

フォワード・フライバック複合コンバータの動特性 解析

楠原, 良人

九州大学大学院システム情報科学府電気電子システム工学専攻 : 博士後期課程

二宮, 保

九州大学大学院システム情報科学研究院電気電子システム工学部門

中山, 旭

九州大学大学院システム情報科学府電気電子システム工学専攻 : 修士課程

中川, 伸

フィデリックス

<https://doi.org/10.15017/1517911>

出版情報 : 九州大学大学院システム情報科学紀要. 12 (2), pp.87-92, 2007-09-26. 九州大学大学院システム情報科学研究院

バージョン :

権利関係 :

フォワード・フライバック複合コンバータの動特性解析

楠原良人*・二宮保**・中山旭***・中川伸†

Analysis of Dynamic Characteristics for Forward-Flyback Mixed Converter

Yoshito KUSUHARA, Tamotsu NINOMIYA, Asahi NAKAYAMA and Shin NAKAGAWA

(Received June 15, 2007)

Abstract: This paper presents novel DC-DC converter that mixed both forward and flyback action. Previously, we proposed this converter that has prominent features of reducing the voltage of main switch and the current ripple of output inductor, and as a result, the high efficiency and the size reduction were obtained as reported in the previous paper. This paper presents detailed analysis including equivalent series resistance(ESR), the dynamic characteristics for the continuous-conduction-mode operation by using the extended state space averaging method, and the effects of some circuit parameters. Furthermore the experiment and the simulation by a circuit simulator are described to confirm the analysis.

Keywords: Forward-flyback mixed converter, Dynamic characteristics, Equivalent series resistance, Extended state-space averaging method

1. はじめに

近年、エネルギー保護や待機電力の観点から電子機器の省エネの需要は高レベルで求められており、スイッチングコンバータに要求される技術要素としては、小型化、高効率化、高安定化、高信頼性などが挙げられる。スイッチングコンバータの標準的な回路方式にフライバックコンバータとフォワードコンバータがある。フライバックコンバータは、メインスイッチがオンの期間にトランスに蓄積された励磁エネルギーをオフの期間に2次側へ吐き出し、負荷へ電力供給する。同様に、フォワードコンバータはオンの期間に1次側のエネルギーを2次側へ伝達し、オフ期間にはリセット巻線により磁束リセットを行い、このときの励磁エネルギーは、損失電力として抵抗で消費するか、電源側へ無効電力として回生するかのいずれかで、有効電力には寄与しない。この2つのコンバータ方式を同時に駆動する原理を応用したコンバータの原形は、文献1), 2)にDual Mode Forward/Flyback Converterとして報告されている。

筆者らは、これまで、コンバータに要求される技術要素の高効率化、高安定化を目標にフォワードとフライバックの機能を持った新しいフォワード・フライバック複合コンバータ(Forward-Flyback-Mixed Converter :以下FFB)を提案し、解析と実験を行い、報告してきた³⁾⁻⁵⁾。フォワードコンバータにおける還流ダイオードのアン-

ド端子の接続点をフライバック巻線側に変更すると、これまでに発表されていない新しいトポロジーが得られる。FFBは、2つのコンバータの機能を複合的に組み合わせ、スイッチオンの期間はフォワードコンバータとして負荷へ電力を供給し、オフの期間にもフライバックコンバータとして有効電力を負荷へ供給する機能を有している。FFBは2次側にリセット巻線を配置することで励磁エネルギーは、出力に有効電力として回生され、コンバータの効率改善が行われる。FFBは、高効率、スイッチ耐圧の低減、出力電流リップルの抑制、損失低減などの特長を有している。これまでに明らかとなった特性は以下の通りである⁶⁾。

