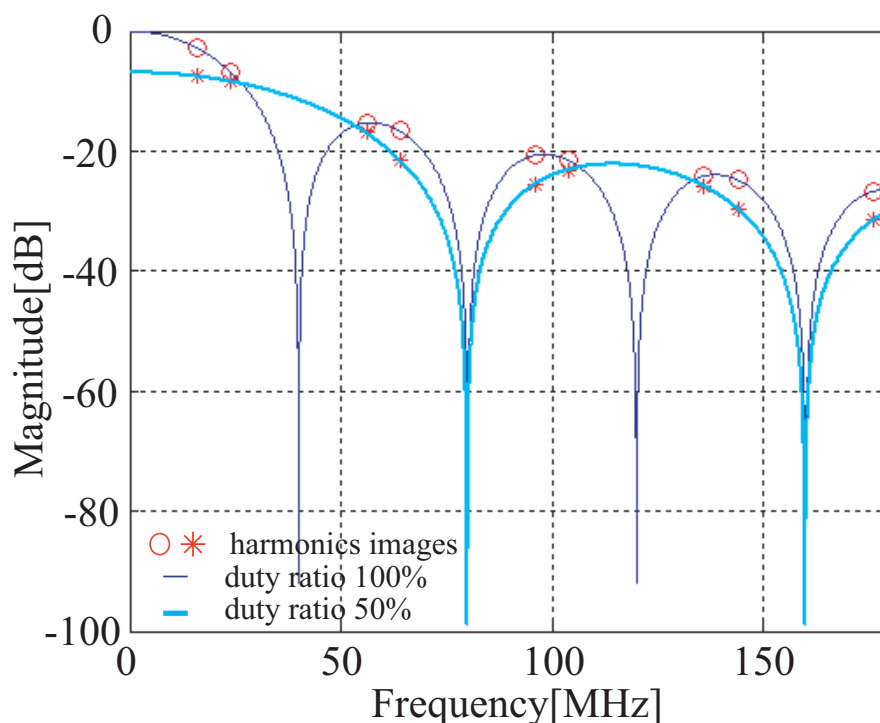


図 2.7: デューティー比変化による振幅の周波数特性



信号周波数  $f_o = 16\text{MHz}$  としてサンプリング周波数  $f_s = 40\text{MHz}$  とサンプリング周波数  $f_s = 80\text{MHz}$  として 1 回 0 補間したもの (デューティ比 50%) を比較した (図 (2.7) 参照)。デューティ比を小さくすると、低い周波数から減衰自体が大きく、高調波でもデューティ比による利得があがることはない。信号の周波数によっては減衰が大きくなることもある。

## 2.4 ジッタノイズによる影響

ジッタとは繰り返し信号の時間軸上の揺らぎであり、クロック信号のような矩形波では立ち上がり時間と立ち下がり時間が厳密にはランダムに前後している。クロック信号にジッタが含まれると、クロック信号に同期している D/A 変換器のサンプリングも揺らいでしまい、D/A 出力波形も歪んでしまうことになる。

本研究のように、D/A 変換器出力の高調波イメージ信号を直接取り出す場合は、少しのサンプリング点のずれが高周波ほど大きく増幅され、ノイズになる。式 (1.4) にジッタ  $\Delta T$  が付加されると、

$$\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT + \Delta T) \quad (2.36)$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j(\omega_s + \Delta\omega)nt} \quad (2.37)$$

となる。ここで、 $\Delta\omega = \frac{2\pi}{\Delta T}$  とした。この式の  $C_n$  は、 $\Delta T \ll T$  であり、インパルス  $\delta$  はフーリエ変換を行うと周波数にかかわらず 1 を取ることを考え、

$$C_n = \frac{1}{T + \Delta T} \int_0^{T+\Delta T} \delta_T \cdot e^{-j(\omega_s + \Delta\omega)nt} dt \quad (2.38)$$

$$= \frac{1}{T} \quad (2.39)$$

よって、式 (2.37) は、

$$\delta_T(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j(\omega_s + \Delta\omega)nt} \quad (2.40)$$

となる。フーリエ変換を行い、周波数成分を求めると、

$$X^*(\omega) = F \left[ \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) e^{j(\omega_s + \Delta\omega)nt} \right] \quad (2.41)$$

$$= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X \{ j(\pm\omega_o + (\omega_s + \Delta\omega)n) \} \quad (2.42)$$

$$= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X \{ j((\pm\omega_o + n\Delta\omega) + n\omega_s) \} \quad (2.43)$$

この式は、ジッタを含む信号は周波数の揺らぎを起こし、しかも、高周波になるほど揺らぎが大きくなることを示している。周波数の揺らぎは復調すると、位相のばらつきになって現れる。つまり、位相変調されたナイキストフィルタの通っていない信号を送ると、信号点が円周方向にばらつくことになる。

実際はナイキストフィルタを通過しているので、振幅方向にも信号が変動するため、ジッタを付加すると振幅方向にもばらつくことになる。

### 2.4.1 ホールド数-EVM特性

デジタルでホールドし、FIR フィルタで BPF を作成することで、実際の D/A 変換の 0 次ホールドとアナログ BPF をシミュレーションした (図 (2.8) 参照)。ジッタはホールド数を増減することで実現した。

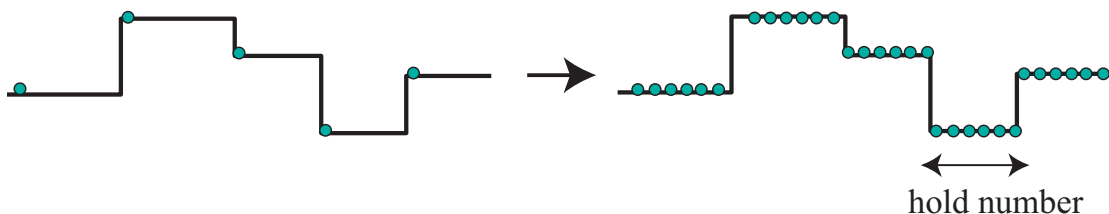


図 2.8: デジタルホールドの模式図

なお、信号周波数であるが、デジタルシミュレーションでは高調波歪みが生じない (高調波スプリアスが生じない) ことから、 $\frac{5}{2}$  倍オーバーサンプリングではなく、4 倍オーバーサンプリングを用いた。

この節では同じジッタのときに、ホールドする点数によって EVM が変化するかを示す。言い換えれば、デジタルでホールドするので、ジッタは離散的な値をとってしまうが、その離散的の度合いを変化させて EVM の変化を見る (図 (2.9) 参照)。

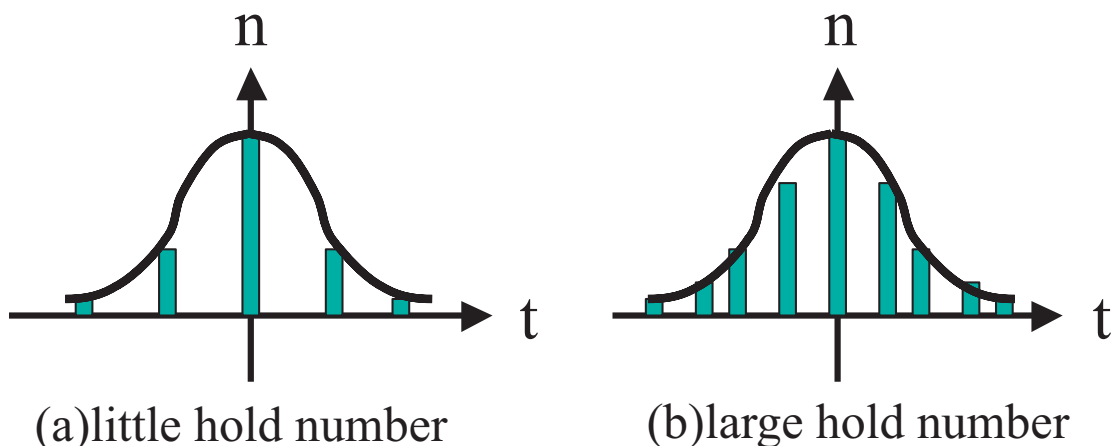


図 2.9: hold 数と離散ジッタ

シミュレーションの諸元を表 (2.1) に示す。

表 2.1: シミュレーションの諸元

サンプリング周波数	40MHz
IF 周波数	10MHz
変調方式	QPSK
シンボルレート	1MHz
ホールド数	100~1000points
D/A,A/D 分解能	20bit
ナイキストフィルタロールオフ率	0.4
ジッタ	250ps
BPF	210MHz pass
SNR	80dB

この結果を図 (2.10) に示す。EVM はホールド数にあまり影響を受けていないことが分かる。つまり、ジッタは離散的な分布でも EVM の値は変わらないことが分かる。

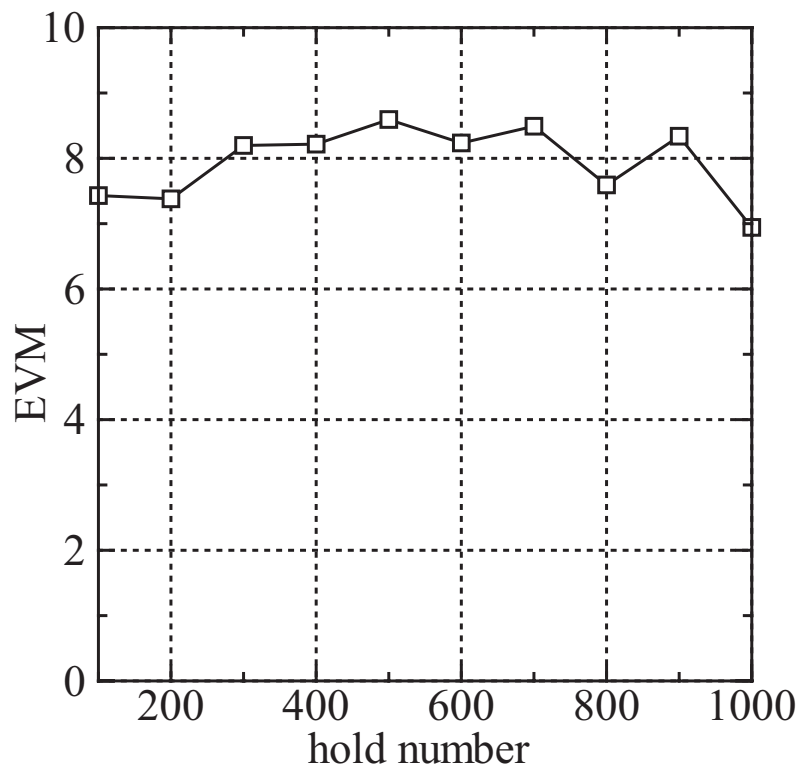


図 2.10: ホールド数-EVM 特性

## 2.4.2 ジッタの変化による周波数-EVM特性

この節では、あるジッタの値をとるときの、周波数-EVM特性を示す。章の始めで述べたように、ジッタの影響は高周波になるほど大きく現れる。そこで、周波数-EVM特性を示す。

表 2.2: シミュレーションの諸元

ホールド数	1000points
ジッタ	25&125ps
BPF	30~610MHz pass

表 (2.1) と同じ値のものは省略した。

この結果を図 (2.11) に示す。高周波になるほど EVM が悪化していることが分かる。また、ジッタが大きいほど EVM が悪化することも分かる。

ジッタが小さいときはそれほど大きな EVM の悪化はみられないが、1% 程度の範囲で特性が乱れている。これは、BPF を周波数帯ごとに FIR フィルタで作っているために、特性が周波数ごとで均一ではなく、誤差を引き起こしているためと考えられる。

