

# スイッチトリラクタンスモータの V/f 制御における シングルパルス電圧駆動による損失低減

学生員 加藤 大貴      正員 渡辺 大貴      上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Loss Reduction in V/f Control for Switched Reluctance Motor Driven by Single-Pulse Voltage

Hiroataka Kato, Student Member, Hiroki Watanabe, Member, Jun-ichi Itoh, Senior Member  
(Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a single-pulse drive method in V/f control which consists of two original approaches and modification of the high-efficiency control: (i) generation of the single-pulse voltage with the zero-voltage period, (ii) correction method for conduction period error due to the discrete control system, and (iii) modification of the high-efficiency control to specialize in single-pulse drive. The proposed method achieves reduction by 11.7% of the copper loss and 19.2% of the iron loss in the experiment.

**キーワード** : スイッチトリラクタンスモータ, V/f 制御, シングルパルス電圧駆動, 損失低減

**Keywords** : Switched reluctance motor, V/f control, Single-pulse voltage drive, Loss reduction

### 1. はじめに

スイッチトリラクタンスモータ(SRM)は、レアアース使用する永久磁石が不要で、鉄心と集中巻の巻線のみで構成されるため、製造コストが安価である。加えて、回転子は堅牢な突極鉄心構造で、高速運転や高温環境に適することから、産業用途向けの可変速モータとして注目されている<sup>(1)(2)</sup>。SRM の安価で堅牢である特徴を活かすためには、位置センサレス化が望まれる。そこで、著者らは SRM の V/f 制御を提案している<sup>(3)</sup>。V/f 制御はインバータ出力電圧を基準とした回転座標軸に基づき制御するため、制御に回転子位置情報を必要としない。そのため、位置推定を必要とする制御と比較して、インダクタンスの検出制度や回転子位置への変換制度の問題が発生しない。

SRM の V/f 制御では、簡便な制御を実現するために文献(4)に示される数学モデルを使用している。しかし、文献(4)の数学モデルは空間高調波を多く含む SRM のインダクタンス分布を正弦波で近似しており、実際のモデルとは異なるため、最大トルク/電流(MTPA)条件<sup>(4)</sup>を適用しても必ずしも電流が最小になるとは限らない。

一方、位置センサを用いた SRM の高効率駆動手法にゼロ電圧区間を用いたシングルパルス駆動がある<sup>(5)(6)</sup>。この制御法は負トルク区間での通電を最小限にすることで駆動効率を最大化できるものの、オン角、ゼロ電圧開始角、オフ角の 3 つのパラメータの最適化が必要となる。文献(5)では

簡単な解析結果のみを用いて損失をモデリングする手法が提案されているが、全動作点で試行錯誤的にパラメータを調整する必要があるため、制御系の設計が複雑であることに変わりはない。

本論文では SRM の V/f 制御をベースとしたシングルパルス駆動法を提案する。本制御手法は数学モデルを用いた簡便な制御性でありながら、MTPA 条件を適用せずシングルパルス電圧で駆動することで高効率化を実現している。生成されるシングルパルス電圧は、V/f 制御の電圧指令に対して基本波成分が等しくなるよう変換するため、複雑な調整を要せず一意に定まる。制御構成は文献(3)にて提案した SRM の V/f 制御をベースとして以下の工夫を施している。(i)シングルパルス電圧の生成、(ii)離散制御系における通電角度誤差の補正、(iii)シングルパルス駆動に特化した高効率制御の工夫である。実機検証より、電流ビートを抑制したシングルパルス電圧駆動を実現し、従来法と比較してモータ損失が 14.3%低減することを確認したため報告する。

### 2. 提案シングルパルス電圧駆動

図 1 に SRM の V/f 制御の制御ブロック図を示す。V/f 制御は、ゼロ相電流制御、安定化制御を含む V/f 制御、高効率制御で構成されている<sup>(3)</sup>。本論文では新たに、シングルパルス電圧の生成、離散制御系における通電角度誤差の補正、シングルパルス駆動に特化した高効率制御の工夫により、V/f 制御時の損失を低減する。