(1)効率が出力電圧・電流・電力において、18V/6A/108Wのとき、94%の最高効率を示した。

(2)スイッチ耐圧がフォワードコンバータに比べ約25%低減した

(3)巻線数を n_1, n_2, n_3 、寄生抵抗を r 、負荷抵抗を R_L 、時比率を D 、2次側換算励磁インダクタンスを L'_p 、出力リアクタルを L_2 とすると、出力電圧がインダクタンス比 L'_p/L_2 で表される式(1)となる。

$$V_o = 2DV'_{in} \frac{\left\{1 - \frac{1}{2} \frac{L'_p}{L_2} \left(1 - \frac{L'_p}{L_2}\right) \frac{r}{R_L}\right\}}{1 + \left\{1 + \frac{L'_p}{L_2} \left(1 + \frac{L'_p}{L_2}\right) D\right\} \frac{r}{R_L}} \quad (1)$$

本論文では、シンプルな回路構成で高効率を実現するFFBの動作特性を解明するために、拡張状態平均化法を用いて、動特性解析モデルを生成するとともに伝達関数を導出し、これをもとに、定常状態における高周波領域での等価直列抵抗(ESR)の安定性への影響について明ら

平成19年6月15日受付

* 電気電子システム工学専攻博士後期課程

** 電気電子システム工学部門

*** 電気電子システム工学専攻修士課程

† フィデリックス

かにする^{7)~9)}。具体的には、時比率 D が微小変動した場合の周波数応答による動特性の安定性について、解析とシミュレーションおよび実験により検証したので報告する。

2. 回路構成と動作

FFBの基本回路構成をFig. 1に、スイッチングシーケンスをTable 1に示す。主な構成素子は Q_1 がメインスイッチ、 RD_1 が整流ダイオード、 RD_2 が還流ダイオード、 RD_3 が回生ダイオードの各機能を有する。励磁電流 i_{L1} と出力リアクトル電流 i_{L2} の波形をFig. 2に、 Q_1 の電圧、 $RD_1 \cdot RD_2 \cdot RD_3$ の電流の実験波形をFig. 3に示す。波形は、上より、 Q_1 電圧、 RD_1, RD_2, RD_3 の電流波形である。また、各素子のシミュレーション波形をFig. 4に示す。上より、 $Q_1, RD_1, RD_2, RD_3, L_2$ の各素子電流波形である。以下に、各Stateの動作状態について概略を述べる。

<State1>

この状態は、フォワードコンバータのメインスイッチがオンのときの動作と同じである。 Q_1 がオンすることでトランス T_1 に励磁電流が流れると同時に2次誘起電圧が発生し、2次巻線 n_2 から出力リアクトル電流 i_{L2} が RD_1 と L_2 を通して C_o と R_L に流れ、 RD_2 と RD_3 はオフになっていることから、3次巻線 n_3 には電流が流れず励磁エネルギーを蓄積している状態である。

<State2>

この状態は Q_1 のオフによりフォワードコンバータの出力リアクトル電流 i_{L2} の還流動作と n_3 の励磁エネルギー放出のフライバック動作が重なっている状態である。即ち、 Q_1 がオフすることでトランスの蓄積エネルギーが RD_2, RD_3 を通して出力に吐き出される状態である。このとき L_2 の端子電圧が零となることから、 L_2 の電流 i_{L2} は、 Q_1 がオフする直前の値を保持する。

<State3>

この状態はトランス T_1 の励磁エネルギーが n_2 巻線から RD_2 のみを経由して放出され、励磁電流 i_{L1} と出力電流 i_{L2} が引き合う形で同一の傾きで減少していく状態である。

Table 1 Switching sequence of devices.

State	Q_1	RD_1	RD_2	RD_3
State1	ON	ON	OFF	OFF
State2	OFF	OFF	ON	ON
State3	OFF	OFF	ON	OFF

3. 解析モデル

本論文においては、拡張状態平均化法を用いた解析において、高周波領域におけるキャパシタ等価抵抗 (ESR) の安定性への影響を検証することから、ESRのみを考慮した各Stateの解析モデルをFig. 5~Fig. 7に示す。ここで、 V'_{in} は2次側換算入力電圧、 r_c はキャパシタ等価抵抗、 L'_p は2次側換算励磁インダクタンス、 L_2 は出力リアクトルのインダクタンス、 n_1, n_2, n_3 は巻線数、 v_c はキャパシタ電圧を表す。これをもとに、拡張状態平均化法によりState1~State3の動作から解析モデルにより、高周波補助変数を v_{L1}, v_{L2}, i_c 、低周波補助変数を $\hat{i}_{L1}, \hat{i}_{L2}, \hat{v}_c$ として、状態平均化方程式を導出する。各状態に対する高周波補助変数は、キルヒホッフの電流則と電圧則を用いることにより、State1が式(2) State2が式(3) State3が式(4)のように表すことができる。

