フィードフォワード回路による高周波スイッチング 整流器の出力電圧リップル抑制方法について

正員 青木 忠 一 (NTT)

正員 鋳 田 豊 (NTT)

1. ま え が き

近年、商用交流電圧を安定な直流電圧に変換する整流器に高周波スイッチング技術を適用して、小形・軽量化、高効率化が達成されてきている⁽¹⁾⁽²⁾。この整流器は全波整流部と DC-DC コンバータ部とから構成されており、更に DC-DC コンバータ部は入力フィルタと DC-DC コンバータから成っている。DC-DC コンバータはスイッチング周波数を高くすることにより、磁性部品およびコンデンサを小さくでき、小形・軽量化が可能となる。しかし、入力フィルタは三相商用交流を全波整流した波形に含まれる周波数 300 Hz または 360 Hz の大きなリップル分を抑制するため共振周波数を低く設計しており、DC-DC コンバータのスイッチング周波数が 20 kHz の場合で装置全体の重量および体積の 10% 以上を占めている。また、スイッチング周波数を高めて DC-DC コンバータを小形・軽量化しても入力フィルタの体積および重量は一定のため、装置全体に占める入力フィルタの割合が増加し、小形・軽量化のネックとなることが想定される。

一方、入力フィルタの共振周波数を高くして小形・軽量化を図ると、300 Hz または 360 Hz のリップル分が入力フィルタで抑制されずに DC-DC コンバータに入力されるため、出力にリップル分が現れる。これは、DC-DC コンバータでは安定性の面からフィードバック回路のゲインをあまり高くできず、このリップル分を十分に抑制できないためである。そこで、入力フィルタの共振周波数を高めた DC-DC コンバータ部の入

力電圧リップルと出力電圧リップルの比（入・出力リップル比）を安定性を損なわずに制御回路により改善する方法について検討した。

本論文では、入力電圧リップルを検出するフィードフォワード回路⁽⁴⁾⁽⁵⁾による入・出力リップル比改善効果について、状態平均化法を用いた解析と実験結果に基づく定量化を行い、更に入力電圧の直流分の変化による改善効果の低下を防止する補償回路を提案する。最後に、入力フィルタの共振周波数に対するフィードフォワード回路ゲインの関係について述べる。

2. DC-DC コンバータ部の伝達関数

〈2.1〉 主回路 高周波スイッチング整流器の DC-DC コンバータ部の入・出力リップル比を解析によって求めるため、図 1 に示すフィードフォワード回路を付加した場合の DC-DC コンバータ部の伝達関数を導出する。

まず、主回路の伝達関数を状態平均化法⁽⁶⁾を用いて求める。トランジスタがオンのときはダイオード D_2 がオンし、ダイオード D_1 および D_3 がオフとなり、

図 1 高周波スイッチング整流器の DC-DC コンバータ部

Fig. 1. DC-DC converter stage of switched-mode rectifier.

A Method of Decreasing the Output Voltage Ripple in a Switched-Mode Rectifier with a Feedforward Circuit. By Tadahito Aoki, Member (NTT Applied Electronics Laboratories) & Yutaka Kuwata, Member (NTT Network Systems Development Center).

青木忠一: 正員, NTT電子応用研究所

鋳田 豊: 正員, NTTネットワークシステム開発センター

図 2 主回路の等価回路

Fig. 2. Equivalent circuits for main converter circuit.

トランジスタがオフのときはダイオード D_1 および D_3 がオンし、ダイオード D_2 がオフとなるため、主回路の等価回路は図 2 に示すようになる。変圧器の漏れインダクタンスは、出力フィルタのリアクトルのインダクタンスに比べ非常に小さいので無視した。なお、記号は次のように定義する。

- E_i : 入力電圧
- E_o : 出力電圧
- L_i : 入力フィルタのリアクトルのインダクタンス
- L_o : 出力フィルタのリアクトルのインダクタンス
- L_c : 出力フィルタのリアクトルの等価直列インダクタンス
- C_i : 入力フィルタのコンデンサ容量
- C_o : 出力フィルタのコンデンサ容量
- r_1 : 整流用ダイオード D_1 のオン抵抗
- r_2 : 出力フィルタのコンデンサの等価直列抵抗
- r_3 : フリーホイールダイオード D_3 のオン抵抗
- R_L : 負荷抵抗
- n : 変圧器の巻数比 (一次/二次)
- i_{Li} : 入力フィルタのリアクトルに流れる電流
- i_{Lo} : 出力フィルタのリアクトルに流れる電流
- i_{Lc} : 出力フィルタのリアクトルの等価直列インダクタンスに流れる電流
- e_1 : 入力フィルタのコンデンサ電圧
- e_2 : 出力フィルタのコンデンサ電圧

