

고역률 사이크로 컨버터의 매핑함수제어

°김천식, *김광태, 서기영, 권순걸, 이현우,
경남대학교, 부산정보대학*

Mapping Control Function for High Power Factor Cycloconverter

°C. S. Kim, *K. T. Kim, K. Y. Suh, S. K. Kwon, H. W. Lee
Kyungnam University, 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 harmonic containing input voltage is sautomatically realized, and calculation time of control function is reduced.

1. 서 론

직접 주파수 변환기는 교류에서 직접 다른 주파수의 교류로 바꾸는 장치로서 대표적인 경우가 사이크로 컨버터이다. 이는 종래의 컨버터 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 복잡하며 고성능의 프로세서를 사용하여야 실시간 제어가 가능하였다^{[4]-[5]}.

본 논문에서는 [5]에서 내포하고 있는 오차 요인을 제거하고, 계산은 현저히 단축 시켰다. 전원을 출력으로 매핑시키는 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. 주회로 구성

PWM 사이크로 컨버터의 주 회로는 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 a상에 연결된 3개의 스위치를 S_{a1} , S_{a2} , S_{a3} 라하고, b상과 c상에 대해서도 a상에 대해서는 각각 S_{b1} , S_{b2} , S_{b3} 및 S_{c1} , S_{c2} , S_{c3} 라하였다. 이 9개의 스위치는 주회로에서 보는 것과 같이 전원과 부하를 직접 연결시키며, 스위칭 동작을 통하여 부하에 전달되는 전력을 제어한다.

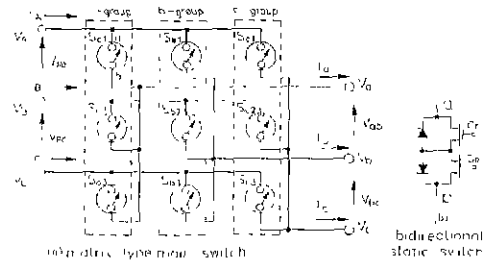


그림 1 주회로의 구성

Fig.1 Composition of Main Circuit

3. 2상 제어함수

3상 전원 전압을 원하는 출력으로 매핑 시키는 제어함수를 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.

주기 T_s 내에서 입력의 평균값을 원하는 출력의 평균값이 되도록 스위칭 할 수 있으며, 이 스위칭 규칙을 수식으로 표현할 때 이 표현식은 제어 함수가 된다.

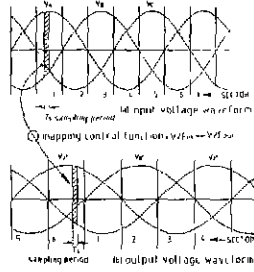


그림2 섹터와 샘플링 주기
Fig.2 Sector and Sampling Period

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 스위치만 제어하여도 3상 제어가 가능하다. 매 구간마다 일정 전위를 갖는 상을 기준으로 이 상을 고정시키는 상으로 한다.

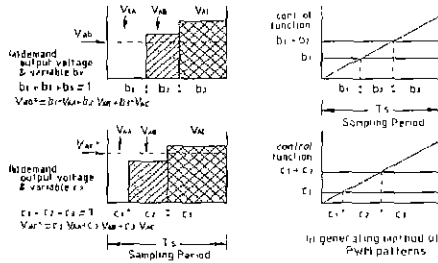


그림 3 2상 스위칭 함수
Fig.3 Switching Function of 2-Phase

그림 3은 그림 2의 미소 샘플링 주기 T_s 를 확대한 그림이다. b_x 는 b 그룹에 속하는 스위치가 턴 온 되는 시간을 나타내는 스위칭 제어 함수라 하고, c_x 는 c 그룹의 스위치가 턴 온 되는 시간을 나타내는 스위치 제어 함수라 한다. 그림 3.(a)에서 b_2 는 입력 선간 전압 V_{AB} 를 a 상 기준 출력 a - b 상에 전달하는 스위칭 시간을 나타내고, b_3 는 전압 V_{AC} 를 a 상 기준 출력 a - c 상에 스위칭 하는 시간이다. 출력 전압 V_{ab}^* 와 V_{ac}^* 는 제어 함수 b_x 와 c_x 를 사용하면 간단하게 표현 할 수 있다.

