

멀티레벨 인버터를 위한 간략화된 공간 전압벡터 변조 방안

서재형* 송영주* 김광섭* 이철구* 방상석* 최창호* 현동석**
 * (주)포스콘 기술연구소 ** 한양대학교 전기공학과

Simplified Space Vector PWM Method for Multi-level Inverters

Suh Jae-Hyeong* Song Young-Joo* Kim Kwang-Seob*
 Lee Chul-Goo* Bang Sang-Seok* Choi Chang-Ho* Hyun Dong-Seok**
 * POSCON Corporation R&D Center **Hanyang University

Abstract - The multi-level approach seems to be best suited to high power, high voltage ac drives with low torque ripple and fast dynamic response. If high control performance is required, space vector control becomes desirable, and the task becomes time critical. In this paper, a simplified space vector PWM method for the control of a three level inverter is proposed. As the PWM is simple in structure, it is easy to implement and the fluctuation of the neutral point potential of DC link can be suppressed effectively. The simulation results demonstrate that the proposed PWM strategy can be applied to high power, high voltage inverter systems. And its application to multi-level inverter is easily done on the same principle.

히 설명하고 시뮬레이션을 통하여 그 타당성을 검증하고자 한다.

2. 본 론

2.1 3레벨 인버터의 동작원리

3레벨 인버터의 구성도와 각상의 스위칭 상태에 따른 출력 상전압은 그림1과 표1에 각각 제시되어 있다.

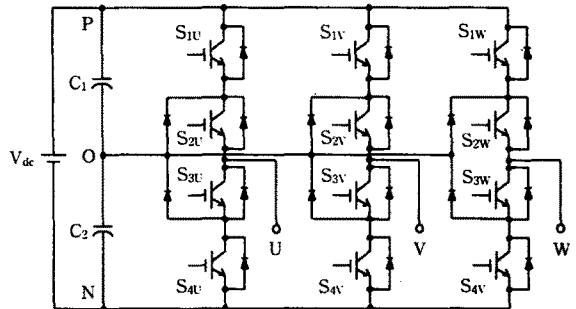


그림1. 3레벨 인버터 구성도

Switching State	S1x	S2x	S3x	S4x	V _{XN}
P	ON	ON	OFF	OFF	V _{dc}
O	OFF	ON	ON	OFF	V _{dc} /2
N	OFF	OFF	ON	ON	0

표1. 3레벨 인버터 스위칭 상태와 출력전압(X=U,V,W)

1. 서 론

최근 전력전자분야에서 가장 두드러진 현상중의 하나는 고압 집적회로(high voltage integrated circuit) 기술의 발전으로 제어가 간단하면서 전압, 전류특성이 큰 GCT (gate commutated thyristor), HVIGBT (high voltage insulated gate bipolar transistor) 와 같은 소자들이 상용화되어 고정밀도의 고압 대용량 전력변환 장치의 구현에 널리 이용되고 있다는 것이다. 그러나 통상 2레벨 인버터라 불리는 기존의 인버터 구조를 고압 대용량 전동기 구동시스템에 적용할 경우, 전력용 반도체 소자의 스위칭 손실 증가와 스위칭 주파수의 제한으로 인하여 스위칭 주파수의 증가를 통한 출력 전압, 전류의 고조파 저감이 한계가 있게 된다. 더구나 DC 전압 2000V(HVIGBT의 경우) 이상의 고압, 대용량 인버터의 경우 소자의 직렬로 인한 최대 스위칭 주파수 감소로 고전도의 전동기 구동시스템에의 적용이 힘들다.

그러나 3레벨 인버터의 경우 소자의 직렬연결 구조로 되어 있으면서도 소자의 턴-오프시의 균등한 차단전압 분배를 이룰 수 있고 인버터 출력전압의 고조파를 같은 스위칭 주파수에서 비교할 때 2레벨 인버터보다 2배 이상 줄일 수 있어 고성능의 고압 전동기 구동 시스템에의 적용이 널리 확대되고 있으며, 이러한 3레벨 인버터를 위한 다양한 전압변조 방안들이 제시되어 왔다[1,2].

