NPC형 3-레벨 인버터의 고조파 특성 해석

권경민*, 임재관*, 최재호*
충북대학교*

Harmonic Analysis of NPC type three-level Inverter

Kyoungmin Kwon*, Jaekwan Im*, Jaeho Choi*
Chungbuk National University*

Abstract - 본 논문은 3상 NPC형 3-레벨 인버터를 영시퀀스 주입에 의한 SVPWM방식에 고조파의 특성이 가장 우수하다고 알려진PD (phase disposition)방식의 멀티 캐리어 방식을 적용하였다. 구현된 NPC형 3-레벨 인버터는 전 영역에서 동작할 수 있도록 구현하여, 각 영역에 따른 고조파 및 THD를 분석하였다. 일반적으로 NPC형 3-레벨 인버터는 2-레벨 인버터에 비해 동일 변조비에서 고조파의 특성이 우수 한 것으로 알려졌다. 본 논문에서는 이러한 변조비에 따른 고조파의 분포 이중 푸리에 시리즈를 통해 분석하였고, 이를 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

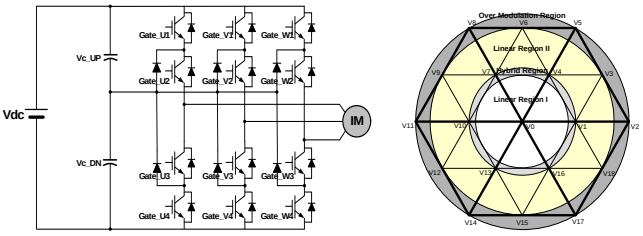
1. 서 론

오늘날 고전력 및 중전압 에너지 제어범위에서 NPC형 3-레벨 인버터 기술이 중요한 대안책으로 대두되고 있다. NPC형 3-레벨 인버터는 전력용 반도체 소자와 커패시터 전압원의 배열에 따른 계단 파형을 가지는 출력 전압을 발생시키게 된다. 이러한 NPC형 3-레벨 인버터의 특징은 출력전압의 레벨이 증가함에 따라 낮은 dv/dt를 가지고, 또한 고조파의 특성도 개선 할 수 있다는 장점을 가진다.[1] 하지만 회로의 복잡성을 증가시키고 전압 불균형을 야기 시키기도 한다. 이러한 문제점은 PWM 스위칭의 사용에 의해 개선될 수 있다. 본 논문에서는 이러한 장점을 가지는 NPC형 3-레벨 인버터를 영시퀀스 주입에 의한 SVPWM방식에 PD(phase disposition)방식의 멀티 캐리어 방식을 적용하여, 변조비에 따른 각 영역에서의 고조파 및 THD의 특성을 확인 하였다.

2. 본 론

2.1 NPC형 3-레벨 인버터의 동작

NPC형 3-레벨 인버터는 각 상당 스위칭 상태에 따른 극전압이 3가지 상태로 나타나게 되므로 3상의 스위칭 상태에 따른 각 벡터의 성분은 27가지의 형태로 나타나게 된다. 그림1은 이러한 NPC형 3레벨 인버터의 구조와 전압벡터의 크기에 따른 영역을 나타낸 것이다.



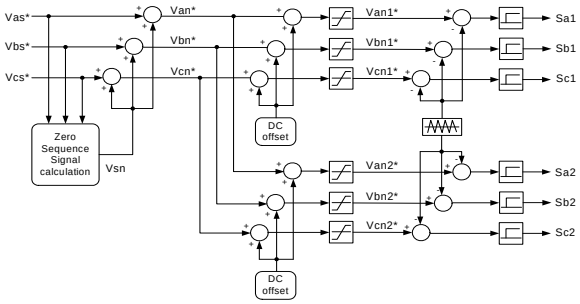
〈그림1〉 NPC형 3-레벨 인버터의 구조와 동작영역

2.1.1 선형영역에서의 동작

선형영역은 선형영역 I, 하이브리드영역 그리고 선형영역 II로 구분 된다. 선형영역 I은 내부 육각형의 영역으로 기존 2-레벨 인버터와 동일하게 선간전압이 3단계로 출력이 되고, DC링크 전압은 2-레벨 인버터의 절반을 사용하는 영역이다. Hybrid 영역은 내부 육각형 또는 외부 육각형에서 동작하며 내부 육각형에서 동작할 때에는 2-레벨 인버터와 동일하게 선간전압이 3단계로 출력되며 외부 육각형에서 동작할 경우에는 선간전압이 5단계로 출력된다. 한편 선형영역 II에서는 외부 육각형에서만 동작하며 선간전압이 5단계로 나타난다.

