

**PSIMチュートリアル
磁気モデルの使用方法**

Mywayプラス株式会社

1. 概要

PSIM では磁気的な要素(巻線、漏れ経路、エアギャップ、および磁気コア) を考慮した複雑な磁気素子を等価磁気回路として簡単にモデル化することができます。

このテクニカルノートでは、PSIM で用意されている磁気モデルを使用して単相変圧器を作成する方法と、可飽和コア素子について説明します。

2. 磁気モデルの種類

PSIMの磁気モデルには巻線 / 漏れ通路 / エアギャップ / エアギャップ(AL) / 線形コア / 可飽和コアがあります。

モデル名	説明
巻線	磁気鉄心の巻線を表し、電気回路と磁気回路のインターフェースとして使用します。
漏れ通路	漏れ磁束の通路をモデル化し、磁束の通過量はインダクタンスファクタで定義します。
エアギャップ	コアのエアギャップを表します。磁束の通過量はインダクタンスファクタを使用せず、エアギャップの長さで定義します。
エアギャップ(AL)	コアのエアギャップを表します。磁束の通過量はインダクタンスファクタで定義します。
線形コア	抵抗による損失が0と仮定した線形のコアを表します。磁束の通過量はインダクタンスファクタで定義します。
可飽和コア	B-H 曲線による磁気飽和を考慮したコアをモデル化しています。

3. インダクタンスファクタ

PSIM の磁気モデルにはインダクタンスファクタ A_L を設定するモデルがあります。インダクタンスファクタは磁気抵抗の逆数で定義され、パーミアンスとも呼ばれます。

