

퍼지 논리를 기반으로 하는 개선된 적응 PWM 기법

문형수¹ 한우용² 김성중³ 이공희⁴
 전북대 제어계측¹ 전주 공업대 전기과² 전북대 전자정보³

An Improved Fuzzy Logic-based Adaptive PWM Technique

Moon Hyoung-Soo¹ Han Woo-Yong² Kim Sung-jung³ Lee Gong-Hee⁴
 Chonbuk Univ¹ ChonJu technical College²

Abstract - This paper presents an improved fuzzy logic-based adaptive PWM technique. A fuzzy logic-based adaptive PWM technique determines the optimal output voltage vector which takes into account both direction of back-emf and direction of current error vector. This technique has a simple structure and a good level of stability, but it has disadvantages. The longer sampling period, the larger current error. Because there is no considerations of the current error magnitude of each phases. The proposed method improves the control performance by selecting the optimum switching pattern in which the magnitudes of current errors are considered introducing space vector concept. Simulation results using Matlab/Simulink show that the proposed control method reduces current error keeping the merit of previous one.

개념을 도입하여 전류오차에 따라 스위칭 인가시간을 결정함으로써 전류 오차를 감소시키고, 스위칭 주기를 고정함으로써 3상의 동기화 문제를 개선하였다.

2. 시스템 해석

그림 1은 일반적인 3상 유도전동기의 전류제어 시스템을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이, 전류명령 i_a^* , i_b^* , i_c^* 에 따라 3상 스위치 S_A , S_B , S_C 를 동작하여 3상인버터에 DC 링크의 전압이 인가된다. 인버터는 모터의 전류 i_a , i_b , i_c 와 명령전류 i_a^* , i_b^* , i_c^* 의 전류오차와 전류오차의 변화량에 따라 전압벡터를 인가한다. 3상 인버터의 출력전압은 표 1처럼 8개의 상태로 표현할 수 있다.

1. 서론

전류제어 PWM 방법은 직류전압을 교류전압으로 변환시키는 인버터의 전압변조 방식 중 가장 보편적으로 쓰이는 방식이다. PWM 방법은 보편적으로 히스테리시스 전류제어기법, 예측 제어기법, 램프 비교기법으로 분류된다. 이들 중 히스테리시스 제어기법은 단순한 구조와 우수한 동적 응답특성과 안정도, 고유한 전류 제한능력을 가지고 있어 매우 폭넓게 사용되어진다[1]-[3]. 3상 독립적인 히스테리시스 전류제어기는 전류가 히스테리시스 밴드를 벗어나면 전류 오차가 감소하도록 스위칭 된다. 결과적으로 전류 오차는 히스테리시스 밴드 폭의 2배가 되고, 가변적인 스위칭 주파수를 갖는다. 또한 3상이 독립적으로 스위칭 됨으로써 각각의 히스테리시스 전류제어기 사이의 3상 관계정립이 결여되어 있어서 한 상의 스위칭이 다른 상에 영향을 미치게 된다. 이로 인하여 낮은 변조 지수에서 도 스위칭 주파수가 증가 할 수가 있어, 3상을 동기화 시켜 스위칭 하는데 있어서 어려움을 겪게된다.

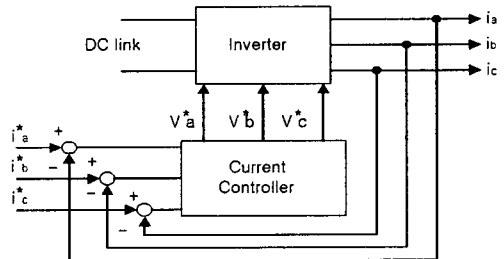


그림 1 전류제어 PWM 인버터

표 1 스위칭 상태와 출력 전압 벡터

$V(k)$	S_A	S_B	S_C	V_a	V_b	V_c
V_0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$
V_2	1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$
V_3	0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$
V_4	0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$
V_5	0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$
V_6	1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$
V_7	1	1	1	0	0	0

이러한 단점을 보완하기 위하여 많은 연구들이 이루어져 왔으며 여러 방법들이 제시되어 왔다[4]-[8]. 이들 논문들은 히스테리시스 밴드 폭을 가변하여 스위칭 주파수를 상수에 가깝게 구현함으로써 가변적인 스위칭 주파수 문제를 해결하였다.

