

フライバック型スイッチング電源の過渡解析

—— 磁気ヒステリシスを導入した解析 ——

小林 宣之*、早野 誠治、斎藤 兆古
(法政大学 工学部)

Transient Analysis of fly-back type switching power supplier

—— Analysis taking into account the magnetic hysteresis loops ——

N. Kobayashi, S. Hayano, Y. Saito
(College of Engineering, Hosei University)

Abstract

In order to control the DC motors, various electric circuits have been proposed and widely used. One of the methods to control the DC motors is to use the switching power suppliers. This means that the response speed of an entire system depends on a transient response of the power suppliers. The response speed of switching power suppliers is greatly dominated by the magnetic parts in the power suppliers.

This paper proposes one of the transient analysis methodologies fully taking into account the magnetization properties of magnetic elements in a fly-back type DC to DC converters. As a result, it is revealed that an exact transient analysis of switching regulators makes it possible to improve the response speed of entire system.

キーワード：DC/DCコンバータ、過渡解析、磁気ヒステリシス
(DC/DC converter, transient analysis, magnetic hysteresis)

1. まえがき

近年のパワーエレクトロニクスが発達により、交流モータの可変速ドライブ技術は目覚ましい発展を遂げ、産業、情報、交通、電力、家電などの各方面で電源装置のインバータ化が進んでいる。しかし最近、エアコンなどの家電製品などにおいて、より高い経済性の実現のため、交流モータよりも効率のよい直流モータが再び採用され始めている。すでにエアコンにおいては、スクロール部、そしてその心臓部となるコンプレッサ一部についても、直流モータが採用され、オールDC制御とすることで高効率化を実現している。採用されている直流モータは、モータと電力変換器が一体化され、電力変換器としてはスイッチング電源が用いられている。

そこで著者等は、スイッチング電源駆動型直流モータの効率や過渡応答特性改善を目的とした解析を検討している。本論文では、解析の第一段階として、スイッチング電源の過渡解析を行う。特にスイッチング電源の応答速度を支配する電力変換トランスの磁気ヒステリシスを考慮した過渡解析を行う。本稿では、スイッチング電源と

して、回路構成が最もシンプルなフライバック型スイッチング電源を取り上げ、磁気ヒステリシスをChua型モデルで導入した計算機シミュレーションによる過渡解析結果について報告する。

2. 磁化特性を考慮した過渡解析

2. 1. フライバック型DC/DCコンバータ

図1にフライバック型DC/DCコンバータの回路図を示す。フライバック型DC/DCコンバータでは、トランスTは逆極性に接続されている。FETがONになると、入力電圧がトランスの1次巻線に印加される。このとき、トランスの2次巻線は逆極性となっているため、ダイオードDにより2次側電流が阻止される。つまり、この状態ではトランスT内での電力の伝達は行われず、1次巻線へ供給されたエネルギーはトランスT内に蓄積されたことになる。そして、FETがOFFになると、1次巻線への電力供給が停止する。それと同時に、トランスTの巻線に逆起電力が発生し、ダイオードDが導通し2次側電流が流れ、トランスT内の蓄積エネルギーを出力側へ放出する。

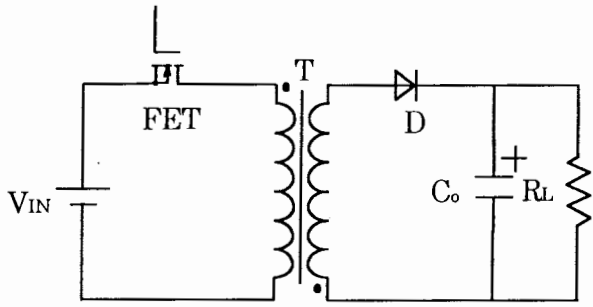


図1 フライバック型DC/DCコンバータ

本論文では第一次近似として、FETにはロスがなく理想的なスイッチとする。また、コンデンサ C_o によるロスも無視し、ダイオード D についても逆方向回復電流、順方向電圧降下を無視する。

2. 2. 磁化特性モデル

磁化特性モデルとして、(1)式で表される Chua 型モデルを採用する。透磁率を μ 、微分透磁率を μ_d 、さらにヒステリシス係数を s とすれば、磁界 H と磁束密度 B の関係は、Chua 型モデルによって、

$$H = \frac{1}{\mu} B + \frac{1}{s} \left[\frac{dB}{dt} - \mu_d \frac{dH}{dt} \right] \quad (1)$$

と表される [1]。ここで、Chua 型モデルを用いた計算例として、周波数 500 Hz におけるフェライトコア (TDK社、H5A) の B-H ループの実測値と計算値をそれぞれ図 2 (a), (b) に示す。図 2 (a), (b) に示した B-H ループの実測値と計算値から、Chua 型モデルは良好な再現性を示すことがわかる。