$$A_L = \frac{\mu_0 \mu_r A_c}{l_g} = \frac{1}{R_m} [H]$$

μ_0 は真空の透磁率、 μ_r はコア材料の比透磁率を示し、 A_c はコアの断面積、 l_g はコアの長さです。

4. 単相変圧器のシミュレーション回路

4.1. 変圧器の等価回路

変圧器を磁気モデルで作成した回路図を示します。この回路はサンプル回路です。

【ファイル保存場所】 C:\Program Files\Powersim\PSIM***\examples\Magnetic Modeling

【ファイル名】 1-ph transformer in magnetic modeling block.sch

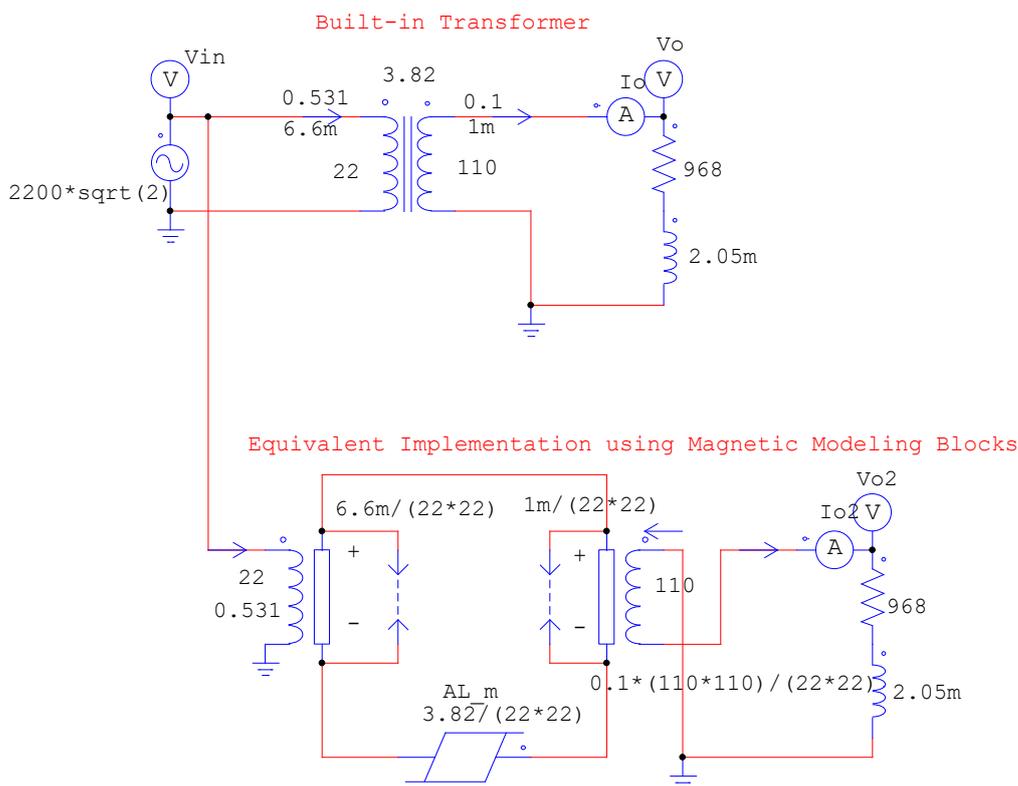


図 1 変圧器を磁気回路で構成した回路

PSIM の単相 2 巻線変圧器の等価回路は以下です。

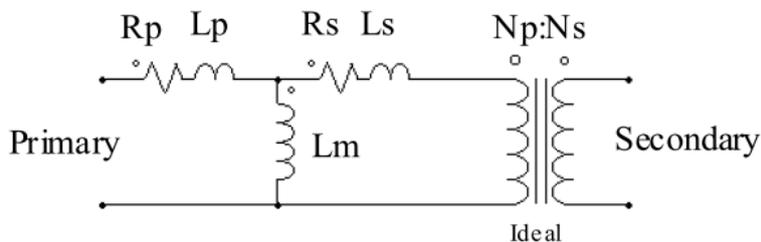


図 2 単相変圧器の等価回路

これを磁気回路で置き換えると、Rp、Rs は巻線抵抗、Lp、Ls は漏れインダクタンスを表し、Lm は励磁インダクタンス＝コアを通る単位電流当たりの磁束を表します。

4.2. パラメータの換算

変圧器の等価回路から、 R_s と L_s には一次側に変換した値を入力するため、磁気回路に置き換える際に R_s と L_s に $(N_s / N_p)^2$ をかけて二次側の値に変換します。

また、磁気回路に置き換えるには、インダクタンスの値をインダクタンスファクタに換算します。

$$L = \frac{\Phi}{I} \quad \Phi = N\phi \text{を代入}$$

$$L = \frac{N\phi}{I} \quad \phi = \frac{NI}{R_m} \text{を代入}$$

$$L = \frac{N^2}{R_m} = N^2 A_L$$

$$A_L = \frac{L}{N^2}$$

二次側の漏れインダクタンスの値は二次側への変換とインダクタンスファクタへの変換により下記となります。 L_{s2} を二次側の漏れインダクタンスとすると、

$$L_{s2} = L_s \frac{N_s^2}{N_p^2}$$

$$L_{s2} = N_s^2 A_L$$

$$N_s^2 A_L = L_s \frac{N_s^2}{N_p^2}$$

$$A_L = \frac{L_s}{N_p^2}$$

4.3. シミュレーション結果

この回路のシミュレーション結果を示します。単相変圧器の出力電圧 V_o と磁気モデルで作成したトランスの出力 V_o2 の値が一致しているのを、磁気モデルで変圧器のモデルを実現できていることが分かります。

