

広負荷力率範囲に対応する三相 3 レベルインバータの 入力電流高調波低減 SVM

学生員 西澤 是呂久 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

正員 小高 章弘 正員 鳥羽 章夫 正員 海田 英俊 (富士電機株式会社)

Space Vector Modulation for Input Current Harmonics Reduction of Three-Level VSI Against a Wide Range of Load Power Factor

Koroku Nishizawa, Student member, Jun-ichi Itoh, Senior member (Nagaoka University of Technology)
Akihiro Odaka, Member, Akio Toba, Member, Hidetoshi Umida, Member (Fuji Electric. Co., Ltd.)

This paper proposes new space vector modulation aiming at reducing current harmonics flowing through DC link capacitors of three-level inverter employed for motor drive system. For a reduction of the harmonics, the space vectors are selected to minimize the instantaneous error between the instantaneous value of input current and average value by using magnitude relations of the output currents. And by determining sector of proposed SVM from these magnitude relations, input current harmonics are reduced even when the load power factor changes. The experimental verification clarified that the proposed SVM reduces input current harmonics by 38.2% at most at the power factor of 1.0 and modulation index of 0.6.

キーワード : 空間ベクトル変調, 3 レベル電圧源インバータ, 入力電流高調波

Keywords : Space vector modulation, Three-level voltage source inverter, Input current harmonics

1. はじめに

3 レベルインバータは, キャリア周波数を高くせずとも, 出力電圧高調波を 2 レベルインバータと比較し低減することができる⁽¹⁾。そのため, 電動機駆動システムに適用することで, 負荷モータで発生する高調波損失を低減できる⁽²⁾。

3 レベルインバータの直流部には, 平滑コンデンサとして電解コンデンサが一般的に用いられている。しかし, インバータ入力電流に含まれる高調波成分が流入することで電解液が発熱, 劣化するため, 電解コンデンサの寿命がシステム全体の寿命に大きく影響を及ぼす。そのため, インバータの入力電流高調波を低減することで, 電解コンデンサの長寿命化または, 小型化が実現できる。

従来から, PV システム向け 3 レベルインバータの漏れ電流を減らすために中性点電位変動を低減する変調方式が提案されている⁽³⁾。この変調方式によりインバータの入力電流高調波も低減可能である。しかし, この変調方式は, 高負荷力率においてのみ入力電流高調波を低減でき, 負荷力率の変動が大きい電動機駆動システムには適用できない。

本論文では, 三相 3 レベルインバータの直流入力部に発

生するスイッチング周波数成分の高調波電流を低減する新しい空間ベクトル変調方式(以下, SVM)を提案する。提案 SVM では, 入力電流の瞬時値が平均値と近い値を取るよう空間ベクトルを選択することで, 高調波成分を低減する。また, 入力電流瞬時値が取り得る値は, 出力電流の大小関係に起因することから, 出力電流の極性より提案 SVM のセクタを定義することで, 負荷力率が変動し出力電流の大小関係が変化した時でも, 入力電流高調波を低減することができる。最後に, 提案 SVM を RL 負荷を用いて実機検証し, 良好な結果を得たので報告する。

2. 入力電流高調波を低減する空間ベクトル変調

(2・1) 従来の 3 レベル SVM 図 1 に T 型 3 レベルインバータ回路を示す。3 レベルインバータには中性点クランプ型と T 型の 2 種類存在するが, 本稿では T 型を取り上げる。なお, 以後述べる変調方式は回路方式によらない。

表 1 に 3 レベルインバータのスイッチング関数と相電圧の関係を示す。スイッチング関数は下式で示される。

$$s_{nj} = \begin{cases} 1, & (S_{nj}: \text{ON}) \\ 0, & (S_{nj}: \text{OFF}) \end{cases}, \quad (j=1,2,3,4) \dots\dots\dots(1)$$

ここで、 n はインバータ出力相、 j はスイッチの番号を意味する。3 レベルインバータは、2 レベルインバータが出力可能な相電圧 $\pm E_{dc}/2$ V に加えて、中性点電位を利用した 0 V の 3 つのレベルの相電圧 V_{phase} を出力可能である。

