

플라잉 커패시터 멀티-레벨 인버터의 커패시터 전압 균형을 이루기 위한 캐리어 비교방식의 대칭 기법

論文

52B-12-6

A Symmetric Carrier Technique of CRPWM for Voltage Balance Method of the Flying Capacitor Multi-level Inverter

田在鉉* · 金兌珍** · 姜岱旭*** · 玄東石§

(Jae-Hyun Jeon · Tae-Jin Kim · Dae-Wook Kang · Dong-Seok Hyun)

Abstract - This paper presents a simple carrier symmetric method for the voltage balance of flying capacitors in FCMLI(flying capacitor multi-level inverter). To achieve the voltage balance of flying capacitors, the utilization of each carrier must be balanced during a half-cycle of the switching period such as PSPWM(Phase-Shifted PWM). However, the CRPWM(Carrier Redistribution PWM) method causes the fluctuation of flying capacitor voltages because the balanced utilization of carriers is not achieved. Moreover, it does not consider that the load current change has an influence on flying capacitor voltages by assuming that the current flows into the load. To overcome the drawbacks of CRPWM, it is modified by the technique that carriers of each band are disposed symmetrically at every fundamental period. Firstly, the CRPWM method is reviewed and the theory on voltage balance of flying capacitors is analyzed. The proposed method is introduced and is verified through the experiment result.

Key Words : Carrier-Redistribution PWM, Flying Capacitor Multi-Level Inverter, Flying Capacitors' Voltage Balance, Carrier symmetry meth

1. 서론

전력용 반도체 소자 제조 기술의 발전과 제어 시스템의 비약적인 진보에 힘입어 고성능 전력변환장치가 폭 넓게 사용되어지고 있으며 최근에 유연송전시스템 (FACTS, Flexible AC Trans-mission system) 과 같은 효율적이고 유연한 전력계통의 운용 및 구성을 도모하기 위한 고압 전력기기의 개발 필요성과 전동기 구동 시스템이나 압연기와 같은 고압 대용량의 가변속, 가변 회전력 제어가 요구되는 산업 설비의 발달은 가변 주파수 및 직류-교류 변환을 위한 전력변환 장치인 고압 대용량의 인버터를 출현 시켰다. 그로 인한 멀티-레벨 인버터는 고압 대용량 인버터 시스템을 위한 토팔로지로써 관심이 증대되고 있다^[1].

멀티-레벨 인버터는 고압 대용량에 적합한 장점을 가지고 있다. 왜냐하면 보다 더 정현적인 출력전압 파형을 가지고 제한된 최대정격 전압으로 높은 전압을 출력할 수 있는 능력을 가지고 있으며 전압의 레벨이 증가함에 따라 같은 스위칭 주파수에서 출력전압의 고조파 특성이 비례적으로 감소하기 때문이다^{[2][3]}. 이러한 멀티-레벨 인버터는 크게 3가

지 종류(다이오드 클램프드 인버터, 캐스캐이드 인버터, 플라잉 커패시터 인버터)가 있으며 현재 3-레벨 다이오드 클램프드 방식인 Neutral Point Clamped(NPC) 인버터가 가장 널리 사용되고 있다^[4]. 그러나 이 방식은 4-레벨 이상에서 DC-링크를 구성하는 각 커패시터 전압 균형을 위한 제어방법이 매우 어려우며 부가적인 클램프 다이오드 수가 증가하기 때문에 멀티-레벨로의 적용이 구조적으로 어려운 상황이다. 반면에, 플라잉 커패시터 방식은 부가적인 커패시터가 필요하고 다이오드 클램프드 방식의 인버터처럼 커패시터 전압 제어가 필요하다는 단점을 가지고 있다^{[5][6]}. 그러나 이 커패시터들은 DC-링크 커패시터보다 용량이 작아도 되며 또한 다이오드 클램프드 방식과는 달리 한 레그에서 커패시터를 충·방전시키는 스위치 상태(리던던시)가 모두 존재하므로 다이오드 클램프드 방식보다 멀티-레벨로의 확장이 용이하다. 플라잉 커패시터 전압의 균형을 이루기 위해서는 충·방전 스위치 상태의 인가시간을 같게 하여 커패시터 전압을 일정하게 유지시키는 PSPWM (Phase-Shifted PWM) 방법처럼 스위칭 주기동안 전압레벨과 관련한 스위치 조합이 사용되어야 한다^{[7][10]}. 그러나 PSPWM 방법은 3개의 인접한 벡터와 그렇지 않은 기준전압 벡터로 인해서 출력 선간 전압에 더 많은 고조파 성분을 갖는 단점을 가지고 있다. 전압 균형을 이루기 위한 다른 방법으로 캐리어 재배치 기법 CRPWM (Carrier-Redistribution PWM)이 제안되었다^[8]. 기존의 삼각파 캐리어로부터 출력 레그 전압과 스위칭 시퀀스의 관계로부터 유도되어진 이 방법은 삼각파 캐리어를 제어 목적에 따라 분해하는 특성을 가지므로 기존의 방법에서 출력되는 선간 전압과 동일한 파형을 갖는 장점을 갖는다^[9].

* 準會員 : 漢陽大 電氣工學科 碩士課程
** 正會員 : 漢陽大 電氣工學科 博士課程
*** 正會員 : 漢陽大 電氣工學科 博士課程
§ 正會員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授 · 工學博士
接受日字 : 2003年 6月 26日
最終完了 : 2003年 10月 1日

그러므로 PSPWM 방법보다 더 좋은 고조파 특성을 갖게 된다. 그러나, CRPWM 방식은 캐리어의 이용이 균형을 이루지 않기 때문에 플라잉 커패시터 전압의 변동을 야기한다. 뿐만 아니라, 전류의 흐름이 부하 쪽으로 흐른다고 가정할 때 전류의 변화가 커패시터 전압에 영향을 주는 것을 고려하지 않았다. 그러므로 플라잉 커패시터 전압의 충·방전량이 스위칭 주기동안 '0' 이 되지 않는다.