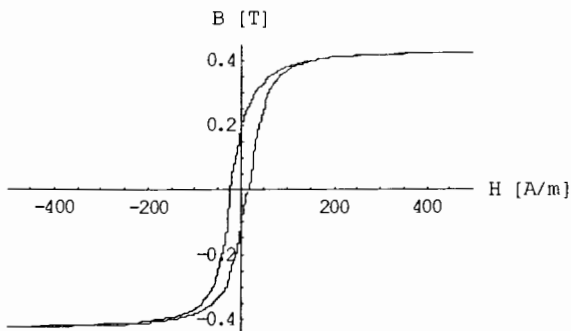


図2 (a) B-H ループ (実測値)

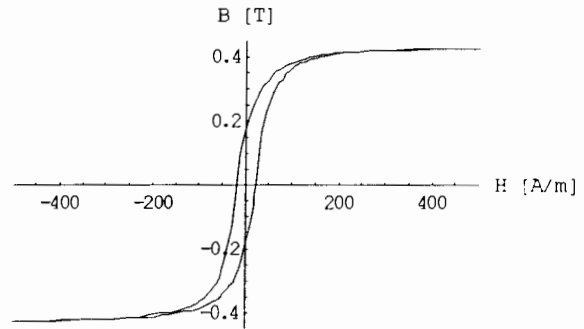


図2 (b) B-H ループ (計算値)

2. 3. 等価回路

図1に示すフライバック型DC/DCコンバータ中のトランス T の変圧比を1として、図3に示すコイルの直流抵抗を含んだリアクトルに置き換える。

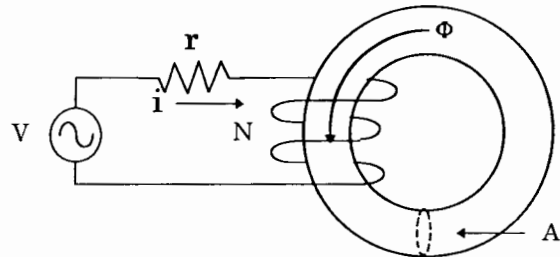


図3 リアクトル

まず、図3に示すリアクトルの等価回路を求める。リアクトルの平均断面積、平均磁路長、巻数、コイルの直流抵抗を、それぞれ A 、 D 、 N 、 r とする。(1)式の両辺を磁路に沿って積分し、磁束鎖交数を λ として整理すると(2)式のようになる。

$$\begin{aligned} \frac{1}{r} \left[V - \frac{d\lambda}{dt} \right] + \frac{1}{r} \frac{\mu_d}{s} \frac{d}{dt} \left[V - \frac{d\lambda}{dt} \right] \\ = \frac{D}{\mu AN^2} \lambda + \frac{D}{s AN^2} \frac{d\lambda}{dt} \\ = \frac{\lambda}{L} + \frac{1}{R} \frac{d\lambda}{dt} \end{aligned} \quad (2)$$

L と R はリアクトルのインダクタンスと鉄損を表す等価抵抗である。さらに、(2)式左辺の第2項は印加電圧 V と逆起電力 $d\lambda/dt$ 間の電位差の時間微分に比例するから、等価キャパシタンス C_e を(3)式とすれば、(2)式からリアクトルの等価回路は、図4のように描ける。

$$C_e = \frac{1}{r} \frac{\mu_d}{s} \quad (3)$$

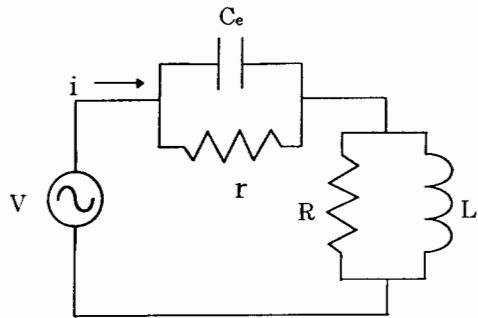


図4 リアクトルの等価回路

図4に示すリアクトルの等価回路を用いて、トランス T の漏れインダクタンスを無視したフライバック型 DC/DC コンバータの等価回路を描くと、図5のようになる。

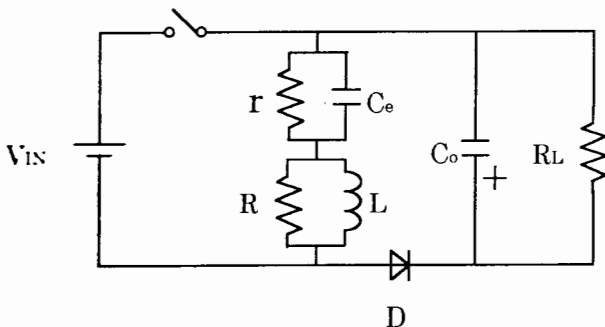
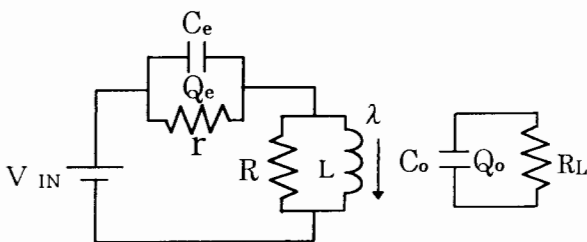