## 〈2・1〉 シングルパルス電圧の生成

図 2 に提案するシングルパルス駆動波形を示す。図 2(a)の正弦波電圧駆動と比較して図 2(b)に示すシングルパルス駆動ではパルス電圧を用いて電流の立ち上げと引き抜きを素早く行うことで、負トルク区間での通電時間を低減する。シングルパルス電圧の生成には、オン角 $\theta_{on}$ 、ゼロ電圧印加期間 $\Delta\theta_{ZVL}$ 、オフ角 $\theta_{off}$ の3つのパラメータを用いる。シングルパルス電圧の基本波成分 $v_{fund}$ とゼロ相成分 $v_{zero}$ は(1)式で表される。

$$\begin{cases} v_{fund} = \sqrt{v_{a1}^2 + v_{b1}^2} \\ v_{zero} = \frac{E_{dc}}{2\pi}(2\pi - \theta_{on} - \theta_{off}) \end{cases} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、

$$\begin{cases} v_{a1} = -\frac{E_{dc}}{\pi}(\sin\theta_{on} + \sin\theta_{off}) \\ v_{b1} = \frac{E_{dc}}{\pi}\{2\cos(\Delta\theta_{ZVL}/2) + \cos\theta_{on} + \cos\theta_{off}\} \end{cases} \dots\dots\dots (2)$$

なお、 $E_{dc}$ はDCリンク電圧である。(1)式にて $v_{zero}$ に対して $v_{fund}$ が十分に大きいとすると $\theta_{on}$ と $\theta_{off}$ は(3)式で表される。

$$\begin{cases} \theta_{on} = \arccos\left\{\frac{v_{fund}}{2E_{dc}}\pi - \cos(\Delta\theta_{ZVL}/2)\right\} \\ \theta_{off} = 2\pi - \theta_{on} - \frac{2\pi v_{zero}}{E_{dc}} \end{cases} \dots\dots\dots (3)$$

V/f制御において $v_{fund}$ と $v_{zero}$ はそれぞれ $v_{\delta}$ と $v_0$ に対応していることから(3)式にこれらを代入して、

$$\begin{cases} \theta_{on} = \arccos\left\{\frac{v_{\delta}}{2E_{dc}}\pi - \cos(\Delta\theta_{ZVL}/2)\right\} \\ \theta_{off} = 2\pi - \theta_{on} - \frac{2\pi v_0}{E_{dc}} \end{cases} \dots\dots\dots (4)$$

シングルパルス電圧は V/f 制御の電圧指令に基づき生成される。なお、 $\Delta\theta_{ZVL}$ の値には自由度があり任意の値に変更できる。 $\Delta\theta_{ZVL}$ の決定方法については2.3節にて説明する。

図 3 に駆動回路と変調方式を示す。非対称 H ブリッジ回路にて図 3(b)のユニポーラ変調を適用する場合、以下に示す動作モードが得られる。

$$\begin{cases} sw_{x1} = sw_{x2} = 1, & (v_x^* = E_{dc}) \\ sw_{x1} = 0, sw_{x2} = 1 & (v_x^* = 0) \\ sw_{x1} = sw_{x2} = 0, & (v_x^* = -E_{dc}) \end{cases} \dots\dots\dots (5)$$

シングルパルスを生成するため $\theta_{on}$ のタイミングで電圧指令を $E_{dc}$ に、 $\Delta\theta_{ZVL}$ 期間中は0に、 $\theta_{off}$ のタイミングで $-E_{dc}$ とすることで所望の電圧を出力することができる。スイッチング信号の生成にはPWMのみを用いているため、FPGAを使用せずDSPのみで制御が可能である。

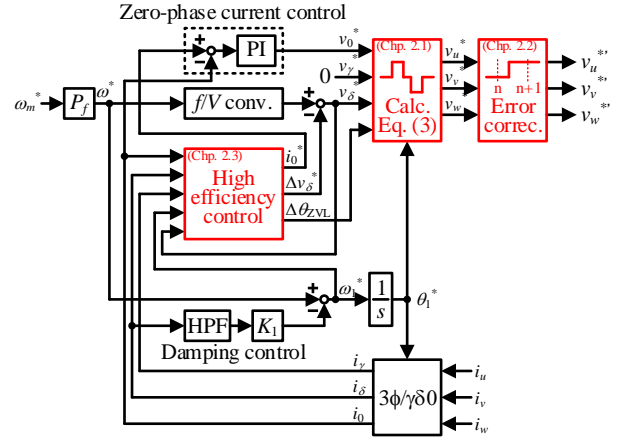


Fig. 1. Control diagram of proposed method.

