論文 10-1-8

3상 NPC 인버터의 한상 고장시 연속적인 운전을 위한 제어기법

朴建泰*, 金兌珍**, 姜岱旭***, 玄東石†

Control Method of NPC Inverter for the Continuous Operation under One Phase Fault Condition

Geon-Tae Park, Tae-Jin Kim, Dae-Wook Kang, and Dong-Seok Hyun

요 약

NPC 인버터는 많은 수의 전력용 반도체 소자로 구성되어 있으므로 다른 고장의 유형보다 전력용 반도체 스위치의 고장 발생 가능성이 더욱 크다. 고장발생시에 시스템의 연속적인 운전을 위한 대책의 개발은 매우 필요하며, 이러한 고장은 제안된 방법을 이용함으로써 시스템의 고장 허용 능력을 향상할 수 있다. 제안된 방법은 하나의 전력용 반도체 고장발생시 고장난 전력용 반도체가 포함된 고장상을 직렬 연결된 커패시터의 접속점에 연결한 후 나머지 두상을 이용하여 제어함으로써 직류-링크 전압을 유지하고, 일정한 크기를 가지는 출력 부하상전류를 연속적으로 시스템에 공급할 수 있다. 제안된 방법은 몇가지 특별한 분야에서 값비싼 다른 대안책들보다 더 경제적인 대안이다.

ABSTRACT

The topology of NPC inverter coupled with the large number of devices used increases the probability of device failure. It's necessary to develop an optimal remedial strategy which can be used to continue the application when fault occurs. The fault tolerance is obtained by the use of the proposed method. The proposed method utilizes that the one phase load with the failed power device could be connected to the center-tap of the DC-link capacitor in order to dc-link voltage with balance and the sinusoidal phase current with constant amplitude under the single power device fault condition. The strategy described in this paper is expected to provide an economic alternative to more expensive redundancy techniques.

Key Words : NPC Inverter, Single power device fault, Current conduction path, Space voltage vector diagram

1. 서 론

멀티-레벨 인버터는 많은 수의 직류 전압원의 합성을 통하여 높은 전압 정격을 구현할 수 있고, 스위치 소자를 직렬 연결하여 사용할 경우 발생 할 수 있는 전압 분배 문제를 추가적인 회로 없이 해결 할 수 있다. 또한 기존의 2-레벨 인버터와 비교할 때 멀티-레벨 인버터는 전압의 레벨이 증가함에 따라 보다 정현적인 출력 전압 파형을 얻을 수 있다. 이로 인해 고조파 감소 뿐만 아니라 출력 필터 설계시 필터의 크기를 작게 할 수 있고 스위칭 과도 상태 동안 발생하는 dv/dt 와 서지(Surge)전압 감소로 인해 EMI(Electro-Magnetic Interference)현상이 저감되는 등 고압 대용량에 적합한 장점을 지니고 있다[1]-[5]. 이러한 멀티-레

†교신저자 : 정회원, 한양대 전기공학과 교수
E-mail : dshyun@hanyang.ac.kr
*학생회원, 한양대 대학원 전기공학과 석사과정
**정회원, 한양대 대학원 전기공학과 박사과정
***정회원, 한국전기연구원 산업전기연구단 선임연구원
접수일자 : 2004. 8. 23 1차 심사 : 2004. 10. 5
심사완료 : 2004. 10. 26

벨 인버터는 크게 다이오드 클램프드 인버터, 캐스캐이드 인버터, 플라잉 커패시터 인버터[6]-[9]가 있으며 현재 3-레벨 다이오드 클램프드 방식인 NPC(Neutral Point Clamped) 인버터가 가장 널리 사용되고 있다.

NPC 인버터는 기존의 2-레벨 인버터에 비해 전동기 전류의 왜형율을 효과적으로 감소 시킬 수 있고 직류-링크 전압을 단일 전원을 사용하여 충전 할 수 있다는 장점 등의 이유로 최근에 고전압 직류(HVDC, High Voltage Direct Current) 시스템과 같은 효율적이고 유연한 전력계통의 운용 및 구성을 도모하기 위한 고압 전력기기및 전동기 구동 시스템이나 압연기와 같은 고압 대용량의 가변속, 가변 회전력 제어가 요구되는 산업 설비, 그리고 가변 주파수 및 직류-교류 변환을 위한 전력변환 장치인 고압 대용량의 인버터등 광범위한 분야에서 사용되고 있다.

