

第2章 位相雑音を定量的に表す、位相雑音の重要性、PLLが出力する位相雑音の特性

位相雑音の基礎

小宮 浩

Hiroshi Comiya

PLL周波数シンセサイザによる周波数合成技術を使うことで、入力基準周波数 f_r と分周比 N の値に応じて、広範な出力周波数 f_{out} が生成されます。同時にPLLによって、ノイズ特性も合成されて作り出されます。ですから、位相雑音特性の良し悪しはPLLの設計品質で決まります。技術者の腕の見せ所といえるでしょう。

ここではPLLの位相雑音特性を最適化設計するために必要な情報をまとめます。

2.1 位相雑音を定量的に表す

位相雑音はスペクトラム・アナライザなどを使って、周波数領域での雑音電力として容易に観測できます。その良し悪しを比較するために、位相雑音を定量的に表す必要があります。

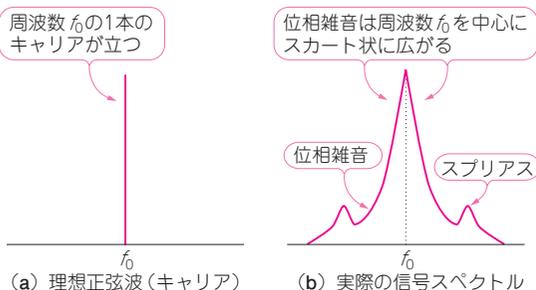
2.1.1 位相雑音とは

位相雑音は、基本的に理想正弦波に与える不完全さといえます。ここで理想正弦波(キャリア)を次式で表します。

$$V(t) = V_0 \sin(2\pi f_0 t) \dots \dots \dots (2.1)$$

ただし、 V_0 : 振幅、 f_0 : 周波数、 t : 時間

ところが、実際の信号は理想正弦波ではなく雑音によって位相変調を受けています。したがって実際の信号は次式のように表せます。なお、振幅雑音分 $\{V_0 + \Delta V(t)\}$ については省略しています。



〈図2.1〉理想キャリアのスペクトルと雑音によって変調を受けた実際のスペクトル

$$V(t) = V_0 \sin \{2\pi f_0 t + \phi(t)\} \dots \dots \dots (2.2)$$

ただし、 $\phi(t)$: キャリアを位相変調させる信号
これは、低周波の信号が直接にキャリアを変調し、側波帯として現れることを意味します。

● 雑音により変調を受けたスペクトル

図2.1は、理想キャリアと雑音により変調を受けたスペクトルを描きました。理想正弦波は式(2.1)なので、図2.1(a)に示す周波数 f_0 の1本のキャリアが立ちます。

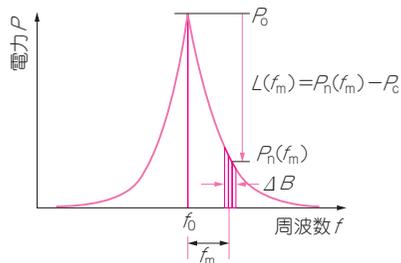
実際の信号は式(2.2)として、キャリアを位相変調する信号が一定の周期をもたないランダムな低周波信号(ホワイト雑音やフリッカ雑音)によって変調されます。ですから、スペクトルは図2.1(b)に示すようにキャリア周波数 f_0 を中心にスカート状に広がります。

そしてキャリアを位相変調する信号が、ある一定の周期を伴ったものならば、スプリアスとして現れます。例えば電源周波数やシステム・クロック周波数の繰り返しだと、その周波数 f_0 だけ離れたスプリアスとなります。

■ 2.1.2 SSB位相雑音をC/Nで表す

位相雑音はキャリアに対して両側波帯に同じ形状で広がります。ですから、片側の側波帯で位相雑音を評価できるので、SSB(Single Side - Band)として位相雑音を値付けします。

SSB位相雑音 $L(f_m)$ の評価は、スペクトルをスペク



〈図2.2〉オフセット周波数(f_m)離れたSSB位相雑音 $L(f_m)$

トラム・アナライザ(スペアナ)で測定するのが一般的です。図2.2に示すように、オフセット周波数 f_m 離れたのSSB位相雑音 $L(f_m)$ は、キャリア・レベル P_c と測定帯域幅(ΔB)のスペクトラム密度 $P_n(f_m)$ との比です。ですから、 C/N (キャリアとノイズの比)として表します。

スペアナの分解能帯域幅(RBW)が ΔB ならばSSB位相雑音 $L(f_m)_{RBW}$ は、次式で求められます。

$$L(f_m)_{RBW} = P_n(f_m) - P_c \dots\dots\dots (2.3)$$

ただし、 $P_n(f_m)$: オフセット周波数 f_m における帯域幅 ΔB あたりの雑音電力[dBm], P_c : キャリア電力[dBm]