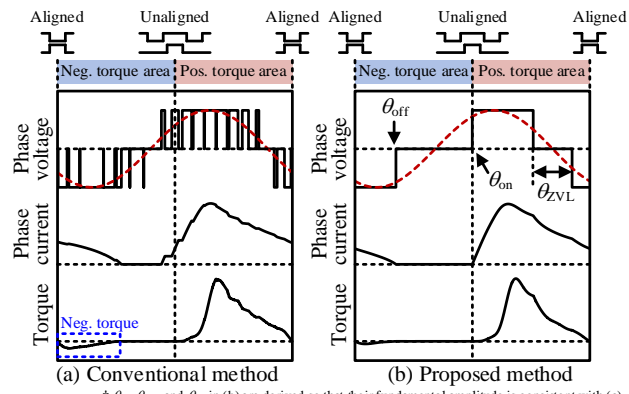


Fig. 2. Proposed drive waveform.

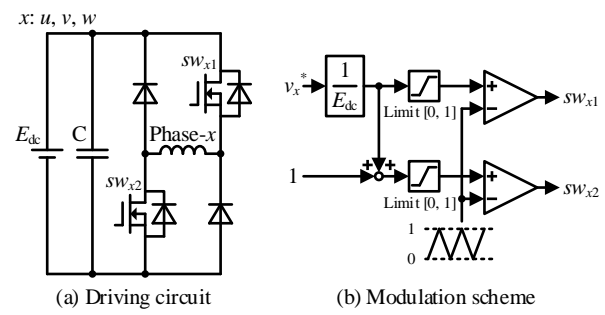


Fig. 3. Drive circuit and modulation scheme.

## 〈2・2〉 PWM 適用時の通電角度誤差の補正

図 4 に離散制御系において所望のオン角に対する通電角度誤差の影響を示す。DSPのみを用いた離散制御系の場合、コントローラ内部で演算されるオン角に対して、指令値の更新タイミングは演算周期に依存するため、実際の通電角度に誤差が生じる。図 4(a)に示すように通電角度誤差は電流誤差を生じさせ、低周波の騒音や振動(ビート)が発生する。特に、高速域では基本波周期に対して演算周期の割合が大きいため、通電角度誤差の影響は無視できない。

図 5 に通電角度誤差を補正する電圧指令を示す。一制御周期内においてインダクタンスの変化が微小と仮定すれば、所望のオン角で通電したときの電圧時間積と、PWMが変調する電圧の時間積が一致すれば良い。そこで、図 5 において青斜線の面積が等しくなるように(6)式を用いて電圧指令 $v_u^*$ を補正する。

$$v_u^* = \left(1 - \frac{\theta_{on} - \theta_{1,n}}{\omega_1 T_s}\right) \cdot E_{dc} \dots \dots \dots (6)$$

ここで、 $\theta_{1,n}$  は離散制御系のある周期において演算された電角である。図 4(b)に示すように、本手法によりスイッチング回数は増加するものの電流誤差を抑制できる。なお、 $\Delta\theta_{zVL}$ 、 $\theta_{off}$ においても同様に補正を行う。

### 〈2・3〉 高効率制御の工夫

図 6 に高効率制御のブロック図を示す。これまでの SRM 向け V/f 制御の高効率制御からの工夫点は、ゼロ相電流指令値の生成法と $\Delta\theta_{zVL}$ の制御法にある。

はじめにゼロ相電流指令の生成法について説明する。ゼロ相電流制御には PI 制御器を用いているが、PI 制御器の出力であるゼロ相電圧は(4)式から $\theta_{off}$ によって決定される。一方で、負トルク区間での電流の導通を避けるために、負電圧をモータに印加した後、相電流がゼロとなるタイミングで $\theta_{off}$ が来るよう調整する必要がある。そのため、本論文では予め PI 制御器に初期値を与え、電流指令値に検出値を直接与えることで PI 制御器の出力を固定している。また、指令値に  $i_{0min}$ でのリミット処理をしている。これは文献(3)にて安定化制御の設計にゼロ相電流の下限値  $i_{0min}$ を使用しているためであり、検出値が  $i_{0min}$ を下回る場合は PI 制御器によりゼロ相電圧を調整し、安定性を確保する。

