

멀티 레벨 인버터에서 멀티 캐리어 PWM 방법을 사용한 고조파 분석의 새로운 방법

김준성, 김태진, 강대욱, 현동석
한양대학교 전력전자 연구실

A Novel Method of the Harmonic Analysis by Using the Multi-Carrier PWM Techniques in the Multi-Level Inverter

June-Sung Kim, Tae-Jin Kim, Dae-Wook Kang, Dong-Seok Hyun
Dept. of Electrical Engineering, Hanyang Univ.

ABSTRACT

This paper deals with a novel method in order to analyze the harmonic characteristics in the multi-level inverter. Generally, the magnitude of harmonic components is different according to the carrier PWM techniques, modulation index(Mi), and the level of multi-level inverter. The previous papers analyzed the harmonic characteristics from the viewpoint of the space vector. Hence, the calculation of the harmonic vector becomes difficult and complex in 4-level or more than 5-level. However, the proposed method of this paper reduced an amount of calculation and simplified the process of calculation by using the relationship between reference voltage and output phase voltage to load neutral. This paper analyzed the harmonic and it is applied to the multi-carrier PWM techniques in 5-level and other-level of cascaded inverter system.

1. 서 론

멀티레벨 인버터들은 증가되어지는 전력의 실제적 해결과 교류 파형의 고조파 저감에 매우 효과적이다. 멀티레벨 PWM 인버터의 주된 장점은 다음과 같다. 1) 직렬 연결을 통해 스위치에 증가되는 전압 강하에 관계없이 보다 높은 전압을 인가할 수 있다. 2) 멀티레벨 파형들은 인버터의 출력에서 dv/dt 를 감소시킨다. 3) 동일한 스위칭 주파수에서 멀티레벨 인버터는 한 셀에서 비교적 보다 많은 레벨의 출력파형 때문에 보다 적은 고조파 왜곡에 다다를 수 있다. 이중 멀티레벨에서의 고조파 왜곡은 다음의 두 가지에 따라 영향을 받을 수 있다. 1) 캐리어의 구현 방식에 따라. 2) Modulation index(M_i)에 따라. 멀티레벨의 경우 일반적으로 다음과 같은 다양한 캐리어의 구현이 가능해진다. ① Alternative Phase Opposition Disposition (APOD) technique ② Phase Opposition Disposition (POD) technique ③ Phase Disposition (PD) technique ④ Phase Shifted (PS) technique ⑤ Carrier Redistribution (CR) technique Considering Leg Voltage Redundancies. 이런 다양한 캐리어 PWM 방법들 중 각 캐리어 PWM 방법들의 특징은 고조파 특징을 통하여 알 수 있다. 또한 모터 부하의 경우 모터 속도의 가변적 특성 때문에 다양한 M_i 가 필요하다. 그러므로 각 캐리어 방식과 다양한 M_i 따른 고조파의 특성을 비교하는 것은 매우 중요하다. 고조파 특성을 분석하기 위해서 기존의 논문은 공간 벡터의 관점

으로부터 고조파의 특성을 분석하였기 때문에 다음과 같은 사항들을 반드시 고려해야만 했다.^{[1],[2]} (1) 레퍼런스를 만들기 위해 선택되어질 수 있는 벡터들 (2) 각각의 벡터에 인가된 시간 이러한 사항들에서 벡터는 n -레벨에서 n^3 처럼 증가한다. 더욱이 고조파 벡터의 계산이 증가되고 매우 복잡해진다. 이 논문에서는 이러한 계산의 양을 줄이고 간단화하기 위해 공간벡터의 관점이 아닌 레퍼런스 전압과 부하 중성점 기준 출력 상전압과의 관계를 이용하였고 기존의 방법과 동일한 고조파의 특징을 얻을 수 있었다. 그러므로 이 방법은 멀티 캐리어 PWM 방법, M_i 와 멀티레벨 인버터의 레벨에 따른 고조파의 특징을 비교, 분석하는데 장점을 가지고 있다. 그리고 제안한 방법은 어떠한 캐리어 PWM 방법과 어떠한 멀티레벨 인버터 시스템에도 적용할 수 있다. 이 논문에서는 Cascaded 인버터를 사용하였다. 왜냐하면 모듈화된 회로 형태와 패키지가 가능하고 DC 링크 전압 불균형 문제가 일어나지 않기 때문이다. 또한, DC 링크 전압이 V_{dc} 로 주어진 경우 기본파 성분의 출력 상전압의 크기 V_{1m} 와 Six-step 모드의 기본파 크기 $V_{1m6step} = (2V_{dc}/\pi)$ 의 비가 변조지수(M_i)이다.