<State1>

$$v_L = V'_{in}$$

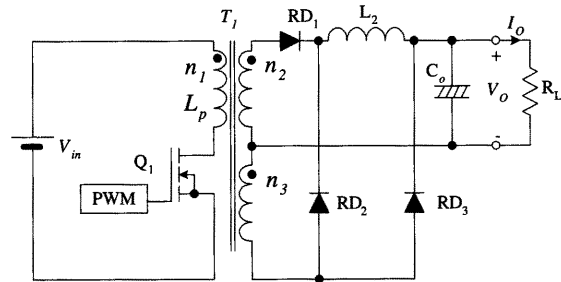


Fig. 1 Circuit configuration of Forward-Flyback-Mixed Converter.

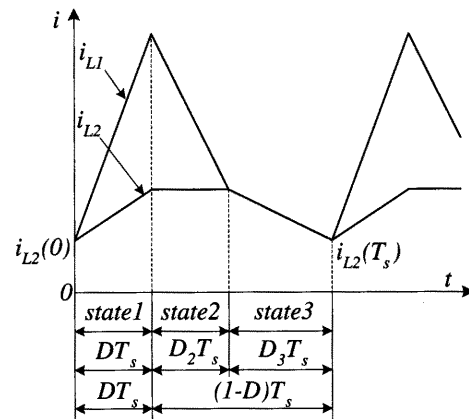


Fig. 2 Waveform of magnetizing current and output reactor.

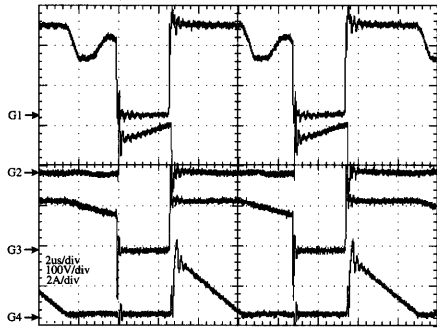


Fig. 3 Waveform of experiment ($V_o=16V$, $I_o=3A$).

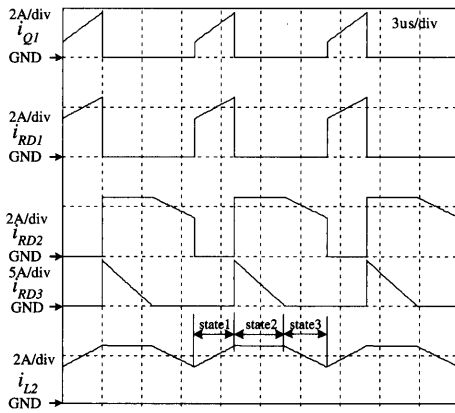


Fig. 4 Simulation waveform of each device($D=0.3$).

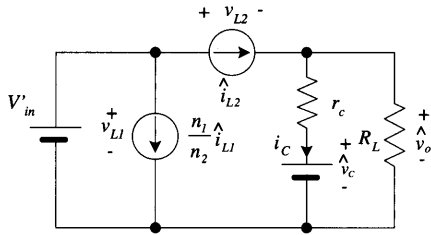


Fig. 5 Analytical model of State 1.

$$v_{L2} = V'_{in} - \hat{v}_c - i_c r_c \quad (2)$$

$$i_c = \frac{R_L}{R_L + r_c} \hat{i}_{L2} - \frac{1}{R_L + r_c} \hat{v}_c$$

$$\hat{v}_o = \frac{R_L}{R_L + r_c} (\hat{v}_c + r_c \hat{i}_{L2})$$

<State2>

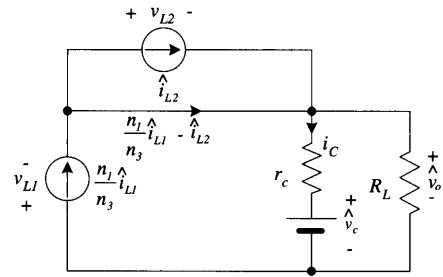


Fig. 6 Analytical model of State 2.