図 2 より、状態ベクトル $\mathbf{X} = \{i_{Li}, i_{Lo}, i_{Lc}, e_1, e_2\}'$ について次の状態方程式を得る。

〔トランジスタのオン時〕

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{X} + \mathbf{b}_1 E_i \quad \dots\dots\dots (1)$$

〔トランジスタのオフ時〕

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{X} + \mathbf{b}_2 E_i \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここで $\mathbf{A}_1$, $\mathbf{A}_2$ および $\mathbf{b}_1$, $\mathbf{b}_2$ は次のように示される。

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & -\frac{r_1 + R_L}{L_o} & \frac{R_L}{L_o} & \frac{1}{nL_o} & 0 \\ 0 & \frac{R_L}{L_c} & -\frac{r_2 + R_L}{L_c} & 0 & -\frac{1}{L_c} \\ \frac{1}{C_i} & -\frac{1}{nC_i} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$\mathbf{b}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & -\frac{r_3 + R_L}{L_o} & \frac{R_L}{L_o} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_L}{L_c} & -\frac{r_2 + R_L}{L_c} & 0 & -\frac{1}{L_c} \\ \frac{1}{C_i} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$\mathbf{b}_2 = \mathbf{b}_1 \quad \dots\dots\dots (6)$$

次に、デューティ比を D とし、整流用ダイオードのオン抵抗 r_1 とフリーホイールダイオードのオン抵抗 r_3 が等しいとすると、平均状態ベクトル $\hat{\mathbf{X}} = \{i_{Li}, i_{Lo}, i_{Lc}, e_1, e_2\}'$ を用いることにより (1)~(6) 式から (7) 式を得る。

$$\frac{d\hat{\mathbf{X}}}{dt} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{X}} + \mathbf{b} E_i \quad \dots\dots\dots (7)$$

ここで、 $\mathbf{A}$, $\mathbf{b}$ は次のように示される。

$$\mathbf{A} = D_1 \mathbf{A}_1 + (1-D) \mathbf{A}_2$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & -\frac{r_1+R_L}{L_0} & \frac{R_L}{L_0} & \frac{D}{nL_0} & 0 \\ 0 & \frac{R_L}{L_c} & -\frac{r_2+R_L}{L_c} & 0 & -\frac{1}{L_c} \\ \frac{1}{C_i} & -\frac{D}{nC_i} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$b = D b_1 + (1-D) b_2$$

$$b = b_1 = b_2 \quad \dots\dots\dots (9)$$

平衡状態から $D \rightarrow D + \Delta D$, $E_i \rightarrow E_i + \Delta E_i$ のように微小変化し, 平均状態ベクトルの定常値が $\bar{X}_s \rightarrow \bar{X}_s + \Delta \bar{X}_s = [i_{Li} \rightarrow i_{Li} + \Delta i_{Li}, i_{L0} \rightarrow i_{L0} + \Delta i_{L0}, i_{Lc} \rightarrow i_{Lc} + \Delta i_{Lc}, e_1 \rightarrow e_1 + \Delta e_1, e_2 \rightarrow e_2 + \Delta e_2]^T$ のように変化したとすると, $\bar{X}_s$ の微小変動に対する線形微分方程式は二次の微小項を無視して線形近似を行うことにより次式となる。

$$\frac{d \Delta \bar{X}_s}{dt} \cong A \Delta \bar{X}_s + [(A_1 - A_2) \bar{X}_s + (b_1 - b_2) E_i] \Delta D + b \Delta E_i \dots (10)$$