3레벨 인버터의 전압변조 시 중요한 요건은 부하 불평형이나 직렬로 연결된 dc단 커패시터의 커패시턴스 차이 등으로 인한 dc 전압 불균형 문제의 해결이다. 본 논문에서는 dc 전압 불균형 문제 해결과 구현이 쉽고 멀티레벨 인버터로의 확장이 간단한 간략화된 새로운 3레벨 공간전압변조(SVPWM) 방법을 제시한다. 또한 제시된 방법은 기존의 2레벨 인버터의 변조시 이용되는 여러 가지 기법들을 그대로 이용할 수 있는 장점을 지닌다.

그림2는 3레벨 인버터 출력전압의 공간 전압 벡터도로서 3개의 영벡터(V₀, V₁₉, V₂₆)와 내부 육각형의 꼭지점에 해당되는 12개의 중간벡터(V₁, V₄, V₇, V₁₀, V₁₃, V₁₆, V₂₀, V₂₁, V₂₂, V₂₃, V₂₄, V₂₅), 그리고 12개의 큰벡터(V₂, V₃, V₅, V₆, V₈, V₉, V₁₁, V₁₂, V₁₄, V₁₅, V₁₇, V₁₈)로 이루어져 있다.

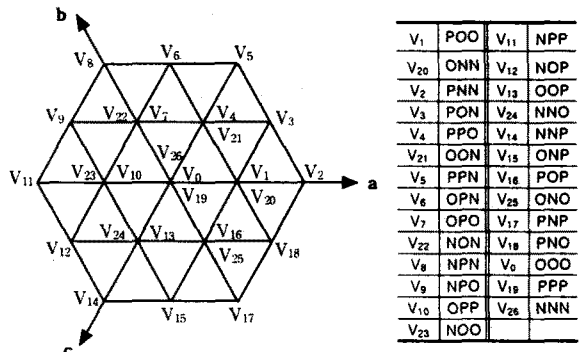


그림2. 3레벨 인버터 공간전압 벡터도

위의 그림에서 알 수 있듯이 내부 육각형 내부에 지령 전압벡터가 머물 경우 선택할 수 있는 전압벡터들은 각각에 대하여 2가지씩 존재하며 어떠한 벡터를 선택하

본론에서는 새로운 전압변조법의 원리에 대하여 자체

느냐에 따라 윗단, 혹은 아랫단 커패시터의 충전전에 영향을 주어 dc 단의 중성점 전압이 변동하게 된다. 즉 같은 선간전압을 출력하는 V_1 과 V_{20} 의 경우, V_1 벡터는 윗단 커패시터의 충전전에, V_{20} 벡터는 아랫단 커패시터의 충전전에 주로 영향을 주게 된다.

2.2 제안된 3레벨 공간전압벡터 변조법

2.2.1 제안된 공간전압벡터 변조법의 원리

3레벨 공간전압벡터 변조시 동일한 전압지령 벡터를 출력할 수 있는 전압벡터들의 조합이 다양하고 지령벡터가 위치하는 영역에 따라 시간 계산식이 달라진다. 이로 인하여 실제 구현시, 미리 스윗칭 시퀀스를 테이블로 저장하고 지령벡터의 위치에 따라 24개 영역으로 구분하여 시간계산을 수행해야 하는 어려움이 있었다.

본 논문에서는 그림3과 같이 3레벨 공간전압 벡터도를 7개의 2레벨 공간전압벡터들의 조합으로 분류하고 지령전압벡터를 수정하여 가상 스윗칭 시간을 이용한 2레벨 인버터의 공간전압 벡터 변조법을 이용하는 방식을 채택한다.

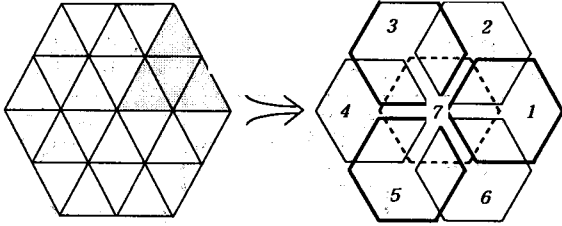


그림3. 3레벨 SVPWM 전압벡터도의 구분

그림3에서와 같이 3레벨 공간전압 벡터도를 내부육각형의 꼭지점을 중심으로 하는 7개의 2레벨 전압벡터도로 분류하면 2레벨 공간전압 벡터 변조와 동일하게 시간계산과 스윗칭 시퀀스가 결정되어 진다. 이때 중첩되는 영역이 존재하게 되는데, 어떠한 벡터를 중심으로 하는 공간 벡터도로 보아도 무관하다. 이러한 자유도는 아래에서 서술될 중성점 전압제어에서 용이하게 이용된다. 그림3에 표기된 제7의 영역은 3상 대칭 변조를 위하여 구분된 것이다.