図 2 に従来の 3 レベル SVM 原理図を示す。図 2 に示すように 3 レベルの空間ベクトル領域は電圧指令ベクトルの位相角(θ) 60° 毎に、6 つのセクタ①～⑥に分けられる。電圧指令ベクトル \mathbf{V}^* は変調率 m と位相角 θ より下式で示される。

$$\mathbf{V}^* = m \angle \theta \dots \dots \dots (2)$$

各セクタは等価的に 2 レベルの空間ベクトル図とみなすことが出来るため、インナーベクトル \mathbf{V}_{in}^* を定義することで、3 レベル SVM は 2 レベル SVM と同様に変調ができる。インナーベクトルは出力電圧指令ベクトルを、各セクタにおける等価的な 2 レベル SVM のゼロベクトル(セクタ①では \mathbf{V}_7)で分解することで下式のように求められる。

$$\mathbf{V}_{in}^* = V_{in}^* \angle \gamma = \mathbf{V}^* - \mathbf{V}_{6+i} \dots \dots \dots (3)$$

ここで、 i はインナーベクトルが位置するセクタ番号である。(3)式により定義したインナーベクトルの位相角(γ) 60° 毎に、各セクタをサブセクタ 1~6 に分け、それぞれのサブセクタを囲む 3 つの空間ベクトルを選択する。制御周期 T_s 毎サンプリングされたインナーベクトル \mathbf{V}_{in}^* は、選択された 3 つの空間ベクトル $\mathbf{V}_x, \mathbf{V}_y, \mathbf{V}_z$ を時間平均化し、それらのベクトルを合成することでインバータから出力される。それぞれの空間ベクトルのオンデューティを t_x, t_y, t_z とすると、出力電圧指令ベクトルは下式により示される(4)。

$$\mathbf{V}_{in}^* = V_{in}^* \angle \gamma = \frac{t_x}{T_s} \mathbf{V}_x + \frac{t_y}{T_s} \mathbf{V}_y + \frac{t_z}{T_s} \mathbf{V}_z \dots \dots \dots (4)$$

$$T_s = t_x + t_y + t_z$$

ここで、 x, y, z は選択された空間ベクトルの番号である。

〈2・2〉 インバータ入力電流高調波の評価 図 3 に従来 SVM 適用時の 1 制御周期における入力電流波形を示す。サンプリングタイミングは、出力電圧指令ベクトルが図 2 の位置(セクタ①のサブセクタ 1 内)にある時とする。

図 4 に負荷力率 1 における出力電圧指令値および出力電流波形を示す。正側および負側の入力電流瞬時値は、その時のスイッチング関数および出力電流より求められる。

$$i_{DC.in,P} = \sum_{n=u,v,w} (s_{n1} \times i_n) \dots \dots \dots (5)$$

$$i_{DC.in,N} = \sum_{n=u,v,w} (s_{n2} \times i_n) \dots \dots \dots (5)$$

三相インバータは入力側から見ると、出力 1/6 周期で動作を繰り返すことから、 60° の位相角区間について議論する。出力 1/6 周期における入力電流実効値は下式で示される。

$$i_{DC.in,RMS} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} \frac{1}{2} \left(\sum_{k=x,y,z} \frac{t_k}{T_s} (i_{DC.in,P,k}^2 + i_{DC.in,N,k}^2) \right) d\theta} \dots (6)$$

ここで、 t_k は選択された空間ベクトルのオンデューティ、 $i_{DC.in,P,k}, i_{DC.in,N,k}$ は選択された空間ベクトル適用時の正側、負側それぞれの瞬時入力電流値である。次に、出力 1/6 周期

