

パワーエレクトロニクス工学論

11. EMI低減スペクトラム拡散電源

- 11-1 擬似アナログノイズ利用EMI低減技術
- 11-2 クロックレス電源への適用
- 11-3 パルスコーディング制御電源
- 11-4 ノッチ周波数の解析
- 11-5 PWC方式スイッチング電源の実装

★スイッチング電源の研究動向

●電源の課題：

- 1) 低コスト化：回路・部品の削減
- 2) 高機能化：低リップル・高効率化

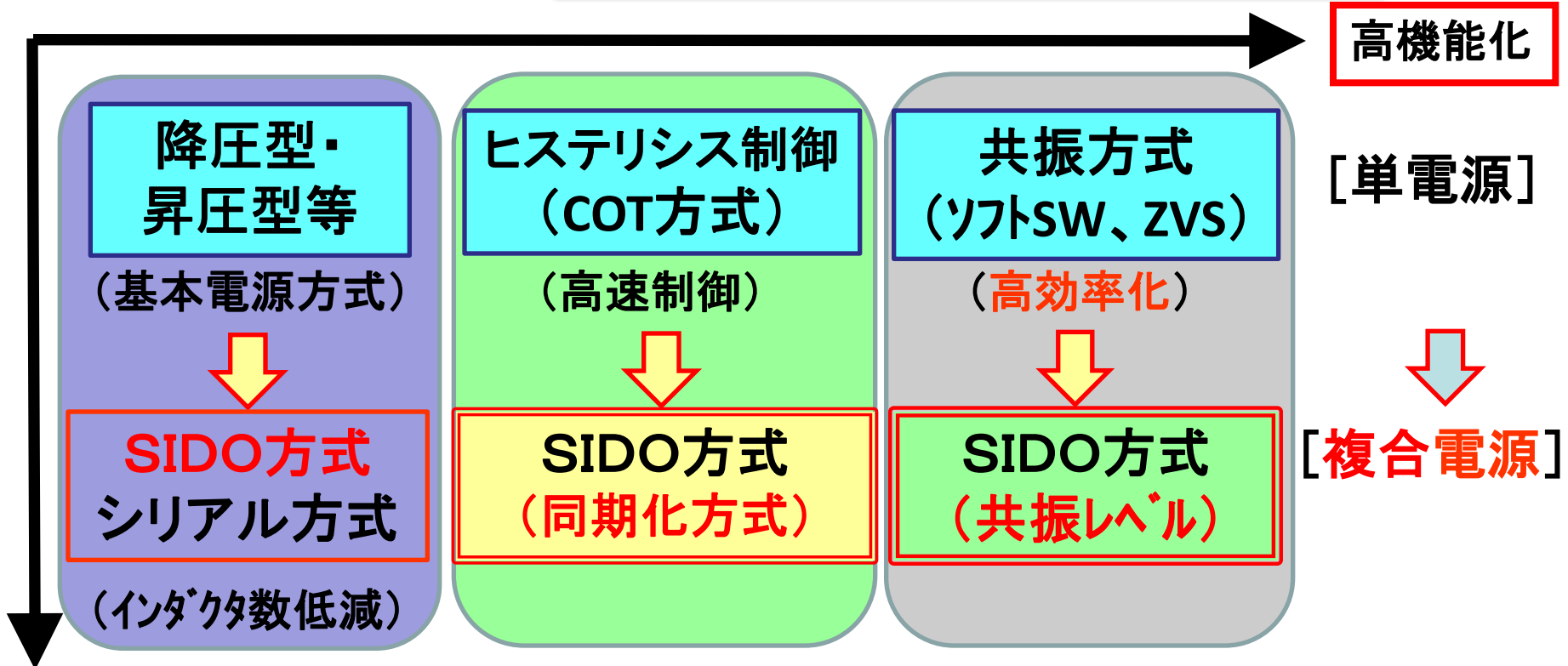


図1 スイッチング電源の開発動向

* SIDO : Single-Inductor Dual-Output
* COT : Constant ON Time

* ZVS: Zero Voltage Switching
* ZCS: Zero Current Switching

★ EMCとは

● EMC=EMI+EMS (電磁適合性=電磁妨害+電磁感受性)

電磁妨害を出さず、電磁波の影響を受けない[イミュニティ(immunity)]

● スイッチング電源とスペクトラム

* エネルギー(電圧・大電流)のスイッチング供給

⇒ 基本波(クロック周波数)と高調波に、大きいピークの線スペクトラム

⇒ EMI (電磁妨害)問題が発生: 電磁波+電源ライン

* EMI規制 ⇒ 規制値以下にスペクトラム・レベルの低減が必要

⇒ スペクトラム拡散技術(他の手法: フィルタ、シールド等)

★EMI対策: スペクトラム拡散技術

* 基本パルス(クロック、鋸歯状波、PWM信号)を、ランダムに位相(周波数)変調

* スペクトラム拡散技術

A) 従来デジタル拡散技術

・10ビット(1,024通り)以上の微小位相シフトのパルス群を発生し、
ランダムにセレクトして、電源に供給

B) アナログ・ノイズ拡散技術

・アナログノイズ(熱雑音等)により、クロック信号を変調して電源に供給

パワーエレクトロニクス工学論

11-1 擬似アナログノイズ利用EMI低減技術

1.1 従来デジタル拡散技術

1.2 擬似アナログノイズ・スペクトラム拡散技術

1.3 スイッチング電源への適用

1.4 新M系列ノイズ拡張技術

11-2 クロックレス電源への適用

11-3 パルスコーディング制御電源

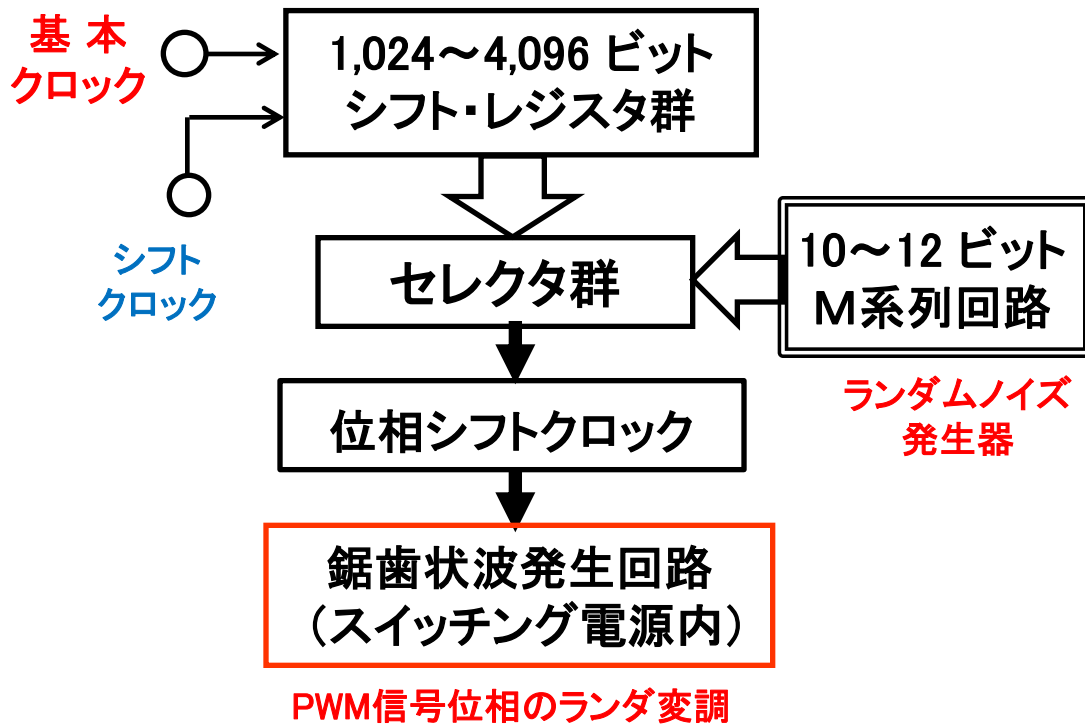
11-4 ノッチ周波数の解析

11-5 PWC方式スイッチング電源の実装

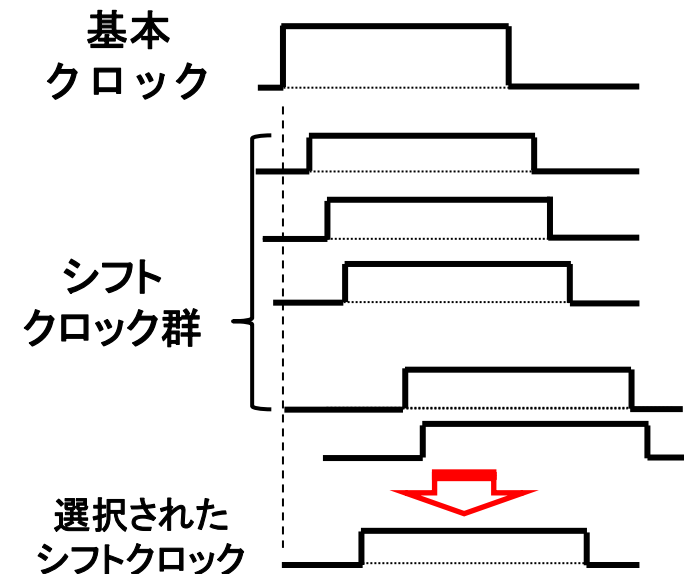
11-1 擬似アナログノイズ利用EMI 低減技術

1.1 従来デジタル拡散技術

- * 構成: 位相シフト回路(10~12ビット) + ランダム信号発生器 + セレクタ
- * 特徴: デジタル変調 $\Rightarrow$ 拡散結果は、線スペクトラムの集合
多数の(シフトレジスタ + セレクタ): 1,000~4,000個
シフト用クロック周波数 = 電源クロック(200kHz) $\cdot$ 4,000 = 800 MHz (困難)



