

멀티레벨 H-bridge 인버터를 위한 새로운 carrierwave 비교 방식 SVPWM

강대욱*, 이요한, 서범석**, 현동석
한양대학교 전기공학과, **삼성전자

A New Carrierwave-Based SVPWM for Multilevel H-bridge Inverter

Dae-Wook Kang*, Yo-Han Lee, Bum-Seok Suh**, Dong-Seok Hyun
Dept. of Electrical Engineering, Hanyang University, **Samsung Electronics

Abstract – In recent years H-bridge multilevel inverters have been focused on and selected as the power inverter in several high voltage and high power applications. This paper proposes a new PWM method for the multilevel H-bridge inverter systems. The proposed PWM method is a carrierwave-based space vector PWM method which utilizes the phase voltage redundancies considering both the switch and conduction loss of the devices. We describe the new PWM method in detail and the effectiveness of the new PWM method is verified by the simulation results.

1. 서론

현재 대용량 멀티레벨 인버터를 위한 topology 는 크게 flying capacitor 인버터, diode clamped 인버터, H-bridge 인버터 방식으로 구별된다. 이 중 flying capacitor 인버터는 전압레벨의 증가에 따라 서로 다른 값을 갖는 독립적인 전압원의 수도 증가되기 때문에 실구현상의 어려움으로 인해 거의 사용되지 않고 있다. 또한 Diode-clamped 인버터는 전압레벨에 따른 DC-링크 전압 균형 유지의 어려움과 clamping diode 수의 증가 그리고 stray inductance 감소를 위한 소자와 커패시터간의 배치의 어려움등의 구조적인 문제로 인해 멀티레벨로의 확장이 매우 어렵다. 이에 비해 H-bridge 인버터는 비록 독립적인 DC 전원을 필요로 하는 단점이 있지만 DC-링크 전압 불균형 문제가 발생하지 않으며 다른 인버터에 비해 주 소자수가 가장 적으며 모듈화가 가능하므로 멀티레벨로의 확장이 용이하다. [1]-[3]

이러한 장점으로 인해 H-bridge 인버터는 HVDC,

SVC, Stabilizer, 대용량 모터 구동 시스템등과 같은 분야에서 널리 사용되어지고 있다. 그러나 현재 이런 멀티레벨 인버터에 적용되고 있는 PWM (Pulse width modulation)방법들은 구현하기 복잡한 look-up table 방식을 이용한 SVPWM (Space Vector PWM)방법이거나 SVPWM 보다 적은 선형변조영역을 갖는 SPWM (Sinusoidal PWM)방법이며, 또한 이 PWM 방법들은 각 소자의 이용율을 고려하지 않고 있다. [4]-[7]

따라서 본 논문에서는 H-bridge 멀티레벨 인버터의 상전압 redundancy 를 이용한 새로운 PWM 방법을 제안하였다. 제안한 PWM 기법은 각 소자에 흐르는 전류의 실효치와 스위칭 주파수를 동일하게 하며 Carrier wave 비교 방식의 특징을 지녀 멀티레벨로의 확장이 매우 용이한 특징을 지니고 있다.

2. carrierwave 비교 방식의 SVPWM 방법

고정자 기준 좌표계에서의 지령 전압 벡터 ($V^*=V_d+jV_q$)는 식 (1)에 의해 가상 상전압 (imaginary phase voltages)으로 변환할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{as}^* \\ V_{bs}^* \\ V_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

유효 상전압 (effective phase voltages)은 식 (1)의 가상 상전압에 식 (2)의 오프셋 전압을 더하여 식 (3)과 같이 나타 낼 수 있다.