2.1.2 과변조 영역에서의 동작

과변조 영역은 외부 육각형의 내접원을 벗어나는 부분을 말하고 이는 외부 육각형의 면적의 넓이와 같은 면적을 가지는 원의 영역과 그 이외

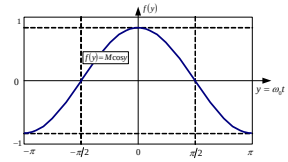


〈그림2〉 영-시퀀스 신호주입에 의한 SVPWM

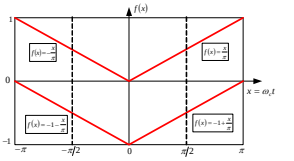
의 영역으로 분리하여 과변조 영역 I 과 과변조 영역II로 분리한다. 과변조 영역 I, 과변조 영역II에서는 전압기준벡터를 푸리에 시리즈를 통해 보상된 새로운 전압기준벡터를 생성하였다.[2][3]

2.2 PD 멀티캐리어 방식에 의한 NPC형 3-레벨 인버터 고조파 해석

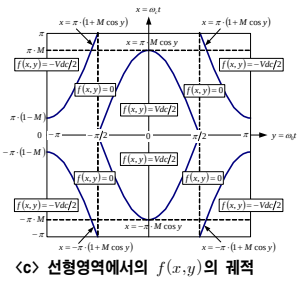
PWM된 NPC형 3-레벨 인버터의 출력$f(t)$는 그림3(a)(b)에서 보는 것과 같이 $x(t)$와 $y(t)$에 의한 두 시변항에 의해 $f(x(t),y(t))$로 계산되므로 이중 푸리에 급수 전개에 의해 해석되어진다. 이중 푸리에 급수 전개를 위한 두 시변항에 의한 선형영역과 과변조영역의 $f(x,y)$의 궤적은 그림3(c),(d)에서 보여지는 것과 같고, $f(x,y)$에 대하여 이중 푸리에 시리즈를 전개하면 NPC형 3-레벨 인버터의 극전압은 식(1)과 같이 계산되고, 각 계수는(2)~(4)와 같다. 여기서 멀티캐리어 방식은 APOD, POD방식에 비해 고조파 특성이 우수한 PD방식에 의해 해석하였다.[4]



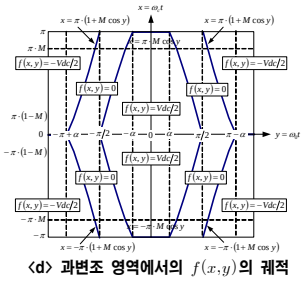
〈a〉 전압 추종파형 $f(y)$



〈b〉 3-레벨 PD PWM 캐리어 파형 $f(x)$



〈c〉 선형영역에서의 $f(x,y)$의 궤적



〈d〉 과변조 영역에서의 $f(x,y)$의 궤적

〈그림3〉 3-레벨 PD PWM에 대한 f(x,y)의 궤적

식(1)에서 보는 것과 같이 극전압은 기본파 성분과 기본파 성분에 대한 저주파수 대역의 홀수 고조파 성분 그리고 캐리어 주파수에 의한 고조파 성분과 캐리어 주파수에 대한 사이드밴드의 고조파 성분으로 나타난다. 식(1)에서 알 수 있듯이 선형영역에서는 α값이 0이 됨에 따라 기본파 성분에 대한 홀수 고조파 성분은 나타나지 않게 되고, 과변조 영역에서는 α값이 증가함에 따라 기본파 성분에 대한 홀수 고조파 성분은 커지게 되고, 캐리어 주파수에 의한 고조파 성분과 캐리어 주파수에 대한 사이드밴드의 고조파 성분이 감소하게 됨을 알 수 있다. 또한 MI

가 1(six-step 운전영역)에서는 α값이 정점에 가게 되고, 이때는 캐리어 주파수에 대한 모든 고조파 성분이 0이됨을 알 수 있다. 또한 선간전압은 식(5)에서 보는 것과 같이 극전압의 크기에 대해 기본파 성분과 고조파 성분 모두 $\sqrt{3}$배의 크기를 나타내고, 3의 배수 고조파 성분과 스위칭 주파수에 의한 고조파 성분은 서로 상쇄됨을 알 수 있다.