CRPWM 방법의 단점을 극복하기 위해서 각 밴드의 캐리어들을 매 기본파 주기동안 대칭적으로 배치하는 기법으로 수정하였다. 제안한 방법은 기본파 주기동안 플라잉 커패시터의 불균형을 다음 기본파 주기에서 보상하는 것이다. 제안된 방법은 쉽게 멀티-레벨로의 확장이 용이하고 CRPWM 방법과 비교하여 플라잉 커패시터 전압의 안정성을 확인하였다. 물론, PSPWM 방법도 플라잉 커패시터 전압제어에 있어서는 좋은 특성을 가지지만 제안된 방법보다는 더 많은 고조파를 갖게 된다. 우선, CRPWM 방법을 고찰하고 플라잉 커패시터 전압균형 이론을 분석한 뒤 제안된 방법을 소개하고 시뮬레이션 및 실험 결과로써 제안된 방법을 검증한다.

2. 3-레벨 플라잉 커패시터 인버터

2.1 플라잉 커패시터 멀티-레벨 인버터

그림 1은 3-레벨 플라잉 커패시터 인버터의 한 레그에 대한 회로도이다. 각각의 스위치들은 쌍으로 배열되어 있으며 서로 상보적인 스위칭 동작을 한다. 즉 하나의 스위치가 온이면 다른 하나는 오프이다.

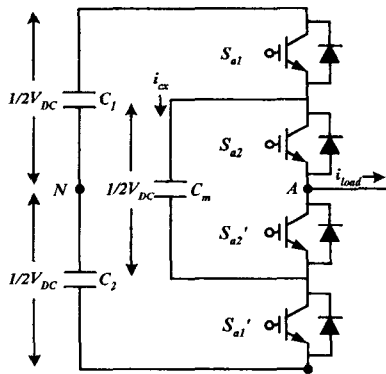


그림 1 3-레벨 플라잉 커패시터 인버터의 한 레그에 대한 회로도

Fig. 1 A leg circuit of 3-level flying capacitor inverter

스위칭 함수를 S_{a1} 과 S_{a2} 로 나타내면 출력 레그 전압은 식 (1)과 같이 주어진다.

$$V_{AN} = S_{a2} \times V_{Cm} + S_{a1} \times (V_{DC} - V_{Cm}) - V_{DC} / 2 \quad (1)$$

여기서, 스위치가 온이면 스위칭 함수는 '1' 값을 가지고 오프이면 '0' 값을 가진다. 예를 들어 3-레벨 인버터는 A와 N 사이에 $V_{AN} = V_{DC}/2$, 0, 또는 $-V_{DC}/2$ 의 3-레벨 출력 레그 전압을 발생한다. 출력 레그 전압 $V_{DC}/2$ 를 출력하기 위해서

는 스위치 S_{a1} 과 S_{a2} 가 온이 되어야 한다. 마찬가지로 $-V_{DC}/2$ 는 S_{a1}' 과 S_{a2}' 이, 출력 레그 전압 0는 S_{a1} 과 S_{a2}' 또는 S_{a2} 와 S_{a1}' 이 턴 온이 되어야 한다. 스위칭 주기 동안 출력 전류 I_{load} 의 방향이 일정하다고 가정하면 플라잉 커패시터 C_m 은 S_{a1} 과 S_{a2}' 이 턴 온인 경우에 충전되고 S_{a2} 와 S_{a1}' 이 턴 온인 경우에는 방전한다.

플라잉 커패시터 인버터는 다이오드 클램프드 인버터와 같은 크기의 DC-링크단을 가지지만 각 상에 이 DC-링크단과 분리된 플라잉 커패시터들을 통해서 중간 전압들을 발생시킨다. 이에 비해 다이오드 클램프드 방식은 DC-링크단에 연결된 클램핑 다이오드를 통해서 중간전압을 출력하므로 두 방식의 전압 불균형의 원인과 양상이 다르게 나타난다. 다이오드 클램프드 방식은 중간전압을 출력하는 스위칭상태는 오직 하나만 사용 가능하기 때문에 부하상태에 따라 DC-링크의 중성점 전압이 영향을 받게 된다. 따라서 멀티-레벨로 확장되면 다이오드 클램프드 방식은 부하상태에 따라 DC-링크 전압 불균형의 양상이 복잡해지고 제어영역이 줄어드는 단점을 가진다. 반면 플라잉 커패시터 방식은 커패시터 전압 균형을 위한 두 가지 스위칭 상태가 존재하므로 이를 이용하여 DC-링크 전압의 균형을 쉽게 제어 할 수 있다.

표 1은 출력 레그 전압과 스위칭 상태 및 스위칭 시퀀스 사이의 관계를 보여준다.

표 1 3-레벨 플라잉 커패시터 인버터의 출력 레그 전압과 스위칭 상태 및 스위칭 시퀀스

Table 1 The output leg voltage for the switch state and the switching sequence of 3-level flying capacitor inverter

출력 레그전압 (V_{AN})	스위칭 상태	스위칭 시퀀스	
		S_{a1}	S_{a2}
$V_{DC}/2$	P	1	1
0	O_1	1	0
	O_2	0	1
$-V_{DC}/2$	N	0	0

표 1로부터 3-레벨인 경우 플라잉 커패시터 인버터는 윗단의 두 개의 스위치에서 가질 수 있는 스위칭 조합은 4가지이며 중간 레그 전압을 발생하는 스위칭 상태는 두 개가 있다. 부하가 유도성이고 전류는 그림 1에서와 같이 부하쪽으로 흐른다고 가정하면 표 1에서 O_1 의 스위칭 상태는 플라잉 커패시터를 충전시키고 O_2 의 스위칭 상태는 플라잉 커패시터를 방전시킨다. 이 두 가지 스위칭 상태는 중간 레그 전압을 발생하는 리턴던시이다. 따라서 이 두 스위칭 상태의 인가시간을 스위칭 주기 동안 같게 해준다면 플라잉 커패시터 전압의 변동을 무시할 수 있을 정도의 작은 리플로 제어할 수 있다. 플라잉 커패시터 전압의 변동을 최소화 할 수 있는 방법으로 PSPWM 방법과 CRPWM 방법이 있다. PSPWM 방법은 대표적인 전압 균형 방법이지만 출력전압에 많은 고조파를 포함하고 있다. 반면에 CRPWM 방법은 다른 PWM 방법보다 적은 고조파를 포함하고 있으며 다음 단락에서 CRPWM 방법과 플라잉 커패시터 전압 제어의 관점에서 수정된 CRPWM 방법이 자세히 설명된다.

