

고역율 PWM 매트릭스 컨버터의 개선된 순시추종 제어함수

(Improved instantaneous Following Control Function for High Power Factor PWM Matrix Converter)

김광태*

(Kwang-Tae Kim)

요 약

종래의 컨버터-인버터 전력변환 시스템에서 dc-link를 제거하여 보다 효과적인 인버터를 만들기 위하여 매트릭스 컨버터에 관하여 연구를 하고자 한다. 따라서 매트릭스 컨버터는 에너지를 저장하는 능동소자를 갖지 않는 장점이 있으나 전원이 스위치를 통하여 직접 부하에 연결되므로 전원의 리플과 노이즈가 그대로 부하에 전달되는 결점을 갖는다. 매트릭스 컨버터는 전원을 부하에 대하여 정현적으로 스위칭해야 되며, 한편 이러한 노이즈를 제거 및 보상하는 특성과 함께 역율문제도 함께 해결해야 한다. 본 연구에서는 종래의 제시된 방법에 비하여 제어시간을 단축시킨 제어함수를 제시한다. 제시된 제어함수는 전원에 포함된 리플과 노이즈를 스위칭하는 과정에서 자동으로 보상하며 역율 1이되게 스위칭한다. 시뮬레이션 결과와 실험결과를 함께 제시한다.

Abstract

Matrix converters have been studied for eliminating dc link of conventional converter-inverter system, and various modulation strategy have been proposed. Therefore, matrix converter have no energy storage component except for small ac filter for the elimination of switching ripple, and can be made compact and highly reliable compare with the dc link inverter system. Matrix converter, however, directly connected the input and the output terminals by bidirectional static switch. As a result, if the input voltage are asymmetrical, and contain harmonics, the influence of the distortions directly appear on the output terminal. This problem is a major obstacle to the matrix converters. A new control method using average comparison strategy have been proposed in this paper. This control method realizes sinusoidal input and output current, unity input displacement factor regardless of load power factor. Moreover, compensation of the asymmetrical and/or harmonic containing input voltage is automatically realized, and calculation time of control function is reduced.

Key Words : Bidirectional Static Switch, Mapping Control Function, Sector, Sampling Period

* 주저자 : 부산정보대학 전기자동화과 교수
Tel : 051-330-7155, Fax : 051-341-2681

E-mail : kwang@bit.ac.kr

접수일자 : 2004년 10월 6일
1차심사 : 2004년 10월 7일, 2차심사 : 2004년 12월 20일
3차심사 : 2005년 1월 13일
심사완료 : 2005년 1월 19일

1. 개 요

주파수 변환기에는 상용교류전력에서 중간 과정 없이 직접 다른 주파수의 교류로 바꾸는 직접식과

상용교류전력을 정류하여 직류로 만들고, 이 직류를 다시 인버터를 이용하는 간접식 혹은 dc-link 방식으로 대별된다.

매트릭스 컨버터는 종래의 컨버터-인버터 시스템에서 사용되던 dc-link가 필요 없기 때문에 크기가 작고 경제적인 컨버터 설계가 가능하며, 기본적으로 4상한 동작 특성을 갖는 장점이 있다[1]~[2].

1923년 Hazeltine에 의하여 양방향 스위칭 소자에 의하여 직접가변 컨버전에 관한 원리를 된 후 Schenkel과 Issendorff에 의하여 가변 주파수 특성과 양방향으로 전력 이동이 가능한 컨버터가 개발되었다[3]~[4]. 그리고 Rissik은 사이크로 컨버전(cyclo-conversion)이라는 용어를 사용하여 직접주파수 변환과정을 설명하였다[5].

1960년대 후반 Gyugyi는 듀얼 컨버터를 이용하여 직류제어와 사이크로 컨버터에 관한 기초와 체계를 이루었다[6]. 그러나 Gyugyi에 의하여 된 사이크로 컨버터는 전원이 비대칭이거나 고조파를 포함하는 경우 이를 보상하는 알고리즘을 제공하지 못하였다. 그리고 단상일 경우 6개, 3상일 경우는 18개의 양방향 스위칭 소자가 소요되었다.

1980년대에 Venturini, Ziogas 등에 의하여 9(3×3)개의 스위치를 매트릭스 형태로 배열한 강제전류 PWM 매트릭스 컨버터가 되었다[7]~[8]. 그 후 매트릭스 컨버터에 대한 여러 장점들이 인정되어 이에 대한 연구가 활기를 띄게 되었다[9].

9개의 양방향 스위치로 구성된 PWM 매트릭스 컨버터는 많은 장점에도 불구하고, 9개의 양방향성 스위칭 소자에 의하여 입력과 출력이 직접 연결되므로 입력 전원에 고조파가 포함되어 있거나 비대칭 성분이 있다면, 이에 의한 영향이 곧 바로 출력측에 나타나게 된다. 이는 dc-link 방식에 의한 컨버터-인버터 시스템과 비교할 때 매트릭스 컨버터의 큰 결점이 되고 있다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위한 연구결과가 발표되었다.

