

# RF 直交アンダーサンプリング技術

村口 正弘

東京理科大学 工学部 電気工学科

RF Quadrature Under-Sampling Technique

Masahiro MURAGUCHI

Department Electrical Engineering,

Tokyo University of Science

## 1. まえがき

64QAM や OFDM などの直交変調された変調波からナイキストサンプリングより低い周波数でサンプリングしながらも、直交情報を直接取り出すことが可能な RF 直交アンダーサンプリング技術について解説する。

## 2. サンプリング定理

アナログ信号をデジタル信号に変換するにはサンプリング(標本化)と量子化の 2 つのプロセスが必要である。図 1 に示すようなアナログ信号を  $T_s$  秒の周期でサンプリングする場合を考える。サンプリング回路は図 2 のようなスイッチとキャパシタで構成され、スイッチ ON の間にキャパシタ C に信号電圧をコピーする。スイッチ ON の時間を D 秒とするとキャパシタ C には D 秒間の電圧の平均値に比例した値が保持される。即ち、アナログ信号の D 秒間の信号変化は平均化され、図 1 のような幅 D、周期  $T_s$  の矩形パルスに変換され出力される。ここで注意すべきことはサンプリングが  $T_s$  間隔で行われるため、スイッチ OFF の時間は入力信号の変化を全く見ていないことである。その結果、図 3 に示すような F1, F2, F3 の信号を  $T_s$  間隔でサンプリングした場合、サンプル点では同じ値となるため、異なった周波数の信号であるにも拘らず同じ信号として認識されることになり、互いに区別できなくなる。この不都合を防ぐ方策を示したのがナイキストのサンプリング定理である。サンプリング定理は入力信号の最大周波数をサンプリング周波数  $f_s=1/T_s$  の 1/2 以下に制限すればサンプリング結果から入力信号を誤らずに復元できることを保証している。図 3 の 3 つの信号波形で F1 のみがサンプリング定理を満たす信号であり、F2 と F3 は除外される。

しかしながら、無線 LAN の信号のような GHz 帯の信号をサンプルする場合、ナイキストサンプリングの条件を満たすためにはその 2 倍の周波数でサンプリングすることになり、ADC のコスト、消費電力、量子化精度などで実用的でないと考えられる。そこで、現実的な方策の一つとしてナイキストのサンプリング定理を拡張したアンダーサンプリングが考えられる。次章ではアンダーサンプリングとその発展型の直交アンダーサンプリングを紹介する。

