

매핑함수에 의한 고역률 매트릭스 컨버터의 제어

김천식, 김광태, 서기영, 권순걸, 이현우.  
(경남대학교, 부산정보대학)

Control of High Power Factor Matrix Converter using Mapping Function

Chun-Sik Kim, Kwang-Tae Kim, Ki-Young Suh, Soon-Kurl Kwon, Hyun-Woo Lee  
(Kyungnam Univ., Pusan Info. Tech. College)

**Abstract** - 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.

1. 서 론

직접 주파수 변환기는 교류에서 직접 다른 주파수의 교류로 바꾸는 장치로서 대표적인 경우가 4상한 동작 특성을 갖는 사이크로 컨버터이다. 이는 종래의 컨버터 인버터 시스템에서 사용되던 dc-link가 필요 없기 때문에 크기가 작고 경제적인 컨버터 설계가 가능하며, 기본적으로 4상한 동작 특성을 갖지만, 비대칭이거나 고조파를 포함하는 경우 이에 대한 보상 알고리즘을 제공하지 못하였다(1)-(3).

이러한 문제를 해결하기 위하여 다양한 스위칭 방식과 제어함수들이 제안되었다. 그러나 제안된 계산식은 계산이 복잡하여 고성능의 프로세서를 사용하여야 실시간 제어가 가능하였다(4)-(5).

[5]의 스위칭 제어 함수는 계산을 간단하게 하기 위하여 3상 입력 선간 전압을 자승하여 합한 값을 상수로 취급하고 있다. 그러나 입력 전압을 일정하다고 볼 수 없기 때문에 이는 오차의 원인이 된다. 또한 하나의 스위칭 변수를 계산하기 위해서 4번의 곱셈이 필요하기 때문에 두 개의 스위치에 대해서는 8번의 곱셈이 필요하므로 아직도 계산이 복잡하다고 볼 수 있다.

본 논문에서는 [5]에서 내포하고 있는 오차 요인을 제거하고, 계산은 현저히 단축 시켰다. 전원을 출력으로 매핑 시키는 과정에서 매핑 동작의 평균화가 이루어지므로 동작이 부드럽게 수행된다. 입력에 포함된 비대칭 및 고조파에 대한 문제는 입력을 출력으로 매핑하는 과정에서 자동적으로 보상된다. 이에 관한 것은 시뮬레이션 및 실험을 통하여 확인하고자 한다.

2. 본 론

2.1 제어알고리즘

PWM 사이크로 컨버터의 주 회로(main circuit)는 그림 1(a)와 같이 9개의 양방향 스위치를 3×3 매트릭스 형태로 구성하였다. 9개의 양방향 스위치는 두 개의 IGBT와 두 개의 다이오드를 사용하여 그림 1.(b)와 같이 회로를 구성하였다. 주회로는 출력 단을 기준으로 a 상에 연결된 3개의 스위치를  $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{a3}$  라하고, b상과 c상에 대해서도 a 상에 대해서는 각각  $S_{b1}$ ,  $S_{b2}$ ,  $S_{b3}$  및  $S_{c1}$ ,  $S_{c2}$ ,  $S_{c3}$ 라 하였다.

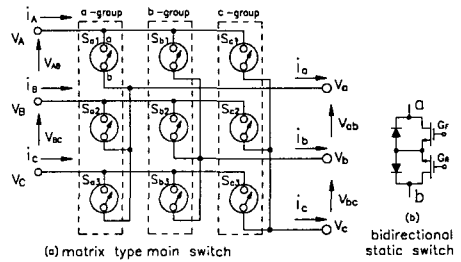


그림 1. 주 회로 구성

2.2 2 상제어 함수

2.2.1 샘플링주기

3상 전원 전압을 원하는 출력으로 매핑 시키는 제어 함수를 유도하기 위하여 입력과 출력 전압을 그림 2.과 같이 먼저 6개의 구간(sector)으로 나누고 이 구간을 다시 미소 단위의 샘플링 주기로 나누고, 이 주기의 크기를  $T_s$ 라 하였다. 전력 변환은 미소 시간인 샘플링 주기  $T_s$ 를 기본 단위로 입력의 빗금 친 부분을 출력의 빗금 친 부분이 되도록 스위칭 제어한다.

