

[Maxim > 設計サポート > 技術資料 > チュートリアル > 基地局／ワイヤレス・インフラ > APP 5429](#)

[Maxim > 設計サポート > 技術資料 > チュートリアル > 高速信号処理 > APP 5429](#)

[Maxim > 設計サポート > 技術資料 > チュートリアル > ワイヤレス／RF > APP 5429](#)

キーワード：IP3、IPn、IIP3、OIP3、IIPn、OIPn、直線性、インターセプト・ポイント、相互変調、高調波、イメージ周波数、圧縮ポイント、LNA、VGA、ミキサー、ダウンコンバータ、アップコンバータ

チュートリアル5429

IP3の謎を解く

著者：Kuo-Chang Chan、南欧州フィールド・アプリケーション・エンジニアリング担当ディレクタ
2013年3月12日

概要

IP3 (Third-order Intercept Point : 3次インターセプト・ポイント) は、RF 対応の機能／コンポーネントの直線性を評価するために使用される指標です。本稿では、基本的な数式とグラフを使用することで、IP3 がどのように発生し、その値がデバイスの入力電力や出力電力などにどのような影響を及ぼすのかを明らかにします。RF 対応の機能やコンポーネントの性能が優れていると判断するためには、IP3 が高い（つまり直線性が高い）ことが非常に重要になります。本稿では、その理由についても解説します。更に、IP3 の高さが性能の証となる高性能のアナログ IC を紹介します。

なお、本稿と同様の記事が [EDN](#) の 2012 年 6 月 29 日号に掲載されています。

はじめに

本稿では、IP (インターセプト・ポイント) の定義や発生原理、評価方法などについて説明します。IP については、2 から始まる整数 n を使用した IP_n という表現によって説明されます。これは n 次の IP という意味になります。 IP_n は、ロー・ノイズ・アンプ (LNA)、RF ミキサー、パワー・アンプ (PA) といった電子デバイスの直線性を示す指標として用いられます。

IP_n は、仮想のパラメータによって構成されています。つまり、実際にはその値は他の指標によって決まるということです。そのため、 IP_n の値と外挿方法（後述）には曖昧さが存在するケースが少なくありません。RF に関する書籍やチュートリアルを見ると、 IP_n と入出力電力、パワー・ゲイン、圧縮ポイントの関係について説明されているケースが少なくありません。しかし、それらの資料では、 IP_n の定義や発生原理については明確に説明されていないことがほとんどです。

現在、LNA、ミキサー、VCO (Voltage Controlled Oscillator) などの機能は、高度な設計手法とシリコン・ゲルマニウム (SiGe) 技術などを用いた実績のある RF 向けのプロセスによって実現されています。それにより、最高の直線性 (優れた IP3) が得られるようになっていきます。そうしたデバイスの設計においては、消費電流 (バイアス回路の電流)、ゲイン、サイズを犠牲にすることなく、最高の IP3 を実現することが目標になります。その際には、5 次まで、場合によっては 7 次までの IPn について明らかにする (数式で表すなど) ことが重要になります。ただ、高感度のデバイスの通常のパフォーマンスについては、IP3 を用いて表現する方法が主流になっています。

本稿では、基本的な数式とグラフを使用して、IPn、特に IP3 がどのように発生し、その値がデバイスの入力電力や出力電力などにどのような影響を及ぼすのかを明らかにします。また、機能やデバイスの性能について判断する上で、なぜ IP3 が高い (直線性が高い) ことが非常に重要となるのか、その理由について解説します。更に、性能の高さを表現するための指標として直線性 (IP3) が使用されているアナログ IC の具体例を紹介します。

なぜ直線性が重要なのか？

多くの電子デバイスには、理想的な数学的関数を単純かつ容易に再現することが求められます。最も簡単な例としては抵抗が挙げられます。抵抗製品は、電圧と電流 (V-I) の間で直線的な関係が得られるように設計されます。つまり、抵抗は単に V-I 特性の傾きを表すものであることが理想です。しかし、 $V = R \times I$ という理想的な関係を完全に実現するのは不可能だということは周知の事実です。もちろん、理想に近づけることは可能ですが、現実のデバイスに内在する不完全性と限界によって理想的な直線に対する偏差が生じます。そうした偏差は、特に信号 (I, V) が大きい場合や、温度、湿度、圧力といった他の条件が変化する場合に発生します。そのような偏差が生じないようにするためには、可能な限り線形な性質を備える抵抗 R を実現しなければなりません。つまり、信号や広範な条件にわたって直線性を維持できるものを実現する必要があります。とはいえ、現実の抵抗では、V-I 特性を表す曲線は複雑なものになってしまうのです (図 1)。

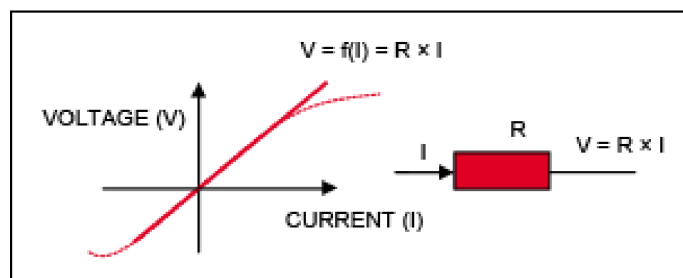


図 1. 抵抗の V-I 特性。赤色の点線は、現実の (不完全な) 抵抗の性質を表しています。曲線として現れる部分では、直線性が崩れていることになります。

直線性が適切に制御されている必要があるものは抵抗だけではありません。例えば、アンプ、データ・コンバータ (A/D コンバータと D/A コンバータ)、VCO、ミキサー、PA といった IC も直線性が優れている必要があります。これらの IC で、理想的な V-I 特性からの偏差が発生すると、不安定な動作、仕

様の未達、干渉の発生といった問題が生じます。場合によっては、誤動作が発生したり、デバイスやシステム全体に損傷が及んだりする可能性もあります。

直線性の測定方法

デバイスの直線性を測定するためには、どのような手法を用いればよいのでしょうか。これについては、信号のクラスとダイナミック・レンジについて考慮する必要があります。それらに応じ、現実のデバイスの線形性能を測定、視覚化、評価、比較できるようにしなければなりません。それに向けて、様々なパラメータや手法が定義されています。