2.2.2 전압지령 벡터의 수정

앞서 설명한 바와 같이 7개의 2레벨 공간전압 벡터도의 영역으로 분류되면, 2레벨 공간전압 벡터와 같은 변조법을 이용하기 위하여 지령 전압벡터를 다음 식1과 같이 수정한다.

$$V_{ass} = V_{ass} - \cos\left(\frac{(s-1)\pi}{3}\right)$$

$$V_{dss} = V_{dss} - \sin\left(\frac{(s-1)\pi}{3}\right)$$

이때 s 는 3레벨 공간전압 벡터도를 구성하는 2레벨 공간전압 벡터도를 나타내는 index이다.

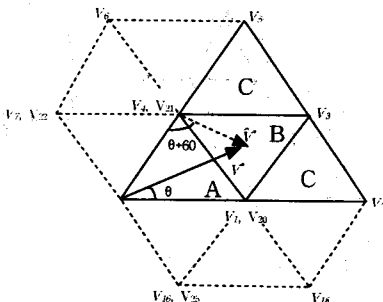


그림4. 지령전압벡터의 수정

전압벡터의 수정과 시간계산 과정을 그림3의 짙은 색

으로 표시된 영역을 예로 들어 설명한 것이 그림4이다.

그림4와 같이 전압 지령벡터 V 가 주어질 경우 V_4 , V_{21} 또는 V_1 , V_{20} 을 기준으로 전압벡터를 수정할 수 있다. 그림 4에서는 V_4 , V_{21} 을 기준으로 하여 수정된 전압벡터의 예를 보여준다.

V_4 , V_{21} 를 기준으로 한 2레벨 공간벡터도로 수정하면 각 벡터의 유지시간은 다음과 식과 같이 정리되어 진다.

$$T_1 = T_s * \left(\frac{2\sqrt{3}}{V_{dc}} \left| \vec{V} \cdot \sin(60 - \theta) \right. \right)$$

$$T_3 = T_s * \left(\frac{2\sqrt{3}}{V_{dc}} \left| \vec{V} \cdot \sin 60 \right. \right)$$

$$T_4 = T_s - (T_1 + T_3)$$

위의 식을 보면 T_1 , T_3 시간계산은 factor 2가 곱하여 지는 것을 제외하고는 V_4 , V_{21} 을 중심으로 하는 2레벨 공간전압벡터의 시간 계산식과 같음을 알 수 있다. 위의 결과는 V_1 , V_{20} 을 기준으로 하여도 마찬가지이며 전압 지령벡터가 어떠한 영역에 머물러도 같은 결과를 얻을 수 있다. 3레벨 인버터의 스윗칭 시퀀스는 선택된 기준벡터를 기준으로 2레벨 인버터의 공간벡터 변조시의 방법을 그대로 적용함으로써 결정되어 진다.

2.2.3 중성점 전압 불균형

3레벨 인버터의 중성점 전압 불균형 문제를 해결하기 위해서는 같은 인버터의 출력 선간 전압을 내면서도 아랫단과 윗단 커패시터의 충전전의 균형을 이룰 수 있는 스윗칭 시퀀스를 선택하여야 한다. 그림4와 같은 전압지령벡터가 주어질 경우 선택할 수 있는 스윗칭 시퀀스는 다음과 같은 두가지의 경우가 있다.

$$\text{case 1 : } V_{21}-V_3-V_1-V_4-V_4-V_1-V_3-V_{21}$$

$$\text{case 2 : } V_{20}-V_{21}-V_3-V_1-V_1-V_3-V_{21}-V_{20}$$

위의 두가지 경우의 스윗칭 시퀀스를 나타낸 것이 그림5이다.