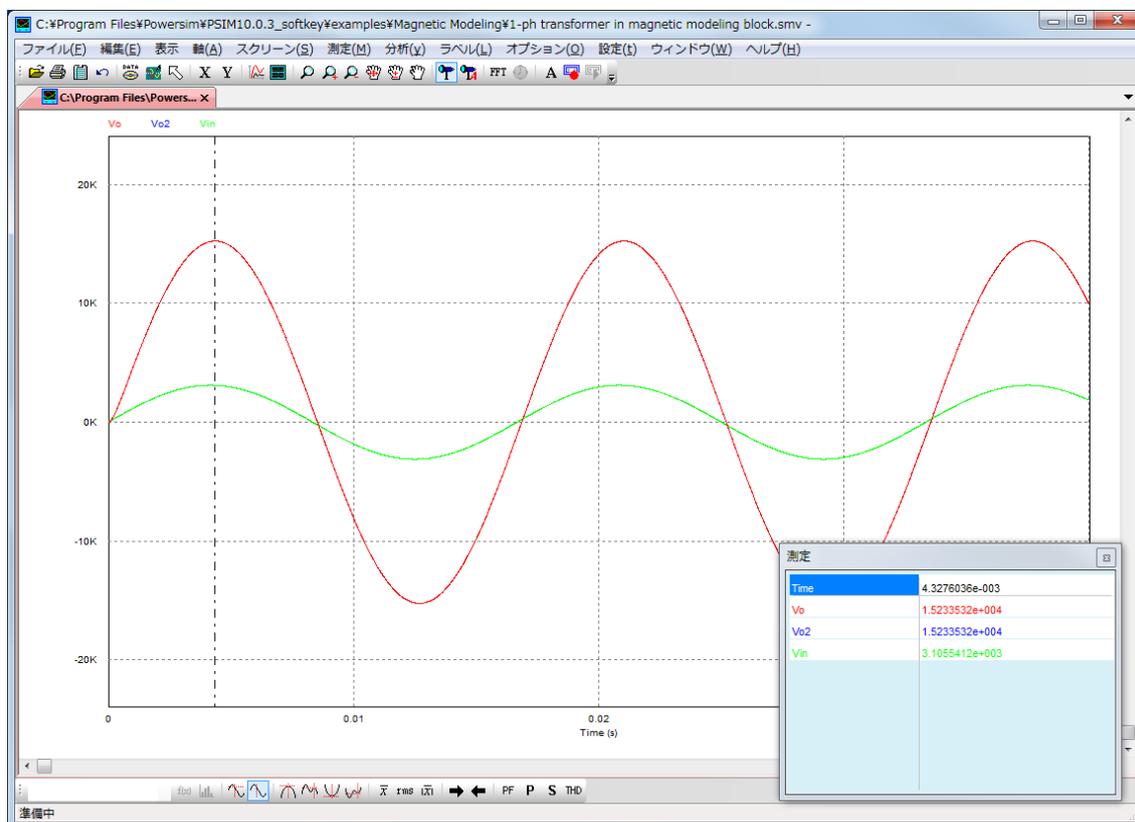


図 3 シミュレーション結果

5. 可飽和コア素子の使用方法

5.1. パラメータの定義

可飽和コア素子には、以下の7つのパラメータがあります。

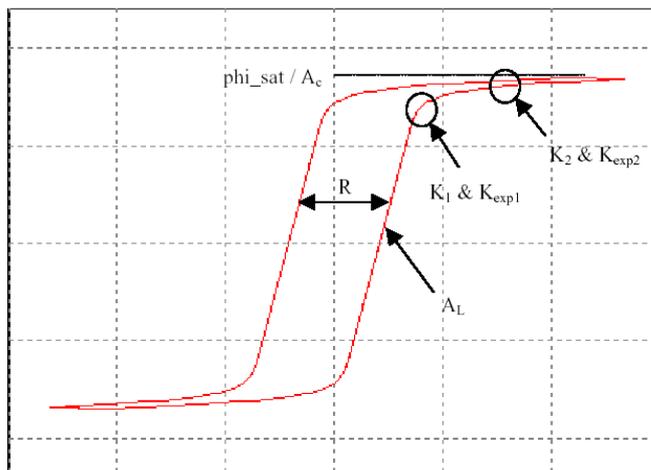


図 4 可飽和コアの B-H 曲線

パラメータ名	説明
AL	コアのインダクタンスファクタ[H]です。各巻き数当たりのインダクタンスを表し、磁気抵抗の逆数で求められます。これは主に B-H 曲線の線形領域の傾きに影響を与え、値が大きければ、傾きは急になります。
R	ヒステリシス損失抵抗[Ω]です。これはヒステリシスの B-H 曲線の幅に比例し、またこの値が大きいくほどヒステリシス損失も大きくなります。
phi_sat(係数)	B-H 曲線内で飽和時のコアの磁束の値にほぼ等しくなります。飽和時の磁束密度 B とコア断面積 Ac との積として phi_sat の値は決まります。
K1(係数)	B-H 曲線の飽和が始まったとき(最初の傾きが変わるポイント)、曲線がどれだけ急に変化するかを決めます。このポイントにおける磁束密度と飽和時の磁束密度との比率が「K1」になります。
Kexp1(係数)	その点の周りで曲線の変化がどれくらい大きいかを決めます。「Kexp1」の値が大きければ大きいほど変化はより急になります。
K2/ Kexp2 (係数)	飽和領域における 2 回目の変化の大きさが変わるポイントに関連しており、これらは主に飽和領域でカーブを微調整する際に使用されます。この点における磁束密度と飽和時の磁束密度との比率が「K2」の値になります。