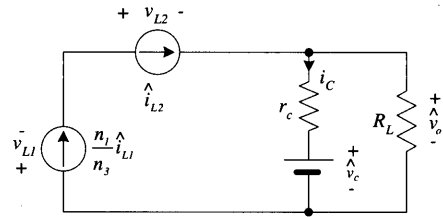


Fig. 7 Analytical model of State 3.

$$v_L = -\hat{v}_c - i_c r_c$$

$$v_{L2} = 0 \quad (3)$$

$$i_c = \frac{R_L}{R_L + r_c} \frac{n_1}{n_3} \hat{i}_{L1} - \frac{1}{R_L + r_c} \hat{v}_c$$

$$\hat{v}_o = \frac{R_L}{R_L + r_c} (\hat{v}_c + \frac{n_1}{n_3} \hat{i}_{L1})$$

<State3>

$$v_{L1} = -\frac{L'_p}{L'_p + L_2} (\hat{v}_c + i_c r_c)$$

$$v_{L2} = -\frac{L_2}{L'_p + L_2} (\hat{v}_c + i_c r_c) \quad (4)$$

$$i_c = \frac{R_L}{R_L + r_c} \hat{i}_{L2} - \frac{1}{R_L + r_c} \hat{v}_c$$

$$\hat{v}_o = \frac{R_L}{R_L + r_c} (\hat{v}_c + r_c \hat{i}_{L2})$$

式(2)~式(4)より、各高周波変数 v_{L1} , v_{L2} , i_c の1ス
イッチング周期の平均値を求めることにより、低周波変
数の微分方程式を導出すると、式(5)~式(7)のようにな

る。Fig. 2の波形からも分かるように、励磁電流 i_{L1} と出力リアクトル電流 i_{L2} は同一となる期間が存在するためState3の区間において $i_{L1}=i_{L2}$ となり、本コンバータの平均化状態方程式は式(6)~式(7)で十分であり、時比率の関係を表す式(9)~式(10)を用いて解くことができる。

$$\frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} = \frac{1}{L'_p} \left\{ DV'_{in} - \left(\frac{L'_p(1-D) + L_2 D_2}{L'_p + L_2} \right) \times \left(\alpha \hat{v}_c + \alpha \frac{n_1}{n_3} \hat{i}_{L1} r_c \right) \right\} \quad (5)$$

$$\frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2} \left\{ DV'_{in} - \left(\frac{L'_p D + (1-D)L_2}{L'_p + L_2} \right) \times \left(\alpha \hat{v}_c + \alpha \hat{i}_{L2} r_c \right) \right\} \quad (6)$$

$$\frac{d\hat{v}_c}{dt} = \frac{1}{C_o} \left\{ \alpha D \hat{i}_{L2} + (1-D) \alpha \frac{n_1}{n_3} \hat{i}_{L1} - \beta \hat{v}_c \right\} \quad (7)$$

ここに、

$$\hat{v}_o = \left\{ \alpha r_c (1-D) \frac{n_1}{n_3} \quad \alpha r_c D \quad \alpha \right\} [\hat{i}_{L1} \quad \hat{i}_{L2} \quad \hat{v}_c]^T \quad (8)$$

$$D_2 = \frac{L'_p}{\hat{v}_o} \left\{ \frac{V'_{in}}{L'_p} - \frac{V'_{in} - \hat{v}_o}{L_2} \right\} D \quad (9)$$

$$D_3 = 1 - D - D_2 \quad (10)$$

$$\alpha = \frac{R_L}{R_L + r_c}, \quad \beta = \frac{1}{R_L + r_c} \quad (11)$$

ここに、 R_L : 負荷抵抗, r_c : キャパシタ等価抵抗(ESR)