上式に各回路方程式の係数行列およびベクトルを代入してラプラス変換し, デューティ比の変動分 ΔD と入力電圧変動分 ΔE_i に対する出力電圧変動分 ΔE_o のそれぞれの伝達関数 $G_c(s)$, $G_f(s)$ を求めると以下の式となる。

$$\begin{aligned} G_c(s) &= \frac{\Delta E_o(s)}{\Delta D(s)} \\ &= R_L \left(\frac{\Delta i_{L0}(s)}{\Delta D(s)} - \frac{\Delta i_{Lc}(s)}{\Delta D(s)} \right) \\ &= \frac{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G_f(s) &= \frac{\Delta E_o(s)}{\Delta E_i(s)} \\ &= R_L \left(\frac{\Delta i_{L0}(s)}{\Delta E_i(s)} - \frac{\Delta i_{Lc}(s)}{\Delta E_i(s)} \right) \\ &= \frac{c_3 s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0}{s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} D \quad \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

ただし, $a_0 \sim a_4$ は主回路定数およびデューティ比により, $b_0 \sim b_4$ は主回路定数, デューティ比および i_{Li} , i_{L0} , E_i の定常値により, $c_0 \sim c_3$ は主回路定数により表される係数である。

〈2.2〉 フィードバック回路とフィードフォワード回路 図3に示すフィードバック回路の伝達関数 $G_b(s)$ は出力電圧検出回路と誤差増幅器の伝達関数の積で示され, 誤差増幅器のゲインを非常に大きいと仮定すると次式となる。

$$G_b(s) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{R_{in} + R_f}{R_{in}} \quad \dots\dots\dots (13)$$

図4に示すフィードフォワード回路はコンデンサ C_f と, 分圧抵抗 R_{f1} , R_{f2} を直列に接続して R_{f2} の電圧を検出することにより, 入力電圧リブルのみを検出する回路であり, 伝達関数 $G_a(s)$ は次式となる。

$$G_a(s) = \frac{s C_f R_{f2}}{1 + s C_f (R_{f1} + R_{f2})} \quad \dots\dots\dots (14)$$

加算器はフィードフォワード回路出力とフィードバック回路出力を加え合わせる回路であり, その出力はPWM回路の入力となる。

また図1に示すPWM回路は, 加算器出力 V_0 とのこぎり波 V_s を比較してデューティ比を決定する回路であり, 図5に示すように $V_0 > V_s$ の期間にオン, $V_0 < V_s$ の期間にオフのパルス波を, 変圧器の飽和を防ぐためデューティ比が0.5以上にならないように一周期おきに出力する。従って, PWM回路の入力

図3 フィードバック回路

Fig. 3. Feedback circuit.

図4 フィードフォワード回路

Fig. 4. Feedforward circuit.

図 5 PWM 回路の入出力波形

Fig. 5. PWM circuit input voltage and output voltage waveforms.

電圧がのこぎり波の波高値 H_n と等しくなったとき、デューティ比が 0.5 となるので、PWM 回路の伝達関数 $G_p(s)$ は (15) 式となり、定数 K_p で表される。

$$G_p(s) = 0.5/H_n = K_p \quad \dots (15)$$

3. フィードフォワード回路による入・出力リップル比の改善効果⁽⁷⁾

〈3.1〉 フィードフォワード回路と入・出力リップル比 図 1 に示す DC-DC コンバータ部の回路図を、第 2 章で求めた伝達関数を用いて構成図に表すと図 6 となる。同図より、DC-DC コンバータ部の入力電圧リップル $\Delta E_i(s)$ に対する出力電圧リップル $\Delta E_o(s)$ の関係を求めると次式となる。

$$\frac{\Delta E_o(s)}{\Delta E_i(s)} = \left| \frac{G_f(s) - G_a(s)G_p(s)G_c(s)}{1 + G_b(s)G_p(s)G_c(s)} \right| \dots (16)$$

(16) 式より、フィードフォワード回路を制御系に付加することで分子の第二項が新たに加わるため、フィードフォワード回路の伝達関数 $G_a(s)$ を適切に選ぶことによって分子を零にすることが可能であることがわかる。(16) 式の分子を零にできるフィードフォワード回路のゲインを最適ゲイン $G_{a\text{opt}}(s)$ とすると、 $G_{a\text{opt}}(s)$ は (17) 式で示される。

$$G_{a\text{opt}}(s) = \frac{1}{\{(1 + L_i C_i s^2)e_1/D - L_i i_{Lo} s/n\} K_p} \quad \dots (17)$$

〈3.2〉 実験結果 本項では、一例として入力フィルタの共振周波数を 6.85 kHz ($L_i = 45 \mu\text{H}$, $C_i = 12 \mu\text{F}$) とした場合の入・出力リップル比の実験値と解析値を比較することにより、フィードフォワード回路のリップル比改善効果について確認すると共に、前節までに述べた解析結果の妥当性を検証する。なお、出力フィルタの共振周波数は 536 Hz ($L_o = 166 \mu\text{H}$, $C_o =$

図 6 DC-DC コンバータ部の構成図

Fig. 6. Block diagram of DC-DC converter stage.

