

직렬 멀티레벨 H-bridge inverter에서 SHE-PWM방식을 사용한 출력 전압의 제어

김정용, 정승기
 광운대학교 전기공학과

Output Voltage Control in a Series Multilevel H-bridge Inverter with SHE-PWM Method

J.Y. Kim and S.G. Jeong
 Kwangwoon University

Abstract

This paper proposes a method of voltage control for three-phase multilevel H-bridge inverters with selective harmonic elimination (SHE) PWM. The full-bridge configuration of H-bridge inverter cells enables voltage control with a fixed PWM pattern by means of phase shifting between the legs, which greatly simplifies the control while maintaining the harmonic elimination characteristics. The series combination of the cells in multilevel configuration can be exploited to further improve the harmonic elimination characteristics with proper phase shifting between the cell voltage. A complexor-based control method is introduced to control the magnitude and phase angle of cell voltages that form three-phase multilevel output voltages. Simulation results show that the proposed method along with SHE PWM would provide satisfactory performance in spite of its simplicity.

복잡해지는 단점이 있다. 본 논문에서는 이러한 인버터의 출력 전압과 주파수를 간단하게 제어하기 위한 방식으로 SHE-PWM 변조 방식을 적용하고자 한다.^{[1][2]}

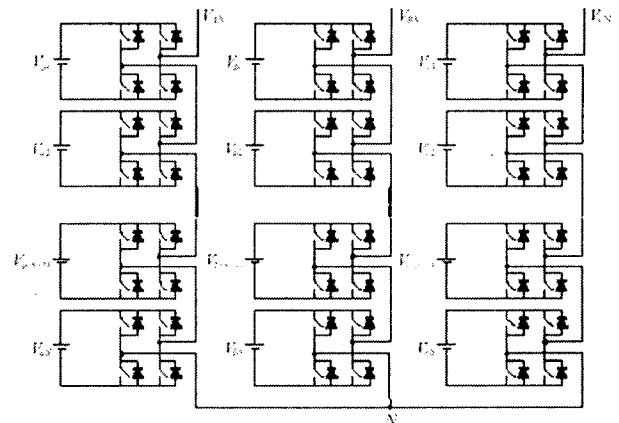


그림 1. 멀티레벨 H-bridge 인버터

1. 서 론

유도 전동기를 가변속 제어하기 위해서는 인버터 출력전압의 고조파를 최소로 하면서 출력전압과 주파수를 임의의 값으로 제어할 수 있어야 한다. 이러한 방식으로 기존에 널리 알려져 있는 정현파 PWM, SV(Space Vector)-PWM, SHE(Selective Harmonic Elimination)-PWM 등 여러 가지 변조 방식이 있다.

한편 대용량의 전동기를 구동하기 위해서는 인버터의 용량도 증가 하여야 하는데 인버터의 고압화, 대용량화를 위하여 멀티레벨 인버터가 많이 개발되고 있다. 이들 중 최근 각광받고 있는 방식이 멀티레벨 H-bridge 인버터 방식이다.

이 멀티레벨 H-bridge 인버터는 그림 1과 같이 단상 풀-브리지 인버터를 여러 개 직렬로 연결한 구조로 되어 있기 때문에 시스템의 구성과 제어가

2. SHE-PWM 방식

대용량 H-bridge 인버터 출력의 고조파를 저감하고 출력 전압과 주파수를 제어할 수 있는 변조 방식의 하나인 SHE-PWM 방식은 바람직하지 않은 고조파를 제거하기 위하여 미리 결정된 노치 각을 구형파로 만들어 고조파를 상쇄 하는 방법이다.

