



# TNJ-003 アナログ電子回路技術ノート

## TWO TONE 5 次歪はどんなふうにも上昇するのか

著者: 石井 聡

### はじめに

とある日、私のところに社内の FAE がやってきて切り出しました。

「お客様から Two Tone 5 次歪はどんなふうにも上昇するのか?と聞かれたんだ。3 次歪は dB 比で 1 対 3 の比で上昇していくのは良く出ているけれども」

「そうですね。3 次の計算式は良く出ていますけれども、5 次は見ただけでは見えないですね。3 次が  $A^3$  の項での計算ですから、5 次は  $A^5$  の項になるから、やっぱり dB 比で 1 対 5 ではないですかね?でも三角関数で計算すると、いったいどれだけ時間がかかるやら…。その前に手計算できるんでしょうかね?」

「うーん」

「じゃあ、シミュレーションでやってみましょう!」

という訳でした。

### この技術ノートでやってみること

ここでは 5 次歪みのようすを NI Multisim Ver.10 (古いバージョン)での Arbitrary SPICE Block (任意 SPICE ブロック) という特殊機能 (特殊というより超スペシャル!な機能) を用いた例を示してみます。このモジュールは Ver. 10 では BASIC\_VERTUAL というカテゴリに入っていました。

なお最新の NI Multisim Ver. 12 では、この Arbitrary SPICE Block は ADI Edition では削除されています。その代わりに Source グループの CONTROL\_FUNCTION\_BLOCK ファミリーの中にある、NONLINEAR\_DEPENDENT というコンポーネントで代替が可能です。また以下の説明で使用している仮想測定器「スペアナ機能」も ADI Edition では削除されていますので、フーリエ解析機能で代替をお願いします。

NI Multisim の製品版では、これらの機能はそれぞれ用意されていますので、製品版ではそのままご利用いただけます。

この技術ノートでは、NI Multisim の使い方というよりも「Two Tone 5 次歪はどんなふうにも上昇するのか?」という話題に特化したいと思います。

### 理論的に考えてみると

アンプは入力  $V_{in}$  (電流でも同じですが) とすると、出力  $V_{out}$  は

$$V_{out} = A V_{in}$$

であるべきです。ここで  $A$  は増幅度です。しかし非線形性でとか、飽和により、 $A$  というきちんとした増幅度だけではなく、歪の要素が出てきます。

それを式で考えれば、一般的には以下のように表すことができ

$$V_{out} = A V_{in} + B(V_{in})^2 + C(V_{in})^3 + D(V_{in})^4 + E(V_{in})^5 \dots$$

係数  $A \sim E$  はそれぞれの成分の増幅度 (歪の度合い) です。 $A$  しかなければ上のリニアな式とまったく同じになるわけですね。

また実際の  $B \sim E$  の係数は、増幅度が飽和してくる方向になりますから「マイナス係数」になります。とはいえ以降の計算としては、係数がプラスでもマイナスでも、同じ結果が得られます。

#### 3 次歪みは

3 次歪と呼ばれているものは、この  $C$  の項、すなわち

$$V_{out} = A V_{in} + C(V_{in})^3$$

このように  $A$  と  $C$  があるかたちになります。

#### 5 次歪みは

5 次歪は

$$V_{out} = A V_{in} + E(V_{in})^5$$

となります。実際のアンプではこの  $A \sim E$ 、さらにはもっと高い項もあると思いますが、それらがそれぞれ大きさ (係数) をもって、実際の増幅度が形成されていることとなります。

アナログ・デバイス株式会社は、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・デバイス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.

Rev. 0

アナログ・デバイス株式会社

本社 / 〒105-6891 東京都港区海岸 1-16-1 ニューピア竹芝サウスタワービル  
電話 03 (5402) 8200  
大阪営業所 / 〒532-0003 大阪府大阪市淀川区宮原 3-5-36 新大阪トラストタワー  
電話 06 (6350) 6868

