

正弦波を A/D 変換し窓関数なしに打ち切って FFT してみると

著者: 石井 聡

はじめに

こんなご質問をいただきました。

「A/D コンバータのデータシートに記載されている FFT スペクトルについてなのですが…」

「A/D 変換サンプリング周波数 f_s [Hz] (サンプリング周期 T_s [s] = $1/f_s$) と FFT ポイント数 N から決まる FFT 時間長 T_{FFT} [s] ($T_{FFT} = N/f_s$) と、入力信号 (被測定信号) 周波数 f_{IN} [Hz] の周期 T_{IN} [s] の整数倍の時間 (T_{MES} [s] = PT_{IN} , P は任意の整数) がぴったり合わないようなケース ($T_{FFT} \neq PT_{IN}$) があると思います」

このご質問はサンプリングが正弦波周期の途中で「窓関数なしに」打ち切られると (正確にはサンプリングされた波形のオシリとアタマが連続になっていない) おかしくならないか? ということを意図しているのです。ご質問は続きます。

「しかし A/D コンバータのデータシートでは、窓関数を用いていないようなスペクトルになっています。たとえば (図 1 に示す) AD9626 のデータシート Fig. 11 の条件なのですが…」

「データシートはほとんどこのケースだと思います。これはどう考えればよいのでしょうか?」

結果的にこのご質問の答えとしては、この技術ノートの検討のように「サンプリングが正弦波周期の途中で打ち切られると、スペクトルは**おかしくなる**」ということなのでした。

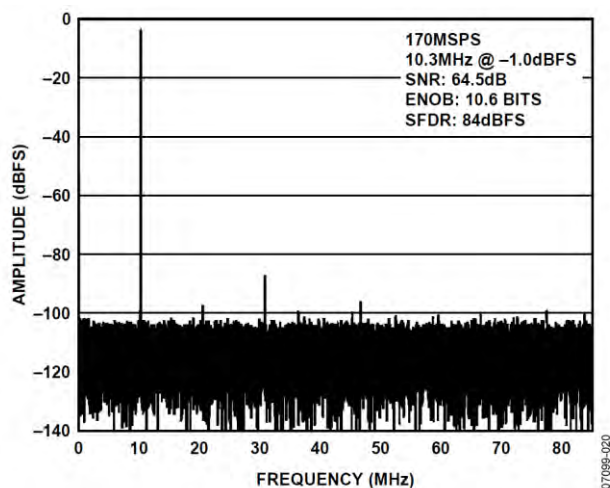


Figure 11. AD9626-170 64k Point Single-Tone FFT; 170 MSPS, 10.3 MHz

図 1. A/D コンバータのデータシートに記載されている FFT スペクトルの例 (AD9626)

FFT 時間長と被測定信号の波数 (サイクル数) がぴったり合わないときはどうなるの?

ということでご引用いただいた AD9626 は…

AD9626: 12 ビット A/D コンバータ、1.8V、170/210/250 MSPS

<http://www.analog.com/jp/AD9626>

またその Fig. 11 の条件とは、

サンプリング速度 = 170MSPS

信号周波数 f_{IN} = 10.3MHz (シングル・トーン)

FFT ポイント数 = 64k (65536 ポイント。2¹⁶)

この設定 (FFT 時間長 T_{FFT} = 385.5059us) であれば、FFT を行う期間内に 10.3MHz 信号が 3970.7…波数 (サイクル数) 相当になります。これを 3971 に波数 (サイクル数) として丸め、 $64 \times 1024 (= 65536) \times 10.3\text{MHz} / 3971 = 169.9876102\text{MHz}$ と計算し、得られたものを A/D 変換サンプリング周波数 f_s とすればよい…、ということなのか? というご質問でありました。

普通は窓関数を掛け合わせるのだが

普通はこのような (信号周期を考えない) 場合は、信号自体に窓関数を掛けて、それにより暴れを無くします。これはよく聞く話ではないでしょうか。私は「これはギブス現象に関連するのではないか…」と思い、「おっしゃるように窓関数を用いていなければギブス現象により、周波数スペクトルが暴れることがありますね」と返しました。その続きとしても以下をコメントしました。とはいえこれは「間違い」でありました… (そのため、以下の節は読まずにスキップしてください)。

嗚呼かんちがい…のコメント

「このプロットにはいくつか理由が考えられるかと思いますが、データがナイquist 周波数まで出ているので、おっしゃるようなギブス現象として見えるのではないかと感じられますね。

- 1) ギブス現象は信号のスペクトルとサンプリング長に相当する矩形フィルタとの周波数軸の畳み込み $f(\omega) \otimes \text{sinc}(\omega)$ となるはずですが ($\otimes$ は畳み込み演算を表す。畳み込みは追って示す)。ここでは信号がシングル・トーンとなっていますので、それが目立たないのではと思われる点
- 2) それではノイズ・フロアがうねる (畝る) はずでは? という点については、ノイズ自体は満遍なく広い帯域に広がっていますので、ギブス現象が顕著に現れないのではないかとと思われる点
- 3) 周波数が高いところで減衰量が急激に大きくなるような窓関数 (たとえば **tukey** 窓…マイナーらしいですが) などが使われているかも? という点

アナログ・デバイセズ株式会社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、それぞれの所有者の財産です。
©2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-008

などが思いつきました。アベレージングした結果？とかも思いましたが、FFT ピン数 (N) とフロアのレベル、AD9626 の SNR のスペックから計算しても、そういうこともなさそうでした…」

ギブス現象はこの現象とは違うものだった！

しかしギブス現象は違う振る舞いでありました…。ギブス現象とは「急峻に変化する周期関数をフーリエ級数で展開し、それを有限項で打ち切ると発生する（時間信号の暴れ）[1]」とあります。ということはここで考える事象とは違うものを表しているわけですね（汗）。

ということでより詳しく「デジタル信号処理の基本」…というか奥底に立ち返って考えてみました。そのことは本稿の中盤で示していきたいと思います。

いぶし銀のエンジニアはさすが！

この件を知り合いの方に聞いたところ、こんなコメントもいただきました。

……窓関数を使わずに、シャープなスペクトルを得るサンプリング方法を「コヒーレント・サンプリング」と言うのですよ。たとえば FFT 時間長 T_{FFT} ($T_{FFT} = N / f_s$) とし、

f_{IN} : 被測定正弦波周波数

f_s : サンプリング周波数

$N = 2^K$: FFT サンプル数

P : $N (= 2^K)$ とは互いに素な数。これは被測定信号の波数（サイクル数）に比例する

としてみます。最後の P については（互いに素な数ということもあり）奇数サイクルとなります。このようにして次の関係が成り立つようにします。

$$f_{IN} / f_s = P / N = P / 2^K \quad (1)$$

AD9626 の場合、おそらく次のような設定ではないかと思えますよ。

$f_s = 170.00000\text{MHz}$

$K = 16$ ($N = 65536$)

