

3레벨 비교기를 이용한 3상인버터의 개선된 히스테리시스 전류제어 기법

문형수, 한우용, 이창구, 신동용, 김무연
 전북대 제어계측공학과, 전북대 전자·정보 공학부, 전주 공업대 전기과, 제주 한라대 방사선과

An Improved Current Control Method for Three-Phase PWM Inverters Using Three-Level Comparator

Moon Hyong-Soo, Han Woo-Yong, Lee Chang-Goo, Sin Dong-Yong, Kim Mu-Youn
 Chonbuk univ., ChonJu technical Collage, Cheju Halla univ.

Abstract - This paper presents an improved hysteresis current control method for three-phase PWM power inverters using 3-level comparator. Hysteresis current controller using 3-level comparator has an advantage of constant switching frequency compared with conventional hysteresis current controller. However, this method has disadvantage that the longer sampling period, the larger current error because the switching is performed without considering current error magnitude of each phase. 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 hysteresis current control method

1. 서론

PWM 제어방법은 직류전압을 교류전압으로 변환시키는 인버터의 전압변조 방식 중 가장 보편적으로 쓰이는 방식이다. 지금까지 전류제어 기법에 대해 다양한 방법이 제시되었지만 여러 가지 방법 중에서도 구현이 쉽고 동적 응답이 빠르며, 최대전류 제한능력과 부하 파라미터의 변동에 강인한 히스테리시스 전류제어 기법이 비교적 많이 사용되고 있다. 그러나 히스테리시스 전류제어 기법은 전류 오차가 히스테리시스 밴드 폭의 2배가 된다는 점과 가변적인 스위칭주파수를 갖는 단점을 가지고 있다. 그리고 독립적인 각각의 히스테리시스 전류제어기 사이의 3상 관계정립이 결여되어 있어서 낮은 변조지수에서도 스위칭주파수가 매우 높아질 수 있으며, 3상의 스위칭 시점이 다르게 된다. 이로 인하여, 한 상의 스위칭이 다른 상에 영향을 미치게 되므로, 히스테리시스 제어기법은 3상을 동기화 시켜 스위칭 하는데 있어서 어려움을 겪게 된다.

이러한 단점을 보완하기 위하여 많은 연구들이 이루어져 왔으며 많은 방법들이 제시되었었다[1]-[4]. 이들은 모두는 추가적인 레플레이터에 의해 히스테리시스 밴드 폭을 조절하여 가변적인 스위칭 주파수 문제를 해결하였다. 하지만 히스테리시스 제어방법의 스위칭 주기가 가변적인 특성 때문에 3상을 동기화 시키는 문제에 대해서는 아직까지 효과적인 방법을 제시하지 못하였다.

3-레벨 비교기를 이용한 전류제어 기법에서는 공간 벡터 개념을 도입하여 3상의 동기화 문제를 개선하였다[6]. 이 제어 방법은 $\alpha-\beta$ 명령형태를 이용하여 두 축의 전류오차가 줄어들도록 전압 벡터를 선정하여 3상을 동시에 스위칭 함으로써 상간의 동기화 문제를 개선하였다. 그러나 이 전류제어 기법은 각상의 전류오차 크기를 고려하지 않고 스위칭 함으로써 스위칭 주기가 증가하면

전류오차가 비교적 크게 증가하는 단점을 가진다.

본 논문에서는 기존 3-레벨 비교기를 이용한 전류제어기법의 장점을 유지하면서 스위칭 주기변화에 강인하며 전류오차를 감소시키는 새로운 제어방법을 제안하였다. 제안된 제어기법은 현재의 각상의 전류오차 크기를 고려하여 전류 오차가 감소하도록 스위칭 시간을 결정하였다.

2. 시스템 해석

3상 인버터의 출력전압은 표 1처럼 8개의 상태로 가정할 수 있다. 여기서 V_s 는 출력전압벡터, S_i 는 각상의 스위칭 신호, V_i 는 부하 각상에 인가된 전압, V_α 와 V_β 는 부하에 인가된 전압을 $\alpha-\beta$ 명령형식으로 나타내었다.