# アナログ電子回路技術ノート

# TNJ-003

## Arbitrary SPICE Block というものを使ってみる

Arbitrary SPICE Block を使うと、この計算式が SPICE 上で実現できます。セットアップを図 1 に示します。

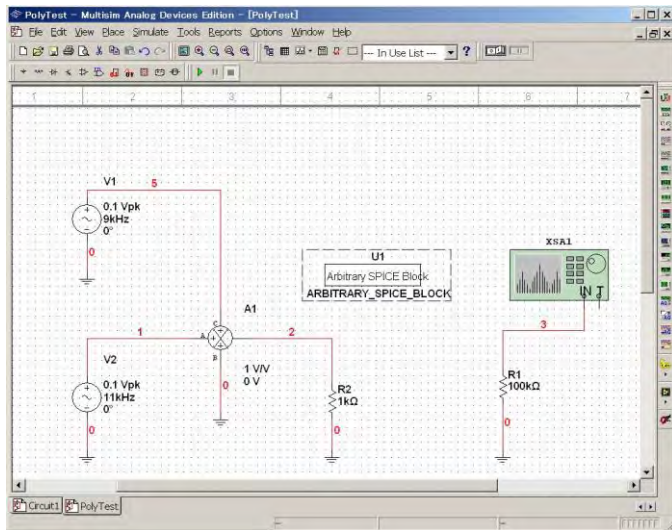


図 1. NI Multisim で Arbitrary SPICE Block を使ってみる

Two Tone を入れるために、図 1 の左側に見えるように、発振器を 2 つ用意し、VOLTAGE\_SUMMER で足し算（合成）しています。電圧源の大きさを小さくしていますが、これは「Arbitrary SPICE Block の特性（式）」に対して、ある程度リニアリティが得られる大きさということで、この大きさにしています。

抵抗 R2 は何もつながっていないように見えますが、この Arbitrary SPICE Block 内部の記述と「ネット」（配線）としてつながっています。

R1 も同じくです。

### 出力はスペアナ仮想測定器で

出力はスペアナ（先に説明しましたように最新の NI Multisim Ver. 12 ではサポートされておりませんが）で測定しますが、このスペアナがおもしろく、600Ω 終端で 1mW = 0dBm となっています。電話回線の終端抵抗の規格のようです（正しいかどうかは、自信なし…）。普通使う 50Ω 系の電力に変換する場合には換算するか、入力に電圧倍率できるマクロ部品を挿入するとよいでしょう。

### Arbitrary SPICE Block の記述方法

Arbitrary SPICE Block をダブルクリックして見ます。中身はテキストで以下の記述にしています。

EPOL 3 0 POLY(1) (2,0) 0 1 0 0 0 0.1

これは、

- ① E●●●●という電圧制御モジュールを表し、POL という名前
- ② 3 0 はモジュール POL の出力 (R1 につながるネット。Vout) が、ネット 3 と 0 (グラウンド) として出ている
- ③ POLY(1)は 1 次元の Polynomial (多項式) ということ
- ④ (2,0)はモジュール POL の入力 (R2 につながるネット。Vin) が、ネット 2 と 0 (グラウンド) となる

- ⑤ 0 1 0 0 0 0.1 は、最初のゼロが DC オフセット、次の 1 が本来の増幅率 A、0.1 が 5 次の増幅率 E に相当し

$$V_{out} = A V_{in} + B(V_{in})^2 + C(V_{in})^3 + D(V_{in})^4 + E(V_{in})^5 \dots$$

で考えれば、

$$V_{out} = 0 + 1 V_{in} + 0(V_{in})^2 + 0(V_{in})^3 + 0(V_{in})^4 + 0.1(V_{in})^5$$

となります。ここでは NI Multisim の Arbitrary SPICE Block を使った例として示しましたが、「E●●●●という電圧制御モジュール」は、どの SPICE ツールにも用意されていますので、同様に活用することができます。

詳しい SPICE 文法の記述については、

<http://www.ecircuitcenter.com/SPICESummary.htm>

が参考になります。

## 実際にシミュレーションを始めてみる

まずは歪なし、つまり  $V_{out} = A V_{in}$  でやってみます。このときは、

EPOL 3 0 POLY(1) (2,0) 0 1 0 0 0 0

で、最後をゼロ（5 次をゼロ）にしています。図 2 にこのときのスペアナ表示を示します。電圧源 V1 で与えた 9kHz と V2 で与えた 11kHz の 2 つの波形だけが見えます。