3. CRPWM 방법의 고찰

3.1 플라잉 커패시터 전압 균형을 위한 캐리어 재배치 방법

CRPWM 방법은 캐스캐이드 멀티-레벨 인버터에서 스위치의 효율적인 이용으로부터 기원하였다. 이 방법은 PDPWM 방법에서 동위상을 같은 캐리어를 재배치한 방법이며 모든 스위치의 스위칭 주파수는 같고, 리턴던시는 한 주기동안 교대로 사용되는 특성을 갖는다^[9]. 플라잉 커패시터 인버터와 캐스캐이드 인버터는 같은 리턴던시를 가지므로 CRPWM 방법은 플라잉 커패시터 인버터에 적용시킬 수 있다.

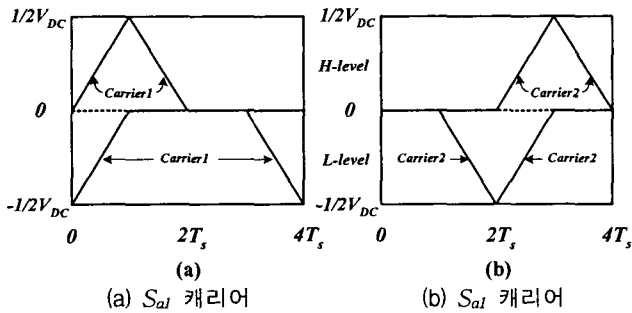


그림 2 CRPWM 캐리어
Fig. 2 Carriers for CRPWM

그림 2는 출력 레그 전압과 스위칭 시퀀스 사이의 관계로부터 3-레벨 인버터에서 삼각파 캐리어를 재구성하여 얻은 CRPWM 캐리어를 보여준다. 그림 2(a)는 스위치 S_{a1} 에 대한 캐리어이고 그림 2(b)는 스위치 S_{a2} 에 대한 캐리어이다. 각 스위치들이 항상 $2(N-1)T_s$ 동안 한 번씩 온과 오프를 하기 때문에 N 레벨의 경우 전체적으로 $(N-1)$ 번의 온과 오프가 발생한다. 따라서 $2(N-1)T_s$ 동안 $(N-1)$ 번의 온과 오프가 발생하므로 평균적으로 T_s 동안 한 번의 온 또는 오프가 일어나게 되며 이는 삼각파 캐리어를 사용했을 때와 동일하다. 3-레벨인 경우 CRPWM 방법의 캐리어들은 그림 2에서 보여진 것처럼 기준전압의 크기에 따라 $2T_s$ 이동 관계가 있다. 그러나 CRPWM 방법은 플라잉 커패시터 전압의 변동을 야기하는 문제들을 고려하지 않았다.

4. 플라잉 커패시터 전압 균형을 위한 두 가지 조건

4.1 전압 균형을 위한 첫 번째 조건

플라잉 커패시터 인버터의 각 밴드에서 캐리어들의 사용이 스위칭 주기의 반주기 동안 균형 있게 사용되어야 한다. 그림 3은 3-레벨에서 phase-shift PWM 방법과 CRPWM 방법을 비교하기 위해 3상에 대한 기준전압, 캐리어, 게이트 인가신호, 스위칭 상태들을 나타낸 그림이다. 여기서 V_a^* , V_b^* , V_c^* 는 기준전압이다. 기준전압 V_a^* 가 H-레벨에 위치하고 나머지는 L-레벨에 위치할 때, 그림 3(a)에서 1과 캐리어 2의 사용이 플라잉 커패시터 전압의 균형을 이루는 PSPWM 방법처럼 T_s 동안 O_1 , O_2 의 스위칭 상태의 같은 인가 시간을 가진다. CRPWM 방법인 3(b)에서 기준전압이 L-레벨에 위치할 때 캐리어 1과 캐리어 2의 사용은 $2T_s$ 동

