

## 단상 Multi-Level AC-DC 컨버터

안일매, 전중함\*, 이영호\*\*, 박성우, 서기영, 이현우  
경남대학교, \*대구보건대학, \*\*동서기전

### Single Phase Multi-Level AC-DC Converter

I.M.Ahn, J.H.Chun\*, Y.H.Lee\*\*, S.W.Park, K.Y.Suh, H.W.Lee  
KyungNam University, \*Taegu Health Coll., \*\*Dongseo Mechatronics Co., Ltd.

#### Abstract

This paper is proposed Single phase Multi-Level AC-DC Converter. This is consist of diode bridge and switches. The number of the supply current levels depends on the number of the individual converter's current level. In this converter circuit the number of the levels is equal to  $2^{(M+1)} - 1$ , where  $M$  is the number of Switching-Leg's number. In this paper is introduced converter with 31 current Level. If the number of current level is increased, smoother sinusoidal waveform can be obtained. The feasibility of the circuit is verified by computer simulation using PSIM

컨버터출력을 내는 조합제어방식의 Multi-Level PWM 제어방식의 컨버터에 관해서 검토하고 있다. 또 여러 개의 컨버터출력의 조합제어의 개념은 오래 전부터 제시되어 왔지만, 구체적으로 주회로 구성이나 상세한 제어특성 등이 설명되어져 있지 않다. 본 논문에서는 2승의 컨버터출력을 중첩, 다중화 하여 한정된 수의 컨버터출력으로부터 미세한 계단파상의 파형을 얻는 방식의 단상 Multi-level PWM컨버터 구성과 제어방법 및 제어특성에 관해서 보고하고자 한다. 또 컨버터출력의 조합법으로써 변압기에 의한 것과 독립의 직류전원회로를 갖는 두 가지 방법이 있다. 각각의 장·단점이 있지만 본 논문에서는 시뮬레이션 등의 상세한 것은 전자방식을 설명하고자 한다.

#### 1. 서론

PWM(Pulse Width Modulation)제어방식을 사용하는 컨버터는 주회로를 간단하게 구성할 수 있고, 고속으로 출력을 제어할 수 있기 때문에 고속 스위칭 소자의 발달과 더불어 널리 사용되어져 왔다. 그러나 PWM방식의 제어에 따르는 손실이나 소음 등의 본질적인 문제점을 가지고 있다. 그리고, 단독의 브리지형 컨버터회로에서는 대용량화하는 것이 어렵다. 이것에 대하여, 같은 용량의 컨버터출력을 다중화하면 스위칭에 따르는 문제를 저감시킬 수 있고, 또한 대용량화에 대응시킬 수 있다. 하지만 주회로 구성이 복잡하게 되어 미세한 출력 파형 제어가 곤란해지게 된다. 이런 이유로 복잡한 스위칭회로의 구성과 제어에 대하여, Active Pass Filter와 같은 모양으로 파형 개선용 전원을 중첩하는 것 등의 파형 개선책이 종종 보고되고 있지만, 일반적으로 주회로 구성과 제어회로에 복잡함을 많이 가지게 된다. 본 논문에서는 출력 파형 개선방법으로 Pulse수가 많은 PWM제어와 다중 PWM제어에서 양자의 장점을 특징으로 하여

#### 2. 제어의 기본원리

그림 1은 2조의 단상 컨버터출력을 변압기로 직렬 접속하여 각 컨버터출력을 조합하여 제어하는 것에 의해 계단파 출력이 얻어지도록 하는 기본회로구성을 보여주고 있으며, 그림 2는 동작 파형을 7레벨의 경우로 했을 때의 스위칭 신호를 나타내고 있다. 그림 1에서 컨버터의 교류전압을  $e_0$ , 각 변압기의 권선비를  $N_a$ ,  $N_b$ 로 했을 때 각각의 변압기 2차측 전류를  $i_a$ ,  $i_b$ 라 하면 컨버터의 출력을 중첩하여 전원 전류  $i_0$ 는 다음 식으로 표현된다.

$$i_0 = i_a + i_b \dots\dots\dots(1)$$

$$i_a = aN_a i_0 = naNi_0 \dots\dots\dots(2)$$

$$i_b = bN_b i_0 = bNi_0 \dots\dots\dots(3)$$

여기서,  $N$ 은 변압기 출력의 가장 낮은 전류에 대한 컨버터 전원전류의 승압비이다. 또,  $n$ 은 그 때의 전

일 전류를 기준으로 하여 그 다음으로 높은 전류와의  
기 (이 경우는  $n=N_a/N_b$ )이다.  $a, b$  는 (1, 0 -1)의  
스위칭 함수 값이다. 표 1.은 (a)  $n=1$ , (b)  $n=2$ , (c)  
 $n=3$ 일 때의 컨버터출력을 조합한 것이다.