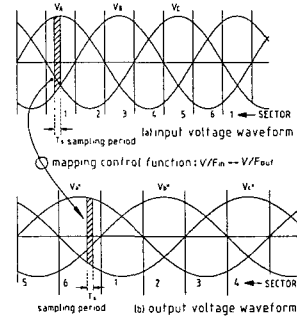


그림 2. 섹터와 미소 샘플링 주기

주기  $T_s$  내에서 입력의 평균값을 원하는 출력의 평균 값이 되도록 스위칭 할 수 있으며, 또한 이 동작을 연속적으로 수행할 수 있다. 이 스위칭 규칙을 수식으로 표현할 때 이 표현식은 제어 함수가 된다.

2.2.2 스위칭 특성

3상 전력은 3상 중 두 상만 제어하여도 3상 모두를 제어할 수 있기 때문에 매트릭스 스위치의 3상 스위치 중 한 상의 스위치는 온 상태로 고정하고, 나머지 두 상의 스위치 만 제어하여도 3상 제어가 가능하다.

전압을 6개의 구간(sector)으로 나눈 그림 2를 관찰하면, 매 구간마다 일정한 전위를 갖는 상이 있다는 것

을 알 수 있다. 매 구간마다 일정 전위를 갖는 상을 기준으로 이 상을 고정시키는 상으로 한다.

그림 3은 그림 2의 미소 샘플링 주기  $T_s$ 를 확대한 그림이다. 만약 Sa1이 턴 온 되었다면, a그룹에 속하는 다른 두 개의 스위치는 온 될 수 없고, 나머지 두 그룹(b, c 그룹)의 스위치 중에서 각각 하나씩을 선택하여 제어해야 한다.  $b_x$ 는 b그룹에 속하는 스위치가 턴 온 되는 시간을 나타내는 스위칭 제어 함수라 하고,  $c_x$ 는 c 그룹의 스위치가 턴 온 되는 시간을 나타내는 스위칭 제어 함수라 한다. 그러면 그림 3.(a)에서  $b_2$ 는 입력 선간 전압  $V_{AB}$ 를 a상 기준 출력 a-b상에 전달하는 스위칭 시간을 나타내고,  $b_3$ 는 전압  $V_{AC}$ 를 a상 기준 출력 a-c상에 스위칭 하는 시간이다.

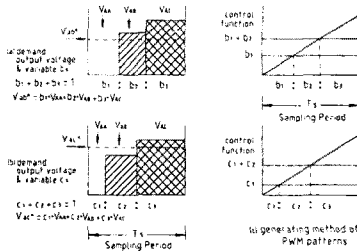


그림 3. 3상 스위칭 함수와 스위칭 동작

그림 3.(a)는 출력 전압  $V_{ab}$ 를 얻기 위한 스위칭 시간과 입력 전압의 크기를 나타내고, 그림(b)는  $V_{ac}$ 를 얻기 위한 스위칭 시간과 입력 전압의 크기를 나타낸다. 그러므로 원하는 출력 전압  $V_{ab}$ 와  $V_{ac}$ 는 제어 함수  $b_x$ 와  $c_x$ 를 사용하면 간단하게 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{ab} &= b_1 V_{AA} + b_2 V_{AB} + b_3 V_{AC} & (1) \\ V_{ac} &= c_1 V_{AA} + c_2 V_{AB} + c_3 V_{AC} & (2) \\ b_1 + b_2 + b_3 &= 1 & (3) \\ c_1 + c_2 + c_3 &= 1 & (4) \end{aligned}$$

$b_1$ 과  $c_1$ 은  $T_s$  내에서 a상을 기준으로 a상 자신의 전압( $V_{AA}$ )을 a-a상에 스위칭 하는 시간이다.  $b_1$ 은 b그룹의 스위치  $S_{b1}$ 이 스위칭 되는 시간이며, 부하 단자 a-b를 스위치 Sa1을 통하여 단락시킨다.  $c_1$ 은 Sc1이 온 되는 시간으로 부하 단자 a-c를 단락시킨다. 즉 영 전압을 출력하는 시간을 말한다.

