

NPC형 3레벨 인버터의 출력전압 고조파 분석

權景敏^{*}, 崔載昊[†], 鄭教範^{**}

Output Voltage Harmonics Analysis of NPC Type Three-level Inverter

Kyoung-Min Kwon, Jaeho Choi, and Gyo-Bum Chung

요 약

본 논문은 3상 NPC형 3레벨 인버터의 과변조 SVPWM 기법과 변조비에 대한 출력전압의 고조파를 분석하였다. 3상 NPC형 3레벨 인버터는 SVPWM을 적용하여 선형영역을 0.907까지 확장하였고 과변조 영역에서는 푸리에 급수에 의한 추종전압의 보상기법을 적용하여 6 스텝영역까지 운전할 수 있도록 하였다. PWM 형태인 출력전압의 고조파 특성분석에는 PD방식의 멀티 캐리어 기법에 대하여 이중 푸리에 급수를 적용하여 해석하였다. 시뮬레이션은 PSIM을 사용하여 구현하였고 3레벨 인버터의 영역도의 각 영역에 대해서 고조파의 특성을 확인하였다. NPC형 3레벨 인버터의 고조파 분포는 선형영역에서는 캐리어 주파수의 측대 고조파가 분포되고, 과변조 영역으로 넘어가면서 기본파에 의한 고조파 성분이 점차 증가하고 캐리어 주파수의 사이드 밴드의 고조파 성분은 감소함을 확인하였다. 본 논문에서의 고조파 해석을 검증하기 위하여 동일한 조건에서 시뮬레이션과 실험을 수행하였다.

ABSTRACT

This paper describes the overmodulative SVPWM technique and harmonics analyses of three phase NPC type three-level inverter to the modulation index. Three phase NPC type three-level inverter adopted SVPWM to extend the linear region to 0.907, moreover, the following voltage compensation using Fourier series was adopted in the region of overmodulation to make it work to six-step level. PD type of multi carrier method is used with the double Fourier series for the analysis of output power harmonics characteristic. Simulation was performed by PSIM, and the harmonics characteristics of 3-level inverter in each region are analyzed. The side band harmonics of carrier frequency are dominant in the linear region, but these harmonic components are decreased as the inveter goes to overmodulation region, and the harmonics due to the fundamental frequency is increased gradually at the same time. The harmonic analyses are verified through the simulation and experimental results under the same condition.

Key Words : SVPWM, NPC type 3-level inverter, Double fourier series

1. 서 론

오늘날 대전력 및 고전압 전력변환분야에서 NPC형 3레벨 인버터 기술이 중요한 대안책으로 대두되고 있다. 유도전동기 또는 동기전동기로 구동되는 전동차 구동분야에서 시스템의 효율을 고려하여 고압전동기의 활용이 적극적으로 검토되고 있는데, NPC형 3레벨 인버터가 기존의 인버터 직렬연결방식보다 우수한 성능을 가지기 때문이다. NPC형 3레벨 인버터는 전력용 반도체 소자와 커패시터 전압입의 배열에 따른 계단파

[†]교신저자 : 정회원, 충북대 전기공학부 교수

E-mail : choi@chungbuk.ac.kr

^{*}학생회원, 충북대 전기공학과 석사과정

^{**}정회원, 홍익대 전자전기공학과 교수

접수일자 : 2009. 8. 18

1차 심사 : 2009. 9. 29

2차 심사 : 2009. 10. 12

심사완료 : 2009. 10. 16

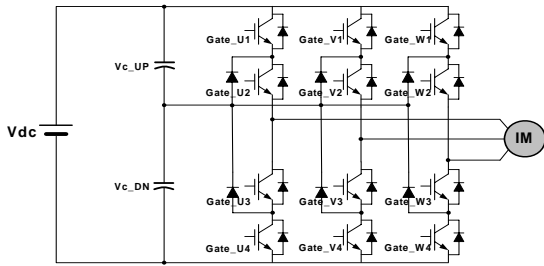


그림 1 NPC형 3레벨 인버터 구성
Fig. 1 Schematic diagram of NPC type three-level inverter

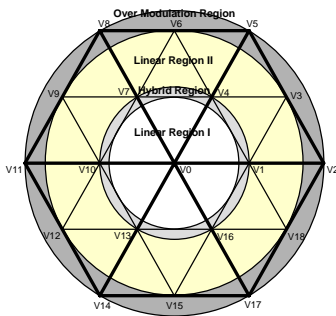


그림 2 3레벨 인버터의 동작영역도
Fig. 2 Operation regions of three-level inverter

형을 가지는 출력 전압을 발생시키게 된다. NPC형 3레벨 인버터의 특징은 출력전압의 레벨이 증가함에 따라 낮은 dv/dt를 가지고 고조파의 특성도 개선할 수 있는 장점을 가진다.^[1] 본 논문에서는 이러한 장점을 가지는 3상 NPC형 3레벨 인버터의 변조비(MI)에 대한 출력전압의 고조파를 분석하였다. 3상 NPC형 3레벨 인버터는 SVPWM을 적용하여 선형영역을 0.907까지 확장하였고 과변조 영역에서는 푸리에 급수에 의한 추종전압의 보상기법을 적용하여 6스텝영역까지 운전할 수 있도록 하였다.^[2,3,4] PWM된 출력전압의 고조파 특성분석에는 PD (Phase Disposition)방식의 멀티 캐리어 기법에 대하여 이중 푸리에 급수를 적용하여 해석하였다.^[5,6] 시뮬레이션은 PSIM의 DLL 블록을 적용하여 200[μs]의 샘플링 주기를 갖도록 하였다. 3레벨 인버터의 영역도의 각 영역에 대한 고조파의 특성은 선간전압의 FFT분석결과를 통해 확인하였다. 시뮬레이션의 결과에 대한 검증은 위해 실험은 시뮬레이션과 동일한 조건으로 수행 하였다. 실험에는 DSP (TMS320VC33)를 사용하여 구현하였다.