현재까지 NPC 인버터 시스템의 연구는 운전시 직류-링크 커패시터의 직렬 연결 사용에 따른 커패시터 전압 불균형 해결방안이나 인버터 출력 품질 향상을 위한 필스 폭 기법이 주된 연구 대상이었다[10]-[11]. 그러나 오늘날은 스위칭 소자의 고장시 인버터 시스템의 연속적인 출력 공급과 안정성이 중요한 현안으로 대두되고 있다. NPC 인버터 시스템은 기존의 인버터 시스템과는 다르게 구조적인 특징으로 스위칭 소자 파괴로 인한 시스템 고장시 직렬 연결된 직류-링크 케패시터 전압의 불균형을 발생시켜 고장 발생 상(phase)뿐만 아니라 다른 상의 스위칭 소자에 전압스트레스를 가중시켜 부가적인 보호장치가 없다면 연속적인 스위칭 소자 파괴를 발생시킨다. 현재까지 인버터 시스템을 구성하는 전력용 반도체 소자의 제한된 수명 및 고장으로 인해 발생되는 문제에 대한 대책방안은 잉여의 인버터 시스템을 추가하여 병렬운전을 통해 이루어졌으나 설치비용의 증가를 초래해왔다. 따라서 인버터 시스템 자체의 신뢰성 확보를 통해 인버터 시스템 고장시에도 3상 평형의 전압이 안정적으로 출력되는 연구가 필요하다.

NPC 인버터 시스템 토폴로지 고유의 특성상 직류-링크 커패시터가 두 개로 분리되어 직렬로 연결되어 있으므로 이를 이용하여 고장상을 직렬 연결된 커패시터의 접속점에 연결한후 제안된 전압레퍼런스를 이용하면 직류-링크 전압이 변동되게 하는 원인을 제거하여 시스템을 보호하고 나머지 두 상만으로 평형된 3상 출력전압을 얻을 수 있으므로 인버터 시스템 자체의 사고로 인한 갑작스런 운전 정지를 방지할 수 있다. 따라서 본 논문은 제어알고리즘을 통해 NPC 인버터 시스템의 안정성 및 신뢰성을 향상시킨다. 제안된 방법의 타당성은 시뮬레이션 및 실험을 통해 증명하였다.

2. NPC 인버터

NPC 인버터의 고장은 부하에 공급되는 부하전류의 왜형률을 나쁘게 하고 역률을 감소시키는 등 많은 문제점들을 발생시켜 결국 부하의 운전을 정지 시킨다.

NPC 인버터의 고장은 AC-전원단의 지락 및 단락으로 인한 고장, 정류기를 구성하는 다이오드의 고장, 부하단에 연결되는 부하선의 지락에 관한 고장 그리고 전력용 반도체 소자의 쇼트나 오픈으로 인한 고장등 여러 가지 유형이 있다.

NPC 인버터는 많은 수의 전력용반도체 소자로 구성되어있으므로 다른 고장의 유형보다 전력용반도체 스위치의 고장 발생 가능성이 더욱 크다. 본 논문에서는 여러 가지 고장 유형 중 전력용 반도체 소자의 고장시 NPC 인버터의 안정된 시스템 적용을 위한 설계와 동작에 대하여 알아본다.

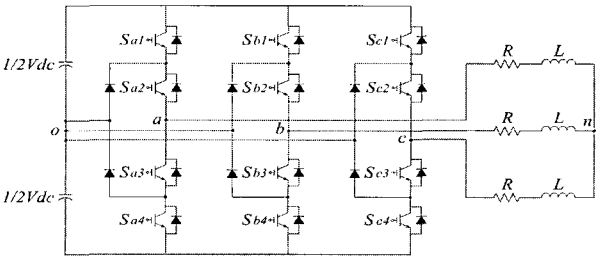


그림 1 정상상태시 NPC 인버터의 회로도
Fig. 1 Schematic diagram of NPC inverter in normal operation

표 1 NPC 인버터의 스위치 상태
Table 1 Switching states in NPC inverter

Switching States S_x (x=a,b,c)	Switching Sequence				Output leg Voltage (V_{xo})
	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	
P	ON	ON	OFF	OFF	V_{dc} / 2
O	OFF	ON	ON	OFF	0
N	OFF	OFF	ON	ON	-V_{dc} / 2

그림 1은 정상 운전상태의 NPC 인버터의 회로도이고 표 1은 각 인버터의 스위칭 상태와 그에 해당하는 인버터 레그 출력 전압을 나타낸다. 각 상에는 P, O, N 세 종류의 스위칭 상태가 있고 3상 NPC 인버터에는 모두 27개의 스위칭 상태가 존재한다. 그림 2는 스위칭 상태에 따른 전류의 도통 경로를 NPC 인버터의

한 상(phase *a*)에 대해 나타내었다. 여기서 i_a는 부하에 흐르는 출력 상전류이다. 만약 NPC 인버터에서 하나의 전력용 반도체 스위치가 개방상태 고장이라면 부하 상전류는 더 이상 정현적이지 않을 것이다. 예를 들면 *a*상 출력 전류가 부하로 흐르는 방향(i_a>0)이고 전력용 반도체 스위치 S_2가 동작하지 않는다면 *a*상 출력 전류 i_a는 상단의 도통경로로 이동하지 못하고 다이오드 D_3, D_4에 의하여 항상 하단의 도통경로만 이루게 된다. 그 결과 직류-링크 커패시터의 불균형과 함께 출력 부하 상전류는 3상이 불평형하게 된다.