여기에서 $V(k)$ 는 출력전압 벡터, S_i 는 각 상의 스위칭 상태, V_i 는 부하 각상에 인가되는 전압을 나타낸다.

퍼지 로직을 이용한 적응 PWM 기법에서는 퍼지 로직을 이용하여 스위칭 주파수를 상수에 가깝도록 적용시키고 역기전력의 위치와 전류오차의 크기와 방향에 따라 전류 오차가 감소하도록 최적의 출력전압을 선택함으로써 전류 오차를 감소시키는 방법을 제시하였다[8]. 이 방법은 그 구조가 간단하고 제어 성능은 우수하나 전류오차가 비교적 크고 공간벡터 변조방식과 비교하여 빠른 스위칭 주파수를 요구하는 단점을 갖는다.

그림 2는 교류전동기 구동 시스템의 간단한 모델을 보이고 있다. 그림 2에서 S_A , S_B , S_C 는 각상의 스위치이고 교류전동기를 저항 R 과 인덕턴스 L 그리고 역기전력 e_o 로 모델링 하였다. 전압과 전류의 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

본 논문에서는 기존의 퍼지 로직을 이용한 적응 PWM기법의 장점을 유지하면서, 공간벡터 변조방식의

$$V = L \frac{di}{dt} + Ri + e_o \tag{1}$$

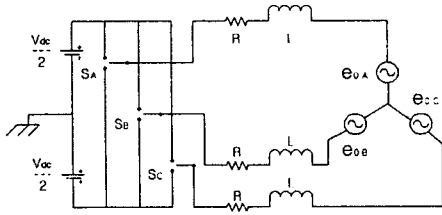


그림 2 교류전동기 구동 시스템

$$\Delta i = i^* - i \quad (2)$$

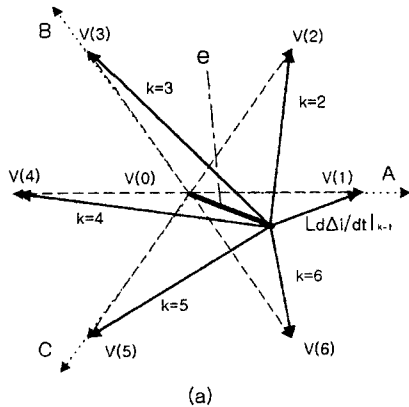
전류 오차를 식(2)처럼 표현한다면, 식(2)를 식(1)에 대입하여 식(3)과 같이 정리할 수 있다.

$$L \frac{d\Delta i}{dt} + R\Delta i = \left(\frac{di^*}{dt} + Ri^* + e_o \right) - v(k) \quad (3)$$

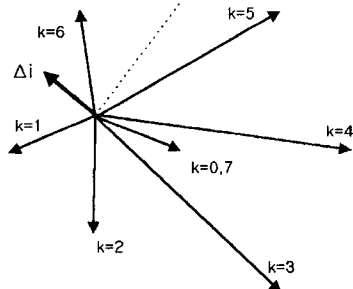
$$e = \frac{di^*}{dt} + Ri^* + e_o \quad (4)$$

식(3)에서 $Ld\Delta i/dt$ 가 $R\Delta i$ 를 무시할 수 있을 정도로 충분히 크고 역기전력을 식(4)처럼 가정한다면 식(3)을 식(5)와 같이 다시 정리할 수 있다.

$$L \frac{d\Delta i}{dt} \cong e - vk \quad (5)$$



(a)



(b)

그림 3 역기전력의 위치가 섹터 VI에 존재할 때 전압과 전류벡터와의 관계

----- : 인버터 전압 ———— : 역기전력
 ———— : 역기전력을 고려한 전압벡터

식(5)에서 알 수 있듯이 어떠한 출력 전압벡터 $V(k)$ 를 선택하는가에 따라 시스템 동작에 영향을 미치게 된다. 만약 전류오차 Δi 와 방향이 반대인 $Ld\Delta i/dt$ 와 같은 출력 전압벡터 $V(k)$ 를 선택한다면 전류오차 Δi 는 감소하게 된다. 어떠한 출력 전압벡터 $V(k)$ 를 선택하는가에 따라 빠른 응답 특성을 얻거나 고조파를 감소시킬 수 있으며 혹은 이들의 중간적인 특성을 얻을 수도 있다.