이를 보상하기 위하여 된 계산식은 계산이 복잡하고 고성능의 프로세서를 사용하여야 실시간 제어가 가능하였다[10]~[13]. 이어서 복잡한 수식을 배제하고 보다 간결한 방법으로 이를 보상하기 위한 연구가 Akio에 의하여 되었다[11]. Akio가 제안한 새로

운 제어방법은 일정한 영역을 정하고, 이 영역 내에서 입력 전압의 평균치를 원하는 출력의 평균치가 되도록 스위칭 하는 스위칭 함수를 정의하는 것이었다.

Akio 등에 의하여 제안된 제어함수는 계산을 간단하게 하기 위하여 3상 입력 선간전압을 자승하여 합한 값을 상수로 취급하고 있다. 그러나 전원부의 입력전압을 항상 일정하다고 볼 수 없기 때문에 오차의 원인이 된다. 또한 하나의 스위칭 변수를 계산하는데 4번의 곱셈이 필요하고, 두 개의 스위치에 대해서는 8번의 곱셈이 필요하므로 아직도 계산시간이 길어지는 문제를 포함하고 있다.

본 연구에서는 Akio가 제안한 방법에서 내포하고 있는 오차 요인을 제거하고, 계산 시간을 현저하게 단축시키면서 고역율(UDFFC) 특성을 갖는 컨버터의 제어방법을 제안하고자 한다. 그리고 입력에 포함된 비대칭 및 고조파는 입력을 출력으로 매핑하는 과정에서 자동적으로 보상하고 있음을 알 수 있다. 이러한 모든 사항은 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 타당성을 증명하고자 한다.

2. 주 회로 구성

그림 1(a)는 9개의 양방향 스위치를 3×3 매트릭스 형태로 구성한 PWM 매트릭스 컨버터의 주 회로이다. 양방향 스위치는 그림 1(b)와 같이 두 개의 IGBT와 두 개의 다이오드를 사용하여 구성하였다.

주 회로를 구성하는 스위치 명을 출력 단을 기준으로 a상에 연결된 스위치를 S_{a1} , S_{a2} , S_{a3} 라 정하였고, b상과 c상에 대해서도 a상과 같이 각각 S_{b1} , S_{b2} , S_{b3} 및 S_{c1} , S_{c2} , S_{c3} 라 정하였다. 9개의 스위치는 스위칭 동작을 통하여 전원과 부하를 직접 연결시키며, 부하에 전달되는 전력을 제어한다.

그림 2는 주 회로를 기준으로 한 전체 시스템 개요도이다. 시스템은 전원부 다음에 스위칭 서지 제거용 소형 L-C 필터와 부하와 제어회로의 블록도로 구성되어 있다. 여기서 입력전원의 상전압은 V_{AO} , V_{BO} , V_{CO} 라하고, L-C 필터를 거친 후의 전압을 V_A , V_B , V_C 라 하였다. 주 회로에 입력되는 전압은 필터 다음 단의 전압이 된다. 입력측의 선전류는 i_A , i_B , i_C

이고, 중성점에서 본 출력전압은 V_a, V_b, V_c , 출력전류는 i_a, i_b, i_c 라 하였다. 제어회로는 블록을 사용하여 기능별로 간단하게 표현하였다.

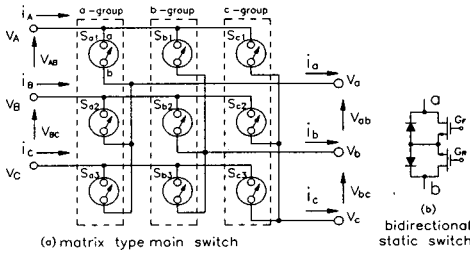


그림 1. 주 회로 구성
Fig. 1. Main circuit configuration

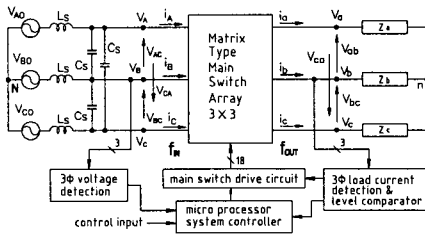


그림 2. 시스템 개요도
Fig. 2. System configuration

3. 제어함수의 개념

3.1 섹터와 샘플링 주기

3상 매트릭스 컨버터의 제어함수란 3상 교류를 직접 다른 주파수와 진폭을 갖는 교류로 변환시키기 위한 스위칭 규칙을 정의하는 것이다. 이때 입력전압 V_A, V_B, V_C 가 대칭 3상 전압이라면 (1)식과 같이 쓸 수 있다. 그림 3은 (1) 식으로 표현되는 3상 교류 전압파형을 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} \sin \omega_i t \\ \sin (\omega_i t - 2\pi/3) \\ \sin (\omega_i t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1)$$

이 그림을 자세히 관찰하면 각 상 전압은 모두 자기 자신의 위상에서 +에서 -로 정형적으로 변화됨을

알 수 있다. 즉 a상의 전압은 +에서 0전위를 거쳐 -전압이 되고 다시 0전위 점을 거쳐 +전위가 되며 전압의 변화는 정형적이 됨을 알 수 있다.

