

3상 PWM 정류기의 스위치 개방 고장 감지 및 허용운전 방법

신희근¹, 안병웅², 김학원[†], 조관열², 정신명³

Switch Open Fault Detection and Tolerant Operation Method for Three Phase PWM Rectifier

Hee-Keun Shin¹, Byoung-Woong An², Hag-Wone Kim[†], Kwan-Yuhl Cho², and Shin-Myung Jung³

Abstract - In this paper, the new open fault detection and tolerant operation method for 3 phase PWM rectifier is proposed. When open fault occurred on the inverter switches of 3 Phase PWM rectifier, the DC link voltage ripple is increased because the input current of the faulty phase is distorted. In this case, the quality of electric power would decrease, and the life time of DC link capacitor is decreased. The open fault is detected by a simple MRAS(Model Reference Adaptive System) without additional hardware sensors, and the tolerant operation carried out by turning on the opposite switch of the faulty switch without any redundancy. By the proposed method, the faulty phase input current can be controlled, so that 3-phase input current is balanced relatively under the faulty condition and the voltage ripple of DC link output is reduced. The validity of the proposed technique is proved on the 6kW 3-phase PWM rectifier system by simulation and experiment.

Keywords : PWM recitifier, fault detection, remedial action, open fault

1. 서 론

최근 3상 PWM(Pulse Width Modulation) 정류기는 대용량 전원장치에 사용이 점차 확대되고 있으며, 이에 따라 전원장치에 대한 신뢰성에 대한 중요성이 점차 증가 되고 있다. 특히 대용량 전원장치 고장 발생 시 전원 공급이 중단 되어 이로 인한 피해가 발생된다.

본 논문에서는 대용량 전원장치로 널리 사용되는, 3상 PWM 정류기의 운전 신뢰도를 향상 시킬 수 있는 스위치 개방 고장 진단과 허용운전 방법에 대해 제안하고자 한다.

3상 PWM 정류기와 전력의 방향이 반대인 3상 PWM 인버터의 잠재적인 고장은 참고 문헌[1] 에 보고된 바 있다. 전압원 인버터의 고장은 크게 직류 링크 캐패시터

단락 고장(DC link Capacitor Short-circuit Fault), 스위치의 단락 고장(Short-circuit Fault of Inverter Switch), 스위치의 개방 고장(Open-circuit Fault of Inverter Switch) 등으로 나눌 수 있다. 직류 링크 캐패시터 단락 고장은 출력 전압 감지 회로를 통해 고장을 감지 할 수 있으며, 스위치의 단락 고장은 인버터의 과전류를 발생 하며 직류 링크(DC Link) 또는 게이트 구동 (Gate Drive)부의 전류센서를 추가하여 빠르게 감지가 가능하다.

한편, 스위치의 개방 고장은 별도의 하드웨어 추가 없이 개방 고장을 감지하는 것이 일반적이다. 스위치의 개방 고장 발생 시 입력 전류의 왜곡이나, 출력전압의 리플을 유발 하며, 이로 인해 추가적인 고장을 유발 할 수 있다. 지금까지 스위치 개방 고장 진단 및 허용운전에 관한 연구가 활발하게 이루어지고 있다^[1-9]. 스위치 개방 고장 진단 방법은 크게 전압 감지 센서를 이용하는 방법과 별도의 센서 추가 없이 소프트웨어적인 방법으로 개방고장을 감지하는 두 가지로 분류할 수 있다^[1-5]. 전압 감지 센서를 이용한 개방 고장 감지 방법^[1,2]은 빠르게 스위치의 개방 고장을 감지 할 수 있는 장점이 있지만, 추가적인 센서 회로가 필요하다는 단점이 있다. 별도의 하드웨어 추가 없이 소프트웨어(Software)만으로 개방 고장을 감지^[3,4] 하는 방법은 주로 전류의 케

Paper number: TKPE-17-3-11 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: khw@ut.ac.kr, Dept. of Control & Instrumentation Engineering, Korea Nat'l Univ. of Transportation.