2. NPC형 3레벨 인버터 구성

NPC형 3레벨 인버터는 각 상당 스위칭 상태에 따른 극전압이 3가지 상태로 나타나게 되므로 3상의 스위칭 상태에 따른 각 벡터의 성분은 27가지의 형태로 나타나게 된다. 그림 1은 이러한 NPC형 3레벨 인버터의 구조를 보여주고 있다. 또한 그림 2는 전압벡터의 크기에 따른 동작영역도를 보여주고 있다.

2.1 선형영역에서의 동작

선형영역은 선형영역 I, 하이브리드영역 그리고 선형영역 II로 구분된다. 선형영역 I은 내부 육각형의 영역으로 기존 2레벨 인버터와 동일하게 선간전압이 3단계로 출력이 되고, 선형영역 II에서는 외부 육각형에서만 동작하며 선간전압이 5단계로 나타난다. 한편, 하이브리드영역에서는 내부 육각형에서 동작하느냐 또는 외부 육각형에서 동작하느냐에 따라서 3단계 또는 5단계로 출력된다.

2.2 과변조영역 I에서의 동작

MI ≥ 0.907이 되면 과변조영역 I에서 동작하게 된다. 과변조영역 I에서 육각형 외부로 벗어나는 전압기준벡터 V^* 를 보상하기 위하여 V^* 보다 승압된 V_c^* 를 생성하며 V_c^* 가 벡터도의 내접원부터 육각형의 외접원 사이에 위치할 때까지 동작한다. 그림 3은 세 개의 전압 벡터의 궤도가 복소평면에서 회전하는 것과 실제 전압 기준벡터 V_r^* 를 시변영역에서 표현하였다.

여기서 α_r 은 정점에서 보상된 전압벡터 궤도의 교점까지 측정된 기준각을 의미한다. 승압된 전압기준벡터를 만들기 위하여 전압기준벡터를 $\pi/2$ 마다 선형화된 4가지 영역으로 표현하였다.

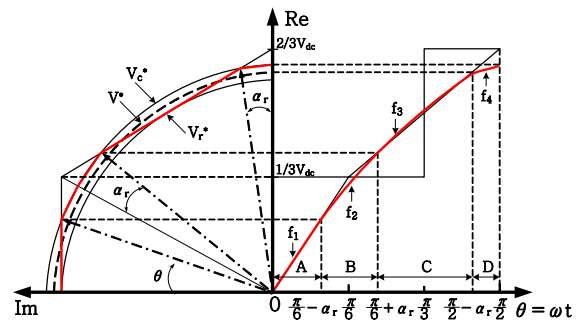


그림 3 과변조 영역 I에서 전압기준벡터의 궤적과 상 전압 파형

Fig. 3 Trajectory of voltage reference vector and phase voltage waveform in overmodulation region I

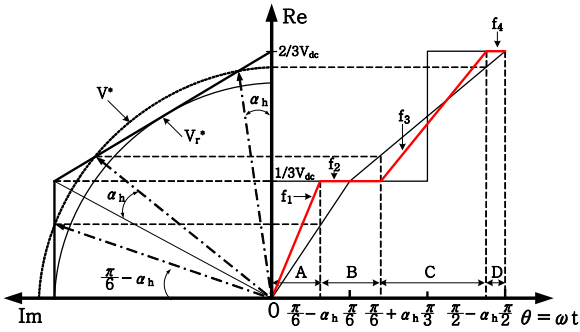


그림 4 과변조영역 II에서 전압기준벡터의 궤적과 상전압 파형
 Fig. 4 Trajectory of voltage reference vector and phase voltage waveform in overmodulation region II

$$f_1 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \tan \theta \quad \text{for } 0 \leq \theta < \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right) \quad (1)$$

$$f_2 = \frac{V_{dc} \sin \theta}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right)} \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right) \leq \theta < \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_r\right) \quad (2)$$

$$f_3 = \frac{V_{dc} \sin \theta}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)} \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_r\right) \leq \theta < \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_r\right) \quad (3)$$

$$f_4 = \frac{V_{dc} \sin \theta}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right)} \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_r\right) \leq \theta < \frac{\pi}{2} \quad (4)$$

2.3 과변조영역 II에서의 동작

$M \geq 0.952$ 이 되면 승압된 전압기준벡터가 벡터도 육각형에 외접하게 되어 전압 손실분을 더 이상 보상해 주지 못하기 때문에 이 영역에서는 과변조영역 I에서 사용한 방식을 사용하지 못한다. 과변조영역 II에서는 전압기준벡터 V^* 가 시간에 따라 가변할 때 α_h 구간동안 실제전압기준벡터 V_r^* 가 각 구간에서 제일 큰 전압 값을 낼 수 있는 정점에 있게 되고 나머지 시간을 육각형 면을 따라서 움직인다.

$$f_1 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \tan \alpha_p \quad \text{for } 0 \leq \theta < \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_h\right) \quad (5)$$

$$f_2 = \frac{V_{dc}}{3} \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_h\right) \leq \theta < \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_h\right) \quad (6)$$

$$f_3 = \frac{V_{dc} \sin \alpha_p'}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_p'\right)} \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_h\right) \leq \theta < \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_h\right) \quad (7)$$

$$f_4 = \frac{2}{3} V_{dc} \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_h\right) \leq \theta < \frac{\pi}{2} \quad (8)$$