$$M_i = \frac{V_{1m}}{V_{1m6step}} \quad (1)$$

2. 고조파 해석

Carrier-based PWM-VSI의 선형 변조 영역에서의 구동은 캐리어 주파수와 그 정수배의 고조파를 포함하고 있다. 이것을 "스위칭 주파수 고조파"라고 한다. 만약 캐리어 주파수(f_c)가 기본파 주파수(f_o)에 비해 충분히 크다면 ($f_c/f_o > 20$) 서브 캐리어 주파수 고조파 성분은 무시할 수 있다. 또한 PWM-VSI 구동의 전압과 전류의 파형은 스위칭 주파수 고조파들에 의해 결정된다. 때문에 PWM-VSI 구동에서 스위칭 주파수 고조파 특성들은 인버터의 성능을 결정하는데 중요하다. PWM-VSI의 스위칭 주파수 고조파 특징들에 대한 해석적 접근에서 가장 올바른 것은 Vector Space 접근이다.^[3] 그러나 이 방법은 멀티레벨 인버터에 적합하지 않다. 왜냐하면 n 레벨에서 벡터의 수가 n^3 로써 증가하기 때문이다.

그림 1(a)는 2레벨 hexagon 영역을 보여준다. 이것은 V_o 부터 V_7 까지 8개의 다른 스위칭 조합 상태를 보여준다. 이러한 8개의 조합에서 첫 번째와 마지막은 그 선간전압이 영이기 때문에 부하측으로 전압이 전달되지 않는다. 다른 여섯 개의 상태는 부하로 전달하기 위해 전압을 생성할 수 있다. 반면 여섯 개 스위칭 상태의 전압은 그림 1(a)에서처럼 부하로 인가되어지는

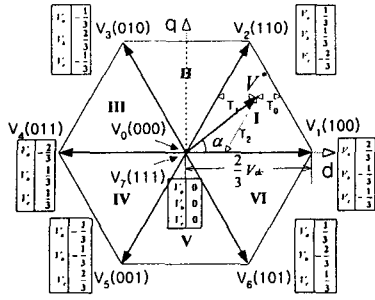
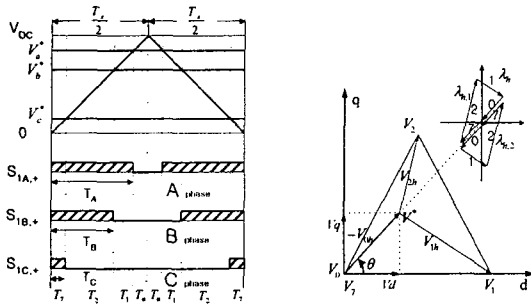


그림 1(a). 2레벨 육사곤
Fig. 1(a) 2-level hexagon



(b) 삼각파 비교 방식 (c) 섹터 I에 인가된 레퍼런스
(b) Triangle comparison method (c) Harmonic flux trajectories in the first segment of the hexagon.

a, b, c의 각 상전압이다. 레퍼런스 전압 벡터는 그림 1(a)에서처럼 섹터 I에 인가되었고 그림 1(b)에서처럼 대칭적인 스위칭 상태를 발생시킨다. 여기서 T_1 , T_2 , T_3 , T_0 는 V_7 , V_2 , V_1 , V_0 의 각 스위칭 벡터에 인가되어지는 시간이다. 그림 1(c)에서 V_{1h} , V_{2h} 와 V_{0h} 는 각각의 고조파 전압의 크기를 나타낸다. 전압은 시간에 따른 자속의 변화이므로 고조파 전압대신 개념적으로 고조파 자속(λ_h)으로 대신 할 수도 있다. 따라서 고조파 전압은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_h = \frac{d\lambda_h}{dt} \quad (2)$$

또한 이 공식은 고조파 자속(λ_h)이 고조파 전압의 시간적분이므로 (3)과 같이 표현 할 수 있다.