- a)  $n=1$ 의 경우는 5레벨
- b)  $n=2$ 의 경우는 7레벨
- c)  $n=3$ 의 경우는 9레벨

의 값을 얻을 수 있다. 표 1에서의 외곽선이 있는 숫  
자는 2개의 출력전압을 컨버터출력사이에서 서로 상  
쇄하는 동작모드의 출력상태이다, 한편, 컨버터사이  
에서 전력이 순환하는 것에 유의해야 한다. 다음으로 4  
개의 컨버터출력을 중첩 다중화하는 경우의 전원전류  
 $i_0$ 는 다음 식과 같이 표현된다.

$$i_0 = (i_a + i_b + i_c + i_d) = (n^3 a + n^2 b + n c + d) N i_0 \quad (4)$$

이때 (a)  $n=1$ 의 경우는 9레벨 (b)  $n=2$ 의 경우는  
31레벨 (c)  $n=3$ 의 경우는 81레벨과 같이 대단히 많  
은 레벨출력이 얻어진다.

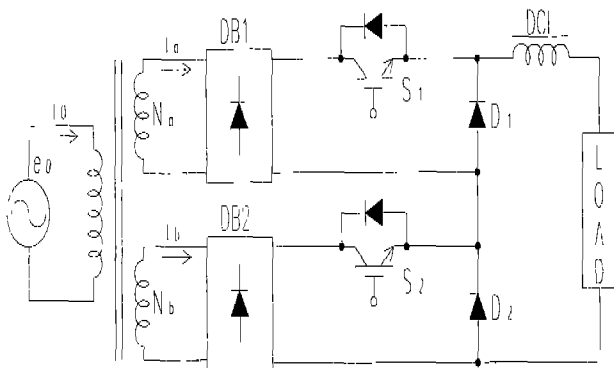


그림 1 2조 컨버터의 기본회로  
Fig 1 Basic circuit of two converters

표 1 2조 컨버터 출력의 조합  
Table 1 Combination of two converters

$i_b/Ni_0 \backslash i_a/Ni_0$	-1	0	1
-1	-2	-1	0
0	-1	0	1
1	0	1	2

(a)  $n=1$  인 경우

$i_b/Ni_0 \backslash i_a/Ni_0$	-2	0	2
-1	-3	-1	1
0	-2	0	2
1	-1	1	3

(b)  $n=2$  인 경우

$i_b/Ni_0 \backslash i_a/Ni_0$	-3	0	3
-1	-4	-1	2
0	-3	0	3
1	-2	1	4

(c)  $n=3$  인 경우

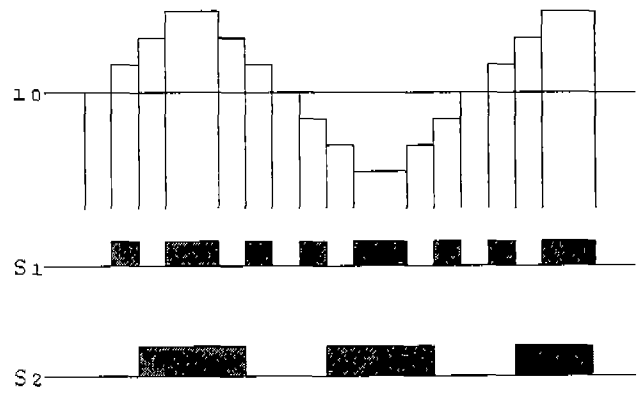


그림 2 전원전류 파형과 스위칭 신호

Fig 2 Supply current waveform and switching signal

일반적으로, M개의 단상 컨버터 모듈을 사용하여  
중첩·다중화 할 때, 입력전류  $i_0$ 는 다음 식으로 주어  
진다.

$$i_0 = (i_a + i_b + i_c + i_d + \dots + i_M) \\ = (n^{M-1} a + n^{M-2} b + n^{M-3} c + n^{M-4} d + \dots + M) N i_0 \quad (5)$$

여기서,  $n$ 값으로 컨버터조수  $M$ 과 출력 Level수  $N_s$   
는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

(a)  $n=1$  경우  
 $N_s = 2M + 1 \quad (6)$

(b)  $n=2$  경우  
 $N_s = 2^{(M+1)} - 1$  .....(7)