표 1 인버터 스위칭상태와 출력전압

V_k	S_a	S_b	S_c	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β
V_0	0	0	0	0	0	0	$\sqrt{(2/3)}E$	0
V_1	1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$E/\sqrt{6}$	$E/\sqrt{2}$
V_2	1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$-E/\sqrt{6}$	$E/\sqrt{2}$
V_3	0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-\sqrt{(2/3)}E$	0
V_4	0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-E/\sqrt{6}$	$-E/\sqrt{2}$
V_5	0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/\sqrt{2}$	0
V_6	1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$E/\sqrt{6}$	$-E/\sqrt{2}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0

$\alpha-\beta$ 전류명령 형태를 식(1)처럼 가정한다면, 단지 두 개의 독립적인 전류만을 고려할 수 있고, 인버터를 제어하는데 두개의 제어 입력과 전류오차만을 필요로 한다.

이 방정식으로 매우 단순하고 저가의 아날로그 하드웨어 형태의 제어를 수행할 수 있다[5]. 이 제어방법은 식(2)에서 구해진 오차전류에 따라 선택된 출력전압 V_5, V_3, V_2 와 V_6 만을 고려할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 i_a + i_b + i_c &= 0 \\
 i_a &= -\sqrt{\frac{2}{3}}(i_b + i_c) \\
 i_b &= \frac{1}{\sqrt{2}}(i_b - i_c)
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

$$\begin{aligned}
 \epsilon_{ia} &= i_{arep} - i_a \\
 \epsilon_{ib} &= i_{brep} - i_b
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

그렇지만 이 형태의 제어기는 약간의 문제가 나타난다. 선택된 이전의 전압벡터와 전압벡터 V_a 의 최고 전압은 이용되지 않는다. 즉 전압벡터 V_1 과 V_4 를 이용하지 않아 전압 이용률이 감소하는 단점이 있다.

3-레벨 비교기를 이용함으로써 이러한 결점을 극복하였다. 3-레벨 비교기는 식(3)을 이용하여 구해진다. H_α 과 H_β 는 α 전류의 두 레벨이고, H_β 과 H_β 는 β 전류의 두 레벨이다. ϵ_{ia} 와 ϵ_{ib} 는 식(2)의 전류 오차이며 δ_α 와

δ_β 는 비교기의 결과이다.

$$\delta_{\alpha_i} = \frac{1 + \text{sgn}(\epsilon_{i\alpha_i} + H_{\alpha 1} \text{sgn} \epsilon_{i\alpha_{i-1}})}{2} + \frac{-1 + \text{sgn}(\epsilon_{i\alpha_i} + H_{\alpha 2} \text{sgn} \epsilon_{i\alpha_{i-1}})}{2}$$

$$\delta_{\beta_i} = \frac{1 + \text{sgn}(\epsilon_{i\beta_i} + H_{\beta 1} \text{sgn} \epsilon_{i\beta_{i-1}})}{2} + \frac{-1 + \text{sgn}(\epsilon_{i\beta_i} + H_{\beta 2} \text{sgn} \epsilon_{i\beta_{i-1}})}{2} \quad (3)$$

표 2 3레벨 비교기의 결과와 상응하는 출력전압벡터

δ_α	δ_β	V_α	V_β	V_k
0	0	x	x	V_0
0	+1	x	+	$V_3 V_2$ (i)
0	-1	x	-	$V_5 V_6$ (ii)
+1	0	+	x	$V_1 V_6 V_2$ (iii)
+1	+1	+	+	V_2
+1	-1	+	-	V_6
-1	0	-	x	$V_5 V_3 V_4$ (iv)
-1	+1	-	+	V_3
-1	-1	-	-	V_5

EPROM을 이용하여 Look-up Table에 의해 8개의 전압 벡터를 모두 이용할 수 있다. 그렇지만 표 2에 나타난 것처럼 올바른 전압벡터를 선택하는데 있어 약간의 문제점이 존재한다. 표 2에서 δ_α 와 δ_β 는 3레벨 비교기의 결과이고, V_α 와 V_β 는 출력전류가 감소할 목적의 출력 전압의 성분이고, V_k 는 각각의 전압벡터이다.

식(2)의 전류 오차를 이용하여 출력전압을 명확히 선택하는 방법을 나타내었다. 표 2에서 두 성분의 전류오차가 없을 때는 영전압 벡터가 적용된다. 이와 다른 경우 전압벡터의 성분과 출력전류오차가 같은 부호이다.