時比率 D に微小変動 $\Delta D(t)$ を与えたとき状態変数の平均値 $\bar{x}(t)$ に微小変動 $\Delta X(t)$ が生じる。このときの回路の振る舞いは A, b を回路パラメータによる係数行列、 V_{in} を直流入力電圧とすると式(12)で表される。

$$\frac{d(X + \Delta X)}{dt} = \left(A + \frac{\partial A}{\partial D} \Delta D + \frac{\partial A}{\partial D_2} \Delta D_2 \right) (X + \Delta X) + \left(b + \frac{\partial b}{\partial D} \Delta D + \frac{\partial b}{\partial D_2} \Delta D_2 \right) V_{in} \quad (12)$$

式(6)~式(11)と式(12)の関係を用いて、伝達関数を導出すると、ESRがない場合は式(13)となる。

$$\frac{\Delta v_o}{\Delta D} = \frac{2k_2 R_L V'_{in}}{C_o R_L s^2 + s + k_1 R_L} \quad (13)$$

ESRがあるときは、式(14)となる。

$$\frac{\Delta v_o}{\Delta D} = \frac{R_L k_2 \{ r_c (s + k_4) + k_3 \}}{s(s + k_4)(R_L + r_c) + R_L k_1 \{ r_c (s + k_4) + k_3 \}} \quad (14)$$

ここに

$$k_1 = \frac{1}{L'_p + L_2}$$

$$k_2 = \frac{2}{L'_p + L_2} V'_{in}$$

$$k_3 = \frac{R_L}{C_o (R_L + r_c)}$$

$$k_4 = \frac{1}{C_o (R_L + r_c)}$$

4. 解析とシミュレーション

以上の解析モデルと解析式をもとに、FFBの定常状態において、ESRを考慮した動特性の安定性を検討した。コンバータの時比率 D に微小変動が生じた場合の低周波小信号動特性を解析ツールMATLABによる数値解析と汎用の回路シミュレータにより、回路シミュレーションし、動特性を検証した。

その条件をTable 2に示す。出力回路にキャパシタ等価直列抵抗がないとき、即ち、ESR=0Ωのときの式(13)による解析結果とシミュレーション結果をFig. 8に示す。これから、解析結果とシミュレーション結果は100Hz $\leq f \leq$ 20kHzにおいて、ゲイン特性、位相特性ともに良く一致していることより、シミュレーションが正常に行われており、導出した伝達関数が正しいことを確認した。

さらに、ESRを $r_c=40\text{m}\Omega$ としたときの式(14)による解析結果とシミュレーション結果をFig. 9に示す。これからFig. 8と同様、解析結果とシミュレーション結果は、100Hz $\leq f \leq$ 30kHzにおいて良く一致し、導出した伝達関数の妥当性を確認した。

この結果、出力回路にESRが挿入されることで、高周波帯域になるにしたがって位相の戻りが発生し、動的に安定な動作をすることが分かった。そして、FFBは、ESRの値を大きくすることで安定領域が確保され、フライバックコンバータの機能を有しながら、フォワードコンバータと同等の安定性を得ることのできるコンバータであることが分かった。また、ESRの値により安定性の影響を受ける回路であることも分かった。

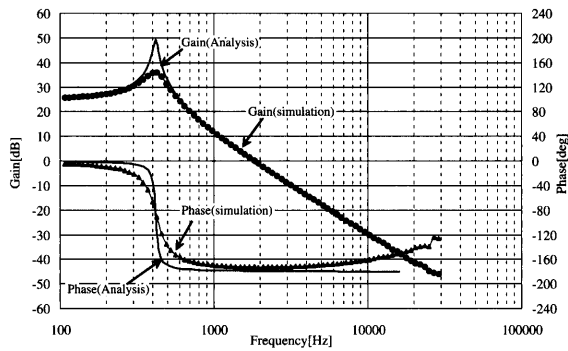


Fig. 8 Results of analysis and simulation(ESR=0Ω).

