

3레벨 비교기를 이용한 간단한 전류제어기

문형수¹, 한우용², 이창구³, 신동용³

전북대 제어계측공학과¹, 전북대 전자·정보 공학부², 전주 공업대 전기과³, 제주 한라대 방사선과³

A Simple Current Controller for Three-Phase PWM Inverters Using Three-Level Comparators

Moon Hyoung-Soo¹, Han Woo-Yong², Lee Chang-Goo³, Sin Dong-Yong³
Chonbuk univ.¹, ChonJu technical Collage.², Cheju Halla univ³

Abstract - A simple current controller for three-phase PWM power inverters using 3-level comparator is presented. All voltage vectors are accurately selected in order to minimize the current error using two three-level comparators and $\alpha-\beta$ current reference frame. The proposed algorithm have fast response and low current errors. This current controller is improved synchronization problem and increased the voltage utilization value. Usefulness of proposee method are verified on the simulation result using Matlab/Simulink

부하파라미터에 의존하지 않고, 공급되는 입력전압은 모든 동작조건에서 충분한 전류가 유도되도록 충분히 높다. 최근 제안된 논문들은 더 나은 성능을 성취하도록 하는 기법을 제안하였지만 인버터 제어 시스템의 복잡성을 증가시키는 경향이 있다[6,7].

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

이 방정식으로 매우 단순하고 저가의 아날로그 하드웨어 형태의 제어기를 수행할 수 있다[8]. 이 수행은 식(2)에서 구해진 오차전류에 따라 선택된 출력전압 V_5, V_3, V_2 와 V_6 만을 고려할 수 있다.

1. 서 론

PWM 제어방법은 직류전압을 교류전압으로 변환시키는 인버터의 전압변조 방식 중 가장 보편적으로 쓰이는 방식이다. PWM 제어방법 중 히스테리시스 제어방법은 우수한 동적 특성, 우수한 정밀도와 고유의 안정성을 가지면서도 구조가 간단하여 많이 이용된다. 하지만, 히스테리시스 제어방법은 전류오차가 히스테리시스 밴드 폭의 2배가 된다는 점과 가변적인 스위칭주파수를 갖는 단점을 가지고 있다. 그리고, 스위칭주파수가 가변적이기 때문에 3상 인버터 시스템에 적용할 경우 스위칭 주기가 유동적이고, 이로 인하여 3상의 스위칭 시점이 다르게 된다. 따라서, 한 상의 스위칭이 다른 상에 영향을 미치게 되므로 히스테리시스 제어방법은 3상을 동기화 시켜 스위칭 하는데 어려움을 갖는다.

이러한 단점을 보완하기 위하여 많은 연구들이 이루어져 왔으며 많은 방법들이 제시되었다[1]-[4]. 이들 논문들은 추가적인 레귤레이터에 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.

본 논문에서는 3레벨 비교기를 이용하여, 히스테리시스 전류제어기의 특징인 간단함을 유지하면서도 3상의 동기화 문제에 효과적인 방법을 제시하였다. 제안된 알고리즘은 빠른 응답특성과 작은 전류오차 특성을 보인다. 또한 공간벡터 변조방식의 개념을 고려하여 3상을 동시에 스위칭 함으로써 전압 이용률의 증가와 상간의 간섭현상 문제를 개선하였다.

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

$$i_a = -\sqrt{\frac{2}{3}}(i_b + i_c)$$

$$i_b = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_b - i_c)$$
(1)

$$e_{ia} = i_{arep} - i_a$$

$$e_{ib} = i_{brep} - i_b$$
(2)

그렇지만 이 형태의 제어는 약간의 문제가 나타난다. 선택된 이전의 전압벡터와 전압벡터 V_0 의 최고 전압은 이용되지 않는다. 즉 전압벡터 V_1 과 V_4 를 이용하지 않아 전압 이용률이 감소하는 단점이 있다.

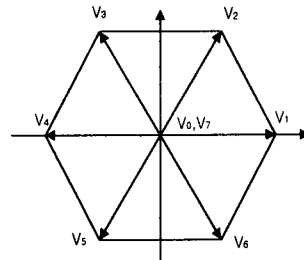


그림 1 인버터 출력전압의 공간벡터 표현

2. 시스템 해석

3상 인버터의 출력전압은 표 1처럼 8개의 상태로 가정할 수 있다. 여기서 V_k 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.