次に無効電力に基づく  $i_d=0$  制御について説明する。 $i_d=0$ を達成しているときの dq 座標上における無効電力  $Q_{dq}$ を(7)式に示す。

$$Q_{dq} = v_q i_d - v_d i_q = 2\omega \{L_{dc} (i_d^2 + i_q^2)\} = 2\omega \{L_{dc} (i_\gamma^2 + i_\delta^2)\} \dots \dots (7)$$

ここで、 $v_d$ 、 $v_q$  は dq 軸電圧、 $i_d$ 、 $i_q$  は dq 軸電流、 $i_\gamma$ 、 $i_\delta$  は  $\gamma\delta$  軸電流、 $\omega$  は電気角速度、 $L_{dc}$  は自己インダクタンスの直流成分である。一方で  $\gamma\delta$  座標上での無効電力  $Q_{\gamma\delta}$ は(8)式で表される。

$$Q_{\gamma\delta} = v_\delta i_\gamma \dots \dots \dots (8)$$

(7)式において  $i_d=0$  達成時の無効電力は  $i_0$ に依存しない。そのため、文献(4)と同様に  $Q_{\gamma\delta}$ が  $Q_{dq}$ に一致するよう(8)式の  $v_\delta$ を調整する。

表 1 にモータパラメータを、図 7 に速度 1p.u.、トルク 1p.u.において $\Delta\theta_{zVL}$ を変化させたときの損失解析結果を示す。本論文では全損失を機械損、銅損、鉄損の 3 つで定義しており、モータの入力電力から機械出力、機械損、銅損を引くことで鉄損を同定している。銅損の計算には温度特性を考慮した巻線抵抗値を用いている。2.1 節にて前述した通り(4)式の $\Delta\theta_{zVL}$ はシングルパルス電圧の生成において自由度を持っている。ここで、 $\Delta\theta_{zVL}$ を変化させたときにモータへの正電圧印加期間 $\Delta\theta_{+V}$ を(9)式に示す。

$$\Delta\theta_{+V} = (\pi - \Delta\theta_{zVL}/2) - \theta_{on} \\ = \pi - \Delta\theta_{zVL}/2 - \arccos \left\{ \frac{b_1}{2E_{dc}} \pi - \cos(\Delta\theta_{zVL}/2) \right\} \dots \dots (9)$$

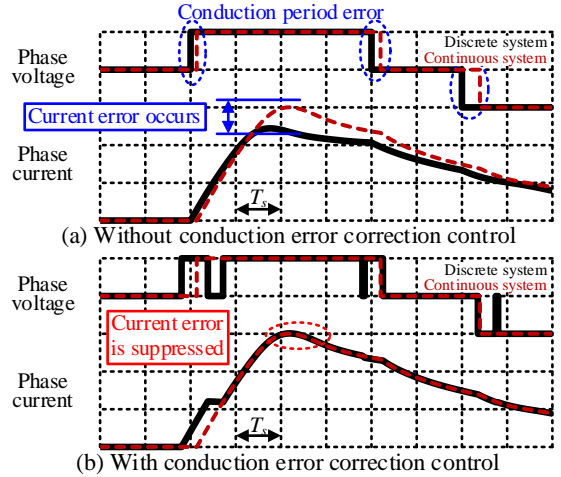


Fig. 4. Conduction period error in discrete system.

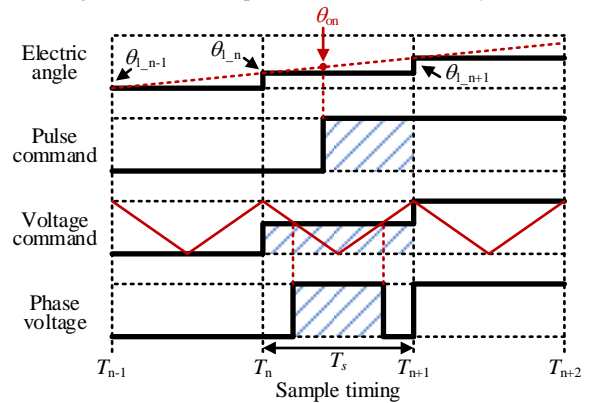


Fig. 5. Phase error correction method.