그러므로 (1), (2)식은 Sa1을 고정된 경우의 출력 전압이고,  $b_1, b_2, b_3$ 은 주 스위치  $S_{b1} \sim S_{b3}$ 가 각각 스위칭 온 되는 시간을 나타내고,  $c_1, c_2, c_3$ 는 주 스위치  $S_{c1} \sim S_{c3}$ 가 각각 온 되는 시간을 나타낸다. 각 입력 선간 전압을 원하는 출력 평균 전압으로 일치시키는 것은 전압이 출력되는 스위칭 시간( $b_2, b_3, c_2, c_3$ )과 영전압이 출력되는 스위칭 시간( $b_1, c_1$ )을 조절하여 입력과 원하는 출력을 등가화 시킨다. 입력 전압을 출력하기 위한 스위칭 순서는  $V_{AA} \rightarrow V_{AB} \rightarrow V_{AC} \rightarrow V_{AA}$ 가 된다. 이는 3상 모두를 제어 방법보다 스위칭 주파수가 낮음을 알 수 있다.

### 2.2.2 스위칭제어함수

위 식(3), 식(4)의 스위칭 제어 함수는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} b_2 &= (V_{AB} - V_{BC}) \cdot V_{ab} / D & (5) \\ b_3 &= (V_{BC} - V_{CA}) \cdot V_{ab} / D & (6) \\ c_2 &= (V_{AB} - V_{BC}) \cdot V_{ac} / D & (7) \\ c_3 &= (V_{BC} - V_{CA}) \cdot V_{ac} / D & (8) \\ V_{AB} - V_{BC} &= -3 \cdot V_{BO} & (9) \end{aligned}$$

$$V_{BC} - V_{CA} = -3 \cdot V_{CO} \quad (10)$$

입력 전압이 일정하고 대칭이라 할 때, (5)~(8)식에서 분모 D는 상수로 취급될 수 있으므로  $1/D$ 를 상수  $K_c$ 라 둘 수 있다. 3상 기본 식에서 유도한 (9)~(10)식을 이에 적용하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} b_2 &= K_c \cdot (V_{AB} - V_{BC}) \cdot V_{ab} \\ &= -K \cdot V_{BO} \cdot V_{ab} & (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_3 &= K_c \cdot (V_{BC} - V_{CA}) \cdot V_{ab} \\ &= -K \cdot V_{CO} \cdot V_{ab} & (12) \end{aligned}$$

$$b_1 = 1 - (b_2 + b_3) \quad (13)$$

$$\begin{aligned} c_2 &= K_c \cdot (V_{AB} - V_{BC}) \cdot V_{ac} \\ &= -K \cdot V_{BO} \cdot V_{ac} & (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} c_3 &= K_c \cdot (V_{BC} - V_{CA}) \cdot V_{ac} \\ &= -K \cdot V_{CO} \cdot V_{ac} & (15) \end{aligned}$$

$$c_1 = 1 - (c_2 + c_3) \quad (16)$$

여기서, K는 계수이다.

이 식의 상수 K는 3상 전원 전압이 일정하고 대칭이라는 가정 하에서 계산된 값인  $1/D$ 를 포함하고있기 때문에 고유 오차를 포함하게 되었다. 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.

## 2.3 매핑 제어 함수

### 2.3.1 동작특성

(11)~(16)은 [5]에서 제안된 함수이다. 이 식은 분모에 상수로 가정된 D가 있기 때문에 이 문제를 해결하지 않는 한 항상 오차의 원인을 안고 있는 결과가 된다. 그리고 제어 함수  $b_2$ 와  $b_3$ 를 구하기 위하여 곱셈을 두 번씩 2회 실시하므로 총 4회의 곱셈 연산을 실행한다. 본 연구에서 제안된 매핑 제어 함수는 오차의 요인을 제거하고 계산 시간을 단축 시켰다.