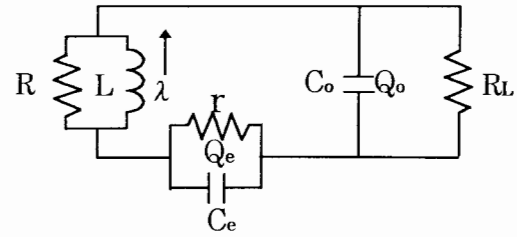
図5 フライバック型 DC/DC コンバータの等価回路

2. 4. シミュレーション

<a> 状態方程式 FET が ON 時と、OFF 時のフライバック型 DC/DC コンバータの等価回路を図6 (a), (b)に示す。図6 (a), (b)それぞれのモードに対して状態方程式を導く。



(a) FET ON 時



(b) FET OFF 時

図6 フライバック型 DC/DC コンバータの等価回路

FET ON 時:

$$\frac{d\lambda}{dt} + \frac{Q_e}{C_e} = V_{IN} \quad (4a)$$

$$\frac{dQ_e}{dt} = \frac{\lambda}{L} - \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r}\right) \frac{Q_e}{C_e} + \frac{V_{IN}}{R} \quad (4b)$$

$$\frac{dQ_o}{dt} + \frac{1}{R_L} \frac{Q_o}{C_o} = 0 \quad (4c)$$

FET OFF 時:

$$\frac{d\lambda}{dt} + \frac{Q_e}{C_e} + \frac{Q_o}{C_o} = 0 \quad (5a)$$

$$\frac{dQ_e}{dt} = \frac{\lambda}{L} - \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r}\right) \frac{Q_e}{C_e} - \frac{1}{R} \frac{Q_o}{C_o} \quad (5b)$$

$$\frac{dQ_o}{dt} = \frac{\lambda}{L} - \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_L}\right) \frac{Q_o}{C_o} - \frac{1}{R} \frac{Q_e}{C_e} \quad (5c)$$

 シミュレーション結果 本稿では、(4 a) 式から (5 c) 式の状態方程式を数値的に解いた。シミュレーションに設定した諸定数を表1に示す。また、パラメータ μ は図7の B-H 曲線から与えられるとし、パラメータ μ_d 、 s はそれぞれ、磁束密度や磁束密度の時間微分などの関数であるが、ここでは簡単のためそれらを一定値とする。

次にシミュレーションによる1次側電流 i_1 および2次側電流 i_2 をそれぞれ図8、図9に示し、平滑コンデンサ C_o の端子電圧波形を図10に示す。さらに、過渡 $\lambda-i$ ループを図11に示す。

表1 シミュレーションに設定した諸定数

スイッチング周波数 f	350 [kHz]
ON/OFF Duty	50 [%]
入力電圧 V_{IN}	5 [V]
負荷抵抗 R_L	100 [Ω]
平滑コンデンサ C_o	470 [μ F]
トランス1次側巻線抵抗 r_1	4 [Ω]
トランス2次側巻線抵抗 r_2	4 [Ω]
トランス断面積 A	8.0×10^{-5} [m^2]
トランス平均磁路長 D	0.1 [m]
トランス1次側巻数 N_1	50 [Turn]
トランス2次側巻数 N_2	50 [Turn]
微分透磁率 μ_d	8.125×10^{-6} [H/m]
s パラメータ	40 [Ω/m]