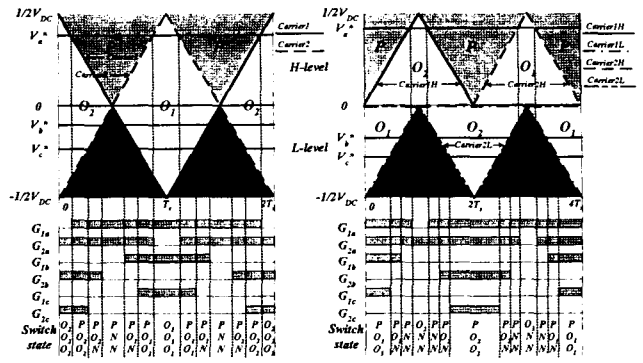


그림 3 PWM 방법의 비교
Fig. 3 Comparison of PWM methods

안 캐리어의 이용이 균형을 이룬다. 그러나, H-레벨에서는 캐리어 1H와 캐리어 2H의 사용은 균형을 이루지 못한다. 다시 말해, 전압 리턴던시 O_1 , O_2 는 L-레벨에서는 균형 있게 적용되나 H-레벨에서는 $2T_s$ 동안 단지 하나의 스위칭 상태가 적용됨을 의미한다. 예를 들어, 기준전압이 V_b^* 가 L-레벨에서 만들어내는 두 개의 게이트신호 G_{1b} , G_{2b} 는 $2T_s$ 동안 $O_1-O_1-N-N-N-O_2-O_2$ 의 스위칭 상태를 만든다. 유사하게 V_c^* 는 $O_1-N-N-N-N-N-O_2$ 의 연속적인 스위칭 상태를 만든다. 이 두 가지의 경우 O_1 의 충전시간과 O_2 의 방전시간은 같다. 그러나 기준전압 V_a^* 가 H-레벨에 위치하면 그때의 연속적인 스위칭 상태는 $2T_s$ 동안 $P-P-P-O_1-P-P-P$ 이 된다. 결과적으로 H-레벨에서 캐리어들은 스위칭 주기의 반주기 동안 충전 또는 방전 상태만을 유지한다. 그것은 3-레벨에서 기준전압이 반주기 동안 H-레벨에 위치 시 나중상태가 충전 또는 방전으로 끝남을 의미하며 최종 상태에 따라 플라잉 커패시터 전압이 변동한다.

4.2 전압 균형을 위한 두 번째 조건

일반적으로, 인버터는 유도성 부하로써 같은 전압 레벨에서 부하 전류의 방향이 변하게 된다. 그러므로, 전류의 변화에 따라 스위칭 상태의 변동을 고려해야 한다.

그림 4는 각각의 스위칭 상태에 따른 플라잉 커패시터 인버터의 전류의 방향을 보여준다. P, N 상태에서 부하는 직

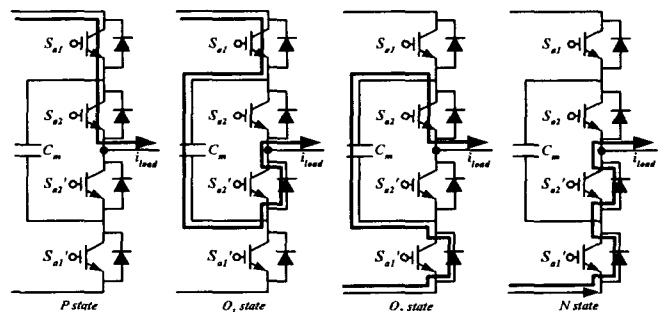
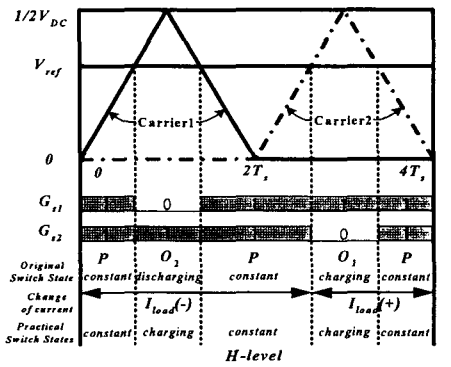
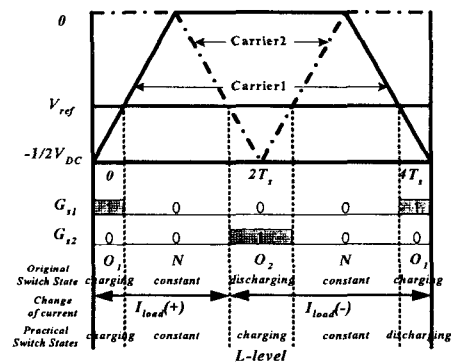


그림 4 스위칭상태를 고려한 3-레벨 플라잉 커패시터 인버터의 전류 방향
Fig. 4 Current path in 3-level flying capacitor inverter considering the switch state

접적으로 DC-링크와 연결되어 있고, 이 상태는 플라이잉 커패시터 전압에 영향을 주지 않는다. O_1, O_2 상태에서는 부하전류는 플라이잉 커패시터 C_m 으로 흐른다. 부하전류가 부하 쪽으로 흐른다고 가정하면 O_1 상태는 플라이잉 커패시터를 충전시키고 O_2 상태는 방전 시킨다. 만약, 부하전류의 변화가 반대로 변하면 기존 스위치 상태는 충전과 방전 상태가 바뀌게 된다.



(a) 기준 전압이 영보다 큰 경우



(b) 기준 전압이 영보다 작은 경우

그림 5 전류 변화를 고려한 실제 스위치 상태
Fig. 5 Practical switch states according to the current change in the 3-level

만약 그림 5에서 보여진 것처럼 충·방전 상태가 H-레벨과 L-레벨에서 변한다면 초기의 스위치 상태가 전류의 변화를 고려한 실제적인 스위치 상태로 변하게 된다. 그림 5(a)의 H-레벨에서 실제적인 스위치 상태는 항상 충전 상태이다. 즉, $P-O_2$ (방전)- $P-O_1$ (충전)- P 의 초기상태에서 부하 전류의 방향이 변동시 $P-O_1$ (충전)- $P-O_2$ (충전)- P 상태로 된다. 이러한 상황은 기본파 주파수마다 발생하며 플라이잉 커패시터 전압의 변동은 전류가 변화하는 시점과 그때의 스위치 상태에 의존한다.

유사하게 그림 5(b)의 L-레벨에서는 O_1 (충전)- $N-O_2$ (방전)- $N-O_1$ (충전)의 초기 상태에서 O_1 (충전)- $N-O_2$ (충전)- $N-O_1$ (방전)의 실제적인 상태로 변하게 된다. L-레벨에서는 처음 $2T_s$ 동안 전류의 값이 거의 영에 가까우므로 적은 플라이잉 커패시터 전압의 변동을 가진다. 그리고 다음 $2T_s$ 에서 충·방전량이 같아지므로 L-레벨에서는 플라이잉 커패시터 전압의 변동량을 무시할 정도로 작게 된다. 따라서 다음의 두

가지 요인이 CRPWM 방법에서 플라이잉 커패시터 전압의 불균형을 발생시킨다. 첫째는, 캐리어의 균형적인 이용이 H-레벨에서는 가능하지 않다. 두 번째는, 부하전류의 변화가 실제 스위치 상태를 변화시킨다.

