

4-3 スペクトラム拡散クロックによる雑音測定への影響

4-3 Effects of Spread Spectrum Clocking on Measured Noise Spectra

松本 泰 石上 忍 後藤 薫

MATSUMOTO Yasushi, ISHIGAMI Shinobu, and GOTOH Kaoru

要旨

パーソナルコンピュータなどの電子機器から放射される雑音の電力スペクトル密度を低減するために用いられる、クロック信号の周波数変調(スペクトラム拡散クロック方式)が、雑音スペクトルの計測に及ぼす影響について、特に周波数変調された高調波を有限な周波数分解能で観測して得られる振幅スペクトルと、クロック信号の周波数変調パラメータとの関係を明らかにした。まず振幅スペクトルの最大値を最小とする変調波形が、スペクトル測定用受信機のフィルタ特性を含んだ微分方程式の解として得られることを示し、次にクロックの周波数変調による高調波スペクトルの低減量を簡単に評価する式を理論的に示した。一般にクロック信号の周波数変調には、クロック高調波の放射電力自体を低減する効果はないことから、クロック高調波による無線システムへの干渉を検討する際には、スペクトラム拡散クロックによる雑音スペクトルへの影響に注意が必要である。

Spread spectrum clocking (SSC, or clock FM) techniques have been widely used in electronic devices, such as personal computers, to reduce the spectral amplitude of clock harmonics measured in EMI tests. This paper describes how the amplitude reduction caused by SSC is related to clock FM parameters and resolution bandwidth in the spectrum measurement. Since SSC techniques do not reduce the actual power of clock harmonics, the apparent decrease in harmonic spectra must be carefully treated when evaluating the interference potential of harmonics noises to wireless systems.

[キーワード]

スペクトラム拡散クロック, クロックFM, スペクトル計測, 電磁干渉
Spread-spectrum clock, Dithered clock, Clock FM, Spectrum measurement, Electromagnetic interference

1 まえがき

近年、様々な家電製品にマイクロプロセッサが搭載され高機能化が進められ、またパーソナルコンピュータ(PC)に搭載されるプロセッサの動作周波数はGHz帯に及んでおり、年々上昇が続いている。このような電子情報機器からは数GHzの広い周波数にわたって電磁雑音が放射されるため、周囲の無線システムへの潜在的な干渉源となる。GHz帯における電子機器からの放射雑音は、図1に示すようにベースクロック信号の高調波が

支配的である[1]。また特徴的な点は、高調波スペクトルが線スペクトルでなく、一定の帯域幅を持つことである。これは、クロック信号を意図的に周波数変調する技術(スペクトラム拡散クロック: Spread Spectrum Clock: SSCあるいはクロックFM、Dithered Clockとも呼ばれる)が用いられている結果である。SSCを用いるとクロック高調波の帯域が広がる一方、スペクトルのピーク振幅が低減する。このため、SSC技術は雑音スペクトルのピーク値を低減するために1990年代後半からPCをはじめとする情報電子機器、計測機器、

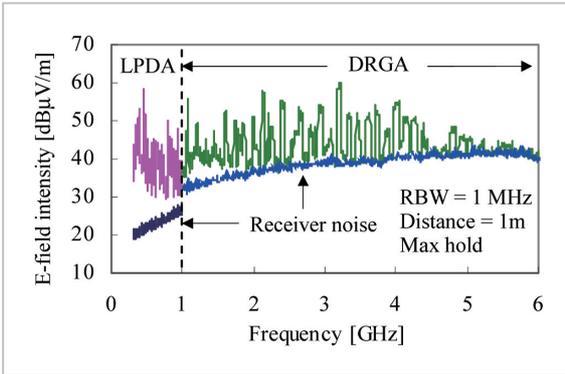


図1 PC雑音のスペクトルの例。LPDA(対数周期ダイポールアレーアンテナ)及びDRGA(ダブルリジッドガイドホーンアンテナ)を使用し距離1mで測定[1]。

無線機器、自動車搭載電子機器などに幅広く用いられている [2] - [6]。

SSCが適用された電子機器からの雑音を計測する際に注意すべき点は、クロック信号の周波数変調は、クロック高調波の電力スペクトル密度を低減するが、高調波の電力を低減するわけではないことである。換言すると、電子機器から放射される雑音レベルの許容値を振幅スペクトルのピーク値で規定した場合には、SSCの導入によって、雑音レベルを許容範囲に保ちつつ高調波電力を増加し得る。さらにSSCによるスペクトルピーク値の低減は、無線システムへの影響の低減を必ずしも意味しないことが明らかになっている [7] - [13]。

一般にSSCによるスペクトル低減効果は、周波数変調された高調波の周波数偏移、変調周波数、変調波形に依存し、さらに計測用受信機の分解能帯域幅にも大きく影響される。しかし従来、上記条件による依存性は十分に示されていなかった。これは周波数変調が非線形な過程であるために、任意の変調波形による周波数変調波のスペクトルを解析的に扱うことが困難なことに起因している。本報告では、スペクトル測定における分解能帯域幅が有限であることも考慮し、SSCによる高調波スペクトルの振幅低減量について理論的検討を行う。以下2では、有限な周波数分解能で観測された高調波スペクトルの数式表現を行い、周波数変調パラメータによる影響を述べる。次に3ではSSCによる、高調波スペクトル低減量の簡単な評価式を示す。

2 クロック信号の周波数変調とスペクトル

2.1 周波数変調されたクロック信号

周期的クロック信号 $u(t)$ の基本周波数を f_0 とする。周波数変調を行っていない場合、このクロック信号は、次のフーリエ級数で表される。

$$u(t) = \sum_m I_{m0} \exp(j2\pi m f_0 t) \quad (1)$$

ここで I_{m0} は第 m 次の高調波に対する複素フーリエ係数である。次にクロック信号 $u(t)$ が、変調波形 $V(t)$ によって次式のように周波数変調されたとする。

$$f(t) = f_0 (1 + \delta V(t)) \quad (2)$$

ここで δ ($1 \gg \delta > 0$) は周波数 f_0 で規格化した最大周波数偏移である。 $V(t)$ の値域は $[-1, 1]$ であり、周期 T_{sw} ($\gg 1/f_0$) を持つとする。周波数変調を行ったクロック信号 $u_d(t)$ とそのスペクトル $U_d(f)$ は、式(1)の時刻 t を、式(3)で表される時刻 t' に変数変換すれば得られる。

$$t' \equiv t + \delta \int_{-\infty}^t V(\xi) d\xi \quad (3)$$

$$\text{ただし } \int_t^{t+T_{sw}} V(\xi) d\xi = 0$$

$$\begin{aligned} u_d(t) &\equiv u(t') \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_{m0} \exp\left(j2\pi m f_0 \left(t + \delta \int_{-\infty}^t V(\xi) d\xi\right)\right) \quad (4a) \\ &\equiv \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m(t) = I_0 + \sum_{m=1}^{\infty} 2 \operatorname{Re}(I_m(t)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_d(f) &\equiv \mathfrak{F}(u_d(t)) \\ &= \sum_m \mathfrak{F}(I_m(t)) \quad (4b) \\ &\equiv \sum_m I_m(f) \end{aligned}$$

式(4)によれば、周波数変調されたクロック $u_d(t)$ は、周波数変調された高調波(複素表現) $I_m(t)$ の重ね合わせとなる。第 m 次の高調波 $I_m(t)$ の中心周波数は $m f_0$ 、変調波形は $V(t)$ 、最大周波数偏移は $m \delta f_0$ である。また、周期 T_{sw} の周期関数 $V(t)$ によって周波数変調されているので、高調波スペクトル $I_m(f)$ は、一定間隔 $f_{sw} (= 1/T_{sw})$ の線スペクトルによって構成される。ただし実際

には中心周波数 mf_0 の周囲に、 $2m\delta f_0$ 程度の範囲に大部分の電力が集中する。したがって $m\delta f_0 \ll 1$ となる次数 m の範囲では、隣接する高調波スペクトル $I_m(f)$ と $I_{m+1}(f)$ の重複は無視できるため、以降では、ある単一次数の高調波のみについて議論する。

