

1 D級アンプの高調波

LF/MF 帯アマチュア無線は一般にデジタルモードが使われるので、終段アンプには振幅直線性はないが電力変換効率が高いD級アンプ(別名:スイッチングアンプ)が採用されます。

D級アンプは、DC電源を直接オンオフするという単純な動作で、矩形波の高周波信号を発生します。この矩形波には目的信号であるスイッチング周波数(基本波)とその整数倍の周波数(高調波)の成分が含まれます。

1.1 矩形波のフーリエ変換

矩形波に含まれる各成分の振幅と位相は、次のフーリエ変換式で精密に表すことができます。

$$f(t) = \frac{\tau}{T}E + 2\frac{\tau}{T}E \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\omega\tau/2)}{n\omega\tau/2} \cos n\omega t \quad (1)$$

ここで、矩形波の形状を図1で定義します。また、 $\omega = 2\pi/T$ 、 n は高調波の次数とします。

基本波は周波数 $f_1 = 1/T$ であり、順次 $n = \infty$ まで高調波が $1/T$ 間隔で無限に存在することになります。個々の高調波の振幅と位相は $\sin(x)/x$ の形となり、高次になるほど n に反比例して減少します。 $f = n/\tau$ においてスペクトルが消滅するというデジタル信号の際立った特徴があります。

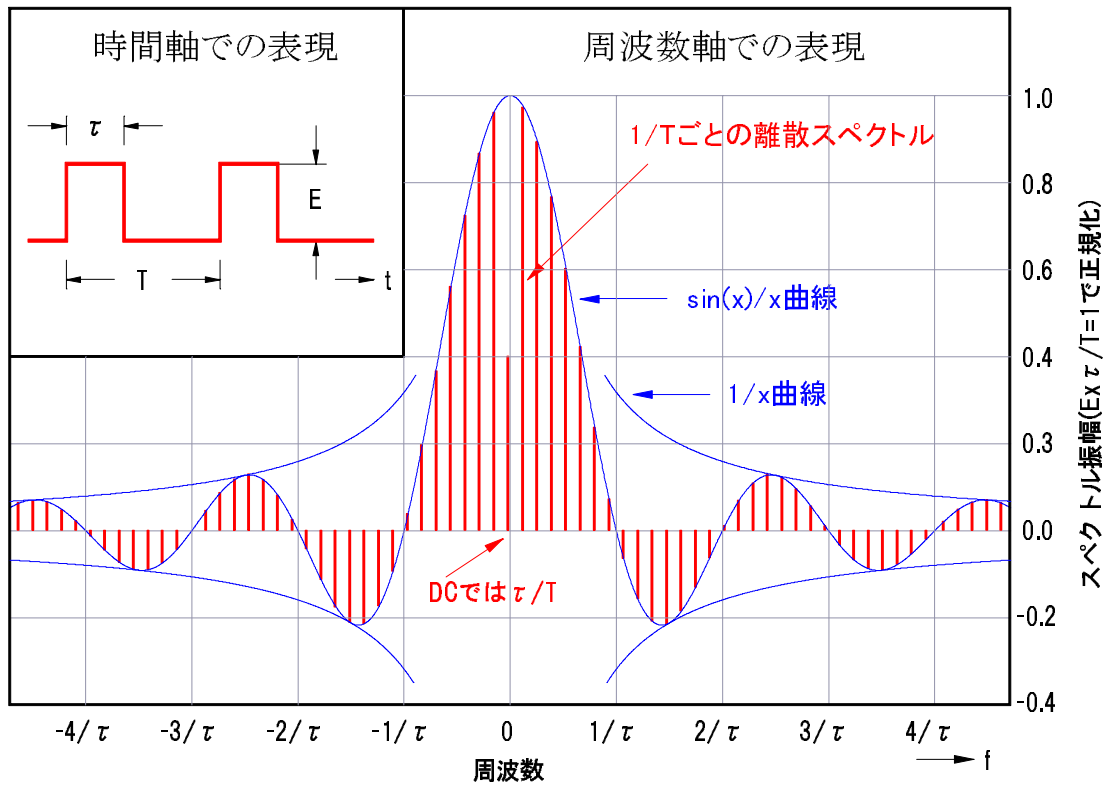


図1: 矩形波の波形とその含有スペクトル

式1の第1項は直流分を表します。第2項にある係数の‘2’は、スペクトルの振幅と位相が決まる $\sin(x)/x$ (ただし $x = n\omega\tau/2$) が n の±において対称であるので、スペクトルは単純に加算されることを示しています。そして、 $\cos n\omega t$ の乗算は振幅振動すなわち交流を意味します。総和は複数の交流成分の加算です。図1では正負の周波数に分けて表示しています。