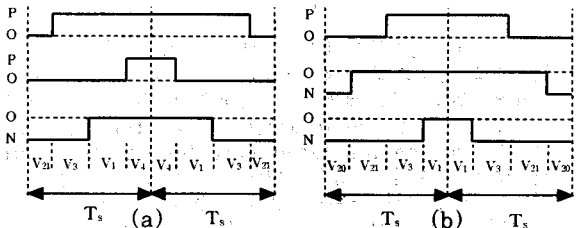


그림5. 스윗칭 시퀀스의 예

그림5(a)의 경우, V_{21} 과 V_4 벡터는 같은 시간동안 인가 되므로 윗단, 아랫단 커패시터의 전압균형을 이룰 수 있고, V_3 은 아래 윗단 커패시터가 동시에 충전된 되므로 중성점 전압변동에 영향을 주지 못하며, V_1 은 윗단 커패시터의 충전전에 영향을 주게 된다. 따라서 (a)와 같은 시퀀스를 선택하면 주로 윗단 커패시터의 전압변동에 영향을 주게 된다. (b)의 경우는 주로 아랫단 커패시터의 충전전에 관련이 되므로 DC단의 두 커패시터의 전압오차에 따라 적절한 시퀀스를 선택하여 중성점 전압을 제어해주어야 한다.

2.2.4 중성점 전압제어

중성점 전압제어는 적절한 중간벡터의 선택을 통하여 이루어지며 이는 7개로 분류된 2레벨 공간전압벡터를 타다내는 index k 를 이용하여 간단히 해결할 수 있다. 중성점 전압제어 원리는 그림4에 표시된 3가지 영역으로 분류하여 설명하기로 한다.

1) 영역 A

A영역은 3레벨 공간전압벡터도의 내부 육각형에 해당되는 영역으로서 두 커패시터의 전압 오차에 따라 아래와 같이 기준 전압벡터를 선정함으로써 중성점 전압을 제어할 수 있다.

$$Err_V_{dc} = V_{C1} - V_{C2}$$

$$Err_V_{dc} * I_{dc} > 0 : (PPP), (OOO)$$

$$Err_V_{dc} * I_{dc} < 0 : (OOO), (NNN)$$

2) 영역 B

B영역은 그림3에서 알 수 있듯이 index 1,2로 표시된 2레벨 공간전압벡터도의 중첩영역으로서 2.2.3에서 설명한 바와 같이 두 커패시터의 전압 오차에 따라 index 1 또는 2로 표시된 2레벨 공간벡터도로 전압 지령벡터를 수정하여 스윗칭 시퀀스를 선택함으로써 중성점 전압을 제어할 수 있다. 그림4와 같이 전압지령벡터가 주어지는 경우는 다음과 같이 기준벡터를 선정한다.

$$Err_V_{dc} = V_{C1} - V_{C2}$$

$$Err_V_{dc} * I_{dc} > 0 : (PPO), (OON) \quad s=2$$

$$Err_V_{dc} * I_{dc} < 0 : (POO), (ONN) \quad s=1$$

위와 같은 과정은 index s를 이용하면 s의 값을 유지하거나 1을 감함으로써 쉽게 구현된다. 이와 아울러 샘플링시간의 양쪽에 균등하게 배치되는 벡터인가 시간을 수정하는 방법(3) 또한 이용될 수 있으며 이에 대한 설명은 아래에서 하기로 한다. 따라서 두 커패시터의 전압 오차의 크기에 따라서 앞서 설명한 두가지 혹은 한가지 방법을 이용할 수 있다.

3) 영역 C

그림4의 C로 표시된 영역에 전압지령벡터가 머무는 경우의 중성점 전압제어는 기준이 되는 2개의 중간벡터인가시간을 조정함으로써 이루어진다. 예를 들어 V_1, V_2, V_3 로 이루어지는 삼각형내부에 전압지령 벡터가 위치하면 V_1 과 V_2 의 인가시간(T_1, T_2)을 다음과 같이 수정하여 중성점 전압의 변동을 억제한다. 이때 k는 두 커패시터의 전압 오차와 동작모드(powering mode or regenerating mode)에 따라 변화되는 factor이다.

$$T_C = T_S - (T_2 + T_3)$$

$$T_1 = T_C * (1+k)/2 \quad T_2 = T_C * (1-k)/2$$

3. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제시된 공간전압벡터 변조방법의 타당성과 DC 전압의 중성점 전압제어 성능을 3레벨 PWM 컨버터, 인버터를 이용한 시뮬레이션으로서 검증한다. 시뮬레이션 조건은 표2와 같다. 그림6의 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 앞서 설명한 PWM 방법과

구분	조건
Input Voltage	2000[V _{ac}]
DC-Link Voltage	9800[V]
Inverter Capacity	2000[KVA]
Sampling Frequency	500[Hz]

표2. 시뮬레이션 조건

dc단 중성점 전압제어가 효과적으로 이루어짐을 확인할 수 있다. 본 논문에서 제시된 공간벡터 변조방안은 멀티레벨로의 확장이 용이한 장점을 지닌다. 5레벨 인버터의 공간벡터 변조의 경우, 5레벨 공간 벡터도를 7개의 3레벨 공간벡터도로 분류할 수 있고 앞서 설명한 방법을 사용하면 공간전압벡터 변조와 dc단의 전압제어를 간단히 해결할 수 있다.