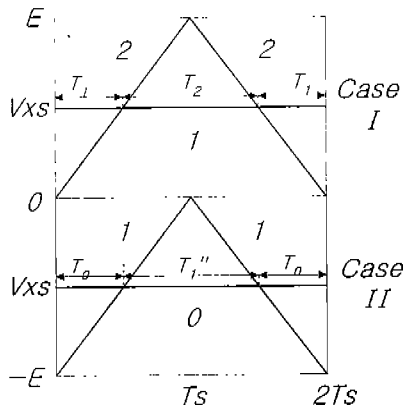


그림 1. carrier wave 와 유효 상전압 V_{xs} 에 따른 스위치 상태와 게이트 인가 시간

$$V_{offset} = -\frac{V_{max} + V_{min}}{2} \quad (2)$$

여기서 V_{max} 와 V_{min} 은 가상 상전압 중에서 각각 최대값과 최소값을 나타낸다.

$$V_{xs} = V_{xs}' + V_{offset} (x = a, b, c) \quad (3)$$

그림 1은 두개의 carrier wave와 유효 상전압의 위치에 따른 스위치 상태를 나타내고 있으며 표 I은 유효 상전압의 위치에 따라 스위치 상태가 $1 \rightarrow 2 \rightarrow 1$ 로 변할 때와 $0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$ 로 변할 때 각각의 출력 상전압과 스위치의 게이트 펄스와와의 관계를 나타낸다. 표 I에 보여진 것처럼 유효 상전압이 영보다 클때 스위치 상태는 $2T_s$ 내에서 $1 \rightarrow 2 \rightarrow 1$ 로 변한다. [case I] 이와 유사하게 영보다 작을 때는 $0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$ 로 변하게 된다. [case II] 이와 같이 오프셋 전압에 의한 상전압 비교 방식은 SPWM의 장점인 구현의 간편성과

표 I. NPC 형태의 인버터에서 스위치 상태와 출력 상전압과의 관계

Case I					
Switch State	1	→	2	→	1
Switch Time	T_1		T_2		T_1'
Output Voltage	0		E		0
Case II					
Switch State	0	→	1	→	0
Switch Time	T_0		T_1''		T_0'
Output Voltage	-E		0		-E

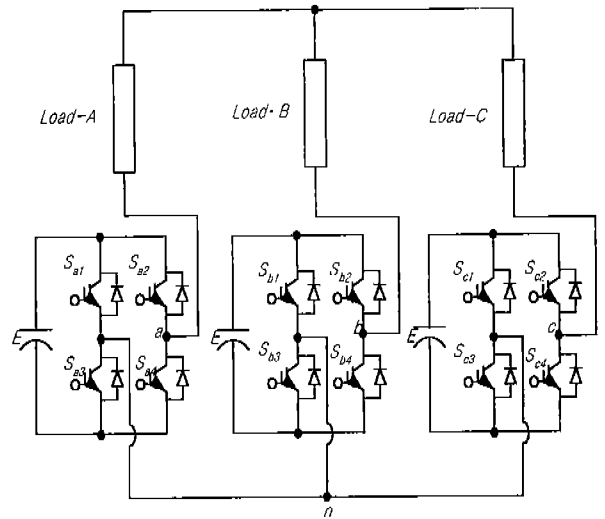


그림 2. 3-level H-bridge 인버터에 대한 회로도

SVPWM과 같은 선형변조영역을 갖게 된다. [8]

3. 상전압 redundancy를 이용한 새로운 carrierwave 비교 방식의 SVPWM 방법

3.1 3-level H-bridge inverter

그림 2는 3-level H-bridge 인버터에 대한 회로도를 나타내고 있다. 표 II는 가능한 스위치 상태와 이에 따른 출력 상전압을 나타낸다. 표에서 나타난 스위치 상태중 I_1 과 I_2 는 같은 출력 상전압을 내는 다른 스위치 상태 즉 상전압 redundancy를 표시하고 있고 따라서 영 상전압에는 하나의 redundancy가 존재함을 알 수 있다. redundancy를 고려하지 않고 기존의 carrier wave 비교 방식의 SVPWM 방법을 그대로 적용하면 동일한 선간전압을 얻을 수 있지만 NPC 인버터에서 구조적으로 내외측 소자간의 전류 불균형 문제가 발생하는 것처럼 소자 이용율이 달라진다. 따라서 그림 3에서 나타난 것처럼 두개의 삼각파와 상전압 redundancy를 고려한 출력 상전압을 배치시키면 소자간 전류불균형 문제를 해결할 수 있으며