## 3. RF 直交アンダーサンプリング

### 3.1 アンダーサンプリング

サンプリングはサンプリング周波数  $f_s$  の 1/2 の周波数帯域幅が基本単位となる。これをナイキストゾーンと呼んで、図 4 の

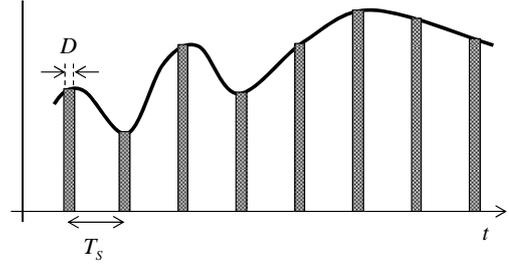


図 1 アナログ信号のサンプリング

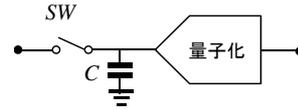


図 2 サンプリング回路と量子化回路

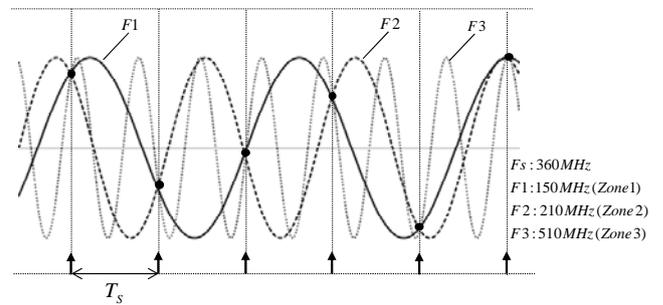


図 3  $T_s$  間隔のサンプリング

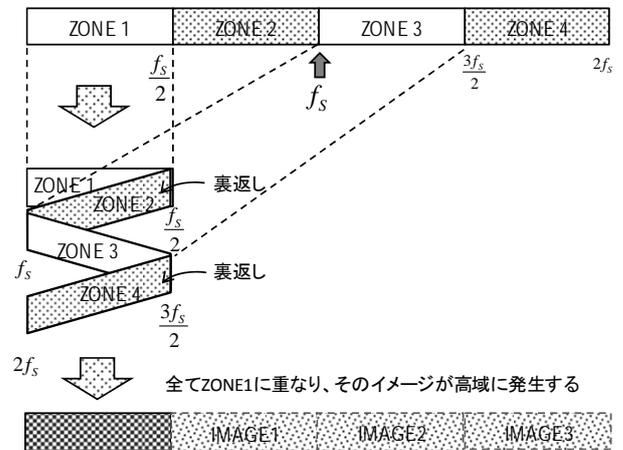


図 4 アンダーサンプリングとナイキストゾーンの関係

ように周波数を横軸として DC から順次ゾーン分けを行い、低い周波数帯から ZONE1, ZONE2, ZONE3...とする。

広帯域の信号をサンプリングすると、サンプリング後は ZONE 単位で折り重なって ZONE1 の帯域に信号が重畳される。このとき偶数番号の ZONE2, ZONE4 は裏返し(周波数軸が逆転)となる。図 3 で F2 の信号は ZONE2 にあり  $f_s/2$  である 180MHz を挟んで F1 と F2 は 180MHz から 30MHz 離れた位置にある。F1, F2, F3 の波形の交差の仕方を見ると、F1, F3 は同じ方向で F3 が追い越すように交差するが、F2 はそれらと逆方向から交差する。

サンプリング後は全ての周波数の情報が ZONE1 に集約され

るが、さらにそれらを量子化すると、ZONE 単位で高域にイメージが発生し、隣り合った ZONE 同士は互いに鏡像関係の信号分布となる。

ナイキストは入力信号が全て  $f_s/2$  以下になるように LPF で制限すべきであると言っている。この LPF はアンチエイリアスフィルタと呼ばれ図 3 では F1 のエイリアスである F2 や F3 を除去することに相当する。

さてここで、図 3 で  $f_s$  を 360MHz のままに希望信号を F3 とする場合を考える。この場合、F1 と F2 はエイリアスとなる。これらのエイリアスを排除するのは F3 の信号のみが通過する BPF を用いれば良い。この BPF の通過帯域の最大は ZONE3 の帯域であり、BPF の帯域はこれ以下にしなければならない。サンプリング後はあたかも F1 をサンプリングしたかのように F3 の信号が ZONE1 に現れる。もし F3 が変調波の場合、サンプル後の信号には元信号の搬送波周波数情報は失われるが、振幅情報と位相情報は保持されている。即ち、搬送波の周波数とサンプリング周波数の差周波数にダウンコンバートしたことと等価なプロセスとなる。これが、アンダーサンプリングである。

### 3.2 直交サンプリング

現在の無線通信では殆ど全てのシステムで直交変調が使用されている。そのため受信側では直交復調が必要となり、局発信号をハイブリッドなどで  $90^\circ$  位相差で 2 分配し、同相分配した入力信号とミキサで乗算させてダウンコンバートしながら直交情報を得ている。この場合、ミキサの代わりに前節のアンダーサンプリングを用いることも可能である。

上記に対して本節の直交サンプリングとは  $90^\circ$  ハイブリッドを用いない、即ちスカラーサンプリングで直交情報を得ようとするものである。これを理解するのは直交変調の仕組みを知る必要がある。図 5 に直交変調の原理を示す。

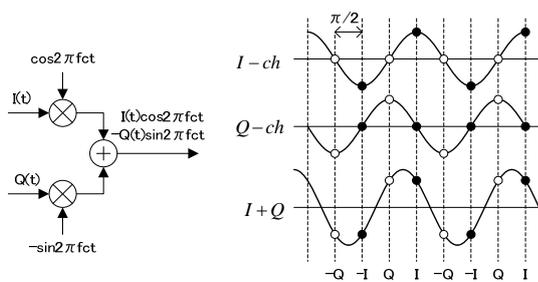


図 5 直交変調の原理

$90^\circ$  位相差を持った搬送波それぞれに I チャンネルデータ(I-ch)と Q チャンネルデータ(Q-ch)を乗算し、両者を線形加算して出力する。I-ch と Q-ch の搬送波は直交関係にあるので、互いに独立した情報を保持している。ここで、図 5 右の信号波形を見ると、I-ch と Q-ch は一方が零のとき他方が最大となっており、右下の合成波形の○と●の位置でサンプリングすれば -Q, -I, Q, I の順に情報が直接取り出せることが判る。このサンプリングは搬送波周波数  $f_c$  の 4 倍の周波数でサンプリングすることに相当する。実は I-ch と Q-ch をそれぞれナイキストサンプリングするには  $f_c$  の 2 倍の周波数でサンプリングすることになるが、そのサンプリングを  $90^\circ$  位相をずらして合成すると 4 倍の周波数でサンプリングすることと等価になる。