なお、実際に計測器で受信されるクロック信号波形は、クロックの伝達系と測定系の特性を反映した伝達関数 $H_{sys}(f)$ による影響を受ける。このため一般には、受信機に入力されるクロック信号のスペクトル $U_{rx}(f)$ は上記伝達関数 $H_{sys}(f)$ を用いて次式で表される。

$$U_{rx}(f) = H_{sys}(f)U_d(f) = \sum_m H_{sys}(f)I_m(f) \quad (4b')$$

式(4b')は、高調波スペクトルに対するSSCの効果、伝達関数 $H_{sys}(f)$ による影響とは分離して評価できることを示す。したがってここでは、伝達関数を $H_{sys}(f) = 1$ として検討を行う。

2.2 有限な周波数分解能で計測された周波数掃引高調波のスペクトル

ある次数 m の高調波 $I_m(t)$ がスペクトラムアナライザに入力された場合、図2に示すように、入力信号をある帯域幅(分解能帯域幅) B を持った帯域フィルタによって帯域制限し、その後包絡線検波が行われる。得られるスペクトルは、包絡線検波器出力の時間変化に関する最大値(ピークスペクトル $S_{peak}(f)$)、あるいはrms値(rmsスペクトル $S_{rms}(f)$)を、フィルタの中心周波数 f の関数として表示した結果となる。したがって入力信号 $I_m(t)$ のフーリエ変換 $I_m(f)$ とは異なることに注意が必要である。高調波 $I_m(t)$ に対して測定したスペクトル $S(f)$ は次式で表される。

$$S_{peak}(f_c) = \max |I_b(t, f_c)|$$

$$S_{rms}(f_c) = \frac{1}{T} \left(\int_{T/2}^{T/2} \frac{|I_b(t, f_c)|^2}{2} dt \right)^{1/2} \quad (5)$$

$$I_b(t, f_c) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} I_m(t - \tau) h(\tau, f_c) d\tau$$

$$h(t, f_c) \equiv h_0(t) \exp(-2\pi j f_c t)$$

ここで $h(t, f_c)$ は中心周波数 f_c 、帯域幅 B を持つ帯域フィルタの複素インパルス応答、 $h_0(t)$ はその複素包絡線であり、 $I_b(t, f_c)$ はこのフィ

ルタによって帯域制限された高調波である。また T は rms 値を得るための積分時間でありクロック高調波の変調周期よりも十分大きくとる。以降、スペクトラムアナライザによって測定される高調波スペクトルを $S_{peak}(f)$ あるいは $S_{rms}(f)$ と記し、フーリエ変換で定義されるスペクトル $I_m(f)$ と区別する。

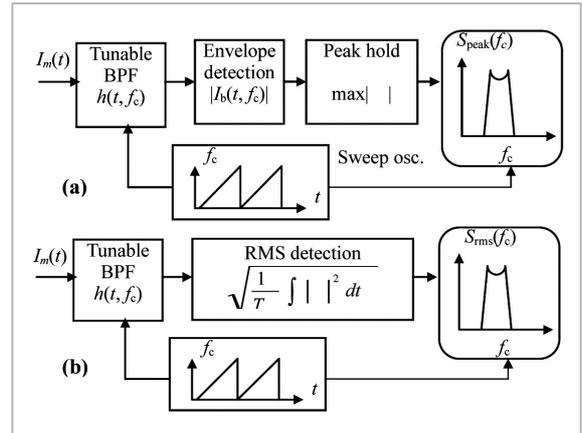


図2 スペクトラムアナライザによるスペクトル測定のプロック図

- a) ピークスペクトル $S_{peak}(f_c)$
- b) rms スペクトル $S_{rms}(f_c)$

式(5)の畳込み積分には、式(6)で与えられる帯域幅 B_{sw} と、分解能帯域幅 B の大小関係によって、次の2種類の近似が適用できる[14]。

$$B_{sw} \equiv (4\delta m f_0 / T_{sw})^{1/2} = \langle |dmf(t)/dt| \rangle \quad (6)$$

帯域幅 B_{sw} は、高調波の平均周波数変化率の1/2乗に相当する。

(1) 分解能帯域幅 $B > B_{sw}$ の場合

$$I_b(t, f_c) \equiv I_m(t - d) H(mf(t - d), f_c), H(f, f_c) \equiv \mathfrak{F}(h(t + d, f_c)) \quad (7)$$

ここで $f(t)$ は式(2)により与えられるクロック信号の周波数変化である。 d はフィルタの通過遅延、 $H(f, f_c)$ は $h(t + d, f_c)$ のフーリエ変換である。帯域制限された高調波の振幅は、瞬時周波数 $mf(t)$ におけるフィルタの通過振幅 $|H(f(t), f_c)|$ に応じた変化が生ずる。通常スペクトラムアナライザは、受信帯域フィルタの中心周波数 f_c に一致する周波数の無変調波入力に対して、正確に振幅を表示するように設計されたため、 $|H(f_c, f_c)| = 1$

を持つとみなせる。

したがって、近似(7)が成立する場合、式(5)を考慮すると、帯域制限された高調波の包絡線振幅最大値は、周波数 $mf_0(1-\delta) \sim mf_0(1+\delta)$ において $\max |I_b(t, f_c)| = |I_{m0}| |H(f_c, f_c)| = |I_{m0}|$ となり、帯域制限前の高調波の振幅と一致する。換言するとこのような場合には、SSCによる高調波スペクトル $S_{\text{peak}}(f)$ の低減効果はない。

(1) 分解能帯域幅 $B \ll B_{\text{sw}}$ の場合

式(5)の畳み込み積分は、次の漸近近似によって表せる。

$$I_b(t, f_c) \cong \sum_n (-jmf'(t_n))^{-1/2} h(t-t_n, f_c) I_m(t_n) \quad (8)$$

ここで t_n (n ; 整数) は、 $mf(t_n) = f_c$ を満足する時刻である。近似式(8)によれば帯域制限された高調波は、各時刻 t_n において生じたフィルタの複素インパルス応答 $h(t-t_n, f_c)$ の列に、重み係数 $(-jmf'(t_n))^{-1/2}$ を付加した結果として表現できる。分解能帯域幅 B を減少させると、インパルス応答の包絡線振幅 $|h(t)|$ の最大値 h_{max} は減少し、 $h_{\text{max}} |mf'(t)| \ll 1$ となると、高調波スペクトル $S_{\text{peak}}(f)$ の最大振幅は、 $|I_{m0}|$ よりも小さくなる。この振幅減少が SSC の効果に相当する。

2.3 高調波スペクトルの形状

具体例として、図3a)に示すような周期 $25\mu\text{s}$ の三角波で周波数変調されたクロックをとりあげる。三角波による変調は、方形波や正弦波を用いた場合よりもスペクトルの低減効果が大いことから、多くの SSC システムに用いられている[2][9]。図3b)に、高調波のピークスペクトル $S_{\text{peak}}(f)$ を示す。このスペクトルは、帯域幅 100 kHz の理想ガウスフィルタを持つスペクトラムアナライザを用いた測定値を数値シミュレーションした結果である。ただし縦軸は高調波の振幅 $|I_{m0}|$ で規格化した。高調波のスペクトルは台形状を示し、スペクトルの両端付近では準周期的なリップルが見られる。また、高調波の中心周波数 mf_0 に比較して、スペクトルの端部近傍で最大約 5.2 dB の振幅増加が見られる。

このスペクトル形状の特徴は、以下のように説明できる。図に示した例では、受信フィルタを帯域幅 $B=100$ kHz のガウスフィルタとしている。このフィルタのインパルス応答の継続時間は周波

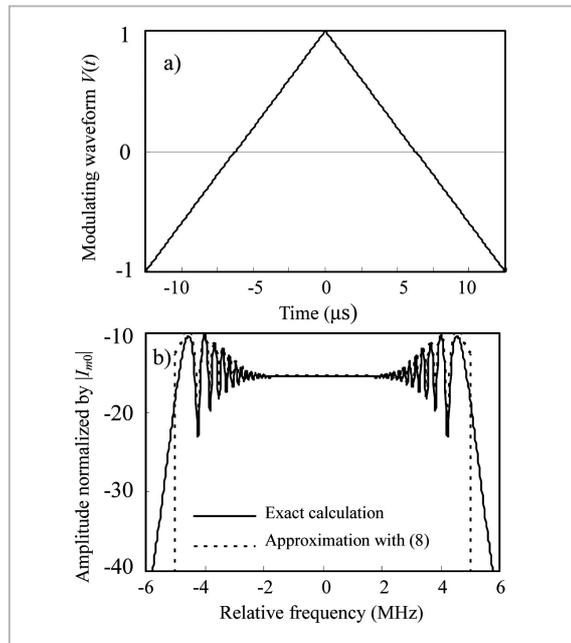


図3 三角波による周波数変調とスペクトル(最大周波数偏移 $m\delta f_0=5$ MHz)