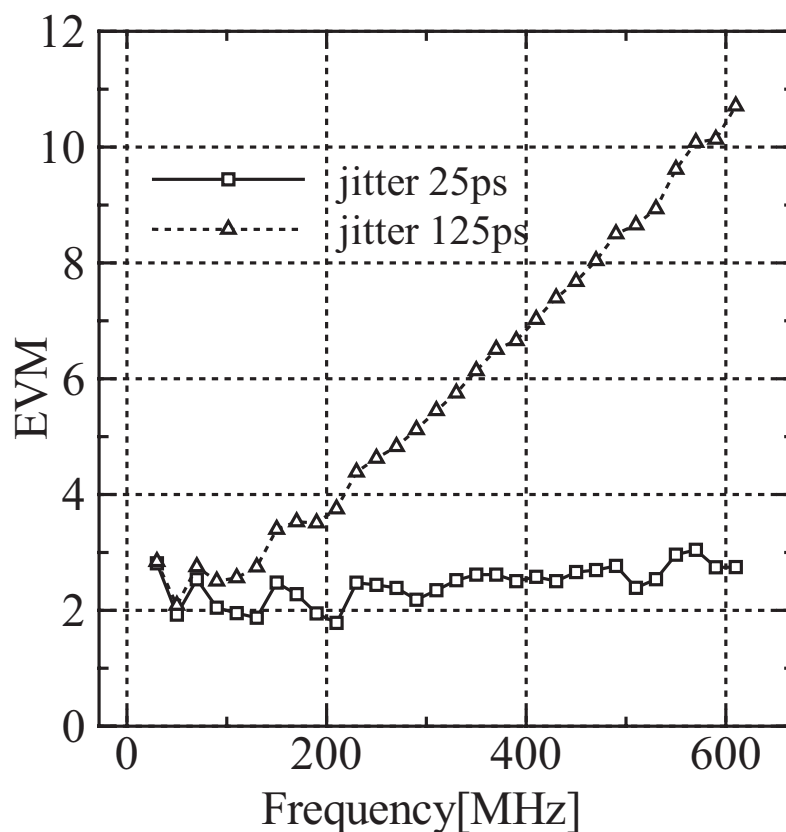


図 2.11: ジッタを変化させたときの周波数 EVM 特性

### 2.4.3 周波数ごとのジッタ-EVM特性

この節では、ある周波数でのジッタ-EVM 特性を示す。実際の通信機として携帯電話を想定し、実際に運用されている周波数 800MHz,1.5GHz,2GHz の3種類の周波数帯でシミュレーションを行った。

表 2.3: シミュレーションの諸元

ホールド数	1000points
ジッタ	5~100ps
BPF	810,1510,2010MHz pass

表 (2.1) と同じ値のものは省略した。

なおジッタが 5ps,10ps のときは、ホールド数を 5000points に増やして対応した。

結果を図 (2.12) に示す。同じ EVM に保つには、周波数が高いほどジッタの条件が厳しいことが分かる。

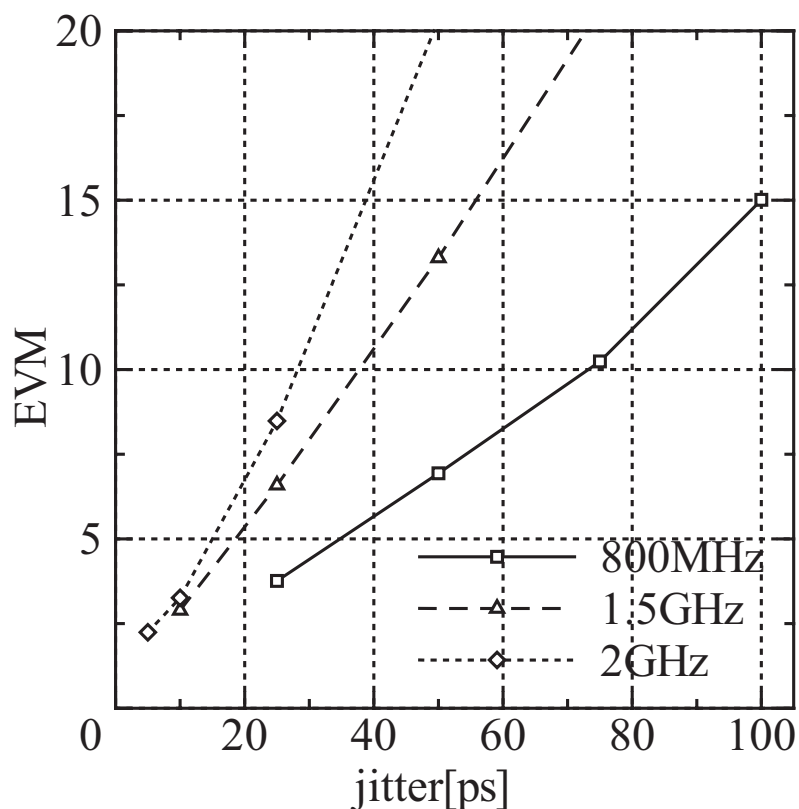


図 2.12: 携帯電話周波数でのジッタ-EVM 特性

## 2.4.4 D/A,A/D変換器にジッタがある場合

前節(2.1.3)でEVM劣化の要因が複数あるときは、二乗和の平方根をとれば全体誤差になることを示した。では、例えばD/A変換器、A/D変換器の双方がジッタを持つとき、全体のEVMは個別のEVMの和になるかシミュレーションで確認した。

シミュレーションの諸元を表(2.4)に示す。

表 2.4: シミュレーションの諸元

ホールド数	1000points
ジッタ(D/A,A/D共)	0 or125ps
BPF	30~530MHz

表(2.1)と同じ値のものは省略した。

結果を図(2.13)に示す。全体誤差が個別誤差の二乗和になっているのが確認できる。低周波ではBPFなどジッタ以外の要因が目立ってくるため個別誤差二乗和のほうが大きくなる。

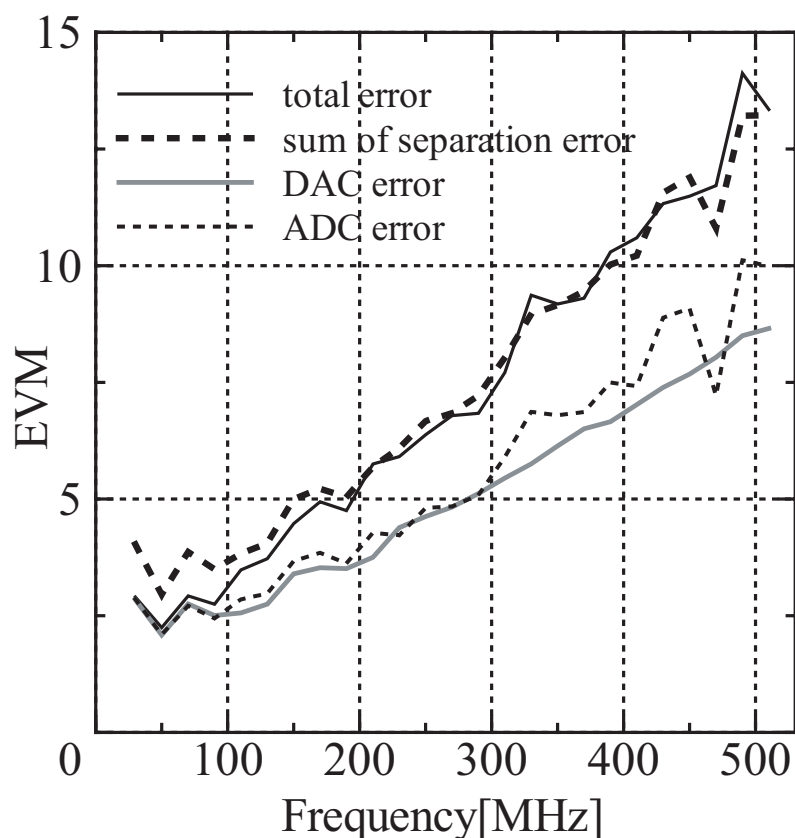


図 2.13: 全体誤差と個別誤差二乗和の比較

## 第 3 章

# 高調波特性の実験的評価

この章では、第 1 章で述べた理論と提案法、そして第 2 章で述べた信号劣化の要因と改善策を実験にて確認及び評価を行う。

### 3.1 送信機テストによる評価

前章で述べた信号劣化の要因は、高調波歪みと高周波の減衰、ジッタノイズであった。そのうち高調波歪みについては  $\frac{5}{2}$  倍オーバーサンプリングが有効であり、高調波の減衰に関してはデューティ比の変更は電力的にはメリットがなかった。

この節では、実際の D/A 変換器からの出力を送信機テストにて復調し、変調精度の劣化を評価することにより、前章の手段の有効性を示す。

実験の構成は図 (3.1) のようになっており、D/A 変換器の出力信号をそのまま送信機テスト (スペクトラムアナライザ) に入力する。D/A 変換器のクロック信号には精度の良いクロックシンセサイザーを用いており、送信機テストと同期させている。

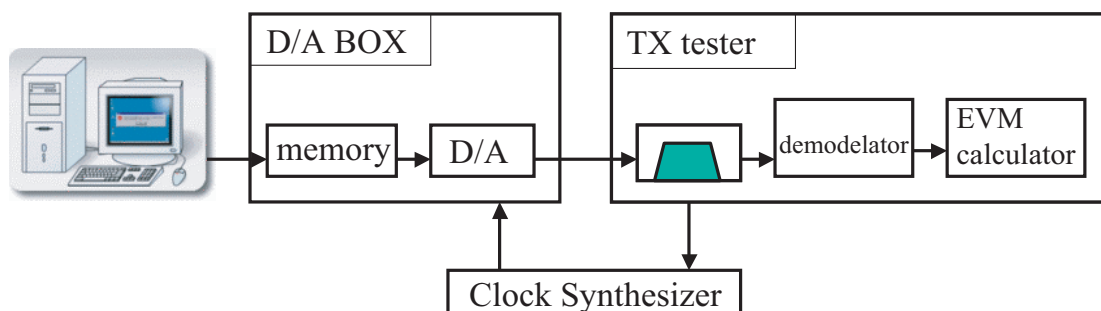


図 3.1: 送信機テストを用いた評価回路の構成

なお、出力信号であるが、パソコン上でプログラムを用いて送信信号を作成する。その際、メモリに 16000points ためた後、順次繰り返し出力することを考え、信号の始めと最

後がスムーズにつながるように調整している。その後メモリにためた信号を D/A から出力する。

以下に使用した機器の特徴を述べる。

表 3.1: D/A 変換器

型式	DAC904(Texas Instruments)
分解能	14bit
最大サンプリング周波数	165MHz
Spurious-Free Dynamic Range(SFDR) ( $f_o = 20MHz, f_s = 100MHz$ )	64dBc
整定時間	30ns
立上がり時間	2ns

<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/dac904.html>

表 3.2: 送信機テスタ

型式	MS8609A(Anritsu)
周波数範囲	9kHz~13.2GHz
最大入力レベル	+20dBm, DC 0V
送信機テスタ機能	
測定周波数範囲	50MHz~2.1GHz
測定レベル範囲	-60~+20dBm
シンボルレート	2~300k シンボル/s
ロールオフ率	0.2~1.0
解析シンボル数	48~1000 シンボル

[http://www.anritsu.co.jp/Products/pdf/B04J\\_MS8609A.pdf](http://www.anritsu.co.jp/Products/pdf/B04J_MS8609A.pdf)

表 3.3: クロックシンセサイザ

型式	CK1620(NF 回路設計ブロック)
出力周波数	1kHz~500MHz
周波数分解能	1mHz(最大 12 桁)
周波数基準	確度: $\pm 0.1\text{ppm}$ 経年変化: $\pm 0.5\text{ppm/年}$
ジッタ	50ps(ただし資料では 30ps 程度)
出力電圧	-2.00V~+7.00V
立ち上がり時間	約 2ns(ただし出力電圧 3.3V 時)

<http://www.nfcorp.co.jp/products/a/a01/ck1620.html>



### 3.1.1 高調波歪みによる影響

高調波歪みの影響を調べるため、サンプリング周波数  $f_s = 40\text{MHz}$  のとき、3次高調波スプリアスが信号と重なる信号周波数  $f_o = 10\text{MHz}$  と、重ならない  $f_o = 15\text{MHz}$  とを比較する。信号の諸元を表 (3.4) に示す。

表 3.4: 信号の諸元

サンプリング周波数	40MHz
IF 周波数	10MHz,15MHz,16MHz
変調方式	$\pi/4$ QPSK
シンボルレート	200ksps
ナイキストフィルタロールオフ率	0.4