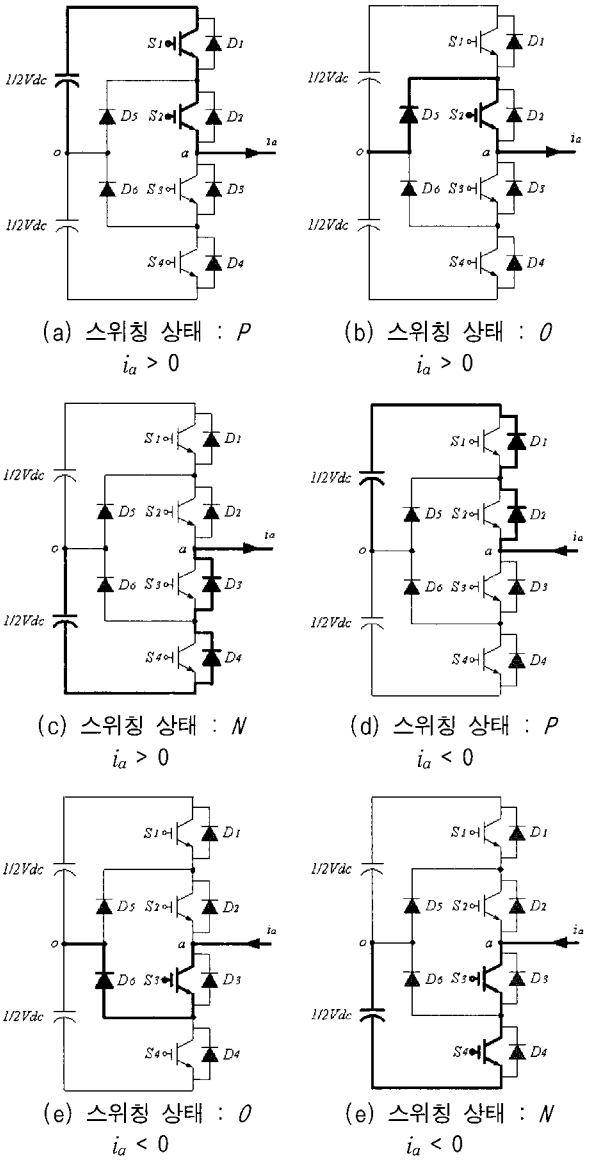


그림 2 각 스위칭 상태에서의 도통경로(a상)
Fig. 2 Conduction path in each switching state(phase a)

3. 제안된 방법

3.1 회로동작

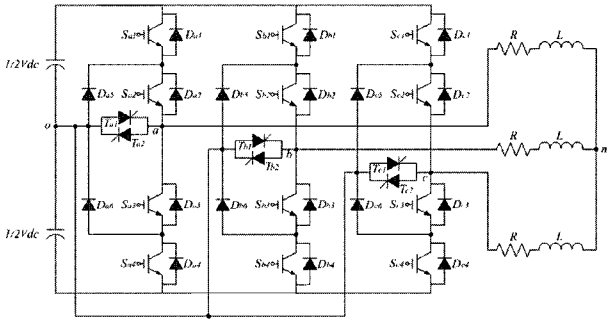


그림 3 제안된 NPC 인버터 시스템의 회로도
Fig. 3 Proposed schematic diagram of NPC inverter system

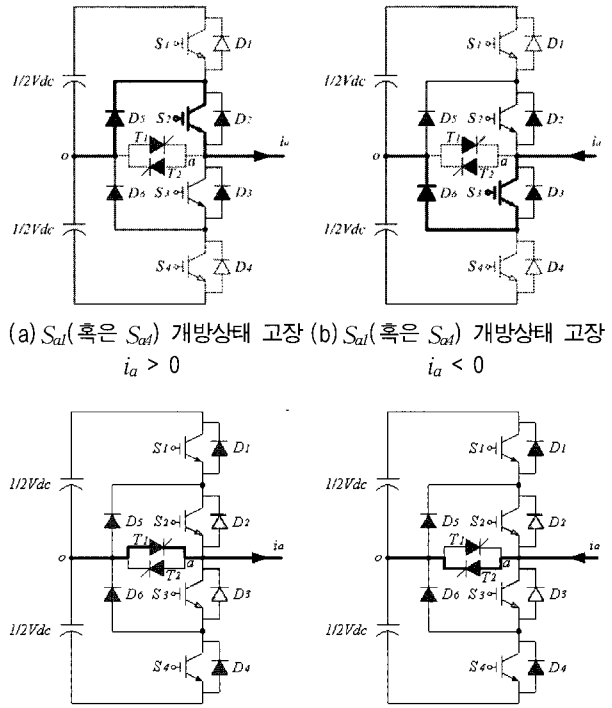


그림 4 고장발생시 제안한 방법으로 제어했을 경우의 전류 도통경로
Fig. 4 Conduction path in each switching state under the controlled state

그림 3은 제안된 NPC 인버터 시스템을 보여준다. 전력용스위치 IGBT S_1-S_4는 제안된 회로도의 주 스위치이다. 제안된 방법의 각 레그는 2개의 사이리스터