3. NPC형 3레벨 인버터 고조파 해석

NPC형 3레벨 인버터의 고조파 해석은 식 9와 같이 두 시변항인 출력추종전압과 캐리어 주파수에 의한 스위칭 함수에 대한 푸리에 급수 전개로 해석할 수 있다. 식 9에서 보는 것과 같이 두 시변 항에 의한 출력은 DC성분, 기본파에 대한 고조파 성분, 캐리어에 의한 고조파성분 그리고 캐리어 성분과 기본파 성분의 상호작용에 의한 측대 고조파 성분의 4가지성분으로 나타나게 된다. 식 10은 각 고조파 성분에 대한 고조파의 계수를 계산하는 식으로 두 시변항에 대한 스위칭 함수 $f(x, y)$ 의 이중 푸리에 급수로 계산된다.

$$f(t) = \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(n[\omega_0 t + \theta_0]) + B_{0n} \sin(n[\omega_0 t + \theta_0])] + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(m[\omega_c t + \theta_c]) + B_{m0} \sin(m[\omega_c t + \theta_c])] + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=1 \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \left[\begin{aligned} &A_{mn} \cos(m[\omega_c t + \theta_c] + n[\omega_0 t + \theta_0]) \\ &+ B_{mn} \sin(m[\omega_c t + \theta_c] + n[\omega_0 t + \theta_0]) \end{aligned} \right] \quad (9)$$

여기서,

$$C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) e^{j(mx + ny)} dx dy \quad (10)$$

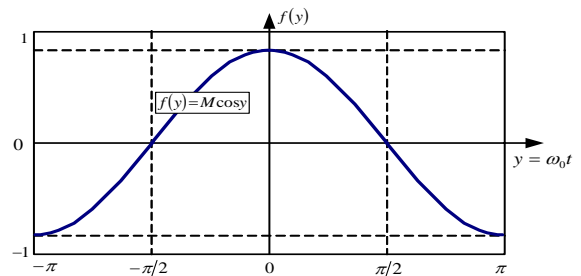


그림 5 PWM에 대한 추종전압 파형
 Fig. 5 Reference voltage waveform for PWM

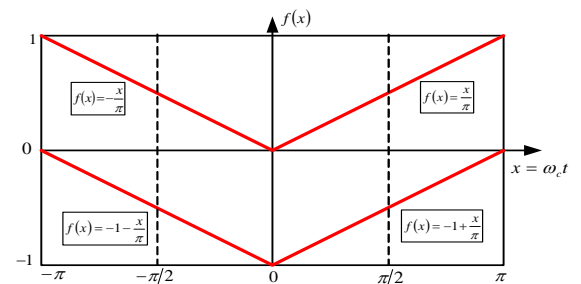


그림 6 3레벨 PD PWM 캐리어 파형
 Fig. 6 Three-level PD PWM carrier waveforms

표 1 3레벨 PD PWM 스위칭 함수 $f(x,y)$
Table 1 Three-level PD PWM switching function $f(x,y)$

$f(x,y)$	$-\pi \leq x \leq 0$ 인 경우	$0 < x \leq \pi$ 인 경우
$+V_{dc}/2$	$M \cos y > -\frac{x}{\pi}$	$M \cos y > \frac{x}{\pi}$
0	$-1 - \frac{x}{\pi} < M \cos y < -\frac{x}{\pi}$	$-1 + \frac{x}{\pi} < M \cos y < \frac{x}{\pi}$
$V_{dc}/2$	$M \cos y < -1 - \frac{x}{\pi}$	$M \cos y < -1 + \frac{x}{\pi}$

$$x = \omega_c t, y = \omega_o t$$

3.1 3레벨 PD PWM방식의 스위칭 함수

PWM된 NPC형 3레벨 인버터의 출력전압에 대한 스위칭 함수 $f(t)$ 는 그림 5에서 보는 것과 같이 캐리어에 의한 시변함수 $x(t)$ 의 고조파 성분과 그림 6의 출력 추종전압의 시변함수 $y(t)$ 에 대한 고조파 성분에 의해 결정된다. 결국 출력 전압에 대한 고조파는 캐리어와 추종전압에 대한 관계에 의해 계산되는 스위칭 함수 $f(x,y)$ 의 이중 푸리에 급수에 의해 결정된다. 두 시변함에 대한 스위칭 함수는 표 1에서 보는 것과 정의된다. 정의된 스위칭 함수에 대한 궤적은 선형 영역에서의 그림 7과 같고 과변조 영역에서의 스위칭 함수의 궤적은 그림 8과 같다.^[5,6,7,8,9]

3.2 이중 푸리에 급수의 고조파 계수

식 9와 식 10에 표 1에서 구한 스위칭 함수 $f(x,y)$ 를 대입하여 전개하면 식 11과 같이 상전압(v_{an})을 유도할 수 있고 고조파 계수는 식 12~14로 계산된다.