下図を用いて、係数「K2」と「Kexp2」が B-H 曲線へどのような影響を及ぼすかを具体的に示します。「K2」と「Kexp2」が B-H 曲線への効果の弱い値を持っている場合(a)と、効果の強い値を持っている場合(b)の二つを示しています。y 軸である磁束密度 B は、飽和磁束密度が 1 となるように規格化されています。

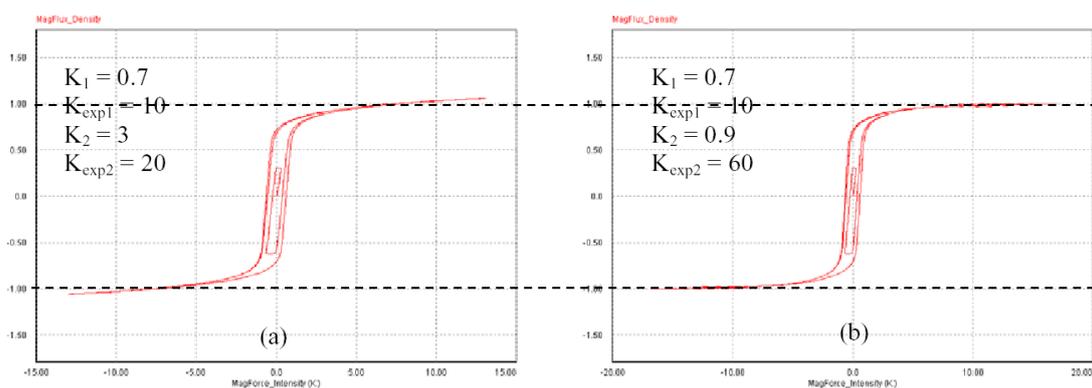
(a) K₂ と K_{exp2} の効果が弱い場合(b) K₂ と K_{exp2} の効果が強い場合

図 5 B-H 曲線の比較

図 5 B-H 曲線の比較 (a)では、1 の飽和磁束密度を越えて B の値が増加し続けていますが、(b)では飽和領域の勾配は(a)の場合より平坦になっており、より理想的な B-H 曲線を描かれていることが分かります。

5.2. コアパラメータの決定

実際に可飽和コアに入力するパラメータを決めるには B-H 曲線のシミュレータを使用してシミュレーションを反復するプロセスが必要となります。「ユーティリティ」→「B-H 曲線」を選ぶと B-H 曲線のシミュレータが起動します。

今回は、比較するインダクタのパラメータとして以下の値を使用します。

コアの大きさを決める初期値 AP

コアの大きさを決める初期値としてエアラ・プロダクト (AP) を使用します。

コアの大きさを求める AP は (1) 式より求めることができます。

$$AP = Wa \times Ac = (L \times I_{Lmax}^2) / (Ku \times J \times Bmax) \quad (1)$$

Wa : 巻線窓の面積 (cm²)

Ac : 巻線柱の断面積 (cm²)

L : インダクタンス (H)

I_{Lmax} : インダクタを流れる最大電流 (A)

K_u : 巻線窓の面積に占める巻線断面積の比

J : マグネティック・ワイヤに流れる電流密度 (A/mm²)

B_{max} : コアの最大磁束密度 (T)

降圧コンバータの設計値より

$$L = 4.2 \mu\text{H}$$

$$I_{\text{max}} = 25 \text{ Apk}$$

$$K_u = 0.4$$

$$J = 4 \text{ A/mm}^2 \quad (4 \times 10^6 \text{ A/m}^2)$$

$$B_m = 0.3 \text{ T}$$

を(1)式に代入して AP を求めると

$A_p = 0.4235 \text{ cm}^4$ になります。

Ferroxcube 社 フェライト・コア 3F3

形状 EFD

Type	AP
	cm^4
EFD-20	0.155
EFD-25	0.394
EFD-30	0.603

表 1

表 1 は下記の資料から引用しました。

Magnetic core selection for transformers and inductors ; a user's to practice and specification
Colonel Wm. T.McLyman

表 1 より Ferroxcube 社 フェライト・コア 3F3 形状 EFD-25 を選択します。

インダクタンス : $4.2 \mu\text{H}$

コア材料 : 3F3 フェライト

コア : EFD-25

コア有効断面積 : $A_c = 58 \text{ mm}^2$

コア有効長さ : $\text{Length} = 57 \text{ mm}$

近似エアギャップインダクタンスファクタ= $0.1167 \mu\text{H}$ (ギャップ長、 $l_g = 0.62 \text{ mm}$)