$P = 3971$

$f_{IN} = 10.3007507\text{MHz}$

FFT を使って A/D コンバータを評価する場合、被測定信号である正弦波の位相に対して、偏りのないサンプリング（ランダムなサンプリング）をする必要があります。もし P と 2^K が互いに素でないと、重複サンプリング（繰り返して同じ位相部分をサンプリングする）となり、データに無駄が生じ、かつ量子化ノイズも白色（White）にならず、一部が高調波歪に姿を変えてしまうんですね……。

FFT 時間長に合わせて正弦波の周波数を決めるのだ！

このコメントには「なるほど！」というところでした。FFT 時間を信号の周期で「割り切れる」という視点で、信号の周波数を若干ずらして、FFT 時間長（385.5059us @170Msps 64k = 65536point FFT）において、連続した（前縁と後縁で不連続が無い）信号とし、これに対して FFT を行うということなのですね！

この方は「いぶし銀」という感じの経験豊富なエンジニアなのですが、さすが！凄いなあと思ったものでした。

デジタル信号処理の奥底に立ち返って

FFT するということは、「被測定信号 f_{IN} を、FFT として計算処理する時間長 T_{FFT} （実際はこれまでの説明のように、A/D 変換サンプリング周波数 f_s と FFT ポイント数 N から決まる時間。

$T_{FFT} = N / f_s$) の孤立矩形波と乗算する」と考えることができます。これを図 2 に示します。これは（連続時間での）フーリエ変換で周波数軸に変換したもので考えます。

窓関数を用いて FFT 処理する実際の場合は、「時間 T_{FFT} の孤立矩形波と乗算する」を「時間 T_{FFT} の窓関数と乗算する」と読み替えればよいことになります。ここで被測定信号を

$$s(t) = A \sin(2\pi f_{IN} t) \quad (2)$$

孤立矩形波を

$$b(t) = \begin{cases} 1 & |t| < t_{FFT} \\ 0 & \text{others} \end{cases} \quad (3)$$

としてみると、この掛け算は

$$\text{sig}(t) = s(t) \cdot b(t) \quad (4)$$

であり、 $\text{sig}(t)$ をフーリエ変換すれば良いという考えです。

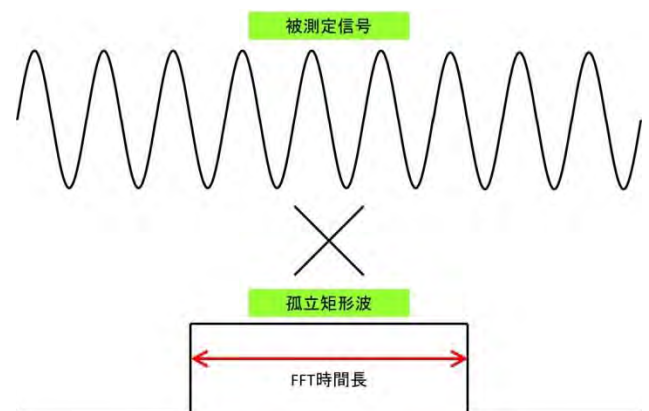


図 2. ある時間長で FFT するということは被測定信号と孤立矩形波の乗算から成り立つと考えられる

それぞれの波形は周波数スペクトルとしてはどうなる？

それではこの $s(t)$, $b(t)$, $\text{sig}(t) = s(t) \cdot b(t)$ は、それぞれ周波数軸上ではどのようにして（フーリエ変換として）表すことができるでしょうか。

$s(t)$ は単一周波数なので、図 3 のように横軸を周波数としてみると、周波数 $\pm f_{IN}$ に孤立（輝線）スペクトルがあるように表すことができます。数式で表せば、

$$s(f) = A \delta(f - f_{IN}) + A \delta(f + f_{IN}) \quad (5)$$

このうち第 1 項が $+f_{IN}$ の成分（右のスペクトル）、第 2 項が $-f_{IN}$ の成分（左のスペクトル）です。 δ はデルタ関数です。

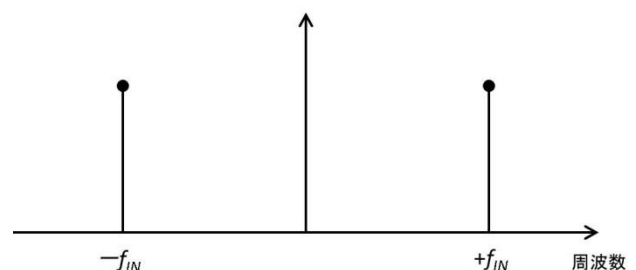


図 3. 非測定正弦波信号 $s(t)$ をフーリエ変換して周波数軸上で $s(f)$ として表してみる

また孤立矩形波の方は、周波数軸上では図 4 のようになります。数式で表せば、

$$b(f) = 2 \sin(2\pi f T_{FFT} / 2) / 2\pi f \quad (6)$$

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-008

これを「sinc 関数」とも呼びます。この関数は同図のように $1/T_{FFT}$ [Hz] の間隔でゼロをクロスします（これが以降の説明で重要）。図では $T_{FFT} = 1\text{sec}$ としてあります。

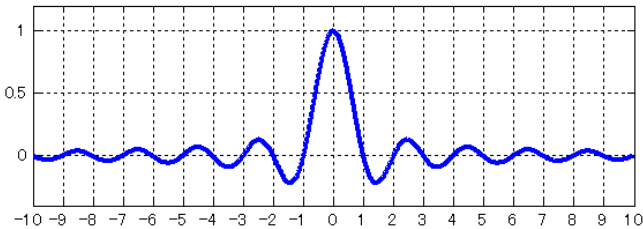


図 4. 孤立矩形波 $d(t)$ をフーリエ変換して周波数軸上で $d(f)$ として表してみる ($T_{FFT} = 1\text{sec}$ としてある)

時間軸上で掛け算された波形（目的の信号）は周波数スペクトルとしてはどうなる？

次にいよいよ $sig(t) = s(t) \cdot b(t)$ ですが、これは「畳み込み」という技を使います。2つの異なる時間信号 $s(t)$, $b(t)$ があり、これを時間軸で掛け合わせた波形 $sig(t) = s(t) \cdot b(t)$ は、 $s(t)$, $b(t)$ それぞれを個別にフーリエ変換して周波数軸に変換したスペクトル $s(f)$, $b(f)$ を畳み込みしたものになります。

ところで 2つの異なる時間信号 $s(t)$, $b(t)$ があり、 $s(t)$, $b(t)$ それぞれを個別にフーリエ変換して周波数軸に変換したスペクトル $s(f)$, $b(f)$ を、周波数軸で掛け合わせたスペクトル $sig(f) = s(f) \cdot b(f)$ は、時間信号波形 $s(t)$, $b(t)$ を時間軸で畳み込んだものになります。こちら（時間軸での畳み込み）はデジタル・フィルタの考え方でよく出てくるものです。