$$\begin{aligned}
 v_{an}(t) &= \frac{V_{dc}}{2\pi} \{M(\pi - 2\alpha - \sin 2\alpha) + 4\sin\alpha\} \cos(\omega_o t) \\
 &+ \frac{V_{dc}}{2\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{4}{2n-1} \sin([2n-1]\alpha) \right. \\
 &\quad \left. - M \left[\frac{\sin(2n\alpha)}{n} + \frac{\sin(2[n-1]\alpha)}{n-1} \right] \right\} \times \cos([2n-1]\omega_o t) \\
 &+ \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{k=1}^{\infty} C_{m0} \cos([2m-1]\omega_c t) \\
 &+ \frac{V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{m,odd,even} \cos(2m\omega_c t + [2n-1]\omega_o t) \\
 &+ \frac{2V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} C_{m,odd,even} \cos([2m-1]\omega_c t + 2n\omega_o t) \quad (11)
 \end{aligned}$$

여기에서

$$C_{m0} = \frac{J_{2k-1}([2m-1]\pi M)}{2k-1} \cos k\pi (\cos k\pi + \pi \sin([2k-1]\alpha)) \quad (12)$$

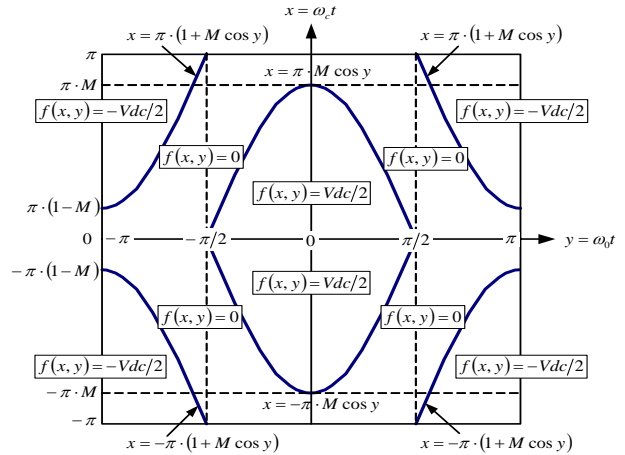


그림 7 선형영역에서 3레벨 PD PWM에 대한 $f(x,y)$ 의 궤적
Fig. 7 Three-level PD PWM contour plot of $f(x,y)$ at linear region

$$\begin{aligned}
 C_{m,even,odd} &= J_{2n+1}(2m\pi M) \cos n\pi \left\{ \pi - 2\alpha - \frac{\sin(2[2n+1]\alpha)}{2n+1} \right\} \\
 &+ \left\{ \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq -n) \\ (k \neq n+1)}}^{\infty} J_{2k-1}(2m\pi M) \cos k\pi \right. \\
 &\quad \left. \times \left[\frac{\sin(2[k+n]\alpha)}{k+n} + \frac{\sin(2[k-n-1]\alpha)}{k-n-1} \right] \right\} \quad (13)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 C_{m,odd,even} &= J_{2k-1}([2m-1]\pi M) \cos k\pi \\
 &\times \left\{ \frac{\cos([n-k]\pi) + \sin([2k-1-2n]\alpha)}{2k-1-2n} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\cos([n+k]\pi) - \sin([2k-1+2n]\alpha)}{2k-1-2n} \right\} \quad (14)
 \end{aligned}$$

이고, $\alpha = \begin{cases} 0 & M < 1 \text{ (선형 영역)} \\ \cos^{-1} \frac{1}{M} & M \geq 1 \text{ (과변조 영역)} \end{cases}, 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$

선간전압(v_{ab})은 계산된 상전압(v_{an})으로부터 식 15와 같이 유도할 수 있다.

$$v_{ab}(t) = v_{an}(t) - v_{bn}(t) \quad (15)$$

여기서 v_{bn} 는 식 11의 θ_0 를 0 대신 $-2\pi/3$ 를 대입하여 간단히 계산할 수 있다.

3.3 NPC형 3레벨 인버터의 고조파 분석

식 11의 상전압에서 보는 것과 같이 선형영역에서는 α 가 0이 되어 기본파 성분에 의한 고조파 성분이 제거 되는 것을 확인할 수 있다.

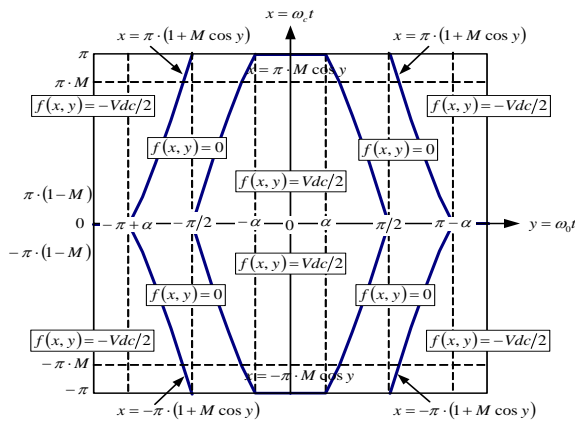


그림 8 과변조 영역에서 3레벨 PD PWM에 대한 $f(x,y)$ 의 궤적
 Fig. 8 Three-level PD PWM contour plot of $f(x,y)$ at linear region