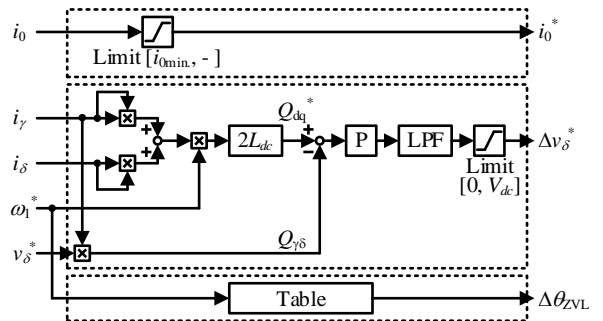


Fig. 6. High efficiency control.

Table 1. Motor parameters

Rated power	2.2kW
Base speed(1p.u.), Max. speed	4800rpm, 7200rpm
Max. torque(1p.u.)	4.38Nm
DC voltage	300V
Poles	Stator:18, Rotor:12
Inertia	$62.3 \times 10^{-4} \text{kgm}^2$
Resistance	0.66 $\Omega$

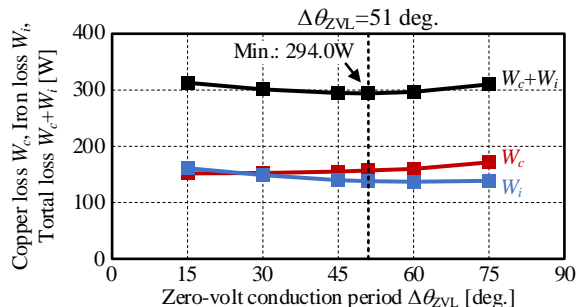


Fig. 7. Loss separation result when  $\Delta\theta_{zVL}$  changes.

(9)式において $\Delta\theta_{zVL}$ に対して $\Delta\theta_r$ は単調減少する。鉄損は電圧時間積に依存することから $\Delta\theta_r$ の値が小さくなると鉄損は減少するといえる。一方で、 $\Delta\theta_{zVL}$ の増加に伴い電流が導通する期間が長くなるため電流実効値、すなわち銅損は増加する。図7に示す通り $\Delta\theta_{zVL}$ に対して鉄損と銅損はトレードオフ関係にあるため、損失を最小化するためには $\Delta\theta_{zVL}$ は動作点に応じて適切な値を選択する必要がある。実装時は、速度に応じて図7における損失が最小となる $\Delta\theta_{zVL}$ をテーブルから参照する。

### 3. 実験結果

図8に速度1p.u., トルク1p.u.における提案シングルパルス駆動波形を示す。なお、高効率制御における $\Delta\theta_{zVL}$ は51deg.に設定している。図8(a)と(c)を比較すると、電流実効値を5.8%低減できている。これは提案法の適用により負トルク区間での通電時間が減少したためである。また、図8(b)は通電角度誤差補正を行っていない場合であり、電流誤差によりビートが発生しているが、図8(c)では通電角度誤差補正を行うことで抑制できている。

図9に図8(a)と(c)の比較による従来の正弦波電圧駆動と提案するシングルパルス駆動での損失分離結果を示す。前述した通り、電流実効値の低減により銅損が11.7%減少していることに加えて鉄損も19.2%低減している。鉄損の減少については、スイッチング回数の低減による高調波鉄損の低減効果が大きいと考えられる。

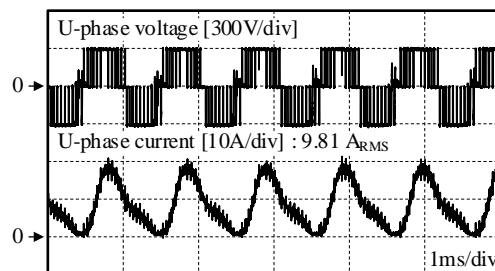
図10に図8(b)と(c)での損失分離結果を示す。本制御によりスイッチング回数が増え高調波損失の増加が懸念されるものの銅損が2.4%低下している。これは高調波損失よりも、電流誤差による磁束密度のピークを抑えた影響が大きいと考えられる。以上より、提案法の適用により損失を14.3%低減し、本手法の有効性を確認した。