(c)  $n=3$  경우  
 $N_s = 3^M$  .....(8)

이와 같이 영전압을 포함한 정·부 대칭인 레벨파형출력이 얻어지지만, 영전압을 제외한 독립된 레벨수  $M_s$ 는

$$M_s = (N_s - 1) / 2$$
 .....(9)

또한,  $n > 3$  의 경우는 표 1을 확장하여 얻어지는 조합 출력레벨 등과 같이 출력 파형 제어로 같은 폭으로의 증감이 생겨 연속적인 스텝변동폭 출력이 얻어지지 않는다. 따라서  $n$ 은 2또는 3으로 한정된다. 그러나 (c)  $n=3$ 의 경우는 연속적인 레벨출력을 얻는 표 1로 보여지고 있는 운전 효율상 바라지 않는 외곽선이 있는 숫자의 레벨 출력 동작 모드는 피할 수 없고, 또한 후술하는 주회로를 간단하게도 할 수 없다. 또한 (a)  $n=1$ 의 한정된 컨버터조수로는 많은 레벨수를 얻을 수 없다. 이들에 대하여 (b)  $n=2$ 의 경우는 특별한 동작모드를 피할 수 있고 얻어지는 레벨수도 비교적 많은 것이므로 가장 적합하다.

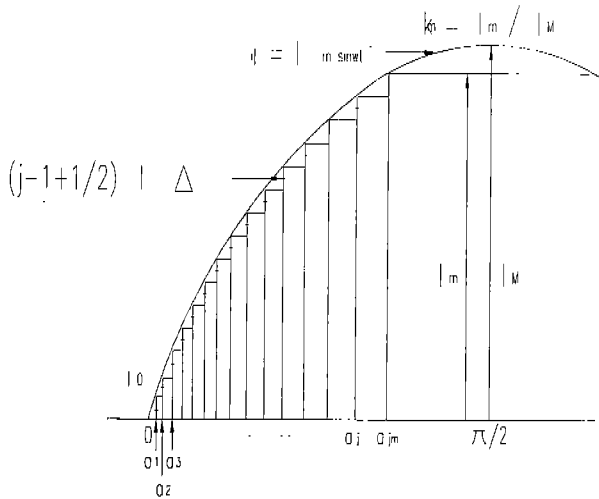


그림 3 스위칭 제어각의 결정법  
 Fig 3 Control switching angle

### 3. 단상 Multi-Level 컨버터의 회로 해석

그림 3은 기준 정현파와 컨버터 전원전류 파형과의 관계를 나타내고 있다. 여기서, 기준 정현파와 스텝 파형의 최대편차가 일정하게(최소 전류폭의 1/2)유지

되도록 각 스위칭 제어 각도를 결정한다. 기준 정현파와  $i_i$ 의 진폭을  $I_m$ , 컨버터의 전원전류  $i_0$ 의 최소 스텝폭을  $\Delta I$ , 최대치를  $I_M ((2^{(m+1)} - 1)\Delta I)$ , 제어율을  $k_m$ 이라 두면 '0'에서 'j'번째 제어각도  $\alpha_j$ 는 다음 식으로 표현된다.

$$i_i = I_m \sin \omega t = k_m I_M \sin \theta$$
 .....(10)

$$i_0 = (j-1+1/2)\Delta E \quad (\alpha_j < \theta < \alpha_{j+1})$$
 .....(11)

$$\therefore \alpha_j = \sin^{-1}(j-1/2)\Delta I / k_m I_M$$
 .....(12)

여기서,

$\theta = \omega t$ ,  $k_m = I_m / I_M$ 이고,  $j$ 값은  $\sin \alpha_j < 1.0$ 부터 1까지 다음 식을 만족하는 범위의 정수 값이다.

$$j < k_m I_M / \Delta I + 1/2$$
 .....(13)

컨버터 전원전류의 최대치는 제어율  $k_m = 1$ 일 때 최대 전원전류  $I_m = I_M$ 이 얻어진다고 하면, 이 전류의 1/2이 최대 출력의 컨버터 전류진폭이 되어, 이하 각 변압기의 전류진폭은 이 전류의 1/2씩 반감하게 된다. 한편, 시뮬레이션 결과로서 분명한 것과 같이 제어율  $k_m$ 를 변화시켜 전원전류를 제어하였을 때, 각 컨버터 전류의 최대폭은  $2\pi/3$ 이 된다.