(T_1,T_2), 4개의 다이오드(D_1-D_4), 그리고 클램핑 다이오드(D_5,D_6)로 구성된다. 제안된 방법은 스위치의 고장시에 3레벨의 모든 상태를 출력하는 것이 아니라 커패시터 중성점에 한 상을 연결하여 평형 3상을 출력하는 방법이다. NPC 인버터가 정상적인 동작을 할 경우에는 사이리스터 T_1과 T_2는 개방상태로써 동작하지 않는다. 그림 4는 하나의 전력용 반도체 소자 고장시 제어되는 전류의 도통 경로를 보여준다. 전력용 반도체 스위치들 중 S_1 혹은 S_4 스위치가 개방상태 고장이 발생한 경우 사이리스터 T_1과 T_2는 정상상태와 같이 개방상태로써 동작하지 않으며, O 상태의 스위칭 상태만 유지 시켜준다. 반면에 전력용 반도체 스위치들 중 S_2 혹은 S_3 스위치가 개방상태 고장이 발생한 경우, 사이리스터 T_1과 T_2를 턴-온시켜 닫힌상태로 유지 시켜주며 스위칭 상태는 O 상태로 유지 시켜준다. 결과적으로 고장난 전력용 반도체가 포함된 부하상을 직류-링크 중성점에 연결하게 된다. 이러한 방법은 b상 혹은 c상의 전력용 반도체 고장시에도 동일하다.

제안된 방법은 NPC 인버터 시스템 토폴로지 고유의 특성상 직류-링크 커패시터가 두 개로 분리되어 직렬로 연결되어 있으므로 이를 이용하여 고장상을 직렬 연결된 커패시터의 접속점에 연결하여 평형3상의 전압을 발생시킨다. 정상 상태 NPC 인버터에 정현파 변조 방법(SPWM)을 이용할 경우 120°위상 차이가 나는 3개의 상전압지령치와 삼각파를 비교하여 주었다[12].

그러나 고장상태시 제안된 NPC 인버터의 경우에는 기존의 상전압 지령치를 이용할 경우 출력 부하 상전류의 불평형이 발생하게 되어 부하를 구동 시킬 수 없다. 따라서 새로운 방법이 모색되어야 하며 이는 선간전압을 지령치로 사용함으로써 해결할 수 있다.

3.2 하나의 전력용 반도체 고장시 제어방법

그림 3에서 부하측에 인가되는 전압 V_{an}, V_{bn}, V_{cn}는 선간전압 V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}에 의해 공급받게 된다. 만약 a상의 한 반도체 스위치 고장시 b상과 c상의 경우에는 지령전압을 줄 수 있지만 a상의 경우 지령전압을 줄 수 없으므로 각각의 지로에 위치한 b, c상이 분리 된 커패시터 사이에 있는 a상에 어떠한 상관 관계를 가지는지 살펴볼 필요가 있다.

이것은 V_{ba}, V_{ca}로 나타낼 수 있으며, 2개의 선간전압 V_{ba}, V_{ca}는 8개의 스위치 동작으로 발생하게 되며 V_{bc}는 식 (1)과 같이 키르히호프 전압법칙에 의해 발생하게 된다. 즉 V_{ba}, V_{ca}의 상관 관계를 벡터도로 살펴보면 그림 5와 같다.

$$V_{bc} = V_{ba} - V_{ca} \tag{1}$$

$$V_{ca} = V_{ba} \angle -60 \tag{2}$$

$$\begin{aligned} V_{ba} &= V_{bn} - V_{an} \\ V_{ca} &= V_{cn} - V_{an} \\ V_{bc} &= V_{bn} - V_{cn} \end{aligned} \tag{3}$$

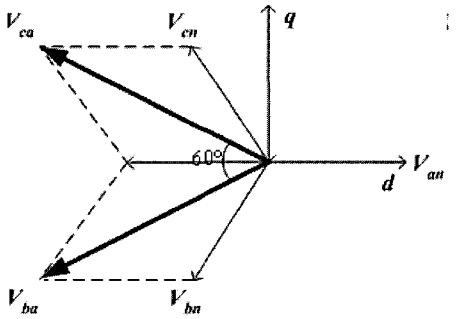


그림 5 60° 위상차를 가진 2개의 전압원으로 3상을 공급
Fig. 5 Supplying three-phase from two voltage sources with 60°phase shift

식 (2)와 (3)에서 알 수 있듯이 V_{ba}와 V_{ca}는 60°의 위상 차이가 나타나게 되고, 선간전압 V_{ba}, V_{ca}를 지령전압으로 하여 부하상전압 V_{an}, V_{bn}, V_{cn}을 발생시킬 수 있다. 따라서 NPC 인버터의 a상 고장시 인가되는 새로운 전압 지령치는 식 (4), (5)로써 나타낼 수 있다.

$$V_{ba}^* = -\frac{1}{2} V_d^* + \frac{\sqrt{3}}{2} V_q^* \tag{4}$$

$$V_{ca}^* = -V_d^* \tag{5}$$

NPC 인버터의 한 전력용 반도체 소자(S_{a2}) 고장시 제안된 제어기법을 이용하면 정상상태 NPC 인버터가 출력하는 부하 상전압의 $1/\sqrt{3}$ 크기를 가지지만 3상 평형된 출력전압을 부하에 공급할 수 있다.