このように畳み込みとは、時間軸と周波数軸の間で、掛け算と対をなす考え方です。

このことから、 $s(t)$, $b(t)$ を掛け合わせた周波数スペクトルというのは、図 5 の下側の図のように表すことができます。 $s(t)$ の周波数は 5Hz としてあります。

同図の上側の図は、右の赤い線が $A \delta(f - f_{IN})$ が畳み込まれたスペクトル ($f = +f_{IN}$)、左の青い線が $A \delta(f + f_{IN})$ が畳み込まれたスペクトル ($f = -f_{IN}$) になります。

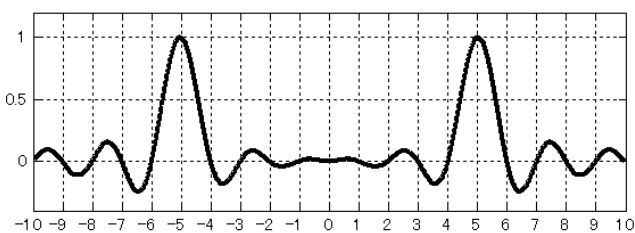
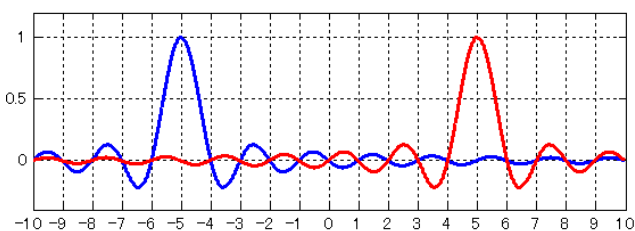


図 5. $s(t)$, $b(t)$ を掛け合わせた信号 $sig(t)$ というのはそれぞれの周波数スペクトル $s(f)$, $b(f)$ を畳み込みしたことになる。 $s(t)$ の周波数は 5Hz

畳み込みとは…

畳み込みの概念の説明をするとなんかなり長くなってしまいます。信号処理の参考書や参考文献[4]に記載がありますので、詳しくはこちらをご覧くださいだと思います。数式で表すと

$$f_1(t) \otimes f_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(x) f_2(t-x) dx \quad (7)$$

となりますが、これでは何が何だか分かりませんね。イメージとして（かなり乱暴ですが）考えてみると、図 6 のように「ある長さのホームを超長い電車が通過するときに、『瞬間・瞬間でホーム全長の区間には何人乗っている？』を連続して観測する」と考えるようなものです。これでもわかりづらいかもしれませんが（汗）…。やはり[4]あたりを（特に簡単に説明してありますので）ご覧になるとよろしいかと思います。



ここにある長さのホームがあり、このホーム全長の区間で、通過する電車の中に何人の乗客が乗っているかを逐次観測

図 6. 畳み込み演算は、ある長さのホームを超長い電車が通過するとき、瞬間・瞬間でホーム全長の区間には何人乗っている？を連続して観測するようなもの

ご質問を解きほどく

さてそれでは畳み込みの概念を用いて、当初のご質問（問題）を解きほどいてみましょう。各記号の単位もあらためて表記してみます。

FFT 時間長と被測定信号の波数（サイクル数）がぴったり合っている場合

まずは正弦波が FFT 時間長で連続（正確にはサンプリングされた波形のオシロとアタマが連続）であるとき、つまり被測定信号の周波数 f_{IN} [Hz] が

$$f_{IN} [\text{Hz}] = P f_{BIN} [\text{Hz}] = P / T_{FFT} [\text{s}] \quad (8)$$

として FFT で得られる周波数ステップである「ビン周波数」 f_{BIN} [Hz] ($f_{BIN} = 1/T_{FFT}$ [s]) の整数倍 (P 倍) となる条件で考えてみましょう。式(1)が成り立つ条件なわけですね。確認のため式(1)を変形しておくと、

$$f_{IN} [\text{Hz}] = P f_s / N = P f_s / 2^K = P / T_{FFT} = P f_{BIN} \quad (9)$$

となります。

この条件での FFT のようすを連続時間として仮定してみると図 5 がそのまま得られるわけです。

次にビン周波数ステップでサンプリングされたことを考えてみる

今度これを規定のサンプリング周期 (T_s [s] = $1/f_s$) で規定の時間 (T_{FFT} [s] = N / f_s) サンプリングした場合を考えてみます。サンプリングした状態でも、もともとの信号波形が周波数軸上にスペクトルとして変換されたものは連続時間の場合と同じになります。

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-008

そうすればデジタル信号処理の結果としては、図 7 (図 5 の再掲と加筆) のように、もともとの $(sig(f) = s(f) \otimes d(f))$ として畳み込まれた) スペクトル形状を、ビン周波数 $f_{BIN} [Hz] = 1/T_{FFT} [s]$ の周波数ステップで (周波数軸上で) サンプルした●の点 (離散周波数) として考えることができるわけです。これが FFT された結果になります。

ここでさきほどの「この関数は図 4 のように $1/T_{FFT} [Hz]$ の間隔でゼロをクロスします (これが以降の説明で重要)」の説明と式(7)のとおり、 $f_{IN} [Hz] = Pf_{BIN}$ ですから、 $sig(f)$ の $\pm f_{IN} [Hz]$ の周波数以外のところに存在する (連続周波数の) スペクトルは、0Hz を中心として $f_{BIN} [Hz]$ 間隔でサンプリングされることにより (f_{IN} は f_{BIN} ステップでゼロ・クロスしているの) 「全てゼロ」になります。

これにより図 1 で示す AD9626 のデータシートの Fig. 11 の条件が成立していることになります。

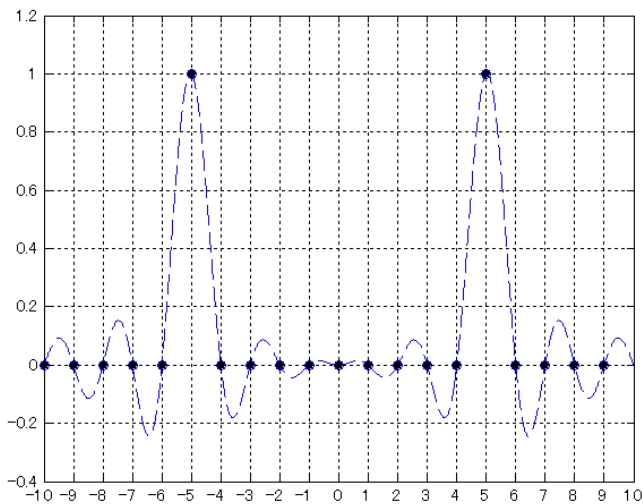


図 7. 図 5 の信号同士が掛け合わされたスペクトルを規定の周波数間隔でサンプリングされたものとして見てみる。これが本来の FFT の結果 ($s(t)$ の周波数は 5Hz)