- a) 変調波形 $V(t)$ ($f_{\text{sw}}=40$ kHz)
- b) ピークスペクトル (RBW=100 kHz)

数変調の変調周期 $T_{\text{sw}}=25\mu\text{s}$ よりも短い。このためフィルタによって帯域制限された高調波 $I_b(t)$ は、近似式(8)を適用すると、図4c)にその包絡線を示すように離散的なインパルス応答の列となる。インパルス応答は、高調波の瞬時周波数 $mf_0(1+\delta V(t))$ が、フィルタの中心周波数 f_c に一致する時刻に生ずる。フィルタの中心周波数 f_c が、高調波の中心周波数 mf_0 から $mf_0(1+\delta)$ に近づくとき、図4b)に示すように、隣接するインパルス応答の重複部分が多くなり、両者の干渉が顕著になる。フィルタの中心周波数 f_c を変化させると、干渉しているインパルス応答間の位相差 ϕ も変化する(上記の例では中心周波数 f_c の2次関数となる)ため、包絡線振幅の最大値も変化する。この結果、スペクトル $S_{\text{peak}}(f)$ にも準周期的なリップルが現われる。スペクトルに現われる振幅変動は、周波数が $mf_0(1+\delta)$ 及び $mf_0(1-\delta)$ の近傍で最大になる。これは隣接する二つのインパルス応答がほぼ完全に重なるためである。図3b)には、式(5)を用いてスペクトル $S_{\text{peak}}(f)$ を算出する際に、近似式(8)を用いた結果と厳密計算を行った結果を比較している。スペクトルの主要な部分で両者は極めてよく一致し、近似式(8)が妥当であることが分かる。

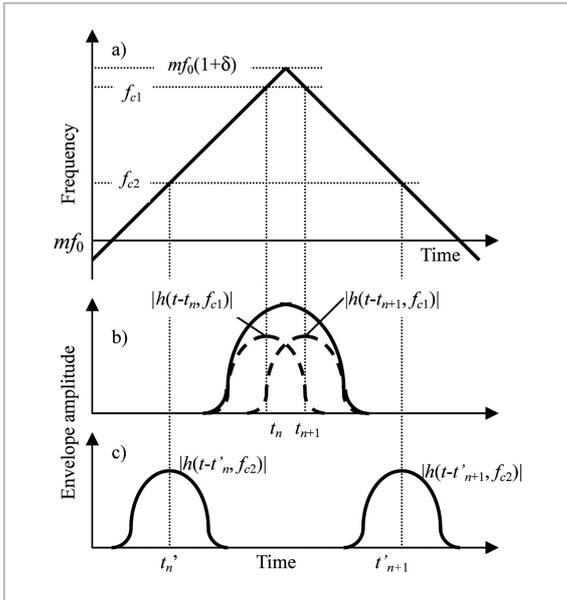


図4 周波数変調された高調波に対する帯域制限フィルタ出力

- a) 高調波の瞬時周波数 $mf(t)$
- b) 帯域制限された高調波の包絡線振幅 $|b(t, f_{c1})|$ 。フィルタ中心周波数 f_{c1} が周波数 $mf_0(1+\delta)$ に近い場合、インパルス応答 $h(t-t_n, f_{c1})$, $h(t-t_{n+1}, f_{c1})$ の重複大。
- c) 帯域制限された高調波の包絡線振幅 $|b(t, f_{c2})|$ 。フィルタ中心周波数 f_{c2} が周波数 mf_0 に近い場合、インパルス応答間の重複は無視できる。

2.4 周波数変調パラメータによる高調波スペクトルへの影響

2.4.1 変調周波数及び周波数偏移による影響

一般に SSC による高調波スペクトルの低減効果は、変調パラメータである周波数偏移 $m\delta f_0$ 、変調周波数 $f_{sw} = 1/T_{sw}$ 、変調波形 $V(t)$ に依存し、さらにスペクトル計測に用いる周波数分解能帯域幅 B にも依存する。ここでは、実際に用いられる変調パラメータ δ と f_{sw} の範囲とについて簡単に述べる。まず、規格化周波数偏移 δ は、下記を考慮して設定される。

- 1) 式(8)に示すように、高調波のスペクトル $S(f)$ は $m\delta f_0^{-1/2}$ に比例して減少する。したがって周波数偏移 δ が大きいほど周波数変調の効果が大きい。
- 2) 規格化周波数偏移 δ が $2/m$ を超える高調波次数 m に対しては、式(4)において隣接次数の高調波スペクトル $I_m(f)$ と $I_{m+1}(f)$ の主要な部分が、互いに重複する。その結果、スペクトル $S_{peak}(f)$ の最大値が増大する結果となる。

3) 周波数偏移が大きすぎる場合、クロックシステムの同期外れの危険性が大きくなる。

実際の SSC システムでは、 δ の値は 0.5% から 2% 程度である [9]。次に変調周波数 f_{sw} は次の点を考慮して決定される。

- 1) FM 音声放送への妨害を避けるため、変調周波数は可聴周波数よりも若干高く設定される [8][9]。
- 2) 前節で述べたとおり、クロックの周波数変調の効果は、測定器(スペクトラムアナライザ)の分解能帯域幅 B が、式(6)で定義される帯域幅 B_{sw} よりも小さい場合に限られる。例えば $\delta = 1\%$ 、 $mf_0 = 1\text{ GHz}$ 、受信帯域幅 $B = 1\text{ MHz}$ の場合、この条件を満足する変調周波数 f_{sw} は 25 kHz 以上となる。
- 3) 後述するように、変調周波数 f_{sw} が、分解能帯域幅 B よりも非常に大きい、もしくは非常に小さい場合には、SSC の効果は減少する。
- 4) 変調周波数が高くなるにつれ、変調波形に忠実に周波数変調されたクロックを生成することが実際には難しくなる。これは、変調波形データを生成/読み出す際の標本化周波数(≧変調周波数)が非常に高くなること、また、変調周波数が高くなるに従ってクロックの位相雑音が問題になる場合が生ずること [3] などが原因である。

文献[6]によると、変調周波数は 30 kHz から 50 kHz 程度が多い。

2.4.2 変調波形による影響 [6]

(1) スペクトルピークを最小にする変調波形

三角波を変調波形として用いると、前節で例示したように、高調波のピークスペクトル $S_{peak}(f)$ の端部(周波数が $mf_0(1+\delta)$ 及び $mf_0(1-\delta)$ の近傍)でレベルが上昇する。もし、変調波形 $V(t)$ が極大もしくは極小となる近傍で、変調波形の微係数 $|V'(t)|$ を大きくすると、高調波の周波数偏移の大きい瞬間に周波数変化率も大きくなる。このため、近似式(8)から予想されるように、高調波スペクトルの端部のレベル上昇が抑圧される。その結果高調波スペクトル $S_{peak}(f)$ は、主要帯域 ($mf_0(1+\delta)$ から $mf_0(1-\delta)$ まで)において、より平坦な包絡線を持ち(図5に具体例を示す)、ピークスペクトルの最大値は小さくなる。

文献[8]には、ピークスペクトルの最大値を最小

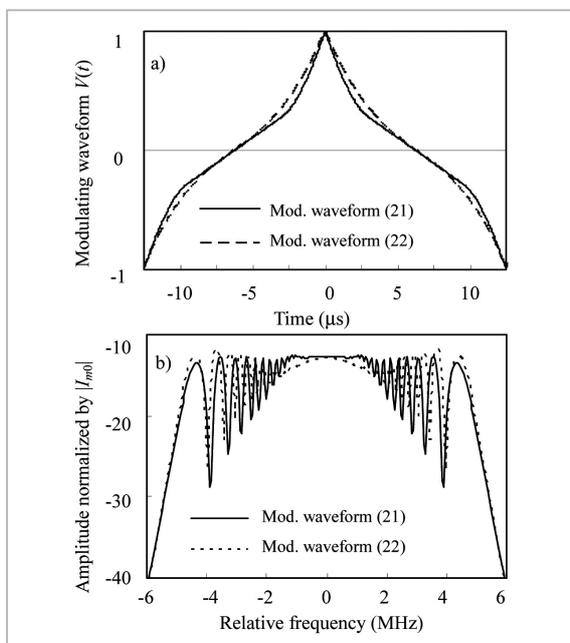


図5 クロック周波数変調の変調波形と高調波スペクトル

- a) 変調波形 (変調周波数 $f_{sw} = 40$ kHz)
- b) スペクトル $S_{peak}(f)$ ($m\delta f_0 = 5$ MHz, RBW=100 kHz)