図 (3.1) の実験の構成を用いて測定したスペクトルを図 (3.2) に示す。

サンプリング周波数が 40MHz、信号周波数が 10MHz のときは  $f = 20 + n \times 40\text{MHz}$  に 2次高調波スプリアスのみが観測されていて、 $f = \pm 10 + n \times 40\text{MHz}$  の 3次高調波スプリアスは高調波イメージ信号に埋もれてしまい確認できない。 $f = n \times 40\text{MHz}$  に現れているスプリアスはクロックの周波数の高調波である。

一方信号周波数が 15MHz のときは  $f = \pm 10 + n \times 40\text{MHz}$  に 2次高調波スプリアスが出力されていて、 $f = \pm 5 + n \times 40\text{MHz}$  にも 3次高調波スプリアスが出力されている。さらに出力電力も大きい。

周波数-EVM 特性を図 (3.3) に示す。3次高調波スプリアスが信号にのっていないため、信号周波数 15MHz 及び 16MHz の特性が大きく改善されているのが確認できる。つまり、高調波イメージ信号を用いる場合は高調波スプリアスを考慮し、信号に重ならないようにサンプリング周波数及び信号周波数を設定する必要がある。

なお、15MHz と 16MHz を比べた場合、後段に BPF を用いることを考え、隣接のスプリアスが最も離れている 16MHz の信号を用いる方が有利である。

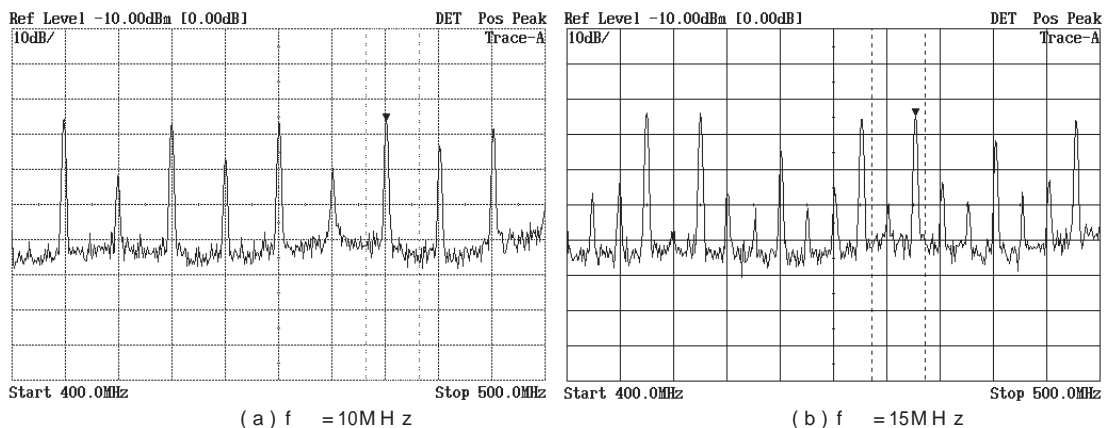


図 3.2: 信号周波数 10MHz15MHz のときのスペクトル

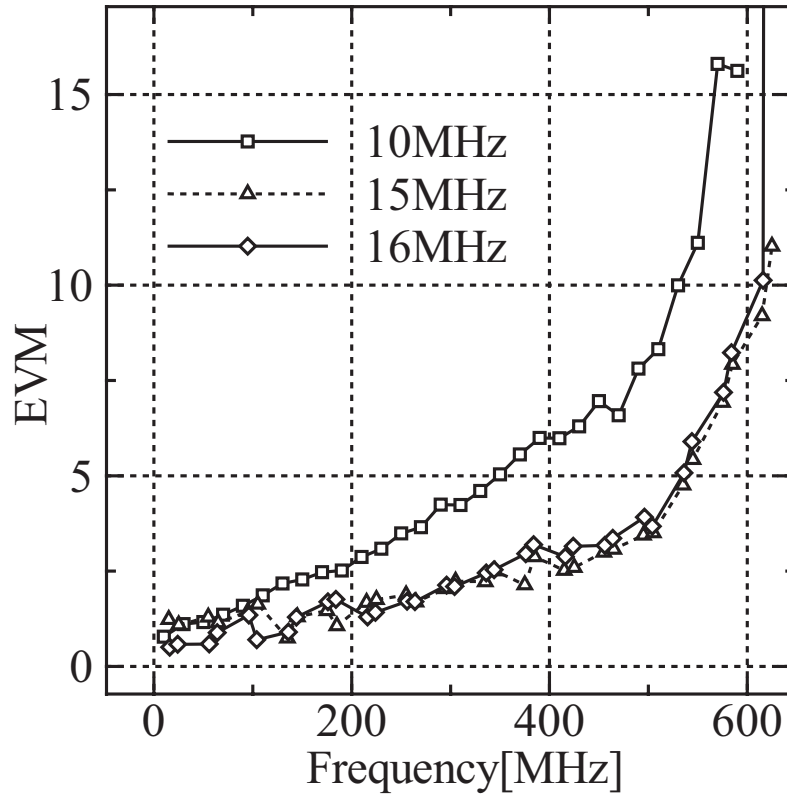


図 3.3: 信号周波数を変化させたときの周波数-EVM 特性

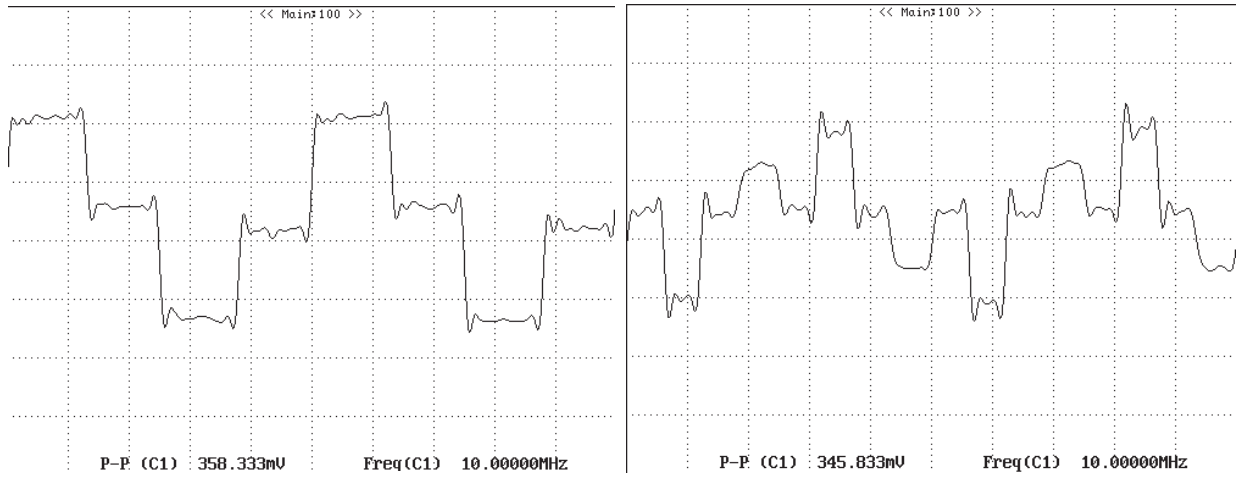
### 3.1.2 デューティー比による影響

デューティー比の影響を調べるため、デューティー比を変更し、図 (3.1) のような構成で実験を行った。なお、デューティー比は 100% と 50% で測定した。100% はサンプリング周波数を 40MHz とし、50% はサンプリング周波数を 80MHz で 0 補間を 1 回行った。オシロスコープでの観測波形を図 (3.4) にスペクトルを図 (3.5) に示す。

前章 (2.3) で述べたように、デューティー比を小さくしても電力は大きくならないことが確認できる。

しかし、EVM を送信機テストで測定してみると、デューティー比を小さくしたもののほうが特性が少し改善した (図 (3.6) 参照)。改善する EVM と、倍のサンプリング周波数を必要とするコストを考えて、選択する必要がある。

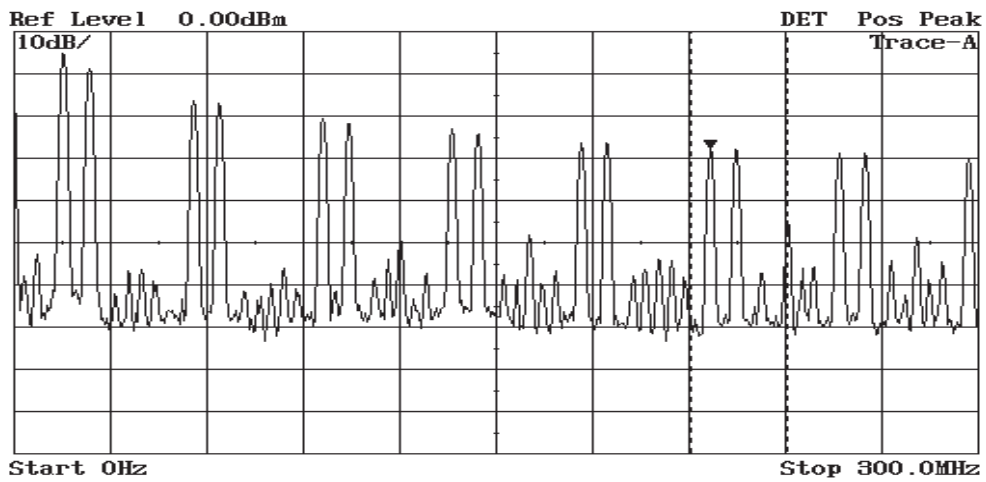
なお、実験の IF 周波数は  $\frac{5}{2}$  倍オーバーサンプリングを考え 16MHz としたが、デューティー比 50% の場合は 5 倍オーバーサンプリングの 8MHz の方がよい特性が得られる可能性がある。それは、スペクトルが sinc 関数の極大値の近くに現れるため、SNR が良いからである (図 (3.7) 参照)。