그림 3(a)에 역기전력이 섹터 VI에 존재하는 경우의 인버터 상태전압 벡터와 역기전력, 역기전력을 고려한 전압벡터를 나타내었다. 그림 3(b)에는 전류오차 벡터 Δi 와 그림 3(a)의 역기전력을 고려한 실제 전압 벡터를 나타내었다.

예를 들어 $Ld\Delta i/dt$ 가 Δi 와 반대 방향이며 크기가 큰 전압벡터 $Ld\Delta i/dt$ 를 선택하는 경우 빠른 응답특성을 얻을 수 있고, Δi 와 반대 방향이며 크기가 작은 전압벡터 $Ld\Delta i/dt$ 를 선정한다면 응답특성은 늦지만 고조파가 억제 될 수 있다. 이 밖의 다른 전압 벡터를 선정한다면 이들의 중간적인 특성을 얻을 수 있다.

3. 퍼지 논리 제어기

예측 제어기는 예측된 전류벡터가 명령 전류벡터와 가장 근접하게 되도록 최적의 출력 전압벡터 $V(k)$ 를 선택한다. 제안된 시스템에 사용된 파라미터를 표 2에 나타내었다.

표 2 Look-Up Table 파라미터

역기전력	e
인버터 출력전압	$V(k)$
전류 오차 위상	ϕ_i
전류오차의 크기	S

표 3 역기전력의 위치

e_A	e_B	e_C	$e \in$
1	1	0	I
0	1	0	II
0	1	1	III
0	0	1	IV
1	0	1	V
1	0	0	VI

제안된 제어기는 앞에서 설명한 개념에 의하여 역기전력을 추정하는데 있어서 역기전력이 존재하는 섹터만을 판별하여 시스템의 복잡성을 줄였다. 각 상의 역기전력은 식(6)을 이용하여 추정하였으며, 역기전력의 위치는 표 3에 나타내었다. 여기서 "1"은 역기전력이 양의 값을, "0"은 역기전력이 음의 값을 갖는 것을 나타낸다.

$$e(nT) \cong L \frac{\Delta i((n-1)T) - \Delta i(nT)}{T} + v(k)((n-1)T) \quad (6)$$

인버터의 출력 전압 벡터는 표 1에 의하여 퍼지 입력을 8개의 구간으로 나눌 수 있다. 퍼지 입력 변수 S 와 ϕ_i 의 소속 함수를 그림 4와 그림 5에 나타내었다. 퍼지 변수 ϕ_i 의 퍼지 구간은 10개의 소속 함수로 나타내었으며 각각 30° 의 위상차이를 갖는다. 역기전력이 존재하는 섹터를 포함하는 경우 60° 의 위상 차를 갖는다.