にする「最適」な周波数変調波形が、時間の多項式として示されているが、この波形は経験則によって得られており、その理論的根拠や最適変調波形の決定手順については明らかにされていない。以下では、スペクトル $S_{peak}(f)$ の最大値を最小にする変調波形の条件を示す。

前述のように、高調波のピークスペクトル $S_{peak}(f)$ に見られる極大は、周波数変調波を帯域制限した結果、フィルタのインパルス応答同士が同相で干渉するために発生すると理解できる。したがって、ピークスペクトルの最大振幅は式(8)より、個々の包絡線振幅の和として評価できる。

$$S_{peak}(f_{peak}) \cong \max \sum_n |mf'(t_n)|^{-1/2} |h(t-t_n, f_{peak})| |I_m(t_n)| = |I_{m0}| \max \sum_n |mf'(t_n)|^{-1/2} h_e(t-t_n) \quad (9)$$

$$h_e(t) \equiv h(t, f_c) \equiv |h_0(t)|$$

$$mf(t_n) = f_{peak}$$

ただし、 f_{peak} はスペクトル $S_{peak}(f)$ がピークとなる周波数、 $\max(*)$ は時間 t の関数についての最大値を示す。一般に周波数 f_{peak} が変化すると時刻 t_n と $S_{peak}(f_{peak})$ も変化する。もし式(9)で表されるスペクトルの最大振幅値が、異なる周波数

f_{peak} に対して一定であれば(すなわちスペクトル $S_{peak}(f)$ の頂上が平坦な包絡線となれば)、変調波形 $V(t)$ は最適といえる。そのための条件は、次式で与えられる。

$$S_{peak}(f_{peak}) = |I_{m0}| \max \sum_n |mf'(t_n)|^{-1/2} h_e(t-t_n) \quad (10) = const.$$

式(10)は、受信フィルタのインパルス応答の包絡線振幅 $h_e(t-t_n)$ に振幅重み $|mf'(t_n)|^{-1/2}$ を付けて合計した時間波形の最大値が、異なる f_{peak} に対して一定であることを示している。

ここで、瞬時周波数が等しい時刻では、周波数変化率も等しいとする条件を加える。すなわち、

$$|f'(t_0)| = |f'(t_n)| \quad \text{if } mf(t_0) = mf(t_n) \quad (11a)$$

又は

$$|V'(t_0)| = |V'(t_n)| \quad \text{if } V(t_0) = V(t_n) \quad (11b)$$

少なくとも図4(c)に示すように、隣接したインパルス応答の重複が小さい場合には、条件式(11)は妥当と考えられる。なぜならば、周波数変化率 $|f'(t)|$ が異なるとすると、そのうち最も小さな値が、インパルス応答への最大の振幅重み $|mf'(t_n)|^{-1/2}$ を与え、スペクトルのピーク $S_{peak}(f_{peak})$ を決定してしまうためである。フィルタの中心周波数が f_c から $f_c + \Delta f_c$ に変化すると、式(11)における、時刻 t_0 と t_n は、 $f_c + \Delta f_c = mf(t_0) + mf'(t_0) \Delta t_0 = f_c + mf'(t_0) \Delta t_0$ 及び $f_c + \Delta f_c = mf(t_n) + mf'(t_n) \Delta t_n = f_c + mf'(t_n) \Delta t_n$ を満たすように、それぞれ $t_0 + \Delta t_0$ と $t_n + \Delta t_n$ に変化する。したがって $f'(t_0) = f'(t_n) (\Delta t_n / \Delta t_0)$ より次の条件が得られる。

$$|V'(t_0)| = |V'(t_n)| \quad \text{if } V'(t_0) = \frac{dt_n}{dt_0} V'(t_n) \quad (12) \Rightarrow \left| \frac{dt_n}{dt_0} \right| = 1, \quad t_n = \pm t_0 + C$$

条件式(12)は、変調波形 $V(t)$ が周期関数で、かつ時間に関して対称性を持つことを示す。式(2)において $V(t)$ の周期を T_{sw} 、 $V(t)$ の値域を $[-1, 1]$ と定義したことから、 $V(t)$ の初期値を $V(0) = 1$ とすれば下記の条件が得られる。

$$V(\pm t_0 + kT_{sw}) = V(t_0) \quad (k; \text{integer}) \quad (13)$$

$$\begin{aligned} V(0) &= 1 \\ V(T_{sw}/4) &= 0 \\ V(T_{sw}/2) &= -1 \end{aligned} \quad (14)$$

式(13)に示した変調波形 $V(t)$ の周期性と対称性から、 $f_p = mf(t_n)$ を満たす任意の時刻 t_n は、ある基準時刻 t_0 (t_0 は $0 \sim T_{sw}/2$) と整数 k を用いて、 $t_0 + kT_{sw}$ もしくは $-t_0 + kT_{sw}$ と表せる。また条件式(11)より、任意の n に対して時刻 t_n における周波数変化率 $|mf'(t_n)|$ は、 $|mf'(t_0)|$ に等しい。以上により条件式(10)は次のように簡単になる。

$$\begin{aligned} |mf'(t_0)|^{-1/2} \max_k \sum_k (|h(t-t_0+kT_{sw})| \\ + |h(t+t_0+kT_{sw})|) = \text{const} \end{aligned} \quad (15a)$$

$$0 < t_0 \leq T_{sw}/2$$

もしくは、

$$\begin{aligned} |mf'(t_0)| &= m \delta f_0 |V'(t_0)| \\ &= C \cdot h_m(t_0)^2 \end{aligned} \quad (15b)$$

$$h_m(t_0) \equiv \max_k \sum_k (|h(t-t_0+kT_{sw})| + |h(t+t_0+kT_{sw})|)$$

ただし、式(15)の k に関する和は、 $|h(t)|$ の最大値に比較して $|h(kT_{sw})|$ が無視できない整数 k の範囲で良い。時刻 $0 < t < T_{sw}/4$ の範囲では、変調波形 $V(t)$ は、微分方程式式(15)を条件(14)の下で解けば得られる。

$$\begin{aligned} m \delta f_0 V'(t_0) &= C \cdot h_m(t_0)^2 \\ 0 < t_0 < T_{sw}/4 \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} V(0) &= 1 \\ V(T_{sw}/4) &= 0 \end{aligned}$$

他の時刻における変調波形も、 $V(t)$ の周期性と対称性を用いれば簡単に得られる。最適変調波形 $V(t)$ は式(15)で定義した関数 $h_m(t)$ を用いて次のように求められる。

$$V(t) = 1 - \left(\frac{\int_0^t h_m(t_0)^2 dt_0}{\int_0^{T_{sw}/4} h_m(t_0)^2 dt_0} \right) \quad (17)$$

$$0 \leq t \leq T_{sw}/4$$

$$h_m(t_0) \equiv \max_k \sum_k (|h(t-t_0+kT_{sw})| + |h(t+t_0+kT_{sw})|)$$

式(17)を用いると、スペクトラムアナライザに使用されている受信フィルタのインパルス応答の包絡線 $h_e(t)$ が、解析的もしくは数値的に与えられれば、変調波形が得られる。この変調波形はフィルタ特性 $h_e(t)$ と変調周波数 f_{sw} とに依存するが、高調波の次数 m と、最大周波数偏移 $m\delta f_0$ には依存しない。したがって隣接次数の高調波スペクトルの重複が無視できる限り、ある次数の高調波に対して最適な変調波形は、任意の周波数の高調波に対して最適である。ただし実際のEMI測定では、測定周波数によって異なる分解能帯域幅が指定されていることに注意が必要である。