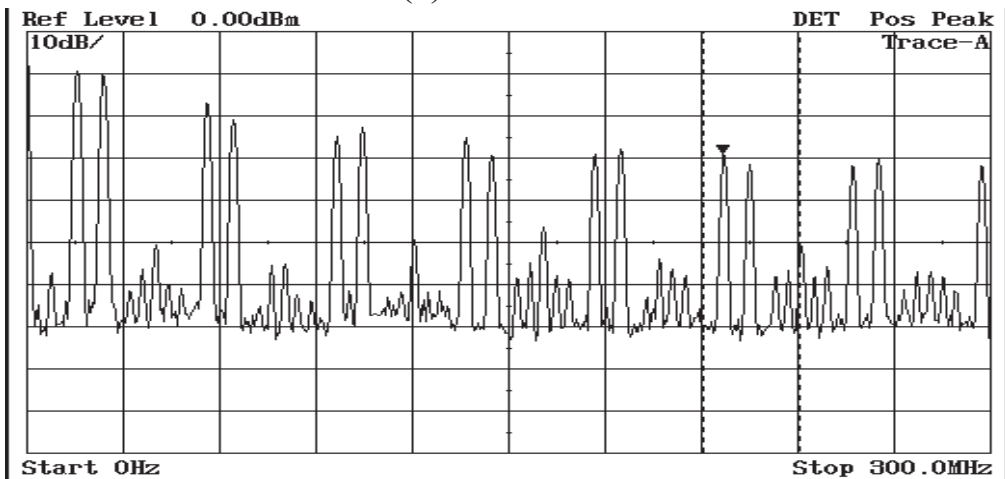
(a)  $f_s=40\text{MHz}$

(b)  $f_s=80\text{MHz}$  with zero interpolation

図 3.4: オシロスコープでの観測波形



(a)  $f_s=40\text{MHz}$



(b)  $f_s=80\text{MHz}$  with zero interpolation

図 3.5: 信号のスペクトル

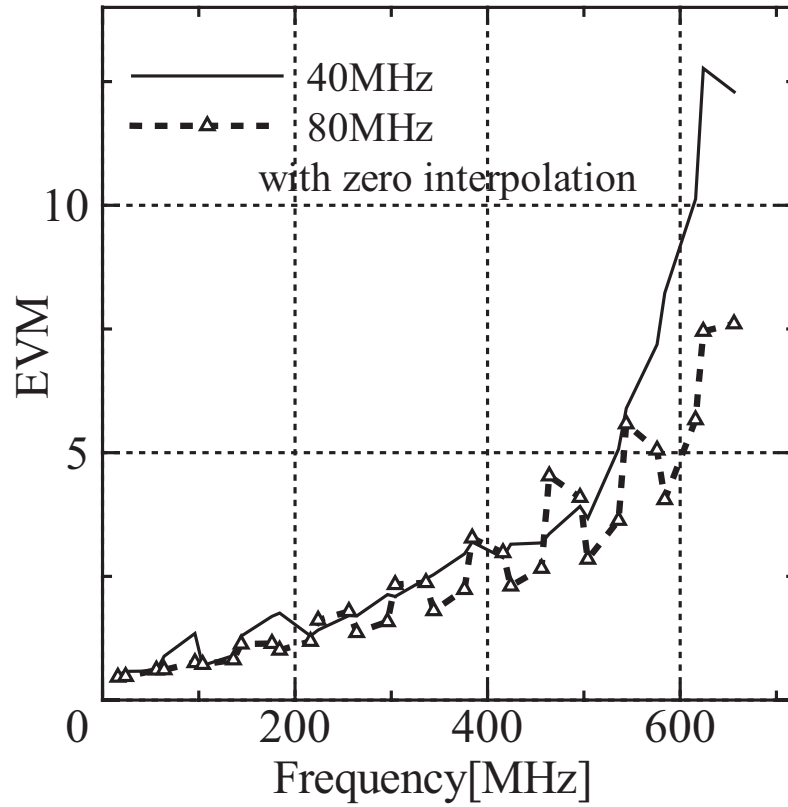


図 3.6: デューティー比を変化させたときの EVM

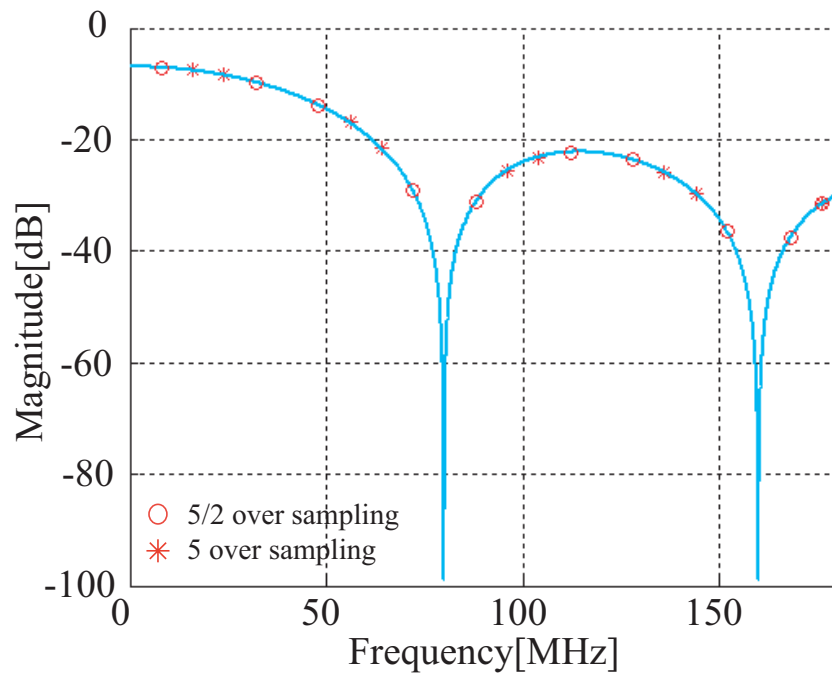


図 3.7: 5/2 倍 or 5 倍オーバーサンプリングの出力スペクトル模式図

### 3.2 提案送受信システムの試作

高調波イメージ信号を積極的に利用する送信機として、1章で提案法を示した。まず、ベースバンド信号にデジタル信号処理で直交変換を行いIF信号とする。IF段でD/A変換を行いその高調波イメージ信号をBPFで抜き出すことによりミキサを用いずアップコンバートしRF信号を得る。その後パワーアンプなどを用いて増幅し、アンテナより送信する。

この節では以上の提案法を実現する回路の試作をする。評価方法としてはミキサを用いてダウンコンバートし、A/D変換する方法(デジタルIFサンプリング)と、ダウンコンバートせずに直接サンプリングする方法(アンダーサンプリング)の2種類があるが、アンダーサンプリングはA/D変換器自体でダウンコンバートするため、ミキサ及びLPFの試作の必要がない。

送信に提案法を用い、受信にデジタルIF方式を想定し、送信システムの評価回路を含めた構成を図(3.8)に示す。構成要素としては、高調波イメージ信号を抜き出すBPF(1)、増幅させるアンプ(2)、ダウンコンバートするミキサ(3)、不要高調波を除去するLPF(4)がある。

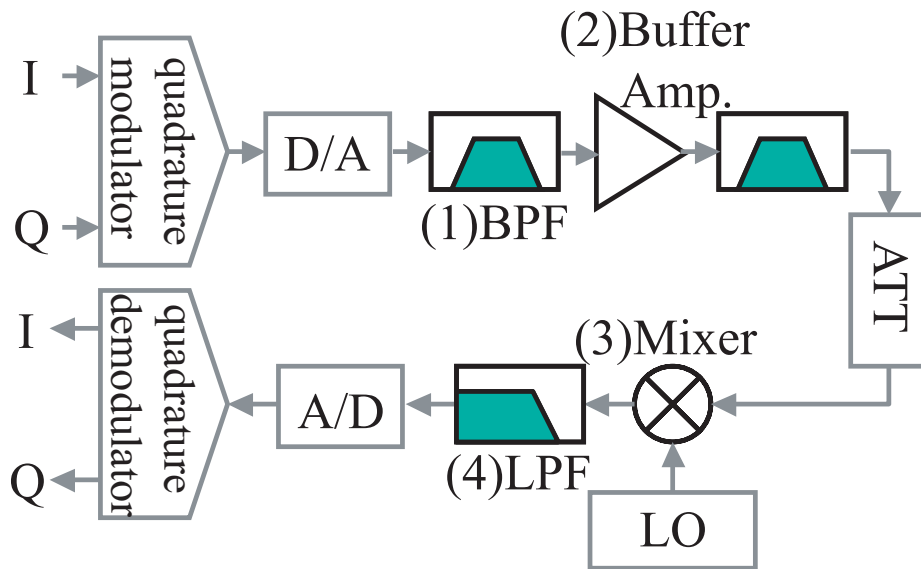


図 3.8: 送信システムの評価回路構成 (デジタルIF方式)

### 3.2.1 BPF

前章(2.2)で示したように、サンプリング周波数  $f_s = 40\text{MHz}$  を考えた時、隣接スプリアスをもっとも離せる  $\frac{5}{2}$  倍オーバーサンプリングを用いてさえ、周波数差は  $8\text{MHz}$  となってしまう。よって、禁止帯  $\pm 8\text{MHz}$  の BPF を作成しなければならない。

フィルタの種類は主なものに、インダクタ  $L$  とキャパシタ  $C$  を用いる LC フィルタ、誘電体共振器を用いる誘電体フィルタ、表面弾性波を用いる SAW フィルタの 3 種類がある。低周波回路であれば LC フィルタでこと足りるが、数百 MHz 以上の高周波では LC フィルタで満足のいく良い特性を得るのは容易ではない。100MHz~1000MHz では一般に SAW フィルタが使われる。本研究では、出力周波数 100 から 600MHz 程度を想定していて、禁止帯  $\pm 8\text{MHz}$  という厳しい条件があることから、SAW フィルタを用意した。試作したフィルタの諸元を表(3.5)に示す。

表 3.5: BPF の諸元

品番	SAFCC110MCA1T00(murata)	NSVS884(JRC)	NSVS679(JRC)
中心周波数	110.0MHz	304.3MHz	399.8MHz
3dB 帯域幅	1.0MHz	1.0MHz	1.0MHz
挿入損失	3.7dB 以下	3.0dB 以下	2.5dB 以下
入力インピーダンス	480Ω// -1.6pF	50Ω	50Ω
出力インピーダンス	650Ω// -1.6pF	50Ω	50Ω

110MHz:<http://search.murata.co.jp/image/A04X/SA111S68.PDF>

304,399MHz:<http://www.jrc.co.jp/jp/product/device/saw/list/allproducts.html>

なお、110MHz の BPF については 1 つで対応したので、図(3.8)の模式図ではアンプ後段の BPF が省かれている。

304MHz,399MHz については同じ物を 2 つ作成し、アンプの前後に、はさむ形で配置した。

## BPF:110MHz

110MHzのBPFは入出力インピーダンスが $50\Omega$ ではないということで、マッチングをとる必要がある。マッチングはチップ部品のコイルとチップ部品のコンデンサを用いた。マッチング回路を付加したBPFの回路図を図(3.9)に、写真を図(3.10)に示す。