$$\lambda_h = \int_0^{T_1} V_h dt = \int_0^{T_1} (V_i - V^*) dt \quad (3)$$

위의 식에서 V_k 는 k 번째 인버터 출력 전압 벡터이고 이것은 캐리어 싸이클 내에 스위칭 상태에 따라서 변한다. 또한 V^* 는 기준 전압 벡터이다. 그림 1의 (b)와 같이 기준 전압 벡터가 인가가 되면 스위칭 시퀀스는 (b)와 같이 반주기마다 대칭적으로 일어난다. 따라서 반주기 값을 구하면 나머지 반주기의 값은 정해진다. 식(3)은 그림 1의 (b)에서 보여준 시퀀스에 의해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{h,1} = \int_0^{T_1} (V_7 - V^*) dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} (V_2 - V^*) dt + \int_{T_1+T_2}^{T_1+T_2+T_1} (V_1 - V^*) dt + \int_{T_1+T_2}^{T_1} (V_0 - V^*) dt \quad (4)$$

그리고 위의 식을 다시 (5)와 같이 3상 변환에 의해 다음과 같이 표현할 수 있다. 이때 그림 1(a)에 나타난 것처럼 각 스위칭 전압벡터에 a, b, c상의 출력 상전압을 넣어주면 다음과 같다.

$$\lambda_{h,1(a,b,c)} = \int_0^{T_1} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{pmatrix} dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \begin{pmatrix} 1/3 \\ 1/3 \\ -2/3 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{pmatrix} dt + \int_{T_1+T_2+T_1}^{T_1+T_2+T_1} \begin{pmatrix} 2/3 \\ -1/3 \\ -1/3 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{pmatrix} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_1} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{pmatrix} dt \quad (5)$$

만약 3상 평형으로 구동을 하는 경우 (5)는 기본과 한 주기에 대해 한 상의 값을 고려해 주어도 무방하다. 왜냐하면 한 상에서의 고조파의 성분의 값이 다른 나머지의 상에 나타나는 고조파의 값과 동일하기 때문이다. 따라서 본 논문에서는 한 상에 대한 고조파 자속만을 고려하였다. 따라서 a상에 대한 고조파 자속은 다음의 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{h,1a} = \int_0^{T_1} (0 - V_a^*) dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} (1/3 - V_a^*) dt + \int_{T_1+T_2+T_1}^{T_1+T_2+T_1} (2/3 - V_a^*) dt + \int_{T_1+T_2}^{T_1} (0 - V_a^*) dt \quad (6)$$

또한 임의의 M_i , θ 와 옵셋전압(V_{offset})을 가진 레퍼런스 벡터가 섹터 I에 인가되었을 때 위의 (3)을 (8)의 λ_1 처럼 일반화시킬 수 있다.

$$\lambda_n = \frac{2 \cdot V_{dc}}{\pi} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (7)$$

$$\lambda_1 = \frac{\lambda_{h,1a}}{\lambda_n} \quad (8)$$

λ_n 는 반 샘플링동안 Six-step 모드의 출력 상전압의 피크값이다. 그러므로 (8)의 λ_1 은 Six-step 모드의 출력 상전압의 피크치를 기준으로 반 샘플링 내에서 고조파의 크기를 나타낸다. (6)을 한 샘플링에 대해서 적분을 한다면 반 샘플링의 대칭적인 값으로 인해 그 값이 0으로 된다. 그러므로 (8)은 (9)와 같이 RMS 값으로 표현 할 수 있다.

$$\lambda_{1rms}^2 = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_1} \lambda_1^2 dt \quad (9)$$

만약 한 샘플링당 RMS 값이 λ_{hrms}^2 라면 λ_{hrms}^2 는 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{hrms}^2 = 2 \cdot \lambda_{1rms}^2 dt \quad (10)$$

한 주기동안 RMS 고조파 자속 값은 다음과 같이 계산 할 수 있다.

$$\lambda_{hrms}^2 = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \lambda_{hrms}^2 dt \quad (11)$$

T_c 는 기본과 주기이다. 위의 과정을 통해 얻은

λ^2_{NRMS} 은 위의 과정을 통해 Six-Step 모드의 출력 상전압의 피크치를 기준으로 한 고조파 크기의 비율을 나타낸다. 만약 이 방법을 다음 단락의 멀티레벨 인버터에 적용한다면 각각의 캐리어 방법에서 고조파를 Six-Step 모드의 출력 상전압의 피크치를 기준으로 그 크기가 얼마인지를 알 수 있다. 그러므로 λ^2_{NRMS} 을 통해서 좋은 품질의 멀티레벨 인버터를 구현 할 수 있다.