巻数 : 6

動作環境 : 最大電流 = 25 A

ピークとピーク間の電流リップル = 4 A

スイッチング周波数 = 200 kHz

次に実際のコア材料のデータシートから B-H 曲線を参照します。今回は、Ferroxcube(<http://www.ferroxcube.com>)から提供されている 3F3 フェライトコア材料の情報を使用します。その B-H 曲

線を以下に示しています。

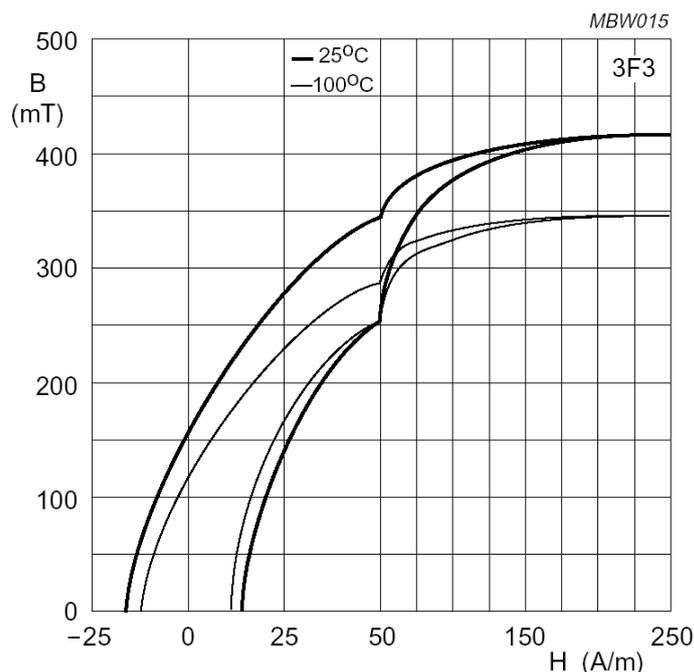


図 6 3F3 フェライト材料の B-H 曲線

B-H 曲線のシミュレータで、パラメータを入力しながら B-H 曲線を計算し、計算した曲線とメーカーから与えられた曲線を比較します。その後、コアのパラメータを変更して再度計算を繰り返しながら、2つの B-H 曲線が近い形になるように繰り返します。

インダクタンスファクタ A_L

図 3 のデータシートから、コア面積は 58mm^2 、コア長さは 57mm と判ります。また 3F3 フェライト材料のデータシートから、比透磁率 μ_r は 4000 (100°C のとき) であることが判りました。以上より、下の式(1)を利用してインダクタンスファクタ A_L を計算します。

$$A_L = \frac{\mu_o \cdot \mu_r \cdot A_c}{\text{Length}} \quad (1)$$

上の式を計算すると、 A_L は $5.1\mu\text{H}$ です。しかし、実際はこれらの物理量にはそれぞれ誤差が存在するので、データシートの B-H 曲線に近づけるためパラメータを調整する必要があります。今回は調整後の A_L の値を $8.5\mu\text{H}$ にしました。

ヒステリシス損失抵抗 R

抵抗 R は B-H 曲線の幅を決めるファクタです。 R の値はそのまま B-H 曲線の幅に比例しますので、データシートと PSIM モデルの B-H 曲線の幅がそれぞれ同じ値になるように調整していきます。今回は $1\text{m}\Omega$ を最初に設定しましたがループの幅が小さすぎたので、最終的に $R=0.06\Omega$

に設定しました。

係数 ϕ_{sat}

係数 ϕ_{sat} の決定は比較的簡単です。図 3 より飽和時の磁束密度 B は約 0.35T と読み取れますので、 ϕ_{sat} の初期値を $0.35 \cdot A_c$ (A_c はコア面積) にセットして調整し、今回は ϕ_{sat} の最終値を $0.38 \cdot A_c$ に決めました。

係数 K_1 、 K_{exp1} 、 K_2 、及び K_{exp2}

データシートの B-H 曲線()を見ると、線形領域から飽和領域への変化は比較的穏やかです。これは係数 K_{exp1} が比較的小さい値になることを意味しています。今回は B-H 曲線を確認して、初期値は $K_1=0.7$ 、 $K_{exp1}=10$ 、 $K_2=2$ 、 $K_{exp2}=20$ を入力しました。