通常、抵抗の直線性は、デバイスの公称値に対する偏差を%（パーセント）単位で測定します。それにより、デバイスの電流や電圧に生じる誤差を十分に評価することができます。

では、LNA、ミキサー、フィルタ、PA といった RF コンポーネントの性能についてはどう考えればよいのでしょうか。これらのコンポーネントを使用する場合、非常に大きな信号の動きが発生します。その場合、非直線性に重大な影響を及ぼす要因である高調波、干渉、飽和が生じる可能性があります。その結果、入出力の間に非理想的な関係が生じます。その関係の特徴づけるために、以下のようないくつかのパラメータが使用されています。

- 1dB 圧縮ポイント (CP_{-1dB})
- 圧縮ダイナミック・レンジ (CDR : Compression Dynamic Range)
- スプリアスフリー・ダイナミック・レンジ (SFDR)
- 減感ダイナミック・レンジ (DDR : Desensitization Dynamic Range)
- n 次の IP (IP_n)

上記の指標は、いずれもデバイスの直線性の優劣を表します。ただ、これらは独立したものではなく、互いに関連性を持ちます。本稿では、上記の各パラメータを考慮に入れつつも、IP_n の n が 2、3、4 といった値になる場合に焦点を絞ることにします。対象とする信号に対し、非直線性はどのように悪影響を及ぼすのでしょうか。これについては、IP_n（特に IP₃）を使うことでほぼ明らかになります。IP₃ が低い場合、対象とする信号帯域に干渉が直接注入されることになります。このことが、他のパラメータに注目することなく、IP₃ だけに焦点を絞るべき理由になります。端的に言えば、IP_n が高くなるほど、デバイスの直線性は高くなるということです。

直線性が低いことに起因する高調波と相互変調

ここでは、一般的な電子回路の機能について考えます。入力電力と出力電力は、それぞれ信号 x と y で表されるとします。そして、それらの間の伝達関数を A で表します。例えば、対象とするデバイスがアンプである場合、 A はゲインに相当します。ここで、図 1 の抵抗の説明について振り返ってみましょう。抵抗に限らず、現実のすべてのデバイスの特性は、「 y が x に比例する」ことを表すきれいな直線にはなりません。つまり、それぞれの特性は曲線で表されます。しかも、それ自体も単純な曲線とはならず、

信号が大きくなると歪みが現れます。

x、y の値が小さい場合、その特性は直線に近い曲線になります。設計者がそのことに気づくかどうかに関わらず、非直線性が存在している状態になります。それに対し、x と y が大きい場合には非直線性が非常に目立つ状態になります。その背景には、飽和という現象があります。一般に、デバイスに入力する信号が大きくなっていくと、その出力はいずれ適切な応答を示さなくなります。この現象については、-1dB 圧縮ポイントを使用することでうまく説明できます。-1dB 圧縮ポイントは、印加できる信号の上限（つまりダイナミック・レンジ）を表す指標です（図 2）。

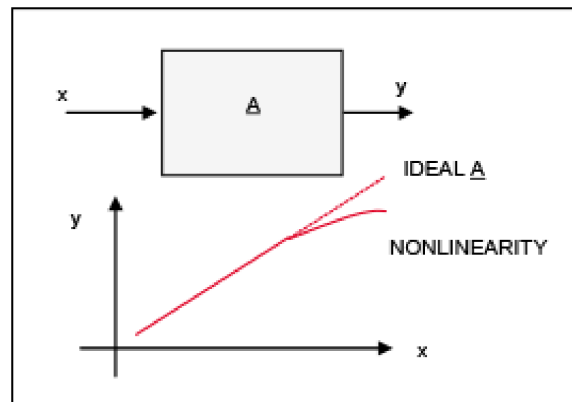


図 2. 理想的な直線性と現実の非直線性

一般に、入力と出力の関係は次の式で表すことができます。

$$y = A_0 + A_1 \cdot x^1 + A_2 \cdot x^2 + A_3 \cdot x^3 + \dots + A_i \cdot x^i + \dots + A_n \cdot x^n \quad (\text{式 1})$$

これは、任意の伝達関数 A をテイラー級数展開したものです。

純粋な 1 次関数では、1 より大きいすべての i に対して $A_i = 0$ が成り立つはずですが、つまり、1 次関数は次式で表されます。

$$y(\text{Linear}) = A_0 + A_1 \cdot x \quad (\text{式 2})$$

繰り返しになりますが、現実のデバイスではこの式は成り立ちません。つまり、 x^2 、 x^3 、 x^4 といった項も存在します。それらの大きさは A_2 、 A_3 、 A_4 などの係数によって決まります。これらの係数は、伝達関数 A が望ましい比例則から外れる原因だと言えます。

ここで、 $x(t)$ が正弦波信号で表されると仮定しましょう。この場合、 $x(t)$ には周波数が ω の信号成分が 1 つだけが含まれています。つまり、非常に一般的な正弦波の形で表すと $x(t)$ は次のようになります。

$$X(t) = A \cos(\omega \cdot t + \Phi) \quad (\text{式 3})$$

オイラーの公式を用いて $x(t)$ を表すと、 $X(t) = A/2[e^{+j(\omega t + \Phi)} + e^{-j(\omega t + \Phi)}]$ となります。つまり 2 つの複素数の和として表現できます。以下では、この和の第 1 項だけに注目することにします（このように式の扱いを簡素化することにより、指数関数の効果だけに注目して説明を進めることができます）。

ここで、上記の $X(t)$ の式の第 1 項を次式のように書くことにします。

$$x = K e^{j(\omega t + \Phi)} \quad (\text{式 4})$$

デバイス（A）が本当に線形なものであれば、その応答 y は x に比例する形になります。つまり、次のような式が成り立ちます。

$$y = A_0 + A_1 \cdot x \quad (\text{式 5})$$

$$y = A_0 + A_1 \cdot K e^{j(\omega t + \Phi)} \quad (\text{式 6})$$

x と同じく、 y には 1 つ周波数成分（ ω ）だけが含まれることがわかります。このことから重要な結論を導き出すことができます。それは、完全に線形な関数（デバイス）自体が他の周波数成分を生成することはないというものです。