3. 멀티 레벨 인버터의 적용

레벨이 증가함으로써 다양한 캐리어 PWM 방법의 구현이 가능해진다. 본 논문에서는 캐리어 PWM 방법을 5레벨에서 구현하였다. 왜냐하면 3레벨에서는 다음 중 APOD와 POD의 캐리어 방식이 같아지기 때문이다. 따라서 이러한 모든 캐리어의 방식을 비교하여 고조파 분석을 하기엔 5레벨부터 시작되는 홀 수차 멀티 레벨이 적합하다.

3.1 Alternative Phase Opposition Disposition (APOD) Method

이 방법은 N레벨에서의 N-1개의 캐리어의 수를 가지고 있다. 각 레벨의 캐리어는 각각 서로 180도의 위상차이를 가지면서 재배치된다. 그림 2(a) 5레벨에서의 캐리어와 레퍼런스와의 관계를 나타낸다.

3.2 Phase Opposition Disposition (POD) Method

이 방법은 N레벨에서의 N-1개의 캐리어의 수를 가지고 있다. 이 캐리어의 파형은 제로 레퍼런스를 기준으로 위와 아래로 나눌 수 있다. 그러나 이 캐리어는 제로 레퍼런스를 기준으로 위와 아래 각각 180도의 위상 차이를 가진다. 그림 2(b)는 5레벨에서의 캐리어와 레퍼런스와의 관계를 나타낸다.

3.3 Phase Disposition (PD) Method

일반적으로 가장 널리 쓰이는 멀티 캐리어 방법으로 N레벨에서 N-1개의 캐리어의 수를 가지고 있다. 이 캐리어의 파형은 각각의 캐리어들 사이의 동일한 위상을 가지고 레벨에 따라 그 위치를 가지게 된다. 제로 레퍼런스는 이 캐리어들의 중간에 위치하게 된다. 그림 2(c)은 5레벨에서의 캐리어와 레퍼런스와의 관계를 나타낸다.

3.4 Phase Shifted (PS) Method

이 방법은 모두가 각각 위상 변환된 캐리어들을 적용하였다. 예로 그림 2(d)는 5레벨 인버터에서 레퍼런스 파형과 캐리어를 보여준다. 4개의 삼각파 시그널은 각각 90° 씩 위상 변환되었다. 이 방법은 n레벨에서 n-1개의 캐리어 파형을 필요로 한다.

3.5 Carrier Redistribution (CR) Method Considering Leg Voltage Redundancies

이 캐리어 방법은 멀티레벨 PWM 방법에서 다른 PWM 방법에 비해 낮은 스위칭 주파수를 갖는다는 것이 특징이다. N 레벨일 경우 $1/(NT_s)$ 의 스위칭 주파수를 갖는다. 이 캐리어 방법은 N-레벨의 경우 $(N-1)^2$ 의 캐리어 웨이브가 필요로 하므로 기존의 PD PWM 방법 보다 $(N-1)$ 배 만큼 그 숫자가 증가하게 된다. 따라서 이 방법을 아날로그로 구현시에는 다소 제한이 따르지만 변환 특성을 이용하면 기존과 같은 수의 캐리어 웨이브를 사용할 수 있다.^[7] 그림 2(e)는 5레벨에서의 캐리어와 레퍼런스간의 관계를 나타낸다.