표 II. 3-level H-bridge 인버터에서 스위치 상태와 출력 상전압과의 관계

Switch State	2	I_1	I_2	0
S_2	On	Off	on	Off
S_3	On	On	off	Off
Output Voltage	E	0	-E	

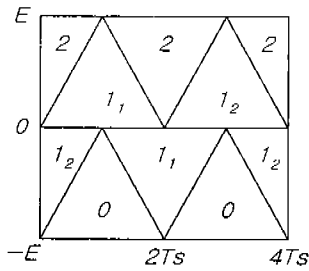


그림 3. 기존의 삼각파, 출력상전압과 스위치 상태를 제안한 방법에 의한 배치

소자의 이용율도 같게 할 수 있다. 상전압 V_{xs} 의 값에 따라 두개의 carrier wave를 스위치 S_{x2} 와 S_{x3} 에서 각각 얻을 수 있으며 이를 그림 4에 나타내었다. 첫째, $0 < V_{xs} < E$ 인 경우 스위치 S_{x2} 는 처음 $2T_s$ 동안 한번 턴-오프, 턴-온을 하며 (그림 4(a)) 스위치 S_{x3} 는 다음 $2T_s$ 동안 한번 턴-오프, 턴-온을 한다. (그림 4(b)) 따라서 각 스위치는 $4T_s$ 동안 한 번씩 턴-온과 턴-오프를 하게 된다. 둘째, $-E < V_{xs} < 0$ 인 경우 그림 4(c)와 4(d)에 보여진 것처럼 스위치 S_{x2} 와 S_{x3} 는 $4T_s$ 동안 각각 한 번 턴-온과 턴-오프를 한다. 여기에서 점선과 굵은 실선 그리고 가는 실선은 각각 기존의 carrier wave와 새로운 carrier wave 그리고 이 새로운 carrier wave와 V_{xs} 와의 비교로 발생하는 게이트 신호

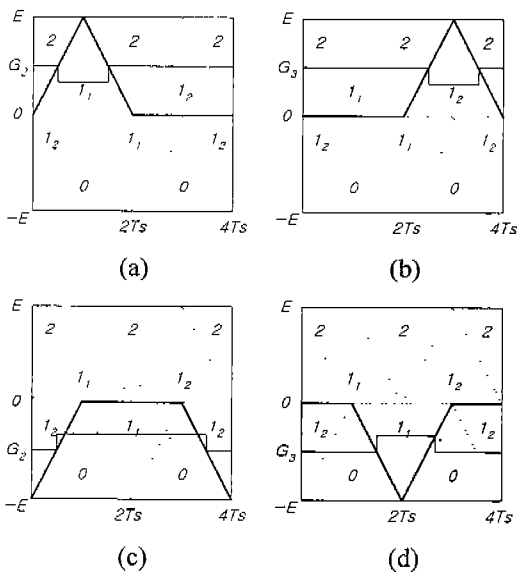


그림 4. $0 < V_{xs} < E$ 인 경우 (a) S_{x2} 와 (b) S_{x3} 에서 그리고 $-E < V_{xs} < 0$ 인 경우 (c) S_{x2} 와 (d) S_{x3} 에서의 새로운 carrier wave와 게이트 신호 ($x=a, b, c$)

를 나타내고 있다. 또한 이 그림에서 S_{x3} 에 대한 carrier wave는 S_{x2} 에 대한 carrier wave에 비해 $2T_s$ 만큼 shift되고 있음을 알 수 있다.

그림 5(a), 5(b)와 5(c)는 dm (modulation index)=0.82, $T_s=500\mu s$, $E=300V$, f_o (출력 주파수)=50Hz일 때의 시뮬레이션 결과들이다. 그림 5(a)는 선간 전압 (V_{ab})파형이며 그림 5(b)는 상전류 (I_a)이고 그림 5(c)는 각각 S_{x2} 와 S_{x3} 에 흐르는 전류의 실효값이다. 그림 6은 같은 조건에서 하나의 스위치 상태 (1_1)만이 사용되었을 경우 S_{x2} 와 S_{x3} 에 흐르는 전류의 실효값에 대한 시뮬레이션 결과이며 두 소자에 흐르는 전류가 다르다는 것을 알 수 있다.