また、ここで、以下に示す 2 つの重要な見解についてまとめておきます。

1. x に、周波数 ω_a と ω_b に対応する 2 つの成分が含まれている場合

デバイスの特性が線形であるなら、上記の仮定は問題にはなりません。その場合、以下の式に示すように、 y では 2 つの周波数 ω_a と ω_b が正確に再現されます。

$$y = A_0 + A_1 \cdot (K_a e^{j(\omega_a t + \Phi_a)} + K_b e^{j(\omega_b t + \Phi_b)}) \quad (\text{式 7})$$

ご覧のとおり、他の周波数成分は発生しません。

2. x に、周波数 ω_a 、 ω_b 、 ω_c 、 ω_d 、 ω_n に対応する複数の成分が含まれている場合

この場合も、デバイスの特性が線形であるなら、 y には x の歪み成分は生じず、良好な形のままです。つまり、 x と同じ周波数成分（それ以上の周波数の成分も、それ以下の周波数の成分も存在しない）が y にも現れます。

非線形のデバイスでは何が起きるのか？

ここでは、 x に周波数 ω に対応する 1 つの成分だけが含まれている場合について分析することにしましょう。 x と y の関係は以下の式で表されます。

$$y = A_0 + A_1 \cdot x^1 + A_2 \cdot x^2 + A_3 \cdot x^3 + \dots + A_i \cdot x^i + \dots + A_n \cdot x^n \quad (\text{式 8})$$

また、以下の式が成り立ちます。

$$x = K e^{j(\omega t + \phi)} \quad (\text{式 9})$$

数学的には、 $(e^m)^n = e^{mn}$ が成り立つことに注意してください。

すると、以下のような形で式を分析することができます。

$$\begin{aligned} y = & A_0 + \\ & A_1 \cdot K e^{j(\omega t + \phi)} + \quad (\omega \text{ が含まれている}) \\ & A_2 \cdot (K e^{j(\omega t + \phi)})^2 + \quad (2\omega \text{ が含まれている}) \\ & A_3 \cdot (K e^{j(\omega t + \phi)})^3 + \quad (3\omega \text{ が含まれている}) \\ & A_i \cdot (K e^{j(\omega t + \phi)})^i + \quad (i \cdot \omega \text{ が含まれている}) \end{aligned}$$

つまり、このデバイスは、入力信号 x には含まれていなかった複数の周波数に対応する信号成分を生成するということになります。

基本波に相当するのは、 y の中で ω を備えている項です。 2ω 、 3ω 、 $\dots i \cdot \omega$ 、 $\dots n \cdot \omega$ (ω の整数倍) の周波数成分はすべて高調波と呼ばれます。これらの高調波は、信号の歪みやノイズの原因になります。

この状態であれば、それほど大きな問題があるわけではありません。多くの場合、高調波はフィルタで容易に除去できるからです。高調波の成分は、基本波の周りに存在する信号帯域 (対象とする信号帯域) から比較的離れた位置に存在するため、フィルタリングが容易になります (図 3)。

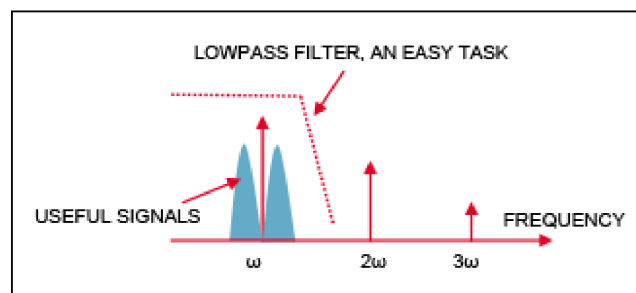


図 3. ローパス・フィルタの役割。
この図は、対処が容易な状況を表しています。

本当に厄介な問題は、非線形なデバイスと複数の周波数成分を含む入力信号が組み合わせられた場合に発生します。特に、対象とする周波数の近くに擾乱を与える信号が存在する場合には面倒なことになります。以下、2つの周波数成分が存在する場合に何が起こるのかを見てみましょう。つまり、以下のように入力を考えます。

$$X = X_a + X_b \quad (\text{式 10})$$

ここで、 x_a の周波数は ω_a で、 x_b の周波数は ω_b です。この状態の入力信号 x は、2 トーンの信号とも呼ばれます。この x を一般的な式で表すと、以下のようになります。

$$y = A_0 + A_1 \cdot x^1 + A_2 \cdot x^2 + A_3 \cdot x^3 + \dots + A_i \cdot x^i + \dots A_n \cdot x^n \quad (\text{式 11})$$

上の式の各項は以下に示すように展開することができます。

- 0 次の成分 (連続部分) : A_0
- 1 次の成分 (線形部分) : $A_1 \cdot x$

これらについては、以下の式が成り立ちます。

$$A_1 \times x = A_1 \cdot (x_a + x_b) \quad (\text{式 12})$$

上の式には、想定どおり周波数 ω_a と ω_b に対応する元の2つの成分が含まれています。

- 2 次の成分 (2 乗の部分) : $A_2 \cdot x^2$

これについては以下の式が成り立ちます。

$$A_2 \cdot x^2 = A_2 \cdot (x_a + x_b)^2 = A_2 \cdot (x_a^2 + x_b^2 + 2 \cdot x_a x_b) \quad (\text{式 13})$$

x_a^2 の項には周波数 $2 \cdot \omega_a$ 、 x_b^2 の項には周波数 $2 \cdot \omega_b$ に対応する成分が含まれています。これら2つは先述した高調波です。ここでは、それ以外の効果も現れていることに注意してください。つまり、元の各信号を算術的に組み合わせた信号成分が生じます。それらは相互変調積 (IM: Intermodulation Product) と呼ばれます。