における入力電流平均値は下式で示される。

$$\bar{i}_{DC.in} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} \left(\sum_{k=x,y,z} \frac{t_k}{T_s} i_{DC.in,P,k} \right) d\theta \dots \dots \dots (7)$$

$$= \frac{3}{4} m \cdot I_m \cos \varphi$$

ここで、 I_m は出力電流最大値、 φ は負荷力率角である。(6)式および(7)式を用いて、平滑コンデンサに流入する電流の実効値は下式により示される(5)。

$$i_{C.RMS} = \sqrt{i_{DC.in,RMS}^2 - \bar{i}_{DC.in}^2} \dots \dots \dots (8)$$

(6)式よりインバータ入力電流実効値は空間ベクトルの選択により変化するが、(7)式より入力電流平均値は選択空間ベ

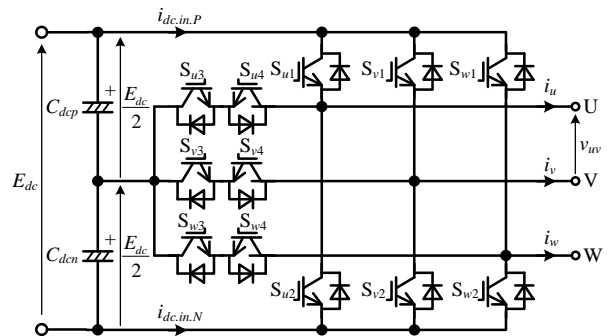


Fig. 1. T-type three-level voltage source inverter.

Table 1. Switching states of three-level VSI.

State	V_{phase} [V]	s_{n1}	s_{n2}	s_{n3}	s_{n4}
P (+)	$+E_{dc}$	1	0	1	0
0	0	0	0	1	1
N (-)	$-E_{dc}$	0	1	0	1

$n = u, v, w$

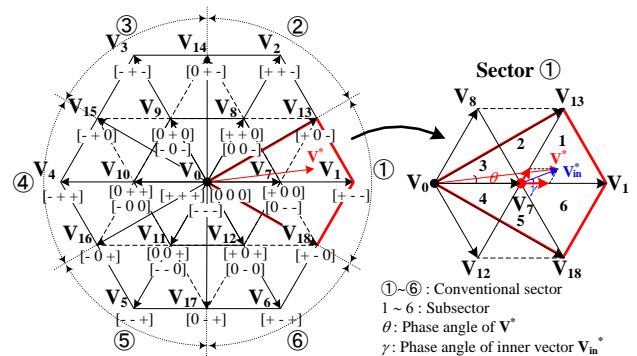


Fig. 2. Conventional three-level SVM.

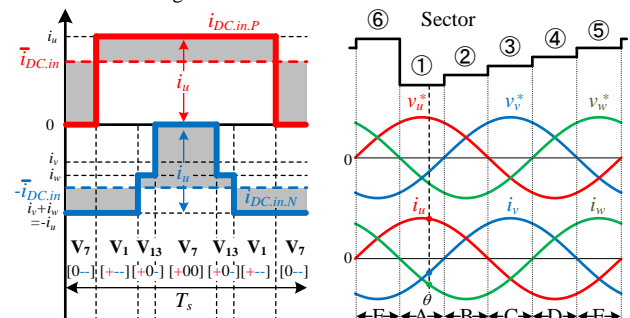


Fig. 3. Instantaneous waveform of input current with conventional SVM.

Fig. 4. Waveforms of voltage references and output current at unity power factor.

クトルによらず、変調率と負荷力率角によるため一定値であることがわかる。すなわち、インバータ入力電流実効値が最小となる空間ベクトルを選択した時に、コンデンサに流入する電流実効値も最小となる。入力電流実効値が最小となるベクトルパターンを解析するため、出力 1/6 周期における入力電流実効値より 1 制御周期分だけ取り出した入力電流実効値(瞬時実効値)を、(6)式より定義する⁽⁶⁾。

$$i_{DC.in,RMS}(T_s) = \sqrt{\frac{1}{2T_s} \int_0^{T_s} (i_{DC.in,P}^2 + i_{DC.in,N}^2) dt} \dots\dots\dots(9)$$