ただし、 $f_c$  が 2.4GHz の場合を考えると、 $f_s$  は 9.6GHz となり現実的ではないサンプリング周波数となってしまふ。

### 3.3 直交アンダーサンプリング [1],[2]

直交アンダーサンプリングは直交サンプリングを間引きするサンプリングである。次式の関係を満たすようにサンプリングすると直交サンプリングと同じサンプリング結果が得られる。

$$f_s = \frac{4f_c}{4k+1}$$

$f_s$ : Under Sampling Frequency  
 $f_c$ : Carrier Frequency  
 $k$ : sampling interval factor

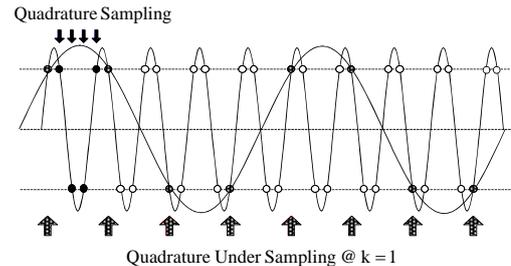


図 6 直交アンダーサンプリング

図 6 は間引き係数  $k=1$  のときの直交アンダーサンプリングのサンプル点を示している。図上部の矢印は直交サンプリング位置を示しており搬送波 1 周期に 4 点のサンプルを行う。直交アンダーサンプリングは  $f_c/(4k+1)=f_c/5$  のエイリアスを直交サンプリングすることに相当する。

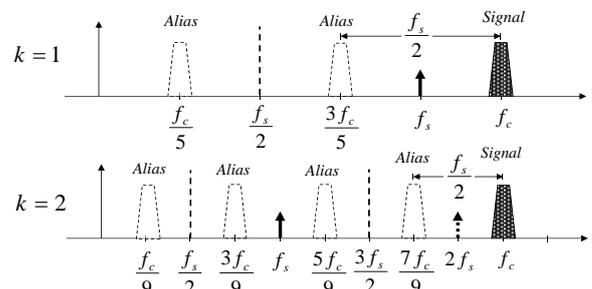


図 7 直交アンダーサンプリングのエイリアス分布

図 7 に直交アンダーサンプリングのエイリアス分布を示す。k=1 の場合はナイキスト ZONE3 の信号をサンプリングすることになり、ZONE1 と ZONE2 にエイリアスが存在する。k=2 の場合は ZONE5 に信号が存在し、4 個のエイリアスが低周波域に分布する。

直交アンダーサンプリングの利点はアンチエイリアスフィルタ(BPF)で入力信号を帯域制限すれば低速サンプリングが可能となり高分解能の ADC を利用できることである。さらに量子化後に I, Q のデータを振り分けることで ADC が 1 個で済むという利点もある。

ただし、アンダーサンプリング共通の避けて通れない深刻な問題が存在する。それは S/N の低下である。次節で S/N 低下の定量的なディスカッションを行う。

### 3.4 アンダーサンプリングの S/N に関して [3]

サンプリング後に希望信号に重畳する外来エイリアス信号は適切なアンチエイリアスフィルタを用いることで除去することが

できる。一方、エイリアス帯域にある熱雑音はサンプリング回路の入力端にも存在しサンプリング時に信号と同時に取り込んでしまう。図7のエイリアス分布において、エイリアス位置の信号はフィルタで除去できるが、エイリアス位置の熱雑音は信号に重畳される。即ち、間引き係数を  $k$  とすると、熱雑音電力は  $(2k+1)$  倍になる。  $k=1$  では3倍、  $k=2$  では5倍になる。例えば、2.4GHzの信号を  $k=10$  の  $f_s=234\text{MHz}$  でサンプリングしたとすると、熱雑音電力は21倍となり  $S/N$  は13.2dBも劣化する。これは許容できない大きさである。さらにアンダーサンプリングでは、希望信号の低域に多数のエイリアスを生じると同時に高域側にも考慮すべきエイリアスが発生する。図1に示すように1回あたり  $D$  秒間のサンプリングを行った場合、サンプリング回路はSINC関数のフィルタ特性を持ち図8のような周波数特性となる。図8で6dB帯域、即ちZONE6辺りまでのエイリアスからの熱雑音を考慮する必要が生じる。

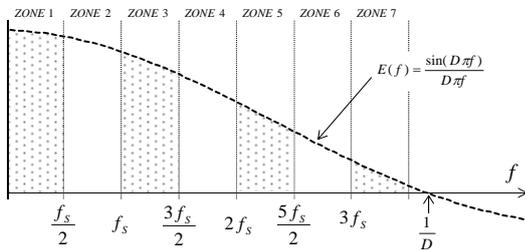


図8 サンプリング回路の周波数特性とナイキストゾーン

しかしながら、幸いなことに、アンダーサンプリングにより発生するエイリアスからの熱雑音の影響を効果的に低減する現実的な手段が存在する。それはサンプリング前に利得の高い低雑音増幅器(LNA)で信号を増幅することである。