3.3 공간 전압 벡터도

표 2는 한상(a상) 고장시 제어되는 NPC 인버터의 스위칭 상태에 따른 출력상전압(V_{an}, V_{bn}, V_{cn})과 d-q 변환 이론에 의한 식 (6)에 따른 V_d-V_q값을 나타낸다. 표 2의 스위칭 상태는 그림 3에서와 같이 a상 고장시 b와 c상의 스위칭 상태로써 S_{x1}, S_{x2}가 ON일 경우에는 P, S_{x2}, S_{x3}가 ON일 경우에는 O, S_{x3},S_{x4}가 ON일때는

N으로 나타내었다.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (6)$$

표 2 고장발생시 제어되는 NPC 인버터의 스위치 상태
Table 2 Switching states of the controlled NPC inverter under the fault condition

Switching State	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_d	V_q
NN	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	0
ON	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/2\sqrt{3}$
NO	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/2\sqrt{3}$
PN	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/\sqrt{3}$
OO	0	0	0	0	0
NP	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
PO	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/2\sqrt{3}$
OP	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/2\sqrt{3}$
PP	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	0

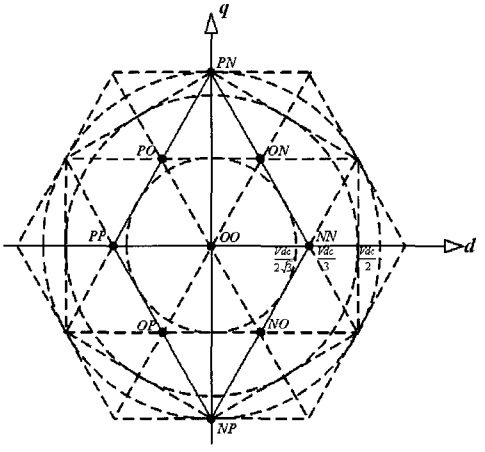


그림 6 공간 전압 벡터도
Fig. 6 Space vertage vector diagram

그림 6은 27개의 스위칭 상태를 가지는 NPC 인버터와 9개의 스위칭 상태를 가지는 한 상 고장시 제어되는 NPC 인버터의 공간 전압 벡터도를 나타낸다. 그림 6에서 보여지듯이 한 상 고장시 제어되는 NPC 인버터는 스위칭 상태의 리던던시가 존재하지 않음을 알 수 있다. 공간벡터 상에서 정상상태에서의 NPC 인버터 스위칭 벡터들의 모양이 육각형의 형태를 가지는 것에 반해 한 상 고장시 제어되는 NPC 인버터의 경우 마름모 형태를 가지게 된다.

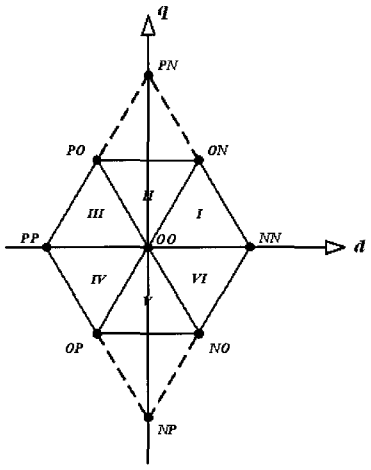


그림 7 한상고장시 제어되는 NPC 인버터의 공간 전압 벡터도
Fig. 7 Space voltage vector diagram in the controled NPC inverter under the fault condition

선형적으로 출력이 가능한 제어되는 NPC 인버터의 최대 출력전압은 마름모에 내접하는 원의 반지름으로써 정현파 전압변조 방법을 사용한 정상상태 NPC 인버터가 $V_{dc}/2$ 전압을 출력할수 있는 경우에 반해 한 상 고장시 제어되는 NPC 인버터는 $V_{dc}/2\sqrt{3}$ 전압을 출력함을 알 수 있고, 이는 앞절에서 벡터도로 살펴본 바와 일치한다.

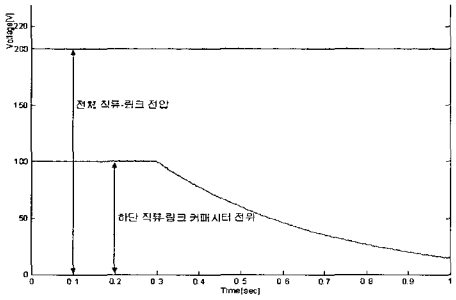
표 3 한 상 고장시 제어되는 NPC 인버터의 벡터 시퀀스
Table 3 Vector sequence under the controlled NPC inverter

Sector I	$OO \Leftrightarrow ON \Leftrightarrow NN$
Sector II	$PO \Leftrightarrow OO \Leftrightarrow ON$
Sector III	$PP \Leftrightarrow PO \Leftrightarrow OO$
Sector IV	$PP \Leftrightarrow OP \Leftrightarrow OO$
Sector V	$OP \Leftrightarrow OO \Leftrightarrow NO$
Sector VI	$OO \Leftrightarrow NO \Leftrightarrow NN$