デジタル・スペクトラム拡散回路



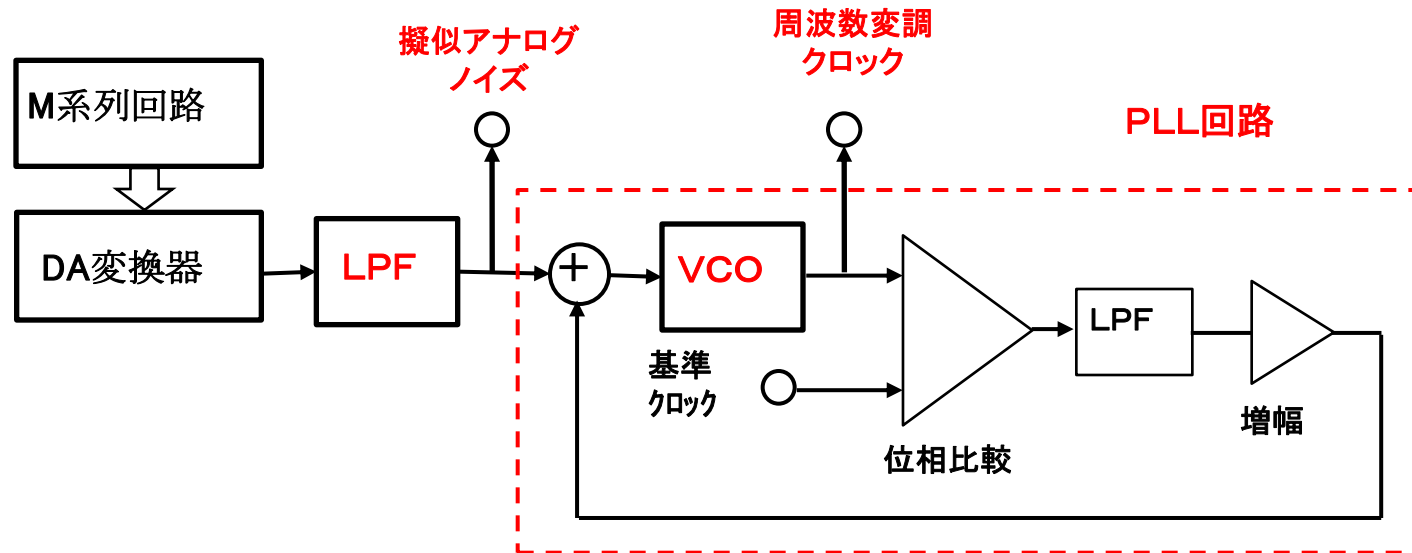
タイミング・チャート

1.2 擬似アナログノイズ・スペクトラム拡散技術

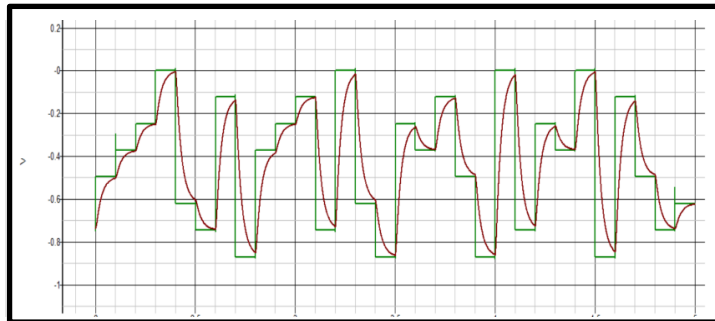
* 構成: M系列回路(ランダム信号) + (DAC+LPF) + PLL回路

* 特徴: 擬似アナログノイズ + 振動的PLL回路 ⇒ 非周期性

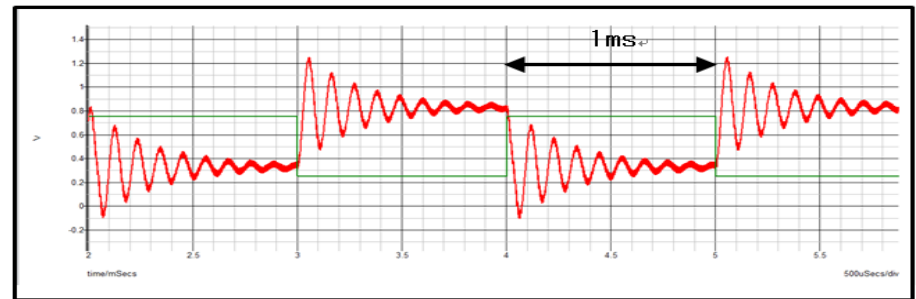
・アナログノイズ: 周期的信号 ⇒ 振動的PLL回路で **非周期的信号**へ



擬似アナログノイズ・スペクトラム拡散回路



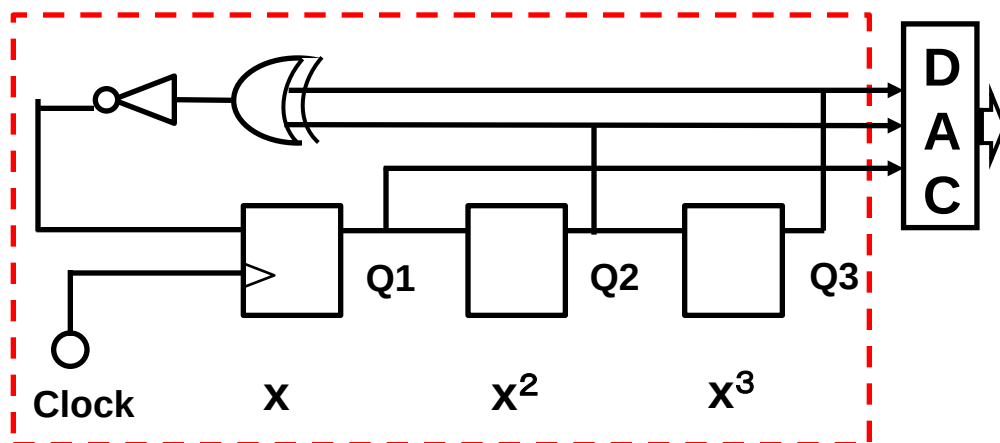
擬似アナログノイズ波形



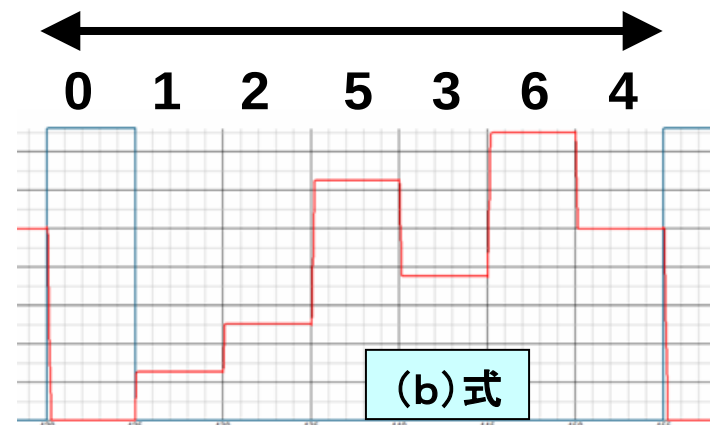
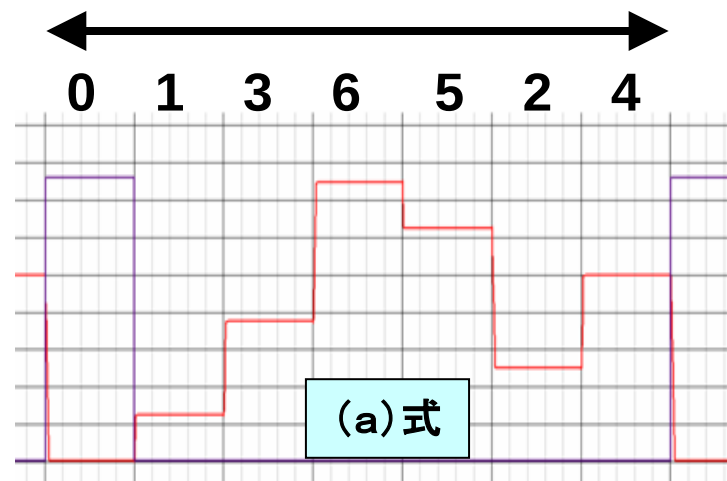
PLL回路応答特性

● ランダム信号発生器:M系列信号発生器

- * 構成: 原始多項式に基づいた
(シフトレジスタ+ブール代数の帰還)
- * 特徴: 各レベルが一度ずつランダムに出現
- * 原始多項式(3ビット)
 - (a) $G(s) = x^3 + x^2 + 1$
 - (b) $G(s) = x^3 + x + 1$
 ブール代数で、+1は反転を表わす
- * 出力信号: 基本7分周信号



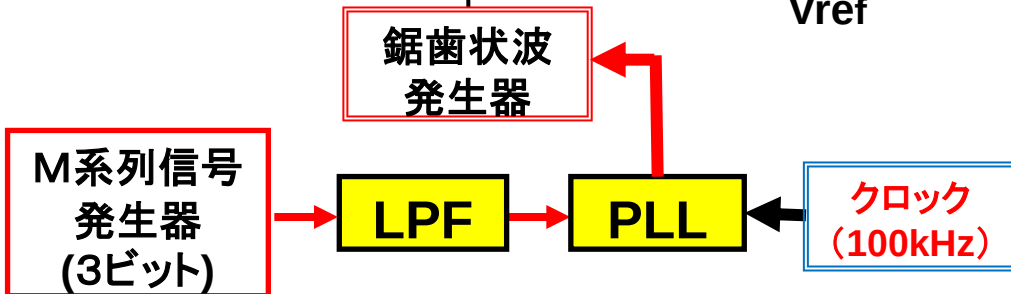
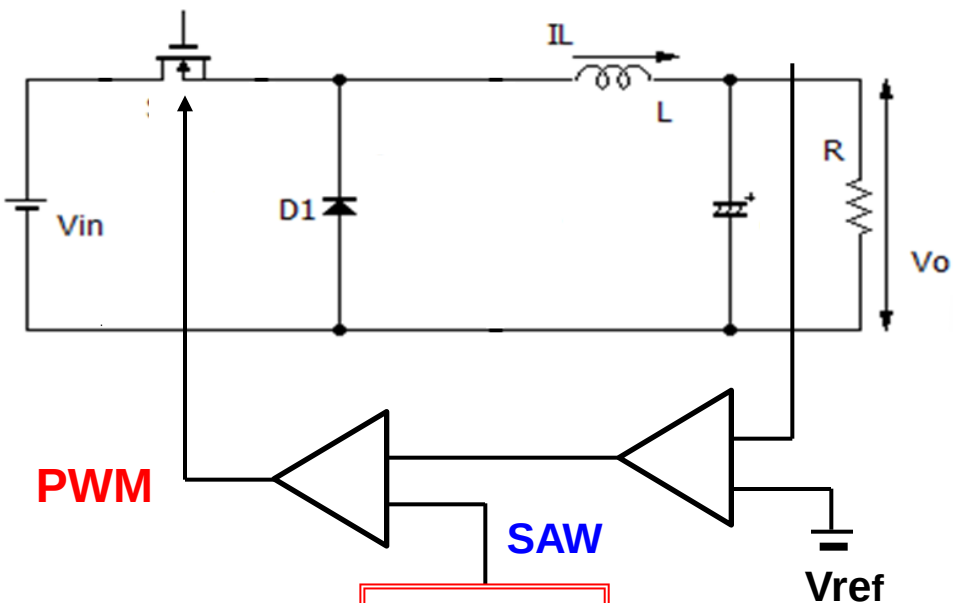
原始多項式の一例: 式 (a)



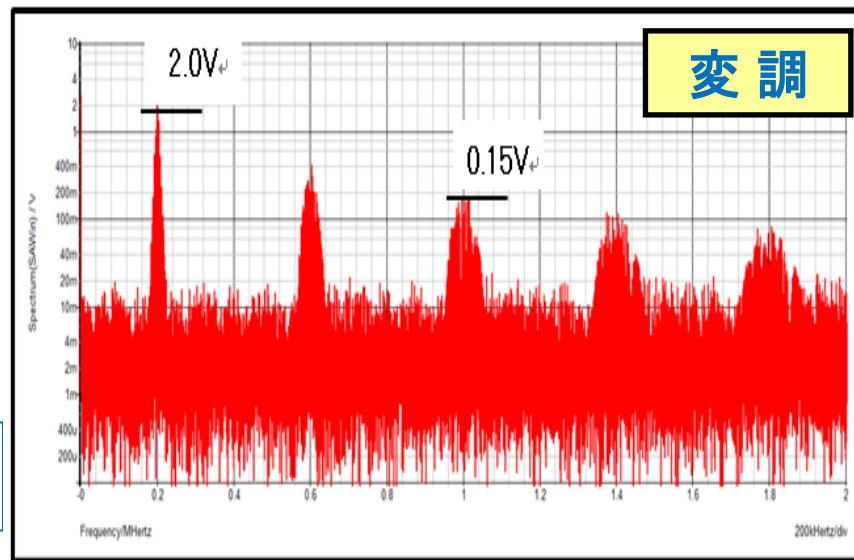
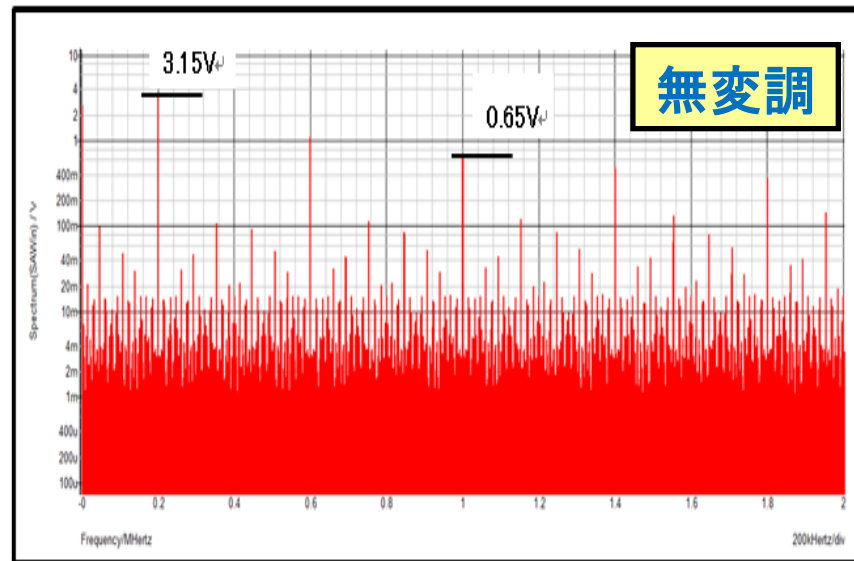
M系列回路の出力波形

1.3 スイッチング電源への適用: PWM信号のスペクトラム

- * 構成: 鋸歯状波発生器のクロックに適用
- * 変調周波数の選定 ($F=100/7=14\text{kHz}$)
- * 拡散結果: -1.15V (-2.0dB)@ 200kHz
 -0.5V (-6.4dB)@ 1.0MHz



アナログ「ノイズ」を利用した降圧形電源



スペクトラム拡散結果

1.4 新M系列ノイズ拡張技術

● アナログノイズの周期性の拡大

・3ビットパターンの組合わせ:

$$N = {}_7P_7 = 5,040 \text{ 通りもある}$$

* 周期拡大手法:

(A) **原始多項式の切換え**: $\times 2$

2つの原始多項式の交互入替え

(B) **ビット反転手法**(右表): $\times 8 \Rightarrow \times 16$ 倍

・3ビット・カウンタの出力を周期毎に反転

【ビット反転例】

0) 反転無し : 0-1-3-6-5-2-4-

1) Q1反転 : 1-0-2-7-4-3-5-

2) Q2反転 : 2-3-1-4-7-0-6-

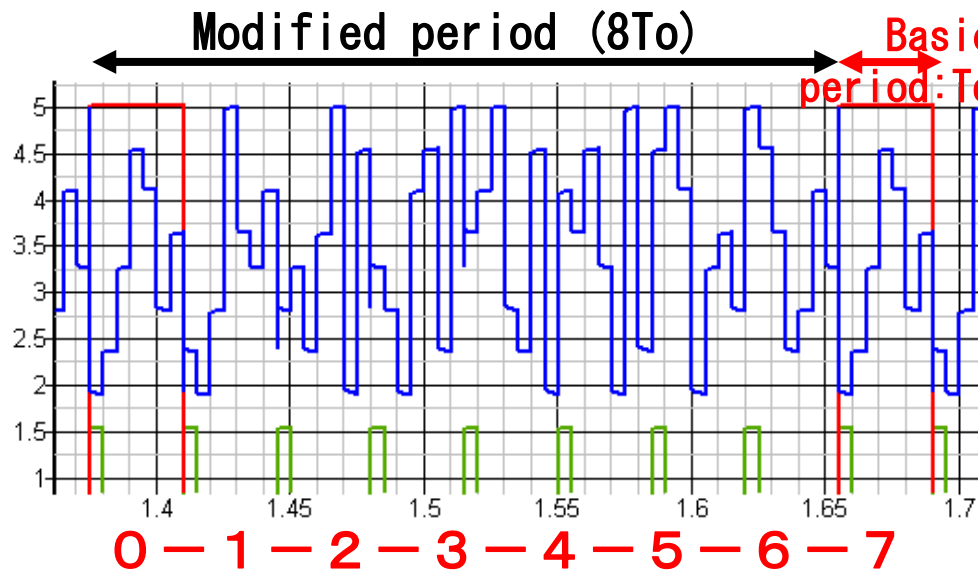
3) Q1Q2反転: 3-2-0-5-6-1-7-

4) Q3反転 : 4-5-7-2-1-6-0-

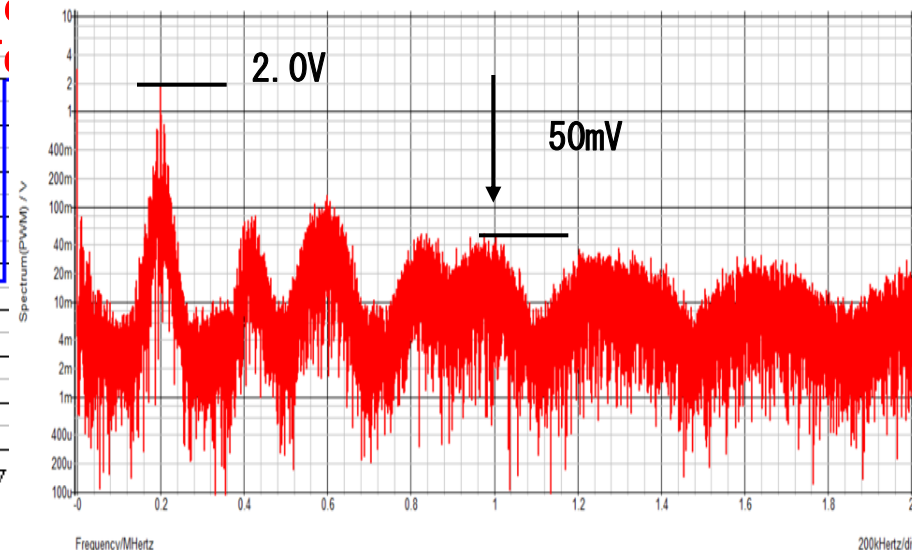
5) Q3Q1反転: 5-4-6-3-0-7-1-

6) Q2Q3反転: 6-7-5-0-3-4-2-

7) 全部反転 : 7-6-4-1-2-5-3-



新M系列によるスペクトラム拡散(ビット反転)



電源の出力電圧リップル

(C) ビット入替手法(右表)

×6倍:⇒ ×96倍周期= **672 パターン長**

◎スペクトラム拡散結果:

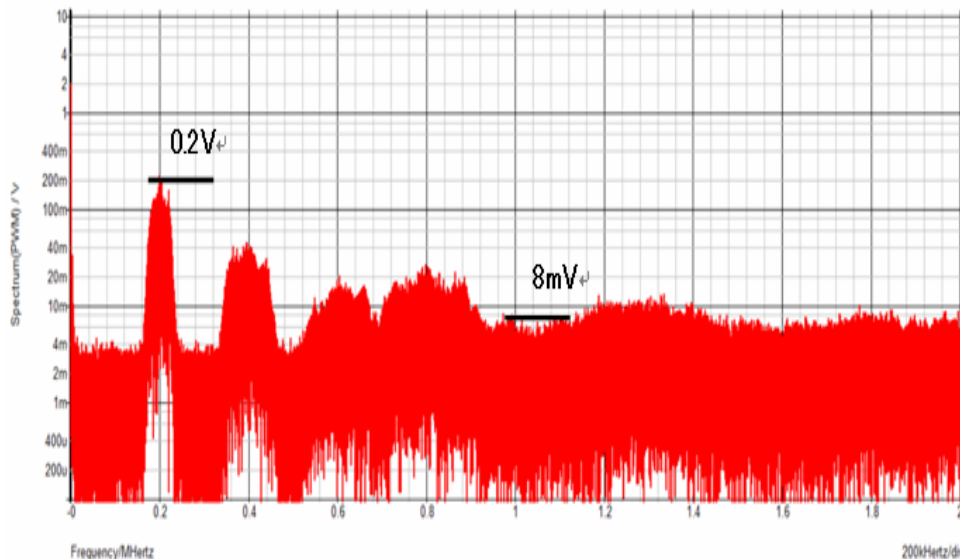
基本波: 0.2 V [/3.15] (−12.0 dB)

高調波: 8 mV[/650mV] (−19.1 dB)

リップル: 13 mVpp

* 非周期的なリップルを確認

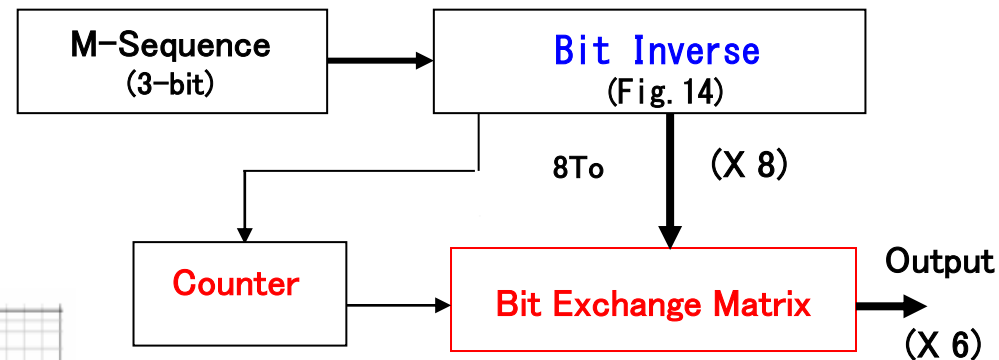
★変化レベル数ではなく
レベル変化数が重要



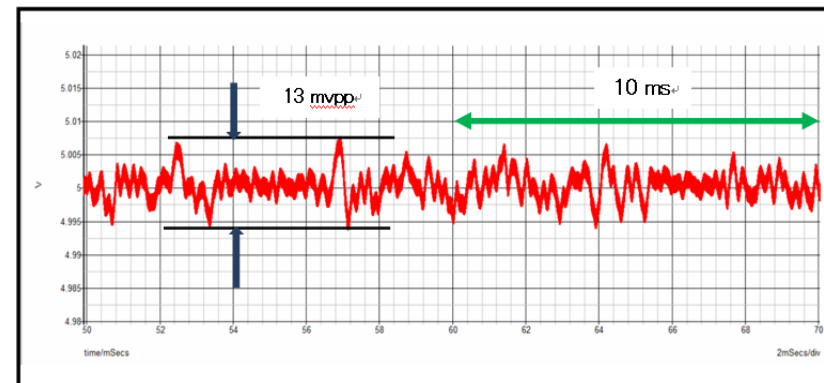
新M系列によるスペクトラム拡散

【ビット入替例】

- 0) $Q_1Q_2Q_3$: 0-1-3-6-5-2-4-
- 1) $Q_1Q_3Q_2$: 0-1-5-6-3-4-2-
- 2) $Q_2Q_1Q_3$: 0-2-3-5-6-1-4-
- 3) $Q_2Q_3Q_1$: 0-4-5-3-6-1-2-
- 4) $Q_3Q_1Q_2$: 0-2-6-5-3-4-1-
- 5) $Q_3Q_2Q_1$: 0-4-6-3-5-2-1-



ビット操作回路ブロック図



出力電圧リップル

パワーエレクトロニクス工学論

11-1 擬似アナログノイズ利用EMI低減技術

11-2 クロックレス電源への適用

2.1 PWC方式スイッチング電源の実装

2.2 リプル制御(ヒステリシス制御)電源への適用

11-3 パルスコーデイング制御電源

11-4 ノッチ周波数の解析

11-5 PWC方式スイッチング電源の実装

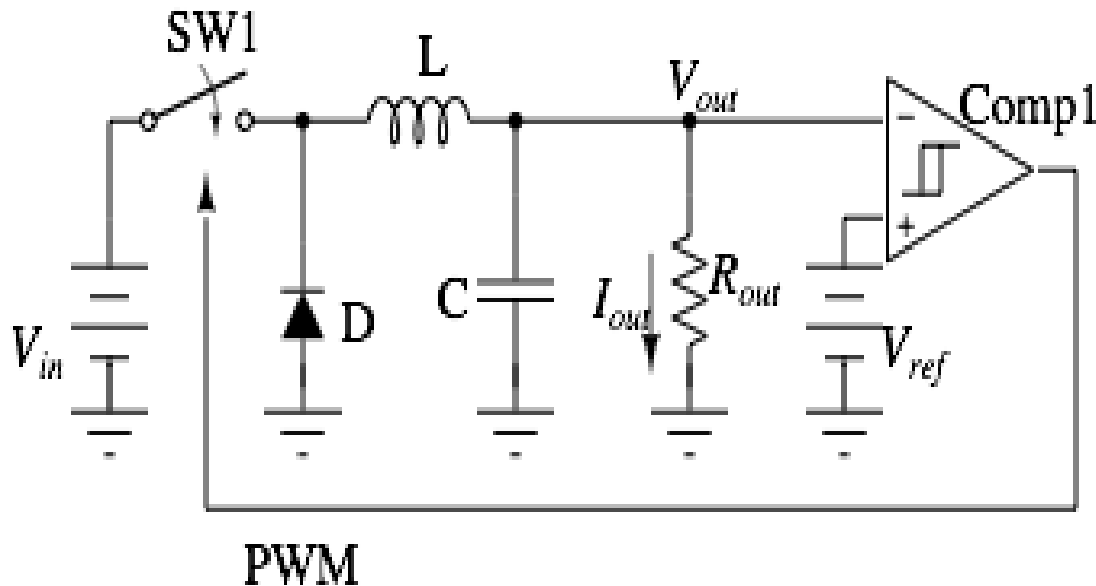
11-2 クロックレス電源への適用

2.1 リプル制御(ヒステリシス制御)電源への適用

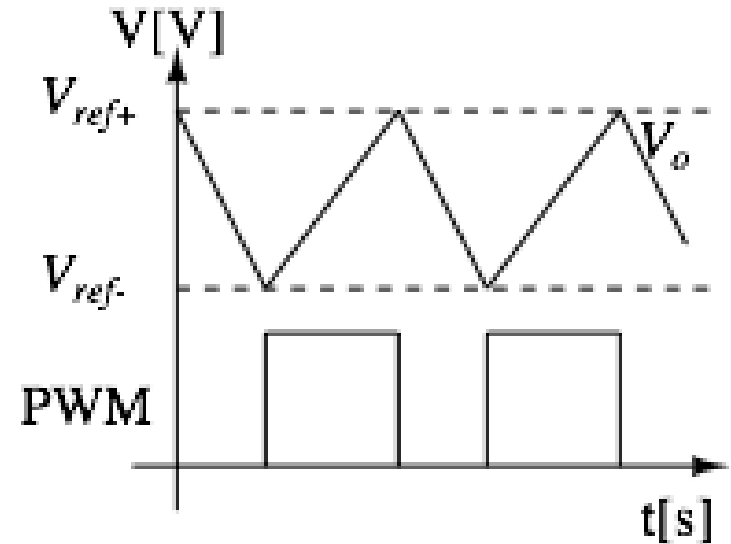
(A) 従来リプル制御電源1

- * 構成: 出力電圧を、直接 基準電圧と比較 $\Rightarrow$ SW制御
- * 特徴: 高速制御・・・ある程度のリプル必要
- * 対策: 周波数制限にシュミットトリガ

周波数安定化に**一定ON時間方式(COT: Constant ON Time)**: 電源2



従来リプル制御電源1の構成

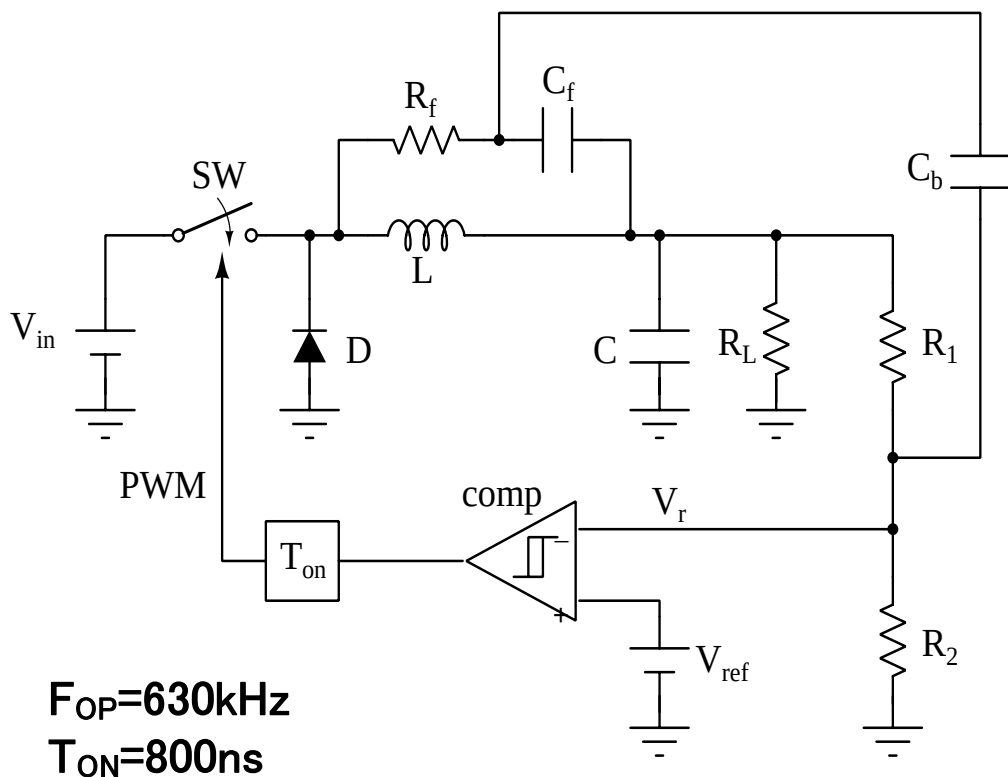


タイミング・チャート

(B) 従来リプル制御電源2

- * 構成: インダクタ電圧をCR積分したリプルを、基準電圧との比較部に注入
電流制御 $\Rightarrow$ 高速応答だが周波数不定 $\Rightarrow$ COT方式の導入

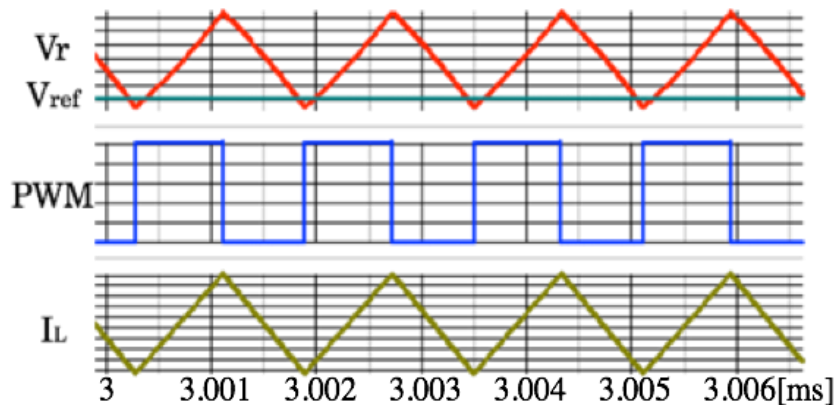
- * 特徴: 出力リプル不要。シュミット不要
リプル周波数 $\propto T_{ON} + T_{CR}$



