

캐리어를 이용한 매트릭스 컨버터의 전압 변조 방법

尹泳斗[†], 薛承基*

Carrier-based Modulation Method for Matrix Converter

Young-Doo Yoon and Seung-Ki Sul

요 약

본 논문에서는 캐리어(Carrier)를 이용한 매트릭스 컨버터(Matrix Converter)의 전압 변조 방법을 제안한다. 출력 상전압에 적절한 오프셋(Offset) 전압을 더하고, 캐리어 파형의 기울기를 적절히 제어함으로써 입력 전류를 역율 1의 정현파로 제어하면서 동시에 출력 전압의 합성이 가능하다.

이 방법은 기존의 매트릭스 컨버터 전압 변조 방법인 SVPWM과 동일한 스위칭 패턴을 나타내지만, 그 구현은 훨씬 간단하다. 또한 기존의 전압형 인버터(Voltage Source Inverter, VSI)에서 발전된 2상/3상 변조, 과변조(Over Modulation) 등의 개념을 유사하게 적용할 수 있어 그 활용도가 매우 높다. Matlab/Simulink를 이용한 시뮬레이션 결과와 실험을 통해 제안된 방법의 타당성을 검증하였다.

ABSTRACT

This paper presents a carrier-based modulation method for the control of a matrix converter. By using the offset voltage and changing the slope of the carrier, it is possible to synthesize sinusoidal input currents with unity power factor and the desired output voltages. The proposed method is equivalent to the so called SVPWM (Space Vector PWM) method, but its implementation is much easier. Moreover, the proposed method is very attractive because it is possible to apply the 2 phase / 3 phase modulation method, overmodulation method and other methods which are well-developed in the study of voltage source inverters (VSI) to the matrix converter modulation. The feasibility of the proposed modulation method has been verified by computer simulation and experimental results.

Key Words : Matrix converter, carrier-based modulation method, offset voltage

1. 서 론

매트릭스 컨버터는 양방향 전력 전달이 가능하고, 입력 전류의 역율을 조절할 수 있으며, DC link 캐패시터가 필요없는 등의 많은 장점으로 인하여, 상용 삼

상 교류 전원으로부터 직류 변환 없이 가변 전압, 가변 주파수의 교류 출력을 얻는 회로 방식으로 많은 관심을 받고 있다. 입력과 출력에서의 정현파의 전류 특성이 중요하고, 고신뢰성, 소형화가 요구 되는 분야에서 그 응용 범위를 넓히고 있다.

그러나, 매트릭스 컨버터는 9개의 양방향 교류 스위치를 필요로 하고 이를 순시적으로 제어하여야 함으로 인하여, 변조 방법이 매우 복잡하다. 따라서, VSI의 변조 방법에 대한 주된 연구가 많이 완성된 것에 비해, 매트릭스 컨버터의 변조 방법에 대한 연구는 아직도 진행 중이다라 할 수 있다.

[†]교신저자 : 정희원, 서울대 전기컴퓨터공학부 박사과정

E-mail : birdy003@eepel.snu.ac.kr

*정희원, 서울대 전기컴퓨터공학부 교수

접수일자 : 2005. 1. 5 1차 심사 : 2005. 4. 14

2차 심사 : 2005. 8. 23 3차 심사 : 2005. 9. 8

심사완료 : 2005. 9. 13

역사적으로, 수학적 접근 방법을 통하여 몇 가지 변조 방법들이 제안되었다. 각각은 사이클 시간(cycle time)당 스위칭 횟수나 입력 전압 크기와 출력 전압 크기의 비인 최대 전압 전달율(voltage transfer ratio, q)등에서 다른 특징을 보인다. 먼저, 1980년대 초반에 Alesina 와 Venturini이 매트릭스 컨버터의 원리^[1]를 제안하였다. 이에 따르면, 전압 전달율의 제한은 0.5였다. 나중에, 3 고조파를 주입한 최적 Alesina - Venturini 방법 (Optimum Alesina - Venturini method^[2])은 전압 전달율이 0.866으로 확대되었다. 이 값은 3상 평형 전원을 이용하는 3상 매트릭스 컨버터의 물리적 한계이다.