(2) 理想ガウス受信フィルタに対する最適変調波形と高調波スペクトル

スペクトラムアナライザの周波数分解能を決定するフィルタは一般に、ガウスフィルタで近似可能な周波数選択性を持つ。そこで分解能帯域幅(ここでは-3 dB帯域幅)が B の理想ガウスフィルタを取り上げる。その伝達関数とインパルス応答の包絡線は下記で表される。

$$H(f, f_c) = \exp(-\pi(f-f_c)^2 / B_{imp}^2) \quad (18)$$

$$B_{imp} \equiv \sqrt{\pi / (2 \log 2)} B$$

$$h_e(t) = B_{imp} \exp(-\pi B_{imp}^2 t^2) \quad (19)$$

分解能帯域幅 B が変調周波数よりも広い場合には、掃引周期 T_{sw} の $1/2$ の間にインパルス応答の包絡線振幅が十分に減衰するので、式(17)において $k=0$ 、すなわち隣接するインパルス応答のみを考慮すれば十分である。

$$h_m(t_0)^2 \equiv [\max(|h(t-t_0)| + |h(t+t_0)|)]^2$$

$$\equiv \begin{cases} \frac{B^2 \pi}{2 \log 2} \\ \frac{2B^2 \pi}{\log 2} \exp\left(-\left(\frac{\pi B t_0}{\sqrt{\log 2}}\right)^2\right) \end{cases} \quad (20)$$

$$\frac{\sqrt{2} \log 2}{\pi B} < t_0 \leq \frac{T_{sw}}{4}$$

$$0 \leq t_0 \leq \frac{\sqrt{2} \log 2}{\pi B}$$

変調波形 $V(t)$ は次式で与えられる。

$$V(t) = \begin{cases} C'(t - T_{sw}/4) \\ \frac{2C'}{B} \sqrt{\frac{\log 2}{\pi}} \operatorname{erf}\left(\frac{\pi B t}{\sqrt{\log 2}}\right) + 1 \end{cases}$$

$$\frac{\sqrt{2} \log 2}{\pi B} < t \leq \frac{T_{sw}}{4}$$

$$0 \leq t \leq \frac{\sqrt{2} \log 2}{\pi B} \quad (21)$$

$$C' \equiv \left(-\frac{2}{B} \sqrt{\frac{\log 2}{\pi}} \operatorname{erf}\left(\sqrt{2} \log 2\right) + \frac{\sqrt{2} \log 2}{\pi B} - \frac{T_{sw}}{4} \right)^{-1}$$

ただし、式(21)では $V(t)$ を解析的に得るため、 $h_e(-t_0) + h_e(t_0) < h_e(0)$ となる t_0 について、 $h_m(t_0)$ を $h_e(0)$ と近似している。帯域幅 B が、変調周波数の $2^{1/2} (4 \log 2) / \pi$ 倍 = 約 1.25 倍よりも広い場合、この近似で実用上十分な精度が得られる。実際に多くの SSC では変調周期は 20~30 μ s であるので、この近似の適用範囲はおおむね帯域幅 B が 70 kHz 以上に相当する。より狭い帯域幅 B に対しては式(17)を直接数値積分すれば求められる。

一方、文献[8]では、最適変調波形として次の多項式が示されている。そこで、この変調波形と、式(17)に基づく変調波形との比較を行う。

$$V(t) = \begin{cases} -(0.55(t - T_{sw}/4) + 0.45(t - T_{sw}/4)^3) \\ 0 \leq t < T_{sw}/2 \\ (0.55(t - 3T_{sw}/4) + 0.45(t - 3T_{sw}/4)^3) \\ T_{sw}/2 \leq t < T_{sw} \end{cases} \quad (22)$$

図 5a) は、式(21) (ただし $B=100$ kHz) と多項式(22)による変調波形の比較である。両者はよく

一致する。図 5b) は、各変調波形に対し、高調波スペクトル $S_{\text{peak}}(f)$ を数値シミュレーションした結果である。受信フィルタは帯域幅 100 kHz のガウスフィルタと仮定した。縦軸は、スペクトル $S_{\text{peak}}(f)$ を、高調波の振幅 $|Im_0|$ (すなわち無変調時に対する高調波スペクトル $S_{\text{peak}}(f)$ の最大値) で規格化して示している。両変調波形とも、ほぼ平坦なスペクトルが得られている。規格化スペクトル振幅 $S_{\text{peak}}(f) / |Im_0|$ の最大値は、式(21)を用いた場合、-12.6 dB であり、これは多項式(22)を用いた場合に比較して 0.8 dB 小さい。一方、変調周波数を 10 kHz とした場合には、図 6a) に示すように、式(21)による変調波形は多項式(22)で与えられる波形とは異なる。図 6b) に示すように、多項式(22)の変調波形ではスペクトルは平坦ではなく、最適とは言えない。

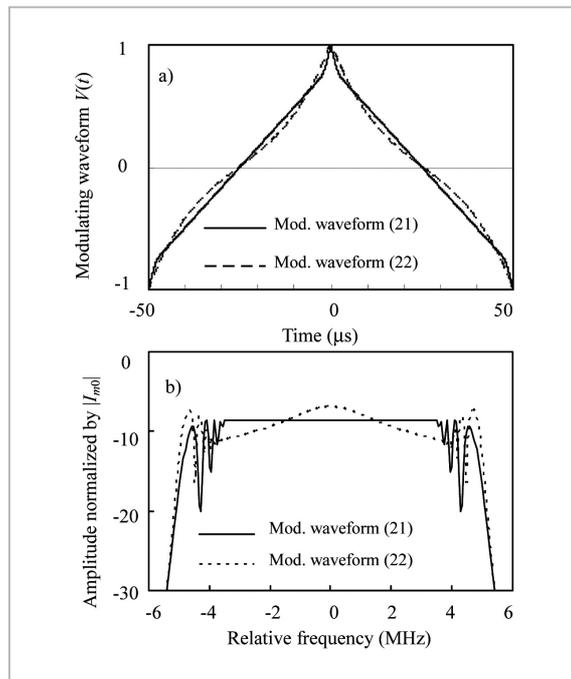


図6 クロック周波数変調の変調波形と高調波スペクトル

- a) 変調波形 (変調周波数 $f_{sw} = 10$ kHz)
- b) スペクトル $S_{\text{peak}}(f)$ ($m\delta f_0 = 5$ MHz, RBW=100 kHz)

図 7 は、帯域幅 $B=100$ kHz のガウスフィルタとし、様々な変調周波数 f_{sw} に対し、式(17)によって求めた変調波形 $V(t)$ を比較 ($0 < t < T_{sw}/4$ の範囲を図示) した結果である。変調周波数が $f_{sw} \gg B$ の場合、最適変調波形 $V(t)$ は三角波に近い形状を示す。これはフィルタのインパルス応答継

続時間が変調周期 T_{sw} よりも十分短いために、大部分の時間帯でインパルス応答間の干渉が無視でき、関数 $h_m(t_0)$ がほぼ一定値 ($= \max(h_e(t))$) をとるためである。その結果変調波形は周波数変化率一定の三角波となる。一方 $f_{sw} \ll B$ の場合には、インパルス応答継続時間に比較して掃引周期 T_{sw} が非常に短くなる。関数 $h_m(t_0)$ は ($0 < t_0 < T_{sw}/2$ であることを考慮すると)、次式に示すようにやはり t_0 に依存しない一定値に近づき、最適変調波形 $V(t)$ は三角波に漸近する。

$$\begin{aligned} h_m(t_0) &= \max \sum_{k=-\infty}^{\infty} (h_e(t-t_0+kT_{sw}) \\ &\quad + h_e(t+t_0+kT_{sw})) \\ &\equiv 2 \max \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_e(t+kT_{sw}) \\ &\equiv \frac{2}{T_{sw}} \int_{-\infty}^{\infty} h_e(t) dt \end{aligned} \quad (23)$$

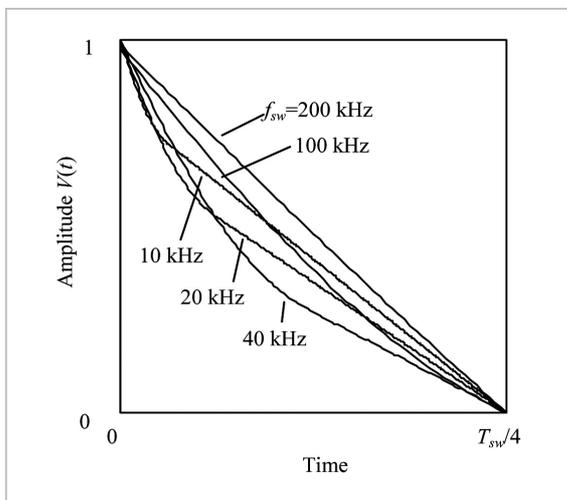


図7 異なる変調周波数 f_{sw} に対する最適変調波形の比較 (RBW=100 kHz, 理想ガウスフィルタ) 変調波形は 1/4 周期 (0, $T_{sw}/4$) を図示。