$2 \cdot x_a x_b$ の項には、周波数 $\omega_a + \omega_b$ と $|\omega_a - \omega_b|$ に対応する成分が含まれています。元の周波数が同じような帯域に存在する場合、前記の4つの項は比較的遠い位置に現れます。そのため、(安価なフィルタでも) 簡単に除去できます。元の周波数が混ざった $\omega_a + \omega_b$ 、 $\omega_a - \omega_b$ 、 $\omega_b - \omega_a$ は、2次相互変調積 (IM2) と呼ばれます。

- 3 次の成分： $A_3 \cdot x^3$

$(x_a + x_b)^3$ を展開すると、 x_a^3 、 x_b^3 、 $3x_a^2x_b$ 、 $3x_ax_b^2$ の項が現れます。これらにより、 $3\omega_a$ 、 $3\omega_b$ 、 $2\omega_a + \omega_b$ 、 $2\omega_a - \omega_b$ 、 $\omega_a + 2\omega_b$ 、 $2\omega_b - \omega_a$ の周波数に対応する別の IM が生じます。元の周波数が混ざった $2\omega_a + \omega_b$ 、 $2\omega_a - \omega_b$ 、 $2\omega_b - \omega_a$ は、3 次相互変調積 (IM3) と呼ばれます。

$3\omega_a$ 、 $3\omega_b$ 、 $2\omega_a + \omega_b$ 、 $\omega_a + 2\omega_b$ の項は容易に除去できます。しかし、 ω_a や ω_b と同じ周波数帯域に存在する $2\omega_a - \omega_b$ や $2\omega_b - \omega_a$ といった IM3 の項は簡単に除去することはできません。これらの項の 1 つが情報を搬送する (変調される) 場合には、他の項が IM 項に干渉しないようにする必要があります。先述したように、これらは対象とする信号帯域内に現れるので、対応が不可能な妨害や干渉の原因になります。

ここで図 4 をご覧ください。IM3 の項は対象とする帯域内に現れます。そのため、強力かつ高価なフィルタを使用しても簡単に除去することはできません (不可能な場合もあります)。このことが、RF において 3 次の項が非常に重要になる理由です。シグナル・チェーンのあらゆる個所で 3 次の項の存在を把握し、その値の測定を行い、それらを最小限に抑えるための方策を適用しなければなりません。

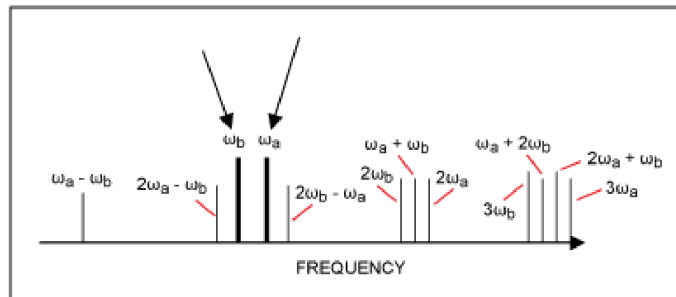


図 4. 非線形なデバイスに 2 トーンの信号を入力した結果。
様々な周波数に信号成分が現れます。

- 4 次の成分： $A_4 \cdot x^4$

3 次の成分と同じように、4 次についても、周波数 $4\omega_a$ 、 $4\omega_b$ 、 $2\omega_a + 2\omega_b$ 、 $2\omega_a - 2\omega_b$ 、 $\omega_a + 3\omega_b$ 、 $3\omega_a + \omega_b$ 、 $3\omega_b - \omega_a$ 、 $3\omega_a - \omega_b$ という成分が現れます。ただ、2 次の項の場合と同様に、4 次の項による成分はいずれも 2 つの基本波からかなり離れた位置に現れます。これらのことから、IM については n が奇数の場合 (つまり、IP3、IP5、IP7 など) に大きな問題が生じる可能性があることがわかります。

- N 次の成分： $A_n \cdot x^n$

$(x_a + x_b)^n$ の項にも同様の手順を適用することができます。ただ、実際のデバイスでは、高次の項は大きく減衰するので無視することが可能です。この状況は、IM7 より上の領域で発生します。ただ、IM5 でも無視できる状態になることがあります。

3 つ以上の周波数 ω_a 、 ω_b 、 ω_c に対応する成分を含む x について考え、説明を続けることも可能です。しかし、そのような努力をしても、理解を深めることにはつながりません。単に IM2、IM3、IM4 などと同様に周波数成分が増えるだけだからです。

IM から IP へ

上の説明により、IM、特に IM3 がどのようにして発生するのかをご理解いただけたはずです。言い換えれば、一般的な測定方法と単位を使ってそれらの値を特定する準備が整ったことになります。ここで、1 つ注意しておきたい点があります。それは、「IMn は相互変調積である。IPn は実際の測定値である」というものです。

上述したように、伝達関数 A の i が 1 より大きい項はデバイスの線形性が損なわれる原因になります。それらの項の値が大きいくほど歪みも大きくなります。したがって、簡略化して A_2 、 A_3 、... A_i ... A_n の値だけを測定して評価するという方法も考えられます。

しかし、それらの絶対値には意味がありません。なぜなら、それらと直線性（対象とする信号 A_1 ）との関連性がわからないからです。言い換えれば、良好なパラメータ（ A_1 ）に対する偏差、より正確に言えば A_i/A_1 や A_1/A_i といった比を把握する方が有用です。ここでは、後者について検討することにしましょう。直線性の高いデバイスでは、そちらのほうが高い値が得られるからです。

この方法については、 A_0 、 A_2 、あるいは A_i と比較する方法が思い浮かぶ方もいらっしゃるでしょう。しかし、それらのパラメータは役に立ちません。必要なのは直線性の振る舞い（ゲイン、減衰率など）なので、RF 技術者が関心を持つのは A_1 のみです。

A_1 の変化の幅は非常に大きくなる可能性があります。そのため、比を求める場合には単位として dB または dBm を使うと便利です。ここで図 5 をご覧ください。ここまでに示した y 対 x の図とは異なり、この図では 2 つの軸として対数軸を使用しています。ここでは、以下の式について考えています。

$$y = A_0 + A_1 \cdot x^1 + A_2 \cdot x^2 + A_3 \cdot x^3 + \dots + A_i \cdot x^i + \dots + A_n \cdot x^n \quad (\text{式 14})$$