다른 접근 방법을 이용하여, 스칼라 제어 알고리즘^[3]이 제안되었으나, 그 성능과 복잡성은 앞의 방법과 유사하다.

그 후, 새로운 직관적인 접근 방법^[4]이 제안되었다. 이 방법에서는 매트릭스 컨버터를 가상의 DC link를 매개로 하여 두개의 PWM 컨버터와 인버터의 조합으로 상정하고, 각각의 변조를 위한 스위칭 함수를 얻은 후, 이를 다시 합성하여 최종적인 스위칭 함수를 얻는다. 이 방법은 VSI의 잘 정리된 공간 벡터 변조(Space Vector Modulation, SVM)방법을 그대로 적용할 수 있다는 장점이 있다^[5,6].

그러나, 이러한 방법들은 아직도 그 변조 방법들이 상당히 복잡하고, 많은 수식을 요구한다. 또한, 각각의 변조 과정에서 많은 테이블이 사용되며, 수식을 통해 구한 유효벡터의 인가 시간을 이용하여 다시 게이팅(Gating) 신호를 만들므로, 그 구현이 어려우며, 매트릭스 컨버터의 변조 방법을 직관적으로 이해하기가 힘들다.

제안된 방법은 캐리어를 이용하여 각 상의 스위칭 상태(switching state)를 바로 구할 수 있고, 스위칭 상태에서 직접 게이팅 신호를 얻을 수 있으므로 그 구현이 간단하다. 또한, 캐리어를 이용하므로, 매트릭스 컨버터의 변조 방법을 직관적으로 이해하기 쉬우며, VSI에서 잘 확립된 여러 변조 기법들, 예를 들면 스위칭 손실을 줄이기 위한 2상/3상 변조 기법, 출력 전압을 최대화하기 위한 과변조 기법 등을 손쉽게 적용할 수 있다.

2. 매트릭스 컨버터의 제한 조건 및 변조 목적

2.1 제한 조건

매트릭스 컨버터에서 입력(A상, B상, C상)은 전압원으로 볼 수 있고, 부하(a상, b상, c상)는 전류원으로 볼

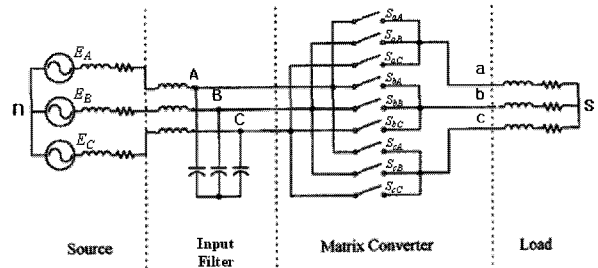


그림 1 매트릭스 컨버터의 시스템 구성
Fig. 1 The system configuration of matrix converter

수 있다. 부하의 한 상(a 상)을 생각할 때, 세 개의 스위치 S_{aA} , S_{aB} , S_{aC} 중 2개가 동시에 도통(Turn On) 되면, 이것은 전압원 2개가 단락(Short)된 것으로 볼 수 있고, 이로 인한 과전류로 매트릭스 컨버터의 소자가 파괴된다. 또한, 세 개의 스위치 S_{aA} , S_{aB} , S_{aC} 가 모두 꺼지게(Turn Off) 되면, 이것은 전류원이 개방된 것으로 볼 수 있고, 이 경우에는 매트릭스 컨버터의 소자에 과전압이 인가되어 소자가 파괴된다.