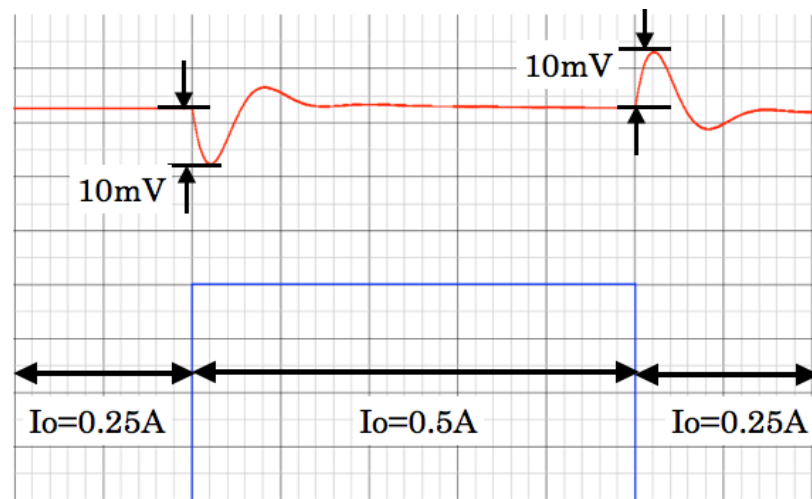
$F_{OP}=630\text{kHz}$

$T_{ON}=800\text{ns}$

従来リプル制御電源2の構成



タイミング・チャート



出力電圧リプル

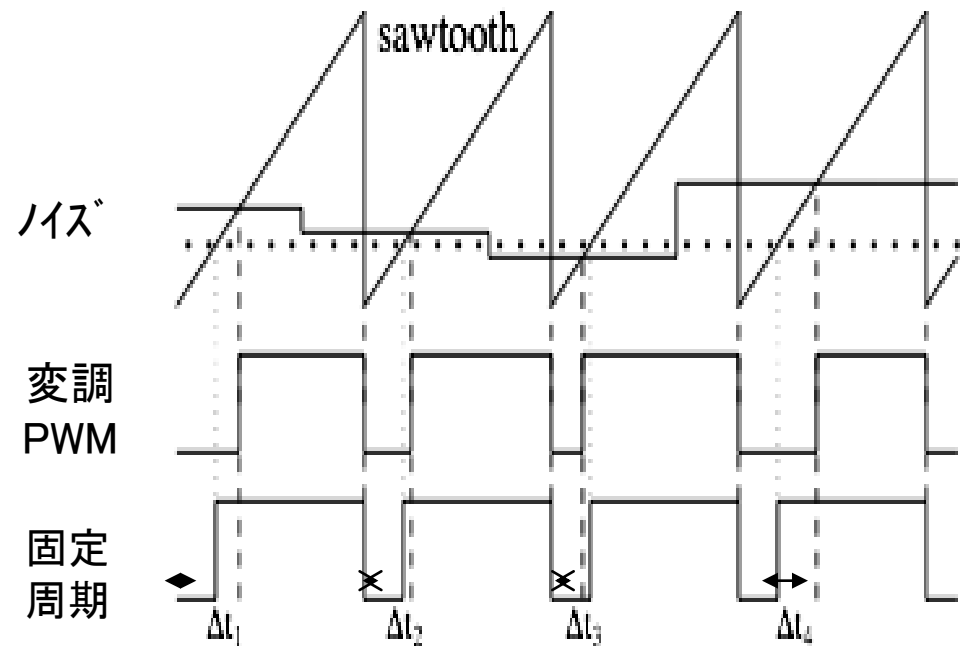
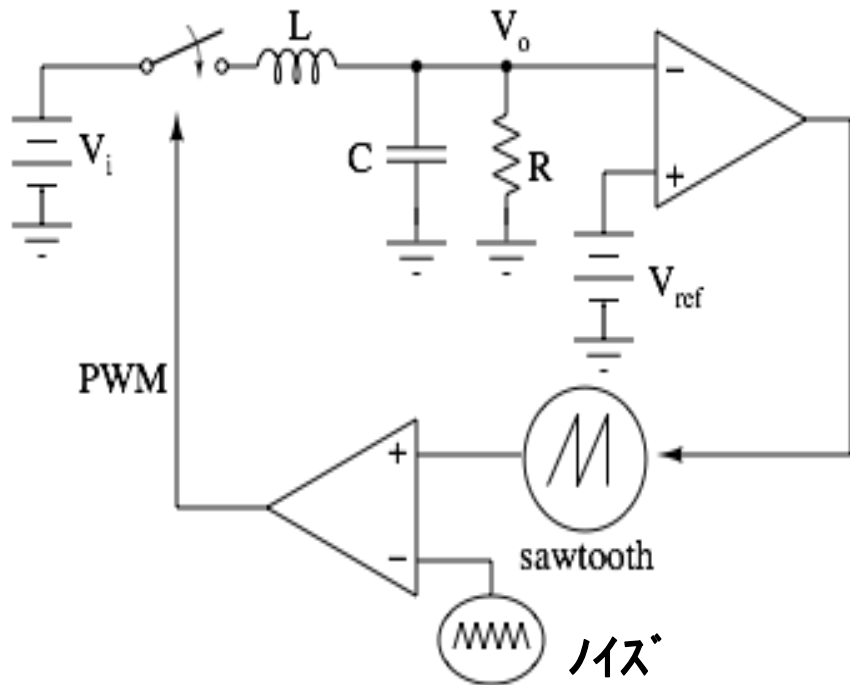
(C)EMI低減リプル制御電源1

* 構成:コンパレータ出力パルスより、鋸歯状波を発生

アナログノイズと比較し、エッジをランダムに位相変調 ⇒ 遅延発生

* 対策:シュミットレベルを削除し、シュミット相当分の遅延範囲でシフト

* 特徴:両エッジにも変調可能

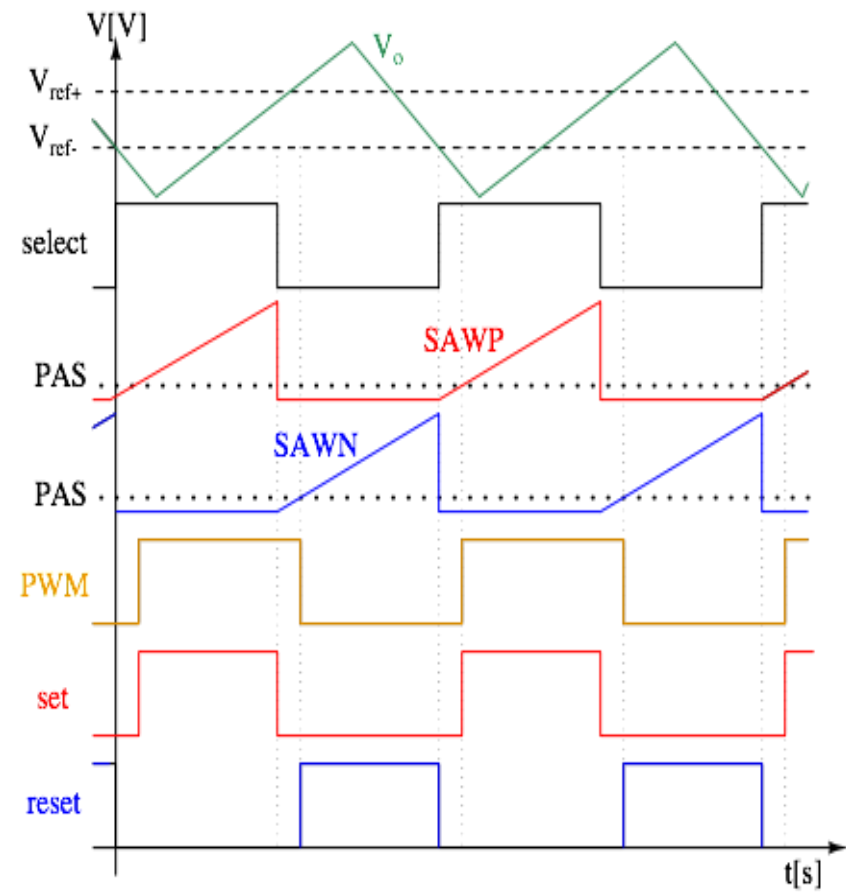
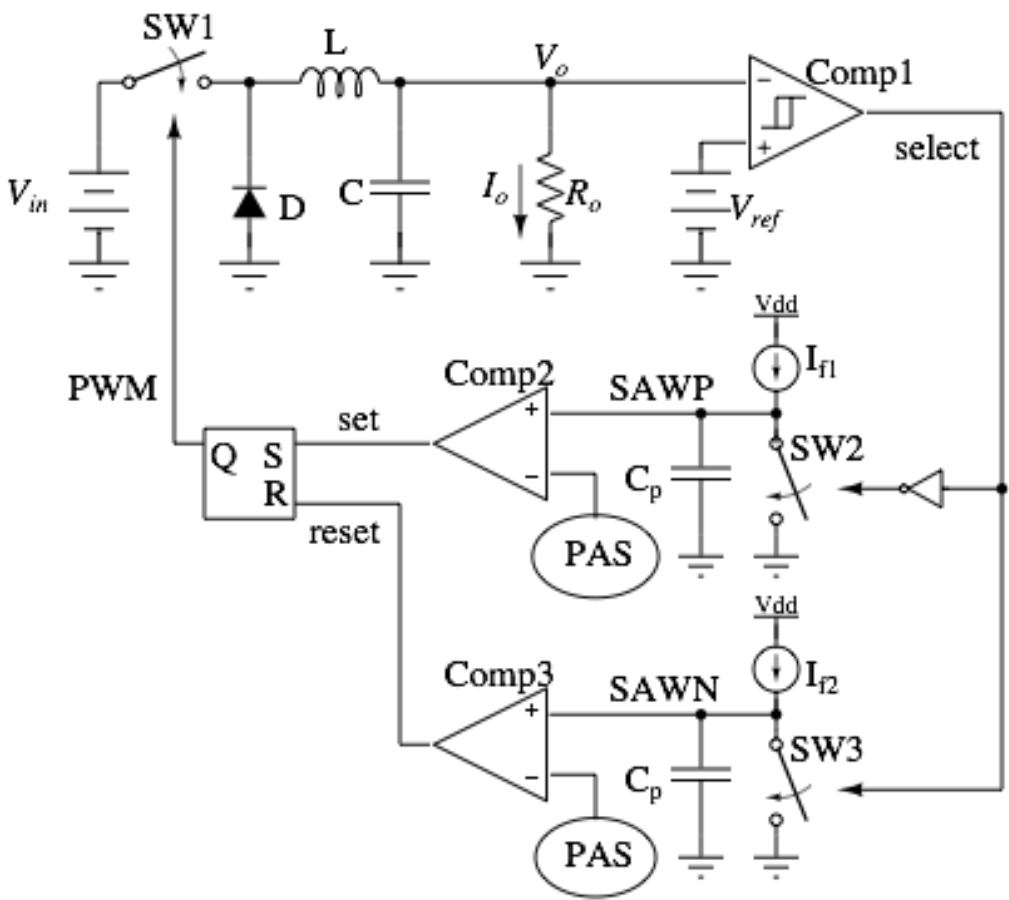


EMI低減電源の構成(単エッジ変調)

タイミング・チャート

●シミュレーション回路(ダブルエッジの位相変調方式)

* 構成:コンパレータ出力パルスの両エッジを、アナログノイズでランダム変調
変調出力でフリップ・フロップを駆動



EMI低減電源の構成(両エッジ変調)

タイミング・チャート

● シミュレーション結果

* 回路条件:

$V_i=10\text{V}$ 、 $V_o=5.0\text{V}$ 、 $I_o=0.5\text{A}$

$L=10\mu\text{H}$ 、 $C=470\mu\text{F}$

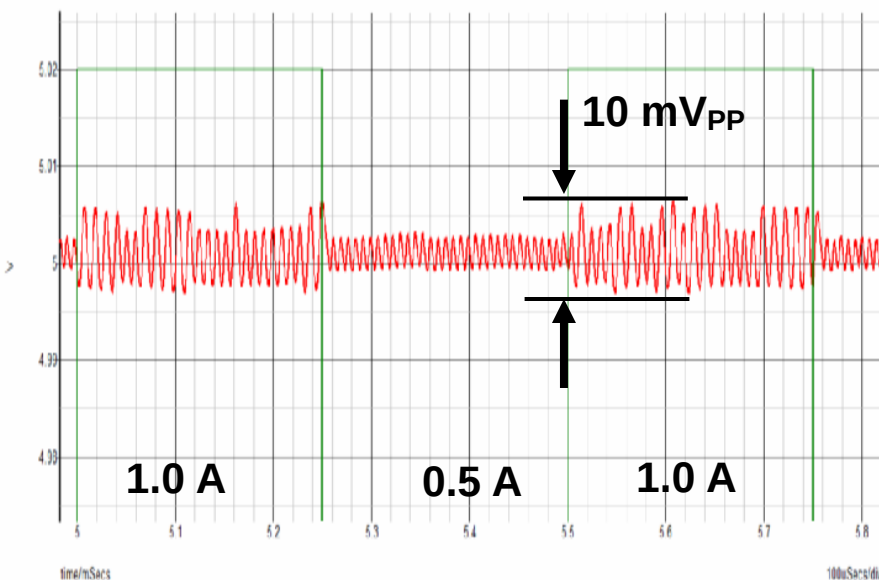
$F_{op}=185\text{ kHz}$

* スペクトラム拡散結果:

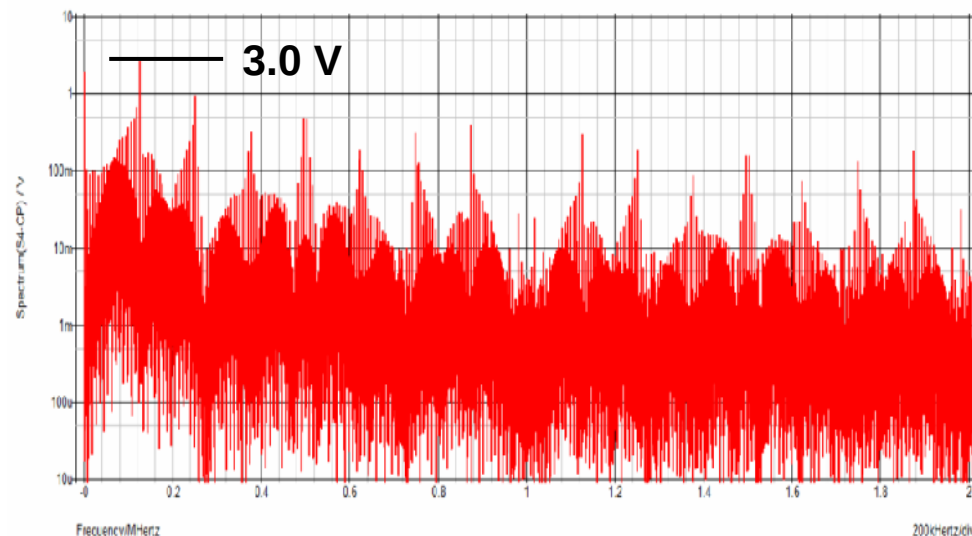
-0.7V (-12 dB) @ 185 kHz

* 出力電圧リップル

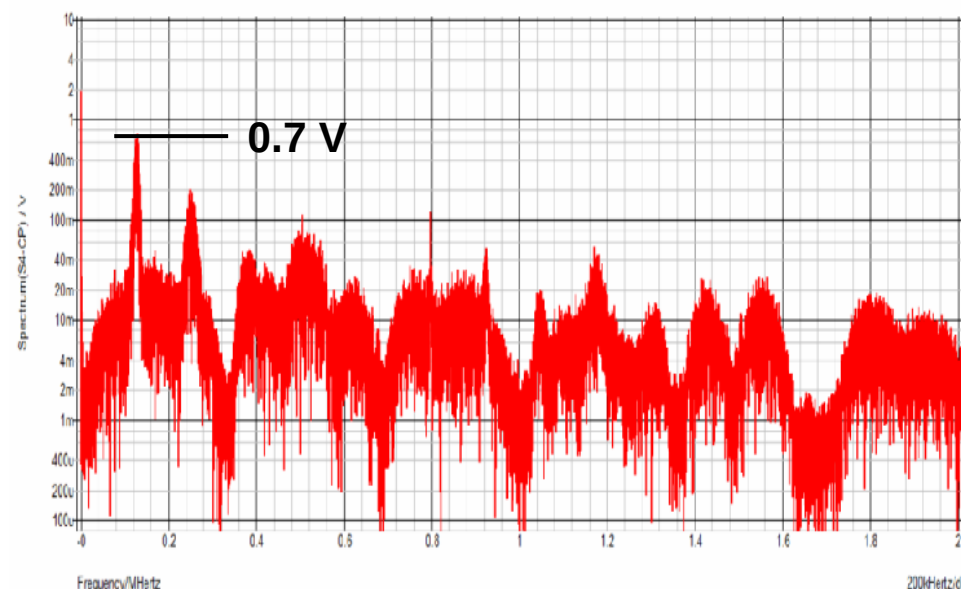
$\Delta V=10\text{ mV}_{PP}$ @ $\Delta I_o=0.5\text{ A}$



リップル制御電源の出力リップル



リップル制御電源のスペクトラム(従来)



リップル制御電源のスペクトラム(EMI拡散)