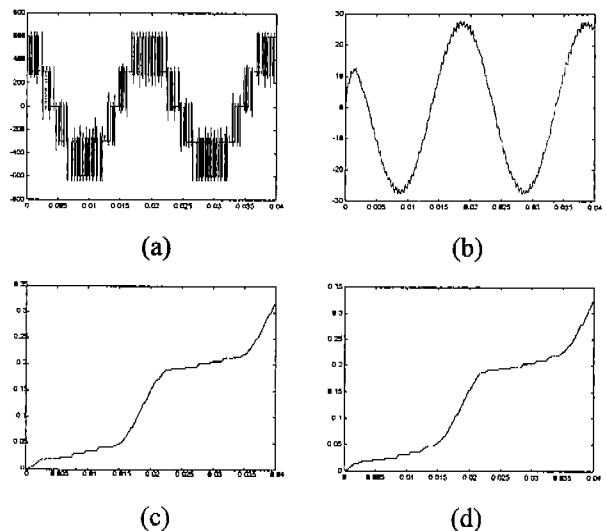


그림 5. 제안된 방법에 의한 3-level H-bridge 인버터에서의 시뮬레이션 결과 (a) 선간전압 (V_{ab}) (b) 상전류 (I_a) (c) S_{x2} 와 (d) S_{x3} 에서의 전류의 실효값

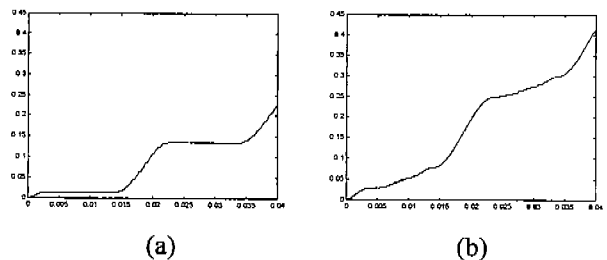


그림 6. 같은 조건하에서 상전압 redundancy를 고려하지 않은 경우의 시뮬레이션 결과 (a) S_{x2} 와 (b) S_{x3} 에서의 전류의 실효값

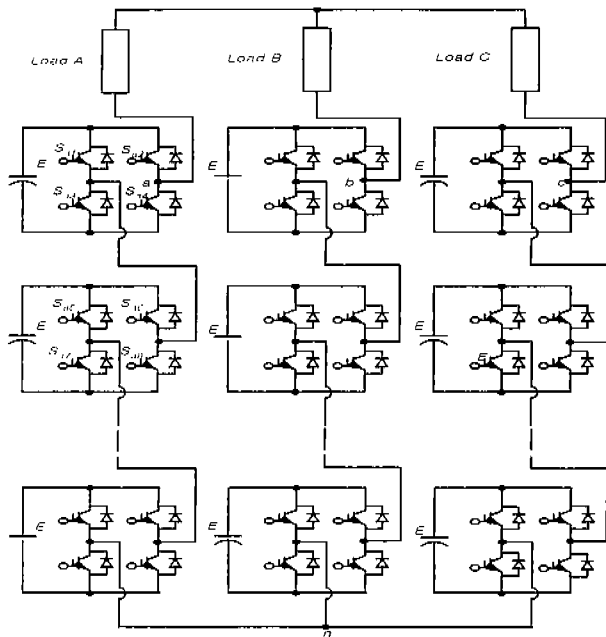


그림 7. n-level H-bridge inverter 에 대한 회로도

3.2 멀티레벨 H-bridge 인버터로의 확장

그림 7은 n-level H-bridge 인버터에 대한 회로도를 나타내고 있으며 그림 8은 기존의 삼각파와 상전압 redundancy를 고려한 스위치 상태에 따른 출력상전압을 나타내고 있다. 스위치 상태의 아래첨자는 redundancy의 종류를 표시한다. 스위칭 주파수를 고려하여 모든 redundancy를 이용하지는 않았으며, 즉 0와 (n-1)상태를 뺀 나머지 상태에서는 각각 (n-2)개의 redundancy를 사용하였다. 그림 9는 앞의 3-