표 2에서 하나 이상의 전압벡터가 만족하는 (i), (ii), (iii), (iv)와 같은 조건일 경우 출력전압 벡터를 선정하는데 어려움을 겪게 된다.

(iii)과(iv)의 경우 β 성분의 전류 오차가 없어 β 성분의 전류를 증가시키지 않는 전압벡터 V_1 과 V_4 를 선택할 수 있다.

전류의 β 성분에 양의 값이 있는 (i)의 경우는 식(4)처럼 관계를 유도할 수 있다. 유도된 결과를 보면 b상 전류 오차가 c상 전류오차 보다 크다. 식(5)처럼 3개의 가능한 개념이 유도되는데, b상과 c상의 전류 오차의 절대치를 비교함으로써 식(6)의 결과가 유도된다. 만약 b 상의 전류 오차 성분의 절대치가 c상의 절대치보다 크다면, 전압벡터는 더 큰 b상 전압이 제공되도록 V_3 가 선택되고, 다른 경우에 V_2 를 선택한다.

$$\delta_\beta = +1 \Rightarrow i_\beta < i_{\beta ref} \Rightarrow i_{\beta ref} - i_\beta > 0 \Rightarrow \epsilon_{i\beta} > 0 \Rightarrow \epsilon_{i\beta} - \epsilon_{ic} > 0 \Rightarrow \epsilon_{i\beta} > \epsilon_{ic} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \epsilon_{i\beta} < 0 ; \epsilon_{ic} < 0 \quad & | \epsilon_{i\beta} | < | \epsilon_{ic} | \\ \epsilon_{i\beta} > 0 ; \epsilon_{ic} < 0 \quad & \Rightarrow | \epsilon_{i\beta} | < | \epsilon_{ic} | \text{ or } | \epsilon_{i\beta} | > | \epsilon_{ic} | \\ \epsilon_{i\beta} > 0 ; \epsilon_{ic} > 0 \quad & | \epsilon_{i\beta} | > | \epsilon_{ic} | \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} | \epsilon_{i\beta} | < | \epsilon_{ic} | & \Rightarrow V_2 \\ | \epsilon_{i\beta} | \geq | \epsilon_{ic} | & \Rightarrow V_3 \end{aligned} \quad (6)$$

전류의 β 성분에 음의 값이 있는 (ii)의 경우 식(7)처럼 관계를 나타낼 수 있다. 유도된 결과를 보면 b상 전류 오차가 c상 전류 오차 보다 작다. 식(8)처럼 3개의 가능한 개념이 유도되는데, b상과 c상의 전류 오차의 절대치의 비교를 함으로써 식 (9)의 결과가 유도된다. 만약 b

상의 전류 오차 성분의 절대치가 c상의 절대치보다 크다면, 전압벡터는 더 큰 b상 전압이 제공되도록 V_6 가 선택되고, 다른 경우에 V_5 를 선택한다.

$$\delta_\beta = -1 \Rightarrow i_\beta > i_{\beta ref} \Rightarrow i_{\beta ref} - i_\beta < 0 \Rightarrow \epsilon_{i\beta} < 0 \Rightarrow \epsilon_{i\beta} - \epsilon_{ic} < 0 \Rightarrow \epsilon_{i\beta} < \epsilon_{ic} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \epsilon_{i\beta} < 0 ; \epsilon_{ic} < 0 \quad & | \epsilon_{i\beta} | > | \epsilon_{ic} | \\ \epsilon_{i\beta} < 0 ; \epsilon_{ic} > 0 \quad & \Rightarrow | \epsilon_{i\beta} | > | \epsilon_{ic} | \text{ or } | \epsilon_{i\beta} | < | \epsilon_{ic} | \\ \epsilon_{i\beta} > 0 ; \epsilon_{ic} > 0 \quad & | \epsilon_{i\beta} | < | \epsilon_{ic} | \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{cases} | \epsilon_{i\beta} | < | \epsilon_{ic} | \Rightarrow V_5 \\ | \epsilon_{i\beta} | \geq | \epsilon_{ic} | \Rightarrow V_6 \end{cases} \quad (9)$$

식(6)과(9)의 결정을 고려함으로써 표2의 부정확한 출력전압은 사라진다. 새로운 두 명확한 조건으로 표3처럼 모든 상태가 정확하게 선택된다.