따라서, 세 개의 스위치 S_{aA} , S_{aB} , S_{aC} 는 항상 하나만 켜져야 하며, 모든 스위치가 다 꺼져도 안 된다. 즉, 하나의 부하단은 항상 하나의 전원단에 연결되어야 한다. 이러한 제한 조건은 다음과 같이 표현될 수 있다. 여기서 S_{aA} , S_{aB} , S_{aC} 는 스위칭 상태를 나타내는 함수이며 해당 스위치가 켜져 있을 때는 '1', 꺼져 있을 때는 '0'의 값을 가진다.

$$\begin{aligned} S_{aA} + S_{aB} + S_{aC} &= 1 \\ S_{bA} + S_{bB} + S_{bC} &= 1 \\ S_{cA} + S_{cB} + S_{cC} &= 1 \end{aligned} \tag{1}$$

2.2 변조 목적

매트릭스 컨버터의 변조 목적을 다음과 같이 간단히 서술할 수 있다.

- 출력 전압 V_{as} , V_{bs} , V_{cs} 를 출력 전압 지령에 따라 합성해야 한다.
- 입력 전류는 정현적이고 역율을 조절할 수 있어야 한다. 통상 전원단 역율은 1로 제어 된다.

3. 제안된 방법 part. 1

3.1 출력 전압 합성 방법

입력 전원은 3개의 선간 전압으로 구성되어 있다.

이 세 개의 전압 중 가장 큰 하나를 이용하여, 매트릭스 컨버터의 입력으로 사용할 경우, 스위칭 주기 안에서 3상 중 2개의 상만이 이용된다. 이렇게 되면, 스위칭 주기 안에서 하나의 상은 전류가 흐르지 않게 되어 입력 전류에 왜곡이 생기게 된다.

따라서, 제안된 방법에서는 3개의 선간 전압 중 크기가 큰 2개의 선간 전압을 스위칭 주기 안에서 사용한다. 이렇게 하면, 스위칭 주기 안에서 3개의 상을 다 이용하게 되고, 3개의 상에 모두 전류가 흐르게 된다.

이 때 사용하는 2개의 선간 전압을 VSI의 DC link 전압으로 생각하고, 매트릭스 컨버터의 출력 전압 합성을 수행한다. 이 때, “육샷 전압을 이용한 전압 변조 방법^[7]”을 적용한다.

VSI에서 “육샷 전압을 이용한 전압 변조 방법^[7]”은 자유도인 육샷 전압(V_{sn})을 상 전압 지령(V_{as} , V_{bs} , V_{cs})에 더하여 폴(Pole) 전압 지령(V_{an} , V_{bn} , V_{cn})을 만들고, 폴 전압 지령과 캐리어를 비교하여 게이팅 신호를 만드는 방법이다. 이 과정을 매트릭스 컨버터에 적용하여 출력 전압을 합성한다.

표 기

- E_{An} , E_{Bn} , E_{Cn} : 입력 상 전압
 $MAX = \max(E_{An}, E_{Bn}, E_{Cn})$
 $MID = \text{mid}(E_{An}, E_{Bn}, E_{Cn})$
 $MIN = \min(E_{An}, E_{Bn}, E_{Cn})$
- V_{as} , V_{bs} , V_{cs} : 출력 상전압 지령
 $\max = \max(V_{as}, V_{bs}, V_{cs})$
 $\min = \min(V_{as}, V_{bs}, V_{cs})$
- V_{sn1} : T1 기간의 육샷 전압
 V_{sn2} : T2 기간의 육샷 전압
- $V_{an1}=V_{as}+V_{sn1}$: T1 기간의 a 상 폴전압 지령
 $V_{an2}=V_{as}+V_{sn2}$: T2 기간의 a 상 폴전압 지령

스위칭 주기(T_s)를 2개로 나눠서 T1, T2라고 한다. T1 동안에는 DC link 전압으로 입력 선간 전압이 가장 큰 MAX와 MIN 사이의 전압을 사용한다. T2 기간에는 전압 이용율을 높이기 위해서 그 다음으로 입력 선간 전압이 큰 것을 이용한다. 경우에 따라서, MAX와 MID 사이의 전압, 또는 MID와 MIN 사이의 전압 중 그 크기가 큰 전압을 이용한다. 이렇게 사용할 경우, 캐리어는 그림 2와 같이 표시될 수 있다. VSI에서의 캐리어를 DC link 전압을 이용하여 $\frac{V_d}{2} \sim -\frac{V_d}{2}$ 사이에서 표시하는 것과 같은 방식이다.