Tel: +82-43-841-5322 Fax: +82-43-841-5320

¹ VC Tech, Engineer, R&D Center.

² Dept. of Control & Instrumentation Engineering, Korea Nat'l Univ of Transportation.

³ Dept. of Electrical Engineering, KAIST

Manuscript received Feb. 28, 2012; accepted Mar. 20, 2012

— 본 논문은 2011년 추계학술대회 우수추천논문임

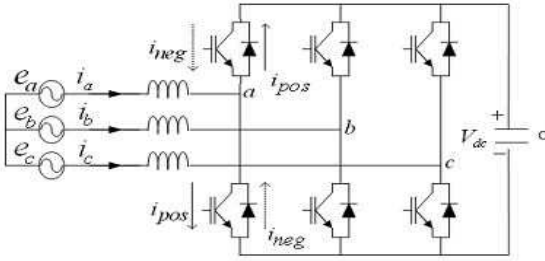


Fig. 1 3-phase PWM rectifier

적을 이용하는데, 이는 여러 전류주기를 거쳐 전류를 감지하여 속응성이 떨어지는 문제점이 존재한다. 한편, 기존 허용운전 기법에는 추가적인 상을 만들거나, 고장이 검출된 상을 중성점에 연결하는 허용 운전 회로를 추가 하는 방법이 주로 이용되어 진다^[6,7,8,9]. 이러한 방법들은 추가적인 회로가 필요한 단점을 가지고 있어 전원 장치의 재료비가 상승하고, 정상 운전 시 필요하지 않은 부품으로 인해 전원 장치의 부피가 커지는 문제점을 가지고 있다.

본 논문에서는 정류기 스위치의 개방 고장에 대해 별도의 추가적인 회로 없이 간단한 모델 기반 적응 시스템(Model Reference Adaptive System, 이하 MRAS) 외란 관측기^[10]를 사용 하여 개방 고장을 진단하며, 불연속 펄스 폭 변조(Discontinuous Pulse With Modulation, 이하 DPWM)방법을 사용하여 3상 PWM 정류기의 입력 전류의 평형과 출력 직류 링크 전압의 리플 저감이 가능한 허용 운전 방법을 제안하고자 한다. 또한 제안된 3상 PWM 정류기의 스위치 개방 고장 감지 및 허용운전 방법에 대해 모의해석 및 실험을 실시하여 적용 가능성을 확인하였다.

2. 스위치 개방 고장 진단 방법 및 허용운전 방법

2.1 스위치 개방 고장

그림 1은 3상 PWM 정류기이다. 정류기 단자전압은 각 상의 스위칭 함수(S_a, S_b, S_c)로 표현되며 식 (1)와 같다. 또한 상전압 역시 스위칭 함수로 표현되며 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} V_{as} &= V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} \right) \\ V_{bs} &= V_{dc} \left(S_b - \frac{1}{2} \right) \\ V_{cs} &= V_{dc} \left(S_c - \frac{1}{2} \right) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} &= \frac{V_{dc}}{3} (2S_b - S_c - S_a) \\ V_{cn} &= \frac{V_{dc}}{3} (2S_c - S_a - S_b) \end{aligned} \quad (2)$$

Table 1 Switching states and phase voltage

State	Switching States			Phase voltage		
	S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
1	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
4	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0
8	0	0	0	0	0	0

이때, 스위치의 스위칭 상태에 따라 단자 상전압은 표 1과 같다

하지만 3상 PWM 정류기의 6개 스위치 중 하나의 스위치가 개방 고장 일 경우 식 (1)에 의한 단자 전압과 식 (2)에 의한 특정 상전압을 만들 수 없게 된다. 만약 그림 2와 같이 A상의 상단 스위치인 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) 개방 고장이 발생한 경우 A상의 단자 전압이 전압 명령을 따라가지 못하며, 이에 따라 각 상전압이 원하는 전압을 갖지 못한다. A상 상단 스위치 고장의 경우를 전류 방향에 따른 동작을 그림 3에 나타내었다. 전류의 방향이 $i_a > 0$ 일 경우 A의 상단 스위치의 동작이 필요치 않으므로 PWM 정류기의 동작에 문제가 없지만, 전류의 방향이 $i_a < 0$ 일 경우 문제가 된다. $i_a < 0$ 일 경우 A상 상단 스위치의 개방 고장으로 인한 음의 전류가 흐르지 못하게 된다. 반대로 A상 하단 스위치의 개방 고장의 경우 전류의 방향이 $i_a < 0$ 일 경우 문제가 없지만, 전류의 방향이 $i_a > 0$ 일 경우 A상 하단 스위치의 개방 고장으로 인한 양의 전류가 흐르지 못하게 되고, 전류의 반주기가 나타나지 않는다.