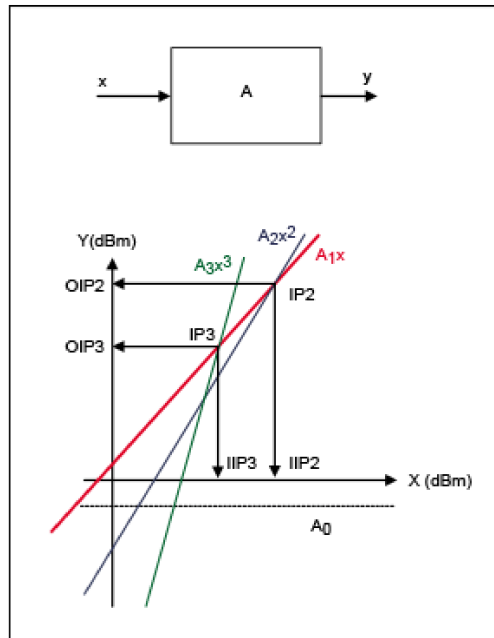


図 5. 対数軸で表した y に対する各項の関係

図 5 からは、以下のことがわかります。

- A_0 の項の値は定数（オフセット）であり、 x の値には依存しません。
- A_1x の項は直線の部分です。両対数目盛りのグラフでは、 y と x の関係は A_1 で決まるオフセットを持つ直線になります。傾きは 1dB/dB です。つまり x が 2 倍になると、 y も 2 倍になります。
- A_2x^2 の項は 2 乗項（2 次）です。これは A_2 で決まるオフセットと、上に示した傾きのちょうど 2 倍の傾き（2dB/dB）を持ちます。つまり、 x が 2 倍になると、 y は 4 倍になります。
- A_3x^3 は 3 次の項です。これは、 y と x の関係を表すグラフでは、 A_3 で決まるオフセットを持つ直線になります。傾きは線形の項と比べて正確に 3 倍急峻になります（3dB/dB）。つまり、 x が 2 倍になると y は 8 倍になります。
- 同様に、 n 次の項に対応する直線は ndB/dB の傾きを持ちます。

上述したように、高次の項になるほど傾きが急峻になります。そのため、高次の線はどこかで 1 次の線と交差します。この交点がインターセプト・ポイント（IP n ）です。

図 5 を見ると、デバイスの直線性が高くなるほど、1 次の線は（他の線と比較して）グラフ内の高い位置に存在することになるはずですが、そのため、IP はより高い位置（IP の値が高い）に現れます。これについては、図 6 を見れば理解できます。傾きは一定なので、デバイスの直線性が高い場合、 n 次の項の値は非常に小さくなります。 A_n の線がより深い値から始まるので、1 次の線と交差するのは軸から遠く離れたところになります。

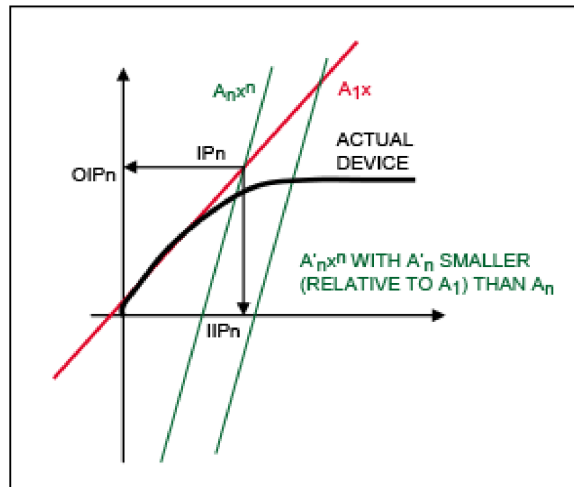


図 6. n 次の曲線と 1 次の曲線の交点として現れる IPn

図 6 から、IP2 は 1 次と 2 次の線が交差する点であることがわかります。同様に、IP3 は 1 次の線と 3 次の線が交差する点です。より高い次数についても同様です。IP の値は x 軸または y 軸で読み取ります。つまり、IP の点を測定する場合、入力インターセプト・ポイント（IIP：Input Intercept Point）と出力インターセプト・ポイント（OIP：Output Intercept Point）の 2 つの実測値が存在し得るということです。まとめると、以下のようになります。

- IIPn：入力電力の軸（x）上で測定した n 次の IP の値
- OIPn：出力電力の軸（y）上で測定した n 次の IP の値

IIP と OIP の関係

IIPn と OIPn は、同じパラメータである IPn の値を 2 通りの方法で表現したものだということがわかりました。ここで、IPn は 1 次の直線上にあります。このことから、次のような式が成り立ちます。

$$\text{Log } Y = \text{Log } (A_1 X) = \text{Log } A_1 + \text{Log } X \quad (\text{式 } 15)$$

IP においては、以下の式が成り立ちます。

$$\text{Log } Y = \text{OIP and Log } X = \text{IIP} \quad (\text{式 } 16)$$

したがって、以下の式が成り立ちます。

$$\text{OIP} = \text{Log } A_1 + \text{IIP} \quad (\text{式 } 17)$$

通常、Log A_1 はデバイスで規定されている有効なゲインです。したがって、飽和が生じる前の段階では、単純に次の式が成り立ちます。

$$OIP_{dBm} = G_{dBm} + IIP_{dBm} \quad (\text{式 18})$$

IP の測定と評価

ここで 1 つ注意すべきことがあります。IP_n の点は仮想的なものであり、実際に存在するわけではありません。なぜなら、デバイスは信号が交点に達するかなり前の段階で飽和してしまうからです。ここまでに示した IP_n の直線は、実際にはもっと小さい x と y の値から推定された漸近線に相当します。したがって、IP を外挿するための実用的な方法が必要になります。

IP に近づくレベルの大きな信号を印加できないということは、測定を実施できない（デバイスがそのかなり前の段階で飽和してしまう）ということを意味します。そうすると、より振幅の小さい信号を印加することで必要な値を取得しなければなりません。現実的には、dB（または dBm）単位の軸を使用し、x と y の関係を表す図をベースとして、1 次と n 次の直線について考えることになります。