この例では、 K_1 と K_{exp1} の値だけの調整では、データシートの形に近づけるためには不十分でしたので、 K_2 と K_{exp2} の値も同様に調整しました。

今回の結果として、パラメータは $K_1=0.82$ 、 $K_{exp1}=6$ 、 $K_2=0.95$ 、 $K_{exp2}=40$ に決定しました。上記のパラメータを入力した B-H 曲線を図 5 に示します。

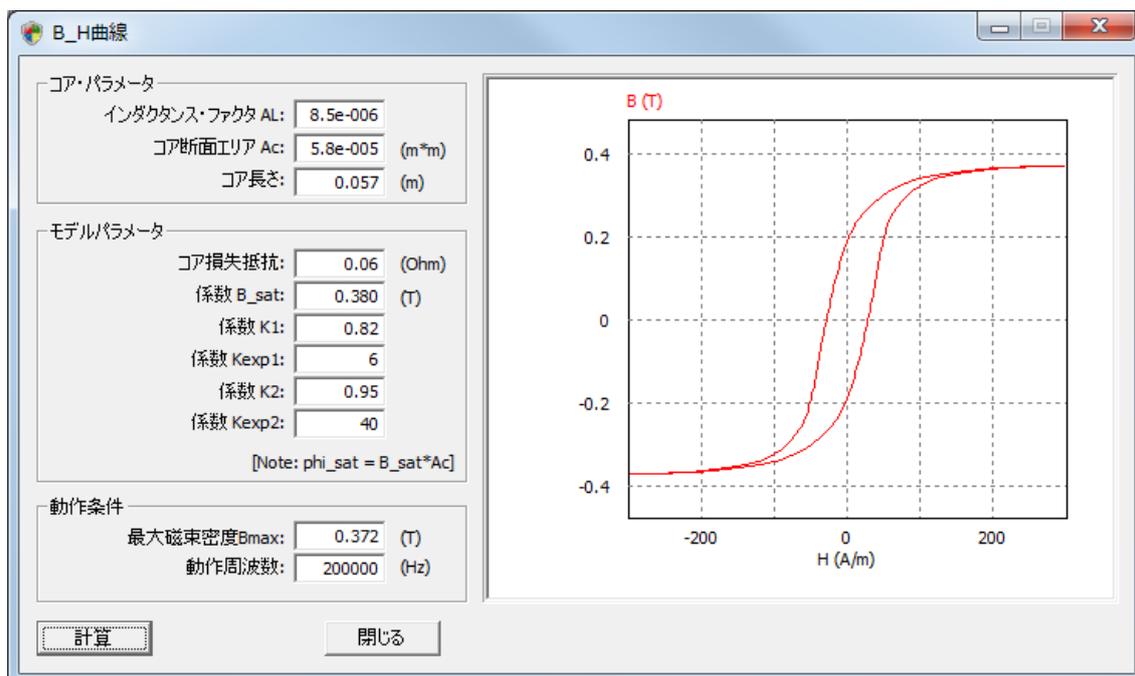


図 7 パラメータ設定後の B-H 曲線

5.3. インダクタモデル作成

本チュートリアルでは $4.2\mu\text{H}$ のインダクタを実現するため、エアギャップとコアを並列に接続しています。以下に $4.2\mu\text{H}$ のインダクタンスを含む降圧チョップパの回路を示します。

$4.2\mu\text{H}$ のインダクタンスで構成した降圧チョップパの出力値 (V_{o1}) と、等価の磁気回路で構成したインダクタンスで構成した降圧チョップパの出力値 (V_{o2}) を比較します。