$$= \sqrt{\sum_{k=x,y,z} \frac{t_k}{2T_s} (i_{DC.in,P,k}^2 + i_{DC.in,N,k}^2)}$$

入力電流瞬時実効値が最小となるベクトルパターンを適用することで、出力 1/6 周期における入力電流高調波も低減できる。

〈2・3〉 入力電流高調波の低減手法 図 5 に瞬時実効値最小ベクトルパターンにおける 1 制御周期の入力電流波形の一例を示す。図 5(a)は選択空間ベクトル、(b)は入力電流波形である。 V_2, V_{13}, V_{18} を選択することで、図 3 で示した従来 SVM 適用時と比較すると、正負共に入力電流瞬時値と平均値との差(灰色の部分の面積)を低減できている。前述のように、この差が小さいほど瞬時実効値も小さいため、結果的に入力電流高調波も低減できる。図 5(a)の緑色で示された変調率が高い領域では、正負共に入力電流瞬時値と平均値との差を小さくできる空間ベクトルは V_2, V_{13}, V_{18}, V_6 の 5 つである。よって、これら 5 つの空間ベクトルから 3 つを選択することで、入力電流高調波を最小にできる。一方、変調率が低い紫色の領域では、 $V_2, V_8, V_0, V_{12}, V_6$ の 5 つの空間ベクトルから 3 つを選択することで、同様の理由で入力電流瞬時実効値を最小にできる。

図 6 に入力電流高調波を低減するための空間ベクトル変調方式を示す。変調に用いられる空間ベクトルは、入力電流瞬時実効値が最小となる 5 つの内、電圧指令ベクトルに最も近い 3 つのベクトルを選択する。

〈2・4〉 負荷力率変動への対応 図 7 に負荷力率変動に対応して瞬時実効値が最小となる提案 SVM を示す。負荷力率が変動し、三相出力電流の大小関係が変化した時、それに対応して入力電流瞬時実効値が最小となるベクトルパターンを選択する必要がある。そこで、図 4 に示した出力電流の符号の組み合わせにより新たな領域 A~F を定義し、提案 SVM のセクタとする。図 6 のベクトルパターンでは $i_u > 0, i_v < 0, i_w < 0$ となる領域 A においてのみ入力電流瞬時実効値が最小となる。負荷力率が変動した時、出力電流の符号の組み合わせによりセクタを判別することでその変化に追従して入力電流瞬時実効値最小パターンを適用できる。負荷力率角が 30° 以上悪化した場合、各提案セクタの内、図 7 中の斜線で示される領域は入力電流瞬時実効値が最小となるベクトルパターンでは変調を行えない。そのため、この領域においては従来の SVM を適用する。

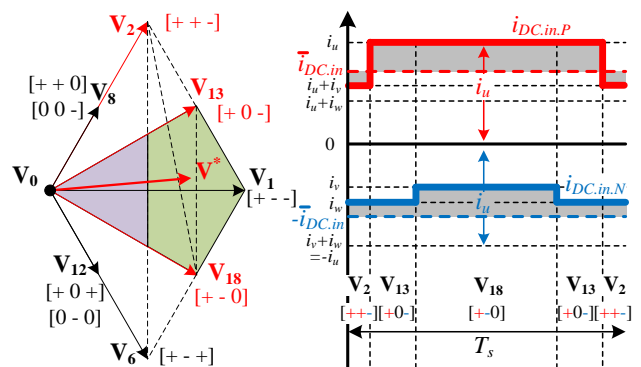
負荷力率の変動に伴い、提案 SVM と従来 SVM を切り替えながら変調を行った場合でも、同じ位置の電圧指令ベ

クトルを出力しながら中性点電流の方向を変えることができる。そのため、3 レベルインバータの中性点電位のバランス制御は提案方式を適用しても実現可能である。

3. 実機検証

〈3・1〉 入力電流高調波 各 SVM 適用時の入力電流高調波を測定するために RL 負荷試験を行った。負荷力率角は RL 負荷の組み合わせにより、 $\varphi = 4^\circ, 24^\circ, 60^\circ$ と変化させた。図 8 に負荷力率 1.0, 変調率 1.0 における各 SVM の動作確認波形を示す。(a)は従来 SVM, (b)は提案 SVM を適用した場合を示す。提案 SVM を適用することで入力電流波形のリプルが低減していることがわかる。

図 9 に各変調方式適用時の入力電流高調波解析結果を示



(a) One example of optimized vector pattern (V_2, V_{13}, V_{18}). (b) Waveform of input current.

Fig. 5. Instantaneous waveform of input current with the minimum instantaneous effective value pattern.