전류 제어된 인버터는 슬라이딩모드 전류제어에 의해 실시간으로 수행될 수 있다 [5]. 이 제어방법은 부하 파라미터 변화와 불안정에 대하여 빠른 응답과 적은 전류리플, 그리고 강인성을 가진다. 이 제어방법의 안정도도

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	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-E/\sqrt{6}$	0
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

3-레벨 비교기를 이용함으로써 이러한 결점을 극복하였다[11]. 3-레벨 비교기는 식(3)을 이용하여 구해진다. H_{a1} 과 H_{a2} 은 a 전류의 두 레벨이고, $H_{\beta 1}$ 과 $H_{\beta 2}$ 는 β 전류의 두 레벨이다. ϵ_{ia} 와 $\epsilon_{i\beta}$ 는 식(2)의 전류 오차이며 δ_a 와 δ_β 는 비교기의 결과이다.

$$\delta_a = \frac{1 + \text{sgn}(\epsilon_{ia} + H_{a1} \text{sgn} \epsilon_{ia-1})}{2} + \frac{-1 + \text{sgn}(\epsilon_{ia} + H_{a2} \text{sgn} \epsilon_{ia-1})}{2} \quad (3)$$

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

표 2 3레벨 비교기의 결과와 상응하는 출력전압벡터

δ_a	δ_β	V_a	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_a 와 δ_β 는 3레벨 비교기의 결과이고, V_a 와 V_β 는 출력전류가 감소할 목적의 출력 전압의 성분이고, V_k 는 8개의 전압벡터이다.

이러한 작업으로 부하에 적용된 전압벡터들은 분명하게 정의된다.

3. 제안된 제어이론

식(2)의 전류 오차를 이용하여 출력전압을 명확히 선택하는 방법을 나타내었다. 전압벡터는 인버터의 성능이 나아지도록 정확하게 선택된다.

표 2에서 두 성분의 전류에러가 없을 때 영전압 벡터가 적용된다. 다른 경우 전압벡터의 성분과 출력전류에러가 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.

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

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

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

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 결정이 나온다. 만약 b 상의 전류 오차 성분의 절대치가 c상의 절대치보다 크다면, 전압벡터는 더 큰 b상 전압이 제공되도록 V_3 가 적용되고, 다른 경우에 V_2 를 선택한다.

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

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

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

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) 결정이 나온다. 만약 b 상의 전류 오차 성분의 절대치가 c상의 절대치보다 크다면, 전압벡터는 더 큰 b상 전압이 제공되도록 V_6 가 적용되고, 다른 경우에 V_5 를 선택한다.

표 3 3레벨 비교기 결과와 추가조건에 상응하는 출력전압벡터

δ_a	δ_β	V_a	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

식(6)과(9)의 결정을 고려함으로써 표2의 부정확한 출력전압은 사라진다. 새로운 두 명확한 조건으로 표3처럼 모든 상태가 정확하게 선택된다. 3-레벨 비교기의 출력 (δ_a , δ_β)과 새로운 추가조건 ($| \epsilon_{i\beta} | < | \epsilon_{ic} |$)을 입력으로 하는 EPROM Look-Up Table을 구성한 시스템을 구현하였다.

그림 2는 Look-Up Table을 이용한 제안된 제어기의 회로도이다.

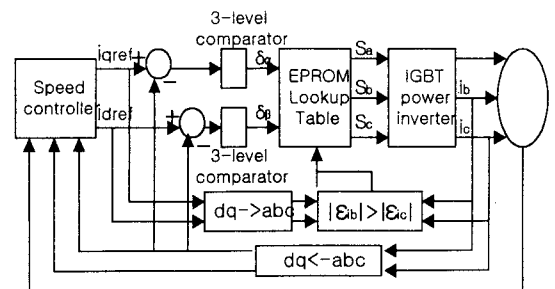


그림 2 제안된 전류제어기 블록도

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

제시한 제어기의 성능을 평가하기 위하여 Matlab/Simulink 환경 하에서 시뮬레이션을 수행하였고 제안된 전류제어기의 성능을 증명하였다.

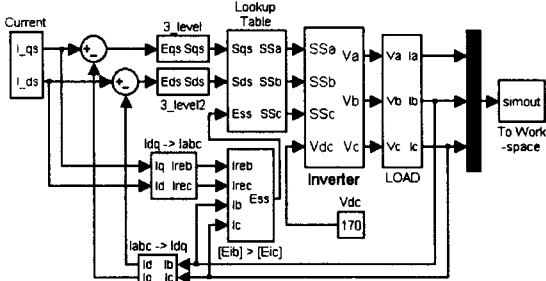


그림 3 Matlab/Simulink 시뮬레이션 모델

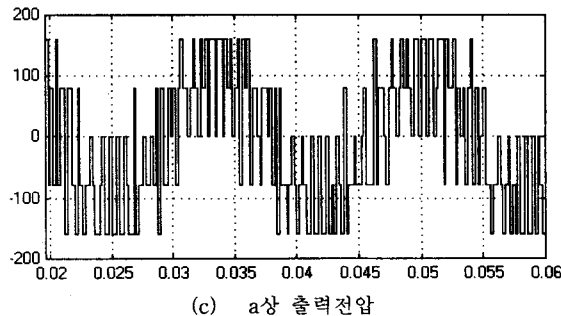
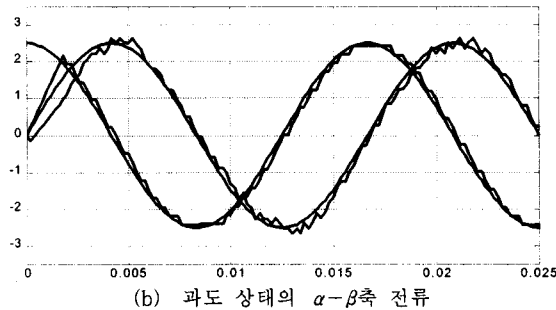
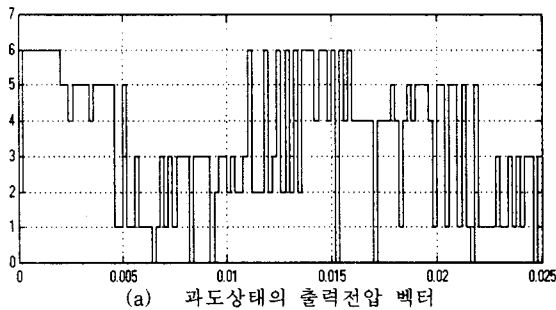