아래 그림 2는 미리 결정된 각을 보여주고 있다. 그림 2는 양의 반 사이클 출력동안 정현 반파대칭임을 보여준다. 따라서 홀수 차 고조파만 존재하게 된다. 여기서 4개의 노치각 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 는 기본파의 전압을 제어하고, 고조파의 구성성분을 제거할 수 있다. 고조파를 상쇄할 수 있는 노치각 α 를 구하기 위해 비선형 방정식을 k 라는 변수로 나타내면 아래와 같다.^[1]

$$\text{기본파의 크기} = \frac{4}{\pi}(1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3 + 2\cos\alpha_4)$$

$$0 = \frac{4}{5\pi}(1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3 + 2\cos 5\alpha_4)$$

$$0 = \frac{4}{7\pi}(1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3 + 2\cos 7\alpha_4)$$

$$0 = \frac{4}{11\pi}(1 - 2\cos 11\alpha_1 + 2\cos 11\alpha_2 - 2\cos 11\alpha_3 + 2\cos 11\alpha_4)$$

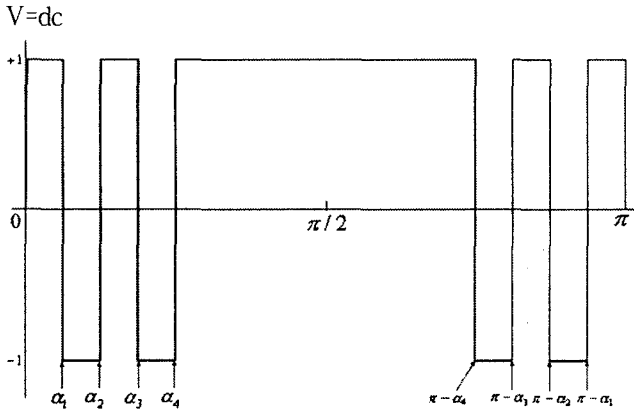


그림 2. Selected-harmonic elimination PWM

그리고 더 많은 차수의 고조파 성분을 상쇄하려고 한다면 노치 각을 더 추가하면 상쇄할 수 있다.^[3]

3. 단상 풀-브리지 인버터를 이용한 출력 전압의 제어

그림 3은 단상 풀-브리지 인버터 각 leg 전압의 Phase-shifting을 보여주고 있다. 각각의 두 leg의 전압은 ϕ 라는 위상각만큼 이동되어 3레벨의 출력 전압을 형성한다. 각각의 셀의 위상각의 차이로 인하여 저차수대의 고조파를 상쇄할 수 있다.

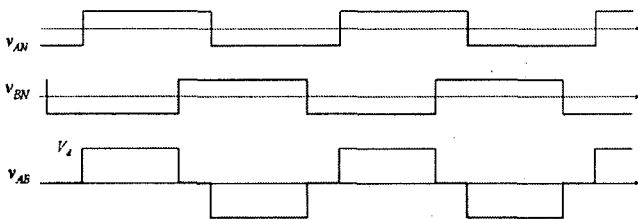


그림 3. 단상 풀-브리지 인버터 Phase-shifting

또한 단상 풀 브리지 인버터의 cell 전압을 직렬로 연결하여 3상으로 구성할 때 각각의 cell 전압의 크기와 위상각을 구하기 위하여 Complexor를 적용하고자 한다. Complexor는 복소평면에 벡터로써 정의한 것으로, 이것은 사인함수의 크기와 같고 각속도는 반시계 방향으로 회전한다. 사인곡선의 실제 값과

Complexor의 관계는 $v(t) = \text{Re}[v(t)]$ 와 같이 나타낼 수 있다.

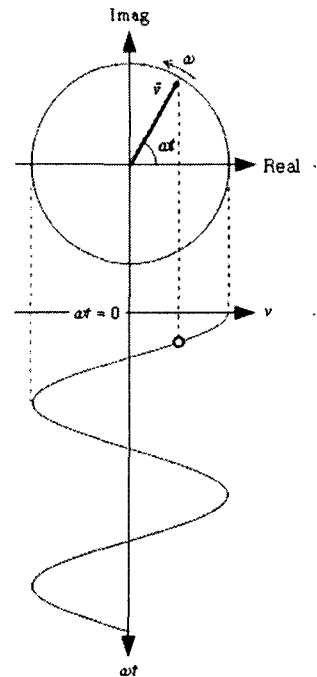


그림 4. Complexor와 정현파의 관계

공간 벡터 표현방식으로 3상 전압의 Complexor로 나타내면 $\vec{v}_\phi = V$, $\vec{v}_\phi = a^2V$, $\vec{v}_\phi = aV$ 로 표현할 수 있다.