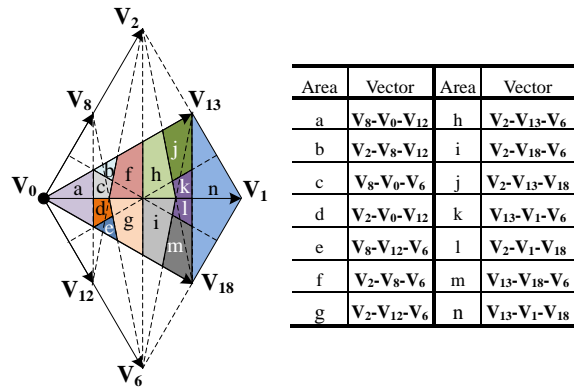


Fig. 6. Proposed three-level SVM.

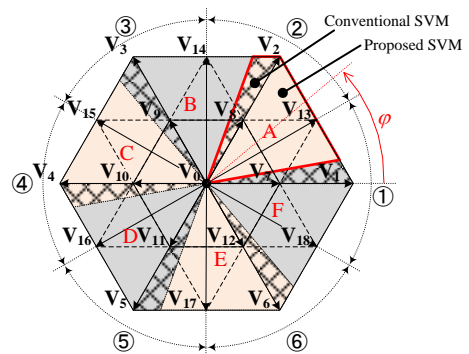


Fig. 7. Proposed three-level SVM when load power factor changes.

す。入力電流高調波は、入力電流高調波実効値を出力電流最大値で基準化した値 $I_{DC.in(p.u.)}$ より評価する。

$$I_{DC.in(p.u.)} = \frac{i_{DC.in,RMS}}{I_m} = \frac{1}{I_m} \sqrt{\sum_{k=1}^{4000} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} i_{DC.in,k} \right)^2} \dots\dots\dots (10)$$

ここで、 k は高調波次数、 $i_{DC.in,k}$ は入力電流高調波の k 次成分である。基本波成分は 50 Hz である。入力電流高調波は、従来 SVM 適用時、負荷力率 1.0、変調率 0.6 付近で最大となる。それに対し、提案 SVM を適用することで入力電流高調波を 38.2% 低減することを確認した。また、負荷力率が変化した条件においても入力電流高調波の低減を確認した。低変調率時に理論値と実験値で誤差が大きい原因は、負荷に流れるインバータ出力電流が小さいためである。

〈3・2〉 出力電圧高調波 図 10 に負荷力率 1 において従来 SVM および提案 SVM 適用時の出力線間電圧の重み付け全高調波歪(WTHD)⁽⁸⁾を示す。WTHD は下式で求められる。

$$WTHD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{4000} \left(\frac{V_k}{k} \right)^2}}{V_1} \dots\dots\dots (11)$$

ここで、 V_k は出力線間電圧高調波の k 次成分である。基本波成分は 50 Hz である。提案 SVM では入力電流瞬時実効値を最小とするために、電圧指令ベクトルとの電圧差が大きい空間ベクトルを選択している。そのため、出力側の高調波は従来 SVM と比較して増加する。低変調率時に高調波が大きくなる原因はデッドタイム誤差の影響が基本波成分に対して大きく見えるためである。

4. まとめ

本論文では、三相 3 レベルインバータの入力電流高調波を広負荷力率範囲で低減するための空間ベクトル変調方式を提案し、RL 負荷を用いた実機実験による検証を行った。提案 SVM は出力電流の大小関係より、入力電流瞬時値が平均値に近い値をとる空間ベクトルを選択することで、負荷力率が変動しても入力電流高調波を低減できるという特徴を持つ。RL 負荷を用いた実機検証の結果、提案 SVM によって負荷力率 1.0 の時に入力電流高調波を最大 38.2% 低減できることを確認した。更に、負荷力率を最大 0.5 まで悪化させた時でも、高調波を低減可能であることを確認した。

今後は、提案 SVM 適用時のインバータ損失の考察およびモータ負荷を用いた実機実験を行う予定である。

文 献

(1) A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523 (1981)
 (2) 佐藤, 伊東: 「3 レベルインバータを用いた永久磁石同期電動機駆動システムの消費電力量低減に関する検討」, 電学論 D, vol. 135, no. 6, pp. 632-640 (2015)
 (3) J. S. Lee and K. B. Lee, "New Modulation Techniques for a Leakage Current Reduction and a Neutral-Point Voltage Balance in Transformerless Photovoltaic Systems Using a Three-Level Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 4, pp 1720-1732 (2014)