また、特性を図(3.11)に示す。表(3.5)のカタログ値に比べかなり挿入損失が大きくなっている。

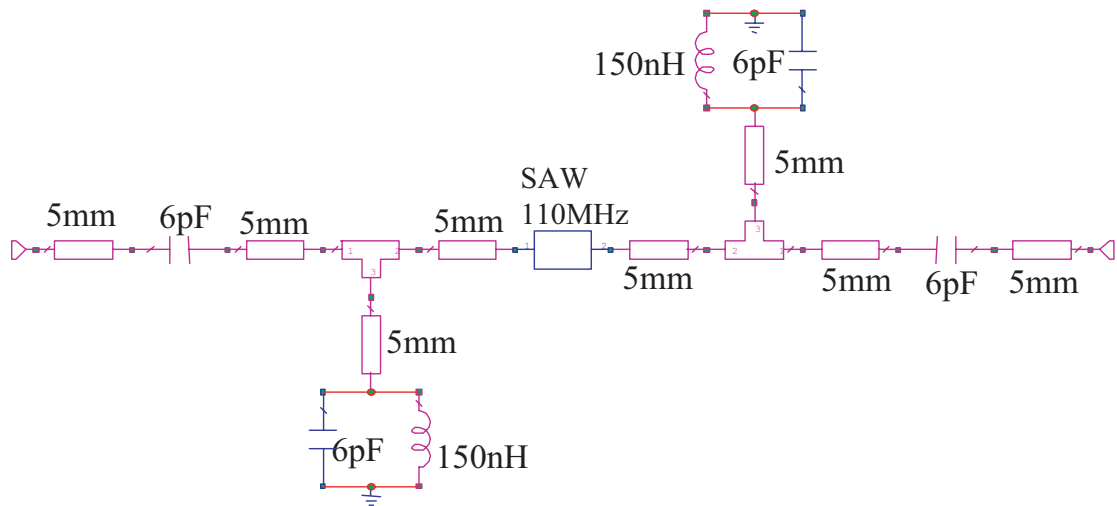


図 3.9: BPF110MHz の回路図

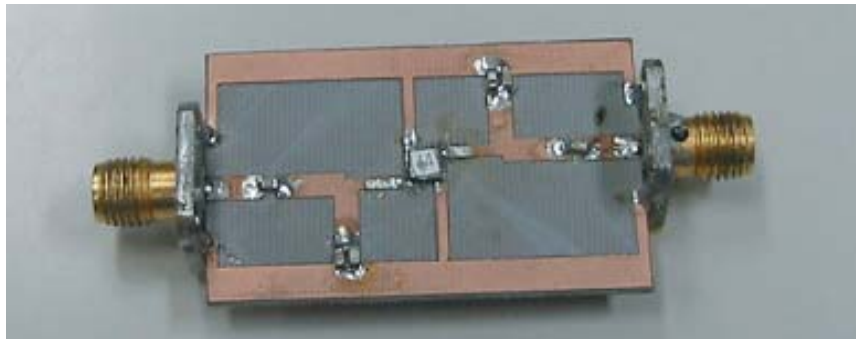


図 3.10: BPF110MHz の外観

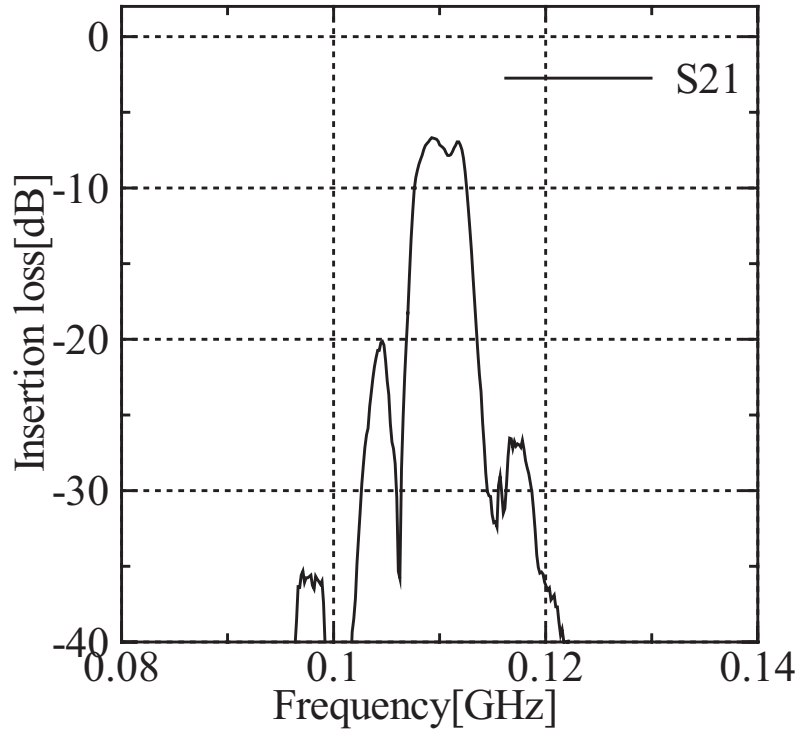


図 3.11: BPF110MHz の S21 特性

### BPF:304MHz

304MHz の BPF は入出力インピーダンスが  $50\Omega$  であるので、マッチング回路は必要ない。回路図を図 (3.12) に、基板上に実装した外観図を図 (3.13) に示す。

また、特性を図 (3.14) に示す。カタログ値通り、良好な挿入損失の値であることがわかる。

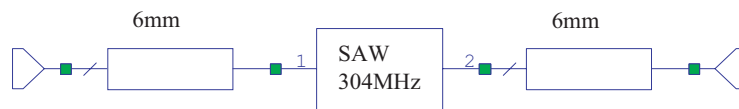


図 3.12: BPF304MHz の回路図

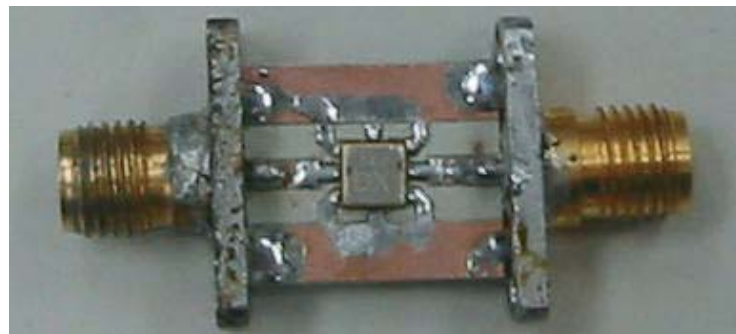


図 3.13: BPF304MHz の外観



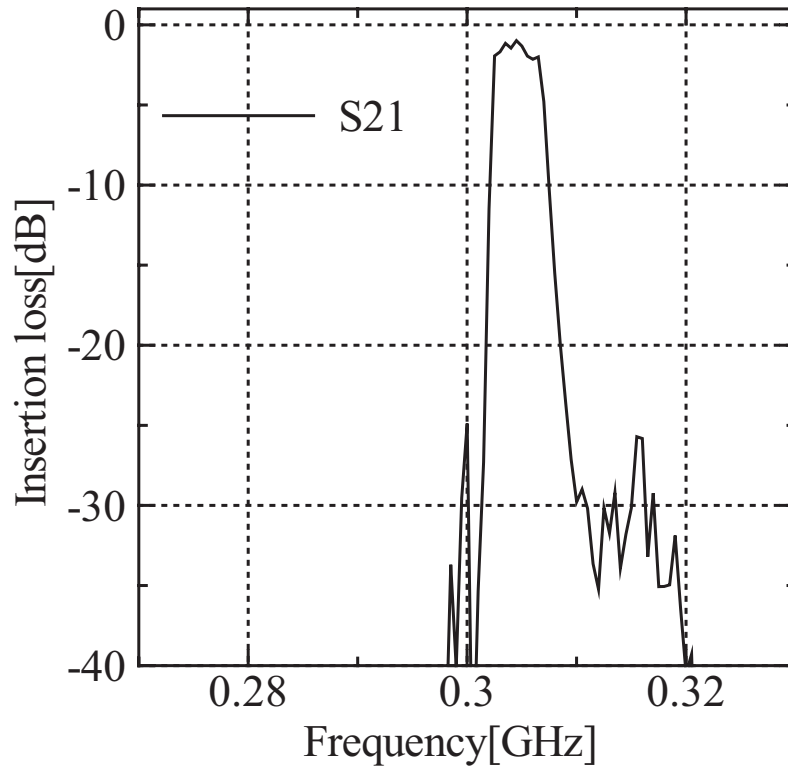


図 3.14: BPF304MHz の S21 特性

### BPF:399MHz

399MHz の BPF も入出力インピーダンスが  $50\Omega$  であるので、マッチング回路は必要ない。回路図を図 (3.15) に、基板上に実装した外観図を図 (3.16) に示す。

また、特性を図 (3.17) に示す。カタログ値通り、良好な挿入損失の値であることがわかる。

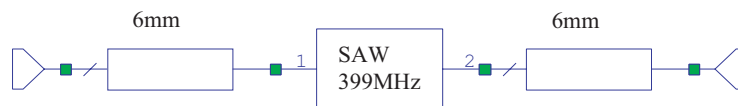


図 3.15: BPF399MHz の回路図

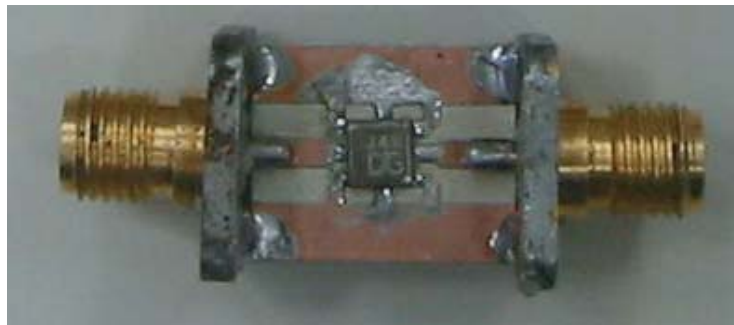


図 3.16: BPF399MHz の外観

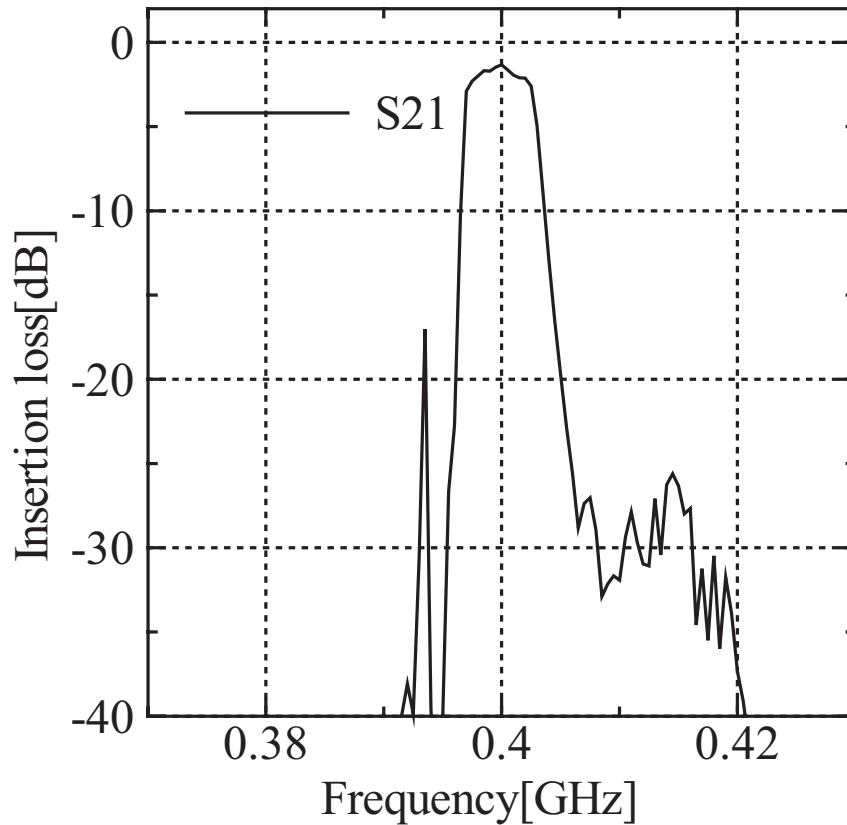


図 3.17: BPF399MHz の S21 特性

### 3.2.2 アンプ

高調波イメージ信号は高周波になるに従い、減衰する。減衰量は 200MHz で 20dB 程度、600MHz で 40dB 程度である。そこで、アンプを用いて増幅する必要がある。

本研究では、出力周波数 100 から 600MHz 程度を想定していて、30dB 程度の利得を得ることを目的としていたので、中出力広帯域増幅用 MMIC を用いた。

表 3.6: アンプの諸元

品番	$\mu$ PC2710TB(NEC 化合物デバイス)
電力利得 (@f=500MHz)	33dB typ.
飽和出力電力 (@f=500MHz, $P_{in}=-8$ dBm)	+13.5dBm typ.
上限動作周波数	1.0GHz typ.
雑音指数 (@f=500MHz)	3.5dB typ.
電源電圧	3.5dB typ.

[http://www.csd-nec.com/microwave/japanese/function\\_j.html](http://www.csd-nec.com/microwave/japanese/function_j.html)

基板に実装した外観図を図 (3.18) に示す。

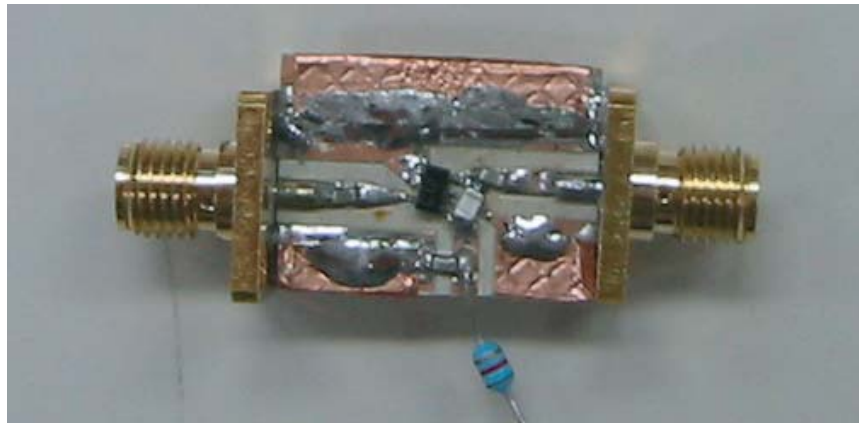


図 3.18: アンプ外観図

### 3.2.3 ミキサ

送信システムで作成された RF は、IF サンプリングを用いる場合ダウンコンバートされる。その際使用されるのがミキサであり、アクティブミキサとパッシブミキサの 2 種類がある。

アクティブミキサはトランジスタなどの能動素子を用いたミキサで、周波数変換だけでなく、利得も得られる。これは能動素子の非線形性を利用して、RF と LO の合成された信号から RF-LO の周波数を持つ IF に変換する。しかし、試作したアクティブミキサは受信波形そのものを歪ませてしまい、またスプリアスが大きく必要な IF 信号自体を取り出すことが困難だったため、パッシブミキサを検討した。