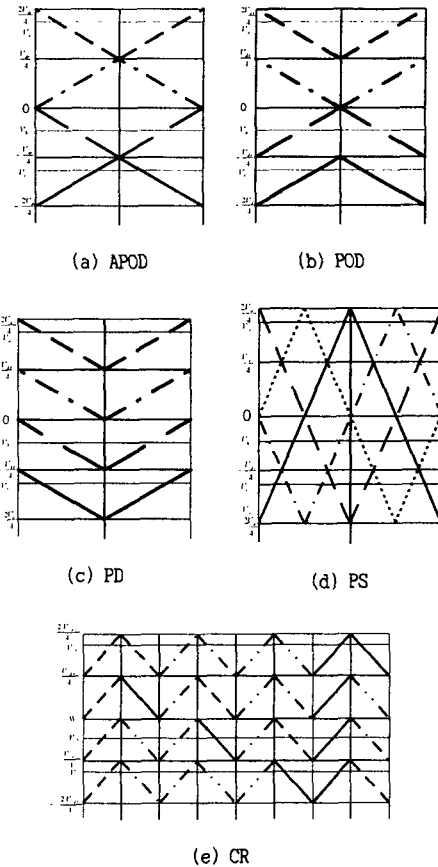


그림 2. 멀티 캐리어 PWM 방법
Fig. 2 Multi-Carrier PWM techniques

4. 시뮬레이션 결과 및 비교

그림 3은 5레벨에서 SPWM을 기준으로 변조지수(M_i)에 따른 각각의 캐리어 방법의 고조파 특성을 보여준다. 그림 3에서 PS(1) 캐리어 PWM 방법은 모든 변조 영역 가운데서 다른 캐리어 PWM 방법보다 우수한 고조파 특성을 가짐을 보여준다. 그러나 PS(1) 캐리어 PWM 방법의 스위칭 주파수는 다른 종류의 캐리어 PWM 방법들보다 4배가 더 많다. 만약 PS(1) 캐리어 PWM 방법의 스위칭 주파수가 다른 종류의 캐리어 PWM 방법과 동일한 스위칭 주파수를 갖는다면 PS(1) 캐리어 PWM 방법의 고조파 특성은 APOD 캐리어 PWM 방법의 고조파 특성(PS(2))과 동일한 특성을 나타낸다.^[9] 만약 스위칭 주파수가 모두 동일한 경우를 살펴보면 PD와 CR 캐리어 방법들은 고조파의 특성이 완전히 같고 PD와 CR의 고조파 특징은 다른 방법들보다 더 우수하다. 그리고 낮은 변조지수 영역에서는 APOD와 POD 캐리어 방법의 고조파 특징이 같았다. 반면 중간 변조지수 영역에서 3/4까지의 변조지수 영역까지는 APOD 캐리어 방법이 POD 캐리어 방법보다 더 우수하였다. 그 다음 높은 변조지수 영역에서는 POD 캐리어 방법의 고조파 특성이 APOD 캐리어 방법보다 더 우수하였다. 그림 4는 SPWM을 기준으로 PD 캐리어 방법의 2레벨, 3레벨 그리고 5레벨과 7레벨의 고조파 특성을 보여준다. 2레벨에서 3레벨 그리고 5레벨과 7레벨로 레벨이 증가할수록 고조파 특성이 향상된다. 그림 5의 SVPWM의 고조파 특성은 그림 4의 SPWM의 고조파 특성보다 더 개선된 것을 알 수 있고 또한 SPWM과 동일하게 레벨이 증가할수록 그 특성이 향상됨을 알 수 있다. 그림 6은 SVPWM에서 3레벨, 5레

벨, 7레벨의 레퍼런스와 오프셋전압 파형을 보여준다.^[2]

본 논문에서 사용한 시뮬레이션 파라미터들은 표 1과 같다.

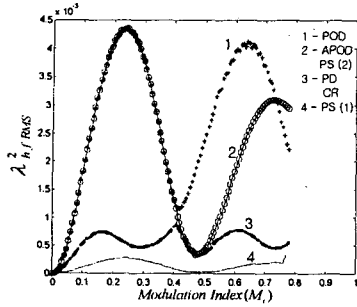


그림 3. 각 캐리어 PWM 방법에서 M_i 에 따른 고조파특성의 비교
Fig 3. Comparison of the harmonic characteristic according to modulation index (M_i) for each carrier PWM techniques

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation parameter

$V_{dc} : 300 V$	$f_e : 60 Hz$	$T_s : 100 \mu s$
------------------	---------------	-------------------

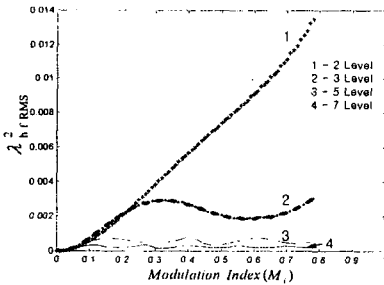


그림 4. 각 레벨에서 고조파 특성의 비교 (SPWM)
Fig.4 Comparison of the harmonic characteristic for each level (SPWM)

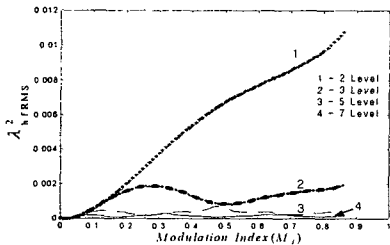


그림 5. 각 레벨에서 고조파 특성의 비교 (SVPWM)
Fig. 5 Comparison of the harmonic characteristic for each level (SVPWM).