또한 식 (3)에 의해 출력 DC 전압의 리플이 발생한다. 이는 출력 캐패시터의 수명 문제 및 발열 문제와 전원 장치의 신뢰성에 영향을 주고, 추가적인 고장을 유발 할 수 있다.

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (3)$$

2.2 MRAS 기법을 이용한 스위치 개방 고장 진단 방법

3상 PWM 정류기에 키르히호프의 전압법칙으로부터 전압방정식(Plant)을 구하면 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} e_a &= L_s \frac{di_a}{dt} + v_a \\ e_b &= L_s \frac{di_b}{dt} + v_b \\ e_c &= L_s \frac{di_c}{dt} + v_c \end{aligned} \quad (4)$$

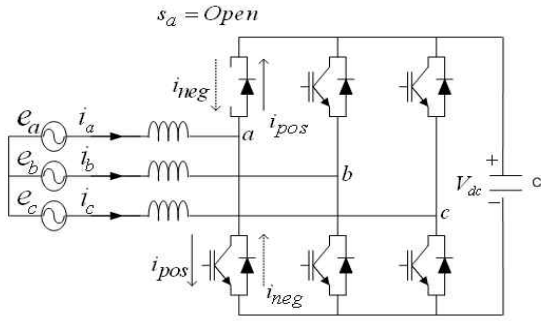


Fig. 2 3-phase PWM rectifier when A phase upper switch open fault

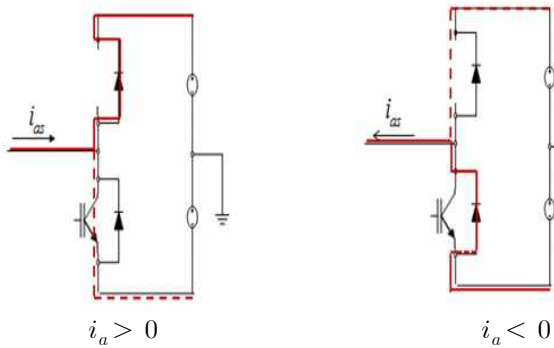


Fig. 3 3-phase PWM rectifier operation by the input current when A phase upper switch open fault

만약 PWM 정류기의 고장이 없다고 가정하면 정류기의 전압방정식의 Model식은 식 (5)과 같다.

$$\begin{aligned} e_{am} &= L_s \frac{di_{am}}{dt} + v_a^* \\ e_{bm} &= L_s \frac{di_{bm}}{dt} + v_b^* \\ e_{cm} &= L_s \frac{di_{cm}}{dt} + v_c^* \end{aligned} \quad (5)$$

전원 전압에 불평형 및 왜곡이 없다고 가정하고 식(4)와 식(5)의 차를 구하면, 아래의 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} v_a - v_a^* &= -L_s \left(\frac{di_a - di_{am}}{dt} \right) \\ v_b - v_b^* &= -L_s \left(\frac{di_b - di_{bm}}{dt} \right) \\ v_c - v_c^* &= -L_s \left(\frac{di_c - di_{cm}}{dt} \right) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서, 모델의 전원 전압은 실제 시스템의 전원 전압과 같은 값을 사용하므로 $e_{abc} = e_{abc m}$ 로 가정하였다. 식 (6)의 실제 플랜트의 상전압과 전압 명령의 차이는 실제 전류와 모델상전류의 미분이 필요한 것처럼 보이나, 실제 전류의 이전 값의 모델 전류의 이전 값으로 사용하면