実測を行う際には入力信号 P_{IN} を印加します。その振幅は、デバイスが飽和しないように十分小さく設定しなければなりません。それにより、入力に対応する出力 P_{OUT} が得られます。これらの点は、それぞれ X 軸と Y 軸に現れます（図 7）。

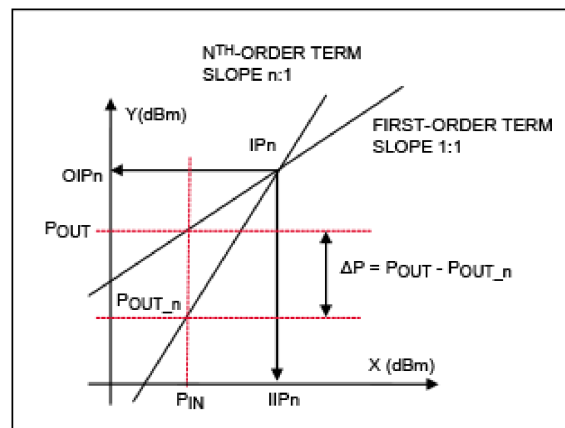


図 7. 1 次と n 次の直線で表される電力レベルと IP の関係

図 7 において、P_{IN} は（ジェネレータによって）印加した入力信号を表します。P_{OUT} は 1 次の出力信号（測定値）であり、P_{OUT_n} は n 次の出力（測定値）です。ここでは、1 次と n 次の周波数で測定された電力の差を $\Delta P = P_{OUT} - P_{OUT_n}$ と呼ぶことにします。

以下では、印加する信号が純粋な正弦波であるケースを考えます。そこで、式 (1) ～式 (8) にわたる説明内容をもう一度確認してください。すると、次数は周波数によって追跡できることがわかります。実測を行う際には、スペクトル・アナライザを使用することにより、様々な周波数に現れる様々な電力を識別することができます。

以上で、印加した信号、測定した信号と IP の関係を把握できる状態になりました。ここで図 8 をご覧ください。この図から、図 7 の中で 4 角形として表されている部分には 2 つの 3 角形が存在することがわかります。

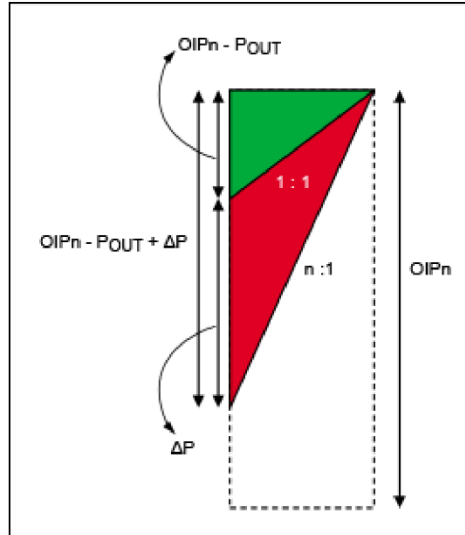


図 8. グラフィカルな手段によって IPn を計算する方法

2 つの 3 角形の辺は垂直の線を共有しています。両 3 角形の辺の長さの比は、斜辺の傾きと同じ比になるはずです。つまり、以下に示す一連の式が成り立ちます。

$$n/1 = (OIPn - P_{OUT} + \Delta P)/(OIPn - P_{OUT}) \quad (\text{式 19})$$

$$n = 1 + \Delta P/(OIPn - P_{OUT}) \quad (\text{式 20})$$

$$(OIPn - P_{OUT})(n - 1) = \Delta P \quad (\text{式 21})$$

$$OIPn - P_{OUT} = \Delta P/(n - 1) \quad (\text{式 22})$$

結論として、次式が得られます。

$$OIPn = P_{OUT} + \Delta P/(n - 1) \quad (\text{式 23})$$

IP3 に注目すると、次の式が得られることがわかります。

$$OIP3 = P_{OUT} + \Delta P/2 \quad (\text{式 24})$$

すべての項が dBm 単位の値の場合、 $P_{OUT} = P_{IN} + G$ であり、 $OIPn = IIPn + G$ です。そのため、以下の式が成り立ちます。

$$OIPn = P_{IN} + G + \Delta P/(n - 1) \quad (\text{式 25})$$

$$IIPn + G = P_{IN} + G + \Delta P/(n - 1) \quad (\text{式 } 26)$$

結論として、次の式が成り立ちます。

$$IIPn = P_{IN} + \Delta P/(n - 1) \quad (\text{式 } 27)$$

ここで、テストの対象となるデバイス（DUT）として LNA を使用し、その IP3 を測定するケースを考えます。そのためには、2 つの独立した周波数源（ジェネレータ）が必要です。ここでは、それらを GEN-A、GEN-B と呼ぶことにしましょう（図 9）。それらが生成する 2 つの信号は、振幅は同じで、周波数は非常に近い値であるとしします。例えば、 ω_a が 2.00GHz、 ω_b が 2.01GHz（両者の間隔は 10MHz）といった具合です。あるいは、1MHz と 1.001MHz といった周波数を選択することもできます。これについては、実際の DUT に応じて選択します。例えば、欧州の ISM 帯（Industrial Scientific and Medical Band）向けの DUT であれば約 433MHz、GSM（Global System for Mobile Communications）帯向けの DUT であれば約 900MHz を選択することになるでしょう。

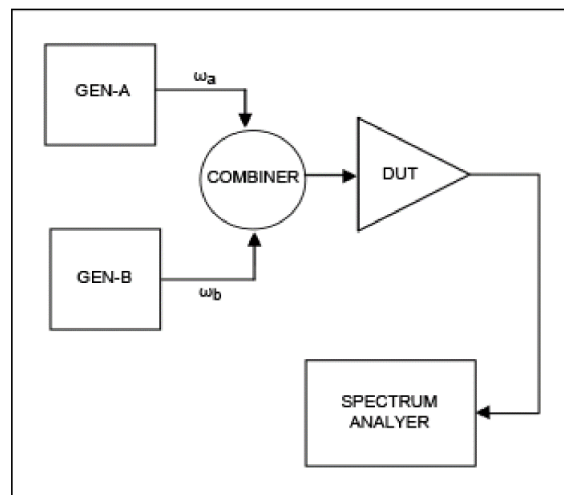


図 9. IP3 を測定するための構成

まず、GEN-A/GEN-B によって周波数が異なる 2 つの信号を生成します。それらの信号はコンバイナ（一種の加算器）に引き渡します。そして、その出力を DUT に入力します。ジェネレータとコンバイナの間と、コンバイナと DUT の間にはフィルタを配置する場合があります。但し、フィルタは、DUT に入力する 2 つの周波数源だけに適用するようにしてください。