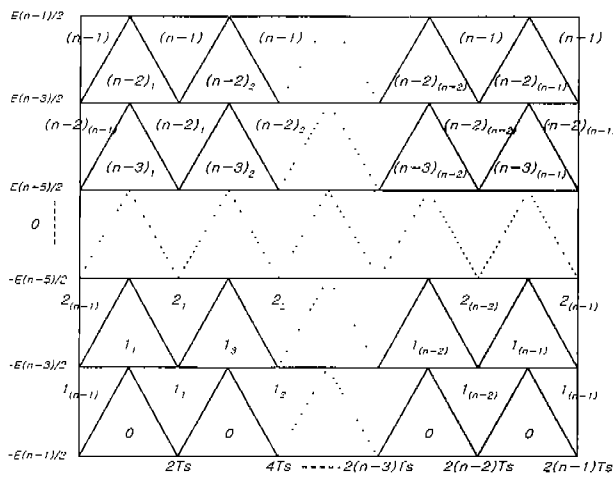


그림 8. n-level 에 대한 기존의 삼각파, 출력상전압과 스위치 상태의 배치

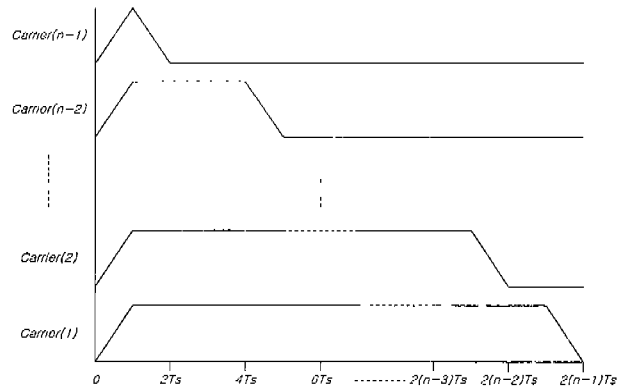


그림 9. n-level 에서 S_{x2} 의 새로운 carrier wave

level 에서와 같은 방법으로 얻은 S_{x2} 에 대한 새로운 carrier wave 이다. 다른 스위치에 대한 carrier wave 는 이 carrier wave 를 각각 $2T_s$ 만큼 shift 시킴으로써 쉽게 얻을 수 있다. 표 III 은 5-level 의 경우 ($n=5$)에 출력 상전압과 이에 따른 스위치 상태를 나타내고 있다. 어렵게 표시된 두 스위치 상태, 2_5 와 2_6 은 사용하지 않았다. S_{x2} 에 대한 carrier wave 는 그림 9 에서 $n=5$ 로부터 구할 수 있으며 다른 스위치에 대한 carrier wave 는 $2T_s$ 씩 shift 시킴으로써 얻을 수 있다.

그림 10은 5-level 의 경우 제안된 방법에 의해 $dm=0.82$, $T_s=250\mu s$, $E=150V$, $f_s=50Hz$ 일 때의 시뮬레이션 결과들이다. 그림 10(a)는 선간 전압 (V_{ab})의 파형이고 10(b)는 상전류 (I_a)이고 10(c)와 10(d)는 각각

표 III. 5-level H-bridge 인버터에서 출력 상전압과 스위치 상태와의 관계

Switch state	S_{x2}	S_{x3}	S_{x6}	S_{x7}	Output voltage
4	on	on	On	on	$2E$
3_1	off	on	On	on	E
3_2	on	off	On	on	
3_3	on	on	Off	on	
3_4	on	on	On	off	
2_1	off	on	On	off	0
2_2	off	off	On	on	
2_3	on	off	off	on	
2_4	on	on	off	off	
2_5	on	off	on	off	
2_6	off	on	off	on	
1_1	off	on	off	off	$-E$
1_2	off	off	on	off	
1_3	off	off	off	on	
1_4	on	off	off	off	
0	off	off	off	off	$-2E$