写真2.1は、スペアナで同じ位相雑音を測定した結果の一例です。雑音は測定する帯域幅(RBW)によって値が変わります。このように ΔB あたりの雑音電力で表現すると、測定した帯域幅を明記する必要があるが不便です。そこで1 Hzあたりの電力密度[dBc/Hz]で表現します。

● 1 Hzあたりの電力密度に換算する

$L(f_m)$ を1 Hz換算して単位[dBc/Hz]で表すには、 $P_n(f_m)$ を1 Hz帯域幅雑音電力[dBm/Hz]にします。

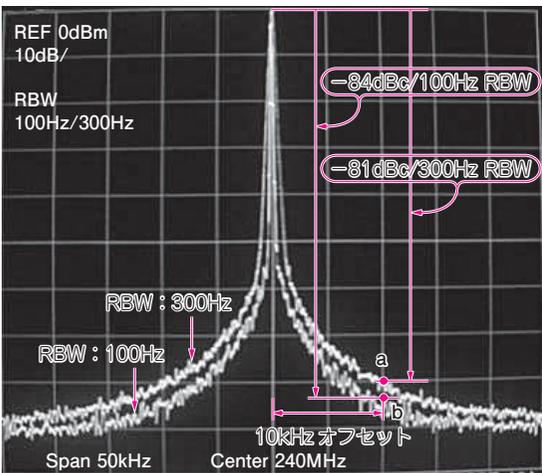
すなわち次式を使って1 Hzあたりの電力密度[dBc/Hz]に換算して、 C/N 値を表します。

$$L(f_m) = P_n(f_m) - P_c - 10 \log(\Delta B) \dots\dots\dots (2.4)$$

ただし、 ΔB : スペアナの分解能帯域幅(RBW) [Hz]

● スペアナで雑音を測定するときには補正が必要

掃引方式のスペアナで雑音電力を測定する場合には、補正が必要です。最近のスペアナは、雑音電力測定時に自動補正してくれますが、手動測定では以下の換算が必要です。



〈写真2.1〉スペアナでSSB位相雑音 C/N を測定する(RBWに応じて位相雑音の値が変わる)(中心周波数240 MHz, スパン50 MHz, 10 dB/div)

スペアナのIFフィルタは、高速掃引ができるようにガウシアン・フィルタが使われています。ですから、これを理想矩形フィルタの雑音帯域幅に換算しなければなりません。正確に補正するには、図2.3のようにスペアナのIFフィルタの面積を計算して、その値と等しくなる理想矩形フィルタから雑音帯域幅 B_n を求めます。

また次式のように、ガウシアン・フィルタの3 dB帯域幅 ΔB から約20%広がると近似できます。

$$B_n \approx 1.2 \Delta B \dots\dots\dots (2.5)$$

さらに、ログ・アンプでの雑音を対数圧縮したときの誤差や、検波器が雑音を真のRMS値で表示できない誤差があります。これらの補正值として+2.5 dBが必要です。したがって、スペアナ測定で1 Hz換算したSSB位相雑音を求める近似式は次のようになります。

$$L(f_m) = P_n(f_m) - P_c - 10 \log(1.2 \Delta B) + 2.5 \dots\dots\dots (2.6)$$

2.2 位相雑音の重要性

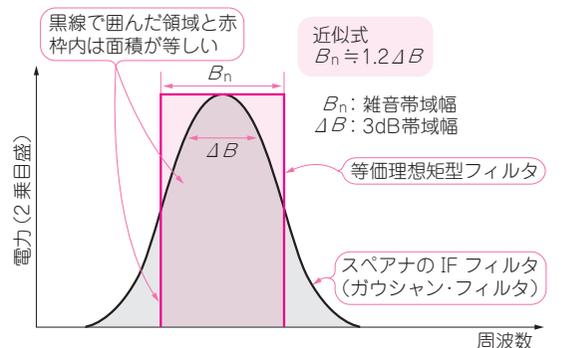
位相雑音の少ない信号源が必要なのは、なぜでしょうか。ここでは二つの例から位相雑音の重要性を調べます。

2.2.1 隣接チャンネルの位相雑音

無線機をはじめとするRF信号を扱う電子機器のほとんどは、それより扱いやすい低い中間周波数(IF)に落としてから必要な信号処理を行います。

図2.4はミキサと局部発振器(LO)信号によって、RF信号をIF信号に変換する過程を示しています。

ここでLO信号が持つ位相雑音は、同じ比率でIF信号に現れます。例えば、LO信号のSSB位相雑音がオフセット周波数12.5 kHzで-100 dBc/Hzの性能であれば、この信号とミキシングして出力されたIF信号も-100 dBc/Hzとして現れます。したがって、隣接チャンネルに大信号がある場合の感度は、チャンネル間隔のオフセット周波数におけるSSB位相雑音の性能に



〈図2.3〉ガウシアン・フィルタの3 dB帯域幅と雑音帯域幅の関係