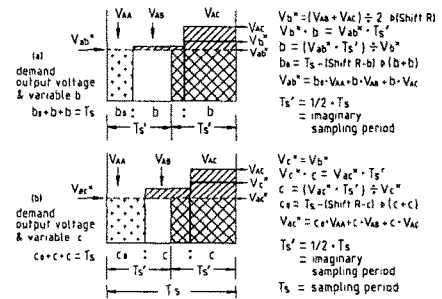


그림 4. 매핑 제어 함수의 동작 특성

그림 4에서 보는 것과 같이 기본단위는  $T_s$ '를 사용하고, 이를 가상 샘플링 주기라 하였다. 입력을 출력으로 매핑 시키는 제어의 기본 개념은 미소 샘플링 주기 내에서 입력의 평균치와 출력의 평균치가 일치되도록 스위칭 한다. 본 연구에서 제안된 방법은 먼저  $T_s$  내에서 샘플링 된 두 선간 전압의 크기 성분에 대한 평균값을 계산하고, 이 값을  $V_b, V_c$ 라 하면 다음과 같다.

$$V_b = (V_{AB} + V_{AC}) / 2 \quad (17)$$

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

출력 전압(지령 전압)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 (17)에서 계산된 평균 전압  $V_b$ 을 사용

하여 매핑 제어 함수  $b$ 를 구하고,  $V_b = V_c$ 이므로 제어 함수  $c$ 를 구하면 다음과 같다.

$$V_b \times b = V_{ab} \times Ts' \quad (19)$$

$$b = (V_{ab} \times Ts') / V_b \quad (20)$$

$$b_0 = Ts' - (b + b) \quad (21)$$

$$V_c \times c = V_{ac} \times Ts' \quad (22)$$

$$c = (V_{ac} \times Ts') / V_c \quad (23)$$

$$c_0 = Ts' - (c + c) \quad (24)$$

$b$ ,  $b_0$ ,  $c$ ,  $c_0$ 는  $Ts$  내에서 입력을 같은 값의 평균치로 출력시키는 스위칭 제어 함수가 된다. 이때 출력되는 전압을 스위칭 제어 함수로 표현하면 다음과 같다.

$$V_{ab} = b_0 \cdot V_{AA} + b \cdot V_{AB} + b \cdot V_{AC} \quad (25)$$

$$V_{ac} = c_0 \cdot V_{AA} + c \cdot V_{AB} + c \cdot V_{AC} \quad (26)$$

제어 함수  $b_0$ 와  $c_0$ 는 주회로에서 스위치  $Sb1$ 과  $Sc1$ 이 턴 온 되는 것을 말한다. 이는 출력 단의  $V_b$  전압점이 스위치  $Sa1$ 과  $Sb1$ 을 통하여  $V_a$ 와 단락 시키는 것이고, 출력의  $V_c$  점은  $Sa1$ 과  $Sc1$ 을 통하여  $V_a$  상의 선로에서 단락 되는 상태를 나타낸 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, 계산 시간도 한번의 곱셈과 나눗셈으로 제어함수가 산출됨을 알 수 있다. 이는 곱셈을 두 번씩 2회 실시하므로 총 4회 실시하던 방법보다 개선되었음을 알 수 있다.

### 2.3.2 실험순서

계산은 (17), (18)에 제시된 것과 같이  $\{V_b = (V_{AB} + V_{AC}) \div 2\}$   $V_b$ 를 구할 수 있다. 이 계산 결과  $V_b$ 를 사용하여 앞에서 제시된 (19)과 (22)을 계산하기 전에 먼저 원하는 출력 전압  $V_{ab}$ 와 비교한다.

$$V_b \text{ compare } V_{ab} \quad (27)$$

식 (27)을 수행 한 결과는 다음 3가지가 있다. 이에 따라 다음과 같이 연산을 수행한다.