FFT 時間長と被測定信号の波数 (サイクル数) がぴったり合っていない場合

次に被測定正弦波信号 $f_{IN} [Hz]$ が、波形の途中で打ち切られた場合 (正確にはサンプリングされた波形のオシリとアタマが連続になっていない) 信号であるとき、つまり

$$f_{IN} [Hz] \neq Pf_{BIN} [Hz] = P / T_{FFT} [s] \quad (10)$$

の条件で考えてみましょう。式(10)をこんなふうに書き直してみます。

$$f_{IN} [Hz] = Pf_{BIN} + d [Hz] \quad (11)$$

周波数が $d [Hz]$ だけずれているイメージです。この周波数が d だけずれた $s(t)$ と $b(t)$ を掛け合わせた信号 $sig(t)$ というのも、図 5 と同じプロセスで表すことができます。

そのようす (畳み込みの結果) が図 8 です。この例ではオフセット周波数 $d = 0.2Hz$ としてあります。右の赤い線が $A \delta(f - Pf_{BIN} - d)$ が畳み込まれたスペクトル ($f = +Pf_{BIN} + d$)、左の青い線が $A \delta(f + Pf_{BIN} + d)$ が畳み込まれたスペクトル ($f = -Pf_{BIN} - d$) になります。ここで δ はデルタ関数です。

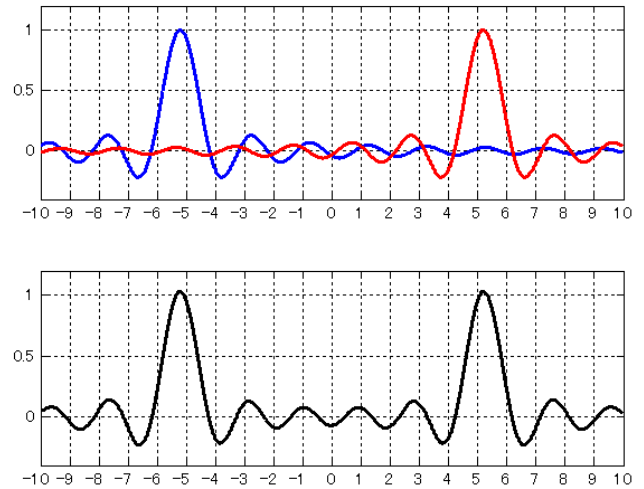


図 8. 周波数が $d = 0.2Hz$ だけ離れた $s(t)$ と $b(t)$ を掛け合わせた信号。 $sig(t)$ はさきほどから周波数 d だけずれている

これをさきほどと同じようにビン周波数ステップでサンプリングしたことを考えてみる

これをさきほどと同じように、規定のサンプリング周期 ($T_s [s] = 1/f_s$) で規定の時間 ($T_{FFT} [s] = N / f_s$) サンプルした場合として考えてみます。ここでも図 9 (図 8 の再掲と加筆) のように、もともとのスペクトル形状 $sig(f)$ を $f_{BIN} [Hz] = 1/T_{FFT}$ のビン周波数ステップで (周波数軸上で) サンプルしたものとして考えることができるわけです。

被測定信号の周波数 $f_{IN} [Hz] = Pf_{BIN} + d$ ですから、この $sig(f) = s(f) \otimes d(f)$ として畳み込まれた信号は $\pm d$ だけ外側にずれています。このようすは図 9 に加筆してあるとおりです。

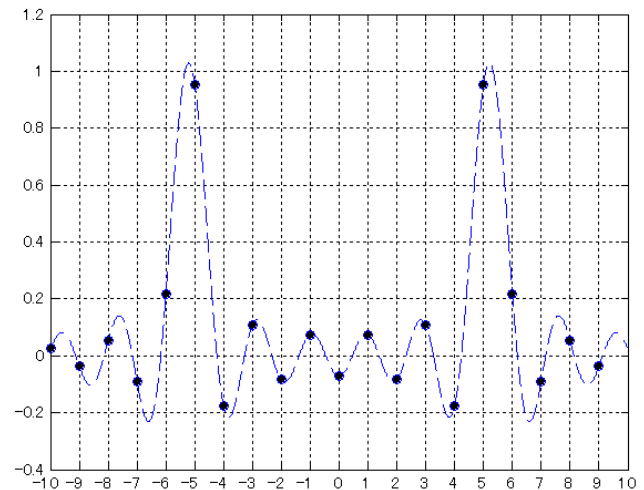


図 9. 図 8 のスペクトルを規定の周波数間隔でサンプリングしてみる (これが FFT の結果)。オフセット $d = 0.2Hz$ により余計なスペクトルが出てしまう！

このオフセットにより、 $sig(f)$ の $\pm f_{IN}$ の周波数以外のところに存在する (連続周波数の) スペクトルは、サンプリングが 0Hz を中心として f_{BIN} 間隔で行われることにより、 $M f_{BIN}$ ($M = 0 \sim N/2$) の各ポイント、つまり●の各点では「ゼロにはなりません」。

この図 9 は sinc 関数として「電圧量」として表してみたものです。実際にスペアナなどで観測される量は「電力」です。そこで、

$$P [W] = V^2 / R \quad (\text{ここで } R = 1 \Omega \text{ として}) = V^2 \quad (12)$$

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-008

として 1Ω の抵抗に生じる電力量 P [W] として計算しなおし、またこれを dB に直してプロットしたものを図 10 に示します。

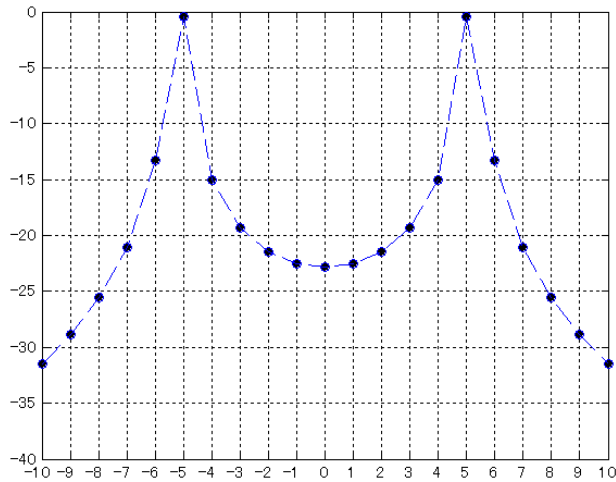


図 10. 図 9 のスペクトルを電力量 P として、また dB にして表示してみた

```
% set freq parameter
sf = 170E6; % sampling frequency
fftpoint = 65536;
ocf = 10.3E6; % output frequency (coarse setting)

% change this value!
phasetrunc = 0; % truncation point in degree

% generate real (desired) freq
number_of_wave = round(ocf * fftpoint / sf); % # of wave in FFT length, rounded
period_in_point = round(fftpoint / number_of_wave);
trunc_length = round(phasetrunc * period_in_point / 360)
mf = number_of_wave / ((fftpoint - trunc_length)/sf) % real frequency

% set X axis
freq = linspace(0, sf, fftpoint + 1);
freq = freq(1:fftpoint);

% perform FFT
sampletime = [0:1/sf:(fftpoint-1)/sf]; % sample point time
signal = sin(2 * pi * mf * sampletime); % sinusoidal signal
spectrum = fft(signal);
spectrum = 20 * log10(abs(spectrum)); % convert to dB
spectrum = spectrum - max(spectrum); % normalize
plot(freq, spectrum)

grid on
axis([0 170E6 -300 0])
```