パッシブミキサは受動素子を用いて構成したミキサで、周波数変換時に信号が減衰する。使用するダイオードの数によってタイプがあるが、4つのダイオードと2つのトランスで構成された DBM(Double Balanced Mixer) が一般的である。DBM の回路図を図 (3.19) に示す。

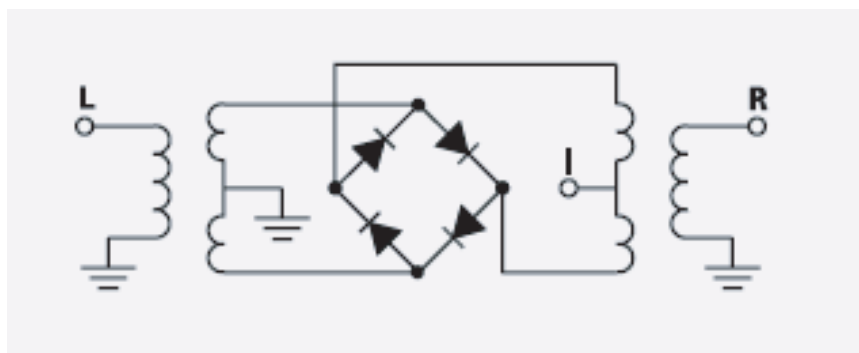


図 3.19: DBM 回路図

本研究で用いた DBM の諸元を表 (3.7) に示す。また、基板上に実装した外観図を図 (3.20) に示す。

表 3.7: ミキサの諸元

品番	TUF-5(Mini-Circuits)
動作周波数	20~1500MHz
変換損失 (@RF=500MHz,LO=+7dBm)	6dB

<http://www.minicircuits.com/dg03-92.pdf>

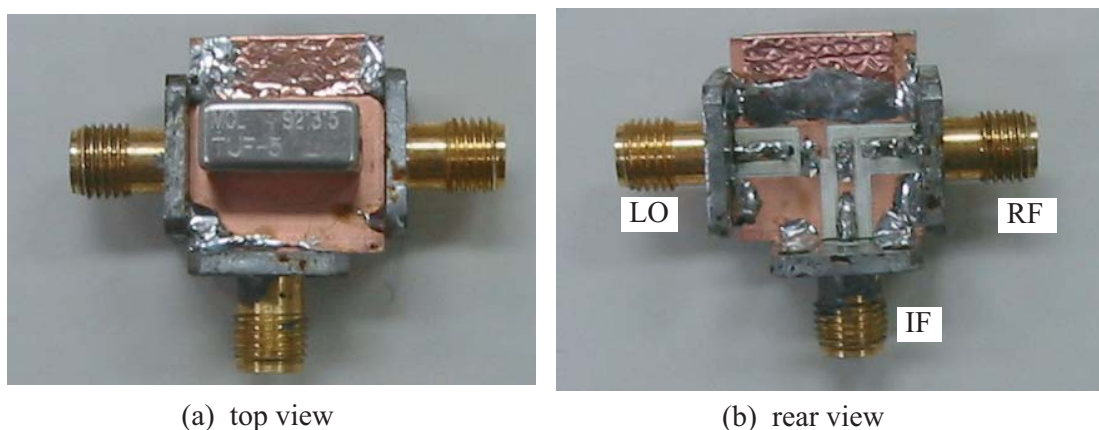


図 3.20: ミキサ外観図

### 3.2.4 LPF

ミキサでダウンコンバートされた信号には、高周波が少なからず含まれている。A/D 変換する際にはこの高調波が雑音になり特性が悪化する。そこで、LPF に通して高周波を抑圧し、所望の IF 周波数のみを取り出す。

IF が低周波であることを考え、LC フィルタを設計及び試作した。回路図を図 (3.21) に、試作した回路の外観を図 (3.22) に示す。

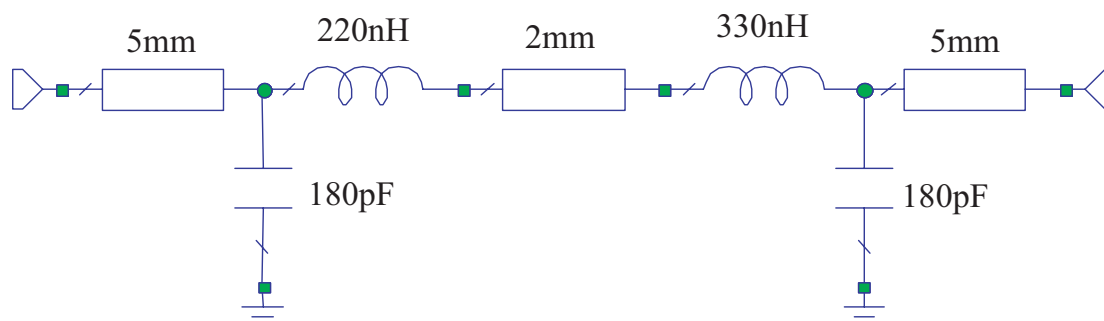


図 3.21: LPF 回路図



図 3.22: LPF 外観図

この LPF の特性を図 (3.23) に示す。16MHz で通過し 32MHz で 10dB 減衰させ、70MHz 以降は 30dB 以上減衰させる特性となっている。

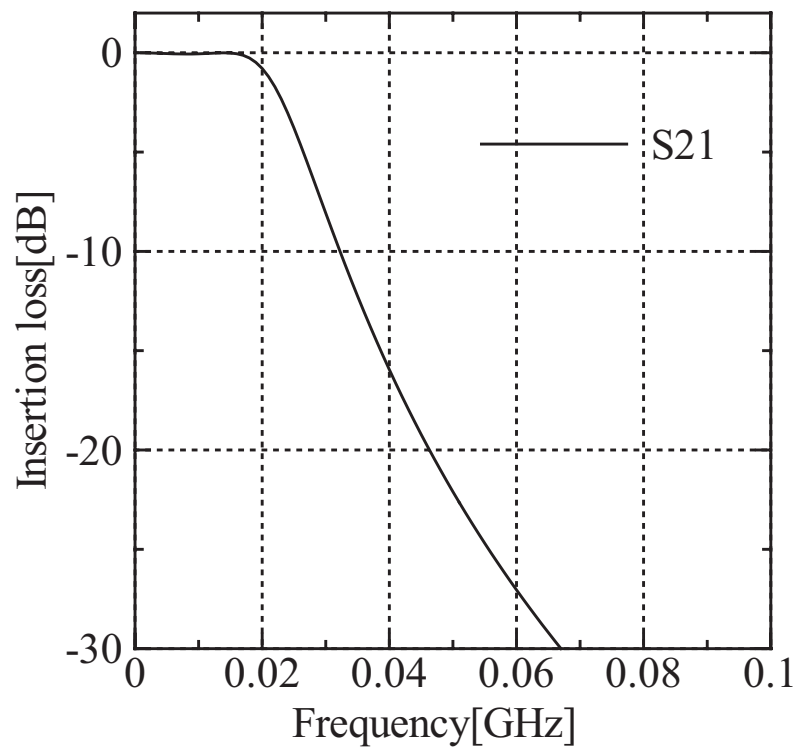


図 3.23: LPF 特性

### 3.3 提案送受信システムの評価

前章 (1.3.2) で提案した送信システムと、デジタル IF 方式で受信を行うシステムを図 (3.24) に示す。

本研究ではその評価を行う際に、送信側ではアンテナ、パワーアンプを除いた構成をとる。まず D/A 変換器から出力された IF 信号を BPF に通して高調波イメージ信号のみ取り出す。ドライバアンプを DC5V でドライブし信号を増幅させた後、再び BPF に通す。ここまです送信である。

受信側では信号が通信路を通らないため、減衰せずに受信される。そのため、信号を増幅する必要がない。もしくはミキサの推奨電力 (-10~-5dBm 程度) にまで減衰させなければならない。その後ミキサで LO に対応した IF にダウンコンバートされる。LPF でスプリアスを除いた後 A/D 変換される。

なお、D/A, A/D 変換の際には、ジッタ特性の良いクロックシンセサイザを用いた。評価回路の構成を図 (3.25) に示す。

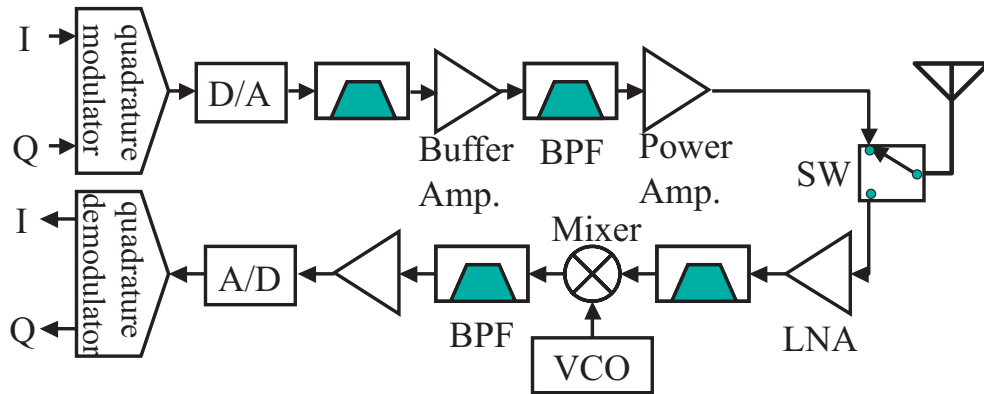


図 3.24: 提案システム (デジタル IF 方式)

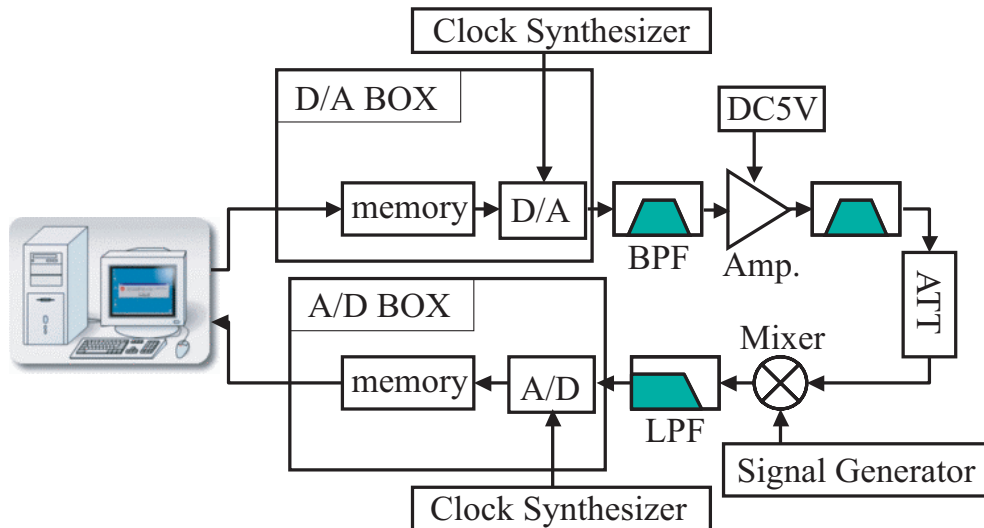


図 3.25: 実験の評価回路の構成

実験の諸元を表(3.8)に示す。ここで、各周波数であるが、BPFの通過帯に高調波イメージ信号が出力されるように決定した。具体的には

$$f_s \times n \pm f_s \times \frac{16}{40} = f_{BPF} \quad (3.1)$$

を満たすような  $f_s, n$  の中で、 $f_s$  が最も 40MHz に近くなる値を選ぶ。

IF 周波数  $f_{IF}$ 、シンボルレート  $f_{sym}$ 、LO 周波数  $f_{LO}$  はそれぞれ、

$$f_{IF} = \frac{2}{5} f_s \quad (3.2)$$

$$f_{sym} = 200 \times \frac{f_s}{40} \quad (3.3)$$

$$f_{LO} = f_s \times n \quad (3.4)$$

で求められる。

表 3.8: 実験の諸元

BPF	110MHz	304MHz	399MHz
D/A,A/D サンプルング周波数	42.31MHz	40.14MHz	41.65MHz
IF 周波数	16.924MHz	16.056MHz	16.66MHz
RF 周波数	110.006MHz	305.064MHz	399.84MHz
変調方式	QPSK		
シンボルレート	211.55ksps	200.7ksps	208.25ksps
ナイキストフィルタロールオフ率	0.4		
LO 周波数	126.93MHz	321.12MHz	416.5MHz