3 スペクトラム拡散クロックによる高調波スペクトル低減量の評価

3.1 スペクトル低減量の検討 [16]

スペクトラムアナライザを用いて得られるピークスペクトル $S_{peak}(f)$ 及び rms スペクトル $S_{rms}(f)$ は、式 (5) により与えられる。2.2 で述べたとおり、周波数変調された高調波の帯域制限波形 $I_b(t)$ を求める畳み込み積分には、高調波の周波

数変化速度 B_{sw}^2 (式 (6)) と分解能帯域幅 B に応じて異なる近似式を適用できる。以下、それぞれの場合について観測されるスペクトルの振幅低減量を検討する。

(1) ケース I $B > B_{sw}$ の場合

式 (5) に近似式 (7) を適用すると $S_{peak}(f)$ 及び $S_{rms}(f)$ は次のように表せる。

$$\begin{aligned} S_{peak}(f_c) &\equiv \max |I_b(t, f_c)| \\ &= |I_{m0}| \max |H(mf(t), f_c)| \\ S_{rms}(f_c) &\equiv \left(\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \frac{|I_b(t, f_c)|^2}{2} dt \right)^{1/2} \\ &= \frac{|I_{m0}|}{\sqrt{2}} \left(\int_{-T_{sw}/2}^{T_{sw}/2} |H(mf(t), f_c)|^2 dt \right)^{1/2} \\ f(t) &\equiv (1 + \delta V(t)) f_0. \end{aligned} \quad (24)$$

前述のとおり、通常スペクトラムアナライザはフィルタ通過利得 $|H(f_c, f_c)|$ が 1 とみなせるため、ピークスペクトル $S_{peak}(f)$ の最大値は入力高調波の振幅に等しい。

(2) ケース II $B \ll B_{sw}$ かつ $f_{sw} \ll m\delta f_0$ の場合

帯域制限波形の近似式 (8) を再掲する。

$$I_b(t, f_c) \equiv \sum_n (-jmf'(t_n))^{-1/2} h(t-t_n, f_c) I_m(t_n) \quad (8)$$

ただし t_n (n ; 整数) は、 $mf(t_n) = f_c$ を満足する時刻である。近似式 (8) は各時刻 t_n において生じたフィルタの複素インパルス応答 $h(t-t_n, f_c)$ の列に、重み係数 $(-jmf'(t_n))^{-1/2}$ を付けた波形を表している。ここで、式 (13) に示した変調波形 $V(t)$ の周期性と対称性から、 $f_p = mf(t_n)$ を満たす任意の時刻 t_n は、ある基準時刻 t_0 (t_0 は $0 \sim T_{sw}/2$) と整数 k を用いて、 $t_0 + kT_{sw}$ もしくは $-t_0 + kT_{sw}$ と表せるとする。また条件式 (11) より、任意の n に対して時刻 t_n における周波数変化率 $|mf'(t_n)|$ は、 $|mf'(t_0)|$ に等しいとする。これらの仮定は SSC に一般に用いられる周期三角波や三角波を修正した変調波形に対しては成立する。したがって式 (8) は次のように表せる。

$$\begin{aligned} I_b(t, f_c) &= (mf'(t_0))^{-1/2} \\ &\quad \sum_k \{ j^{1/2} h(t-t_0-kT_{sw}, f_c) I_m(t_0+kT_{sw}) \\ &\quad + (-j)^{1/2} h(t+t_0-kT_{sw}, f_c) I_m(-t_0+kT_{sw}) \} \\ mf(t_0) &= f_c \quad (0 \leq t_0 < T_{sw}/2). \end{aligned} \quad (25)$$

式 (25) より、帯域制限された高調波の包絡線振幅は次式で与えられる。

$$|I_b(t, f_c)| \equiv \frac{|I_{m0}|}{B} \left| \sum_k h_e(t-t_0+kT_{sw})e^{j(\theta+\phi)} + h_e(t+t_0+kT_{sw})e^{j(\theta-\phi)} \right| \quad (26)$$

$$h_e(t) \equiv h(t, f_c)$$

$$\theta \equiv 2\pi(mf_0 - f_c)kT_{sw}$$

$$\phi \equiv \pi/4 - 2\pi f_c t_0 + 2\pi m \int_0^{t_0} f(\xi) d\xi$$

ただし $h_e(t)$ は受信フィルタのインパルス応答 $h(t, f_c)$ の包絡線を表す。なお式(26)では、高調波の周波数変化率 $|mf'(t_0)|$ を、その平均値 B_{sw}^2 (式(6))によって近似している。周期三角波の変調波形に対してはこの近似は妥当である。式(26)はスペクトラムアナライザの分解能帯域幅 B と、変調周波数 $f_{sw} (= 1/T_{sw})$ の関係によって、さらに単純化が可能である。

2a) ケース II a ($B_{sw}^2 = 4m\delta f_0 f_{sw} \gg B^2 \gg f_{sw}^2$)

変調周波数 f_{sw} が分解能帯域幅 B よりも非常に小さい場合、インパルス応答パルスの継続時間は変調周期 T_{sw} よりも十分短く、したがって式(26)におけるインパルス応答パルスの重なりは、隣接パルス以外は無視できる。このため、帯域制限された高調波の包絡線振幅を検討する目的では、式(26)において $k=0$ とし、変調波形の半周期分のみを考慮すれば十分である。

$$|I_b(t, f_c)| = \frac{|I_{m0}|}{B_{sw}} |h_e(t-t_0)e^{j\theta} + h_e(t+t_0)e^{-j\theta}| \quad (27)$$

$$(-T_{sw}/4 \leq t < T_{sw}/4)$$

$$mf(t_0) = f_c \quad (0 \leq t_0 < T_{sw}/4)$$

式(27)の $|I_b(t, f_c)|$ の時間変化に関する最大値がピークスペクトル $S_{peak}(f_c)$ に相当するので、さらにその最大値 ($S_{peak}(f_c)$) の周波数 f_c に関する最大値)を検討する。式(27)は、二つのインパルス応答パルス $h(t-t_0)$ と $h(t+t_0)$ の重ね合わせを表しているので、次の2条件が満足されれば $S_{peak}(f_c)$ が最大 ($|I_b(t, f_c)|$ が時間 t と周波数 f_c の両方について最大) となる。

- 1) インパルス応答 $h(t-t_0)$ の振幅最大値が、隣のインパルス応答 $h(t+t_0)$ の最大値と重なる。
- 2) 両パルス $h(t-t_0)$ と $h(t+t_0)$ が、同相で干渉する。

式(27)において $t_0=0$ とすれば $h(t-t_0)$ と

$h(t+t_0)$ のパルスは完全に一致するので上記条件1)は満足される。しかしこのとき、式(26)により両パルスの位相差は $2\phi = \pi/2$ となるので条件2)を満足しない。このため、 $S_{peak}(f)$ の最大値を見いだすには一般には数値計算が必要となる。しかし、ここでは簡単な近似式を導くため、振幅最大値の評価誤差(最大 $1/\cos(\pi/4) (= 3 \text{ dB})$)を許容して条件を $t_0=0$ とする。この近似によりピークスペクトル $S_{peak}(f)$ の最大値は下記のように近似可能である。

$$\max(S_{peak}(f_c)) \equiv \frac{2|I_{m0}| \cos(\pi/4) \max(h_e(t))}{B} = \frac{\sqrt{2}B_{imp}}{B_{sw}} |I_{m0}| \quad (28a)$$

$$B_{imp} \equiv \max(h_e(t)) / |H(f_c, f_c)|$$

同様に rms スペクトルの最大値も次式により表せる。

$$\max(S_{rms}(f_c)) \equiv \frac{2|I_{m0}| \cos(\pi/4)}{\sqrt{2}B_{sw}} \left(\int_{-\infty}^{\infty} h_e(t)^2 dt \right)^{1/2} = \frac{|I_{m0}|}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{B_n}{2m\delta f_0}} \quad (28b)$$

$$B_n \equiv \frac{\int_0^{\infty} |H(f, f_c)|^2 df}{|H(f_c, f_c)|^2} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} h_e(t)^2 dt}{|H(f_c, f_c)|^2}$$