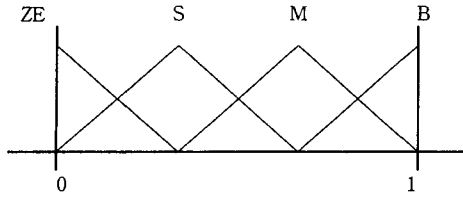


그림 4 전류오차 벡터 크기 소속 함수

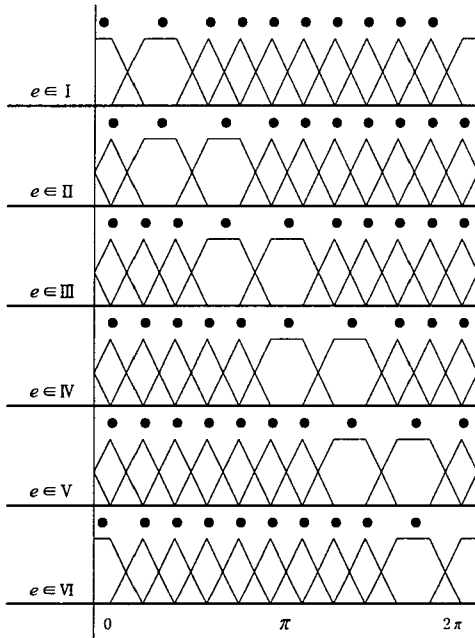


그림 5 전류 오차벡터 위치 소속 함수

표 4 퍼지 논리에 기반한 Look-up 테이블

	S	ϕ_i									
		①	②	③	④	⑤	⑥	⑦	⑧	⑨	⑩
$e \in I$	ZE	1	2	2	2	0,7	0,7	0,7	0,7	1	1
	S	1	2	2	4	5	3	6	4	5	1
	M	1	2	3	4	3	5	4	6	5	6
	B	1	2	3	3	4	4	4	5	5	6
$e \in II$	ZE	2	2	3	3	3	0,7	0,7	0,7	0,7	2
	S	2	2	3	3	5	6	4	1	5	6
	M	1	2	3	4	5	4	6	5	1	6
	B	1	2	3	4	4	5	5	6	6	1
$e \in III$	ZE	0,7	3	3	3	4	4	4	0,7	0,7	0,7
	S	6	1	3	3	4	4	6	1	5	2
	M	2	1	2	3	4	4	5	6	5	1
	B	1	2	2	3	4	5	5	6	6	1
$e \in IV$	ZE	0,7	0,7	0,7	4	4	4	5	5	5	0,7
	S	6	3	1	2	4	4	5	5	1	2
	M	2	1	3	2	3	4	5	6	1	6
	B	1	2	2	3	3	4	5	6	6	1
$e \in V$	ZE	6	0,7	0,7	0,7	0,7	5	5	5	6	6
	S	2	3	1	4	2	3	5	5	6	6
	M	2	1	3	2	4	3	4	5	6	1
	B	1	2	2	3	3	4	4	5	6	1
$e \in VI$	ZE	1	1	1	0,7	0,7	0,7	0,7	6	6	6
	S	1	1	3	4	2	5	3	4	6	6
	M	1	2	3	2	4	3	5	4	5	6
	B	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6

표 4에 역기전력의 위치와 전류오차 벡터의 크기와 위상을 입력으로 하는 퍼지 물에 따른 출력 전압벡터를 나타내었다. 퍼지 논리 제어 시스템은 전류 오차의 위치와 크기에 따라 전류 오차 및 고조파가 감소하도록 최적의 출력 전압을 선정한다.

4. 제안된 제어기법

그림 5는 퍼지 논리를 이용한 적응 PWM 제어기법[8]과 제안된 제어기법의 스위칭 원리를 나타낸다. 기존 제어기법은 히스테리시스 전류제어 기법의 원리에 따라 실제 전류가 히스테리시스 밴드를 지날 때 전류 오차가 감소하도록 출력전압을 선택하였다. 이 제어기법은 각 샘플링 주기의 전 구간동안 전압벡터가 출력되므로 전류오차가 0을 지나 반대방향으로 히스테리시스 밴드 폭만큼 증가하는 단점을 가지고 있다. 또한 스위칭 주기가 길어지면 전류 오차가 비교적 크게 증가하게 되며 공간벡터 변조방식에 비해 빠른 스위칭 주파수를 갖게되는 단점을 가지고 있어 스위칭 손실이 증가한다.

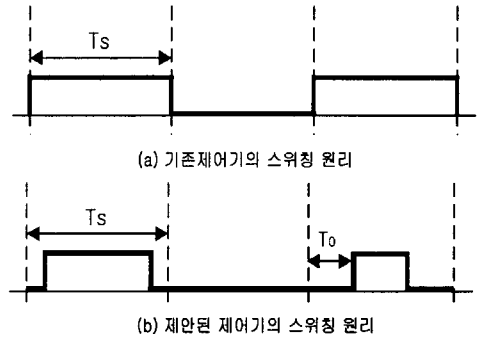


그림 6 제안된 제어기의 스위칭 원리

제안된 전류 제어기법은 공간벡터 변조기법의 개념을 도입하여 각상의 전류오차의 크기를 고려해서 스위칭 시간을 결정함으로써 이러한 결점을 개선하였다. 즉, 현재의 전류오차의 크기를 고려하여 전류오차가 크게 증가하지 않도록 스위칭 시간을 계산하였다. 각 상의 스위칭 시간은 식 (7)을 이용하여 전류오차의 크기에 비례하도록 하였다. 그림 7에 제안된 제어 시스템을 나타내었다.