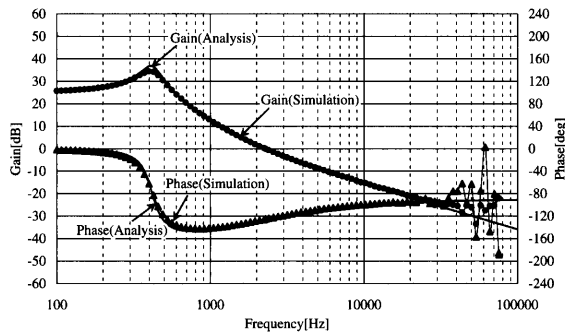


Fig. 9 Results of analysis and simulation(ESR=40mΩ).

5. 実験

解析とシミュレーション結果をもとに、周波数応答法による動特性実験を行った。実験のブロック図をFig. 10に示す。FFBの実験条件をTable 2のように設定し、周波数特性分析装置 (Frequency Response Analyzer : NF回路ブロック製 : A5090)を用いて、時比率 D に微小変動を加えるための正弦波小信号 $u(t)$ を電圧PWM制御回路へ加え、出力に現れる微小振動 $y(t)$ の変化を観測した。本装置により、入出力正弦波信号のピーク比と位相差を計測することで、回路のゲイン特性と位相特性を取得することができる。

以上による動特性の解析と実験結果をFig. 11に示す。この結果、低周波領域においては、ゲイン特性および位相特性ともにずれはあるが、ゲイン特性においては $1\text{kHz} \leq f \leq 30\text{kHz}$ 、位相特性においては $3\text{kHz} \leq f \leq 30\text{kHz}$ の高周波領域において、解析と実験結果が同一特性を示していることが分かる。

また、寄生抵抗を考慮したシミュレーション結果と実験結果をFig. 12に示す。この結果、周波数 $f=30\text{kHz}$ 程度までは、ゲイン特性および位相特性ともに実験結果 (Exp) とシミュレーション結果 (Sim) は、ほぼ一致し

Table 2 Experimental parameter value of dynamic characteristics.

回路パラメータ	記号	定数
入力電圧	V_{in}	140V
基準時比率	D_{ref}	0.3
微小正弦波信号ピーク値	V_{ACpp}	50mV
微小正弦波信号周波数	f_{AC}	100~100KHz
出力電圧	V_o	16V
出力電流	I_o	3A
駆動スイッチング周波数	f	100kHz
励磁インダクタンス	L_p	400 μH
出力リアクトル	L_2	50 μH

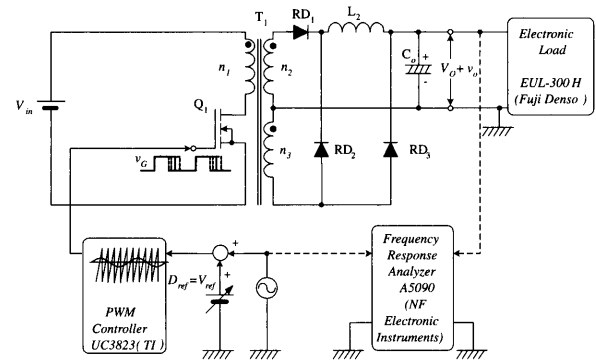


Fig. 10 Block diagram of experiment for dynamic characteristics.

ていることが分かる。シミュレータの信頼性を駆動周波数の1/4程度とすると、シミュレーションが正常に行われ、解析、シミュレーション、実験結果の比較・検証により、拡張状態平均化法を用いた解析モデルから導出された伝達関数の式(14)による解析の妥当性を確認することができた。さらに、DC-DCコンバータの新しいトポロジーとして提案しているFFBは、低周波から $f=30\text{kHz}$ 程度の高周波領域まで、動的に安定な動作をするコンバータであることが確認できた。

6. まとめ

FFBコンバータの動特性について、拡張状態平均化法により、キャパシタ等価直列抵抗ESRを考慮した解析モデルを生成し、時比率 D を微小変動させたときの周波数応答法による小信号動特性の解析とシミュレーションおよび実験を行った。その結果、次のようなことが明らかとなった。

- (1)拡張状態平均化法を用いて、FFBにおけるESRを考慮した動特性解析モデルを生成し、その伝達関数を導出した。
- (2)これをもとに、解析と回路シミュレーションを行った。