$$
\begin{aligned}
v_{an}(t) &= \frac{V_{dc}}{2\pi}\{M(\pi-2\alpha-\sin 2\alpha)+4\sin\alpha\}\cos(\omega_o t) \\
&+ \frac{V_{dc}}{2\pi}\sum_{n=2}^{\infty}\left\{\frac{4}{2n-1}\sin([2n-1]\alpha)-M\left\{\frac{\sin(2n\alpha)}{n}+\frac{\sin([2n-1]\alpha)}{n-1}\right\}\right\} \\
&\quad\times\cos([2n-1]\omega_o t) \\
&+ \frac{4V_{dc}}{\pi^2}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{1}{2m-1}\sum_{k=1}^{\infty}C_{m0}\cos([2m-1]\omega_c t) \\
&+ \frac{V_{dc}}{\pi^2}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{1}{2m}\sum_{n=-\infty}^{\infty}C_{m_{even}n_{odd}}\cos(2m\omega_c t+[2n-1]\omega_o t) \\
&+ \frac{2V_{dc}}{\pi^2}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{1}{2m-1}\sum_{\substack{n=-\infty\\(n\neq 0)}}^{\infty}\sum_{k=1}^{\infty}C_{m_{odd}n_{even}}\cos([2m-1]\omega_c t+2n\omega_o t) \qquad (1)
\end{aligned}
$$

여기에서,

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

$$
\begin{aligned}
C_{m_{even}n_{odd}} &= J_{2n+1}(2m\pi M)\cos n\pi\left\{\pi-2\alpha-\frac{\sin(2[2n+1]\alpha)}{2n+1}\right\} \\
&+\left\{\sum_{\substack{k=1\\(k\neq -n)\\(k\neq n+1)}}^{\infty}J_{2k-1}(2m\pi M)\cos k\pi\times\left[\frac{\sin(2[k+n]\alpha)}{k+n}+\frac{\sin(2[k-n-1]\alpha)}{k-n-1}\right]\right\} \qquad (3)
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
C_{m_{odd}n_{even}} &= J_{2k-1}([2m-1]\pi M)\cos k\pi \\
&\times\left\{\frac{\cos([n-k])\pi+\sin([2k-1-2n]\alpha)}{2k-1-2n}+\frac{\cos([n+k])\pi-\sin([2k-1+2n]\alpha)}{2k-1-2n}\right\} \qquad (4)
\end{aligned}
$$

이고, $\alpha=\begin{cases}0 & (\text{선형 영역})\\ \cos^{-1}\frac{1}{M} & (\text{과변조역역})\end{cases}$, $M=\frac{2V_{mag}}{V_{dc}}$, $MI=\frac{\pi}{4}M$

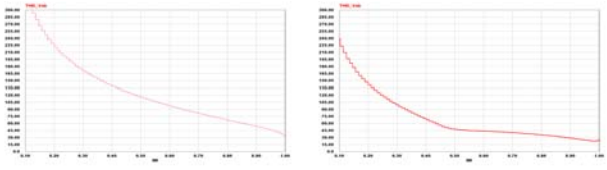
$$
v_{ab} = v_{an}-v_{bn} \qquad (5)
$$

NPC형 3-레벨 인버터에서 THD는 MI값의 증가에 따라 감소하게 되며, 특히 변조율이 0.5보다 큰 영역에서는 선간전압의 레벨의 수가 증가함에 따라 THD 값은 매우 작아지게 된다. 이러한 결과는 시뮬레이션 결과를 통하여 확인 할 수 있다. THD는 식(6)에 의해 계산된다.

$$
THD_v\,[\%] = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{1,rms}}\right)^2-1}\times 100\,[\%] \qquad (6)
$$