### 4. まとめ

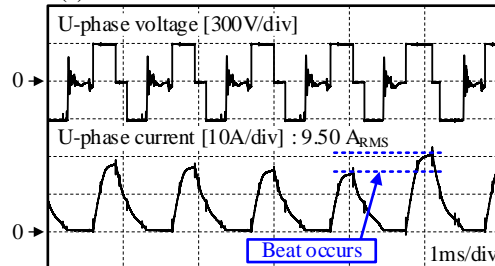
本論文はSRMのV/f制御をベースとしたシングルパルス駆動法を提案した。本制御は、(i)ゼロ相電圧期間を有するシングルパルス電圧の生成、(ii)離散制御系における導通期間誤差の補正法、(iii)シングルパルス駆動に特化した高効率制御の工夫により構成される。提案法の適用により、銅損を11.7%、鉄損を19.2%低減できることを実機にて確認した。今後は、高効率制御における $\Delta\theta_{zVL}$ の理論的な決定法について検討する予定である。

## 文 献

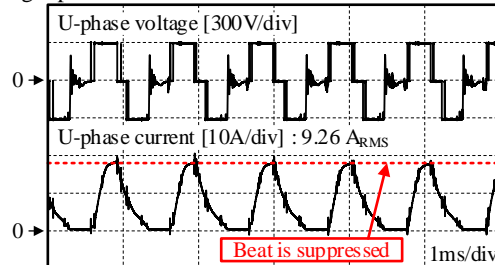
(1) T. Kosaka, A. Kume, H. Wakayama, and N. Matsui: "Development of high torque density and efficiency switched reluctance motor with 0.1 mm short airgap," in Proceedings of the IEEE European Conference on Power Electronics and Applications 2007, pp. 1-9 (2007)  
(2) 山井 広之, 沢田 祐造, 大山 和伸: 「油圧ポンプ駆動用途へのスイッチトリラクタンスモータ実用化」, 電気学会論文誌 D, vol. 123, no. 2, pp. 96-104 (2003)



(a) Conventional sinusoidal waveform drive.



(b) Single pulse drive without conduction error correction.



(c) Single pulse drive with conduction error correction.

Fig. 8. Proposed single pulse voltage drive.

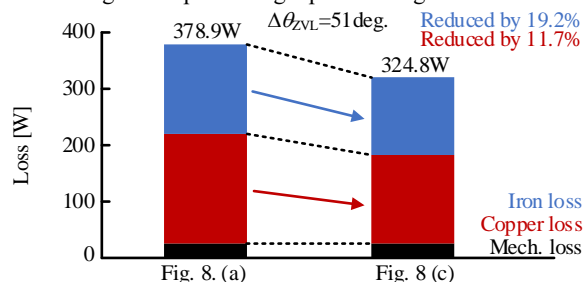


Fig. 9. Loss separation in condition of fig. 8 (a) and (c).

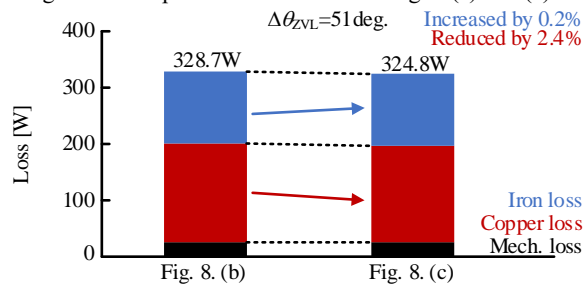


Fig. 10. Loss separation in condition of fig. 8 (b) and (c).

(3) H. Kato, T. Kumagai, J. Itoh, K. Kusaka, M. Kato: "V/f Control for Switched Reluctance Motor", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 13, No. 3, pp. 261-269 (2024)  
(4) 中尾矩也, 赤津観: 「スイッチトリラクタンスモータに特化したベクトル制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 12, pp. 1006-1015 (2014)  
(5) T. Kojima and R. W. De Doncker, "Impact of Zero-Volt Loop Control on Efficiency of Switched Reluctance Motors," in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 53, No. 4, pp. 3621-3634, (2017)  
(6) W. U. N. Fernando and M. Barnes, "Electromagnetic Energy Conversion Efficiency Enhancement of Switched Reluctance Motors With Zero-Voltage Loop Current Commutation," in IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 28, No. 3, pp. 482-492, (2013)