또한, 과변조 영역에서는 α 값이 커짐에 따라 기본파 성분에 의한 고조파 성분이 증가하고, 캐리어에 의한 고조파 성분항(C_{m0})과 최대고조파 성분의 항($C_{m_{even}n_{odd}}, C_{m_{odd}n_{even}}$)은 점차 감소함을 확인할 수 있다. 과변조 영역에서 α 값이 최대값($\pi/2$)에 이르게 되면 6스텝영역에서 운전하게 되고 이 영역에서는 식 11의 기본파 성분의 크기를 계산하면 $2V_{dc}/\pi$ 로 계산된다. 또한, 기본파에 의한 고조파 성분은 홀수배의 고조파만이 존재하고 캐리어에 의한 고조파 성분 항(C_{m0})과 최대고조파 성분 항($C_{m_{even}n_{odd}}, C_{m_{odd}n_{even}}$)은 0이 됨을 알 수 있다. 캐리어 주파수의 홀수차에 의한 최대고조파는 기본파 주파수의 짝수의 최대고조파로 나타나고 반대로 캐리어 주파수의 짝수차에 의한 최대고조파는 기본파 주파수의 홀수차에 의한 최대고조파를 발생시키는 것을 알 수 있다. 식 15에 의한 선간전압은 상전압 고조파에서 3의 배수의 고조파와 캐리어 주파수에 의한 고조파(C_{m0})는 사라지고 나머지 성분들의 크기는 상전압의 $\sqrt{3}$ 배를 가지게 된다. 또한 식 11~14에서 알 수 있듯이 상전압의 크기가 증가함에 따라 THD는 점점 감소함을 확인할 수 있다.

4. 시뮬레이션 결과

NPC형 3레벨 인버터의 출력전압에 대한 고조파 해석을 위한 시뮬레이션을 PSIM을 사용하여 구현하였다. 인버터의 기본파의 주파수는 60[Hz]로 하고 스위칭 주파수는 2.5[kHz]로 설정하였다. 과변조 영역에서

는 푸리에 급수에 의한 전압보상 알고리즘을 적용하여 구현하였다. 이중 푸리에 급수에 의한 고조파 해석 결과를 확인하기 위해 시뮬레이션은 선형영역 I, 선형영역 II, 과변조영역 I, 과변조영역 II 그리고 6스텝영역으로 나누어 그 결과를 확인하였다.

그림 9는 각 영역에 따른 MI값에 대하여 PWM형태인 선간전압의 고조파의 분포를 도식적으로 나타낸 결과로서 각 영역의 MI값에 대해서 기본파 성분을 100%로 정규화하여 그에 따른 고조파 성분의 비를 나타내었다. 그림 9에서 보는 것과 같이 선형영역인 MI=0.3과 0.7에서는 기본파 성분에 대한 고조파는 분포하지 않는 것을 확인할 수 있다. 또한 과변조 영역에서는 점점 기본파 성분에 의한 고조파의 분포가 증가하고 캐리어에 의한 고조파 항은 점차 감소하게 되다가 6스텝영역인 MI=1인 영역에서는 $6n \pm 1$ 의 저주파수 대역의 고조파만이 존재하게 되는 것을 알 수 있다.

그림 10의 시뮬레이션 과형은 각 영역에서의 선간전압(V_{ab})과 출력된 선간전압의 기본파 성분($V_{ab_fundamental}$)과 고조파 성분($V_{ab_harmonics}$)을 시간영역에서 보여주고 있고, 그림 11은 그림 10에 대한 선간전압의 FFT분석 결과를 보여주고 있다. 그림 11(a)는 그림 2의 내부 육각형의 선형영역 I에 대한 선간전압의 FFT분석결과로 선간전압은 3단계의 전압레벨로 출력되고 고조파의 분포는 식 11과 같이 홀수 캐리어에 의한 최대고조파($C_{m_{odd}n_{even}}$)와 4의 배수의 짝수 캐리어에 의한 최대고조파($C_{m_{even}n_{odd}}$)로 나타난다. 그림 11(b)는 그림 2의 외부 육각형의 선형영역 II에 대한 선간전압의 FFT분석결과로 선간전압은 5단계의 전압레벨로 출력되고 고조파의 분포는 식 11과 같이 홀수와 짝수 캐리어에 대한 최대고조파($C_{m_{even}n_{odd}}, C_{m_{odd}n_{even}}$)

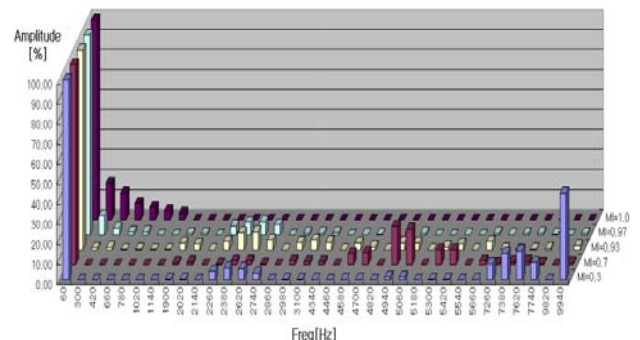
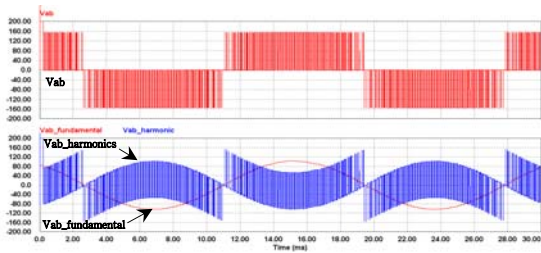
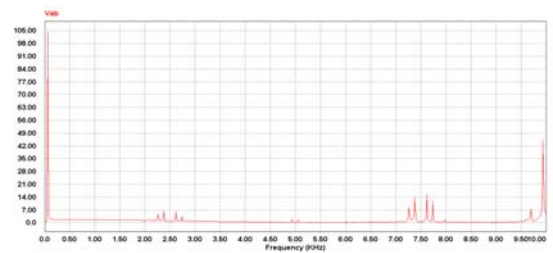