5. 플라이잉 커패시터 전압균형을 위한 제안된 대칭 캐리어 기법

플라이잉 커패시터 인버터는 커패시터 전압의 안정성을 이루기 위해 스위칭 주기동안 충전시간과 방전시간이 같은 스위치 패턴이 요구된다. PSPWM 방법은 이에 해당하는 하나의 방법이지만 고조파 특성에서는 단점을 가지고 있다. 반면에, CRPWM 방법은 앞서 설명한 문제점들을 가지고 있지만 고조파 측면에서는 PSPWM 방법보다는 우수하다. 만약 CRPWM 방법이 앞서서의 단점들을 해결할 수 있다면 플라이잉 커패시터 인버터에 적용할 수 있는 가장 우수한 방법이 될 수 있다.

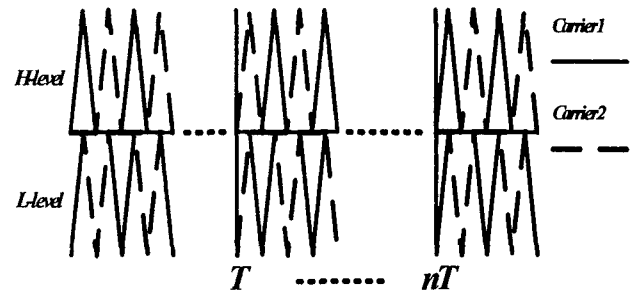


그림 6 CRPWM 방법의 대칭 캐리어 기법
Fig. 6 Symmetric carrier method of CRPWM

그림 6은 3-레벨 플라이잉 커패시터 인버터인 경우에 제안된 방법을 위한 PWM 기법을 보여준다. CRPWM 방법의 캐리어들을 사용하였으며 각각의 전압 레벨은 캐리어 1과 캐리어 2로 구성되어 있다. 제안한 수정된 CRPWM 방법은 그림 6에서 보여진 것처럼 기준전압의 매 기본파 주기동안 대칭적으로 캐리어들을 배치하는 것이다. 다시 말해, 기본파 주기인 T 시간까지는 캐리어 1과 캐리어 2를 사용하고 다음 T 시간에는 캐리어 1과 캐리어 2의 위치가 변한다. 변화된 캐리어들은 앞에서 언급한 두 가지 문제로 인한 변동된 전압량을 다음 주기동안 반대의 전압량으로 보상하는 스위치 상태의 전환을 의미한다. 뿐만 아니라, 매 기본파 주기동안 캐리어들을 대칭적으로 배치하는 것은 기본파를 구성하는 레그 전압은 동일하고 리턴던시의 변화를 의미하므로 CRPWM 방법과 같은 고조파 특성을 가진다.

수정된 CRPWM 방법은 고조파 측면에서 기존의 장점을 유지하면서 적은 범위에서 플라이잉 커패시터 전압 리플을 제한한다. 또한, 제안된 방법은 간단하며 멀티-레벨로의 확장이 용이한 특성을 가진다.

6. 시뮬레이션 결과

제안된 방법의 입증하기 위해 R-L 부하를 갖는 3상 3-레벨 플라이잉 커패시터 인버터를 모델링하고 제안한 알고리즘

을 4-레벨로 확장하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 조건은 다음 표 2와 같다. 여기서 가장 안쪽의 플라잉 커패시터가 C_m 이고 C_1 과 C_2 는 DC-링크 커패시터이다. 변조지수(M_i)는 다음과 같이 식 (2)로 정의된다.

$$M_i = V_{ref}^* / (V_{DC} / \sqrt{3}) \quad (2)$$

표 2 시뮬레이션 조건
Table 2 Simulation condition

파라미터	값
전체 DC-링크 전압(V_{DC})	1000V
기본파 주기(T)	1/ F_s
샘플링 시간(T_s)	125 μ s
변조지수(M_i)	0.9
출력 주파수 (F_s)	60Hz
커패시턴스 (C_1, C_2)	1000 μ s
부하 저항	10
부하 인덕턴스	10mH

그림 7에서 그림 10까지는 각각 (a)는 리던던시를 고려하지 않은 NPC PWM 방법을 보여주며 (b)는 CRPWM 방법 (c)는 PSPWM 방법 (d)는 수정된 CRPWM 방법을 보여준다.

그림 7과 그림 8은 각각 3-레벨과 4-레벨의 선간전압 파형을 보여준다. 그림 9와 그림 10은 플라잉 커패시터 전압을 보여준다.

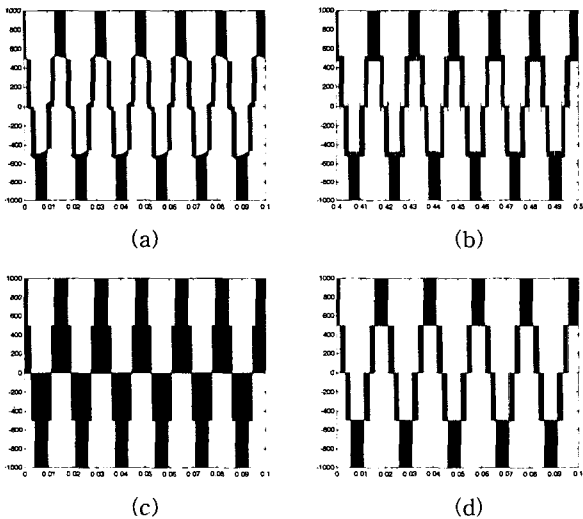


그림 7 3-레벨 플라잉 커패시터 인버터의 출력 선간전압
(a)리던던시를 고려하지 않은 PWM 방식에 의한 선간전압파형 (b)CRPWM 방법에 의한 선간전압파형 (c)Phase-Shift PWM 방식에 의한 선간전압파형 (d)수정된 CRPWM 방식에 의한 선간전압파형