図 11. 波数が合わないようすを MATLAB でシミュレーションしてみた m ファイル

m ファイル上の変数 `phasetrunc` (黄色でハイライト) を、打ち切りたい位相量に設定すると、それを丸めた結果として周波数を

もともとのご質問の答え：正弦波の途中で打ち切られた波形を FFT するとスペクトルはおかしくなる

もともとのご質問は「サンプリングが正弦波周期の途中で打ち切られる (正確にはサンプリングされた波形のオシリとアタマが連続になっていない) とおかしくならないか?」ということでしたが、答えとしては「**おかしくなる**」ということなのでした。

波数が合わないようすを MATLAB でシミュレーションしてみた

正弦波のサンプリングを、① FFT 時間長で連続 (正確にはサンプリングされた波形のオシリとアタマが連続) であるときと、② 波形の途中で打ち切られた場合 (正確にはサンプリングされた波形のオシリとアタマが連続になっていない) の差異について「シミュレーションで見てみたいなあ」と、ごによごによ MATLAB を使ってやってみました。まずはソース (m ファイル) のご紹介です… (図 11)。

設定し、FFT 結果を表示します。ピークを 0dB、ダイナミックレンジは 300dB にしてみました。

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-008

FFT ポイント数 65536、 $f_s = 170\text{MHz}$ 、信号周波数は 10.3MHz 付近です (AD9626 データシート Fig. 11 と同条件です)。m ファイルを実行すると「ズレ」サンプル数とそのときの周波数が出力されます (「;」を入れてないので)。

シミュレーション結果の出だし

図 12 は正弦波が連続で FFT 時間長にきちんと収まっている場合です。被測定信号の周波数は $f_{IN} = 1.030075073242188\text{e}+007\text{ Hz}$ になります。本来であればノイズフリーのはずですが、MATLAB の計算精度によるノイズが出ていると考えられます。

図 13 は正弦波が最後のところが 20° 程度の位相で打ち切られた場合です。このとき 1 サンプル分の「ズレ」になります。被測定信号の周波数は $f_{IN} = 1.030090791180285\text{e}+007\text{ Hz}$ です。図 12 との差異はなんと 250Hz 程度です…。こんなシミュレーションはしたことがありませんが、とても興味深いものでした！

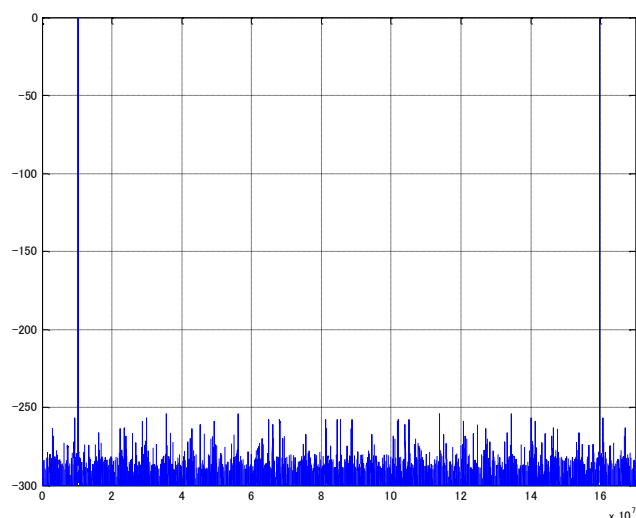


図 12. 正弦波が連続で FFT 時間長にきちんと収まっている場合です。被測定信号の周波数は $1.030075073242188\text{e}+007\text{ Hz}$

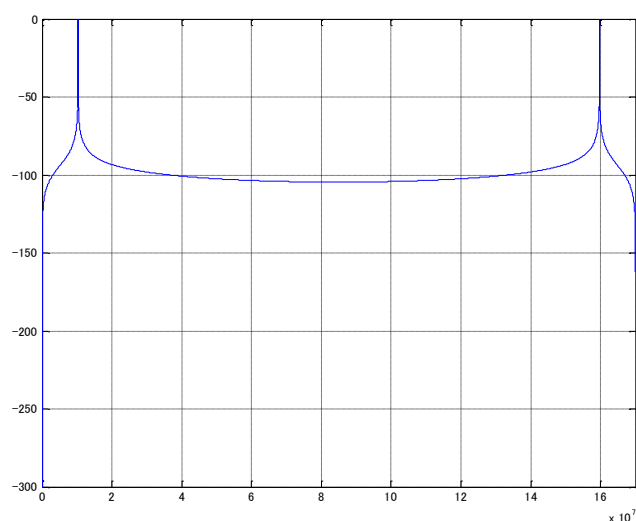


図 13. 正弦波が最後のところが 20° 程度の位相で打ち切られた場合。被測定信号の周波数は $1.030090791180285\text{e}+007\text{ Hz}$

切り出し点の位相を 20° ステップでずらしてシミュレーションしてみた

位相の切り出し位置を FFT での 1 ポイント・ステップでずらしていき、シミュレーションしてみました。こうすると計算上、FFT での 1 ポイントずれに対して 20° ステップずつで、位相の不連続量が変化するように設定されます (図 14~図 30)。それでも割り切れないことにより、途中で 10° ずれる (180° から 210° へのステップが 20° 変化ではなく、 30° 変化になってしまっている) ところは出てしまっています。

下限を -120dB で切ってみました。なかなか興味深いです…。

参考文献

- [1] 中村尚吾; ビギナーズデジタルフィルタ, 東京電機大学出版局
- [2] 中村尚吾; ビギナーズデジタルフーリエ変換, 東京電機大学出版局
- [3] 萩原将文; デジタル信号処理, 森北出版
- [4] 石井聡; 合点! 電子回路超入門, CQ 出版社