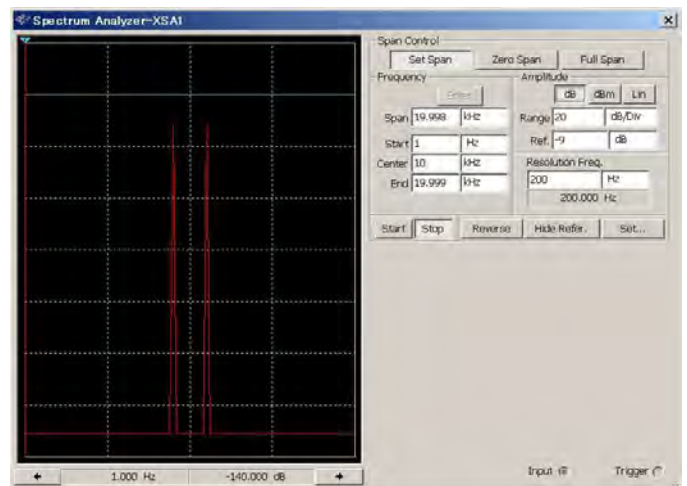


図 2. 歪なしのときのスペアナ表示。信号源の 9kHz と 11kHz のみのスペクトルが見える

### 定番の 3 次歪のようすを見てみる

次に定番の 3 次歪、つまり  $V_{out} = A V_{in} + C (V_{in})^3$  でやってみます。このときは、

EPOL 3 0 POLY(1) (2,0) 0 1 0 0 1 0 0

で、3 次の部分を 0.1 にしてみました。入力信号レベルはそれぞれ 0.1V peak です。

図 3 にこのときのスペアナ表示を示します。本来 9kHz と 11kHz の 2 つの波形だけのはずなのですが、7kHz と 13kHz に余計な波形が見えます。

このように、本来の信号の近傍（差分）の周波数のところに、余計な信号（というより歪成分）が出てくるのが 3 次歪の特徴です。

# アナログ電子回路技術ノート

# TNJ-003

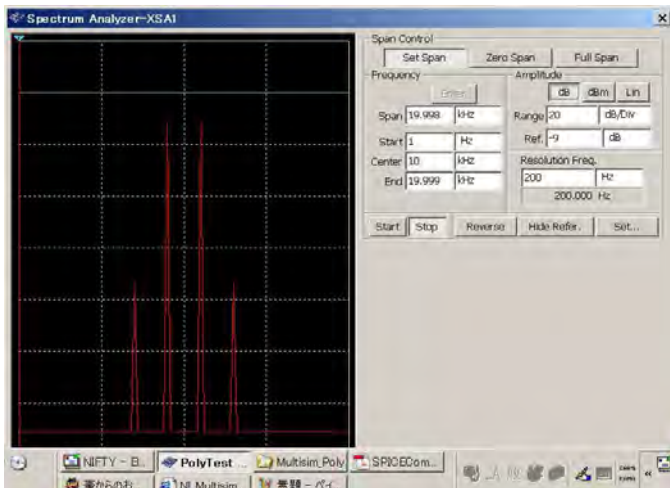


図 3. 3 次歪を設定したときのスペアナ表示。9kHz と 11kHz の左右にスペクトルが見える

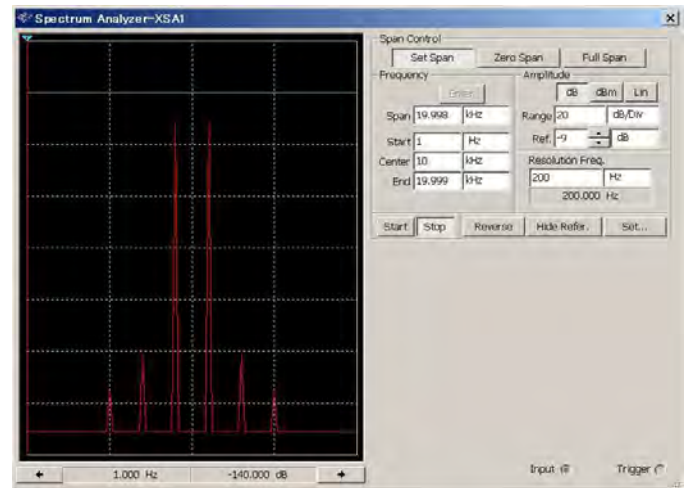


図 5. 5 次歪を設定したようす。3 次と同じ位置とさらに外側に歪成分が見える

### 3 次歪で入力レベルを 10dB 下げしてみる

次に同じ 3 次歪の条件で、入力レベルをそれぞれ 10dB 下げて、0.0136V を入力してみます。-10dB =  $20 \times \log(0.0136/0.1)$  です。

図 4 にこのときのスペアナ表示を示します。1div. が 20dB であり、信号レベルが 0.5div. = 10dB 下がっています。一方で 7kHz と 13kHz の歪は 1.5div. = 30dB 低下していることがわかります。

これが先の弊社 FAE が話を切り出した「3 次歪は dB 比で 1 対 3 の比で上昇していく」ということなわけです（ここでは -10dB と -30dB で下降していく例を示している）。