Fig. 7 Output line-to-line voltages of 3-level flying capacitor inverter (a)Line-to-line voltage by the PWM method not considering of redundancy (b)Line-to-line voltage by CRPWM method (c)Line-to-line voltage by the phase-shift PWM method (d)Line-to-line voltage by the modified CRPWM method

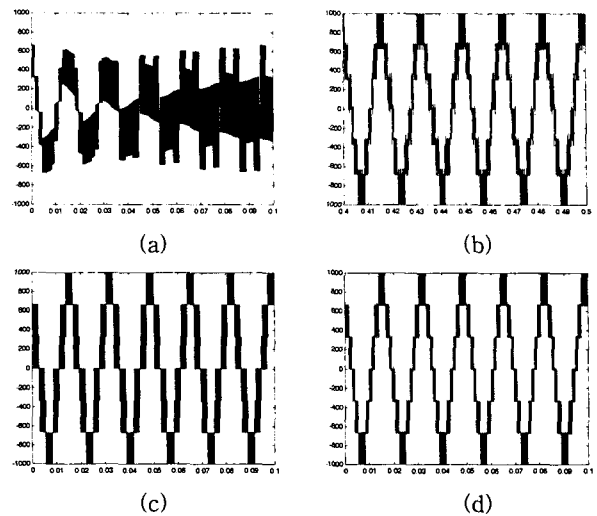


그림 8 4-레벨 플라잉 커패시터 인버터의 출력 선간전압
(a)리던던시를 고려하지 않은 PWM 방식에 의한 선간전압파형 (b)CRPWM 방법에 의한 선간전압파형 (c)Phase-Shift PWM 방식에 의한 선간전압파형 (d)수정된 CRPWM 방식에 의한 선간전압파형

Fig. 8 Output line-to-line voltages of 4-level flying capacitor inverter (a)Line-to-line voltage by the PWM method not considering of redundancy (b)Line-to-line voltage by CRPWM method (c)Line-to-line voltage by the phase-shift PWM method (d)Line-to-line voltage by the modified CRPWM method

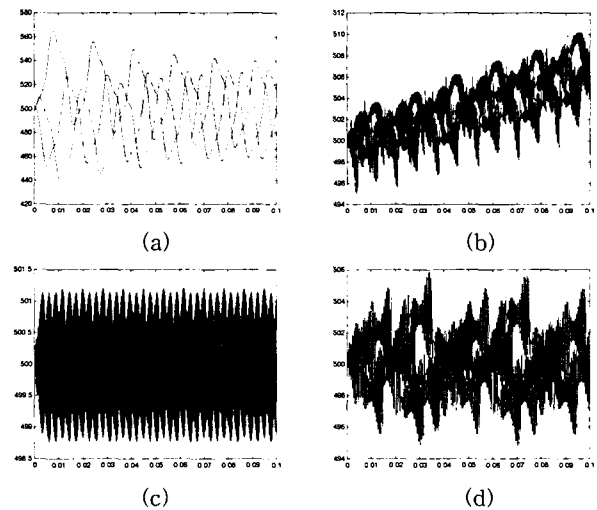


그림 9 3-레벨 플라잉 커패시터 인버터의 플라잉 커패시터 전압
(a)리던던시를 고려하지 않은 PWM 방식에 의한 플라잉 커패시터전압 (b)CRPWM 방법에 의한 플라잉 커패시터전압 (c)Phase-Shift PWM 방식에 의한 플라잉 커패시터전압 (d)수정된 CRPWM 방식에 의한 플라잉 커패시터전압

Fig. 9 3-phase flying capacitor voltages of 3-level flying capacitor inverter (a)Flying capacitor voltages by the PWM method not considering of redundancy (b)Flying capacitor voltages by CRPWM method (c) Flying capacitor voltages by the phase-shift PWM method (d) Flying capacitor voltages by the modified CRPWM method

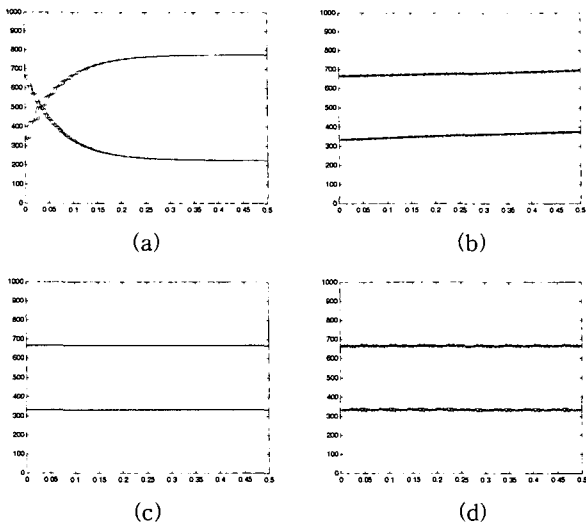


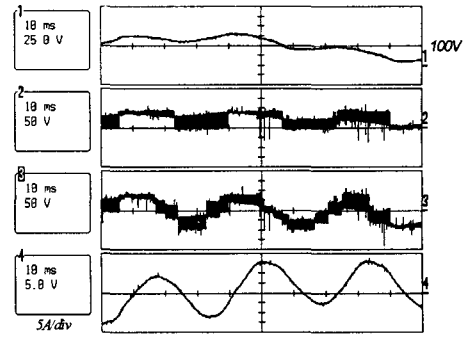
그림 10 4-레벨 플라잉 커패시터 인버터의 플라잉 커패시터 전압 (a)리던던시를 고려하지 않은 PWM 방식에 의한 플라잉 커패시터전압 (b)CRPWM 방법에 의한 플라잉 커패시터전압 (c)Phase-Shift PWM 방식에 의한 플라잉 커패시터전압 (d)수정된 CRPWM 방식에 의한 플라잉 커패시터전압