그림 4 제안된 제어기의 시뮬레이션 결과

그림 4는 제안된 제어기의 전류제어 결과를 보여준다. 전동기는 R-L(0.345 Ω , 0.11414H) 부하로 가정하였고, 명령전류는 2.5[A], 60Hz로 하였으며, 스위칭 주파수는 5000Hz로 하였다. 그림 4-b에서 알 수 있듯 부하전류가 기준 전류 명령을 잘 추종하며, 빠른 응답 특성을 보인다. 또한 전류오차가 작다는 것을 알 수 있다. 그림 3-a

는 출력 전압벡터를 나타낸 파형이다. 그림에서 나타나듯 제안된 제어기는 스위칭 하는데 있어서 모든 전압벡터를 이용하는 것을 알 수 있다. 그림 4-c는 정상상태에서의 인버터의 a상 출력전압을 나타낸 파형이다.

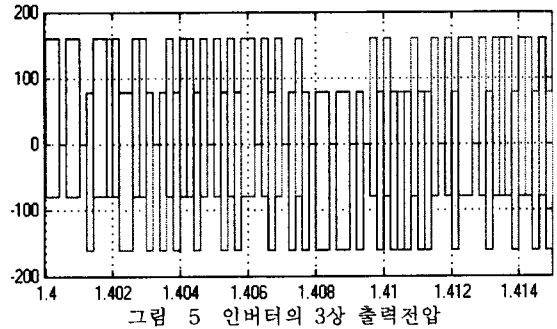


그림 5에 3상 인버터의 출력 전압 파형을 나타내었다. 그림에 나타나는 것처럼, 3상 인버터의 스위칭이 동시에 일어나는 것을 알 수 있다. 즉, 제안된 제어방법은 3상을 동시에 고려하여 스위칭 함으로써 상간의 간섭현상 문제를 개선하였다.

4. 결 론

본 논문에서는 3상 인버터의 간단하고 정확한 새로운 전류제어 방법을 나타내었다. 단지 두상의 전류의 크기와 오차만 가지고 모든 출력전압을 정확하게 선택할 수 있으며, 히스테리시스 전류제어 방법의 특징인 간단함을 유지하면서 좋은 성능을 제공한다. 시뮬레이션 결과가 보여주는 것처럼 제안된 제어방법은 입력 전류를 잘 추종하며 전류 오차도 작다. 또한 3상을 동시에 고려하여 스위칭 함으로써 3상의 스위칭 시점을 동기화 시켜 히스테리시스 제어기의 단점인 상간의 간섭현상 문제를 보완하였다. 제안된 제어기는 부하에 대한 어떠한 정보도 필요로 하지 않으면서 우수한 성능을 보인다.

[참고 문헌]

- [1] L. Malesani and P. Tenti, "A novel hysteresis control method for current controlled VSI PWM inverters with constant modulation frequency" IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 26, pp. 88-92, Jan./Feb. 1990.
- [2] Q. Yao and D. G. Holmes, "A simple, novel method for variable-hysteresis-band current control of a three phase inverter with constant switching frequency" in Congf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, Toronto, ON, Canada, Oct. 1993, pp. 1122-1129.
- [3] L. Malesani, P. Mattavelli, and P. Tomasin, "Improved constant frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feed-forward bandwidth prediction" in Congf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, Orlando, FL, Oct. 1995, pp. 2633-2640.
- [4] L. Malesani, P. Mattavelli, and P. Tomasin, "High performance hysteresis modulation technique for active filters" in Proc. IEEE APEC'96, 1996, pp.939-946.
- [5] V. I. Utkin, "Discontinuous Control Systems: State of Art in Theory and Applications," Proceedings of 10th IFAC, pp. 75-94, Munich, RFA, 1987
- [6] C. Rossi, A. Tonielli, "Robust Current Controller for Three-Phase Inverter Using Finite-State Automation" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 42, No. 2, April 1995
- [7] S. h. koon, I. Choy, K. H. Kim, H. S. Mok, "A New Direct Digital PWM Technique for Microprocessor-Based PWM Inverters" Proceedings of PESC'96, Florence, Italy, 1996
- [8] A. j. pires, A. Dente, "A New Induction Machine Model for the Synthesis of Tracking Controllers - Implementation Aspects Approach" EPE'91, Florence, Italy, 1991