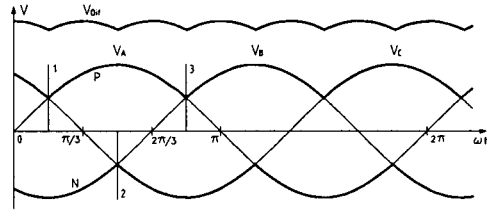


그림 3. 3상 정현파 전압의 등가직류개념
Fig. 3. Equivalent dc concept of 3-phase sine wave voltage

여기서 3상 전압 전체를 하나의 전원으로 보고, 그림 3에 굵게 표시한 포락선을 따라 관찰하면, 위쪽 포락선 P는 항상 + 전위를 갖고 있고, 아래쪽 포락선 N은 항상 - 전위가 됨을 알 수 있다. 가장 낮은 전위가 되는 포락선 N을 기준으로 높은 전위의 포락선 P를 생각한다면, 이는 P와 N의 전위 차가 될 것이다. 이때 파형은 위에 굵게 표시한 V_{Dir} 와 같이 되는데 이 전압은 리플을 갖는 DC 전압으로 간주하여도 무방할 것이다.

이를 위해서는 각 전압의 위상을 검출하고, 검출된 위상에 따라 기준점을 변화 시켜가면서 이 리플 성분을 보상할 수 있다면, 3상 교류를 직류처럼 사용할 수 있고, 나아가 이를 이용하여 직접 원하는 가변 전압과 가변 주파수의 전압을 얻을 수 있을 것이다.

이 개념을 가지고 3상 전원전압을 원하는 출력으로 매핑 시키는 제어 함수를 유도해보자. 이를 위하여 입력과 출력전압을 그림 4와 같이 먼저 6개의 섹터(sector)로 나누고 각 섹터에 1에서 6까지 번호를 붙인다. 다시 이 섹터를 미소 단위의 샘플링 주기(sampling period)로 나누고, 이 주기 T_s 라 한다.

전력변환은 그림 4의 T_s 에서 원하는 출력전압의 평균치와 일치하는 입력측에서의 평균치를 T_s 를 기본단위로 계산 할 수 있다. 따라서 출력은 입력측의 미소 샘플링 주기 T_s 내에서 결정되는 스위칭 시간에 의하여 결정됨을 알 수 있다. 아울러 이 동작은 연속되는 T_s 에서 연속적으로 수행할 수 있다.

고역율 PWM 매트릭스 컨버터의 개선된 순시주동 제어함수

원하는 출력으로 스위칭 하기 위한 스위칭 규칙을 수식으로 표현할 때 이 표현식이 제어함수가 된다. 그림 3에서 출력전압(지령 전압)의 빗금 친 부분은 정의된 제어함수를 통하여 입력전압의 빗금 친 부분과 대응된다.

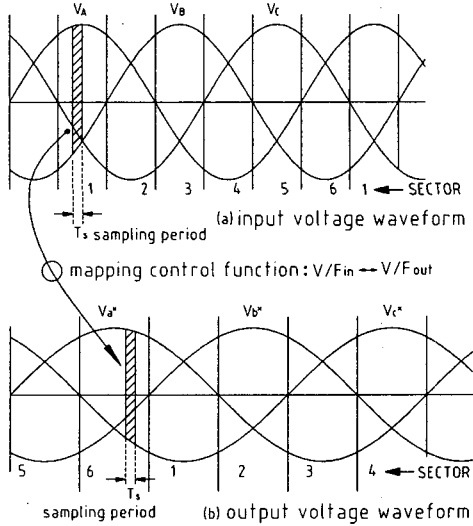


그림 4. 섹터와 미소 샘플링 주기
Fig. 4. Sector and sampling period

3.2 섹터에서 스위치 제어

주 회로를 구성하는 매트릭스 스위치 회로에서 한 상의 스위치는 고정하고 나머지 두 상만 제어하여도 3상 제어가 가능함을 알 수 있다. 따라서 스위치 동작 규칙은 세 개 스위치 중 하나를 고정하는 규칙과 나머지 두 개를 제어하는 방법이 된다.

그림 4(a)에서 각 섹터를 보면, 1번 섹터에서는 a 상 전압이 가장 높고, 2번 섹터에서는 c 상 전압이 가장 낮으며, 3~6번 섹터도 각각 최대 및 최소 전압이 되는 상이 존재함을 알 수 있다.

먼저 매 섹터마다 일정 전위를 갖는 상을 기준으로 이 상을 고정시키는 상으로 한다. 이 원칙에 따라 1번 섹터에서 고정되는 상은 a 상이 되며 그에 해당되는 스위치는 그림 1에서 a-group에 속하는 3개의 스위치가 이에 해당되고 이 중에 하나만 동작된다.

입력이 a 상 출력으로 스위칭 된다면, S_{a1} 스위치

가 고정되어야 하고, 입력이 b 상 출력으로 스위칭 된다면 S_{b1} 이 고정될 것이다.