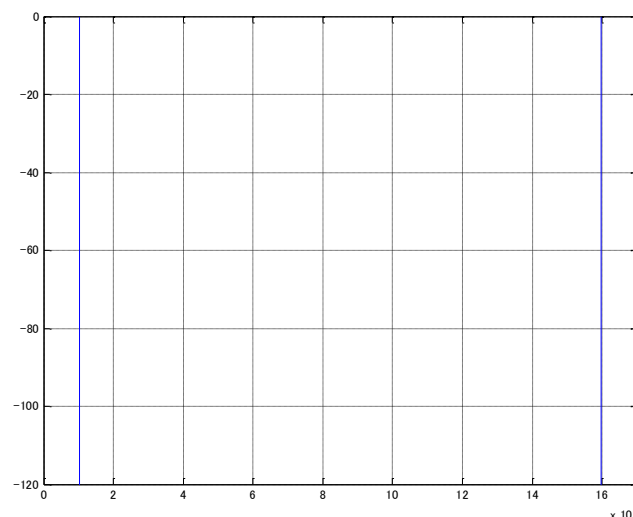


図 14. FFT 時間長に被測定信号がきちんと収まった場合 (0° 位相で切り出し。FFT ポイントとして 0 ポイントのずれ)

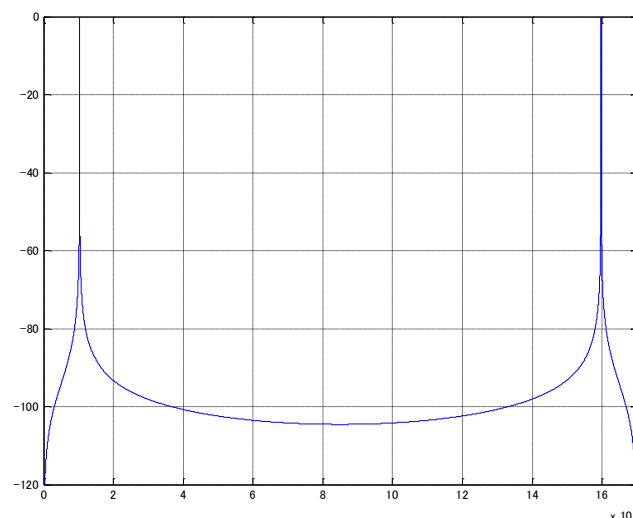


図 15. 20° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 1 ポイントのずれ

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-008

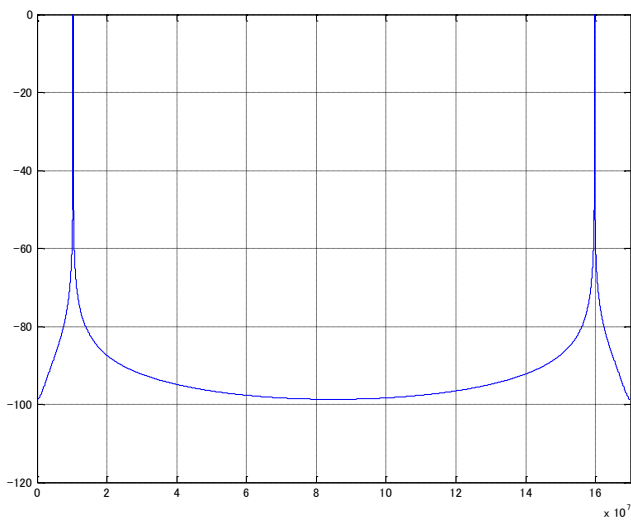


図 16. 40° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 2 ポイントのずれ

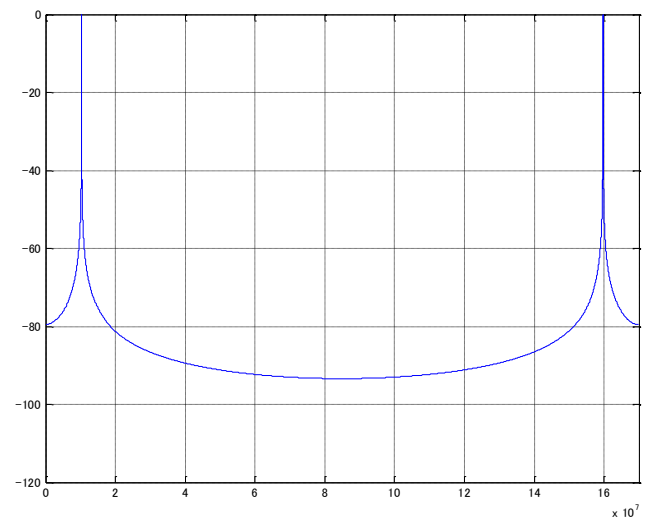


図 19. 100° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 5 ポイントのずれ

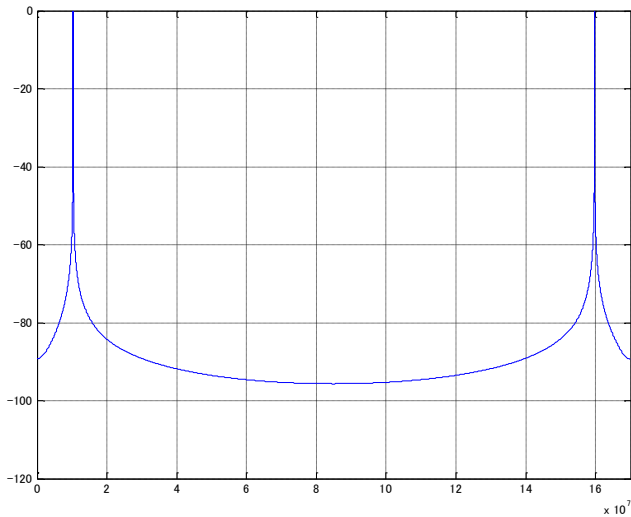


図 17. 60° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 3 ポイントのずれ

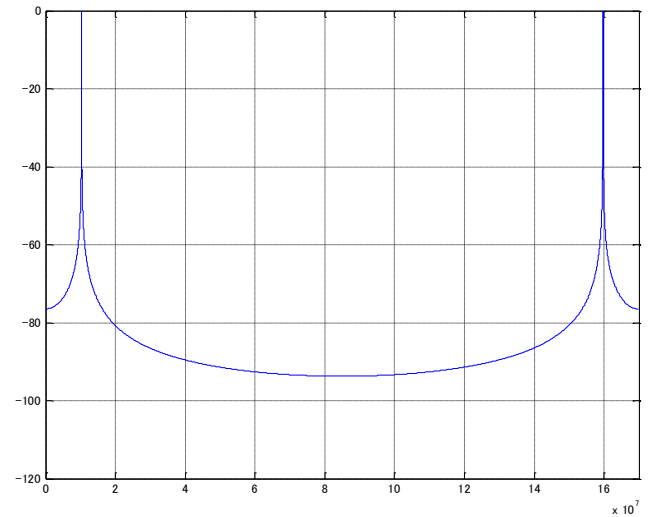


図 20. 120° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 6 ポイントのずれ