次に、スペクトル・アナライザを使用して出力信号を取得します。基本数である 2 つの周波数成分、すべての高調波、IM が観測されるはずです。

図 10 において、 P_{OUT} と ΔP は画面上で直接測定できます。また、 $OIP3 = P_{OUT} + \Delta P/2$ です。

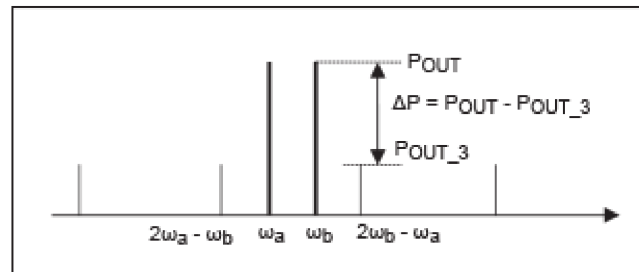


図 10. スペクトル・アナライザで取得されるデータの模式図。
これにより、IP3 の測定結果を得ることができます。

図 11 に示したのは、IP3 を測定するために取得したスペクトルの例です。スペクトル・アナライザによって得られる代表的な表示結果を示してあります。

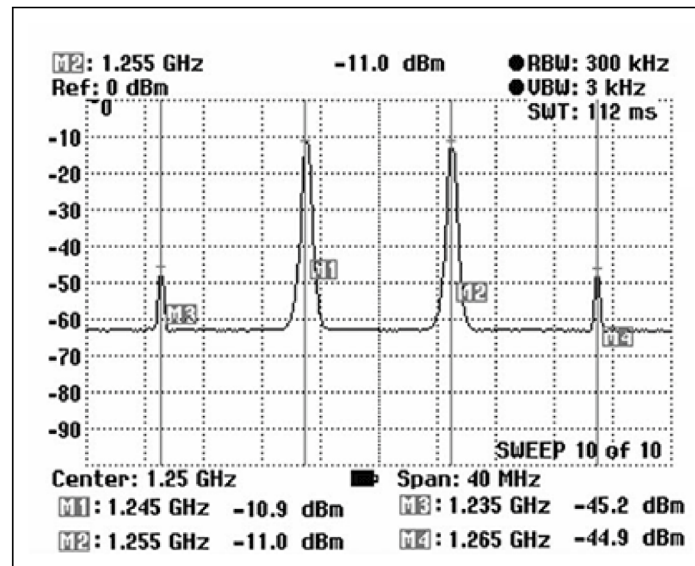


図 11. IP3 を測定するための
スペクトル・アナライザの表示

図 11 において、M1 と M2 は 2 つの基本波を表しています。いずれも振幅 P_{OUT} は約-11dBm となっています。一方、M3 と M4 は IM3 の成分です。振幅はいずれも約-45dB となっています。したがって、以下のような計算が成り立ちます。

$$\Delta P = -11 - (-45) = 34 \text{ dB} \quad (\text{式 } 28)$$

ここで、 ΔP は M1 (または M2) と M3 (または M4) の電力の比 (単位は dBc) です。

このことから、OIP3 の値は以下ようになります。

$$\text{OIP3} = -11\text{dBm} + 34/2 \text{ dB} \quad (\text{式 29})$$

これを計算すると、以下のように値が求まります。

$$\text{OIP3} = -11\text{dBm} + 17\text{dB} = +6\text{dBm} \quad (\text{式 30})$$

この DUT は 7dB のゲインを備えているとします。そうすると、IIP3 の値は以下のようにして求められます。

$$\text{IIP3} = \text{OIP3} - G = 6 - 7 = -1\text{dBm} \quad (\text{式 31})$$

この結果から、この DUT は標準的かつ性能が良好な LNA だと言えます。

具体的な製品の例

ここで、具体的な製品の例を紹介することにします。例えば、レシーバーの RF フロント・エンドでは、初段のデバイスとして IP3 が非常に高いものが必要になることがあります。そのような場合には「MAX2062」を利用するとよいでしょう。同 IC は、対応周波数範囲が 50MHz~1000MHz の可変ゲイン・アンプ (VGA) です。デュアルチャンネルの製品であり、優れた直線性を達成していることを特徴とします。このような仕様であることから、多様な RF/IF アプリケーションに応じて回路を構成できます。例えば、PA 用のプリドライバ、IF 対応のダイバーシティ・アンプ (デュアル構成であるため)、マルチパスのアプリケーションやトランスミッタのアプリケーション向けの VGA などの用途に適用可能です。この IC は、OIP3 が 41dBm、OIP2 が 56dBm という卓越した直線性を備えています。2 つの信号パスのそれぞれには、24dB の高ゲイン・アンプとユーザがプログラム可能な 2 つの減衰器 (1 つはデジタル制御、もう 1 つはアナログ制御) が配置されています。そのため、1dB ステップで最大 64dB まで調整可能な動的ゲイン範囲が得られます。また、それらすべてのブロックはアクセスが可能な RF 入出力を備えています。したがって、最良の NF (ノイズ指数)、最良の OIP3、またはそれらを組み合わせる最良の条件が得られるよう簡単に調整することができます。

MAX2062 のデータシートには OIP3 の評価方法が示されています。それによれば、振幅が 0dBm の 2 トーン信号が使われています。一方の信号の周波数は、50MHz、100MHz、200MHz、350MHz、450MHz、750MHz、900MHz の 7 種です。それぞれと対を成すものとして、周波数が 1MHz 異なる信号が使われます。この 7 種の条件の下、OIP3 の評価が行われています。