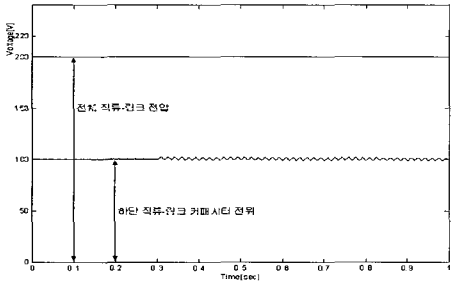
한개의 스위치 고장으로 인해 고장 스위치가 속한 상을 시스템으로부터 분리시 NPC 인버터의 선형적인 제어가 가능한 영역은 그림 7과 같이 6개의 섹터로 나눌 수 있으며 표 3에 보여 지듯이 한 섹터에서 3개의 벡터 시퀀스를 가지게 되며, 인접한 세 벡터를 합성하여 인버터의 출력전압을 생성함을 알 수 있다.

4. 시뮬레이션 결과

제안된 방법을 검증하기 위해 matlab/simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 조건은 Vdc=200[v], R=8[Ω], L=2[mH], 직류-링크 커패시턴스 C=2200[uF], 삼각파 주파수(fc)=2[kHz], 정상상태 NPC 인버터의 전압변조지수(MI)=0.75이다. 그림 8는 직류-링크 전압을 보여준다. 전력용 반도체 스위치 S_{a2}의 고장 시점 t=0.3[sec]이다. 그림 8(a)는 S_{a2} 스위치 고장시 결과로써 중성점전위의 밸런스가 유지되지 않음을 알 수 있다. 이는 중성점전위의 밸런스가 전류의 유입과 유출에 직접적인 영향을 받기 때문이다. 그림 8(b)는 제안된 방법를 사용한 NPC 인버터의 전체 직류-링크 전압과 하단 직류-링크 커패시터 전위로써 약간의 맥동 성분은 있지만 일정하게 충방전을 함을 보여주고 있다. 이때 중성점 전압 밸런스는 고장순간 제안된 방법의 스위칭 조합으로 유지됨을 알수 있다. 그림 9(a)는 하나의 전력용 반도체소자의 고장시 제어되는 3상 출력 부하 상전압을 보여준다. 그림 9(b)는 이때의 출력 부하 상전류파형으로써 고장시에도 3상 평형의 출력이 공급됨을 보여준다.

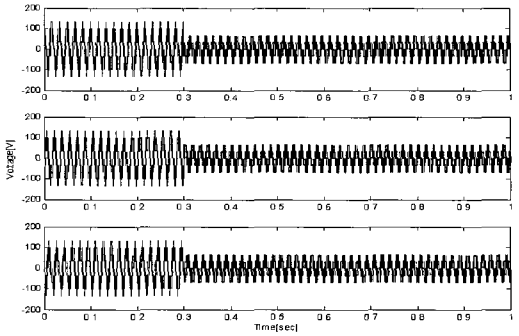


(a) 고장발생시 제어되지 않는 중성점 전압
(a) neutral-point voltage under the uncontrolled state

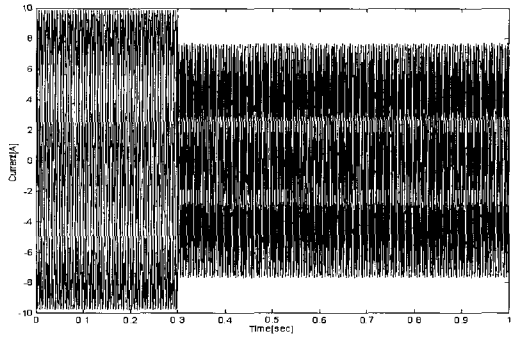


(b) 고장발생시.제어되는 중성점 전압
(b) neutral-point voltage under the controlled state

그림 8 직류-링크 전압
Fig. 8 Voltage difference between the upper capacitor and the lower capacitor



(a) 인버터 출력 부하 상전압
(S_{a2} 턴-온 고장 시점: t=0.3[sec].)
(a) Inverter output phase voltages
(S_{a2} switch-on failure time: t=0.3[sec].)



(b) 인버터 출력 부하 상전류
(Sa2 턴-온 고장 시점: t=0.3[sec])
(b) Inverter output phase currents
(Sa2 switch-on failure time:t=0.3[sec])

그림 9 시뮬레이션 결과
Fig. 9 Simulation results

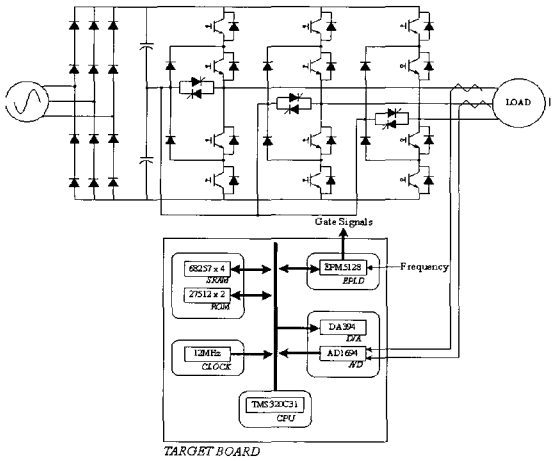
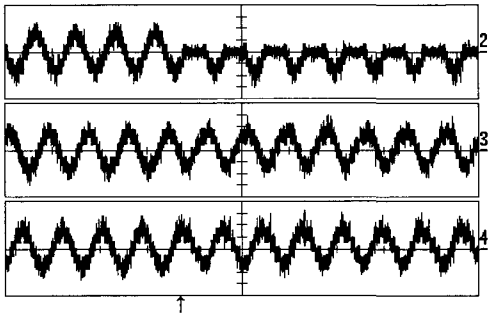