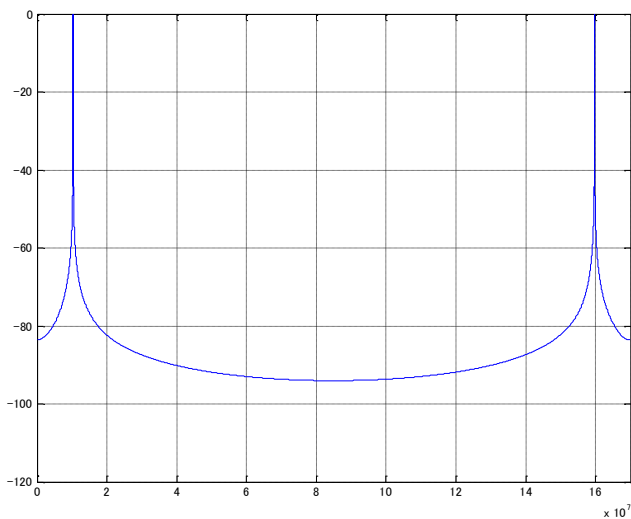


図 18. 80° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 4 ポイントのずれ

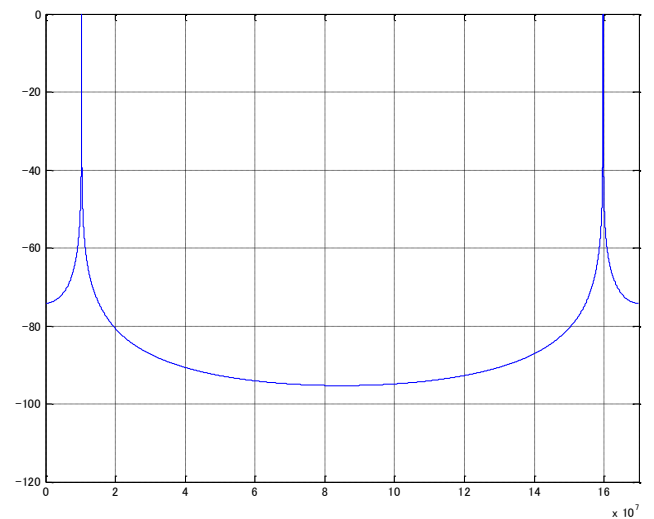


図 21. 140° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 7 ポイントのずれ

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-008

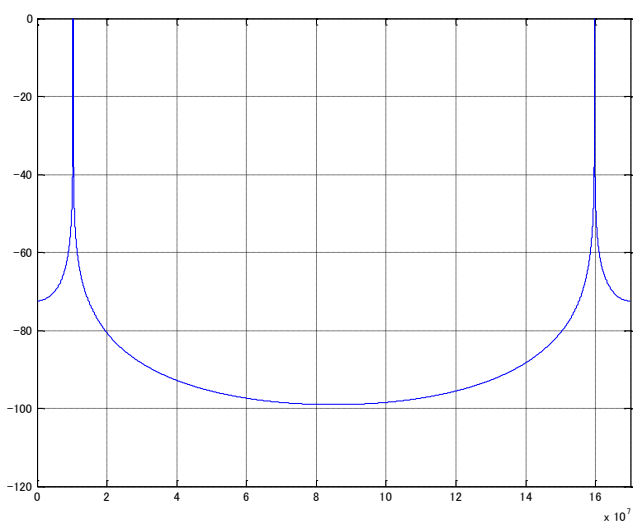


図 22. 160° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 8 ポイントのずれ

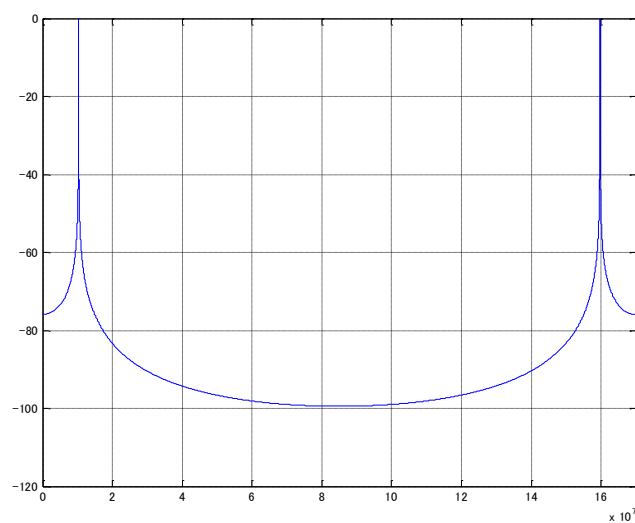


図 25. 230° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 11 ポイントのずれ

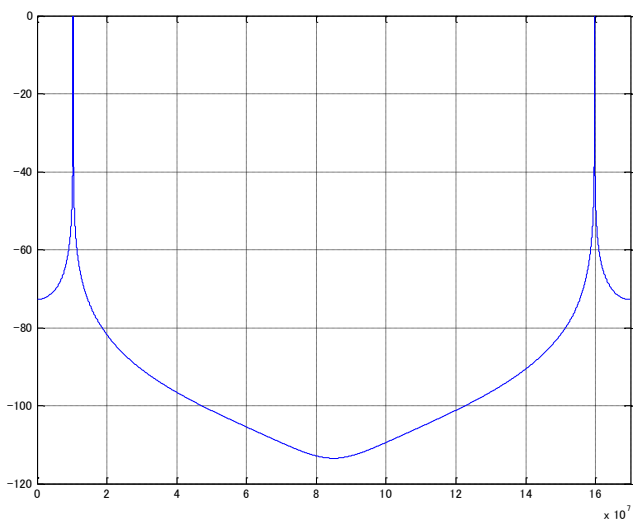


図 23. 180° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 9 ポイントのずれ

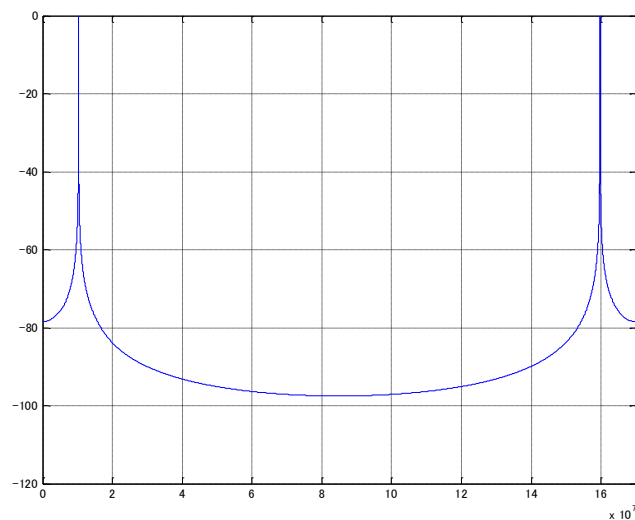