표 3 3-레벨 비교기 결과와 추가조건에 상응하는 출력전압벡터

δ_α	δ_β	V_α	V_β	$ \epsilon_{i\beta} < \epsilon_{ic} $	V_k
0	0	x	x	x	V_0
0	+1	x	+	no, yes	$V_3 V_2$
0	-1	x	-	yes, no	$V_5 V_6$
+1	0	+	x	x	V_1
+1	+1	+	+	x	V_2
+1	-1	+	-	x	V_6
-1	0	-	x	x	V_4
-1	+1	-	+	x	V_3
-1	-1	-	-	x	V_5

3. 제안된 제어이론

그림 1은 3레벨 비교기를 이용한 기존 제어기[6]와 제안된 제어기의 스위칭 상태를 나타내었다. 기존 제어기법은 히스테리시스 전류제어 기법의 원리를 이용하여, 각 샘플링 주기마다 전류 오차가 감소하도록 출력전압을 선택하였다. 이 제어기법은 각 샘플링 주기의 전 구간동안 전압벡터가 출력되므로 전류오차가 0을 지나 반대방향으로 크게 증가하는 경향이 있다. 또한 β 성분의 전류의 오차가 크며, 스위칭 주기가 길어지면 전류 오차가 비교적 크게 증가하는 단점을 가지고 있다.

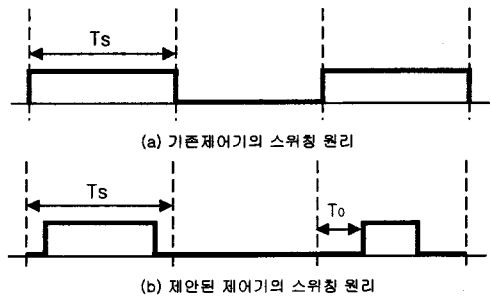


그림 1 제안된 제어기의 스위칭 원리

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 (10)을 이용하여 전류오차의 크기에 비례하도록 하였다.

$$T_k = \frac{\Delta i_k}{\epsilon} \quad (10)$$

$$T_0 = 1 - T_k$$

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

기존 제어방법의 Look-Up Table과 새로운 스위칭 시간결정 알고리즘을 적용한 제어기의 시뮬레이션 모델이다.