변압기 1차권선에 대한 2차 권선비는 전원전류  $i_0$ 에 각각  $i_a, i_b, i_c, i_d$ 가 2승수의 비율로 가산하기 위해서 권선비를  $N_a : N_b : N_c : N_d = 1:2:4:8$ 로 선정하였다. 이렇게 함으로써 교류 전원선에 필터 회로를 넣지 않아도 아날로그 파형 제어가 가능하게 되었다.

### 4. 시뮬레이션 결과 파형

그림 4는 다이오드 브리지와 1개의 스위칭소자를 하나의 세트로서 하는 4조의 단상 Multi-Level AC-DC 컨버터의 시뮬레이션 파형으로서 전원 전압 220[V], 스위칭 주파수 60[Hz], 각 변압기의 권선비를  $N_a : N_b : N_c : N_d = 1:2:4:8$ 하였을 때의 파형들이다. 전원 전압  $e_0$ , 전원 전류  $i_0$ 와 각 변압기의 2차 전류  $i_a, i_b, i_c, i_d$ 에 대한 파형으로서 전원 전류값은 4개의 변압기 2차 전류의 합으로 전원 전압 파형과 같은 정현파로 근사계단 파형이 얻어짐을 알 수 있다.

## 5. 참고논문

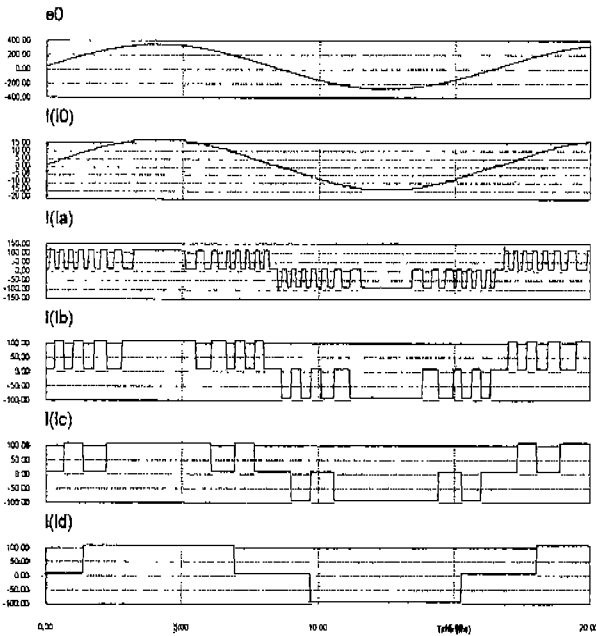


그림 4 4조 컨버터의 전압과 전류 파형  
Fig 4 Voltage and current waveform

## 4. 결론

이상의 시뮬레이션 결과로서 PWM방식의 제어에 따르는 손실이나 소음 등의 문제점을 저감시키고, 단독 브리지형 컨버터로서는 대응량화에 대응시킬 수 없었다. 이에 대하여 제안한 단상 Multi-Level AC-DC 컨버터는 PWM방식의 스위칭 동작으로 31 레벨의 입력전류  $i_0$ 가 단위 역률로서 정현파적인 파형을 얻을 수 있어 스위칭에 따르는 문제점을 저감시켰으며 대응량화 할 수 있음을 검증하였다.

향후 계획으로서 제어시스템 설계 및 시작품 제작을 통해 제안한 단상 Multi-Level 컨버터의 원리를 확인하고자 한다.

- [1] 奥井 芳明, 水野 勉, 山田 一 : “單相降壓チョップを多重化した三相高力率コンバータの過変調特性”, 電氣學會研究會資料, SPC-97-37, 1997
- [2] R.W.Menzies : “ADVANCED STATIC COMPENSATION USING A MULTILEVEL GTO THYRISTOR INVERTER”, IEEE'94 Tran Power Delivery Vol.10, no.2, April 1995
- [3] Kimura, Matsumoto, Morizame, Taniguchi : “Control strategy for multilevel converter applied for electric power system”, 7th European Conference on Power Electronics and Application Proceeding, pp85-288
- [4] Bakari Mwinyiwiwa : “Multimodular Multilevel Converters with Input/Output”, IEEE Tran Vol.33, No.5, Sep 1997.
- [5] 大西徳生 : “多機能高品質單相PWM制御電源”, IEE Japan, Vol. 115-D, No.1, 1995
- [6] 松本 晃, 木村 紀之, 森實 俊充, 谷口 勝則 : “二重化マルチレベル変換器の分壓コンデンサ電壓特性解析”, 電氣學會研究會資料, SPC-98-10