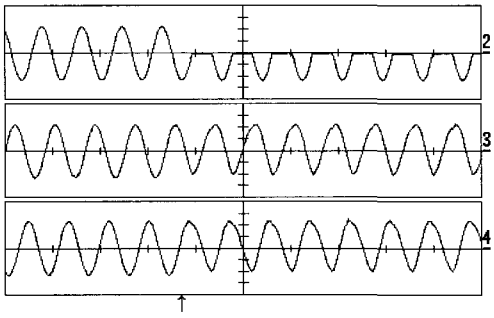
그림 10 제안한 방법의 구성도
Fig. 10 Block diagram of the proposed inverter system

5. 실험 결과

본 논문에서 제안한 방법의 타당성 검증하기 위하여 NPC 인버터를 제작하여 R-L부하에 적용하였다. 인버터 시스템의 제어와 PWM발생을 위하여 디지털 신호처리기(DSP) TMS320C31을 이용하였다. 그림 10은 제안된 NPC 인버터 시스템의 구성도를 보여준다. 이때 제어기는 출력전압 벡터와 각 전압벡터의 인가시간 T_a, T_b, T_c를 결정한다. 하나의 전력용 반도체 소자의 고장 발생시 제안된 방법에 따라 새로운 전압 인가 벡터 시퀀스는 EPLD와 프로그램에 의해 결정된다. 본 실험에서 사용된 조건은 시뮬레이션과 동일하다. 그리고 전력용 반도체스위치 S_{a2}의 개방상태 고장 발생은 디지털 신호처리기(DSP)의 디지털 입력을 이용하였다. 그림 11은 NPC 인버터 시스템의 S_{a2} 스위치의 개방상태 고장 발생시 제어하지 않은 경우의 출력 상전압과 출력 부하 상전류를 보여주며, 전력용 반도체의 고장 발생시 3상이 불평형함을 알 수 있고, 이는 부하에 좋지않은 영향을 준다. 그림 12는 전력용 반도체 고장시 새롭게 사용되는 전압 레퍼런스를 보여준다. 60°위상차가 나는 새로운 전압 레퍼런스 $V_{b\alpha}$, $V_{c\alpha}$를 삼각파와 비교함으로써 그림 13(a)와 같이 120° 위상차를 가지



(a) 출력 부하상전압 (50V/div, 20ms/div.)
(a) phase voltages (50V/div, 20ms/div.)



(b) 출력 부하상전류 (4A/div, 20ms/div.)
(b) phase currents (4A/div, 20ms/div.)

그림 11 S_{a2} 스위치 턴-온 고장상태
Fig. 11 S_{a2} switch-on failure state

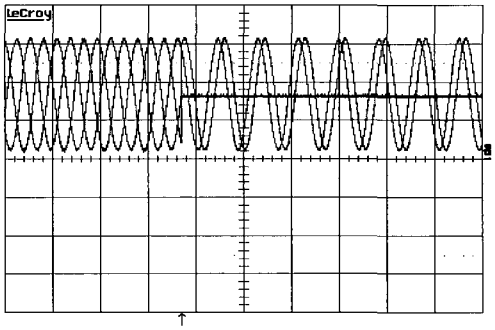
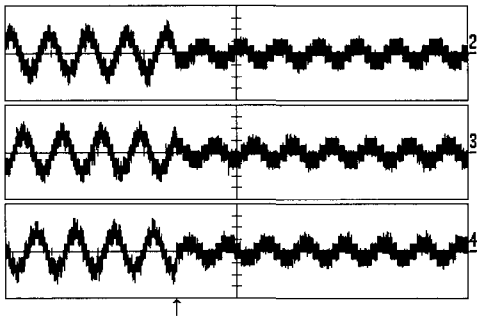
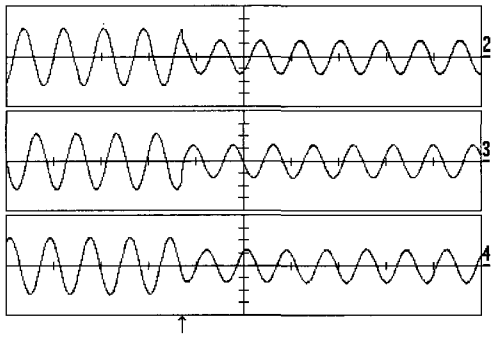


그림 12 제어되는 지령값 (S_{a2} 스위치 턴-온 고장시점 $t=5[sec].$)
Fig. 12 Controlled reference (the time of S_{a2}'s switch-on failure is exactly $5[sec].$)



(a) 출력 부하상전압 (50V/div, 20ms/div.)
(a) output phase voltages (50V/div, 20ms/div.)