図 7 フィードフォワード回路のゲインと入・出力リップル比

Fig. 7. Relationship between feedforward circuit gain and input-output ripple ratio.

530 μF) であり、実験は DC-DC コンバータ部の入力直流電圧に周波数 300 Hz の交流電圧を重ねることにより行った。実験条件は、入力直流電圧 DC 50 V、出力電圧 DC 9 V、出力電流 9 A、デューティ比 0.308、スイッチング周波数 40 kHz である。

周波数 300 Hz におけるフィードフォワード回路のゲイン G_a (出力電圧/入力電圧 = 1 のとき 0 dB) と入・出力リップル比の関係を図 7 に示す。ゲイン G_a が高くなるにつれて入・出力リップル比は小さくなり、-26 dB 付近で最小値 (-88 dB) となる。更に、ゲイン G_a を高くすると逆にリップル比が大きくなる。解析値と実験値はよく一致しており、これまでの解析結果が正しいことがわかる。図 8 (a), (b), (c) は図 7 の a, b, c 点における出力電圧リップルの波形写真である。b 点に

図 8 出力電圧リプル波形

Fig. 8. Output ripple voltage waveforms.

において、 a 、 c 点の出力電圧リプル波形に比べてリプル分がほとんど現れていないことがわかる。これらのことにより、 $G_a = -26$ dB 付近で(16)式の分子がほぼ零になり、周波数 300 Hz におけるフィードフォワード回路の最適ゲイン $G_{a, \text{opt}}$ が -26 dB 付近にあることがわかる。また、最適ゲインを超えた場合〔図 8 (c)〕, 出力電圧リプルが入力電圧リプルと比較して位相が 180° ずれて反転していることがわかる。これはフィードフォワード回路には帰還制御ループがなく、ゲイン G_a が高すぎて過制御になっているためである。なお、出力電圧リプルの雑音はスイッチング雑音による影響である。

4. フィードフォワード回路におけるゲイン補償回路の適用

〈4.1〉 入力電圧の直流分の変化と最適ゲイン

整流器の入力電圧である 商用交流電圧は $\pm 10\%$ 程度の範囲で変動するが、その場合、DC-DC コンバータ部の入力電圧の直流分も変化する。そこで、この入力電圧の変動がフィードフォワード回路の特性に及ぼす影響を考察する。

(17)式で示される最適ゲイン $G_{a, \text{opt}}(s)$ は、入力電圧の直流分 $E_{i, \text{dc}}$ と入力フィルタのコンデンサ電圧 e_1 が等しいとし、分母の第 2 項が第 1 項に比べて非常に小さいとすれば、(18)式で近似される。

(出力電圧 DC9V、出力電流 9A)

図 9 入力電圧の直流分の変動分と入・出力リプル比

Fig. 9. Relationship between input DC voltage variation and input-output ripple ratio.

$$G_{a, \text{opt}}(s) \cong \frac{1}{\{(1 + L_i C_i s^2) E_{i, \text{dc}} / D\} K_p} \dots (18)$$

更に、デューティ比が $D \cong E_o n / E_{i, \text{dc}}$ で近似されると(18)式は次式となる。

$$G_{a, \text{opt}}(s) \cong \frac{E_o n}{(1 + L_i C_i s^2) (E_{i, \text{dc}})^2 K_p} \dots (19)$$

上式より、入力電圧の直流分が定値から変動すると、最適ゲイン $G_{a, \text{opt}}(s)$ が $1/(E_{i, \text{dc}})^2$ に比例して変化することがわかる。換言すれば、DC-DC コンバータ部の入・出力リプル比は、図 9 に示すように入力電圧の直流分が設定値から減少しても増加しても大きくなり、リプル比改善効果が低下すること、また解析値と実験値がよく一致していることがわかる。