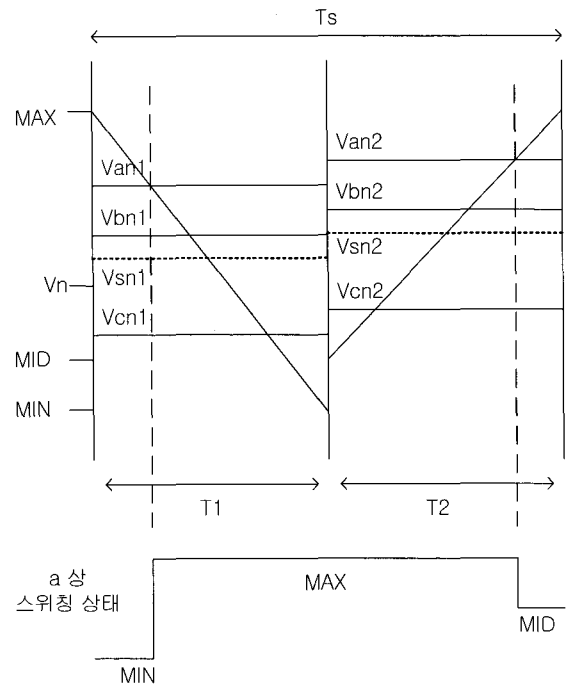


그림 2 캐리어와 폴 전압 지령에 따른 스위칭 상태
 Fig. 2 The switching state according to the carrier and pole voltage reference

그림 2는 입력 선간 전압 중에서, MAX와 MID 사이의 전압이 MID와 MIN 사이의 전압보다 큰 경우를 나타내고 있다. 따라서, T2 기간에는 DC link 전압으로 MAX와 MID 사이의 전압을 이용한다. T1 기간에는 DC link 전압으로 MAX와 MIN 사이의 전압을 이용하므로, 캐리어를 MAX에서 MIN까지 그릴 수 있고, T2 기간에는 DC link 전압으로 MAX와 MID 사이의 전압을 이용하므로, 캐리어를 MAX에서 MID까지 그릴 수 있다. 따라서, 캐리어는 불연속적으로 나타난다.

폴 전압 지령을 만들기 위한 육샷 전압(V_{sn})은 “육샷 전압을 이용한 전압 변조 방법^[7]”에서 만든 것과 동일한 방식으로 만들 수 있다.

VSI에서 육샷 전압(V_{sn})은 폴 전압 지령들을 DC link 전압의 한 가운데 두어서 유효 벡터를 스위칭 주기의 한 가운데에 위치시키고 영 벡터는 스위칭 주기의 양 끝에 같은 시간동안을 배치시키도록 설정된다. 이와 같은 방식으로 T1 기간과 T2 기간에서 유효 벡터와 영 벡터가 배치되도록 육샷 전압을 구할 수 있다.

T1 기간에서의 육샷 전압은 식 (2)와 같이 구할 수 있다.

$$V_{sn1} = \frac{(MAX + MIN) - (\max + \min)}{2} \quad (2)$$

T2 기간의 옹셋 전압은 다음과 같이 구할 수 있다. T2 기간에 MAX와 MID 사이의 전압을 이용할 경우, 식 (3)을 이용한다. T2 기간에 MID와 MIN 사이의 전압을 이용할 경우, 식 (4)를 이용한다.