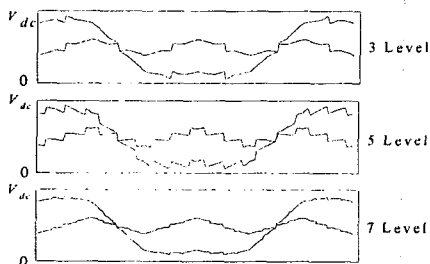


그림 6. SVPWM의 레퍼런스와 오프셋전압의 파형
Fig.6 Reference and offset waveforms of SVPWM ($M_i = 0.7$)

5. 결 론

이 논문은 멀티레벨 인버터에서 고조파의 특징을 비교, 분석하기 위한 새로운 방법을 제안하였다. 이전의 논문들은 공간 벡터의 관점에서 고조파의 특징을 분석하였기 때문에 레벨이 증가할수록 고조파 벡터의 계산은 증가되고 복잡해진다. 그러나 이 논문은 레퍼런스 전압과 증성점 기준 출력 상전압과의 관계를 이용함으로써 계산의 양을 줄이고 계산의 과정을 간단화 하였다. 또한 본 논문은 이 방법을 적용함으로써 다양한 캐리어 PWM 방법과 M_i 에 따른 고조파의 특징을 비교, 분석하였다. 결과적으로 스위칭 주파수가 일정할 경우 PD, CR 캐리어 PWM 방법의 고조파 특징이 다른 캐리어 방법보다 더 우수하였다. 전압의 레벨이 동일한 캐리어 PWM 방법의 경우 고조파 특성은 스위칭 주파수와 밀접한 관계가 있음을 알 수 있었다. 또한 SPWM의 고조파 특성보다 SVPWM의 고조파 특성이 더 우수함을 본 시뮬레이션을 통해 알 수 있었다. 제안한 방법은 어떠한 멀티 캐리어 PWM 방법에도 적용할 수 있고 CPWM과 DWPM에서도 구현 될 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Y. Lee, D. Kim, D. Hyun, "Carrier Based SVPWM Method for Three-Level System with Reduced HDF", in *conf. Rec., IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 1996-2003, 2000.
- [2] B.P. McGrath, D.G. Holmes and T.A. Lipo, "Optimised Space Vector Switching Sequences for Multi-level Inverters", *IEEE-APEC Conf. Rec., Sixteenth Annual*, pp. 1123-1129, 2001.
- [3] J.W. Kolar, H. Ertl, and F.C. Zach, "Calculation of the passive and active component stress of three phase PWM converter systems with high pulse rate", in *EPE Conf. Rec.*, pp. 1303-1311, 1989.
- [4] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutati, and G. Sciuotto, "A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis", *IEEE Transaction on Power Electronics*, pp. 497-505, 1992.
- [5] A.M. Hava, R.J. Kerkman, T.A. Lipo, "Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives", *IEEE Transaction on Power Electronics*, pp. 49-61, 1999.
- [6] V.G. Agelidis, M. Calais, "Application specific harmonic performance evaluation of multi-carrier PWM techniques", *IEEE -PESC Conf. Rec.*, pp. 172-178, 1988.
- [7] D.W. Kang, Y.H. Lee, B.S. Suh, C.H. Choi and D.S. Hyun, "An Improved Carrierwave-based SVPWM Method Using Phase Voltage Redundancies for Generalized Cascaded Multilevel Inverter Topology", in *APEC '00*, pp. 542-548, 2000.
- [8] Fukuda, S. and Suzuki, K., "Using harmonic distortion determining factor for harmonic evaluation of carrier-based PWM methods", *IEEE-IAS '97*, pp. 1534-1541, 1997.
- [9] Calais, M., Borle, L.J., and Agelidis, V.G., "Analysis of multicarrier PWM methods for a single-phase five level inverter", *IEEE-PESC*, pp. 1351-1356, 2001.