1.2 デューティ比50%の場合のスペクトル

いまD級アンプの出力波形がデューティ比 $\tau/T = 50\%$ であるとして、具体的な各スペクトルの大きさを求めてみます。

関係式 $\tau = T/2$ 、 $E = 2e$ 、 $\omega = 2\pi n f_1$ を式1に代入すると、次式が得られます。

$$f(t) = 2E \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi/2)}{n\pi/2} \cos 2\pi n f_1 t \quad (2)$$

この場合の波形とスペクトルの現れ方は、正負の周波数ごとに図2になります。

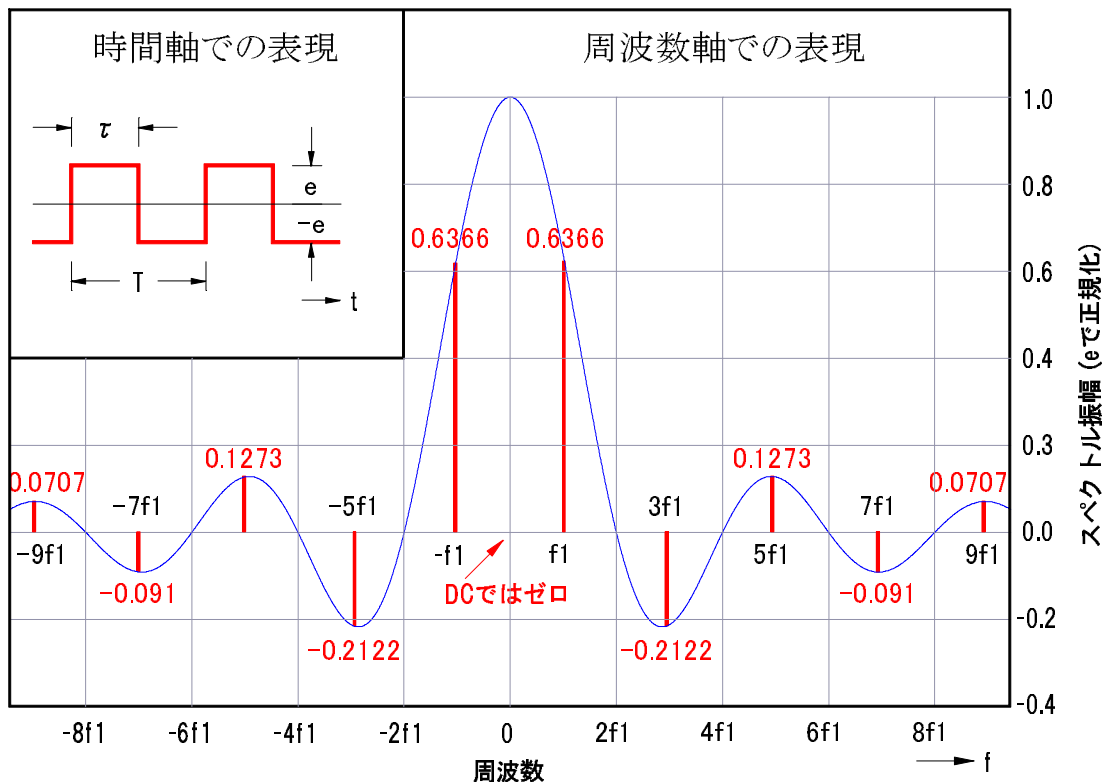


図2: デューティ比50%の矩形波とそのスペクトル強度

式2で計算できる各高調波スペクトルの大きさを、表1に収録します。ここでも正負の周波数成分を合算しています。

表 1: デューティ比 50%の矩形波における各次高調波のレベル

| n(または-n) | 周波数 | e に対する振幅係数 | f_1 振幅との比 (dB) | 備考 |
|----------|-------------|------------|------------------|------|
| 1 | $f_1 = 1/T$ | 1.273 | 0.0 | 目的信号 |
| 3 | $3f_1$ | 0.4244 | -9.54 | 不要信号 |
| 5 | $5f_1$ | 0.2546 | -13.98 | |
| 7 | $7f_1$ | 0.1819 | -16.90 | |
| 9 | $9f_1$ | 0.1415 | -19.08 | |
| 11 | $11f_1$ | 0.1157 | -20.83 | |
| 13 | $13f_1$ | 0.0979 | -22.28 | |
| 15 | $15f_1$ | 0.0849 | -23.52 | |