〈4.2〉 ゲイン補償回路の適用 入力電圧の直流分の変化によるフィードフォワード回路の改善効果の低下を防止するためには(19)式より、フィードフォワード回路のゲインを $1/(E_{i, \text{dc}})^2$ に比例して変化させる必要がある。そこで、改善効果の低下を防ぐため、図 10 に示すゲイン補償回路について検討した。

フィードフォワード回路のゲイン $G_a(s)$ を整流器の商用交流入力電圧が定値のときに最適ゲインとなるように設定した場合、図 10 に示すゲイン補償回路を付加したフィードフォワード回路の伝達関数 $G_a'(s)$ は、コンデンサ C_c のインピーダンスが交流分に対して無視できるほど小さいとすると、(20)式により近似される。

図 10 ゲイン補償回路
Fig. 10. Gain compensation circuit.

図 11 ゲイン補償回路付加時の入力電圧の
直流分の変動分と入・出力リプル比
Fig. 11. Relationship between input DC volt-
age variation and input-output ripple ratio
with the gain compensation circuit.

$$G_a'(s) = \frac{G_a(s)}{(E_{i\text{dc}}/E_{i\text{no}})^2} \dots\dots\dots (20)$$

ただし、 $E_{i\text{no}}$ は整流器の商用交流入力電圧が定格値
のときの直流分である。

また、補償回路を付加したときの入・出力リプル比
は(21)式で示される。

$$\frac{\Delta E_o(s)}{\Delta E_i(s)} = \left| \frac{G_f(s) - G_a'(s)G_p(s)G_c(s)}{1 + G_b(s)G_p(s)G_c(s)} \right| \dots\dots (21)$$

ゲイン補償回路をフィードフォワード回路に付加し
た場合と、付加しない場合の入力電圧の直流分の変化

分に対する入・出力リプル比の一例を図 11 に示す。
解析値と実験値はほぼ一致しており、ゲイン補償回路
がない場合は直流分の変化によりリプル比が大きくな
るのに対して、ゲイン補償回路を付加した場合は直流
分が変化してもリプル比があまり変化していないこと
から、ゲイン補償回路が直流分の変化に対して非常に
有効に動作していることがわかる。従って、入力電圧
の直流分が±10% 変動してもゲイン補償回路を付加
することにより付加しない場合に比べて、約 20 dB 入・
出力リプル比を改善可能で、従来の入力フィルタの共
振周波数が低い DC-DC コンバータ部と同程度以上
の約 -80 dB 以下に入・出力リプル比を保つことが
できる。

5. 入力フィルタの共振周波数とフィード フォワード回路の最適ゲインの設計法

フィードフォワード回路にゲイン補償回路を付加す
る制御方法により、周波数 300 Hz または 360 Hz の
リプル分を入力フィルタで抑制しなくても、十分に制
御回路により抑制することができることがわかった。
従来、整流器の DC-DC コンバータ部の入力フィル
タの共振周波数の設計、すなわち入力フィルタ定数の
設計は、

- (i) 周波数 300 Hz または 360 Hz のリプル分の
抑制量
- (ii) 入力電源側への帰還雑音量
- (iii) 入力ラインの出力インピーダンス

の三条件により行われていた⁽³⁾⁽⁸⁾が、ここで述べた新
しい制御方法を用いることにより、(ii)、(iii)の条件
のみを考慮するだけで設計することができ、DC-DC
コンバータ用の入力フィルタの場合⁽⁹⁾と同様に共振周
波数を高く設計することが可能となった。

そこで、最後にフィードフォワード回路の設計に
必要な入力フィルタの共振周波数 R_{es} と最適ゲイン
 $G_{a\text{opt}}$ の関係を、次の(22)式に示される K をパラメ
ータとして(19)式により求め、図 12 に示す。

$$K = \frac{E_o n}{(E_{i\text{dc}})^2 K_p} \dots\dots\dots (22)$$

同図より、共振周波数が高くなるにつれて最適ゲイン
は一定の値に近づき、この値は K を dB 換算した
値 (0.052 = -25.68 dB, 0.048 = -26.38 dB, 0.045 =
-26.94 dB) に等しいことから、入力フィルタの共振
周波数が数 kHz 以上の場合、最適ゲインは入力電圧
の直流分、出力電圧、変圧器の巻数比および PWM
回路の伝達関数によって設定できることがわかる。

以上の検討結果より、入力フィルタの共振周波数が

図 12 入力フィルタの共振周波数と最適ゲイン

Fig. 12. Relationship between input filter resonant frequency and optimum gain.