단상 풀-브리지 인버터를 직렬로 연결하여 멀티레벨로 구성 시 Full-bridge Inverter를 크기와 위상각을 제어하기 위해서는 v_a , v_b , v_c 의 각상의 leg의

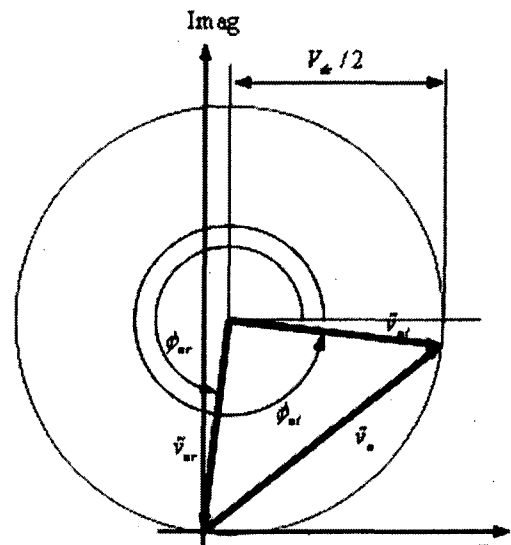


그림 5. v_a 의 Complexor 표현각

전압과 위상을 알아야 한다. 이 임의의 전압은 실시간으로 회전하는 벡터의 방향과 크기로 복소평면 상

에서 Complexor로 표현할 수 있으며, 또한 임의의 크기와 위상각은 두개의 일정한 크기 (v_{al}, v_{ar})로써 Complexor의 임의의 위상각을 구할 수 있다.

단상 풀 브리지 인버터 두개의 leg의 pole전압은 v_{ϕ_l} 과 v_{ϕ_r} 의 complexor이고, 이것의 크기를 $V_{dc}/2$ 라고하면 식 (1), 식 (2)와 같이 유도할 수 있다.

$$v_{\phi_l} = V_{dc}/2 e^{j\phi_{al}} \quad (1)$$

$$v_{\phi_r} = V_{dc}/2 e^{j\phi_{ar}} \quad (2)$$

여기서 $v_{\phi} = V e^{j\phi}$ 인버터의 상전압 v_{ϕ} 의 크기는 두 Complexor의 차 이므로 $v_{\phi} = v_{\phi_l} - v_{\phi_r}$ 이다. 위에서 Complexor크기와 위상이 주어졌으므로 이것을 이용하여 관계식을 유도하면 식 (3), 식 (4)를 얻을 수 있다.

$$\phi_a - \frac{\pi}{2} = \frac{1}{2}(\phi_{al} + \phi_{ar}) \quad (3)$$

$$\sin^{-1} \frac{V}{V_{dc}} = \frac{1}{2}(\phi_{al} - \phi_{ar}) \quad (4)$$

식 (3)과 식 (4)를 연립 방정식으로 풀어 ϕ_{al} 과 ϕ_{ar} 의 위상각을 구하면 식 (5), 식 (6)을 얻을 수 있다.

$$\phi_{al} = \phi_a + \theta - \frac{\pi}{2} \quad (5)$$

$$\phi_{ar} = \phi_a - \theta - \frac{\pi}{2} \quad (6)$$

이와 같이 멀티레벨 인버터의 상 v_{ϕ} 의 위상각을 계산함으로써 나머지 상 v_{ϕ_b}, v_{ϕ_c} 의 위상각도를 각각 120도의 위상차를 주어 구할 수 있다.

$$\phi_{bl} = \phi_a + \theta - \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3} \quad (7)$$

$$\phi_{br} = \phi_a - \theta - \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3} \quad (8)$$

$$\phi_{cl} = \phi_c - \theta - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3} \quad (9)$$

$$\phi_{cr} = \phi_c - \theta - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3} \quad (10)$$

4. 멀티레벨 인버터

각각의 H-bridge cell 여러 개를 직렬로 연결하여 ac출력을 멀티 레벨 파형으로 합한 것이다.