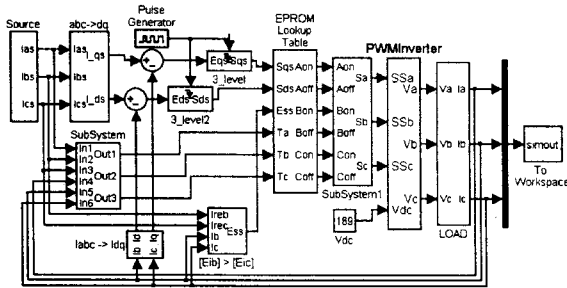


그림 2 Matlab/Simulink 시뮬레이션 모델

4. 시뮬레이션 결과

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

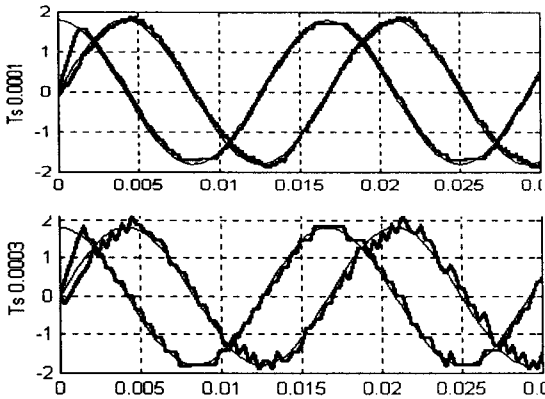


그림 3 기존 제어기의 $\alpha-\beta$ 전류 파형

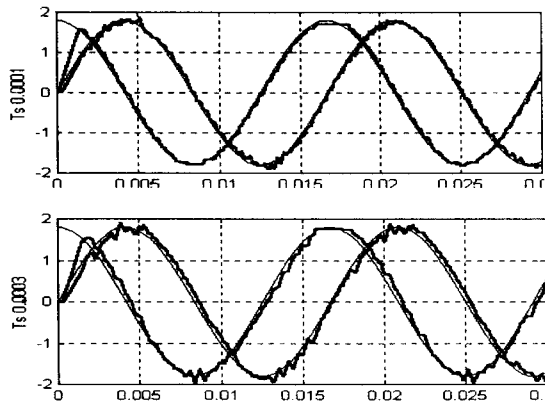


그림 4 제안된 제어기의 $\alpha-\beta$ 전류 파형

그림 3에 기존의 3레벨 비교기를 이용한 전류제어기의 $\alpha-\beta$ 전류 파형을 나타내었다. 기존 제어기는 샘플링 주기가 증가함에 따라 전류 오차가 비교적 크게 증가하는 것을 볼 수 있고 β 축 전류의 오차가 큰 것을 알 수 있다.

그림 4에 제안된 전류제어기의 전류 파형을 나타내었다. 제안된 전류제어기는 샘플링 주기가 증가하여도 전류오차가 기존제어기에 비해 작은 것을 알 수 있다.

샘플링 주기를 0.1msec로 하였을 때 두 제어기의 β 성분 전류 파형을 비교하여 보면, 기존 제어기의 전류 파형은 명령전류를 추종하는데 있어서 오차가 큰데 반하여 제안된 제어기의 전류 파형은 명령전류를 정확하게 추종하는 것을 알 수 있다.

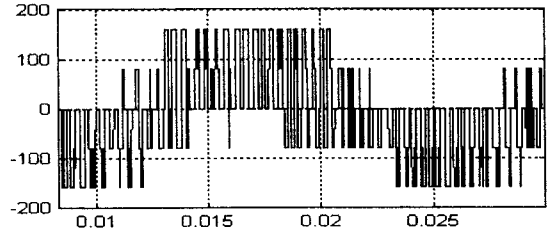


그림 5 a 상 출력 전압 파형

5. 결론

본 논문에서는 3상 인버터의 간단하고 새로운 전류제어 방법을 제안하였다. 단지 전류오차만을 가지고 모든 출력전압을 정확히 선택할 수 있으며, 공간벡터 개념을 도입하여 전류오차의 크기에 따라 스위칭 패턴을 결정함으로써 히스테리시스 제어기의 단점인 상간의 간섭현상 문제를 개선하였다. 제안된 제어기는 히스테리시스 전류제어기의 장점인 간단함을 유지하면서, 히스테리시스 전류제어기와는 달리 일정한 스위칭 주파수를 갖는다. 시뮬레이션 결과가 보여주는 것처럼 명령전류를 잘 추종하며 전류오차도 감소하였다. 제안된 전류제어 기법은 부하에 대한 어떠한 정보도 필요로 하지 않으면서 우수한 성능을 보인다.

[참고 문헌]

- [1] L. Malesani and P. Tenti, "A novel hysteresis method for current controlled VSI PWM inverters with constant modulation frequency" IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 88-92, Jan./Feb. 1990.
- [2] Q. Yao and D. G. Holmes, "A simple, novel meth variable-hysteresis-band current control of a three inverter with constant switching frequency" in Congf IEEE-IAS Annu. Meeting, Toronto, ON, Canada, Oct. 1 1122-1129.
- [3] L. Malesani, P. Mattavelli, and P. Tomasin, "I constant frequency hysteresis current control of VSI in with simple feed-forward bandwidth prediction" in Congf IEEE-IAS Annu. Meeting, Orlando, FL, Oct. 199 2633-2640.
- [4] L. Malesani, P. Mattavelli, and P. Tomasin, performance hysteresis modulation technique for active fi Proc. IEEE APEC'96, 1996, pp.939-946.
- [5] A. j. pires, A. Dente, "A New Induction Machine Model for the Synthesis of Tracking Controllers - Implementation Aspects Approach" EPE'91, Florence, Italy, 1991
- [6] H. S. Moon, W. Y. Han, C. G. Lee, and D. Y. Sin, "A Simple Current Controller for Three-Phase PWM Inverters Using Three-Level Comparator" Proceedings of the KIEE EMECS Spring Annual Conference, Korea, 2001, pp. 274-276.