Fig. 10 3-phase flying capacitor voltages of 4-level flying capacitor inverter (a)Flying capacitor voltages by the PWM method not considering of redundancy (b)Flying capacitor voltages by CRPWM method (c) Flying capacitor voltages by the phase-shift PWM method (d) Flying capacitor voltages by the modified CRPWM method

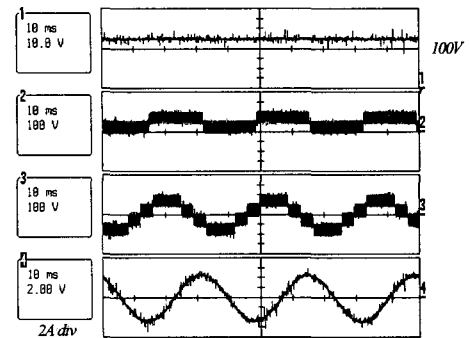
리던던시를 고려하지 않은 PWM 방식은 플라잉 커패시터 전압의 충전과 방전시간을 같게 만들 수 없으므로 이들 커패시터에 전압변동이 발생하여 선간전압의 레벨이 일정치 않음을 보여주고 있다. 또한 이 방식은 부하 역률과 변조지수에 따라 커패시터 전압이 크게 변동하고 있음을 나타낸다. 그러므로 리던던시를 고려하지 않은 방법은 플라잉 커패시터 인버터에서 바람직하지 않은 PWM 방법의 한 예를 나타낸다. 반면 CRPWM 방법은 이전에 언급한 문제들로 인하여 플라잉 커패시터 전압의 변동을 발생시키며 출력 선간전압 레벨에 영향을 준다. PSPWM 방법은 플라잉 커패시터 전압을 제어하는데 좋은 방법이지만 인접하지 않은 전압 벡터들로 인하여 선간 전압에 다른 레벨의 전압이 출력되고 있으며 이는 출력 선간전압에 많은 고조파를 포함하고 있을 것을 알 수 있다. 그러므로 수정된 CRPWM 방법은 플라잉 커패시터 전압의 리플을 안정적으로 제한하면서 출력 선간전압에서 가장 적은 고조파를 포함하게 된다.

7. 실험결과

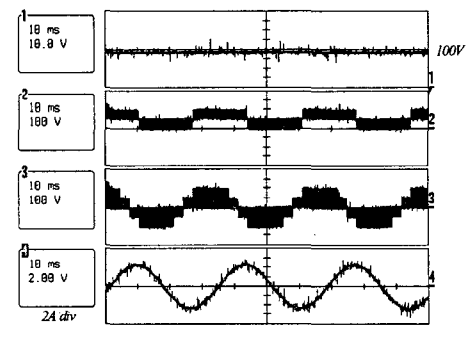
제안된 방법의 타당성을 입증하기 위하여 3-레벨 플라잉 커패시터 인버터를 제작하여 3상 유도기 (2HP-220V)에 적용하였다. TMS320C31 DSP 보드를 이용하여 PWM 방법들을 구현하였고 전력 소자로서 CM100DY-6H를 사용하였다. 모터를 제어하기 위해서 v/f 방법을 사용하였고 출력 주파



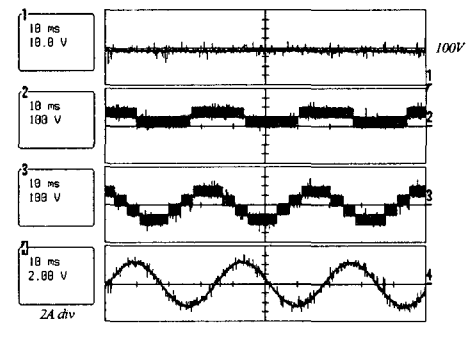
(a) NPC PWM 방법



(b) CRPWM 방법



(c) PSPWM 방법



(d) 수정된 CRPWM 방법

그림 11 3-레벨 플라잉 커패시터 인버터의 플라잉 커패시터 전압, 레그 전압, 선간 전압, 부하전류

Fig. 11 Flying capacitor voltage, leg voltage, line-to-line voltage, and load current in 3-level flying capacitor inverter