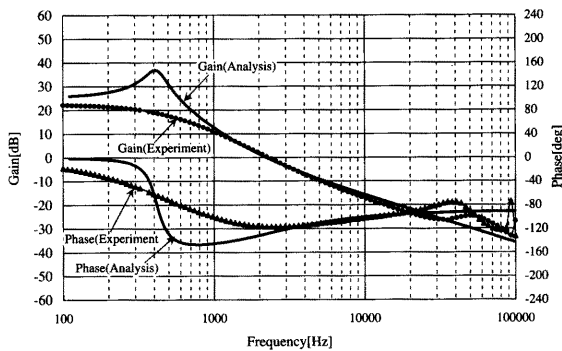


Fig. 11 Results of analysis and experiment for dynamic characteristics.

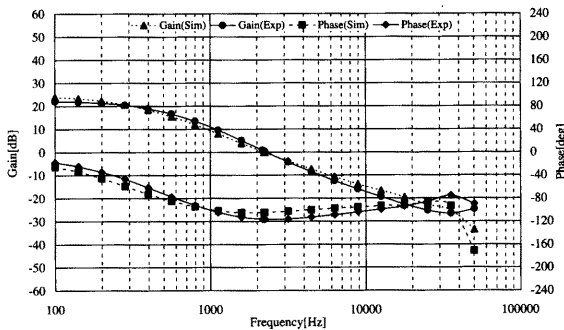


Fig. 12 Results of simulation and experiment for dynamic characteristics.

その結果、これがほぼ一致したことから導出した伝達関数の妥当性を確認した。

(3)解析とシミュレーションは $100\text{Hz} \leq f \leq 30\text{kHz}$ の区間でよく一致し、高周波領域において解析と実験がほぼ一致していることから、動特性解析の妥当性を確認した。

(4)FFBは、ESRの挿入により、周波数 $f=30\text{kHz}$ 程度の

高周波領域まで安定動作をするコンバータであることが明らかとなった。

今後は、導出した解析モデルをもとに、寄生抵抗の影響も考慮した動特性解析とフライバックコンバータ動作モードの影響について、シミュレーション、実験とともに、さらなる詳細な解析を行い、特性を解明して行くつもりである。

参考文献

- 1) J.N.Park, T.R.Zaloum "A Dual Mode Forward Flyback Converter" PESC'82 Record, pp.3-13, June 1982.
- 2) J.Sebastian, J.Uceda, M.Rico, M.A.Perez, F.Aldana "A Complete Study of The Double Forward/Flyback Converter" PESC'88 Record, pp.142-149, April 1988.
- 3) 楠原良人, 中川伸, 二宮 保 "新しいフォワード・フライバック複合コンバータの動作解析" 信学論, Vol.J89-B, No.7, pp.1307-1314, July 2006.
- 4) Y.Kusuhara, T.Ninomiya, S.Nakagawa "Steady-State Characteristics of a Novel Forward-Flyback-Mixed Converter" PESC'06 Record, pp.3018-3023, June 2006.
- 5) Y.Kusuhara, T.Ninomiya, S.Nakagawa "Steady-State Analysis of a Novel Forward-Flyback-Mixed Converter" EPE-PEMC'06 Record, pp.3018-3023, September 2006.
- 6) 楠原良人, 中川伸, 二宮 保 "フォワード・フライバック複合コンバータとフォワードコンバータの損失分析" 信学技報, Vol.104, No.406, pp.25-30, EE2004-40, November 2004.
- 7) Y.Kusuhara, A.Nakayama, T.Ninomiya, S.Nakagawa "Static and Dynamic Characteristics of a Forward-Flyback-Mixed Converter" APEC'06, Record, pp.768-773, February 2007.
- 8) 楠原良人, 田崎史康, 中川伸, 二宮 保 "フォワード・フライバック複合コンバータの動特性解析" 信学技報, Vol.104, No.651, pp.75-79, EE2004-78, February 2005.
- 9) 楠原良人, 中川伸, 二宮 保 "フォワード・フライバック複合コンバータの動特性解析 (その2)" 信学技報, Vol.105, No.601, pp.109-113, EE2005-79, February 2006.