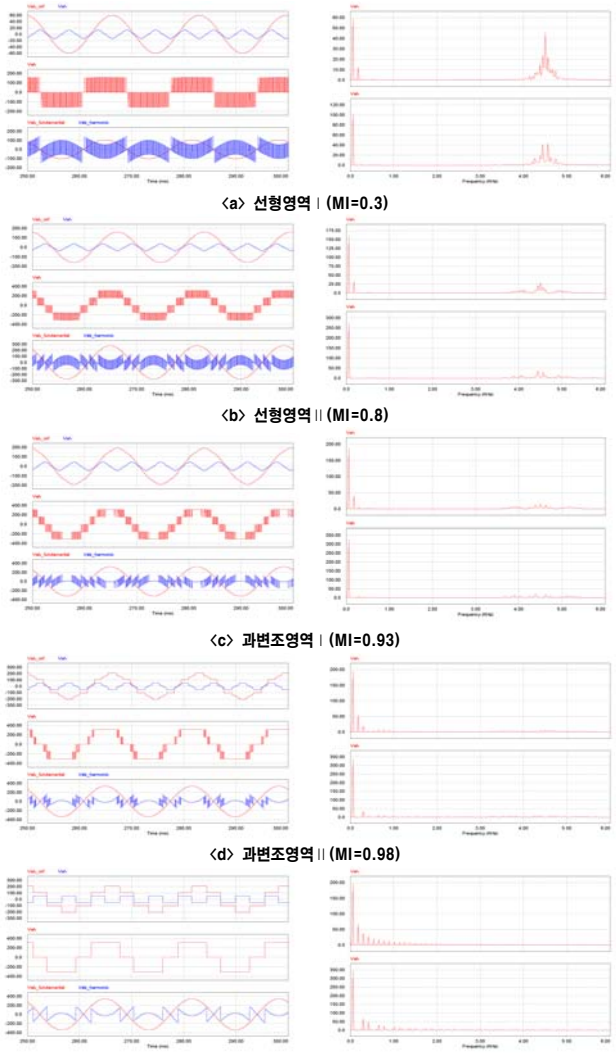
2.3 시뮬레이션 결과

이중 푸리에 시리즈의 해석 결과를 확인하기 위해 시뮬레이션은 각 영역을 나누어 그 결과를 확인하였고, 동일 주파수 변조비와 동일한 시스템에서 레벨 수 증가에 따른 선간전압의 THD를 비교하였다. 그림3은 MI값을 0~1까지 가변 하였을 때 2-레벨 인버터와 3-레벨 인버터의 선간 전압의 THD의 값을 나타낸다. 그림4에서 보는 것과 같이 3-레벨 인버터의 THD 특성은 2-레벨에 비해 두 배 이상 좋아지는 것을 확인 할 수 있고, 특히 0.5이상의 변조율에서는 선간 전압의 레벨 수가 증가함에 따라 THD의 특성이 더욱 향상 되는 것을 볼 수 있다. 그림5의 우측의 파형은 각 영역에 따른 극전압과 오프셋 전압 그리고 선간전압과 선간전압의 고조파의 성분을 보여주고 있으며 좌측의 결과 파형은 극전압과 선간전압의 FFT분석 결과를 나타낸다. 그림5에서 보는 것과 같이 선형 영역에서의 고조파의 분포는 캐리어 주파수에 의한 고조파와 그 사이드 밴드의 고조파 성분이 나타나게 되고, 과변조 영역에서는 기본파의 홀수배의 고조파 성분이 변조율의 증가에 따라 증가하게 되고, 반대로 캐리어 주파수에의한 고조파 성분은 감소하게 됨을 알 수 있다.



(a) 2-레벨 인버터 (b) NPC형 3-레벨 인버터

<그림 4> MI값의 변화에 대한 THDv



<그림 5>극전압과 선간전압의 기본파 성분과 고조파성분(fo/fc=75)

3. 결 론

본 논문은 NPC형 3-레벨 인버터의 극전압에 영-시퀀스 신호를 주입하여 SVPWM을 구현하였고, 멀티 캐리어 방식은 고조파 특성이 우수한 것으로 알려진 PD방식을 사용 하였다. 과변조 영역에서의 구현은 푸리에 시리즈를 통해 선형 근사화 된 전압벡터를 생성하여 구현하였다. 고조파 성분을 분석하기 위해 이중 퓨리에 시리즈를 통해 해석하였고, 3-레벨 인버터의 각 영역에 따른 고조파의 분포와 THD를 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

본 과제(결과물)는 지식경제부의 지원으로 수행한 에너지자원인력양성사업의 연구결과입니다.

[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] D. Lee and G. Lee, “A Novel Overmodulation technique for space-vector PWM inverters”, *IEEE Trans.Power Electron.*, Vol. 13, No. 6, pp. 1144-1151, 1998.

[4] D. Grahame Holmes and Thomas A. Lipo, Pulse width modulation for power converters, pp. 453-530, A John wiley & Sons, Inc., 2003.