(A) 従来共振電源

- ボディ・ダイオードにより、 $V_{SW} > -0.7\text{ V}$

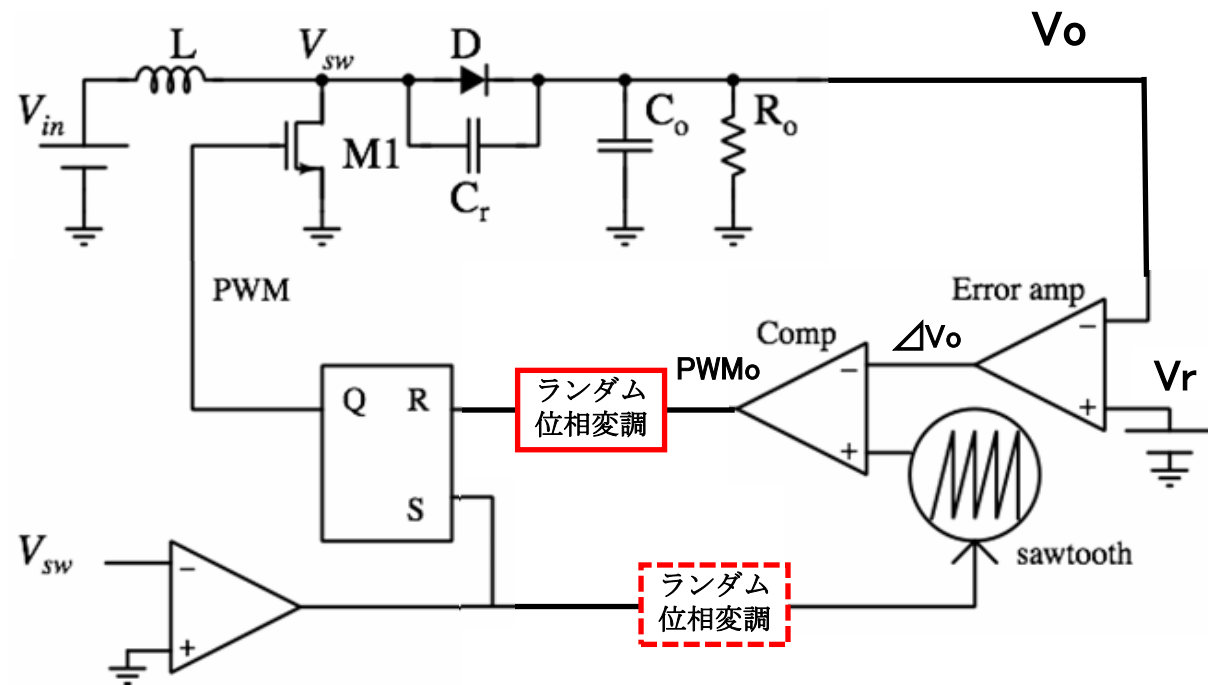


(B) EMI低減共振電源

* 構成: SW=ON: ZVSであり遅延なくSet

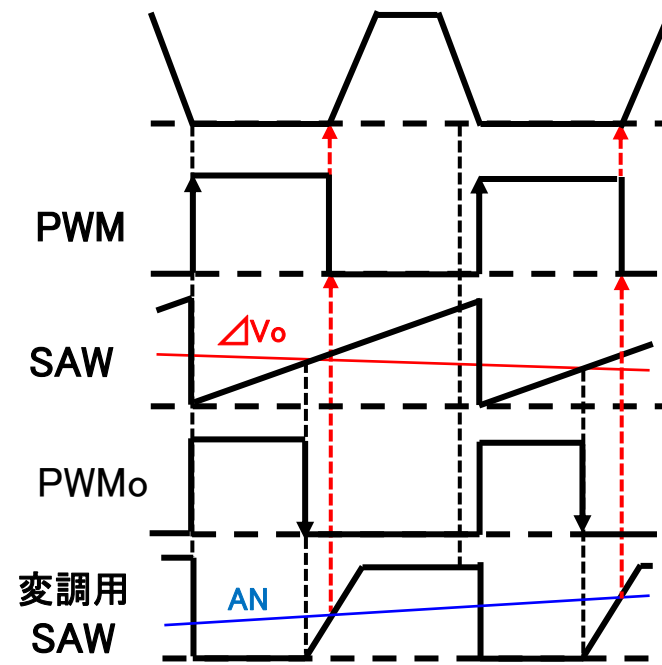
SW=OFF のタイミングをランダム位相変調(回路は上図と同様)

⇒ SAW信号の変調 or コンパレータ出力の変調



共振電源への適用例

【PWMoの位相変調例】



タイミング・チャート

パワーエレクトロニクス工学論

11-1 擬似アナログノイズ利用EMI低減技術

11-2 クロックレス電源への適用

11-3 パルスコーディング制御電源

3.1 パルスコーディング技術とは

3.2 パルスコーディング技術の電源への適用

11-4 ノッチ周波数の解析

11-5 PWC方式スイッチング電源の実装

11-3 パルスコーディング制御電源

3.1 パルスコーディング技術とは

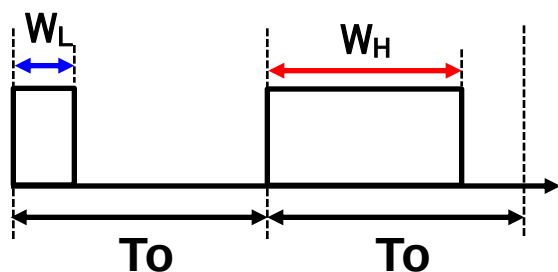
* 概要: パラメータの異なる多種のパルスを、出力信号により切換えて出力
・パラメータ: パルス幅、パルス位相(位置)、パルス周期 等

* 単パルスコーディング技術

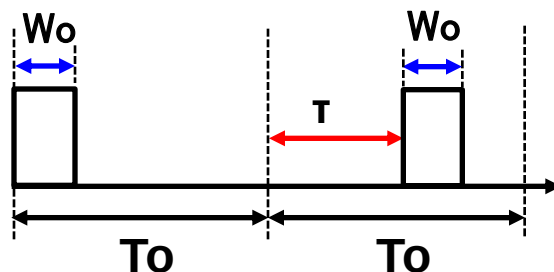
- 1) パルス幅コーディング: PWC (Pulse Width Coding)
- 2) パルス位相(位置)コーディング: PPC (Pulse Phase/Position Coding)
- 3) パルス周期コーディング: PCC (Pulse Cycle Coding)

* 複パルスコーディング技術

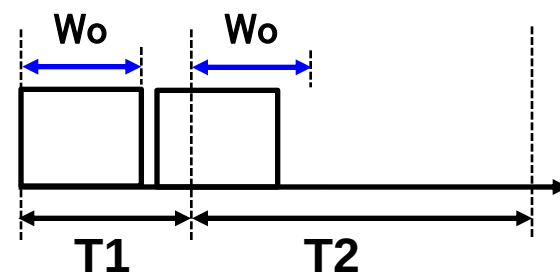
- 1) パルス幅位相コーディング: PWPC (Pulse Width Phase Coding)
- 2) パルス周期幅コーディング: PWCC (Pulse Width Cycle Coding) 等



(a) PWC



(b) PPC



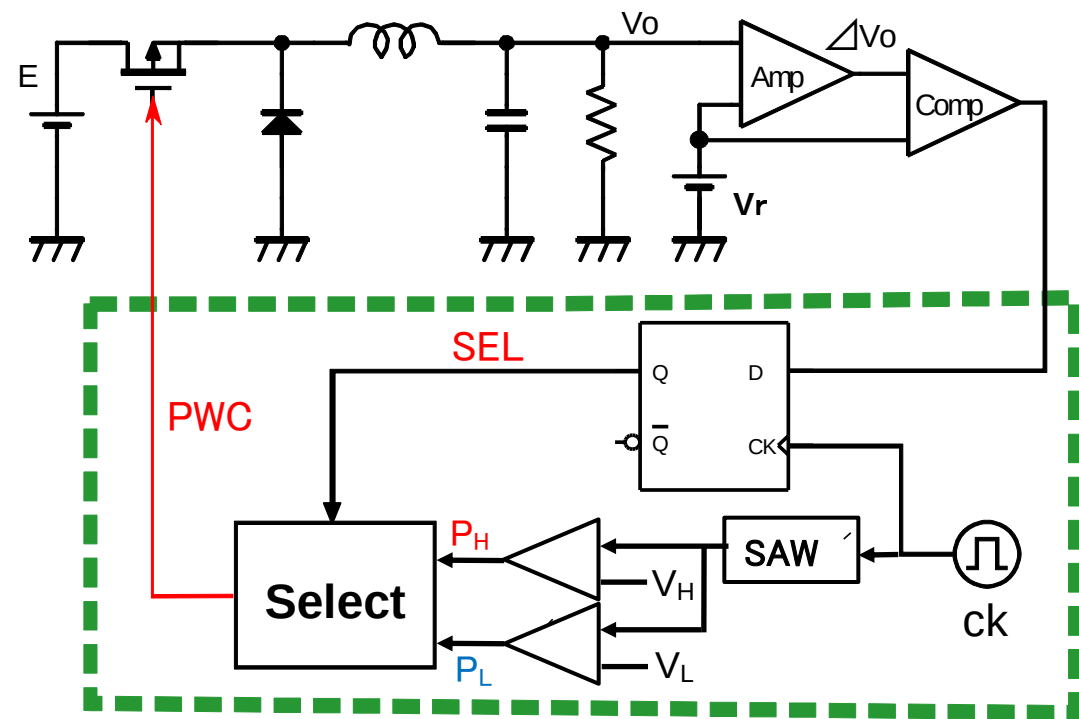
(c) PCC

各種 単パルスコーディング波形

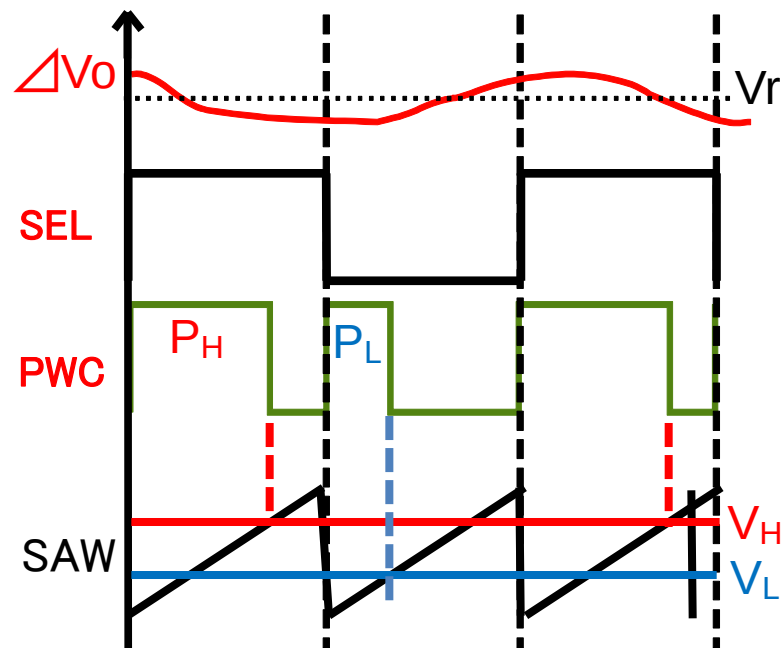
● コーディング・パルス発生回路

* パルス発生方法：鋸歯状波と基準電圧の比較

- ・PWC制御：一定周期のクロックで鋸歯状波を発生し、2値基準電圧と比較
- ・PCC制御：周期終了時のSEL信号で、次の基準電圧を設定し周期を決定



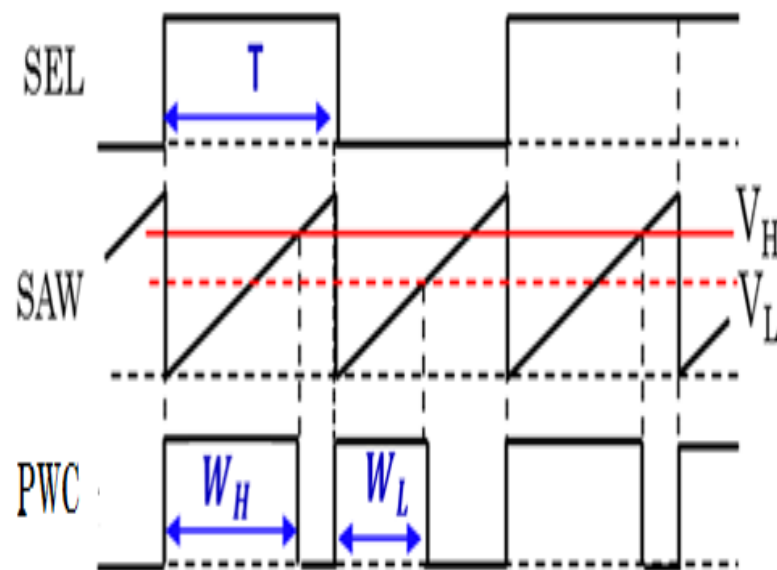
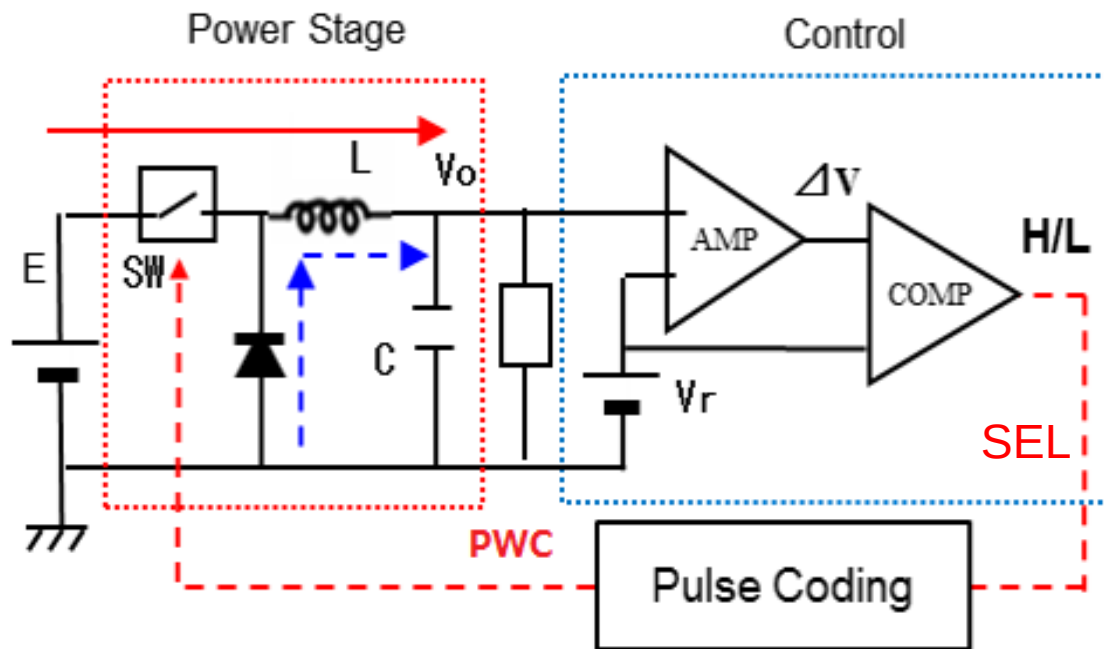
PWCパルス発生回路