전류의 미분항을 없앨 수 있다^[10]. 식 (6)의 실제 플랜트에 인가된 상전압과 상전압 명령의 차이는 일반적으로 PWM 정류기에서 발생하는 전압의 오차이며, 대부분이 데드 타임에 의해 나타나며, 일정 전압 범위에 존재한다^[11]. 이 때 식 (6)은 아래의 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v_a - v_a^* &= -L_s \left(\frac{di_a - di_{am}}{dt} \right) \approx v_a^{dead} \\ v_b - v_b^* &= -L_s \left(\frac{di_b - di_{bm}}{dt} \right) \approx v_b^{dead} \\ v_c - v_c^* &= -L_s \left(\frac{di_c - di_{cm}}{dt} \right) \approx v_c^{dead} \end{aligned} \quad (7)$$

만약 A상 상단 스위치의 개방 고장일 경우 실제 PWM 정류기 플랜트와 모델의 차이는 아래의 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v_a - v_a^* &= -L_s \left(\frac{di_a - di_{am}}{dt} \right) \approx v_a^{dead} + v_{a-fault} \\ v_b - v_b^* &= -L_s \left(\frac{di_b - di_{bm}}{dt} \right) \approx v_b^{dead} + v_{b-fault} \\ v_c - v_c^* &= -L_s \left(\frac{di_c - di_{cm}}{dt} \right) \approx v_c^{dead} + v_{c-fault} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, $v_{a-fault}, v_{b-fault}, v_{c-fault}$ 는 A상의 상단 개방 고장에 의해 각 상에 나타난 오차 전압이고, 표1에서 알 수 있는 바와 같이 A상 스위치의 개방 고장이 A상에 미치는 효과가 가장 크고, 나머지 상에는 크기는 A상의 미치는 효과의 절반의 크기로 극성은 A상의 전압 오차와 반대로 나타난다.

본 논문에서는 식 (8)을 이용하여 개방 고장을 감지하게 되며 실제 플랜트의 v_a 와 Model식의 v_a^* 의 차이는 제여기가 잘 동작 한다고 가정하면 데드타임(Dead Time), 턴온 및 오프 타임(Turn On and Off Time), IGBT의 전압 강하 정도 이다. 스위치의 개방 고장 발생 시 정류기 실제 상전압과 상전압 명령과의 오차로 나타나므로 개방 고장 진단이 가능 하다. 구체적인 전압 오차를 구하는 방법은 다음과 같다. 식 (8)을 이산화 시키면 아래의 식 (9)와 같이 된다. 식(9)에서 k-1번째 모델 전류를 k-1번째 실제 전류로 사용하여 이산화한 것이다. 식(9)의 현재 전류와 모델의 전류를 구하면 전압 명령과 인가 전압의 차를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_a(k) - v_a^*(k) &= -L_s \left(\frac{i_a(k) - i_{am}(k)}{T} \right) \\ v_b(k) - v_b^*(k) &= -L_s \left(\frac{i_b(k) - i_{bm}(k)}{T} \right) \\ v_c(k) - v_c^*(k) &= -L_s \left(\frac{i_c(k) - i_{cm}(k)}{T} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

한편, 모델 전류의 현재 값은 식 (5)를 식 (10)과 같으며, 식(10)으로부터 현재의 모델 전류를 구한다.