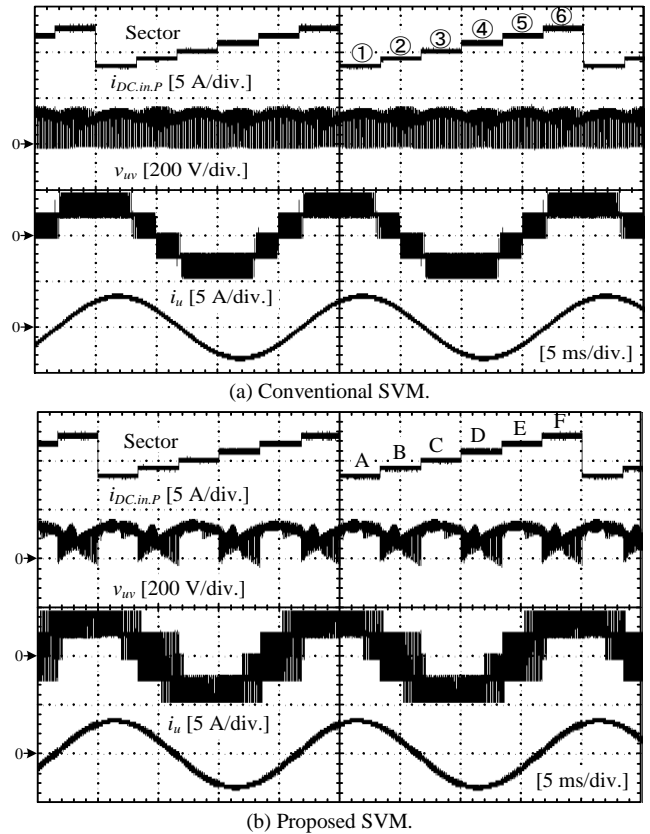
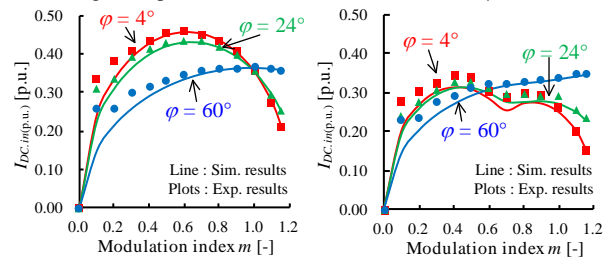


Fig. 8. Experimental waveforms at $m = 1.0$, $\cos \phi = 1.0$.



(a) Conventional SVM. (b) Proposed SVM.
Fig. 9. Input current harmonics analysis results.

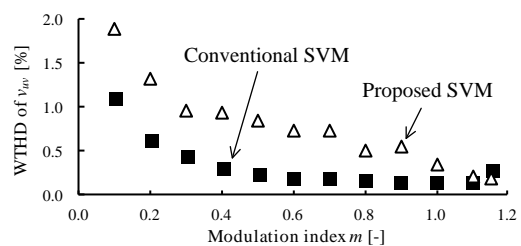


Fig. 10. Weighted total harmonic distortion of output line voltage at unity power factor.

(4) A. R. Beig, et al, "Modified SVPWM Algorithm for Three Level VSI With Synchronized and Symmetrical Waveforms," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 1, pp. 486-494 (2007)
 (5) D. Nguyen, et al, "Extended Double Carrier PWM Strategy Dedicated to RMS Current Reduction in DC Link Capacitors of Three-Phase Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 1, pp. 396-406 (2014)
 (6) 竹下, 石川, 安藤: 「瞬時実効値理論とマトリックスコンバータの出力電圧高調波抑制への応用」, 電学論 D, vol. 130, no. 12, pp. 1290-1297 (2010)
 (7) 長谷川, 竹下: 「マトリックスコンバータの出力電圧高調波を最小化する PWM 制御法」, 電学論 D, vol. 130, no. 12, pp. 1363-1370 (2010)
 (8) D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo, "Pulse Width Modulation For Power Converter," Wiley-IEEE Press (2003)