図 26. 250° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 12 ポイントのずれ

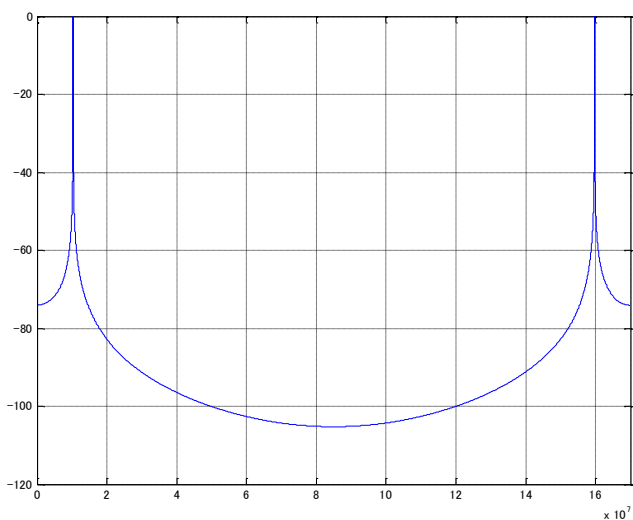


図 24. 210° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 10 ポイントのずれ

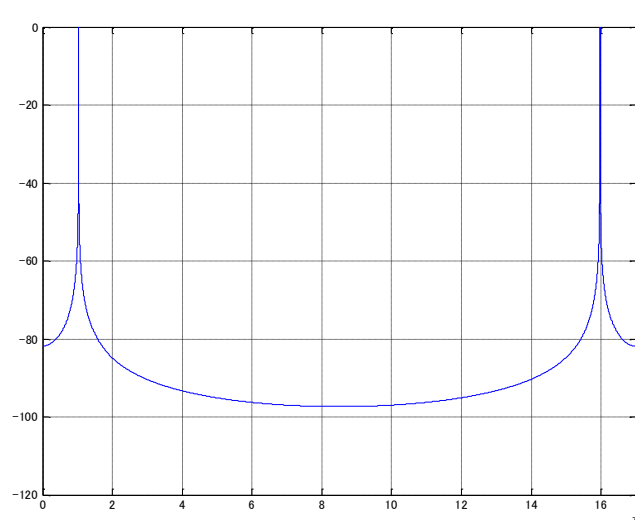


図 27. 270° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 13 ポイントのずれ

アナログ電子回路技術ノート

TNJ-008

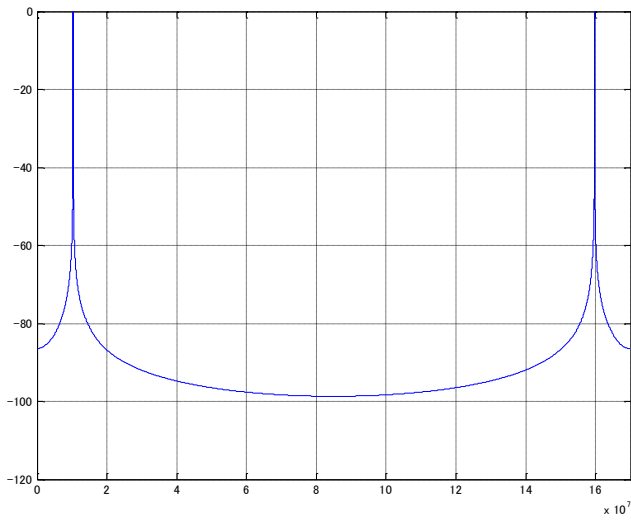


図 28 290° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 14 ポイントのずれ

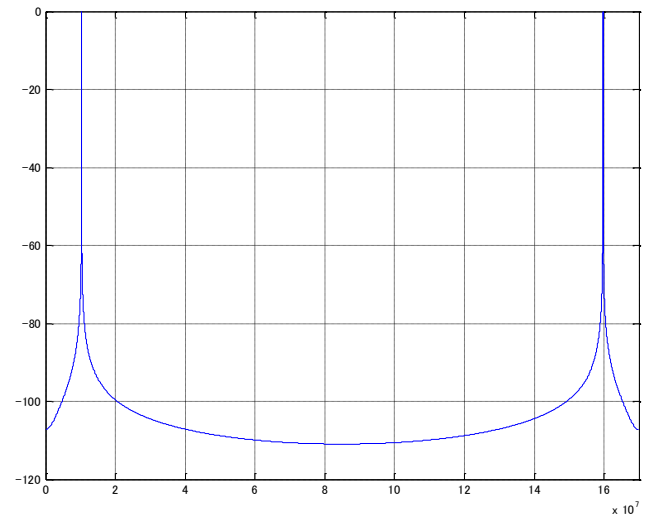


図 30 330° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 16 ポイントのずれ

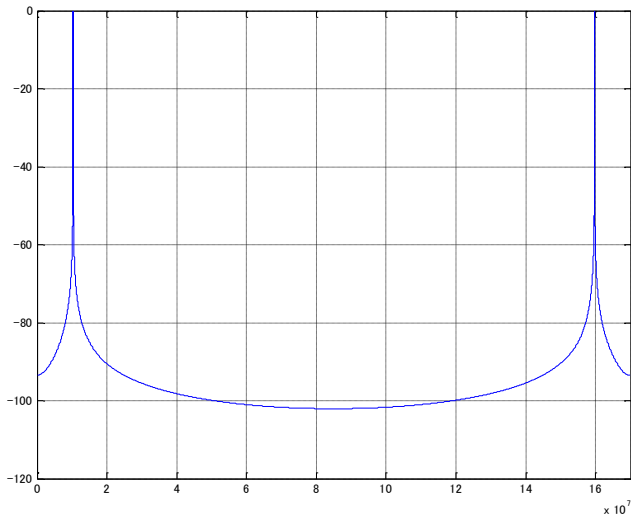


図 29 310° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 15 ポイントのずれ

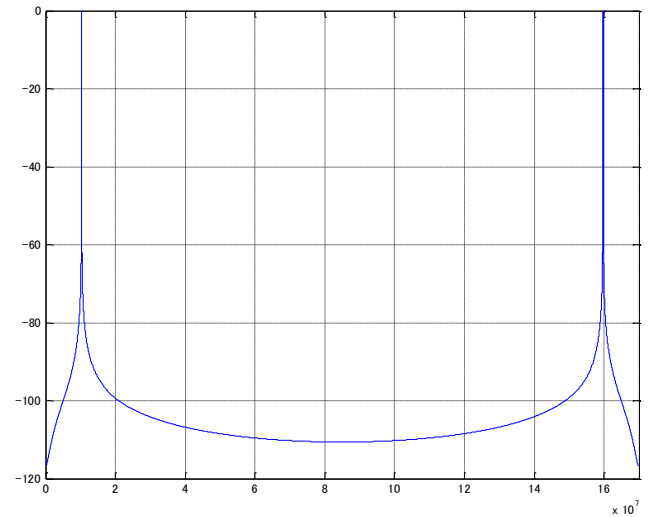


図 31 350° 位相で切り出しされた場合。FFT ポイントとして 17 ポイントのずれ