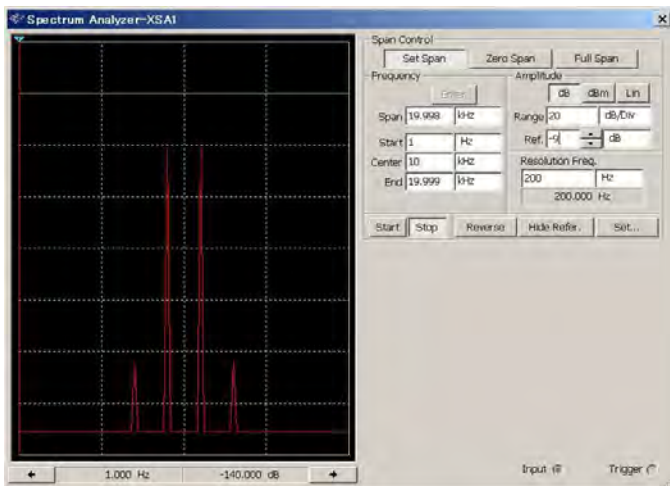


図 4. 3 次歪を設定し、入力レベルを 10dB 減少させたときのスペアナ表示。左右のスペクトルが 30dB 減少している

### 5 次歪を設定してみる

次に

$$\text{EPOL } 3 \ 0 \ \text{POLY}(1) \ (2,0) \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ .1$$

として

$$V_{out} = 1 \ V_{in} + 0.1(V_{in})^5$$

でシミュレーションしてみました。図 5 にこのときのスペアナ表示を示します。入力は 0.1V peak に戻してあります。おもしろいです！3 次歪と同じ成分、7kHz と 13kHz も出ており、なおかつ 5 次でしか出ない成分、5kHz と 15kHz が出ています。先の FAE と二人で「ふーん…」と見ていました。

### 5 次歪で入力レベルを 10dB 上げてみる

こんどは信号をプラス 10dB 増加させてみて、0.316V peak にしてみます。先ほどの 3 次歪の例では、信号を低下させてみましたが、こんどは信号を大きくする方向でやってみました（信号がクリップしない範囲であれば、上げてても下げてても信号と歪の関係は同じ）。

図 6 にこのときのスペアナ表示を示します。1div. が 20dB であり、信号レベルは 0.5div. = 10dB 上がっています。一方で 5, 7kHz と 13, 15kHz の歪は 2.5div. = 50dB 上昇していることがわかります。

やはり dB 比で 1 対 5 になっているんですね…。

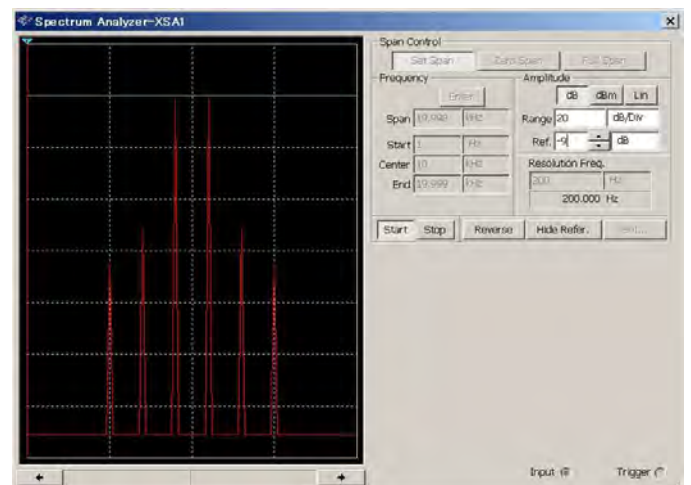


図 6. 5 次歪を設定し入力レベルを 10dB 増加させたときのスペアナ表示。5 次相当のスペクトルが 50dB 増加している

## アナログ電子回路技術ノート

## TNJ-003

### まとめ

まとめると5次のTwo Tone歪は、信号から ( $f_{low}-f_{high}$ ) の差分量の1倍、2倍離れたところに発生し、信号の変化に対してdBの比率として、1対5で変化する、ということです。

なお、ここではTwo Tone歪を考えましたが、シングルトーンの場合には、2次歪は2fのところでは1:2、3次歪みは3fのところでは1:3、5次は1:5で高調波が出てきます。NI Multisimなどで追試していただけると良いと思います。

また実際のA～Eの係数は、増幅度が飽和してくる方向になりますから、「マイナス係数」になります。とはいえここまでの計算としては、係数がプラスでもマイナスでも、同じ結果が得られます。