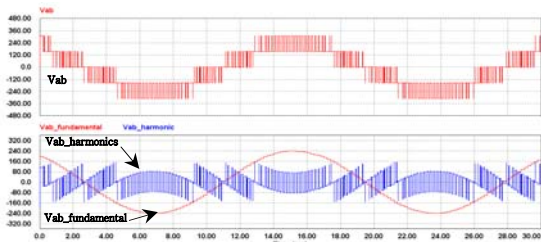
그림 9 MI값에 따른 3레벨 인버터의 고조파 분포
 Fig. 9 Harmonics distribution of 3-level inverter as the change of MI value



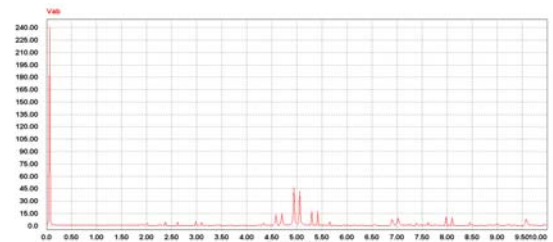
(a) Linear region I (MI=0.3)



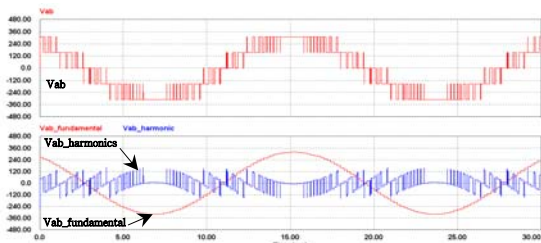
(a) Linear region I (MI=0.3)



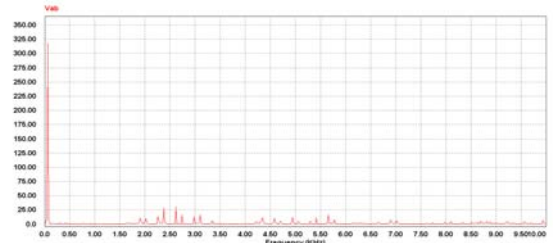
(b) Linear region II (MI=0.7)



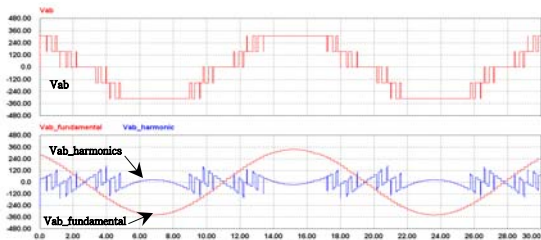
(b) Linear region II (MI=0.7)



(c) Overmodulation region I (MI=0.93)



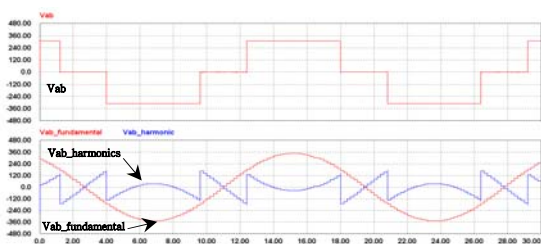
(c) Overmodulation region I (MI=0.93)



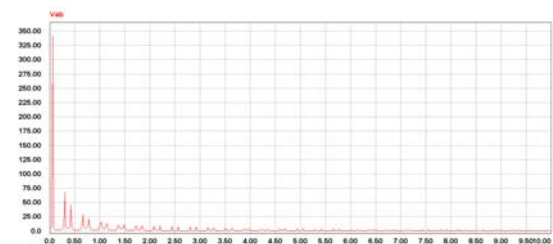
(d) Overmodulation region II (MI=0.98)



(d) Overmodulation region II (MI=0.98)



(e) six-step region (MI=1.0)



(e) six-step region (MI=1.0)

그림 10 각 영역에 따른 선간전압(V_{ab})의 기본과 성분 ($V_{ab_fundamental}$)과 고조파 성분 ($V_{ab_harmonics}$)

Fig. 10 Fundamental and harmonic components of line-to-line voltage(V_{ab}) at each region

그림 11 각 영역에 따른 선간전압(V_{ab})의 FFT분석

Fig. 11 FFT analysis of line-to-line voltage(V_{ab}) at each region

성분을 가짐을 알 수 있다. 그림 11(c)는 과변조영역 I에 대한 선간전압의 FFT분석결과로 과변조영역 I에서의 전압보상으로 α 값에 의한 저주파수 대역의 고조파(C_{0n}) 특성이 개선된 모습을 확인할 수 있다. 그림 11(d)는 과변조영역 II에 대한 선간전압의 FFT분석결과로 α 값이 증가함에 따라 기본파 성분에 의한 저주파수 대역의 고조파(C_{0n})가 증가하고, 측대고조파 성분($C_{m_{even}^{n_{odd}}}, C_{m_{odd}^{n_{even}}}$)은 점차 감소함을 확인할 수 있다. 또한 과변조영역 II에서 α 값이 최대값($\pi/2$)에 도달하면 6스텝영역에서 운전하게 되고 기본파에 의한 고조파 성분(C_{0n})만 존재하고, 측대고조파 성분($C_{m_{even}^{n_{odd}}}, C_{m_{odd}^{n_{even}}}$)은 0이 됨을 알 수 있다.