$$V_{sn2} = \frac{(MAX + MID) - (\max + \min)}{2} \quad (3)$$

$$V_{sn2} = \frac{(MID + MIN) - (\max + \min)}{2} \quad (4)$$

옹셋 전압(V_{sn1} , V_{sn2})을 이용하여 연산한 폴 전압 지령(V_{an1} , V_{an2})을 캐리어와 비교하여, 부하 a상의 스위칭 상태를 표현하면, 그림 2와 같이 나타낼 수 있다. T1 기간에서는 MAX와 MIN 사이의 전압을 이용하므로, 스위칭 상태는 MAX와 MIN으로 표현되며, T2 기간에서는 MAX와 MID 사이의 전압을 이용하므로, 스위칭 상태는 MAX와 MID로 표현된다. 부하 a상의 스위칭 상태가 MAX이면, a상은 입력 상 전압이 MAX인 상에 연결되는 것이고, MID이면, 입력 상 전압이 MID인 상에 연결되는 것이고, MIN이면, 입력 상 전압이 MIN인 상에 연결되는 것이다. b상, c상에 대해서도 같은 방식으로 스위칭 상태를 나타낼 수 있다.

3.2 시뮬레이션

표 1 시뮬레이션 파라미터
Table 1 Simulation Parameters

R-L 부하	R=10[Ω], L=20[mH]
q(전압 전달율)	0.5
입력 전압(상 rms) : E	220[V]
출력 전압(상 rms) : Vs	110[V]
입력 주파수 : fs	50[Hz]
출력 주파수 : fl	25[Hz]

3.2.1 시뮬레이션 조건

R-L 부하에 대해 시뮬레이션을 하였다. 시뮬레이션 파라미터는 표1과 같다. 스위칭 주기(T_s)는 100[usec]이고, $T1 = T2 = 50[usec]$ 이다. 입력 전류 및 출력 전압 파형은 스위칭 전압, 전류의 영향을 배제하기 위하여, 입력 전류와 출력 전압에 10[krad/s]의 차단 주파

수를 갖는 저역통과 2차 필터를 적용한 결과이다.

3.2.2 시뮬레이션 결과

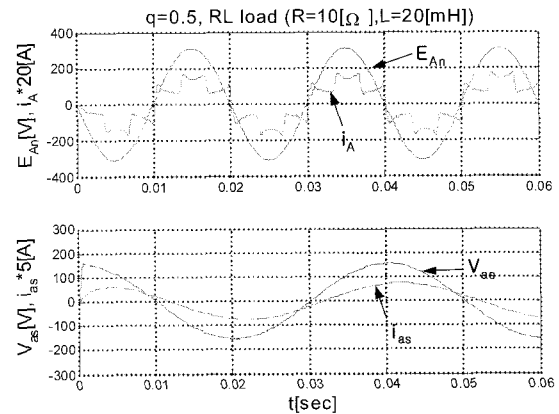


그림 3 입력 전압 전류와 출력 전압 전류 파형
Fig. 3 The waveform of input-output current and voltage

제안된 방법1을 이용하여, 출력 전압을 시뮬레이션 조건에 따라 합성하였다. 변조 방법은 그림 2와 같은 캐리어와 폴 전압 지령의 형태에 따라 스위칭을 하는 방법을 적용하였다. 옹셋 전압은 식 (2), (3), (4)에 따라 구하였다. 이를 통해, 입력 전압의 범위 안에 출력 전압의 폴 전압 지령을 위치시킬 수 있다.

시뮬레이션 결과 그림 3과 같이 출력 전압은 시뮬레이션 조건에 따라 변조 목적에 맞게 합성되었으나, 입력 전류는 정현파가 아닌 형태로 크게 왜곡되어 있다. 이는 변조 과정에서 출력 전압의 합성만을 고려하고, 입력 전류의 합성을 고려하지 않았기 때문이다.

4. 제안된 방법 part. 2

4.1 입력 전류의 합성 방법

제안된 방법 1의 결과, 출력 전압은 변조 목적에 맞게 합성되었으나, 입력 전류는 크게 왜곡되어 있다. 이러한 입력 전류의 왜곡을 제거하기 위해, 출력 전압 합성 과정에 전혀 영향을 미치지 않으면서, 입력 전류가 변조 목적에 맞게 합성되도록, T1과 T2의 비율을 조절할 수 있다.