PWCパルス波形図

3.2 パルスコーディング技術の電源への適用

- * 構成: PWM信号の代わりに、コンパレータで2値の制御信号出力(**SEL信号**)
SEL信号により、コーディングパルスを高速で切換出力してSWを駆動
- * 条件: パルスのデューティDは、次式の制御可能な関係であること
 $D_H > D_O > D_L$ ただし $D_O \doteq V_O/V_i$
- * 特徴: 高周波でパルス出力(過度応答特性)
パラメータ条件で、制御ゲインが変化



パルスコーディング技術適用降圧形電源

SW駆動パルス例

(A) PWC制御電源のシミュレーション結果(降圧形)

* シミュレーション結果1 (EMC拡散付)

【条件】

- ・回路条件: $V_i = 10 \text{ V}$ 、 $V_o = 5.0 \text{ V}$ 、 $F_{ck} = 500 \text{ kHz}$
- ・パルス条件: $T_o = 2.0 \text{ us}$ 、 $W_H = 1.6 \text{ us}$ 、 $W_L = 0.3 \text{ us}$
- ・ノッチ周波数: $F_N = N/(W_H - W_L) = N/(1.6 - 0.3) \text{ us} = 0.77 \cdot N \text{ MHz}$

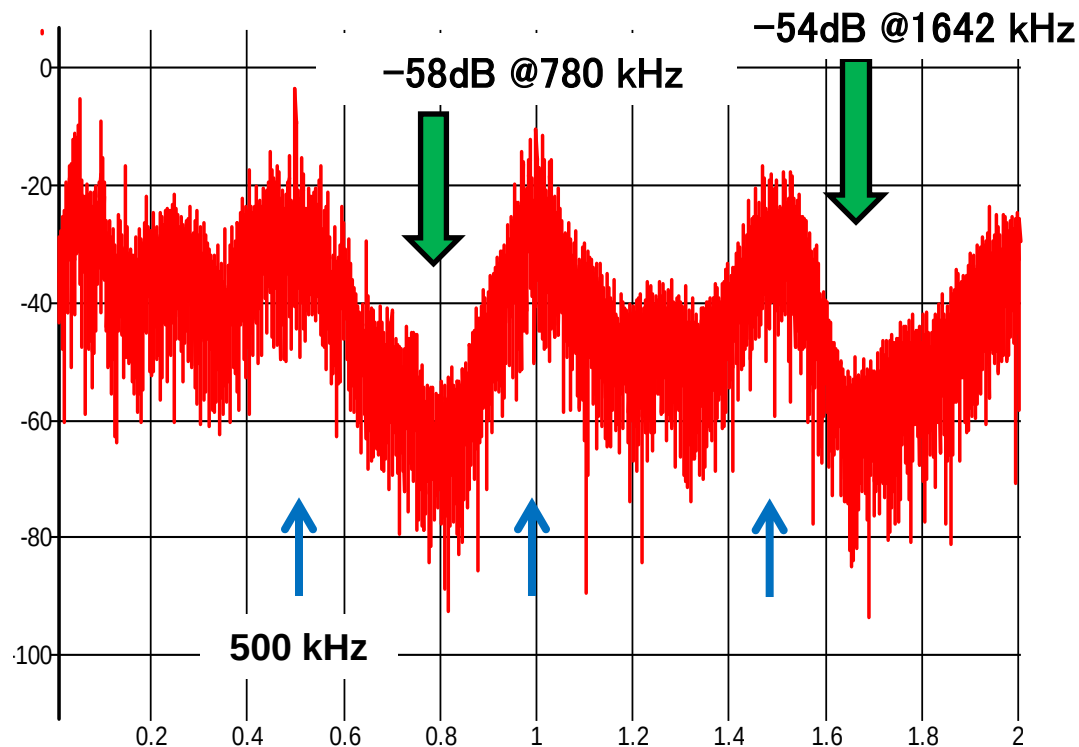
【結果】スペクトラム拡散1

・実測ノッチ周波数

$$F_N = 0.78, 1.6 \text{ MHz}$$

[クロックと第1高調波の間]

(第2ノッチは、クロックと
重なり、判別困難)



PWC制御電源のスペクトラム拡散1

* シミュレーション結果2 (EMC拡散付)

【条件】

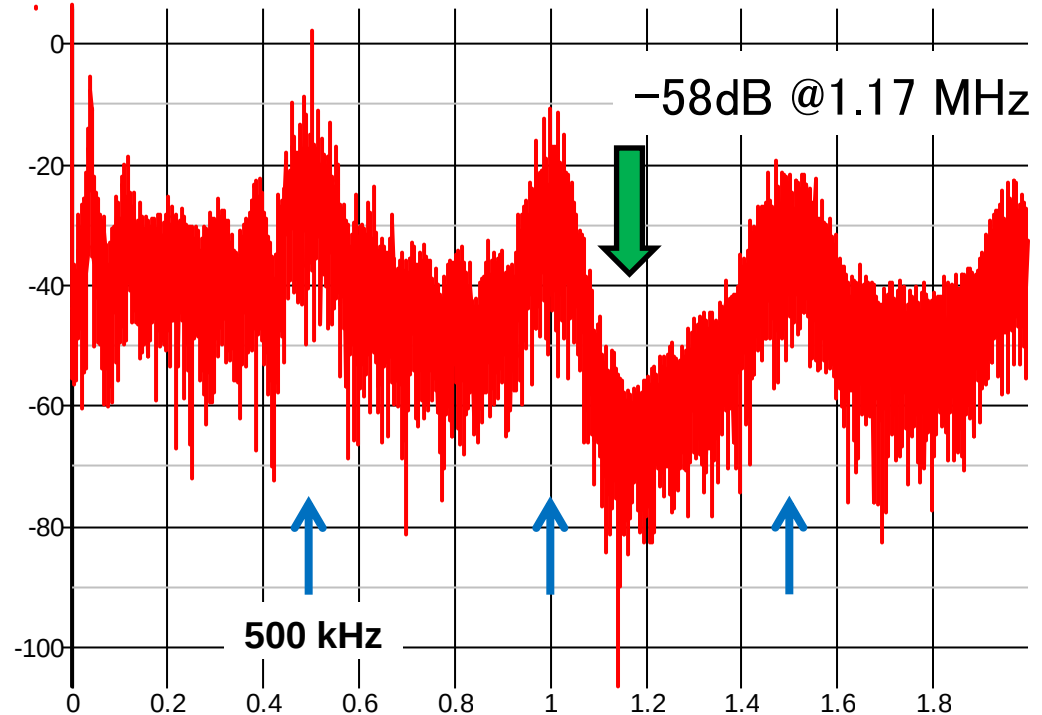
- ・回路条件: $V_o = 5.0 \text{ V}$ 、 $F_{ck} = 500 \text{ kHz}$
- ・パルス条件: $T_o = 2.0 \text{ us}$ 、 $W_H = 1.23 \text{ us}$ 、 $W_L = 0.37 \text{ us}$
- ・ノッチ周波数: $F_N = N / (W_H - W_L) = N / 0.86 \text{ us} = 1.16 \cdot N \text{ MHz}$

【結果】スペクトラム拡散2

・実測ノッチ周波数:

$$F_N = 1.17 \text{ MHz}$$

[第1・第2高調波の間]



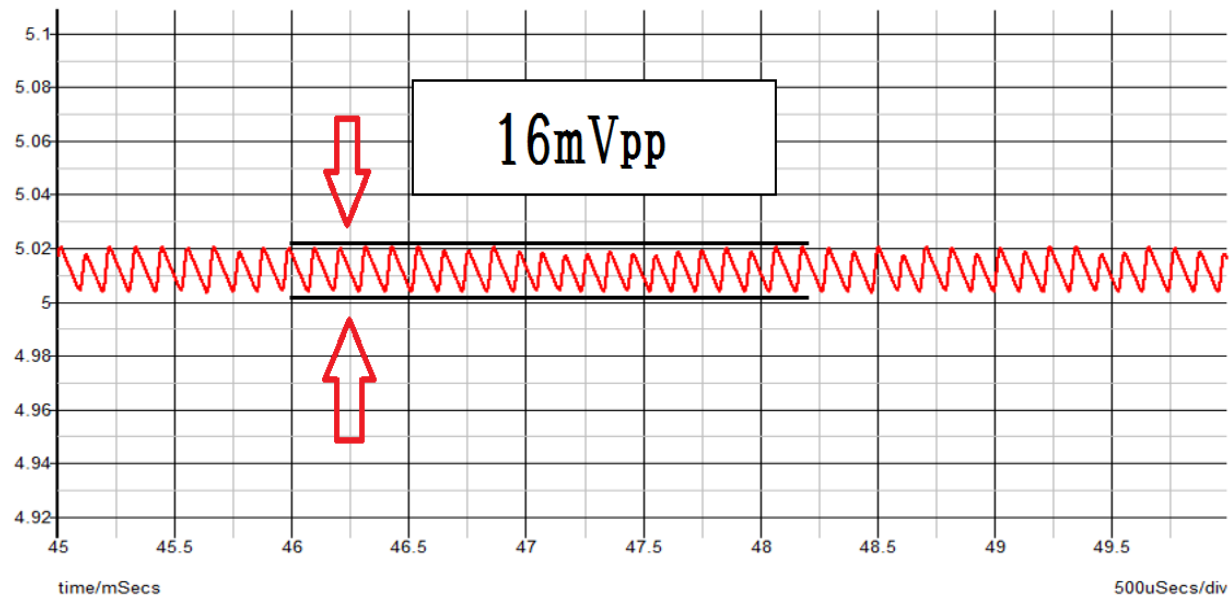
PWC制御電源のスペクトラム2

【結果】 出力電圧リップル

・定常リップル: $\Delta V_o = 16 \text{ mVpp}$ @ $V_o = 5.0 \text{ V}$ 、 $I_o = 0.25 \text{ A}$

* シミュレーション結果としては、リップルはやや大きい

クロック周波数 = 500kHz と通常の2.5倍と低いためと思われる



PWC制御電源の出力電圧リップル

パワーエレクトロニクス工学論

11-1 擬似アナログノイズ利用EMI低減技術

11-2 クロックレス電源への適用

11-3 パルスコーディング制御電源

11-4 ノッチ周波数の解析

4.1 PWCパルスの解析

4.2 PPCパルスの解析

4.3 複合コーディングの解析

11-5 PWC方式スイッチング電源の実装

11-4 ノッチ周波数の解析

4.1 PWCパルスの解析

* 概要:

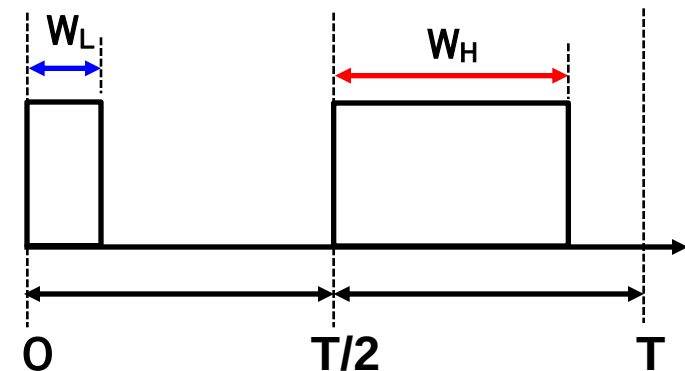
- ・パルスコーディング方式では、2種のパルスがランダムに発生
- ・パルス周期の変化は、異種パルスが連続して発生した場合のみ
- ・ $(W_H + W_L)$ を一周期としてフーリエ変換

* パルス列のフーリエ変換:

- ・右図の2パルスを一周期として解析
- ・定義式より

$$f(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (4-1)$$

$$= \int_0^{W_L} e^{-j\omega t} dt + \int_{T/2}^{W_H+T/2} e^{-j\omega t} dt \quad (4-2)$$



PWCパルス列の配置

* フーリエ変換の続き1:

$$f(\omega) = -\frac{1}{j\omega} [e^{-j\omega t}]_0^{W_L} - \frac{1}{j\omega} [e^{-j\omega t}]_{T/2}^{T/2+W_H} \quad (4-3)$$

$$= -\frac{1}{j\omega} \{e^{-j\omega W_L} - \mathbf{1}\} - \frac{1}{j\omega} \{e^{-j\omega(\frac{T}{2}+W_H)} - e^{-j\omega\frac{T}{2}}\} \quad (4-4)$$

ここで $\omega \cdot \frac{T}{2} = \pi$ より $e^{-j\omega\frac{T}{2}} = -\mathbf{1}$, $e^{-j\omega(\frac{T}{2}+W_H)} = -e^{-j\omega W_L}$

$$f(\omega) = -\frac{1}{j\omega} e^{-j\omega W_H} - \frac{1}{j\omega} e^{-j\omega W_L} \quad (4-5)$$

$$= -\frac{1}{j\omega} \{\cos(\omega W_H) - j\sin(\omega W_H) - \cos(\omega W_L) + j\sin(\omega W_L)\} \quad (4-6)$$

絶対値をとると

$$|\omega f(\omega)|^2 = \{\cos(\omega W_H) - \cos(\omega W_L)\}^2 + \{\sin(\omega W_H) - \sin(\omega W_L)\}^2 \quad (4-7)$$

$$= 2\{1 - \cos(\omega W_H) \cdot \cos(\omega W_L) - \sin(\omega W_H) \cdot \sin(\omega W_L)\} \quad (4-8)$$

ここで $\cos\{(\omega W_H) + (\omega W_L)\} = \cos(\omega W_H) \cdot \cos(\omega W_L) - \sin(\omega W_H) \cdot \sin(\omega W_L)$

$$\therefore |\omega f(\omega)|^2 = \{1 - \cos(\omega W_H - \omega W_L)\} \quad (4-9)$$

* フーリエ変換の続き2:

$$\text{よって } |f(\omega)| = \frac{1}{\omega} \sqrt{2 - 2\cos(\omega W_H - \omega W_L)} \quad (4-10)$$

$$\text{2倍角の定理より } \cos(2\theta) = \cos^2\theta - \sin^2\theta = 1 - 2\sin^2\theta$$