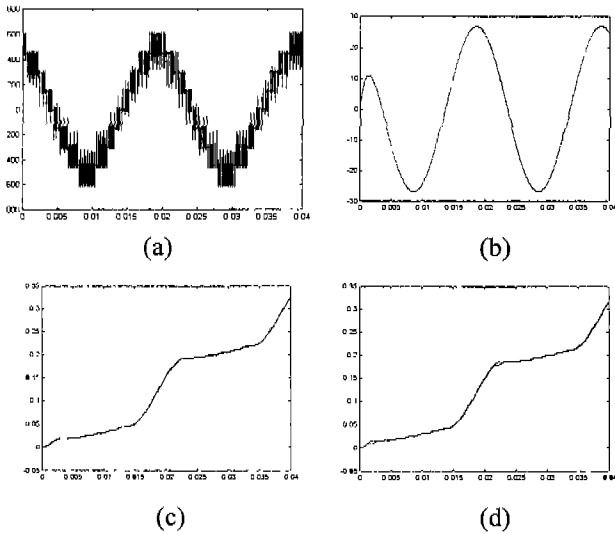


그림 10. 5-level H-bridge 인버터에서의 시뮬레이션 결과 (a) 선간전압 (V_{ab}) (b) 상전류 (I_a) (c) S_{x2} 와 S_{x3} , 그리고 (d) S_{x6} 와 S_{x7} 에서의 전류의 실효값

S_{x2} 와 S_{x3} , 그리고 S_{x6} 와 S_{x7} 에서의 전류의 실효값이다. 제안된 PWM 방법에 의해 모든 스위치가 거의 동일하게 이용되고 있음을 알 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 멀티레벨 H-bridge 인버터에 쉽게 적용할 수 있고 많은 상전압 redundancy를 이용하여 각 소자의 스위칭 주파수와 전류의 실효값을 같게 함으로써 스위치의 이용율을 같게 하는 새로운 carrierwave 비교 방식의 SVPWM 방식을 제안하였으며 시뮬레이션을 통해 제안된 방법의 타당성을 검증하였다. 또한 제안된 방법은 각 소자의 손실(스위칭 손실과 도통 손실)을 같게 함으로써 특히 대용량 시스템의 구현시 방열설계에 유리하다.

5. 참고 서적

[1] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 17, no. 5, pp. 518-523, 1981.
 [2] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli and S. Tenconi, "A Non Conventional Power Converter for Plasma Stabilization," *IEEE-PESC Conf. Rec.*, pp. 122-129,

1988.

[3] J. S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel Converters - A New Breed of Power Converters," *IEEE-IAS Conf. Rec.*, pp. 2348-2356, 1995.
 [4] M. Marchesoni, "High-Performance Current Control Techniques for Applications to Multilevel High-Power Voltage Source Inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 189-204, 1992.
 [5] G. Joos, X. Huang and B. T. Ooi, "Direct-coupled Multilevel Cascaded Series VAR Compensators," *IEEE-IAS Conf., Rec.*, pp. 1608-1615, 1997.
 [6] F. Huang, P. I. Lim and E. K. Goh, "Design and Implementation of a 3-Phase Voltage Stabilizer Using 11-Level Voltage Source Inverter," *IEEE-IECON Conf. Rec.*, pp. 722-725, 1997.
 [7] Z. C. Zhang, J. Kuang, X. Wang and B. T. Ooi, "Force Commutated HVDC and SVC Based of Phase-Shifted Multi-Converter Modules," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 189-204, 1993.
 [8] Y. H. Lee, R. Y. Kim and D. S. Hyun, "A Novel SVPWM Strategy Considering DC-link Balancing for a Multi-level Voltage Source Inverter," *Accepted for APEC Conf. Rec.*, 1999.