前述の設計条件(Ⅱ), (Ⅲ)により決定できれば、フィードフォワード回路の最適ゲインを求めることができる。更に、図4に示すフィードフォワード回路の分圧抵抗の分圧比により、この最適ゲインは簡単に設定することができるため、所期の入力電圧リプル抑制特性をもつ整流器を得ることが可能である。

6. む す び

高周波スイッチング整流器の入力フィルタの共振周波数を高くしてフィルタを小形・軽量化し、整流器全体の小形・軽量化を図るため、DC-DC コンバータ部に入力電圧リプルを検出するフィードフォワード回路を付加し、周波数 300 Hz または 360 Hz における入・出力リプル比を改善することを検討した。更に、入力フィルタの共振周波数に対するフィードフォワード回路の最適ゲインの関係を基に入力電圧リプル抑制回路の設計法を示した。これらにより、以下の知見が得られた。

(1) フィードフォワード回路を付加することで、周波数 300 Hz または 360 Hz における入・出力リプル比を大幅に改善することができ、入力フィルタの共振周波数を高くしても、低周波設計の場合と同等以上の入・出力リプル比を得ることができる。

(2) フィードフォワード回路のゲインには入・出

力リプル比を最小にできる最適ゲインがあり、その最適ゲインは入力電圧の直流分の二乗分の一に比例して変化する。

(3) 直流分の二乗分の一に比例してフィードフォワード回路のゲインを変えるゲイン補償回路をフィードフォワード回路に付加することで、直流分の変化による入・出力リプル比改善効果の低下を防止することができる。

(4) 入力フィルタの共振周波数を数 kHz 以上に設計できる場合、最適ゲインは共振周波数に関係なく設計することができる。

以上の結果から、フィードフォワード回路にゲイン補償回路を付加する制御方法を用い、高周波スイッチング整流器の入力フィルタの共振周波数を高く設計することにより、入力フィルタの大幅な小形・軽量化が図れ、整流器全体の小形・軽量化が実現できることを明らかにした。

終りに、本研究を進めるうえで有益な助言をいただいた NTT 電子応用研究所 四元主席研究員、尾形主幹研究員ならびに NTT ネットワーク開発センタ 大橋主幹技師に感謝致します。

(昭和 63 年 1 月 7 日受付)

文 献

- (1) Y. Kuwata, Y. Ohashi & K. Yotsumoto: "Characteristics of a New Series-Resonant Converter with a Parallel Resonant Circuit", INTELEC '87, p. 204 (1987)
- (2) 榊原・鍛田:「高周波スイッチング整流器の低損失化」, 信学技法, PE-84, 2, 7 (昭 59-1)
- (3) 鍛田・浅見:「一石フォワードコンバータを用いた整流器」, 同上, PE-85, 16, 29 (昭 60-7)
- (4) S.S. Kelkar & F.C. Lee: "Adaptive Feedforward Input Filter Compensation for Switching Regulators", Power Concept, Inc. B-1, 1 (1982)
- (5) 青木・鍛田:「スイッチング整流器の出力電圧変動抑制法」, 昭 62 電子情報通信学会全大, No. 2610
- (6) R.D. Middlebrook & S. Cuk: "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stage", IEEE PESC '76 Record, p. 18 (1976)
- (7) 青木・鍛田:「出力電圧変動を抑制した高周波スイッチング整流器」, 信学技法, PE-87, 1, 1 (昭 62-5)
- (8) K. Yotsumoto, Y. Ohashi & Y. Kuwata: "Development of an Efficient, Lightweight Switched-Mode Power Supply for Telecommunications Network Use", IEEE INTELEC '86, p. 25 (1986)
- (9) Y. Yu & F.C. Lee: "Input-Filter Design for Switching Regulators", IEEE Aerosp. Electron. Syst., AES-15, No. 5 (1979)