부하는 전류원으로 생각할 수 있으므로, 입력 전류는 부하의 전류가 스위칭에 따라 합성되어 나타나게 된다. 이는 전류형 인버터(Current Source Inverter, CSI)에서 출력 전류를 합성하는 것과 같은 원리이다.

스위칭에 따라 출력 전류를 합성하여 입력 전류가 변조 목적에 맞게 나타나도록 T1과 T2를 결정할 수

있다. T1과 T2에 따라 각 상의 입력 전류 크기가 바뀌기 때문이다. 입력 전류가 역율 1의 정현파로 나타나도록 T1과 T2를 조절하면, T1 기간과 T2 기간은 입력 전압의 각(β_i)에 따라서 결정된다. 이 경우, 그림 2에서 가운데 수직선의 위치가 좌우로 움직이게 된다. 단, T1 기간과 T2 기간의 합은 항상 스위칭 주기(T_s)가 된다.

T1과 T2는 식 (5), (6)과 같이 구할 수 있다. β_i' 와 β_i 의 관계는 그림 4와 같다.

$$T_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\beta_i' + \frac{2\pi}{3}) \cos(\beta_i') T_s \quad (5)$$

$$T_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\beta_i') \cos(\beta_i' - \frac{\pi}{3}) T_s \quad (6)$$

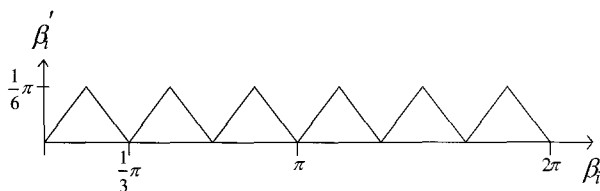


그림 4 β_i' 와 β_i 의 관계
Fig. 4 The relation between β_i' and β_i

4.2 시뮬레이션

4.2.1 시뮬레이션 조건

시뮬레이션 조건은 3.2.1과 동일하다.

4.2.2 시뮬레이션 결과

제안된 방법 1과 2를 적용하여, 출력 전압을 시뮬레이션 조건에 따라 합성하였다. 변조 방법은 그림 2와 같은 캐리어와 폴 전압 지령의 형태에 따라 스위칭을 하는 방법을 적용하였다. 윗셋 전압은 식 (2), (3), (4)에 따라 구하였다. T1과 T2는 식 (5), (6)에 따라 구하였다. 이를 통해, 입력 전류가 역율이 1인 정현파로 합성되도록 T1과 T2를 조절할 수 있다.

시뮬레이션 결과 그림 5와 같이 출력 전압 및 입력 전류가 시뮬레이션 조건에 따라 변조 목적에 맞게 합성된 것을 확인할 수 있다.

5. 실험 결과

5.1 실험 조건 및 구성

제안된 방법을 검증하기 위한 실험 장치의 구성도는

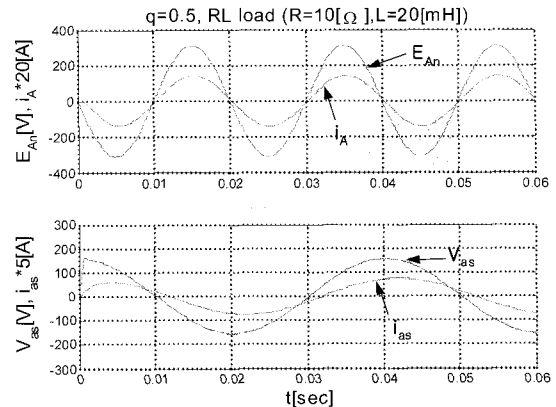


그림 5 입력 전압 전류와 출력 전압 전류 파형
Fig. 5 The waveform of input-output current and voltage