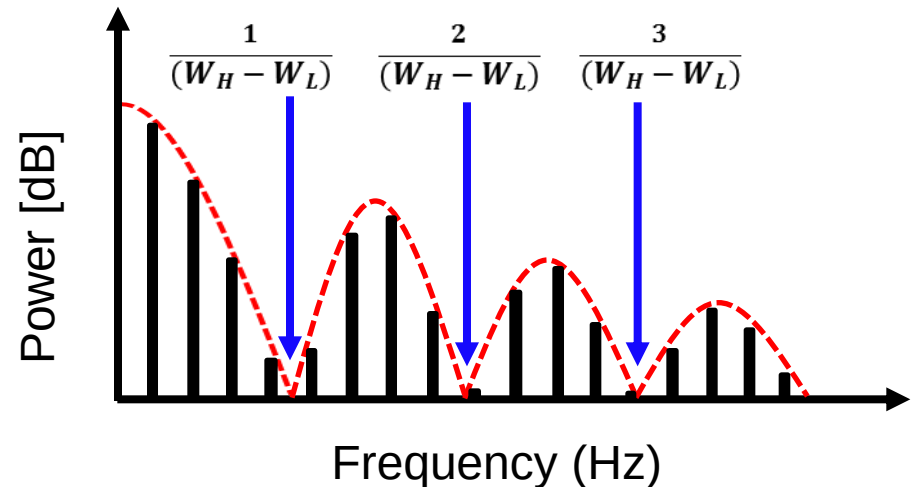
$$\therefore |f(\omega)| = \frac{1}{\omega} \sqrt{4\sin^2\{(\omega W_H - \omega W_L)/2\}} \quad (4-11)$$

$$= \frac{(W_H - W_L) \left| \sin\left\{\frac{\omega}{2}(W_H - W_L)\right\} \right|}{\frac{\omega}{2}(W_H - W_L)} \quad (4-12)$$

$$= (W_H - W_L) \left| \text{sinc}\left\{\frac{\omega}{2}(W_H - W_L)\right\} \right| = 0 \quad (4-13)$$

$$\text{よって } \left| \frac{\omega}{2}(W_H - W_L) \right| = n\pi \quad \text{より}$$

$f = n / (W_H - W_L)$ にノッチ発生



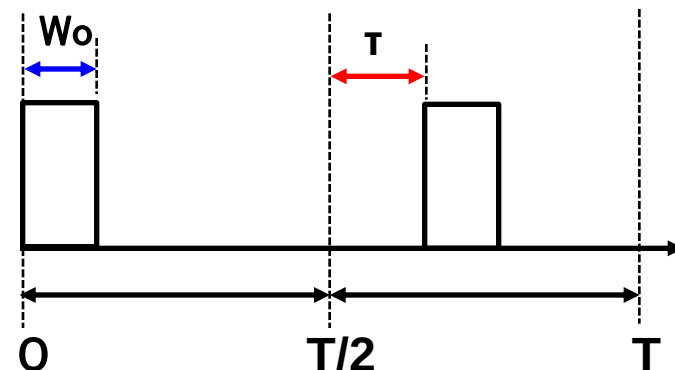
4.2 PPCパルスの解析（パルス位相/位置コーディング）

＊概要：

- ・PWCと同様に、周期の変化は2種のパルスが連続して発生した時
- ・2パルスを一周期としてフーリエ変換

＊パルス列のフーリエ変換：

- ・右図の2パルスを一周期として解析
- ・定義式より



PPCパルス列の配置

$$\begin{aligned}
 f(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \\
 &= \int_0^{W_0} e^{-j\omega t} dt + \int_{\frac{T}{2}+\tau}^{\frac{T}{2}+\tau+W_0} e^{-j\omega t} dt \quad (4-20)
 \end{aligned}$$

$$= -1/j\omega \{ (e^{-j\omega W_0} - 1) + (e^{-j\omega(\frac{T}{2}+\tau+W_0)} - e^{-j\omega(\frac{T}{2}+\tau)}) \} \quad (4-21)$$

ここで $e^{-j\omega \frac{T}{2}} = -1$ より

$$f(\omega) = -1/j\omega \{ (e^{-j\omega W_0} - 1) - (-e^{-j\omega(\tau+W_0)} + e^{-j\omega\tau}) \} \quad (4-22)$$

$$= +1/j\omega (e^{-j\omega W_0} - 1) \cdot (e^{-j\omega\tau} - 1) \quad (4-23)$$

* フーリエ変換の続き:

絶対値をとると

$$| \{e^{-j\omega W_0} - 1\} |^2 = \{ \cos(\omega W_0) - 1 \}^2 + \{ \sin(\omega W_H) \}^2 = 2 \{ 1 - \cos(\omega W_H) \} \quad (4-24)$$

$$\text{よって } |\omega f(\omega)|^2 = 4 \{ \{ 1 - \cos(\omega W_0) \} \cdot \{ 1 - \cos(\omega \tau) \} \} \quad (4-25)$$

前述の2倍角の定理より $\cos(2\theta) = \cos^2\theta - \sin^2\theta = 1 - 2\sin^2\theta$

$$\therefore |f(\omega)| = \frac{4}{\omega} \sqrt{\sin^2\{(\omega W_0)/2\} \cdot \sin^2\{(\omega \tau)/2\}} \quad (4-26)$$

$$= \frac{(\omega \cdot W_0 \cdot \tau) \left| \sin\left(\frac{\omega W_0}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\omega \tau}{2}\right) \right|}{\frac{\omega W_0}{2} \cdot \frac{\omega \tau}{2}} \quad (4-27)$$

$$= (\omega W_0 \tau) \left| \text{sinc}\left\{\frac{\omega W_0}{2}\right\} \cdot \text{sinc}\left\{\frac{\omega \tau}{2}\right\} \right| = 0 \quad (4-28)$$

$$\text{よって } \left| \frac{\omega}{2} W_0 \right| = n\pi \quad \text{より}$$

$$\underline{\underline{f = n / W_0, f = m / \tau_L \text{ にノッチ発生}}} \quad (4-29)$$

「パルス幅」と「位相差」に依存したスペクトラム特性

4.3 複合コーディングの解析 (パルス幅+位相/位置コーディング)

(PWPC:Pulse Width & Phase/Position Coding)

* 概要:PWC+PPC による複合コーディング

* 右図パルス列のフーリエ変換:

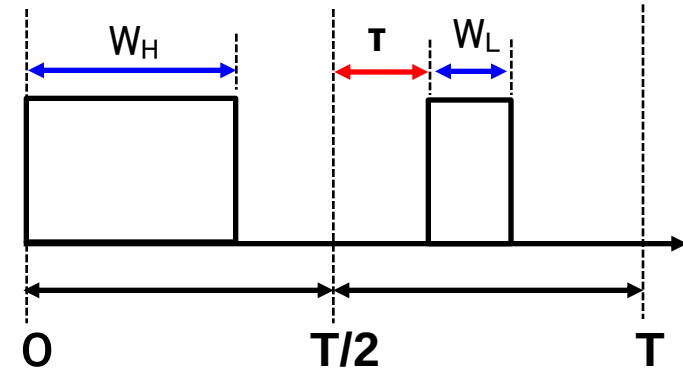
・定義式より

$$\begin{aligned}
 f(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \\
 &= \int_0^{W_H} e^{-j\omega t} dt + \int_{\frac{T}{2}+\tau}^{\frac{T}{2}+\tau+W_L} e^{-j\omega t} dt \\
 &= -1/j\omega \{ (e^{-j\omega W_H} - 1) + (e^{-j\omega(\frac{T}{2}+\tau+W_L)} - e^{-j\omega(\frac{T}{2}+\tau)}) \} \quad (4-30)
 \end{aligned}$$

ここで $e^{-j\omega \frac{T}{2}} = -1$ より

$$f(\omega) = -1/j\omega \{ (e^{-j\omega W_H} - 1) + (-e^{-j\omega(\tau+W_L)} + e^{-j\omega\tau}) \} \quad (4-31)$$

$$= +1/j\omega (e^{-j\omega W_H} - 1) \cdot (e^{-j\omega\tau} - 1) \quad (4-32)$$



PWPCパルス列の配置

* フーリエ変換の続き:

絶対値をとると

$$| \{e^{-j\omega W_0} - 1\} |^2 = \{ \cos(\omega W_0) - 1 \}^2 + \{ \sin(\omega W_0) \}^2 = 2 \{ 1 - \cos(\omega W_0) \} \quad (4-24)$$

$$\text{よって } |\omega f(\omega)|^2 = 4 \{ \{ 1 - \cos(\omega W_0) \} \cdot \{ 1 - \cos(\omega \tau) \} \} \quad (4-25)$$

前述の2倍角の定理より $\cos(2\theta) = \cos^2\theta - \sin^2\theta = 1 - 2\sin^2\theta$

$$\therefore |f(\omega)| = \frac{4}{\omega} \sqrt{\sin^2\{(\omega W_0)/2\} \cdot \sin^2\{(\omega \tau)/2\}} \quad (4-26)$$

$$= \frac{(\omega \cdot W_0 \cdot \tau) \left| \sin\left(\frac{\omega W_0}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\omega \tau}{2}\right) \right|}{\frac{\omega W_0}{2} \cdot \frac{\omega \tau}{2}} \quad (4-27)$$

$$= (\omega W_0 \tau) \left| \text{sinc}\left\{\frac{\omega W_0}{2}\right\} \cdot \text{sinc}\left\{\frac{\omega \tau}{2}\right\} \right| = 0 \quad (4-28)$$

$$\text{よって } \left| \frac{\omega}{2} W_0 \right| = n\pi \quad \text{より}$$

$$\underline{\underline{f = n/W_0, f = m/\tau \quad \text{にノッチ発生}}}$$

「パルス幅」と「位相シフト量」に依存したスペクトラム特性

パワーエレクトロニクス工学論

11-1 擬似アナログノイズ利用EMI低減技術

11-2 クロックレス電源への適用

11-3 パルスコーディング制御電源

11-4 ノッチ周波数の解析

11-5 PWC方式スイッチング電源の実装

5.1 PWC方式**降圧形**電源の実装結果

5.2 PWC方式**昇圧形**電源の実装結果

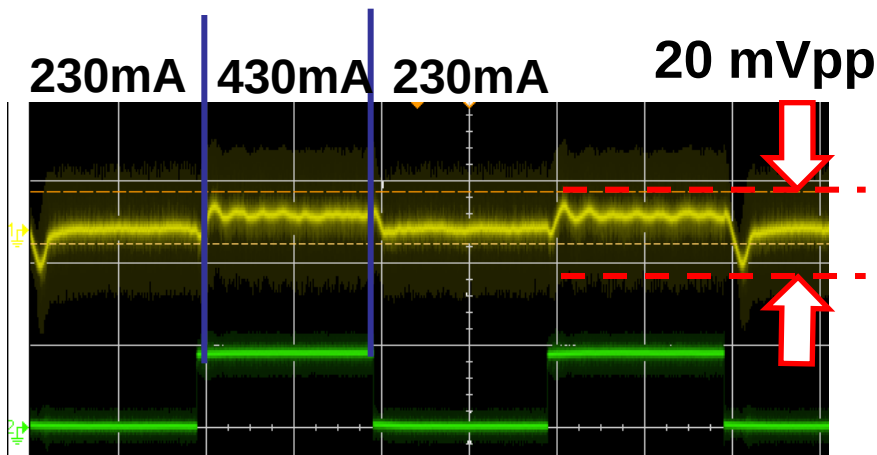
11-5 PWC方式スイッチング電源の実装

5.1 PWC方式降圧形電源の実装結果

- * 回路条件: $V_i=10\text{ V}$, $V_o=5.0\text{ V}$, $I_o=330\text{ mA}$, $L=100\text{ }\mu\text{H}$, $C=610\text{ }\mu\text{F}$
 - $F_{ck}=600\text{ kHz}$, $T=1.67\text{ }\mu\text{s}$, $W_H=1.46\text{ }\mu\text{s}$, $W_L=0.40\text{ }\mu\text{s}$

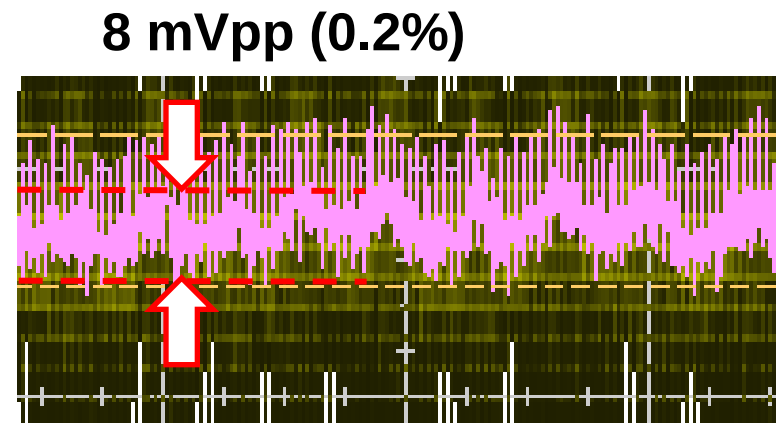
* 出力電圧リプル:

- ・定常リプル: $\Delta V_o = 8\text{ mV}_{pp}$ @ $I_o = 530\text{ mA}$ (V_o の0.2 %)
(GNDラインによるスパイクノイズを待機制限)
- ・過渡応答 : シュート = $\pm 10\text{ mV}$ @ $\Delta I_o = 200\text{ mA}$ (位相遅れ補償無し)



($\Delta I_o = 200\text{ mA}$ @ 500 Hz)

出力電圧リプル



(2.0MHzで帯域制限)

拡大リプル波形

* 各部の実測波形:

【条件】・ $V_i=10\text{ V}$, $V_o=5.0\text{ V}$, $I_o=330\text{ mA}$, $L=100\text{ }\mu\text{H}$, $C=610\text{ }\mu\text{F}$

・ $F_{ck}=600\text{ kHz}$, $T=1.67\text{ }\mu\text{s}$, $W_H=1.46\text{ }\mu\text{s}$, $W_L=0.40\text{ }\mu\text{s}$

【結果】実測波形

- ・SEL信号により、SW駆動パルスPWCのパルス幅が切替わる
- ・ $PWC=P_H$ @SEL=H
 $PWC=P_L$ @SEL=L



PWC降圧形電源の実測波形

* スペクトラム1:

【条件】

・ $F_{ck}=600\text{ kHz}$, $T=1.67\text{ }\mu\text{s}$, $W_H=1.46\text{ }\mu\text{s}$, $W_L=0.40\text{ }\mu\text{s}$

【結果】ノッチ周波数

・理論値:

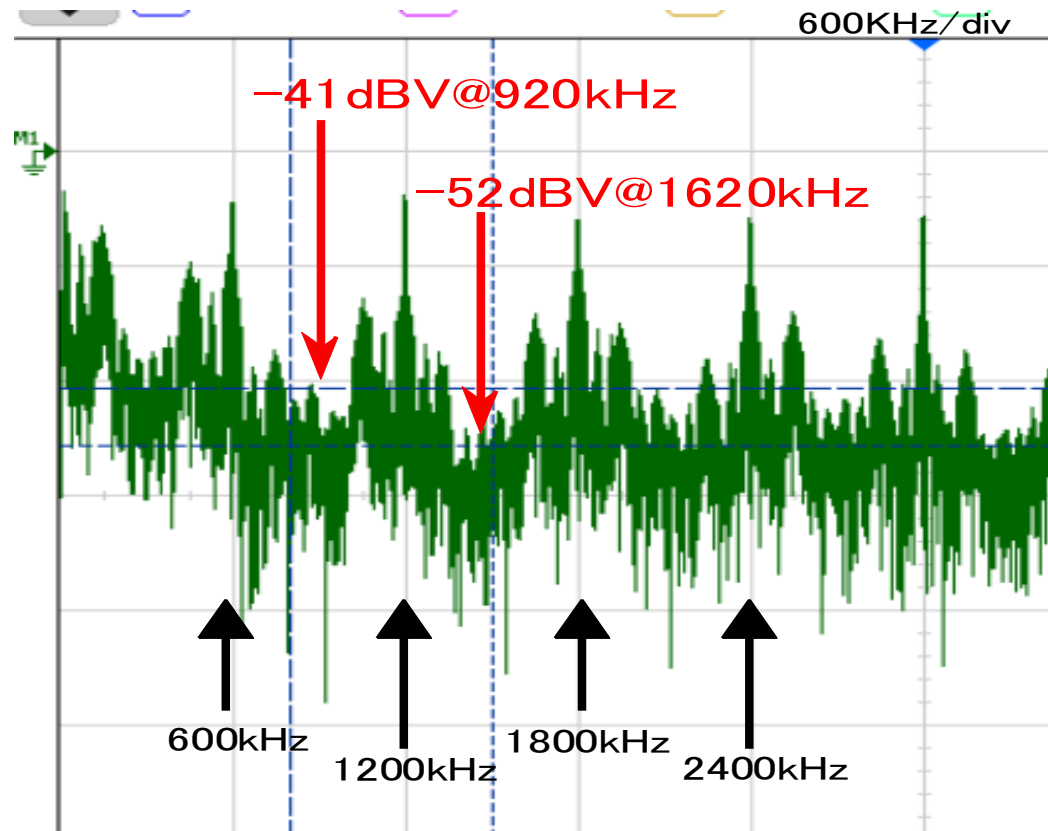
$$F_{NO} = N / 1.06\text{ }\mu\text{s} = 0.94 \cdot N\text{ MHz}$$

0.943 M, 1.89 M, 2.83 MHz

・実測値

$F_N = 0.92\text{ M}$, $1.42\text{ MHz} (?)$

● ほぼ 理論通りにノッチ発生



PWC降圧形電源のスペクトラム1

* スペクトラム2:

【条件】

・F_{ck}=600 kHz, T=1.67 μ s, W_H=1.32 μ s, W_L=0.00 μ s

(特殊パルス条件での確認)

【結果】ノッチ周波数

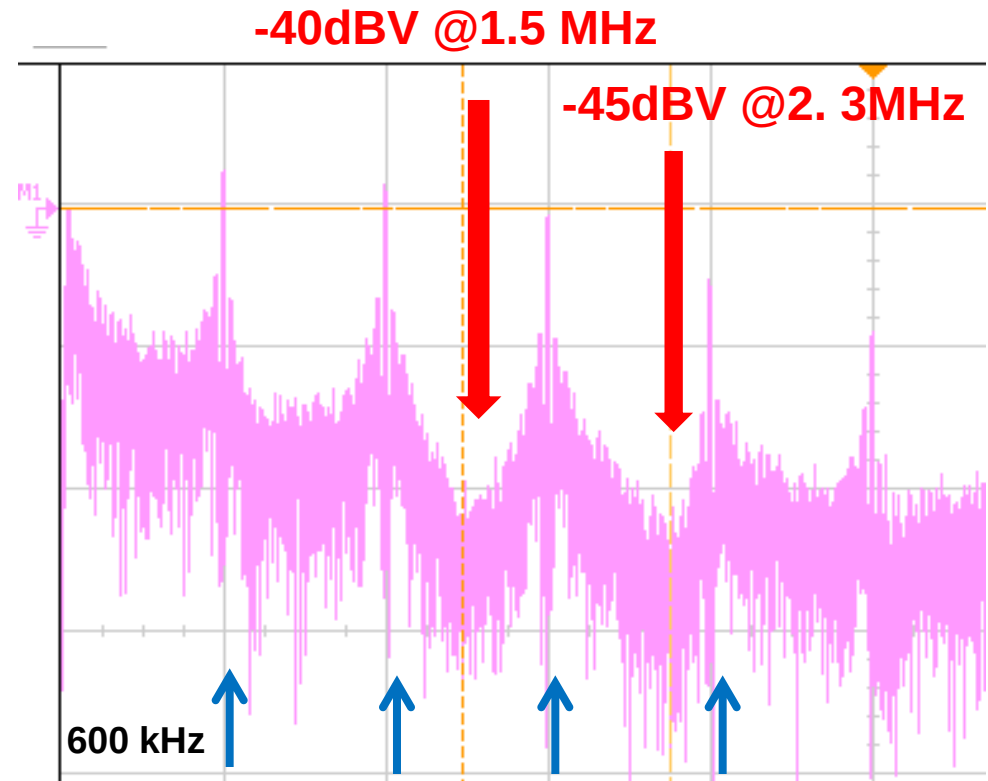
・理論値:

$F_{NO} = N / 1.32 \mu s = 0.76 \cdot N \text{ MHz}$
0.76 M, 1.52 M, 2.26 MHz

・実測値

$F_N = 1.5 \text{ M}, 2.3 \text{ MHz}$

●第1ノッチは 確認できず



PWC降圧形電源のスペクトラム2

5.2 PWC方式昇圧形電源の実装

【条件1】

・ $F = 160 \text{ kHz}$, $T \doteq 6.2 \text{ us}$, $W_H = 5.0 \text{ us}$, $W_L = 1.3 \text{ us}$

【結果1】ノッチ周波数:

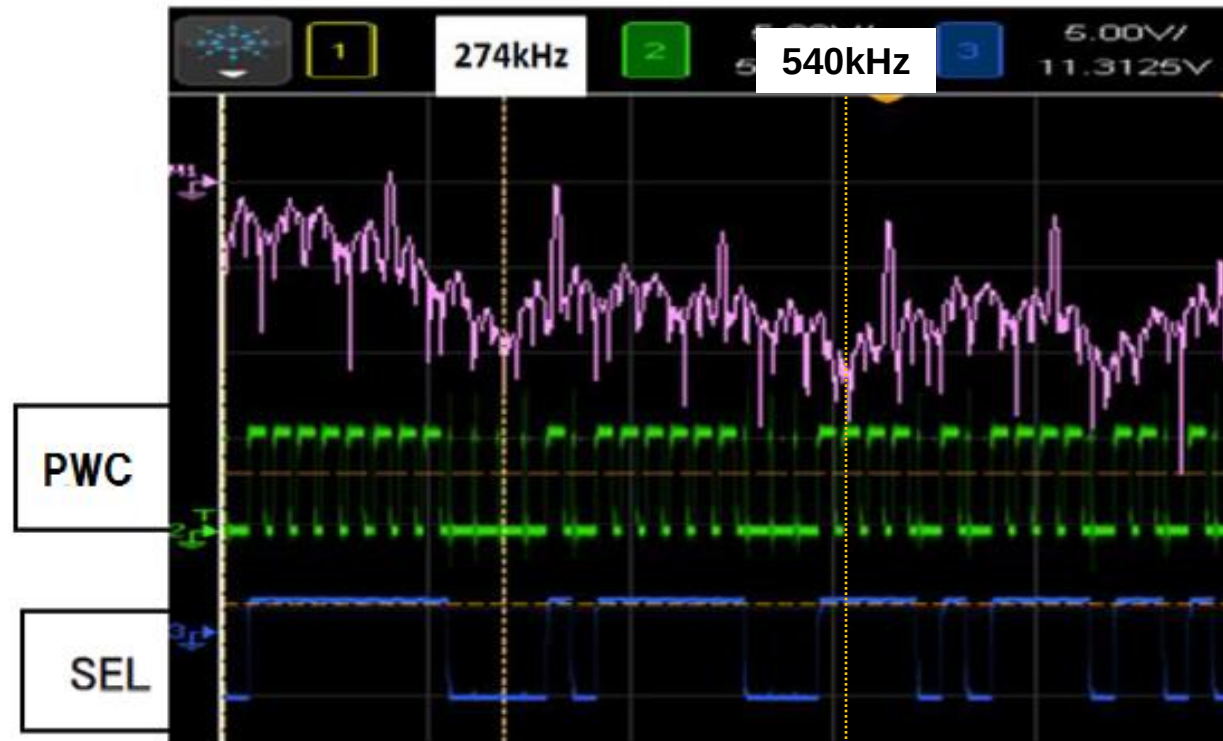
・理論値

$$F_{NO} = N / 3.7 \mu s = 270 \cdot N \text{ kHz}$$

・実測値

$$F_N = 274, 540 \text{ kHz}$$

★ノッチは、クロックと
第1高調波の間に発生



PWC昇圧形電源のスペクトラム1

【条件2】

・ $F = 160 \text{ kHz}$, $T \doteq 6.2 \text{ us}$, $W_H = 4.0 \text{ us}$, $W_L = 1.1 \text{ us}$

【結果2】ノッチ周波数:

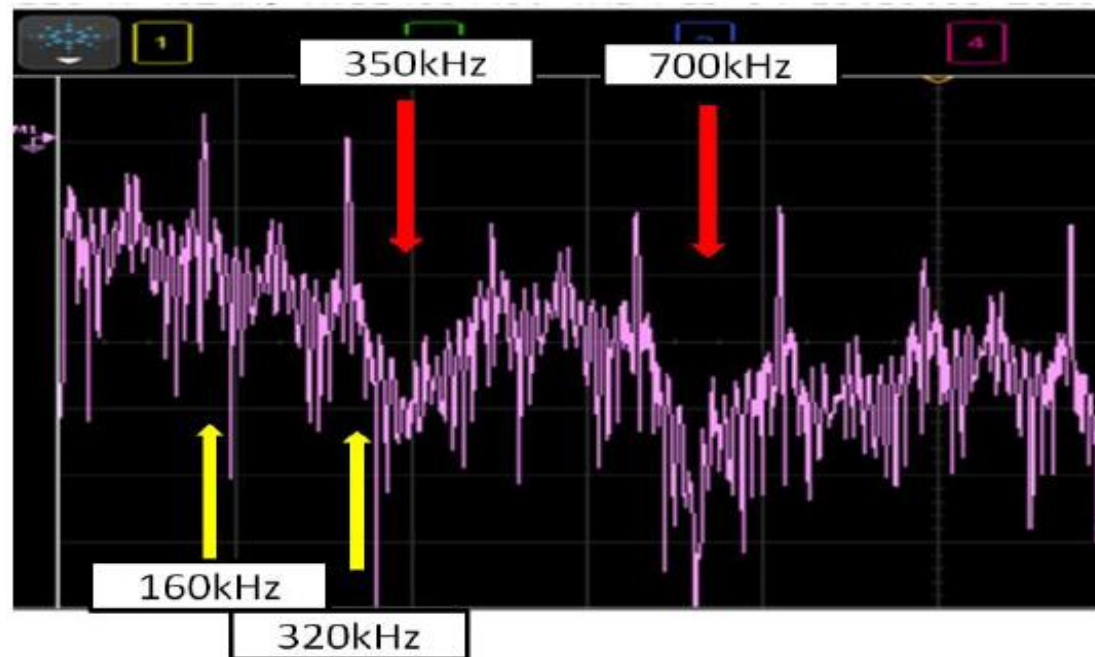
・理論値

$$F_{NO} = N / 2.9 \text{ us} = 345 \cdot N \text{ kHz}$$

・実測値

$F_N = 350, 700 \text{ kHz}$

★ノッチは、
第1と第2高調波の間に発生



PWC昇圧形電源のスペクトラム2

【条件3】 高周波化

・ $F = 420 \text{ kHz}$, $T \doteq 2.38 \text{ us}$, $W_H = 2.0 \text{ us}$, $W_L = 1.0 \text{ us}$

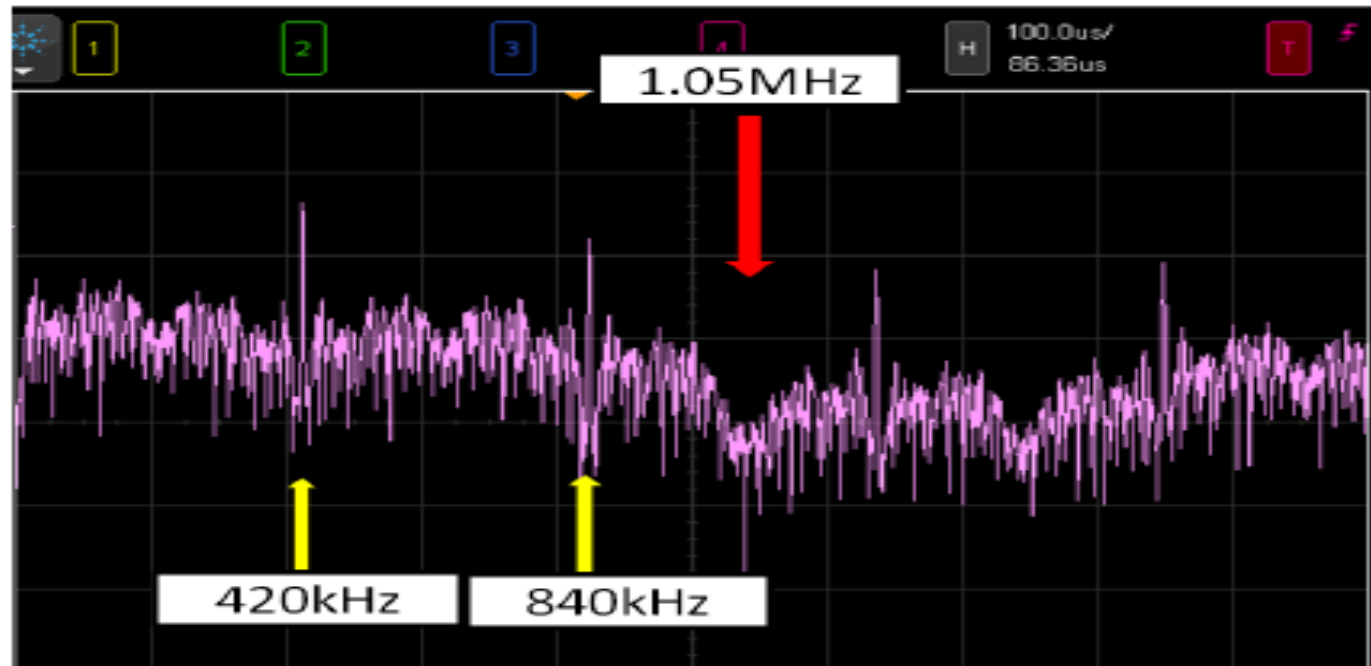
【結果3】 ノッチ周波数:

・理論値

$$F_{NO} = N / 1.0 \text{ us} = 1.0 \cdot N \text{ MHz}$$

・実測値

$F_N = 1.05 \text{ MHz} \Rightarrow \text{AMラジオ帯域に発生}$



PWC昇圧形電源のスペクトラム3

以上で公開講座を終了します。

何か質問はありませんか？