3.3 평균치 제어

그림 4는 그림 3에서 미소 샘플링 주기 T_s 를 확대한 그림이다. 일단 S_{a1} 이 턴 온 되었다면, a-group에 속하는 다른 두 개의 스위치는 온 될 수 없고, 나머지 두 그룹(b, c)의 스위치 중에서 각각 하나씩을 선택하여 제어해야 한다.

그림 5에서 b_x 를 그림 1에서 b-group에 속하는 스위치가 턴 온 되는 시간을 나타내는 스위치 제어함수라 하고, c_x 는 c-group의 스위치가 턴 온 되는 시간을 나타내는 스위치 제어함수라 하자.

그러면 b_2 는 입력선간전압 V_{AB} 를 a 상을 기준으로 출력단 a-b 상에 전달하는 스위칭 시간을 나타내고, b_3 는 전압 V_{AC} 를 a 상 기준 출력 a-c 상으로 스위칭 하는 시간이 된다.

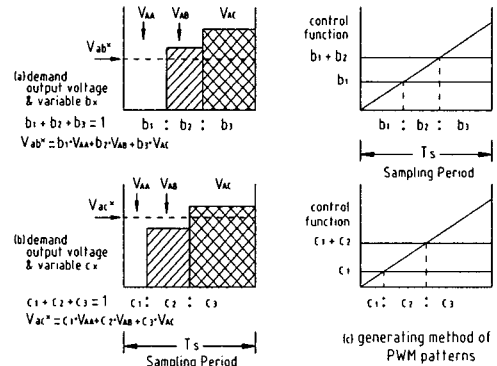


그림 5. 스위칭 동작과 함수
Fig. 5. Switching operation and function

그림 5(a)는 출력전압의 평균치 V_{ab}^* 를 얻기 위한 스위칭 시간(b_x)과 입력전압의 크기를 나타낸다. 그림 (b)는 출력전압 V_{ac}^* 를 얻기 위한 스위칭 시간(c_x)과 입력 전압의 크기를 나타낸다. 원하는 출력전압 V_{ab}^* 와 V_{ac}^* 는 샘플링 순간에서 입력전압의 크기와 스위칭 시간을 나타내는 제어함수 b_x 와 c_x 에 의하여 결정됨을 알 수 있다. 그러므로 이때 출력전압은 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$V_{ab}^* = b_1 V_{AA} + b_2 V_{AB} + b_3 V_{AC} \quad (2)$$

$$V_{ac}^* = c_1 V_{AA} + c_2 V_{AB} + c_3 V_{AC} \quad (3)$$

$$b_1 + b_2 + b_3 = 1 \quad (4)$$

$$c_1 + c_2 + c_3 = 1 \quad (5)$$

b_1 과 c_1 은 T_s 내에서 a상을 기준으로 a상 자신의 전압(V_{AA})을 a-a상에 스위칭 하는 시간이다. b_1 은 b 그룹의 스위치 S_{b1} 이 스위칭 되는 시간이며 부하 단자 a-b를 스위치 S_{a1} 을 통하여 단락시킨다. c_1 은 S_{c1} 이 온 상태가 되는 시간으로 부하 단자 a-c를 단락시킨다. 이는 모두 영전압을 출력하는 시간을 말한다.

(2)~(3)식은 S_{a1} 을 고정된 경우의 출력 전압이고, b_1, b_2, b_3 은 주 스위치 $S_{b1} \sim S_{b3}$ 가 각각 온되는 시간을 나타낸다. c_1, c_2, c_3 는 주 스위치 $S_{c1} \sim S_{c3}$ 가 각각 온 상태가 되는 시간이다.

입력선간전압을 각 구 섹터 단위에서 원하는 출력 평균전압과 일치시키는 것은 스위칭 시간(b_2, b_3, c_2, c_3)과 영전압이 출력되는 스위칭 시간(b_1, c_1)에 의하여 결정된다. 입력전압을 원하는 출력으로 스위칭하는 순서는 $V_{AA} \rightarrow V_{AB} \rightarrow V_{AC} \rightarrow V_{AA}$ 가 된다. 이는 3상 모두를 제어하는 방법보다 스위칭 주파수는 낮지만 제어정도는 높아짐을 알 수 있다.

3.4 스위칭 제어 함수

(4)~(5) 식의 스위칭 제어함수는 다음과 같이 계산된다[11].

$$b_2 = (V_{AB} - V_{BC}) \cdot V_{ab}^* / D \quad (6)$$

$$b_3 = (V_{BC} - V_{CA}) \cdot V_{ab}^* / D \quad (7)$$

$$c_2 = (V_{AB} - V_{BC}) \cdot V_{ac}^* / D \quad (8)$$

$$c_3 = (V_{BC} - V_{CA}) \cdot V_{ac}^* / D \quad (9)$$

$$V_{AB} - V_{BC} = -3 \cdot V_{BO} \quad (10)$$

$$V_{BC} - V_{CA} = -3 \cdot V_{CO} \quad (11)$$

입력전압이 일정하고 대칭이라 할 때, (6)~(9)식에서 분모 D는 상수로 취급될 수 있으므로 1/D를 상

수 k_c 라 하자. 3상 기본 식에서 유도한 식 (10)~(11)을 이에 적용하여 정리하면 다음과 같다.