実験の様子を図(3.26)に回路の接続を図(3.27)に示す。



図 3.26: 実験の様子

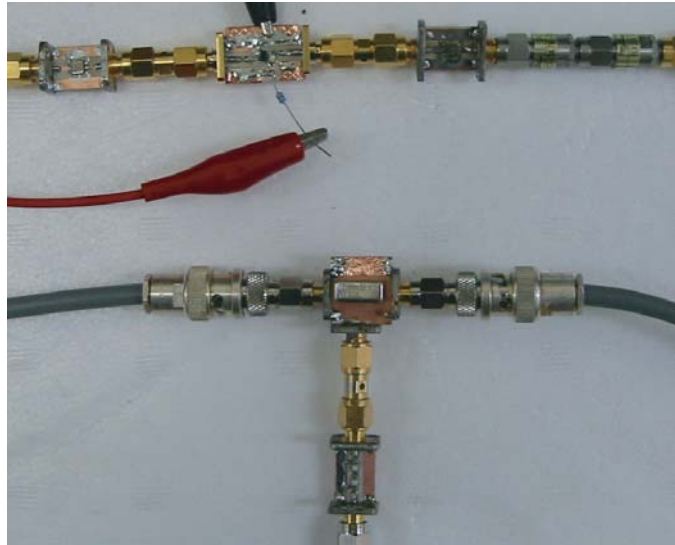


図 3.27: 実験回路

実験結果の EVM 特性を図 (3.28) に示す。また、そのときのコンスタレーションパターンを図 (3.29) に示す。送信機テストに直に入力した値と比べて数 % 悪い値となっている。これは色々な要因が考えられるが、特に BPF や LPF の群遅延特性が乱れ、シンボル間干渉 (ISI: Inter Symbol Interference) を引き起こすこと [16] が信号を劣化させている原因と思われる。つまり、BPF など帯域内の位相特性が乱れ ISI を引き起こすため、BPF を通していない送信機テストと比べて EVM が悪化している。これを軽減するには、BPF をなるべく群遅延特性の良い物にすることと、シンボルレートを下げること (使用帯域を狭めること) が有効と考えられる。

EVM は 300MHz 帯で 3.8%、400MHz 帯で 6.6% と良好な値である。しかし、提案法を評価するにあたり、パワーアンプ以降の高周波素子を省いている。そこで、パワーアンプによる劣化として 3% を考慮すると、

$$EVM_{300MHz} = \sqrt{3.8^2 + 3^2} = 4.8(\%) \quad (3.5)$$

$$EVM_{400MHz} = \sqrt{6.6^2 + 3^2} = 7.2(\%) \quad (3.6)$$

となる。これは W-CDMA の規格  $EVM < 10\%$ 、無線 LAN の規格  $EVM < 5\%$  を考えると、300MHz 帯で無線 LAN の規格を、400MHz 帯で W-CDMA の規格を満足しそうである。

帯域外の漏洩電力は図 (3.30) に示すように -40dBc 程度で、良好である。省いているパワーアンプでどれだけ歪んでくるかが問題であるが、無線 LAN の規格は隣接チャネル (20MHz 隣のチャネル) への漏洩電力が -25dBc であるから、15dB のマージンがある。



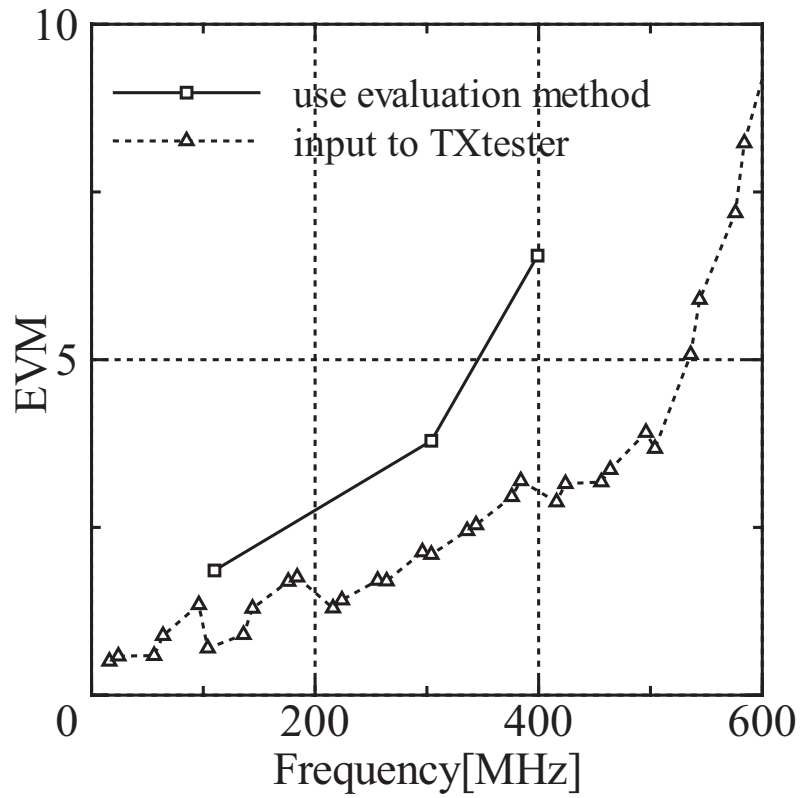


図 3.28: 実験回路の周波数-EVM 特性

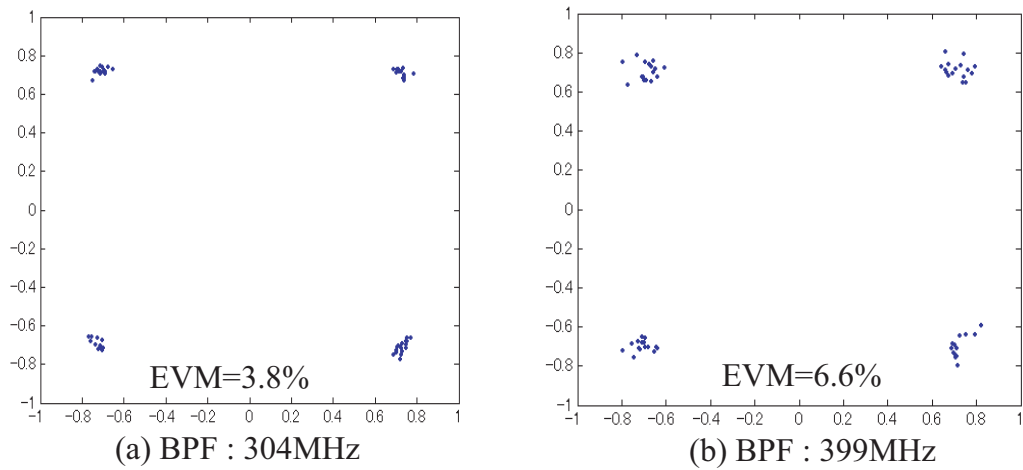


図 3.29: 実験のコンスタレーション

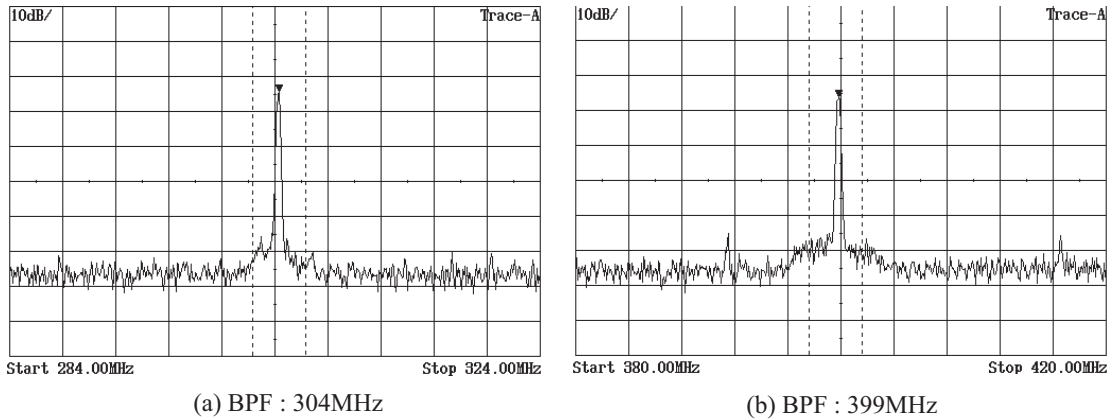


図 3.30: 出力スペクトル

### 3.3.1 受信側オーバーサンプリング倍率を変えての実験

ダウンコンバートする際、SignalGenerator(SG)のLO信号を変えることで、IF周波数を変更することができる。IFを変更することによって倍率の高いオーバーサンプリングをすることができ、復調精度が上がる可能性がある。

LO周波数は

$$f_{LO} = f_{RF} - \frac{f_s}{n} \quad (3.7)$$

で決定した。ただし  $n$  はオーバーサンプリングの倍率である。

表 3.9: オーバーサンプリング倍率を変えた時のLO

BPF	304MHz	399MHz
LO周波数 ( $\frac{5}{2}$ 倍:IF16MHz相当)	321.12MHz	416.5MHz
(4倍:IF10MHz相当)	295.029MHz	389.4275MHz
(5倍:IF8MHz相当)	297.036MHz	391.51MHz
(8倍:IF5MHz相当)	300.0465MHz	394.63375MHz

結果を図(3.31)に示す。オーバーサンプリングの倍率ではEVMは大きく変わらないことを確認した。

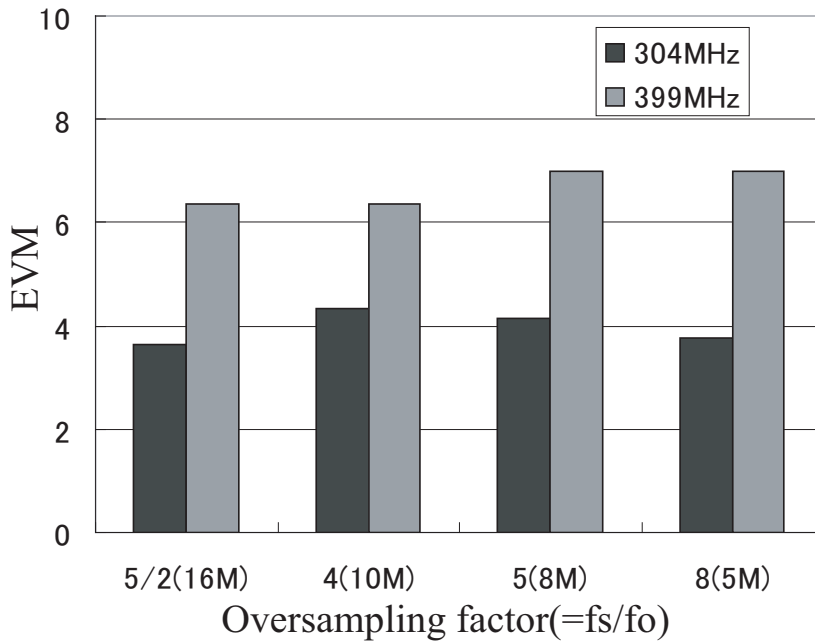


図 3.31: オーバーサンプリング倍率を変えた時の周波数-EVM 特性

### 3.3.2 受信側アンダーサンプリングを用いた実験

アンダーサンプリングを用いた評価回路の構成を図 (3.32) に示す。アンダーサンプリングは A/D 変換器でダウンコンバートする技術であるから、デジタル IF 方式のようなミキサは必要ない。実際の受信機には所望の帯域のみを取り出す BPF が必要であるが、本研究での送信部は帯域外漏洩電力が -40dBc であることから、BPF も用いなかった。