5. 실험결과

실험은 시뮬레이션과 동일하게 인버터의 기본파의 주파수는 60[Hz]로 하고 스위칭 주파수는 2.5[kHz]로 설정하고 선형영역 I, 선형영역 II, 과변조영역 I, 과변조영역 II 그리고 6스텝영역으로 나누어 그 결과를 확인하였다. NPC형 3레벨 인버터는 세미크론사의 IGBT(SK200GB -123D)와 Gate driver (SKHI 22B) 그리고 Diode(SKKD81 /16)를 사용하여 구성하였으며, 제어보드에 사용된 프로세서는 20[ns]의 H1 clock을 가지는 DSP(TMS320VC33)을 사용하였다. 이렇게 구성된 인버터의 축소모델은 그림 12에서 보여주고 있다. 그림 14~18은 각 영역에서의 선간전압과 FFT분석 결과를 보여주고 있다. 선간 전압의 측정은 디퍼레셜 프르브(100:1)를 사용하여 실측하였다. 실험 결과는 시뮬레이션 결



그림 12 NPC형 3레벨 인버터 축소모델
Fig. 12 Picture of the NPC type 3-level inverter system for experiment

과와 동일한 고조파의 분포 결과를 나타내었다. 먼저 그림 13의 선형영역 I에서의 선간전압에 대한 고조파는 홀수 캐리어에 의한 측대고조파와 4의 배수의 짝수 캐리어에 의한 측대고조파가 분포한다. 그림 14의 선형영역 II에서는 홀수와 짝수 캐리어에 대한 측대고조파가 분포한다. 그림 15와 그림 16은 과변조영역에서의 고조파 분포로 과변조영역에서는 α 값이 커짐에 따라 기본파 성분에 의한 고조파 성분이 증가하고, 캐리어에 의한 측대고조파 성분의 양은 점차 감소함을 확인할 수 있다. 그림 17은 과변조영역에서 α 값이 최대값인 $\pi/2$ 가 되는 영역으로 이 영역에서는 6스텝으로 운전하게 되고 고조파는 기본파에 의한 $6n \pm 1$ 의 저주파수 대역의 고조파만이 존재하게 된다.

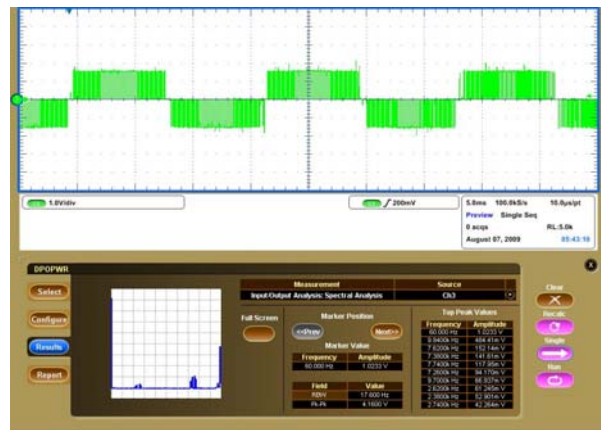


그림 13 선형영역 I에서 선간전압 FFT분석 (MI=0.3)
Fig. 13 FFT analysis of line-to-line voltage at linear region I (MI=0.3)

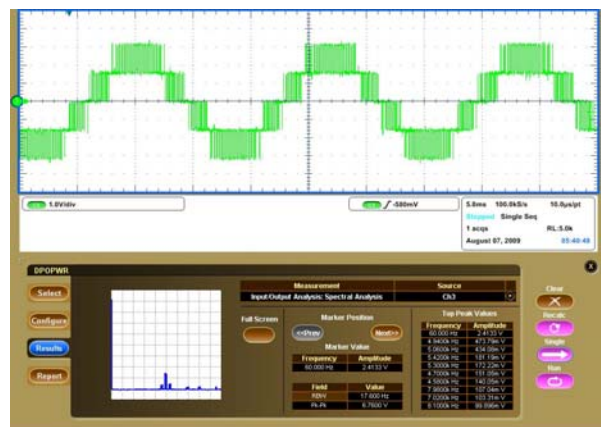


그림 14 선형영역 II에서 선간전압 FFT분석 (MI=0.7)
Fig. 14 FFT analysis of line-to-line voltage at linear region II (MI=0.7)

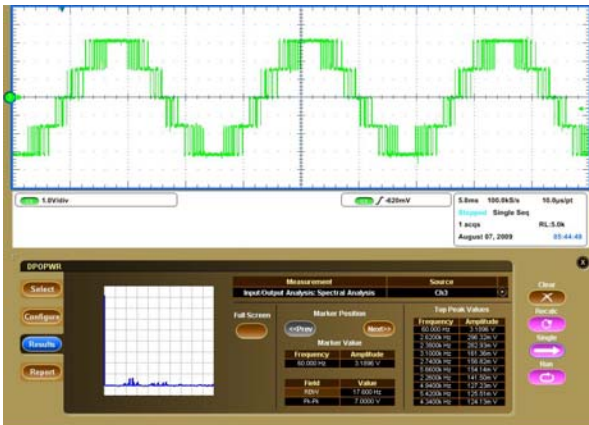


그림 15 과변조영역 I에서 선간전압 FFT분석(MI=0.93)
 Fig. 15 FFT analysis of line-to-line voltage at overmodulation region I (MI=0.93)