$$T_k = \frac{\Delta i_k}{\epsilon} \quad (7)$$

$$T_0 = 1 - T_k$$

여기서, ϵ 은 제어상수, T_k 는 각상의 스위칭 시간, Δi_k 는 각 상의 전류 오차를 나타낸다.

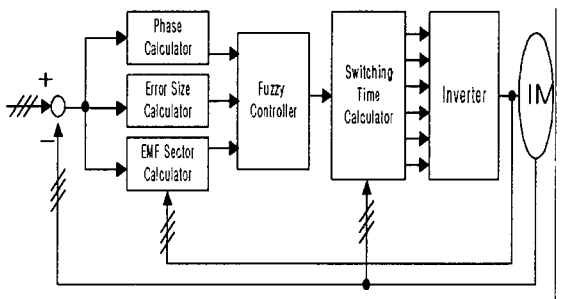


그림 7 제안된 제어 시스템

5. 시뮬레이션 결과

제시한 제어기의 성능을 평가하기 위하여 Matlab/Simulink 환경에서 시뮬레이션을 수행하여 제안된 기법의 성능을 증명하였다.

그림 8에 퍼지 로직을 이용한 기존의 제어기의 전류파형을 나타내었다. 전류 명령을 추종하는데 있어서 스위칭 주기가 길어지면 전류 오차가 크게 증가하는 것을 알 수 있으며, 기존 제어기법은 히스테리시스 제어기법의 특징을 가지고 있어서, 만족할 만한 성능을 얻으려면 스위칭 주파수를 빠르게 해야하는 단점을 가지고 있다. 이로 인하여 스위칭 손실이 증가하게 되며, 시스템에 부담을 주게 된다.

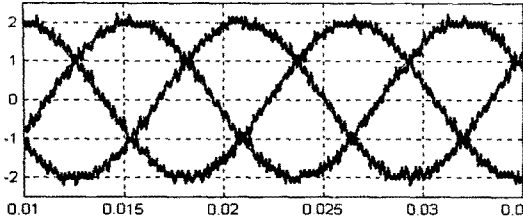
그림 9에 제안된 제어기의 시뮬레이션 과정을 나타내었다. 그림에 나타나는 것처럼 제안된 제어기의 전류오차가 기존 제어 방법에 비하여 크게 개선된 것을 볼 수 있으며, 스위칭 주기가 증가하여도 전류 오차가 크게 증가하지 않으며 우수한 제어 성능을 나타내는 것을 알 수 있다. 또한 제안된 제어기법은 공간벡터 변조 방식과 같이 스위칭 주파수를 고정시켜 히스테리시스 제어기법의 단점인 상간의 간섭 현상을 극복하였으며, 히스테리시스 제어기법과 비교하여 낮은 스위칭 주파수에서 우수한 제어 성능을 갖는다.

6. 결 론

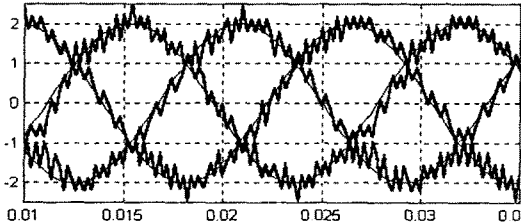
본 논문에서는 3상 인버터의 간단하고 새로운 전류 제어 방법을 제안하였다. 전류 오차의 방향과 크기에 따라 전류 오차가 감소하도록 최적의 출력전압을 정확히 선택할 수 있으며, 공간벡터 개념을 도입하여 전류오차의 크기에 따라 스위칭 패턴을 결정함으로써 전류 오차를 감소 시켰다. 또한, 고정 스위칭 주파수를 사용함으로써 히스테리시스 제어기의 단점인 상간의 간섭현상 문제를 개선하였으며, 히스테리시스 제어기법과 비교하여 낮은 스위칭 주파수를 갖게 되어 스위칭 소자의 손실을 감소 시켰다. 제안된 제어기는 히스테리시스 전류제어기의 장점인 간단함을 유지하면서, 히스테리시스 전류제어기와는 달리 일정한 스위칭 주파수를 갖는다.