$$b_2 = k_c \cdot (V_{AB} - V_{BC}) \cdot V_{ab}^* = -K \cdot V_{BO} \cdot V_{ab}^* \quad (12)$$

$$b_3 = k_c \cdot (V_{BC} - V_{CA}) \cdot V_{ab}^* = -K \cdot V_{CO} \cdot V_{ab}^* \quad (13)$$

$$b_1 = 1 - (b_2 + b_3) \quad (14)$$

$$c_2 = k_c \cdot (V_{AB} - V_{BC}) \cdot V_{ac}^* = -K \cdot V_{BO} \cdot V_{ac}^* \quad (15)$$

$$c_3 = k_c \cdot (V_{BC} - V_{CA}) \cdot V_{ac}^* = -K \cdot V_{CO} \cdot V_{ac}^* \quad (16)$$

$$c_1 = 1 - (c_2 + c_3) \quad (17)$$

여기서 K는 계수이다.

제어함수의 계산식 (12)~(17)은 [11]에서 제안된 식이다. 이 식에서 상수 K는 3상 전원전압이 일정하고 대칭이라는 가정 하에서 계산된 값인 1/D를 포함하고있기 때문에 고유 오차를 포함하게 된다. 그리고 제어 함수의 계산식도 b_x 를 계산하기 위하여 곱셈을 두 번씩 2회 실시하고, c_x 의 계산을 합하면 총 8회의 곱셈 연산이 필요하게 된다.

4. 개선된 매핑제어함수

4.1 동작 특성

식 (12)~(17)은 상수로 가정한 D가 분모에 있기 때문에 이 문제를 해결하지 않는 한 항상 오차의 원인을 가지게 된다. 제어함수 b_2 와 b_3 를 구하기 위하여 곱셈을 두 번씩 2회 실시하므로 총 4회의 곱셈 연산을 실행한다. 본 연구에서 제안된 개선된 매핑 제어함수는 오차의 요인을 제거하고 계산시간을 단축시켰다.

그림 6은 본 연구에서 제안하는 개선된 매핑 제어함수의 동작특성을 보여준다. 그림에서 보는 것과 같이 입력을 출력으로 매핑 시키는 기본 단위의 개념은 T_s 로 동일하다. 그러나 계산의 기준은 T_s 의 1/2이 되는 T_s' 를 사용한다. 이 T_s' 를 가상 샘플링

주기(imaginary sampling period)라 하고 이 개념을 도입하여 계산 시간을 줄이고자 하는 것이다.

먼저 T_s 내에서 샘플링 된 두 선간전압의 크기를 합한 후 이 두 전압에 대한 평균값을 V_b^* , V_c^* 라 하면 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$V_b^* = (V_{AB} + V_{AC})/2 \quad (18)$$

$$V_c^* = (V_{AB} + V_{AC})/2 = V_b^* \quad (19)$$

위 식에서 나눗셈 연산은 나누기 2이므로 shift right 동작 하나로서 완료되고, V_b^* 의 계산결과는 바로 V_c^* 이기 때문에 식 (19)는 계산할 필요 없이 식 (18)의 계산 결과를 그대로 사용하면 된다.

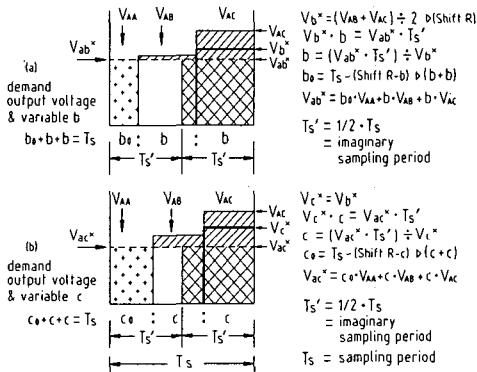


그림 6. 개선된 매핑제어함수
Fig. 6. Improved mapping control function

샘플링 주기에서 샘플링 된 전압의 평균값을 가지고, 출력전압(지령전압)과 T_s' 에 대한 평균값을 계산하면 $V_{ab}^* \times T_s'$ 가 된다. 출력의 반주기 동안의 평균 $V_{ab}^* \times T_s'$ 와 식 (18)에서 계산된 평균전압 V_b^* 을 사용하여 매핑제어함수 b 를 구하면 다음 식과 같다.

$$V_b^* \times b = V_{ab}^* \times T_s' \quad (20)$$

$$b = (V_{ab}^* \times T_s') / V_b^* \quad (21)$$

$$b_0 = T_s - (b + b) \quad (22)$$

같은 방법을 제어 함수 c 에도 적용할 수 있다. 제어 함수 c 의 경우 입력 전압의 평균값 V_c^* 는 앞의 식

(18)과 식 (19)에서 보는 것과 같이 $V_b^* = V_c^*$ 이므로 한번 계산된 결과를 그대로 사용할 수 있다. 그리고 같은 원리를 적용하면 제어 함수 c 도 다음과 같이 즉시 구할 수 있다.