このように D 級アンプの出力には、3 次高調波を目的信号比で $-9.5dB$ もの強度で含有し、高次での減少も緩やかであることが分かります。

電波法令では、アマチュア局の 5W を超える送信設備についてスプリアス強度の許容値を $-50dB_c$ かつ $50mW$ 以下と規定しています。同一空間を使用する電波環境保護の趣旨からすると、一般局に対する $-60dB_c$ と同じ条件を適用すべきだと考えます。したがって、D 級アンプには $51dB$ 以上の高調波抑止機能を付加してスプリアス対策を行う必要があります。

2 高調波フィルタの実際

2.1 LPF 概観

たとえば π 型(または Y 型)LPF では LC 素子が 4 個あるので 4 次の周波数特性となります。すなわち、基本 L 型回路が 2 段で構成されていると考えます。

π 型(または Y 型)LPF の阻止域の周波数特性では、オクターブあたり $1/4 \times 1/2$ (つまり $-18dB$) の傾斜で減衰します。 π 型(または Y 型)LPF だけで、前項の条件を満足するには、4 段以上の LPF を従属接続する必要があります。

そこで阻止域に減衰極を設けるチェビシェフ特性フィルタが考案されていますが、LF/MF では許容周波数帯が比較的狭く、狭帯域トラップフィルタだけで簡単に高調波阻止ができます。

以下、具体的なトラップフィルタの設計をします。

2.2 帯域通過・高調波トラップの場合

最も簡単な高調波阻止フィルタはトラップです。図 3 の構成の LC 回路を信号伝達ラインに挿入するだけで効果を発揮します。

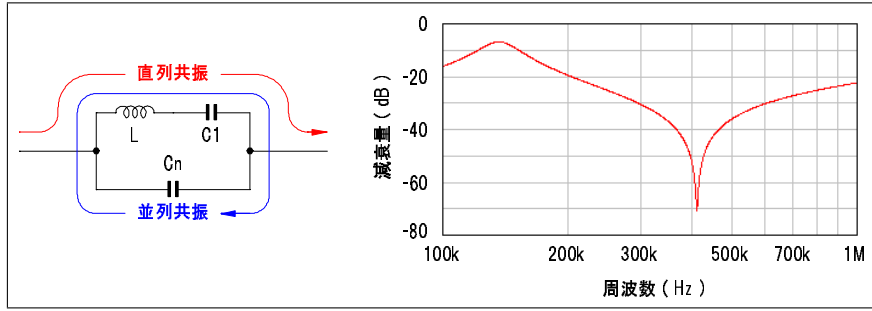


図 3: トラップの構成と周波数特性

基本角周波数 ω_1 における端子間のインピーダンスが次式を満たす場合に回路は直列共振状態となり、信号は損失なく伝送されます。

$$j\omega_1 L + \frac{1}{j\omega_1 C_1} = 0 \quad (3)$$

式 3 は次式に変換できます。

$$\omega_1^2 LC_1 = 1 \quad (4)$$

なお、 L および C_1 は信号源 (および負荷) の抵抗 R と回路の Q に対して、 $L = RQ/\omega_1$ 、 $C_1 = 1/\omega_1 RQ$ とします。

n 次の高調波に対する L と C_1 回路および C_n のアドミッタンスが次式を満たす場合に端子間は並列共振状態となり、当該高調波は阻止されます。ここで ω_n は高調波次数に対応する角周波数です。