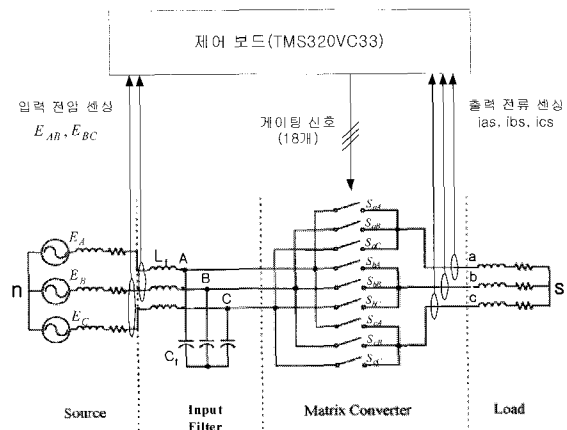


그림 6 실험을 위한 시스템 구성
Fig. 6 The experiment configuration

그림 6과 같다. 실험에 사용된 매트릭스 컨버터의 파라미터는 표 2와 같다. 매트릭스 컨버터의 입력단 필터는 13.6[krad/s]의 차단 주파수를 갖도록 설계되어 있어서, 스위칭에 의한 입력 전압, 입력 전류의 고조파 성분을 제거할 수 있다.

표 2 매트릭스 컨버터의 파라미터
Table 2 The Parameters of Matrix Converter

정격 용량	22[kW]
정격 입력 전압(선간 rms)	220[V]
입력 필터의 인덕턴스(L_i)	0.09[mH]
입력 필터의 캐패시턴스(C_i)	60[uF]
IGBT 소자의 정격 전압	600[V]
IGBT 소자의 정격 전류	200[A]



그림 7 실험 장치
Fig. 7 The experimental system

그림 7은 실험 장치의 구성을 담은 사진이다. 매트릭스 컨버터와 제어 보드, 그리고, R-L 부하를 확인할 수 있다. 실험 파라미터는 표 3과 같다.

표 3 실험 파라미터
Table 3 Experiment Parameters

R-L 부하	R=1.8[Ω], L=3[mH]
q(전압 전달율)	0.5
입력 전압(선간 rms)	220[V]
출력 전압(선간 rms)	110[V]
입력 주파수	60[Hz]
출력 주파수	50[Hz]

5.2 실험 결과

실험 결과, 그림 8과 같은 입출력 전압 및 전류 파형을 확인할 수 있다. 출력 전류가 정현적으로 나타나고 그 위상 및 크기로 확인해 보면, 출력 전압이 실험 파라미터에 맞게 합성되는 것을 확인할 수 있다.

실험 파형에서 입력 전류의 역율이 진상이고, 입력 전류에 고조파가 나타나는 것은 입력 필터의 영향이다. 90도 진상의 입력 필터의 전류와 역율 1의 매트릭스 컨버터 입력 전류가 더해져서 그림 8과 같은 입력 전류 파형이 나타났다. 이러한 것은 그림 9와 같은 무부하 실험으로 확인할 수 있다. 무부하 상태에서 매트릭스 컨버터의 입력 전류 파형은 입력 필터의 전류만을 나타내고 있으며, 이 전류는 90도 진상이고, 전원의 고조파 영향으로 리플이 나타나고 있다.

그림 8과 9를 비교해 보면, 매트릭스 컨버터의 입력 전류는 역율 1인 정현파로 합성되는 것을 확인할 수 있다.