$$V_{ab}^* = b_1 V_{AA} + b_2 V_{AB} + b_3 V_{AC} \quad (1)$$

$$V_{ac}^* = c_1 V_{AA} + c_2 V_{AB} + c_3 V_{AC} \quad (2)$$

$$b_1 + b_2 + b_3 = 1 \quad (3)$$

$$c_1 + c_2 + c_3 = 1 \quad (4)$$

b_1 과 c_1 은 T_s 내에서 a 상을 기준으로 a 상 자신의 전압 (V_{AA})을 a - a 상에 스위칭 하는 시간이다.

(1), (2)식은 $Sa1$ 을 고정한 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 등가화시킨다. 이는 3상 모두를 제어 방법보다 스위칭 주파수가 낮음을 알 수 있다.

위 식(3), 식(4)의 스위칭 제어 함수는 다음과 같이 계산된다.

$$b_2 = (V_{AB} - V_{BC}) \cdot V_{ab}^* / D \quad (5)$$

$$b_3 = (V_{BC} - V_{CA}) \cdot V_{ab}^* / D \quad (6)$$

$$c_2 = (V_{AB} - V_{BC}) \cdot V_{ac}^* / D \quad (7)$$

$$c_3 = (V_{BC} - V_{CA}) \cdot V_{ac}^* / D \quad (8)$$

$$V_{AB} - V_{BC} = -3 \cdot V_{BO} \quad (9)$$

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

입력 전압이 일정하고 대칭이라 할 때, (5)~(8)식에서 분모 D 는 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.

$$b_2 = k_c \cdot (V_{AB} - V_{BC}) \cdot V_{ab}^* = -K \cdot V_{BO} \cdot V_{ab}^* \quad (11)$$

$$b_3 = k_c \cdot (V_{BC} - V_{CA}) \cdot V_{ab}^* = -K \cdot V_{CO} \cdot V_{ab}^* \quad (12)$$

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

$$c_2 = k_c \cdot (V_{AB} - V_{BC}) \cdot V_{ac}^* = -K \cdot V_{BO} \cdot V_{ac}^* \quad (14)$$

$$c_3 = k_c \cdot (V_{BC} - V_{CA}) \cdot V_{ac}^* = -K \cdot V_{CO} \cdot V_{ac}^* \quad (15)$$

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

여기서, K 는 계수이다.

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

4. 매핑 제어 함수

4.1 동작특성

위의 (11)~(16)식은 분모에 상수로 가정된 D 가 있기 때문에 이 문제를 해결하지 않는 한 항상 오차의 원인을 안고 있는 결과가 된다. 본 연구에서 제안된 매핑 제어 함수는 오차의 요인을 제거하고 계산 시간을 단축 시켰다.

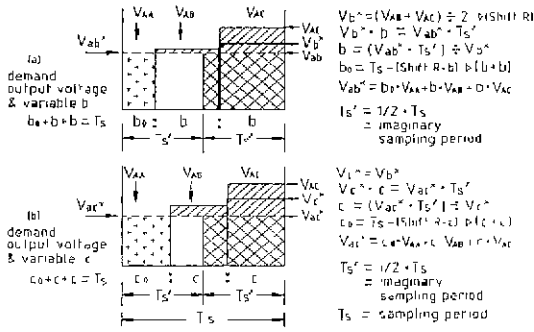


그림 4. 매핑 제어 함수의 동작 특성

Fig.4 Operation of Mapping Control Function

그림 4.에서 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 사용하여 매핑 제어 함수 b 를 구하고, $V_{b^*} = V_{c^*}$ 이므로 제어 함수 c 를 구하면 다음과 같다.

$$V_{b^*} \times b = V_{ab^*} \times T_{s'} \quad (19)$$

$$b = (V_{ab^*} \times T_{s'}) / V_{b^*} \quad (20)$$

$$b_0 = T_s - (b + b) \quad (21)$$

$$V_{c^*} \times c = V_{ac^*} \times T_{s'} \quad (22)$$

$$c = (V_{ac^*} \times T_{s'}) / V_{c^*} \quad (23)$$

$$c_0 = T_s - (c + c) \quad (24)$$

b , b_0 , c , c_0 는 T_s 내에서 입력을 같은 값의 평균치로 출력시키는 스위칭 제어 함수가 되며, 출력 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 S_{b1} 과 S_{c1} 이 턴 온 되는 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.