#### (1) $V_b > V_{ab}$ 일 때

앞에서 설명한 (19)~(24)의 연산을 수행한다. 이를 다시 한번 더 적으면 다음과 같다.

#### (2) $V_b = V_{ab}$ 일 때

이 조건이 만족되면 계산 할 필요 없이 다음과 같이 바로 수치가 확정된다.

$$b_0 = 0, b = Ts' = 1/2 \cdot Ts \quad (28)$$

영 전압 스위칭 시간  $b_0$ (물론  $c_0$ )는 영이 된다. 계산이 필요가 없으며, 각각  $Ts'$  시간만큼 스위칭 한다. 이때 출력 식은 다음과 같다.

$$V_{ab} = b \cdot V_{AB} + b \cdot V_{AC} \quad (29)$$

$$V_{ac} = c \cdot V_{AB} + c \cdot V_{AC} \quad (30)$$

#### (3) $V_b < V_{ab}$ 일 때

이 경우는 제어의 한계를 초과하여 지령 신호를 인가한 경우로서  $V_b = V_{ab}$ 일 때와 같이 처리되며 이 조건이 발생되지 않도록 제어되어야 한다. 이때 출력 전압은 식 (29), (30)식과 같다.

## 2.4 실험 결과 및 고찰

그림 5는 출력 전압·전류에 대한 시뮬레이션 결과 및 출력전류의 리사주도를 나타낸다. 그림에서 수직 축은 volt이고, 수평은 시간 축으로 단위는 [mS]이다. 전류에 대하여 수직 축의 단위는 Amp.이고, 수평축은 [mS]를 나타낸다. 샘플링 주기는 350[μS]로 하였다.

그림 6은 시스템의 출력전류 파형으로서 매우 정현적으로 된다. 입력 전압은 대칭 3상 220[V] 60[Hz]이

고, 시스템의 샘플링 주기는 350[μS]로 하였다. 실험에 사용된 부하는 R-L 직렬로 연결한 유도성 부하를 사용하였다. 리액턴스의 크기는 5[mH]와 10[mH]를 사용하였고, 저항부하는 100[Ω]인 저항기를 사용하였다.

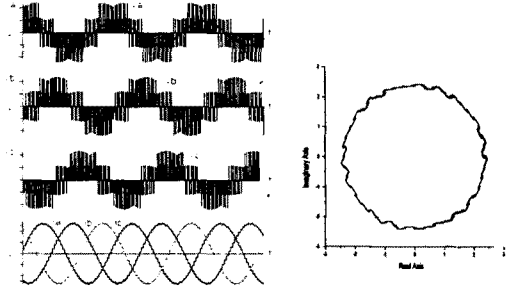


그림 5. 시뮬레이션 전압·전류 파형 및 출력전류 리사주도

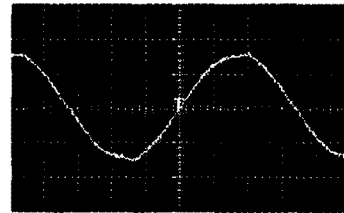


그림 6. 시스템 출력 전류 파형 20[A], 36[Hz], 4ms/div

## 3. 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 자동으로 보상되었으며, 시스템의 역율은 항상 100[%]의 상태를 유지한다. 특징을 요약하면 다음과 같다.

- (1) 제어 함수에 오차의 요인을 완전히 제거하므로 계산의 정도를 높였다.
- (2) 비대칭파와 고조파 성분이 보상되므로 EMI에 대하여 안정된 동작 특성을 갖는다.

본 연구는 2000(제8차)년도 산·학·연 공동기술개발 경남지역권 소기업 사업에 의한 것임.

### (참 고 문 헌)

- [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] L. Gyugyi, B.R.Pelley, Static power frequency changer, New York: Willey, 1976.
- [4] T. Aoki et al., "A new switched-mode rectifier with sinusoidal input current waveforms", in Proc. IPEC(Tokyo), p.755, 1990.