$$V_c^* \times c = V_{ac}^* \times T_s' \quad (23)$$

$$c = (V_{ac}^* \times T_s') / V_c^* \quad (24)$$

$$c_0 = T_s - (c + c) \quad (25)$$

위 식에서 b_0 와 c_0 는 T_s 에서 2배의 b 와 c 를 뺀 값이지만, $b+b$ 와 $2 \times b$, $c+c$ 와 $2 \times c$ 는 모두 shift left 동작으로 쉽게 이루어짐을 알 수 있다. 결론적으로 식 (21)~(22)의 b 와 b_0 와 식 (24)~(25)의 c 와 c_0 는 T_s 내에서 입력을 같은 값의 평균치로 출력시키는 스위칭 제어함수가 된다. 이때 출력되는 전압을 스위칭 제어함수로 표현하면 다음과 같다.

$$V_{ab}^* = b_0 \cdot V_{AA} + b \cdot V_{AB} + b \cdot V_{AC} \quad (26)$$

$$V_{ac}^* = c_0 \cdot V_{AA} + c \cdot V_{AB} + c \cdot V_{AC} \quad (27)$$

출력전압을 나타내는 식(26)~(27)은 그림 1의 주 회로에서 스위치 S_{a1} 이 고정된 상태인 스위치 모드 1을 기준으로 설명한 것이다. 제어함수 b_0 와 c_0 는 주 회로에서 스위치 S_{b1} 과 S_{c1} 이 턴온되는 것을 말한다. 이는 출력 단의 V_b 전압 점이 스위치 S_{a1} 과 S_{b1} 을 통하여 V_a 와 단락 시키는 것이고, 출력의 V_c 점은 S_{a1} 과 S_{c1} 을 통하여 V_a 상의 선로에서 단락 되는 상태를 나타낸 것이다. 이때 부하는 V_a 선로에서 단락 되는 것이므로 V_a 자신의 선간 전압을 나타내는 V_{AA} 로 표현한 것이다.

b 와 b_0 , c 와 c_0 의 계산식을 보면, 2상 스위칭 방법에서 D 를 상수로 가정하므로 오차의 원인이 되었던 상수 D 가 없어졌으며, 계산시간도 한번의 곱셈과 나눗셈으로 제어함수가 산출됨을 알 수 있다. 이는 곱셈을 두 번씩 2회 실시하므로 총 4회 실시하던 방법보다 개선되었음을 알 수 있다.

4.2 실행 순서

제안된 매핑 제어 함수가 계산되는 과정을 살펴보

자. 스위치 모드 1을 기준으로 설명하면, 이 모드 내의 미소 샘플링 주기에서 샘플링 된 입력전압은 V_{AB} , V_{AC} 가 된다. 이 두 선간전압을 기준으로 전압의 크기에 대한 평균값을 계산한다.

계산은 식 (18)~(19)에서 제시된 것과 같이 $[V_b^* = (V_{AB} + V_{AC}) \div 2]$ V_b^* 를 구할 수 있다. 이 계산식을 겹으로 보면 나눗셈 연산을 포함하고 있으나 두 전압의 크기를 더한 결과를 shift right하면 계산은 간단하게 완료된다. 이 계산결과 V_b^* 를 사용하여 앞에서 제시된 식 (20)과 식 (23)을 계산하기 전에 먼저 원하는 출력 전압 V_{ab}^* 와 비교한다.

$$V_b^* \text{ compare } V_{ab}^* \tag{28}$$

식 (28)을 수행한 결과는 3가지로 구분되며 비교 결과에 따라 다른 연산을 수행한다.

(1) $V_b^* > V_{ab}^*$ 일 때

앞에서 설명한 (20)~(25) 식의 연산을 수행한다. 출력전압 V_{ac}^* 에 대한 스위칭 제어함수 c 도 같은 방법으로 구할 수 있다.

(2) $V_b^* = V_{ab}^*$ 일 때

이 조건이 만족되면 계산 할 필요 없고, 다음 (29) 식과 같이 바로 제어값이 결정된다. 이때 스위칭 시간 b_0 (물론 c_0)는 영이다. 이때 출력은 (30)~(31) 식과 같다.

$$b_0 = 0, b = Ts' = 1/2 \cdot Ts \tag{29}$$

$$V_{ab}^* = b \cdot V_{AB} + b \cdot V_{AC} \tag{30}$$

$$V_{ac}^* = c \cdot V_{AB} + c \cdot V_{AC} \tag{31}$$

(3) $V_b^* < V_{ab}^*$ 일 때

이 경우는 제어의 한계를 초과한 지령신호가 인가된 경우이다. 앞의 $V_b^* = V_{ab}^*$ 일 때와 같이 처리되며 계산할 필요가 없다. 제어의 한계를 초과한 출력지령신호가 인가된 경우이므로 이 조건이 발생되지 않도록 제어되어야 한다. 이때 출력 전압은 식 (30)~(31)과 같다.