[참 고 문 헌]

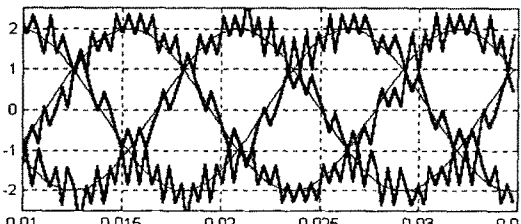
- [1] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation for Electronic Conversion", Proc. of IEEE, vol. 82, No. 8, pp. 1194-121
- [2] M. P. Kazmierkowski, M. A. Dzieńkowski, "Rev Current Regulation Techniques for Three-Phase Inverters", in Proc. of IECON'94, Bologna, pp. 567-575.
- [3] D. Brod, D. W. Novotny, "Current Control of VSI Inverters", IEEE Trans. on Ind. Applicat., vol. IA-21, No. 562-570, May/June 1985.
- [4] L. Malesani, P. Mattavelli, and P. Tomasini, "Im constant frequency hysteresis current control of VSI in with simple feed-forward bandwidth prediction", in Cong IEEE-IAS Annu. Meeting, Orlando, FL, pp. 2633- 264 1995.
- [5] B. K. Bose, "An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Techniques of a Voltage-fed PWM Inverter for Machine Drive system", IEEE Trans. on Ind. Electron, vol. 37, No. 5, pp. 402-408, Oct. 1990.
- [6] A. Nabae, S. Ogasawara, H. Akagi, "A Novel Control Scheme for Current-Collroled PWM Inverters", IEEE Trans. on Ind. Applicat. vol. IA-22 n° 4, pp. 697-701, Jul/Aug 1986.
- [7] R. B. Sepe Jr., "A Unified Approach to Hysteretic and Ramp-Comparison Current Controllers", in IEEE IAS'93 Annu. Meeting Conf. Rec., Toronto, pp. 724-731, 1993.
- [8] C. Cecati, S. Corradi, N. Rotondale, "A Fuzzy Logic-based Adaptive PWM Technique", Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on , Vol3, pp. 1142-1147, 1997.



(a)



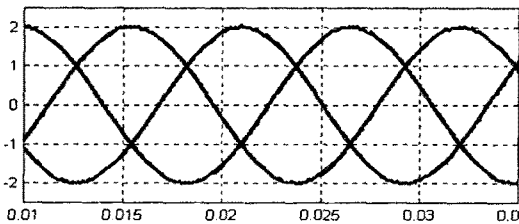
(b)



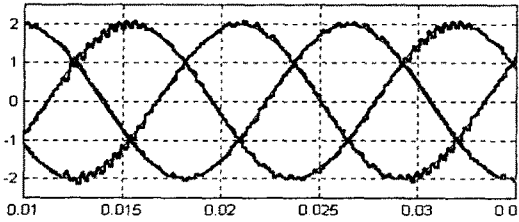
(c)

그림 8 기존 제어기의 전류 파형

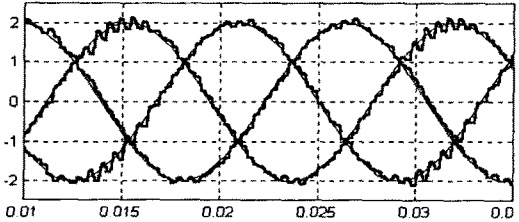
(a) $T_s = 0.0001$ sec (b) $T_s = 0.0002$ sec (c) $T_s = 0.0003$ sec



(a)



(b)



(c)

그림 9 제안된 제어기의 전류 파형

(a) $T_s = 0.0001$ sec (b) $T_s = 0.0002$ sec (c) $T_s = 0.0003$ sec