ただし一般に、中心周波数におけるフィルタ通過利得は $|H(f_c, f_c)| = 1$ である。また式(28)において B_{imp} 及び B_n は、それぞれフィルタのインパルス帯域幅、雑音帯域幅と呼ばれる。通常 B_{imp} と B_n は分解能帯域幅 B (-3 dB 帯域幅)と同じオーダーであるので、 B が B_{sw} よりも十分小さい場合には、ピークスペクトル $S_{peak}(f)$ の最大値は SSC を行わない場合 $|I_{m0}|$ に比較して小さくなる。

一方 rms スペクトル(式(28b))においては、 $2m\delta f_0/B_{sw} = (m\delta f_0/f_{sw})^{1/2} \gg 1$ が成り立つ(すなわち周波数偏移 $\delta f_0 \gg$ 変調周波数 f_{sw} である)場合には、 $B \ll B_{sw} \ll 2m\delta f_0$ となる。このため rms スペクトルの最大値は SSC を行わない場合よりも小さくなる。

2b) ケース II b ($B_{sw}^2 = 4m\delta f_0 f_{sw} \gg f_{sw}^2 \gg B^2$)

スペクトラムアナライザの分解能帯域幅 B が変調周波数よりも十分狭い場合、スペクトラムアナライザは、高調波のフーリエスペクトル $I_m(f)$

(式(4b))を構成する、周波数間隔 f_{sw} の側波帯(線スペクトル)を分解できる。すなわち $I_b(t, f_c)$ は、フィルタ中心周波数 f_c が側波帯周波数 $mf_0 + nf_{sw}$ (n : 整数)のいずれかに一致した場合のみ大きな振幅を持つ。このとき式(26)の位相項 $\exp(j\theta)$ は整数 k にかかわらず 1 となる。さらに、 $f_{sw} \gg B$ であることから、フィルタのインパルス応答継続時間は T_{sw} よりも十分長く、したがって式(26)の k に関する和は $h_e(t)$ の積分で近似可能である。

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} h_e(t \pm t_0 + kT_{sw}) e^{j(\theta \pm \phi)} \cong \frac{e^{\pm j\phi}}{T_{sw}} \int_{-\infty}^{\infty} h_e(t) dt \quad (29)$$

$$|I_b(t, mf_0 + nf_{sw})| \cong \frac{|I_{m0}| |2 \cos \phi| f_{sw}}{B_{sw}} H_0,$$

$$H_0 \equiv \int_{-\infty}^{\infty} h_e(t) dt$$

式(29)よりピーク、rms 各スペクトルの最大値は以下のように表せる。

$$\max(S_{\text{peak}}(f_c)) \cong \frac{2|I_{m0}|}{B_{sw} T_{sw}} H_0 \quad (30a)$$

$$= I_{m0} \left| \left(\frac{f_{sw}}{m\delta f_0} \right)^{1/2} \right. H_0$$

$$\max(S_{\text{rms}}(f_c)) \cong \frac{|I_{m0}|}{\sqrt{2}} \left(\frac{f_{sw}}{m\delta f_0} \right)^{1/2} H_0. \quad (30b)$$

3) ケース 3 狭帯域 FM ($m\delta f_0 < f_{sw}$ もしくは $(B_{sw}/2)^2 = m\delta f_0 f_{sw} < f_{sw}^2$)

変調指数 ($m\delta f_0/f_{sw}$) が 1 より小さい周波数変調波は狭帯域 FM 信号と呼ばれ、搬送波成分(周波数 mf_0)が信号電力の大部分を占める。このため、スペクトラムアナライザの中心周波数 f_c を高調波の中心周波数 mf_0 に合わせると、分解能帯域幅にかかわらず、ほぼ高調波の振幅に等しい振幅が観測される。したがって高調波が狭帯域 FM となる場合 ($m\delta f_0 < f_{sw}$) には、周波数変調による高調波スペクトルの最大値の変化は十分小さいとみなす。

$$\max(S_{\text{peak}}(f_c)) \cong |I_{m0}|,$$

$$\max(S_{\text{rms}}(f_c)) \cong |I_{m0}| / \sqrt{2} \quad (31)$$

3.2 スペクトル振幅低減量の簡易評価式

前節の検討に基づき、SSC による高調波スペク

トルの振幅低下量の簡易評価式を示す。ここでは変調波形は三角波とし、スペクトラムアナライザのフィルタ特性は分解能帯域幅(-3 dB 帯域幅)が B の理想ガウスフィルタとする。このフィルタの伝達関数とインパルス応答の包絡線は式(18)、(19)によりそれぞれ表せる。また、インパルス帯域幅 B_{imp} と雑音帯域幅 B_n は次式により与えられる。

$$B_{imp} = \sqrt{\pi / (2 \log 2)} B, \quad B_n = B_{imp} / \sqrt{2}. \quad (32)$$

前節で行った場合分けを図 8 に示す。各ケースにおいて、ピーク・rms 各スペクトルに対する、SSC による振幅低減効果は、下記のように近似される。

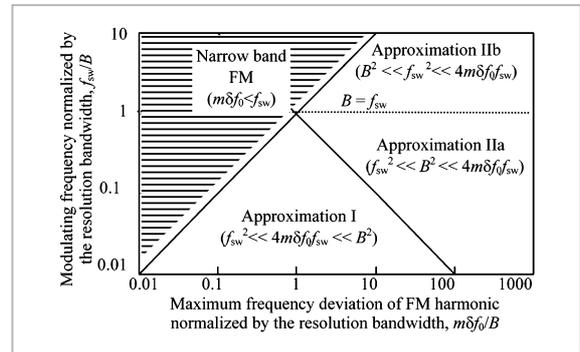


図8 クロック周波数変調による効果の近似評価式の適用条件

- ケース I : Approximation I ($f_{sw}^2 \ll B_{sw}^2 = 4m\delta f_0 f_{sw} \ll B^2$)
- ケース II a : Approximation II ($f_{sw}^2 \ll B^2 \ll B_{sw}^2$)
- ケース II b : Approximation II b ($B^2 \ll f_{sw}^2 \ll B_{sw}^2$)
- ケース III : Narrow band FM ($m\delta f_0 < f_{sw}$)

ケース I ($B^2 \gg B_{sw}^2 \gg f_{sw}^2$)

$$Peak_{SSC} / Peak_{unmod} \cong 1$$

$$RMS_{SSC} / RMS_{unmod} \cong \left(2f_{sw} \int_{f_c - m\delta f_0}^{f_c + m\delta f_0} \frac{|H(f, f_c)|^2}{4m\delta f_0 f_{sw}} df \right)^{1/2} \quad (33 I)$$

$$\cong \begin{cases} 1 & (B \gg m\delta f_0) \\ \sqrt{B_n / (2m\delta f_0)} & (B \ll m\delta f_0) \end{cases}$$

ケース II a ($B_{sw}^2 \gg B^2 \gg f_{sw}^2$)

$$Peak_{SSC} / Peak_{unmod} \cong \sqrt{2} B_{imp} / B_{sw} \quad (33 II a)$$

$$RMS_{SSC} / RMS_{unmod} \cong \sqrt{B_n / (2m\delta f_0)}$$

ケース II b ($B_{sw} \gg f_{sw} \gg B^2$)

$$Peak_{SSC} / Peak_{unmod} \cong RMS_{SSC} / RMS_{unmod} \cong \sqrt{f_{sw} / (m\delta f_0)} \quad (33 \text{ II b})$$

ケース III ($B_{sw} / 2 < f_{sw}$)

$$Peak_{SSC} / Peak_{unmod} \cong RMS_{SSC} / RMS_{unmod} \cong 1 \quad (33 \text{ III})$$

3.3 数値計算結果との比較

SSC による高調波スペクトル振幅減少量の簡易評価式の妥当性を検討するため、式 (5) における畳み込み積分を数値計算した結果との比較を行った。分解能帯域幅 B を 100 kHz 及び 1 MHz とした場合の変調周波数 f_{sw} による依存性を図 9、変調周波数を 40 kHz とした場合の分解能帯域幅に対する依存性を図 10 に、それぞれ示す。変調波形としては三角波と式 (17) に従う変調波形を用いた。各図とも、式 (33) はスペクトルの振幅低下量をよく近似できることを示している。また、図 9 に示すとおり、変調周波数 f_{sw} がインパルス帯域幅にほぼ一致する場合に、ピークスペクトルの振幅が最も低下することが明らかである。