【ファイル保存場所】C:\Program Files\Powersim\PSIM***\examples\Magnetic Modeling\3F3

【ファイル名】buck converter inductor model.sch

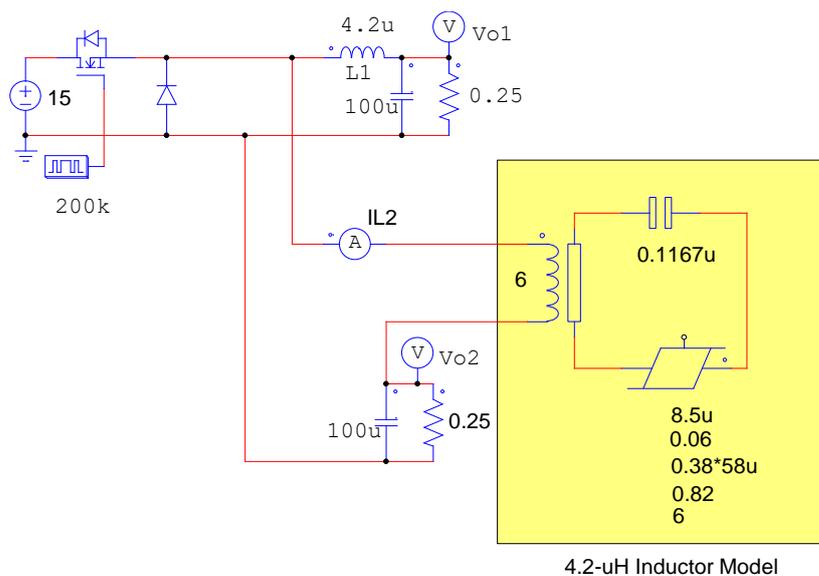


図 8 インダクタンスを磁気回路で構成した降圧チョップパ回路

5.4. シミュレーション結果

シミュレーションを実行し、結果を以下に示します。

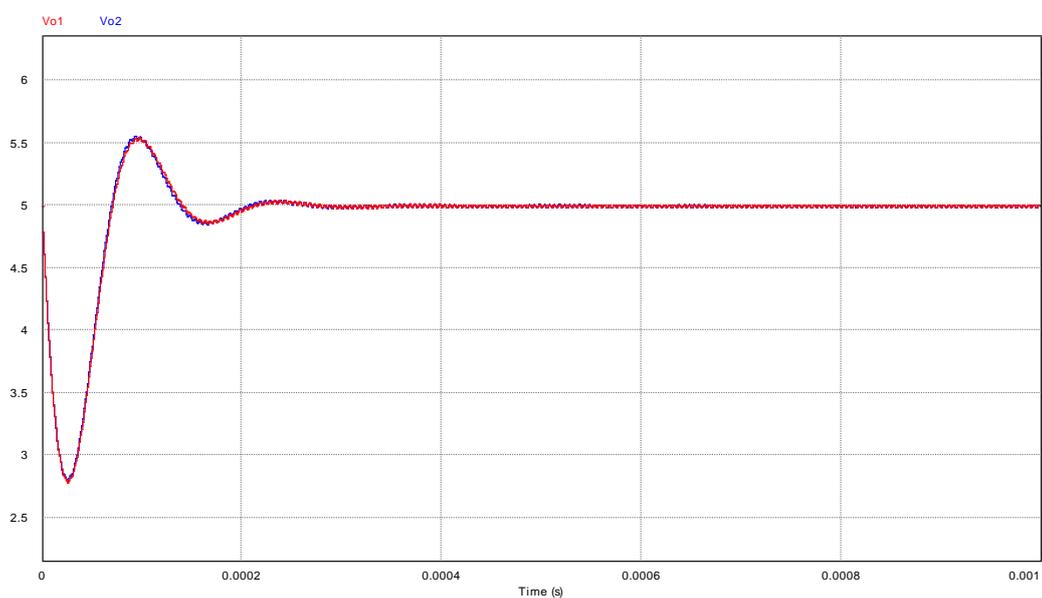


図 9 シミュレーション結果の比較

おおよそ同じ結果が得られていることから、磁気モデルを使用してインダクタンスが実現できていることが分かります。

ご注意

1. 本資料に記載された製品の仕様は、予告なく変更することがあります。
2. 本資料の内容については、万全を期しておりますが、万一ご不明な点などがありましたら、弊社までお申しつけください。
3. 本資料に記載された情報に起因する損害または特許権その他権利の侵害に関しては、弊社は一切の責任を負いません。
4. 本資料によって第三者または弊社の特許権その他権利の実施権を許諾するものではありません。
5. 弊社の書面許諾なく、本資料の一部または全部を無断で複製することを固くお断りします。
6. 本資料に記載されている会社名、商品名は、各社の商標または登録商標です。

Copyright 2021 by Myway Plus Corporation.

All rights reserved. No part of this manual may be photocopied or reproduced in any form or by any means without the written permission of Myway Plus Corporation. Co., Ltd.

発行: Myway プラス株式会社

〒222-0022

横浜市西区花咲町 6-145 横浜花咲ビル

TEL: 045-548-8831

FAX: 045-548-8832

ホームページ: <https://www.myway.co.jp>

Eメール: sales@myway.co.jp