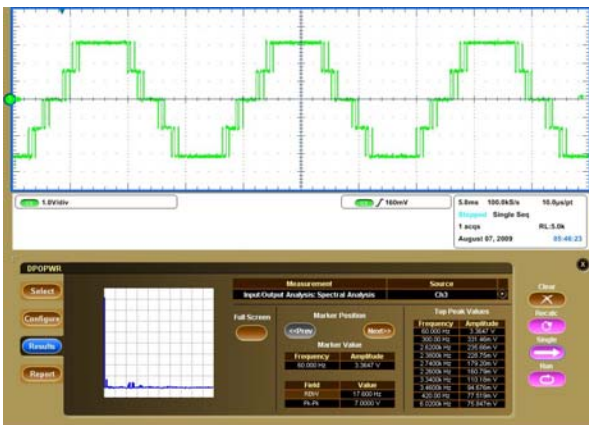


그림 16 과변조영역 II에서 선간전압 FFT분석(MI=0.98)
 Fig. 16 FFT analysis of line-to-line voltage at overmodulation region II (MI=0.98)

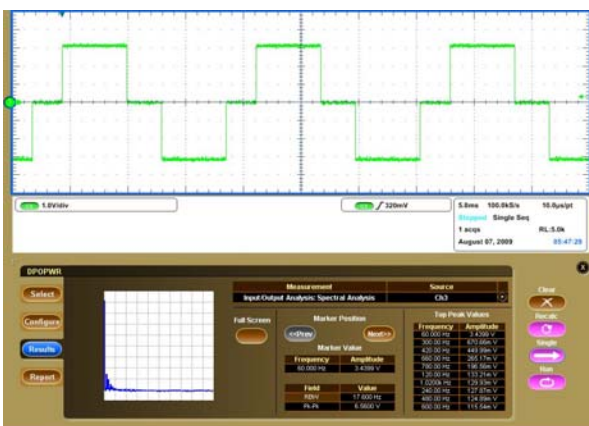


그림 17 6스텝영역에서 선간전압 FFT분석(MI=1)
 Fig. 17 FFT analysis of line-to-line voltage at six step region (MI=1)

6. 결 론

본 논문에서는 3상 NPC형 3레벨 인버터를 SVPWM 방법을 적용하여 선형영역을 0.907까지 확장하였고 과 변조 영역에서는 푸리에 급수에 의한 추종 전압의 보상 기법을 적용하여 6스텝영역까지 선형적으로 운전하도록 구현하였다. 또한 변조비에 따른 출력 전압의 고조파 해석을 위해 두 시변항에 대한 스위칭 함수를 계산하고 이중 푸리에 급수로 전개하여 고조파의 분포를 해석하였다. 각 변조비에 따른 고조파의 해석 결과의 확인은 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인하였다. 시뮬레이션은 PSIM의 DLL을 사용하여 구현하였고 시뮬레이션에 의한 해석결과의 확인을 위해 실험을 통하여 동일 변조비(MI)에 대한 고조파의 분포와 크기를 비교 검토 하였다. 시뮬레이션과 실험의 결과는 서로 잘 일치하고 있으며, 본 해석결과를 이용하여 향후 고조파에 기인하는 손실 등을 해석하는데 활용할 수 있겠다.

“본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음” (NIPA-2009-(C1090-0904-0007))

참 고 문 헌

- [1] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, “A new neutral point clamped PWM inverter”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-17,(5), pp. 518-523, 1981.
- [2] J. Holtz, W. Lotzkat, and A. M. Khambadkone, “On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode”, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 8, No. 4, pp. 546-553, 1993.
- [3] Kyoung-Min Kwon, Jae-Moon Lee, Jin-Mok Lee, Jaeho Choi, “SVPWM Overmodulation Schme of Three-Level Inverters for Vector Controlled Induction Motor Drives”, *Journal of Power Electronics.*, Vol. 9, No. 3, pp. 481-490, 2009.
- [4] 이지명, 이동춘, “공간벡터 PWM에서 과변조시 출력전압의 선형화 및 고조파 분석”, *전력전자학회 논문지*, 제3권, 제2호, pp. 118-124, 1998.
- [5] D. Grahame Holmes and Thomas A. Lipo, “Pulse width modulation for power converters”, A John wiley & Sons, Inc., pp. 453-530, 2003.
- [6] Holmes, D.G. and McGrath, B.P, “Opportunities for harmonic cancellation with carrier-based PWM for a

- two-level and multilevel cascaded inverters”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 37, Issue 2, pp. 574-582, 2001.
- [7] McGrath, B.P. and Holmes, D.G., “A comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters”, in Conf. Rec. IEEE PESC-2000, pp. 674-679, 2000.
- [8] D. G. Holmes, “A general analytical method for determining the theoretical components of carrier based PWM strategies”, in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, pp. 1207-1214, 1998.
- [9] 김수홍, 김윤호, 방상석, 김광섭, “NPC 멀티레벨 인버터의 고조파 분석 및 출력 필터 설계”, *전력전자학회 논문지*, 제11권, 제2호, pp. 135-141, 2006.

저 자 소 개



권경민(權景敏)

1980년 2월 1일생. 2006년 충북대 전기전자공학부 졸업. 2006년~2008년 우진산전 주임연구원. 2008년~현재 충북대 전자정보대학 석사과정.



최재호(崔載昊)

1955년 9월 27일생. 1979년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1981년~1983년 중경공업전문대학 전자과 전임강사. 1983년~현재 충북대 전기공학부 교수. 1993년, 1998년, 2003년, University of Toronto 객원교수. 2007년~2008년 당 학회 부회장. 현재 JPE 편집위원장.



정교범(鄭敎範)

1959년 12월 20일생. 1983년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 Univ. of Florida (공학박). 1992년~1993년 Virginia Tech (Post Doc.). 1993년~1995년 한국전기연구소 선임연구원. 1995년~현재 홍익대 전자전기공학과 교수. 현재 당 학회 편집이사.