4 まとめ

パーソナルコンピュータ (PC) など、様々な電子機器に広く用いられているクロック信号の周波数変調 (スペクトラム拡散クロック: SSC) が、クロック高調波雑音スペクトルの計測結果に及ぼす影響について理論的に検討した。SSC は高調波の振幅自体を低減するものではないことから、高調波雑音による無線システムへの干渉を検討するには注意が必要である。最後に本研究に関してご議論頂いた、東北大学電気通信研究所の杉浦行教授をはじめ通信環境工学研究分野の諸氏に深謝する。

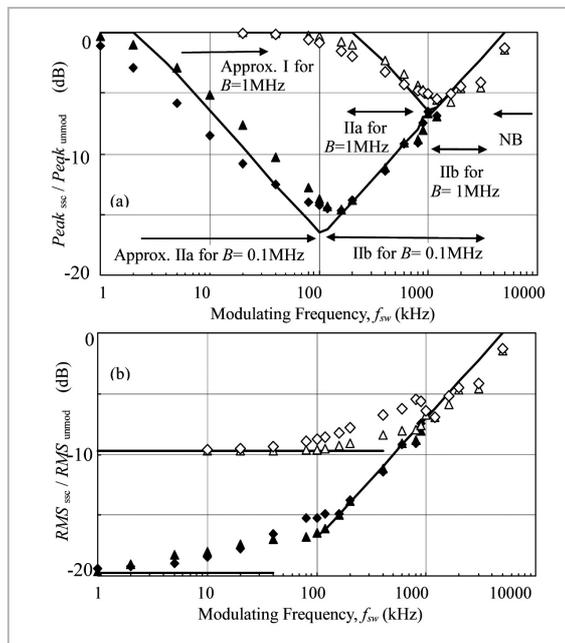


図9 SSCの変調周波数 f_{sw} による高調波スペクトルの振幅低下量の数値シミュレーション結果

(a) ピークスペクトル (b) rms スペクトル
 最大周波数偏移 $m\delta f_0 = 5$ MHz
 分解能帯域幅 1 MHz 0.1 MHz
 三角波による変調 \triangle \blacktriangle
 式 (17) による変調波形 \diamond \blacklozenge
 式 (33) による低減量推定値 ---

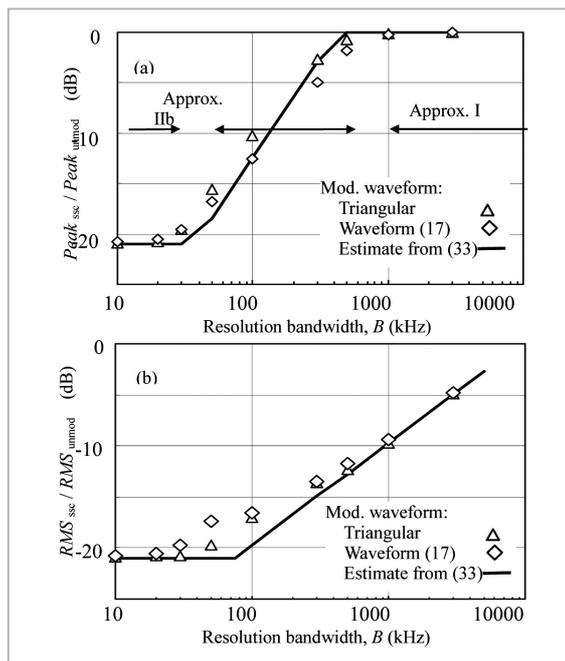


図10 高調波スペクトルの振幅低下量の分解能帯域幅依存性 (数値シミュレーション結果)

最大周波数偏移 $m\delta f_0 = 5$ MHz
 変調周波数 $f_{sw} = 40$ kHz

参考文献

- 1 A.Ogata, Y.Matsumoto, K.Fujii, and A.Sugiura, "Measurement of Radiated Noises from Personal Computers in the WLAN Frequency Band", Proc. 2004 Asia-Pacific Radio Science Conference, pp.508-509.
- 2 K.B.Hardin, J.T.Fessler, and D.R.Bush, "Spread Spectrum Clock Generation for the Reduction of Radiated Emissions", Proc. 1994 IEEE International Symposium on EMC, pp.227-231.
- 3 J.Kim, D.G.Kam, and J.Kim, "Spread Spectrum Clock Generator with Delay Cell Array to Reduce the EMI from a High Speed Digital System", Proc. 2004 IEEE International Symposium on EMC, pp.820-825.
- 4 I.Belokour, P.Edwards, G.Jacobs, and M.Zaremski, "Approaches to Radiated Emissions Reduction of Powertrain Control Modules", Proc. 2004 IEEE International Symposium on EMC, pp.212-217.
- 5 M.Badaroglu, P.Wambacq, G.Van der Plas, S.Donnay, G.G.E.Gielen, and H.J.De Man, "Digital Ground Bounce Reduction by Supply Current Shaping and Clock Frequency Modulation", IEEE Trans. Computer- aided Design and Integrated Circuits and Systems, Vol.24, No.1, pp.65-76, 2005.
- 6 Y.Matsumoto, K.Fujii, and A.Sugiura, "An analytical method for determining the optimal modulating waveform for dithered clock generation", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol.47, No.3, pp.577- 584, 2005
- 7 "Investigation into Possible Effects Resulting From Dithered Clock Oscillators on EMC Measurements and Interference to Radio Transmission Systems", Radiocommunications Agency, London U.K., RA REF: AY3377(510001891), 2000,
<http://www.ofcom.org.uk/static/archive/ra/topics/research/topics/emc/ay3377/ay3377r5.doc>.
- 8 K.B.Hardin, R.A.Oglesbee, and F.Fisher, "Investigation into Interference Potential of Spread-Spectrum Clock Generation to Broadband Digital Communications", IEEE Trans. on EMC, Vol.45, No.1, pp.10-21, 2003.
- 9 "Further work into the potential effect of the use of dithered clock oscillators on wideband digital radio services", Radiocommunications Agency, London, U.K., Final report AY4092, 2002,
http://www.ofcom.org.uk/static/archive/ra/topics/research/topics/emc/finalreport-dco_2.pdf
- 10 M.Stecher, "Possible Effects of Spread-Spectrum-Clock Interference on Wideband Radiocommunication Services", Proc. 2005 IEEE International Symposium on EMC, TU-AM-3-1.
- 11 O.Aoki, F.Amemiya, A.Kitani, and N.Kuwabara "Investigation of interferences between wireless LAN signal and disturbances from spread spectrum clocking", Proc. 2004 IEEE International Symposium on EMC, pp.505-510.
- 12 T.Shimizu, Y.Matsumoto, K.Fujii, and A.Sugiura, "Performance Evaluation of IEEE802.11a WLAN Interfered by Spread Spectrum Noises from a PC Clock System", IEEE 2005 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies For Wireless Communications, pp.1529-1532, Beijing, Aug. 8-12, 2005.
- 13 T.Murakami, Y.Matsumoto, K.Fujii, and A.Sugiura, "Interference in the Bluetooth wireless systems caused by electromagnetic disturbances from spread spectrum clock systems", EMC Europe Workshop 2005 Electromagnetic Compatibility of wireless Systems, pp.399-402, Rome, Sep. 19-21, 2005.

- 14 Y.Matsumoto, M.Takeuchi, K.Fujii, A.Sugiura, and Y.Yamanaka, "A Time-Domain Microwave Oven Noise Model for the 2.4 GHz Band", IEEE Trans. on EMC, Vol.45, No.3, pp.561-566, 2003.
- 15 Y.Matsumoto, K.Fujii, and A.Sugiura, "Effects of Spread Spectrum Clocking on Measured Noise Spectra", EMC Europe Workshop 2005 Electromagnetic Compatibility of wireless Systems, pp.9-12, Rome, Sep. 19-21, 2005.



まつもと まつばら
松本 泰

無線通信部門通信システム EMC グル
ープリーダー 博士(工学)
環境電磁工学、無線通信



いしがみ しろう
石上 忍

無線通信部門通信システム EMC グル
ープ主任研究員 博士(工学)
環境電磁工学



ごとう あき
後藤 翼

無線通信部門通信システム EMC グル
ープ研究員 博士(工学)
環境電磁工学、無線通信