非常にシンプルな送受信システムの評価回路の構成である。

結果はアンダーサンプリングの方が EVM が数 % 悪化した。やはりアンダーサンプリング自体がジッタの影響を強く受けてしまうために、D/A 側と同じくらいの信号の劣化を引き起こす。

前節 (2.4.4) で個々の EVM の二乗和の平方根が全体の EVM とした。このことから、

$$\begin{aligned} \text{アンダーサンプリングの EVM} &= \text{D/A の EVM} + \text{A/D の EVM} \\ \text{デジタル IF 方式の EVM} &= \text{D/A の EVM} \end{aligned}$$

と近似すれば A/D 変換器の EVM を間接的に求めることができる。

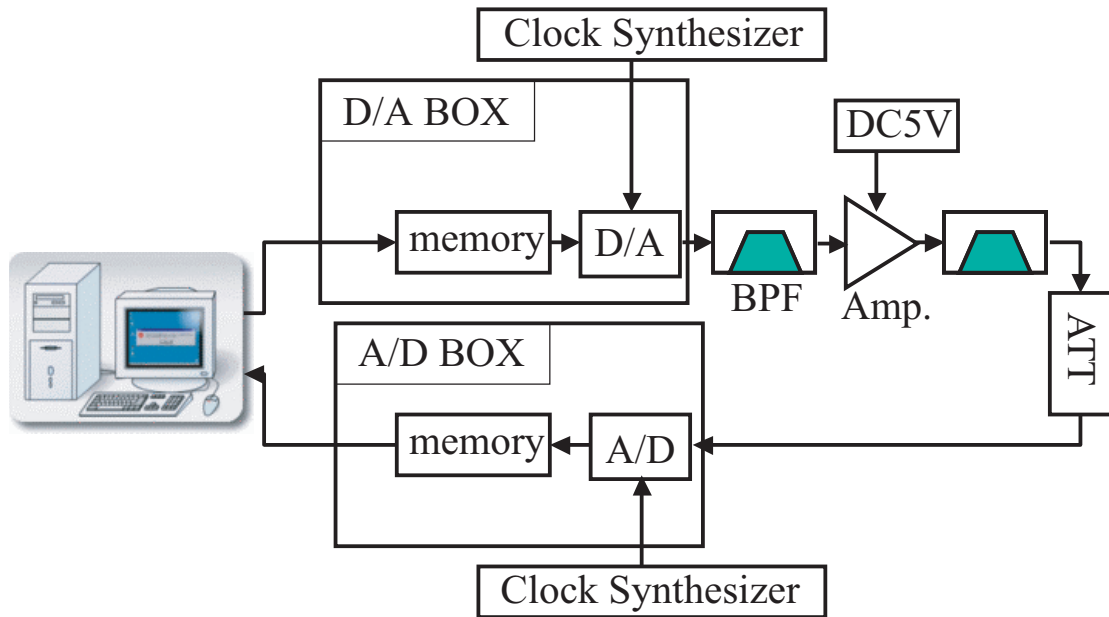


図 3.32: アンダーサンプリングを用いた実験の評価回路の構成

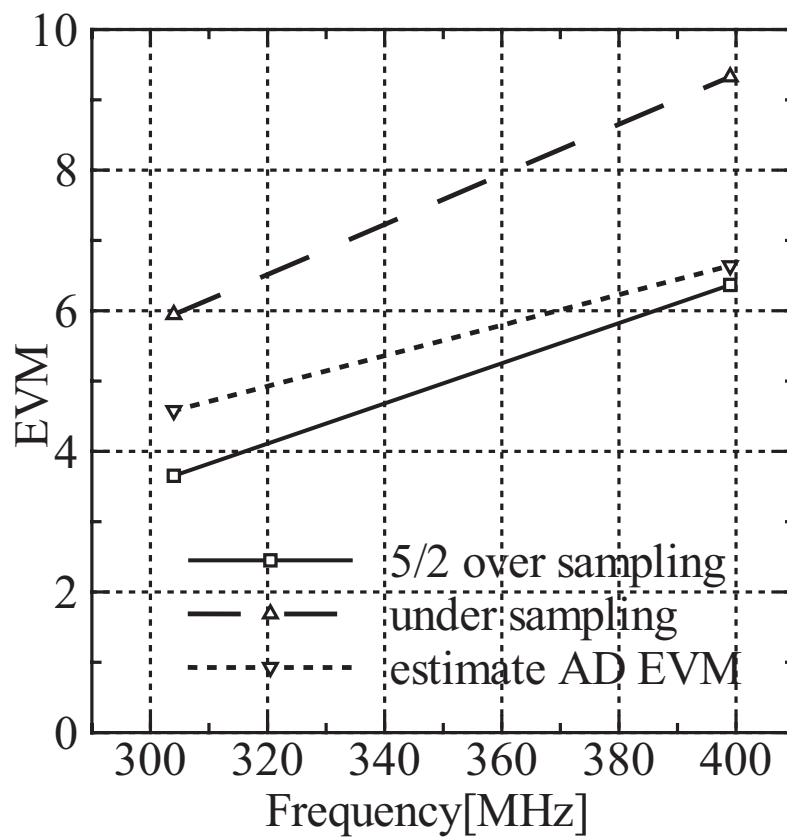


図 3.33: アンダーサンプリング時の周波数-EVM 特性

## 第 4 章

### 結論

本論文では、D/A 変換器の出力波形から得られる高調波イメージ信号を積極的に利用する送信システムを提案した。

D/A 変換器出力信号を考えると、デジタル信号と矩形波の時間軸上での畳み込みで表される。周波数軸上ではデジタル信号成分が周期的なパルスを、矩形波成分が高周波ほど減衰させる sinc 関数をそれぞれ持つことから、その積を考え高周波ほど減衰したパルス列を生じる。その高周波のパルスが高調波イメージ信号であり、BPF で抜き出すことにより減衰した変調信号を直接得ることができる。

この高調波イメージ信号を積極的に利用した提案法を述べ、従来法と比較した。従来法と比べて構成する部品がとてま少なくなる。また、送信変調精度の評価に必要な受信側の構成についても述べた。

本研究の送信変調精度の評価を EVM で行った。これは、位相変調を行ったときのコンスタレーションパターンにおいて、理想シンボル点との誤差ベクトルのノルムを最大振幅で正規化し平均したものである。EVM は正規化された標準偏差と考えることができるので、複数の誤差の要因があったときの全体の和は個別誤差の二乗和の平方根であることを示した。

高調波イメージ信号を直接取り出す提案法において、誤差になる主な要因と改善策を述べた。

- 高調波歪み

D/A 変換器は非線形性を持っているため、出力信号に高調波イメージ信号だけではなく、高調波スプリアスを生じる。これは、高調波イメージ信号同士の相互変調歪 (IMD: Inter Modulation Distortion) で、サンプリング周波数と出力信号周波数に対応したものである。大きさは、高周波でも減衰しないので、高調波イメージ信号に対する相対的な大きさは高周波ほど大きくなる。本研究では、この問題を解決する  $\frac{5}{2}$  倍オーバーサンプリングを提案した。サンプリング周波数と出力信号周波数をこの関係

に設定すると高調波スプリアス信号との周波数差が最大になり、出力も効率がよいため、有効である。実験でも確認を行った。

- 高調波の減衰

高調波イメージ信号は高周波ほど減衰する。sinc 関数の影響で減衰するのだが、実際の信号はサンプリング周期にも影響を受けてしまい、デューティ比を変更することでは sinc 関数の減衰は抑えられるのだが、信号の減衰自体は変わらない。出力信号周波数によっては悪化する。しかし実験では、出力電力は理論通り小さいが、EVM は改善した。この理由については今後の課題である。デューティ比を変更する手段はサンプリング周波数を整数倍にして 0 補間をすることになるため、EVM の改善がコストかを選択する必要がある。

- ジッタノイズ

D/A 変換器のクロックのジッタノイズが変調精度に大きく影響する。これは高周波ほど顕著である。シミュレーションをするにあたっては、ジッタを離散的な分布としても大きく変わらない結果となった。

提案法の有効性を証明するにあたり、送受信システムを試作した。送信信号はコンピューター上で作成し、D/A からの直接出力を BPF を通して高調波イメージ信号を取り出した後、増幅し、さらに狭帯域の BPF でスプリアスを除去する。評価法としては、デジタル IF 方式の受信機を想定した。ミキサでダウンコンバージョンしてから LPF でスプリアスを除去し、A/D 変換され復調した結果、300MHz 帯で EVM が 3.8%、400MHz 帯で 6.6% と歪みが十分に小さいことが示された (ただし、サンプリング周波数 40MHz 付近、IF 周波数 16MHz 付近で実験)。

さらに受信側にアンダーサンプリングを用いた送受信システムの評価も行った結果、300MHz 帯で 5.9%、400MHz 帯で 9.3% となった。これは、A/D 変換器のクロックもジッタを持っており、高周波ほど受信信号を劣化させることを考えれば妥当な結果である。送受信システム全体で IF と RF のコンバーターが削減できることを考慮すれば、送信側に提案法と受信側にアンダーサンプリングを用いるシステムは小型化に有効であり、クロックジッタの低減により性能の向上も期待できる。

今後の研究課題としては、先にも述べたようにデューティ比が変わると、電力が大きくなっていないのに EVM が改善した。その根拠と更なる改善策である。また、ジッタノイズの改善、BPF の群遅延特性と改善などが挙げられる。

# 謝辞

本研究を進めるにあたり、厳しくかつ丁寧に御指導下さった新井宏之教授、市毛弘一助教授に深く感謝致します。

また研究生活全般に渡って御指導下さった D3 の金ミン錫 (Minseok Kim) 先輩に深く感謝致します。

最後に研究生活を共に過ごした新井研究室の皆様に深く感謝致します。

## 参考文献

- [1] 鈴木康夫, 荒木道純:”ソフトウェア無線機とその国内における開発の現状”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J84-B No.7, pp.1120-1128, 2001.
- [2] 河野隆二, 春山真一郎:”ソフトウェア無線の現状と将来”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J84-B No.7, pp.1112-1119, 2001.
- [3] 黒田忠広:”RF マイクロエレクトロニクス”, 丸善, 2002.
- [4] 市川裕一, 青木勝:”GHz 時代の高周波回路設計”, CQ 出版, 2003.
- [5] 鈴木憲次:”ラジオ & ワイヤレス回路の設計・製作”, CQ 出版, 1999.
- [6] ”高周波デバイス実践活用法”, トランジスタ技術, 2004 年 12 月号, pp.115-196, 2004.
- [7] 櫻澤成彰, ”ダイレクトコンバージョン受信機の回路構成法の研究” 横浜国立大学 工学研究科 新井研究室 修士論文, 平成 14 年 2 月.
- [8] 溝呂木上”Low-IF 方式受信機に関する研究” 横浜国立大学 工学部 新井研究室 卒業論文, 平成 14 年 2 月. - II-680, 2004.
- [9] Rodney G.Vaughan, Neil L.Scott and D.Rod White, ”The Theory of Bandpass Sampling”, IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, Vol.39, No.9, pp.1973-1984, September 1991.
- [10] Aiko Kiyono, Minseok Kim, Koichi Ichige and Hiroyuki Arai, ”Jitter Effect on Digital Downconversion Receiver with Undersampling Scheme”, IEEE MWSCAS 2004, pp.II-677
- [11] 西村芳一:”無線によるデータ変復調技術”, CQ 出版, 2002.
- [12] ”ソフトウェア無線を FPGA で実現する”, デザインウェーブマガジン, 2005 年 2 月号, pp.27-104, 2005.



- [13] ”期待が高まるデジタル通信技術の基礎”, インターフェース,2001年10月号,pp.51-117,2001.
- [14] Jhon R. Taylor, 林茂雄, 馬場涼:”計測における誤差解析入門”, 東京化学同人,2000.
- [15] 柏木浩光:”デジタル技術入門”, 丸善,1981.
- [16] Ulrich L.Rohde, Jerry C.Whitaker, ”Communication Receivers: DSP, Software Radios, and Design”, McGraw-Hill,2001.