H-bridge를 직렬로 연결하므로 인버터의 시스템의 구성과 제어가 복잡하다. 이를 간단히 구성하고 제어하기 위하여 SHE-PWM방식을 적용하여 고정된 PWM 신호를 각 셀을 위상 이동으로 제어하게 된다. 따라서 인버터 cell의 출력전압의 합은

결과적으로 전압 파형의 합이라 할 수 있고, 따라서 각상의H-bridge 출력의 합은 상전압이 된다.

3상 시스템은 3개의 동일한 구조의 단상직렬 인버터의 출력을 Y나△ 구조로 연결한 것이라 할 수 있다. H-bridge 인버터 3개를 직렬로 연결한다면 상 A의 전압 v_{aN} 은 v_{a1}, v_{a2}, v_{a3} 의 합이고, 각각의 모듈을 적당하게 위상을 이동하여 인버터의 출력을 제어할 수 있다. 상B, C의 전압도 이상적으로 같다고 적용할 수 있다. 이 경우 전압 레벨의 중점으로 인하여 5차, 7차, 저차수의 고조파가 상쇄되므로 H-bridge 인버터 각 모듈의 위상각을 구할 때 특별히 고려하지 않아도 된다. 또한 각상을 3상으로 구성 시 각상의 스위치의 점호각은 같고 위상이동은 각각의 상 A, B, C를 $0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$ 로 주면 된다.

5. 시뮬레이션

H-bridge cell을 직렬로 연결한 멀티레벨 인버터 출력전압의 크기와 위상각을 제어하기 위하여 인버터 각 셀의 leg의 위상각은 Complexor의 크기와 위상각을 적용하여 멀티레벨 인버터의 위상각을 결정하였고, 고조파를 상쇄하는데 효과적인 SHE-PWM 방식을 사용하여 원하는 차수의 고조파를 상쇄할 수 있는 계산된 a 값을 고정하고, 각 상의 셀 전압의 위상 이동을 통하여 인버터의 출력전압을 제어 하였다.

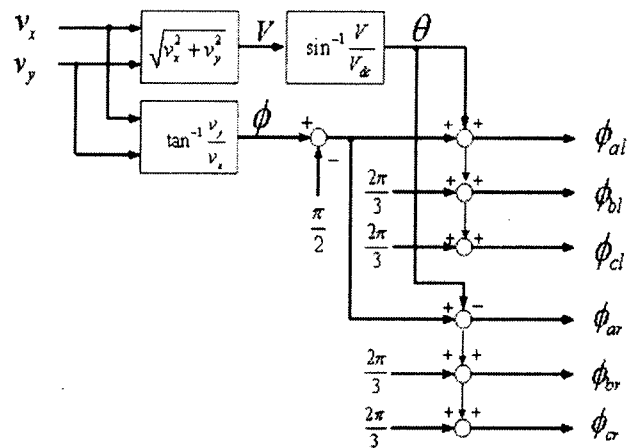


그림 6. Phase-angle calculator

시뮬레이션에 사용된 시스템은 3상 Full-bridge Inverter, R-L부하, Rom으로 구성되며, 여기서 Rom은 기본파의 값을 최대로 하는 값을 결정하는 스위칭 패턴이 입력되어 있다. 그림6은 Phase-angle Calculator의 내부 블록으로 주어진 함수의 크기를 실수축과 허수축으로 분리하여 계산된 θ, ϕ 값을

인버터의 각상모듈의 Leg의 스위치에 스위칭 하는 Signal을 발생하는 블록이다.