4.3 비대칭 전압 해석

지금까지는 입력 전압이 대칭이라고 가정하였다. 그러나 입력전압이 비대칭이고 고조파를 포함하는 경우도 자동으로 이를 보상한다. 고조파를 포함하는 전원측 선간 전압을 $V_{AB}^\#, V_{BC}^\#, V_{CA}^\#$ 라 하고 앞의 식 (18)~(21)을 사용하여 제어함수를 구하면 다음과 같다.

$$V_b^{\#\#} = (V_{AB}^\# + V_{AC}^\#) / 2 \tag{32}$$

$$V_c^{\#\#} = (V_{AB}^\# + V_{AC}^\#) / 2 = V_b^{\#\#}, \tag{33}$$

$$V_b^{\#\#} \times b^\# = V_{ab}^* \times Ts' \tag{34}$$

여기서 $b^\#$ 는 고조파를 포함할 경우의 제어함수를 나타낸다. 그리고 식 (20)을 식 (34)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$b^\# = (V_b^* / V_b^{\#\#}) \cdot b \tag{35}$$

위 식은 고조파를 포함 할 경우의 스위칭 제어함수와 정상상태에서의 제어함수의 관계를 나타낸다. 고조파를 포함할 경우의 제어함수 $b^\#$ 는 정현파일 때의 제어함수 b 에 $(V_b^* / V_b^{\#\#})$ 가 곱해진 형태가 된다. $V_{AB} + V_{AC}$ 와 $V_{AB}^\# + V_{AC}^\#$ 의 계산 결과인 V_b^* 와 $V_b^{\#\#}$ 를 비교한 결과 $V_b^* < V_b^{\#\#}$ 일 때에는 $b^\# < b$ 가 되고, $V_b^* > V_b^{\#\#}$ 일 때에는 $b^\# > b$, 또한 $V_b^* = V_b^{\#\#}$ 일 때 $b^\# = b$ 가 된다. 이를 통하여 어떤 파형의 전압에 대해서도 각 전압의 순시 샘플링된 크기에 따라 제안된 매핑제어함수는 이를 자동으로 조정하고 있음을 알 수 있다. 그러므로 식 (35)의 $V_b^* / V_b^{\#\#}$ 를 고조파 분에 대한 제어함수 b 의 보상계수로 볼 수 있다.

그러므로 전원전압이 비대칭이고 고조파를 포함하는 경우에도 본 연구에서 제안하는 제어함수는 이를 자동으로 보상하여 전원측에 포함된 고조파를 제거시킴으로 비대칭파를 보상하기 위하여 특별한 제어 알고리즘이 필요 없음을 알 수 있다.

5. 실험 결과 및 고찰

그림 7은 출력전압과 전류와 입력전류에 대한 시

고역율 PWM 매트릭스 컨버터의 개선된 순시주중 제어함수

물레이슨 결과이다. 그림에서 전압에 대한 수직 축은 [volt]이고, 전류에 대하여 수직 축의 단위는 [Amp.]이고, 수평축은 시간축이다. 샘플링 주기는 350[μS]로 하였다. 그림 8은 시물레이션 출력전류의 리사주도를 나타낸다.

시스템 구성은 그림 2와 같고, 입력전압은 대칭 3상 220[V] 60[Hz]이고, 시스템의 샘플링 주기는 350[μS]이다. 그림 9와 그림 10은 실험결과를 나타내는 파형이다. 그림 9에서 Vol은 출력전압파형이고, Iol은 출력전류의 파형을 나타낸다. 그림 10은 입력단의 상전압(Vsp)과 선전류(Isl) 파형이다. 입력단 전류파형은 스위칭 상태를 육안으로 확인하기 위하여 샘플링시간을 높인 경우이다. 그리고 이때 사용된 부하는 정격입력: 700[VA], 정격출력: 400[W], 3상 유도전동기를 사용하였다.

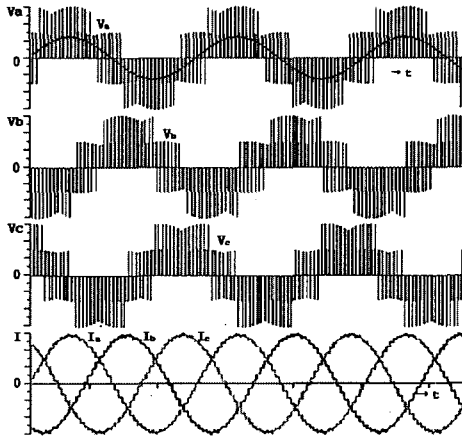


그림 7. 출력전압 시물레이션 결과
Fig. 7. Output voltage simulation result

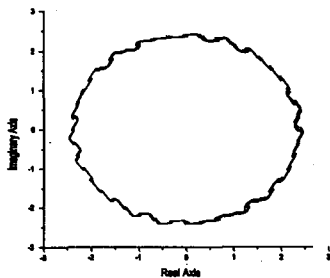


그림 8. 출력전류의 리사주도
Fig. 8. Output current lissajous figure

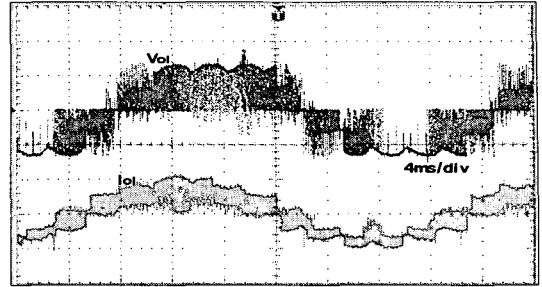


그림 9. 출력전압과 전류(100[V/div], 1[A/div])
Fig. 9. Output voltage and current(100[V/div], 1[A/div])