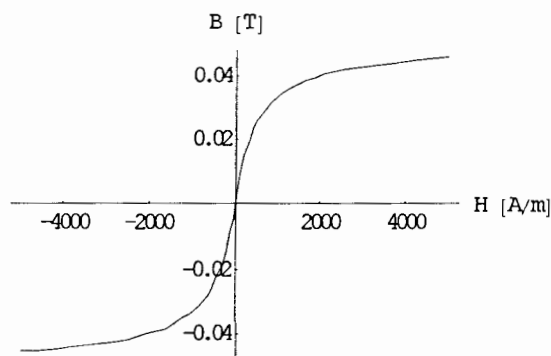


図7 B-H曲線

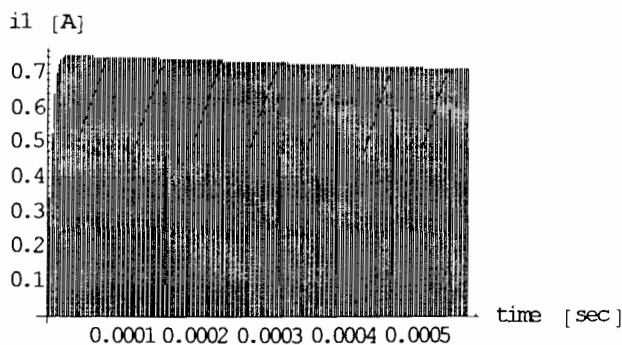


図8 1次側電流 i_1

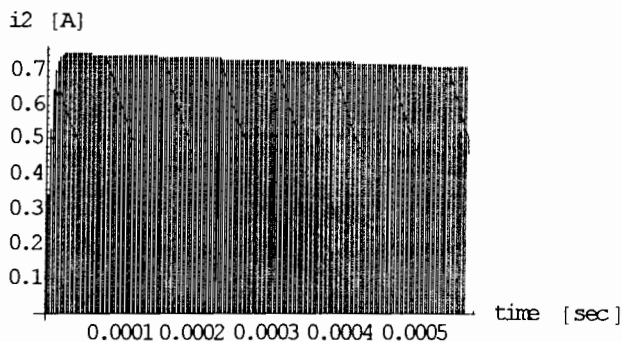


図9 2次側電流 i_2

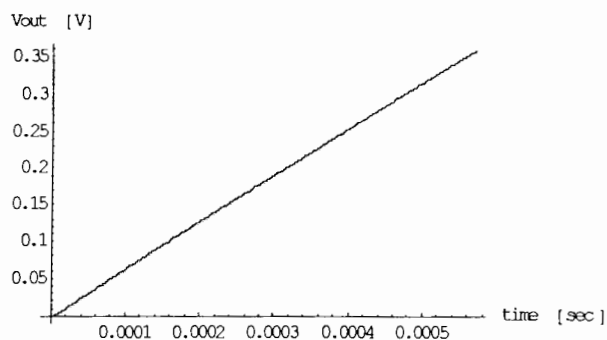


図10 平滑コンデンサ C_o の端子電圧

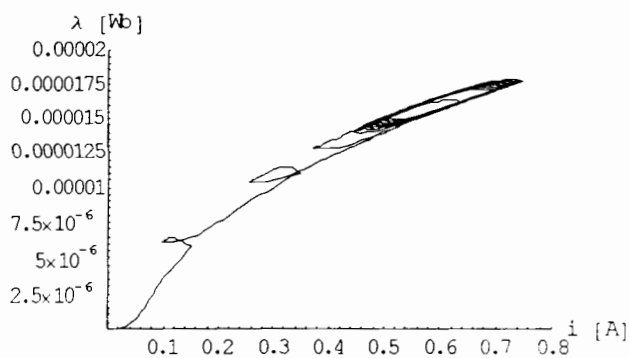


図11 λ - i ループ

図11に示した λ - i ループから、トランスに流れる電流 i が増加するにつれて、磁束 λ がマイナーループを描きながら増加していく様子がわかる。また、磁束 λ の増加とともに、マイナーループの囲む面積、すなわちヒステリシス損が増加していくことがわかる。

3. まとめ

本稿では、Chua型モデルを用いて、トランスを構成する磁性体の磁気ヒステリシスを考慮したフライバック型DC/DCコンバータの過渡解析について吟味した。その結果、 $\lambda-i$ ループで磁性体の磁化状態を把握することが可能となり、電源回路を含めた電動機の過渡解析に有用であると考えられる。

<参考文献>

- [1] 早野誠治、「磁性材料の構成方程式に関する研究」(1995年1月)
- [2] Y. SAITO, H. SAOTOME AND T. YAMAMURA 「A LUMPED CIRCUIT MODEL FOR A NONLINEAR INDUCTOR EXHIBITING DYNAMIC HYSTERESIS LOOPS AND ITS APPLICATION TO THE ELECTRIC CIRCUIT」COMPUTER METHODS IN APPLIED MECHANICS AND ENGINEERING 38 (1983)
- [3] 宮崎淳、早野誠治、斎藤兆古、「高周波における磁化特性と構成式」静止器回転機合同研究会資料、SA-90-34, RM-90-46
- [4] 小川達也、早野誠治、斎藤兆古、「空心変圧器を用いたDC/DCコンバータの近似過渡解析」電気学会マグネティックス研究会資料、PGM-92-274
- [5] 斎藤兆古、「磁気工学の基礎と応用」(1996年8月)

原稿受付日	平成9年10月23日
-------	------------