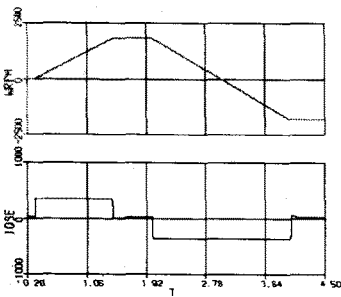
3. 결 론

본 논문에서는 멀티레벨 인버터의 공간전압벡터 변조 방법을 제시하고 그 타당성을 시뮬레이션으로 확인하였다. 제시된 방법은 스윗칭 Table이 필요치 않으며 공간 벡터 변조시에 필요한 시간을 단축할 수 있는 장점이 있다. 또한 멀티레벨에서 중요한 중성점 전압 불균형문제를 쉽게 해결할 수 있으며 기본적으로 2레벨 인버터의 공간전압벡터 변조법과 동일하므로 2레벨 공간전압벡터 변조에 사용되는 기존의 여러 가지 기법들을 쉽게 이용할 수 있다.

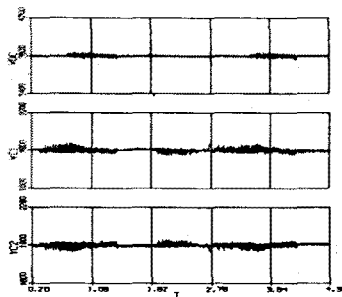
본 논문에서 제시된 3레벨 공간전압벡터 변조법은 3레벨 이상의 멀티레벨 인버터의 공간전압벡터 변조시 더욱 효과적으로 사용될 수 있을 것으로 사료된다.

[참 고 문 헌]

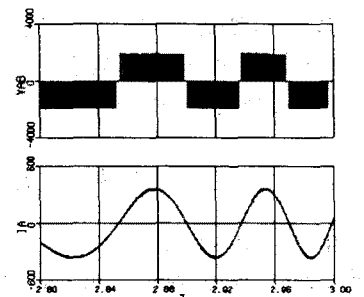
- (1) R.Jotten, "A Fast Space-Vector Control For A Three-Level Voltage Source INVERTER", EPE Conf.Rec., pp.70-75, 1991
- (2) Steinke J.K, "Switching frequency Optimal PWM Control of a Three-Level Inverter", EPE Conf.Rec., pp. 1267-1272, 1989
- (3) S.Tamai, "3-Level GTO Converter-Inverter Pair System For Large Capacity Induction Motor Drive", EPE Conf.Rec., pp. 45-50, 1993



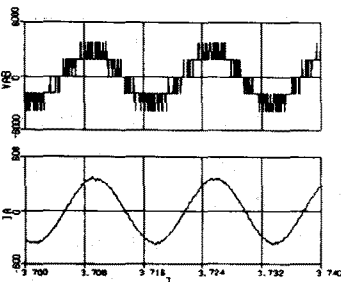
(a) Wrpm, Iqse 파형



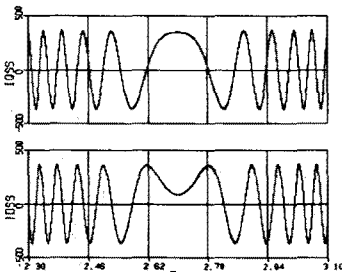
(b) DC단 전압 파형



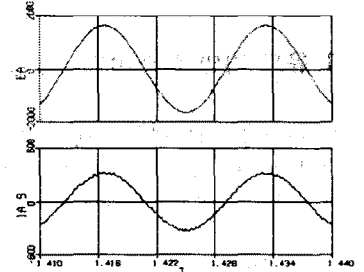
(c) 2레벨 영역에서의 전압전류 파형



(d) 3레벨 영역에서의 전압전류 파형



(e) Iqss, Idss 전류 파형



(f) 전원측 전압, 전류 파형

그림6. 시뮬레이션 결과