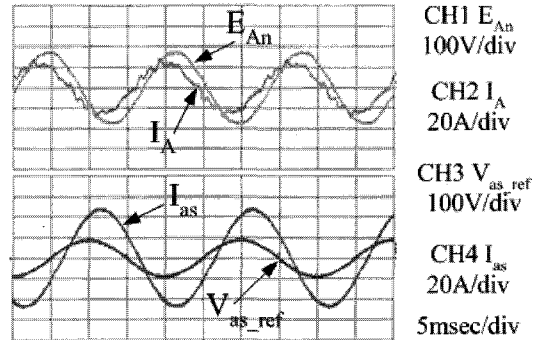


그림 8 입력 전압 전류와 출력 전압 전류 파형 (q=0.5)
Fig. 8 The waveform of input-output current and voltage (q=0.5)

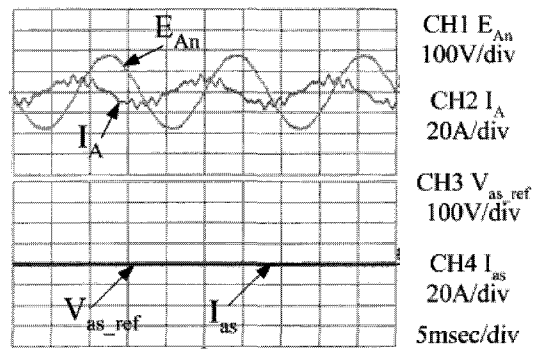


그림 9 입력 전압 전류와 출력 전압 전류 파형 (무부하)
Fig. 9 The waveform of input-output current and voltage (No load)

6. 결 론

제안된 방법은 출력 상전압에 적절한 옵셋 전압을 더하고, 캐리어 파형의 기울기를 적절히 제어함으로써, 입력 전류를 역율 1의 정현파로 제어하면서, 동시에 출력 전압의 합성을 가능하게 하는 방법이다.

이 방법은 기존의 매트릭스 컨버터 전압 변조 방법인 SVPWM과 동일한 스위칭 패턴을 나타내지만, 그 구현은 훨씬 간단하다. 또한, 기존의 전압형 인버터(VSI)에서 발전된 2상/3상 변조, 과변조 등의 개념을 유사하게 적용할 수 있어 그 활용도가 매우 높다. Matlab/Simulink를 이용한 시뮬레이션 결과와 실험을 통해 제안된 방법의 타당성을 검증하였다.

참 고 문 헌

[1] A. Alesina, M. Venturini, "Solid-State Power Conversion: a Fourier Analysis Approach to

Generalized Transformer Synthesis", IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. 28, No. 4, pp. 319-330, April 1981.

[2] A. Alesina, M.G.B. Venturini, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 4, pp. 101-112, January 1989.

[3] G. Roy, G.E. April, "Cycloconverter Operation Under a New Scalar Control Algorithm", in Proc. IEEE PESC. Conf., Milwaukee (WI), pp. 368-375, 1989.

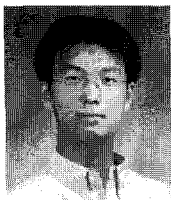
[4] P.D. Ziogas, S.I. Khan, M.H. Rashid, "Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with Improved Transfer Characteristics", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 1E-33, No. 3, pp. 271-280, August 1986.

[5] L. Huber, D. Borjovic, "Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverters", in Proc. IEEE PESC Conf., San Diego, (USA), pp. 871-876, 1989.

[6] L. Huber, D. Borjovic, "Space Vector Modulated Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction", IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 31, No. 6, pp. 1234-1246, November /December 1995.

[7] Dae-Woong Chung, Joohn-Sheok Kim, Seung-Ki Sul, " Unified voltage modulation technique for real-time three-phase power conversion", IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 34, pp. 374-380, March-April 1998.

저 자 소 개



윤영두(尹泳斗)
 1978년 3월 22일생. 2002년 서울대 전기·컴퓨터공학부 졸업. 2005년 서울대 전기·컴퓨터공학부 졸업(석사). 2005년~현재 동 대학원 전기·컴퓨터공학부 박사과정.



설승기(薛承基)
 1958년 3월 25일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1986년~1988년 Univ. of Wisconsin-Madison 연구원. 1989년~1990년 LG산전 책임연구원. 1991년~현재 서울대 전기·컴퓨터공학부 교수.