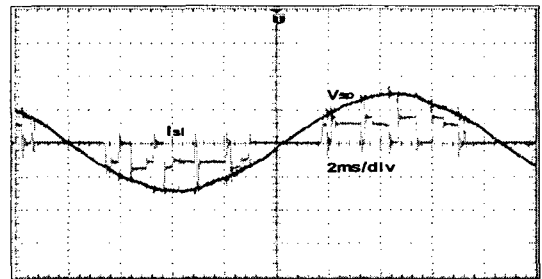


그림 10. 입력 상전압과 선전류(200[V/div], 1[A/div])
Fig. 10. Input phase voltage and line current (200[V/div], 1[A/div])

표 1은 인텔사의 제어용 마이크로 프로세서인 80196KC20을 기준으로 제어함수의 계산시간을 비교한 결과이다. 이 표에서 본 연구에서 제안된 제어함수의 계산 시간이 9배 정도로 현저하게 짧기 때문에 같은 조건에서 스위칭 주파수를 높일 수 있다. 그리고 정밀제어가 가능하며 고조파를 감소시키는 등의 장점은 물론 소형, 저가의 회로설계가 가능하다. 제어시간은 프로세서의 동작 클럭을 20[MHz]일 때를 기준으로 계산하였다.

표 1. 제어함수의 연산시간 비교 (80196-20[MHz]기준)

Table 1. A comparison operation time of control function

구 분	계산 시간 [μs]	명령실행 회수(회)	명령수행시간[μs]	
			곱셈	SHL/R
기 존 제어함수	7.2	곱셈 8	0.9	-
제안된 제어함수	0.8	SHL 1 SHR 1	-	0.4

6. 결 론

본 연구에서는 제어함수의 계산에서 오차의 요인을 제거하여 계산의 정도를 높임과 동시에 계산시간을 단축하므로 시스템의 제어성을 향상시켰다. 비대칭 전압과 고조파에 대해서는 입력을 출력으로 매핑하는 과정에서 순시적으로 추종하여 자동 보상되며 EMI에 대한 영향을 줄일 수 있다. 시스템은 역율이 "1"인 UDFFC 특성을 갖는다.

References

- [1] Peter Wood, Switching power converter, New York; Van Nostrand Reinhold Company 1981.
- [2] VanEck, R. A., "Frequency changer systems using the cycloconverter principle", IEEE Trans. Appl. Ind., 163-168, May 1963.
- [3] Schenkel, M., "Eine unmittelbare asynchrone umrichtung fur niederfrequente bahnmuetze", Electr. Bahnen, 8, 69-73 1932.
- [4] Von Issendorff, J., Der gesteuerte umrichter, Wiss. Veroff. Siemens, 14, 1-31 1935.
- [5] Rissik, H., The fundamental theory of arc convertors, Chapman & Hall, 1939.
- [6] L. Gyugyi, B.R.Pelley, Static power frequency changer, New York; Willey, 1976.
- [7] M. Venturini, "A new sign wave in, sign wave out, conversion technigne eliminates reactive elements", in Proc. Powercon 7, PP E 3.1-E 3.15, 1980.
- [8] P. D. Ziogas et al., "PWM control techniques for rectifier filter minimization", IEEE Trans. Industry Applications, vol. IA-21, p.1206, 1985.

- [9] M. Braun, K. Hasse, "A direct frequency changer with control of input reactive power", Proc. of 3rd IFAC Symposium, Sept. 12-14, Lausanne (Switzerland), pp. 187-194, 1893.
- [10] T. Aoki et al., "A new switched-mode rectifier with sinusoidal input current waveforms", in Proc. IPEC(Tokyo), p.755, 1990.
- [11] Akio Ishiguro, Takeshi Furuhashi, and Shigeru Okuma, "A novel control method for forced commutated cyclo-converter using instantaneous values of input line-to-line voltages", IEEE Trans. Indus. Electr., Vol. 38, NO. 3, JUNE 1991.
- [12] Saïd Bouchiker, Gérard-André Capoline, Michel Poloujadoff, "Vector Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor Using AC-AC Matrix Converter", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 13, no 6, November 1998.
- [13] Miro Milanovic, Bojan Dobaj, "A Novel Unity Power Factor Correction Principle in Direct AC to AC Matrix Converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp.746-752, 1988.

◇ 저자소개 ◇

김광태 (金光泰)

1952년 3월 1일생. 1983년 2월 경남대학교 전기공학과 졸업. 1985년 2월 부산대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 2월 부산대학교 전기공학과 졸업(박사). 1988년 3월부터 현재 부산정보대학 전기자동화과 교수.