$$\frac{1}{j\omega_n L + 1/j\omega_n C_1} + j\omega_n C_n = 0 \quad (5)$$

式 5 は次式に変換できます。

$$\frac{C_1}{1 - \omega_n^2 LC_1} + C_n = 0 \quad (6)$$

したがって、 C_n は次式で決まります。

$$C_n = \frac{C_1}{\omega_n^2 LC_1 - 1} \quad (7)$$

式 7 に $\omega_n = n\omega_1$ を代入すると、次式となります。

$$C_n = \frac{C_1}{n^2 \omega_1^2 LC_1 - 1} \quad (8)$$

式 7 に式 4 を代入すると、次式となります。

$$C_n = \frac{C_1}{n^2 - 1} \quad (9)$$

つまり、3 次高調波では $C_3 = C_1/8$ 、5 次高調波では $C_5 = C_1/24$ が適値です。

並列回路の端子間インピーダンス Z_n は、主としてコイルの Q_n で決まり、次式で表せます。 $(R_n$ はコイルの抵抗分)

$$Z_n = (1 + Q_n^2)R_n \quad (10)$$

これを用いて、目的の高調波減衰率 η_n は次式で計算されます。

$$\eta_n = \frac{R}{R + Z_n} \quad (11)$$

たとえば、 $R = 50\Omega$ 、 $Q_n = 50$ 、 $R_n = 2\Omega$ の場合には、高調波に対して $\eta_n = 9.9 \times 10^{-3}$ つまり $-40dB$ のフィルタとなります。基本波に対する挿入損失は、 $50/(50 + 2) = 0.962$ つまり $-0.34dB$ です。

2.3 定 k 型 LPF に高調波トラップの場合

定 k 型 LPF は負荷変動に対する入力側インピーダンスの乱れが少なく、使いやすい基本的なフィルタです。図 4 の黒字部分のように構成します。

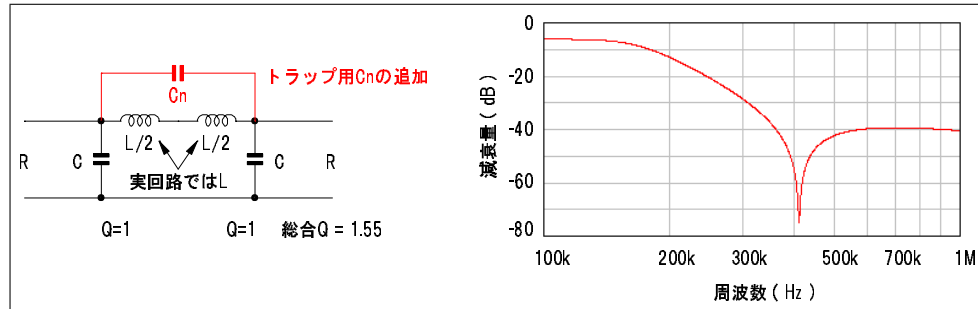


図 4: 定 k 型 LPF へのトラップ付加と周波数特性

定 k 型 LPF での L、C 定数は、 $Q = 1$ として次式のとおり選定します。

$$C = \frac{1}{R\omega_1} \quad L = \frac{R}{\omega_1} \quad (12)$$

n 次の高調波を阻止するには、図 4 の赤字部分のように C_n を付加します。その場合の L_n と C_n のアドミッタンスをゼロに調整すればよいので、次式が得られます。

$$\frac{1}{j\omega_n L_n} + j\omega_n C_n = 0 \quad (13)$$

式 13 は次式に変換できます。

$$\omega_n^2 L_n C_n = 1 \quad (14)$$

式 14 に $\omega_n = n\omega_1$ を代入すると、次式になります。

$$\omega_1^2 L_n C_n = \frac{1}{n^2} \quad (15)$$

C_n を付加しても基本波において所定の L が必要ですから、実際のコイルは L_n に修正しなければならず、次式が必須です。

$$\frac{1}{1/j\omega_1 L_n + j\omega_1 C_n} = j\omega_1 L \quad (16)$$

したがって、 L_n は次式で決まります。

$$L_n = \frac{1}{1 - \omega_1^2 L_n C_n} L \quad (17)$$

式 17 に式 14 を代入すると、次式になります。

$$L_n = \frac{1}{1 - 1/n^2} L \quad (18)$$

つまり、3 次の場合は $L_3 = 1.125L$ 、5 次の場合は $L_5 = 1.042L$ という具合に計算できます。

トラップによる高調波減衰率については、前項の帯域通過・高調波トラップの場合に比べて 6dB ほど優れていると予想できます。もちろん LPF としての阻止域減衰が加わり、十分な高調波阻止特性を発揮します。通過帯域の挿入損失は、帯域通過・高調波トラップとほぼ同様です。