시뮬레이션시 점호각은 Newton-Raphson Method를 사용하여 변조지수가 0.85일때의 스위칭 각 5개를 구한 것으로, $\alpha_1=22.58^\circ$, $\alpha_2=33.60^\circ$, $\alpha_3=46.64^\circ$, $\alpha_4=68.49^\circ$, $\alpha_5=75.09^\circ$ 이다.

그림 7은 풀-브리지 셀을 각 상에 3개씩 직렬연결했을 때 선간전압과 상전압이고, 그림 8은 직렬로 연결하여 3상으로 구성 하였을 때 부하 전류의 파형과 상전압, 선간전압의 고조파를 나타내고 있다.

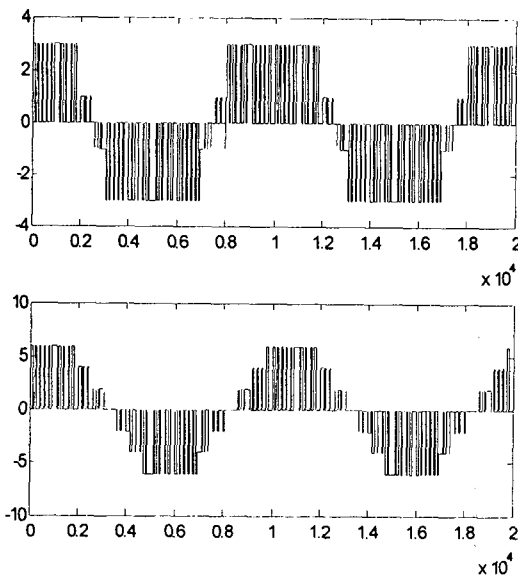


그림 7. 3상 인버터 선간전압과 상전압

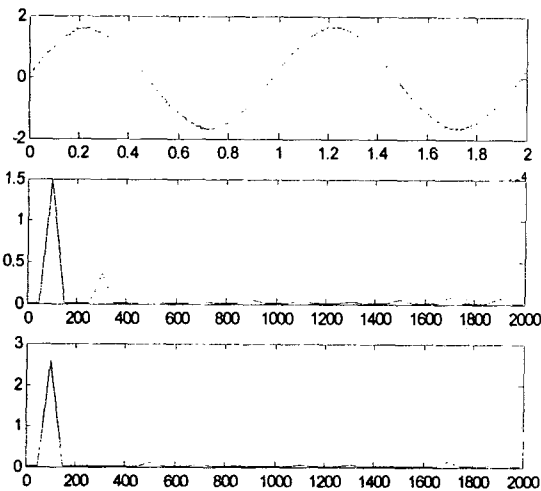


그림 8. 부하전류, 상전압과 선간전압의 고조파 스펙트럼

6. 결 론

대용량의 유도 전동기를 구동하기 위한 인버터로 H-bridge인버터를 series로 구성하여 복잡하지 않게 출력전압과 주파수를 제어할 수 있고, 대용량 인버터의 출력의 고조파를 저감하는데 효과적임을 알 수 있다.

또한 단상 풀-브리지 인버터를 3상으로 확대함으로써 높은 전압의 정격을 얻을 수 있고, 또한 고조파를 상쇄할 스위칭 패턴을 결정하여 이를 고정을 시킨 후 각 cell의 위상 이동 만으로도 고조파 성분을 상쇄할 수 있음을 알 수 있다..

참 고 문 헌

- [1] Mohan, Underrand, Robins, "power Electronics", JOHN WILEY & SONS, INC, 1995.
- [2] H. S. Patel, R. G. Hoft, "General Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverter: part I-Harmonic Elimination," IEEE Transactions on Industry Application, VOL.IA.9, No.3, May/Jan., 1973, pp. 310-317.
- [3] Bose, "Modern Power Electronics And AC Drives", Prentice-Hall, 2002.
- [4] H.S. Patel, R.G. Hoft, "Generalize Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverter: part II-Voltage Control Techniques," IEEE Transactions on Industry Application, VOL.IA.10, Setp/Oct., 1974, pp. 666-673.