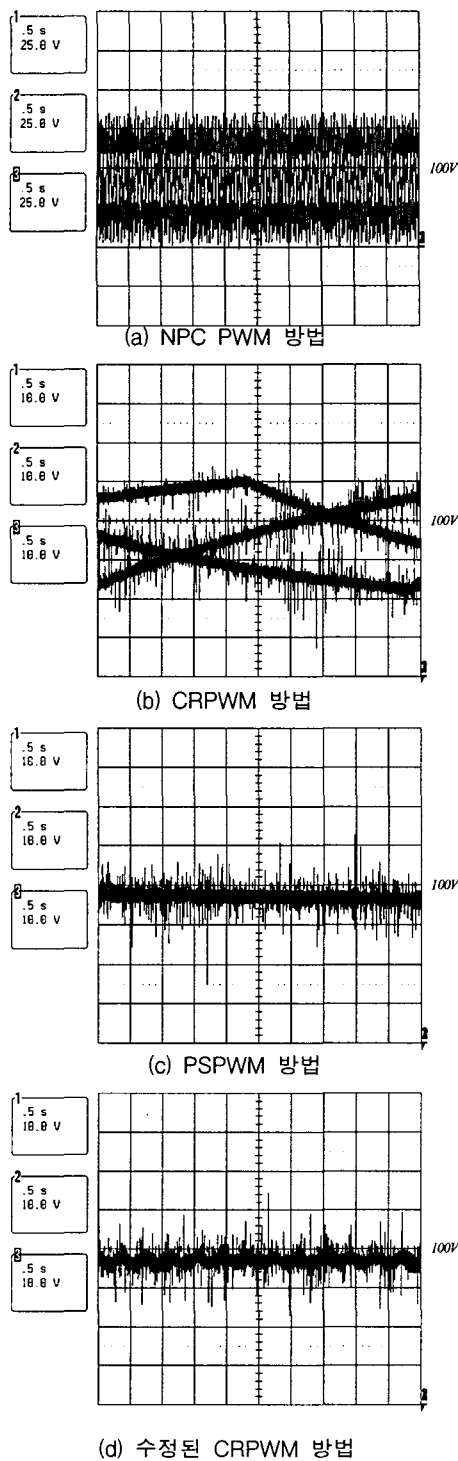


그림 12 각 상의 플라잉 커패시터 전압
Fig. 12 Flying capacitor voltages for each phase

수는 30[Hz]이다. DC-링크 커패시터는 8200[F]이고, 플라잉 커패시터는 2200[F]이다. 스위칭 주파수는 2[kHz]이고 총 DC-링크 전압은 200[V], 변조지수는 0.75이다.

그림 11은 플라잉 커패시터 전압, 레그 전압, 선간 전압, 부하전류를 각각 보여준다. 그림 11(a)는 리던던시를 고려하지 않은 NPC PWM 방법이며, 11(b)는 CRPWM 방법, 11(c)

는 PSPWM 방법, 11(d)는 제안된 CRPWM 방법이다. 그림 12는 그림 11과 같은 조건에서 각 방법에서의 3상의 플라잉 커패시터 전압들을 보여준다. 그림 11과 그림 12에서 제안한 방법이 다른 방법보다 출력 선간 전압과 고조파 측면에서 가장 우수하며 적은 리플을 가지고 플라잉 커패시터 전압 변동을 제어할 수 있음을 보여준다.

8. 결 론

본 논문은 멀티-레벨 플라잉 커패시터 인버터의 플라잉 커패시터의 전압 균형을 이루기 위한 간단한 대칭 캐리어 기법을 제안하였다. CRPWM 방법을 토대로 그 문제점을 보완, 수정하였다.

일반적으로, 플라잉 커패시터의 전압 균형을 이루기 위하여 캐리어의 이용이 스위칭 주기의 반주기 동안 균형을 이루어야 한다. 그러나, CRPWM 방법은 캐리어의 불균형적인 사용과 부하 전류의 변화 때문에 플라잉 커패시터 전압의 변동이 발생한다. 제안된 방법은 매 기본파 주기동안 대칭적으로 캐리어를 배치하는 것으로 작은 리플과 출력전압의 최소의 고조파 성분으로 플라잉 커패시터 전압을 제어하며 멀티-레벨로의 확장이 용이하다. 또한, 실험을 통해서 제안된 방법의 우수성을 증명하였다.

참 고 문 헌

- [1] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, T. Lipo, Comparison of multilevel inverters for static Var compensation," in Proc. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu Conf., vol. 2, pp. 921-928, 1994.
- [2] T. A. Meynard, H. Foch, "Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage-source inverter," in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., vol. 1, pp. 397-403, 1992.
- [3] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng, "Multilevel inverter: a survey of topologies, controls, and applications," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 49, pp. 724-738, Aug. 2002.
- [4] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A New Neutral-point-clamped PWM Inverter," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 17, No. 5, pp. 518-523, 1981.
- [5] Gasulla-Fomer, M. Jordana-Barnils, J. Pallas-Areny, R. Torrents, J. M., "The floating capacitor as a differential building block," IEEE Trans. on instrumentation and measurement, vol. 47, Issue. 1, Feb. 1998.
- [6] C. Newton, M. Summer, "Multi-level converter a real solution to medium/high-voltage drives," Power Engineering Journal, vol. 12, Issue. 1, Feb. 1998.
- [7] X. Yuan, H. Stemmler and I. Barbi, "Investigation on the Clamping Voltage Self-Balancing of the Three-Level Capacitor Clamping Inverter," in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., pp.1059-1064, 1999.
- [8] S. G. Lee, D. W. Kang, Y. H. Lee and D. S. Hyun, "The Carrier-Based PWM method for Voltage Balancing

of Flying Capacitor Multilevel Inverter," IEEE Power Electron. Spec. Conf., vol. 1, pp. 126-131, 2001

[9] D. W. Kang, Y. H. Lee, B. S. Suh, C. H. Choi and D. S. Hyun, " An Improved Carrier-based SVPWM Method Using Leg Voltage Redundancies for Generalized Cascaded Multilevel Inverter Topology," IEEE Trans. on Power Electronics., vol. 18, no. 1, pp. 180-187, Jan. 2003.

[10] Y. Liang, C. O. Nwankpa, "A Power Line Conditioner Based on Flying capacitor multilevel Voltage Source Converter with Phase Shift SPWM," IEEE Trans. on Industry Applications., vol. 36, Issue. 4, pp. 965-971, Aug. 2000.

저 자 소 개



전재현 (田在鉉)
 1975년 7월 23일생. 2002년 동국대 전기공학과 졸업. 2002년 3월~ 현재 한양대 대학원 전기공학과 석사과정
 Tel : (02) 2290-0341
 E-mail : hyun95@ihanyang.ac.kr



강대욱 (姜岱旭)
 1970년 6월 4일생. 1998년 한양대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.
 Tel : (02) 2290-0341
 E-mail : dwkang@ihanyang.ac.kr



김태진 (金兌珍)
 1974년 8월 31일생. 2000년 대전대 전기공학과 졸업. 2002년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.
 Tel : (02) 2290-0341
 E-mail : taejink@ihanyang.ac.kr



현동석 (玄東石)
 1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원혜공과대학 교환교수. 현재 한양대 전자전기 공학과 교수.
 Tel : (02) 2290-0341
 Fax : (02) 2290-0532
 E-mail : dshyun@hanyang.ac.kr