カスケード接続された回路の IPn

個々のデバイスの IPn を把握できたとします。では、それらを縦列 (カスケード) に組み合わせた場合、全体としての IPn はどうなるのでしょうか (図 12)。

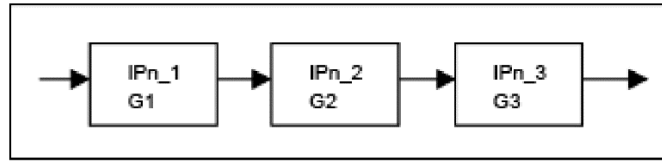


図 12. IPn が既知の RF 機能ブロックをカスケード接続した回路

図 12 の回路では、複数の機能ブロックをカスケード接続しています。この回路全体のゲインは次のようになります。

$$G = G1 \times G2 \times G3 \text{ (リニア・スケール)} \quad (\text{式 32})$$

これを dB/dBm 単位で表した場合、以下のようになります。

$$g = g1 + g2 + g3 \text{ (dB/dBm 単位)} \quad (\text{式 33})$$

この式を使用すると、トータルの OIPn は以下のような式で表すことができます（導出方法は割愛します）。

$$\left(\frac{1}{\text{OIP}_n}\right)^{\text{TOT}} = \left(\frac{1}{\text{OIP}_{n_1}} + \frac{G_2}{\text{OIP}_{n_2}} + \frac{G_2 \times G_3}{\text{OIP}_{n_3}}\right) \quad (\text{式 34})$$

-1dB 圧縮ポイント

本稿の冒頭で述べたように、IPn はデバイスの直線性を特徴づける唯一の方法です。ただ、-1dB 圧縮ポイント（CP1 または CP1dB）も非直線性を測定する性能指標として使われています。CP1 は、実際の入出力特性の曲線が直線の漸近線から 1dB だけ外れる（つまり、低下する）点を表します（図 13）。

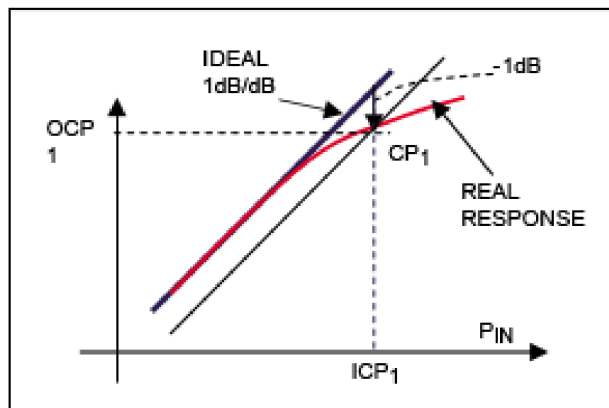


図 13. CP1 の意味

また、CP1 は、実際の曲線が漸近線を 1dB 下げた直線と交差する点だと見なすこともできます。CP1 については、入力側は ICP1、出力側は OCP1 として表されます。CP1 と IP3 の間には厳密な関係はありません。ただ、CP1 は IP3 の値と強い関連性を示すということもわかっています。一般的に言えば、次式が成り立ちます。

$$OCP1 = OIP3 - x \quad (\text{式 35})$$

ここで、x は通常-8dB から-12dB の間の値です。

ここで 1 つの例を考えてみましょう。「[MAX2645](#)」は汎用性の高い LNA 製品です。この製品は、ゲインが 15.2dB の PA 用プリドライバとして構成できます。その場合、ICP1 は-1.8dBm となります。一方、同じセットアップにおける IIP3 は 11.8 dBm となります。つまり、IIP3 と ICP1 には 13.6dB の差があることがわかります。

まとめ

本稿では、IIPn や OIPn の定義について詳しく解説しました。また、それらと入出力電力、ゲインとの関係なども明らかにしました。本稿で示した分析は、スペクトル・アナライザを使って IP3 の値を実測する際には必要ありません。しかし、予期せぬ問題や、システム全体で見た場合に不合理な結果に直面することもあるはずで、そうした場合には、本稿で説明したようなより深い考察が必要になる可能性があります。そのような際には、ぜひ本稿の内容を参考にしてください。

関連製品		
MAX2027	IFディジタル制御可変利得アンプ	
MAX2055	デジタル制御、可変利得、差動 ADC ドライバ/アンプ	
MAX2056	アナログ利得制御付き、800MHz～1000MHz 可変利得アンプ	サンプル
MAX2058	700MHz～1200MHz、高リニアリティ、ループバックミキサ内蔵、SPI 制御 DVGA	サンプル
MAX2059	1700MHz～2200MHz、高リニアリティ、ループバックミキサ内蔵、SPI 制御 DVGA	サンプル
MAX2062	デュアル、50MHz～1000MHz、高リニアリティ、シリアル/パラレル制御アナログ/デジタル VGA	サンプル
MAX2063	デュアル、50MHz～1000MHz 高リニアリティ、シリアル/パラレル制御デジタル VGA	サンプル
MAX2065	50MHz～1000MHz 高リニアリティ、シリアル/パラレル制御アナログ/デジタル VGA	サンプル
MAX2066	50MHz～1000MHz 高リニアリティ、シリアル/パラレル制御デジタル VGA	サンプル
MAX2067	50MHz～1000MHz 高リニアリティ、シリアル/アナログ制御 VGA	サンプル

詳細については、以下をご覧ください。

技術サポートに関するお問い合わせ： <https://www.analog.com/jp/support.html>

サンプルのご依頼： <https://www.analog.com/jp/support/sample-products.html>

その他のご質問やご意見： <https://www.analog.com/jp/contact-us.html>

アプリケーション・ノート 5429： https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5429_5439_5449.pdf

チュートリアル 5429, AN5429, AN 5429, APP5429, Appnote5429, Appnote 5429

© 2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

本ウェブページに掲載されているコンテンツは、米国およびその他の国の著作権法によって保護されています。

このコンテンツのコピーをご希望される方は、[弊社まで](#)お問い合わせください

その他の法的注意事項： <https://www.analog.com/jp/who-we-are/legal-and-risk-oversight.html>