(b) 출력 부하상전류 (4A/div, 20ms/div.)
(b) output phase currents (4A/div, 20ms/div.)

그림 13 하나의 전력용 반도체 고장하에서 제어되는 NPC 인버터 실험결과
Fig. 13 Experimentalresults of the controlled NPC inverter under the single power device fault

는 출력 상전압을 만들 수 있고, 이때 인버터의 출력 전압은 정상상태 NPC 인버터가 출력하는 전압의 $1/\sqrt{3}$ 크기를 가짐을 알 수 있다. 그림 13(b)는 하나의 전력용 반도체 고장시 제안된 방법으로 제어되는 출력 부하 상전류 파형으로써 고장발생시에 3상평형의 정현파 전류가 연속적으로 부하에 흐르고 있음을 보여준다.

6. 결 론

3상 NPC 인버터 시스템은 많은 수의 전력용 반도체 스위치를 사용함으로 인해 고장 발생의 가능성이 크다. 본 논문은 NPC 인버터 시스템 운전 중 스위칭 소자의 파괴에 의한 한상 고장시 NPC 인버터 시스템의 신뢰성 및 안정성을 위한 토폴로지와 그 제어법을 제안하였다. 부하의 계속적인 정상상태 운전이 필요한 곳에서는 병렬운전이 필요하지만 병렬 시스템의 경우 고장난 인버터를 전원단과 부하로부터 분리하고, 여분의 인버터를 동작시키기 위해서는 Thyristor가 24개 필요하다. 제안된 방식은 NPC 인버터에 IGBT 보다는 상대적으로 가격이 싼 Thyristor를 사용함으로써 잉여의 인버터 시스템을 병렬로 연결하는 것 보다 가격 경쟁력이 있으며, 정상상태 NPC 인버터보다 $1/\sqrt{3}$배 적은 전압 이용율을 가지지만, 부하에 3상 평형 전류를 공급함으로써 고장 발생시 연속적인 부하의 운전을 필요로하는 설비(선박, 잠수함, 지하철, 놀이기구)등에 이용 가능할 것으로 기대된다. 제안된 논문은 시뮬레이션과 실험을 통해 타당성을 입증하였다.

참 고 문 헌

[1] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, and 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] R. W. Menzies, P.Steimer, and J.K.Steinke, "Five level GTO inverters for large induction motor drives", *in Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, pp. 593~601, 1993.

[3] H. Stemmler, "Power electronics in electric traction applications" *in Proc.IEEE IECON'93*, pp. 707~713, 1993.

[4] A. Steimel, "Electric railway traction in Europe", *IEEE Ind. Applicat. Mag*, Vol. 2, pp. 7~17, Nov./Dec. 1996.

[5] Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel Converters-A New Breed of Power Converters", *IEEE Trans. on Industry Application*, Vol. 32, pp. 509~517, 1996.

[6] 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.

[7] T. A. Meynard, and H. Foch, "Multl-level conversion: High voltage choppers and voltage-source inverter", *in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf*, Vol. 1, pp. 397~403, 1992.

[8] 이상길, 강대욱, 이요한, 현동석, "플라잉 커패시터 멀티-레벨 인버터의 커패시터 전압 균형을 위한 캐리어 비교 방식의 펄스폭변조기법", *전력전자학회 논문지*, 제7권, 제1호, pp. 65~73, 2002. 2.

[9] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng, "Multi Level Inverter: A Survey of Topologies, Control, and Applications", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 49, pp. 724~738, 2002.

[10] P. M. Bhagwat, and V. R. Stefanovic, "Generalized structure of a multilevel PWM inverter", *IEEE Trans. Ind. Applicat*, Vol. 19, No 6, pp. 1057~1069, Nov./Dec. 1983.

[11] C. S. Ma, T. J. Kim, D. W. Kang, and D. S. Hyun, "A Simple Control Strategy for Balancing the DC-link Voltage of Neutal-Point-Clamped Inverter at Low Modulation Index", *The Korean Institute of Power Electronics(KIPE)*, Vol. 3, No. 4, pp. 205~214, Oct. 2003.

[12] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *"Power Electronics: Converters, Applications, and Design"*, New York: Wiley, 1995.

저 자 소 개

박건태(朴建泰)

1976년 12월 12일생. 2003년 동아대 전기공학과 졸업. 2003년~현재 한양대 대학원 전기공학과 석사과정.

김태진(金兌珍)

1974년 8월 31일생. 2000년 대진대 전기공학과 졸업. 2002년 한양대 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

강대욱(姜岱旭)

1970년 6월 4일생. 1998년 한양대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 한국전기연구원 산업전기연구단 메카트로닉스연구그룹 선임연구원.

현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 뮌헨 공과대학 교환교수. 현재 한양대 전기공학과 교수. 당 학회 회장 역임.