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.

4.2 실행순서

실행순서는 먼저 (17), (18)에와 같이 V_{b^*} 를 구하여 출력전압 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.

(2) $V_{b^*} = V_{ab^*}$ 일 때

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

$$b_0 = 0, b = T_{s'} = 1/2 \cdot T_s \quad (28)$$

계산이 필요가 없으며, 각각 $T_{s'}$ 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.

4.3 비대칭전압의 해석

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

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

$$V_{c^{\#}} = (V_{AB}^{\#} + V_{AC}^{\#})/2 = V_{b^{\#}}, \quad (33)$$

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

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

여기서 $b^{\#}$ 는 고조파를 포함할 경우의 제어함수를 나타낸다. 고조파를 포함할 경우의 제어 함수 $b^{\#}$ 는 정현파 일 때의 제어 함수 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 매핑 제어 함수는 이를 자동으로 조정하고 있음을 알 수 있다. 그러므로 (35)식의 V_b^*/V_b^{**} 를 고조파 분에 대한 제어 함수 b 의 보상 계수로 볼 수 있다.

그러므로 전원 전압이 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 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 $350[\mu S]$ 로 하였다.

그림 6은 시스템의 출력전류 파형으로서 매우 정현적으로 된다. 입력 전압은 대칭 3상 220[V] 60[Hz]이고, 시스템의 샘플링 주기는 $350[\mu S]$ 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.

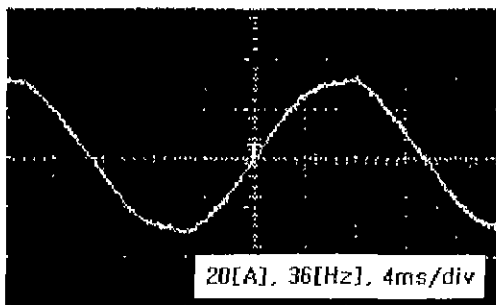


그림 6. 출력 전류 파형
Fig. 6 Waveform of Output Current

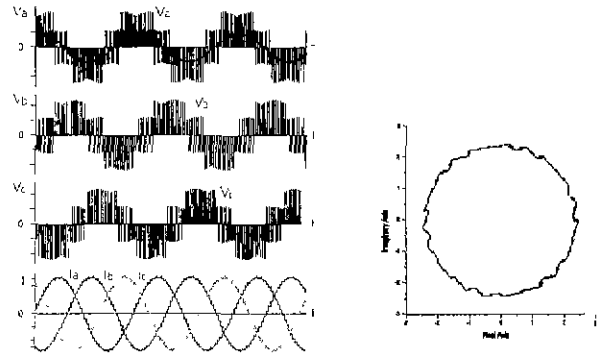


그림 5. 시뮬레이션 전압·전류 파형 및 출력전류 리사주도

Fig.5 Voltage·Current Waveform with Simulation and Rissajous Diagram of Output Current

6. 결 론

본 연구에서는 제어함수의 계산에서 오차의 요인을 제거하여 계산의 정도를 높임과 동시에 계산 시간을 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) PWM 제어 알고리즘을 적용하므로 제어주파수가 입력에 영향을 받지 않고, 전원 전압은 거의 정현파가 된다.
- (2) 비대칭파와 고조파 성분이 보상되므로 EMI에 대하여 안정된 동작 특성을 갖는다.

본 연구는 한국과학재단 특정기초연구(1999-2-302-014-3)지원으로 수행되었음.

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. Gvugyu, 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.