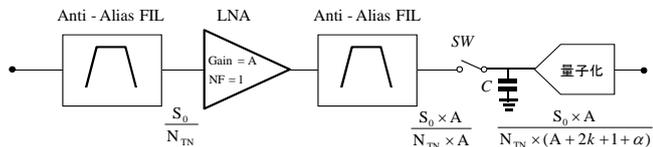


図9 アンダーサンプリングによる  $S/N$  低下の緩和策

図9にサンプリング回路前段にLNAとアンチエイリアスフィルタを接続した構成を示す。理解を容易にするためLNAの電力利得(真数)を  $A$ 、 $NF$  を1としLNAでの雑音付加はないものと仮定する。信号電力  $S_0$  がLNAに入力され、かつ入力端で信号帯域相当の熱雑音電力  $N_{TH}$  が同時に入力されるとする。LNAの出力は  $S_0$  および  $N_{TH}$  とともに  $A$  倍されて出力される。サンプリング後の雑音電力はLNAの雑音出力  $N_{TH} \times A$  に間引きによる  $(2k+1)$  個のエイリアスおよび高域のエイリアス数  $\alpha$  の寄与が付加されたものとなる。例としてLNAの利得を100(20dB)とすると  $k=10$  でもエイリアス数は  $21+\alpha$  なので、 $\alpha=9$  としてもエイリアス数は30個であり  $S/N$  の劣化は100/130、即ち1dB程度となる。なお、図9の初段のフィルタはシステムフィルタで良い。LNA出力端のフィルタはLNAの利得がエイリアスの帯域も増幅する場合に必要となる。

なお、通常はADCに入力する信号はADCがフルスケール動作になるように増幅しておく必要があることから、この構成は特殊ではなく一般的なブロック構成とも言える。

### 3.5 ADCの $S/N$ に関して

サンプリング周波数を上昇させるとADCの入力端から入る熱雑音はエイリアスからの寄与が減少し、 $S/N$  が改善する。しかし、その効果はナイキストサンプリング周波数が上限であり、オーバーサンプリングを行っても  $S/N$  は改善しない。ADCにおいてオーバーサンプリングで  $S/N$  が改善されているのは、ADC内部で発生する量子化雑音が低減されるためであり、それと区別しなければならない。

## 4. サンプリングクロックの生成<sup>[4]</sup>

直交アンダーサンプリングでは入力信号の搬送波と同期したサンプリングを行うことが必須である。何故ならばサンプルタイミングで  $90^\circ$  の直交性を確保しようとしているからである。技術的にはOFDMのような複雑な変調波からそのベースとなる搬送波を抽出することであり、QPSK変調ならともかく高次の変調では不可能と考えられていた技術である。

我々は64QAMやOFDM変調波から同期したサンプリングクロックを生成する技術を既に完成しているが、そのキーポイントを整理すると以下となる。

- 変調波から振幅・位相情報除去
- 変調波から周波数情報抽出
- クロック周波数ずれ検出(周波数差、周波数の高低)
- シンボル変化の影響除去

周波数引き込みの目安は、64QAMなどではパイロット信号の捕捉であり、OFDMではシンボル同期を経てFFT出力が見えるまでである。データが見えるようになって初めて位相引き込みが可能となり、正常な復号が行える。

本稿では紙面の関係で詳細は掲載できないが、RF直交アンダーサンプリングの実用化のキー技術であるので、興味ある方は参考文献[1]-[4]を一読して頂ければ幸いである。

## 5. まとめ

RF直交アンダーサンプリングは受信機の広帯域動作のボトルネックとなっている  $90^\circ$  ハイブリッドを排除できる。しかもアンチエイリアスフィルタの帯域を切り替えることにより何オクターブにも亘る超広帯域の受信機を構成できるという利点がある。従って、理想のソフトウェア無線やコグニティブ無線を実現する効果的な技術と考えられる。

### 文 献

- [1] R. Okuizumi, Y. Inada, and M. Muraguchi, "RF direct orthogonal phase under-sampling technique for software defined radio," IET Electron. Lett., vol.44, no.18, pp.1074-1075, August 2008.
- [2] M.Inomata, T.Haruta, and M.Muraguchi, "An All Digital OFDM Receiver using Novel RF Quadrature Under-Sampling Technique," Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2010, pp.207-210, Dec. 2010.
- [3] R. Okuizumi and M. Muraguchi, "Bit-Error-Rate of Direct Conversion Digital Receiver using RF Direct Quadrature Undersampling Technique," Proc. 2011 Asia-Pacific Microwave Conf., pp. 1486-1489, December 2011.
- [4] N. Matsumura, D. Maeda, and M. Muraguchi, "New Clock Generation Techniques for Synchronous Sampling of 16-QAM RF Signals," Proc. 2011 Asia-Pacific Microwave Conf., pp. 1434-1437, December 2011.