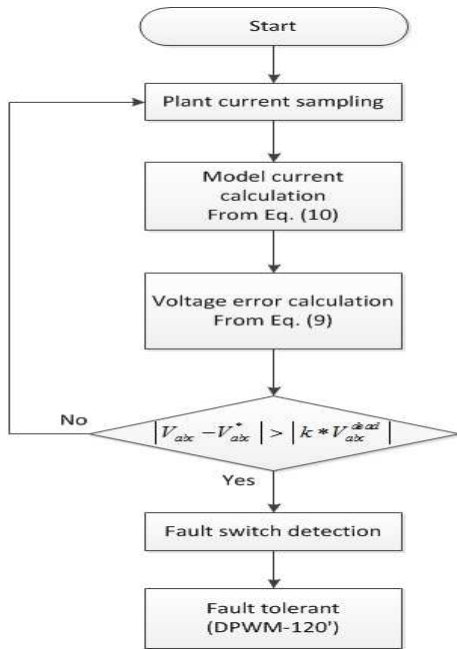


Fig. 4 Flowchart for open fault detection

$$\begin{aligned}
 i_{am}(k) &= i_a(k-1) + \frac{T}{L_s}(e_{am}(k-1) - v_a^*(k-1)) \\
 i_{bm}(k) &= i_b(k-1) + \frac{T}{L_s}(e_{bm}(k-1) - v_b^*(k-1)) \\
 i_{cm}(k) &= i_c(k-1) + \frac{T}{L_s}(e_{cm}(k-1) - v_c^*(k-1))
 \end{aligned} \quad (10)$$

식(10)을 식(9)에 대입하여 얻어진 전압의 오차가 일반적인 데드 타임에 의한 전압보다 크면 개방 고장으로 판단한다.

그림 4는 본 논문에서 제안하는 개방 고장 감지 방법을 기술한 것이다. 먼저 첫 단계는 실제 전류를 샘플링하는 단계이고, 이 후에 샘플링 된 전류를 이용하여 식(10)과 같이 현재의 모델 전류를 계산한다. 다음은 계산된 모델 전류와 샘플링 된 실제 전류로부터 전압 오차를 계산하고 이 값이 통상적인 데드타임 전압보다 크면 개방 고장으로 감지한다.

2.3 허용운전 기법

3상 PWM 정류기의 스위치 개방 고장 허용 운전 기법으로는 120° DPWM(Discontinuous PWM)기법을 사용하였다. 일반적으로 널리 사용되는 3상 전압 변조 방식은 스위칭 한 주기 내에서 항상 3상의 모든 소자가 스위칭을 하는 연속 펄스 폭 변조(Continuous PWM) 방식이다. 그러나 스위칭 횟수를 줄일 수 있는 3상 스위치 중 두 상만 스위칭 하도록 하는 불연속 펄스 폭 변조(Discontinuous PWM) 방식도 사용된다. 본 논문에서 사용한 허용 운전 기법은 고장 발생시, 고장 상의 반대쪽 스위치가 더 오랜 기간 켜 질수 있도록 120° DPWM 방법을 사용한다.

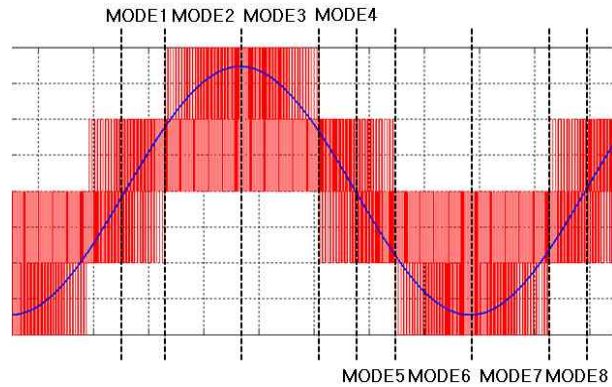


Fig 5 Rectifier output voltage by the mode

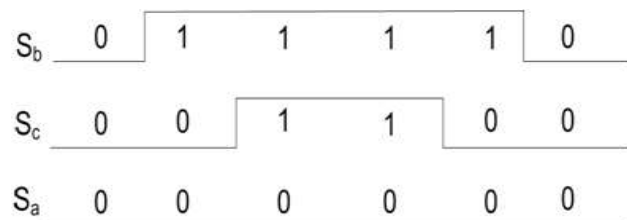


Fig. 6 The proposed DPWM method for MODE 6,7 when A phase upper switch open fault

그림 5는 3상 PWM 정류기의 한주기 동안의 A상 상전압 파형을 보여주고 있다. 스위치 개방 고장 상태에 따라 허용운전 기법이 차이가 있는데, 하단 스위치 개방 고장 시 120° DPWM방법은 상전압 지령이 가장 큰 120°구간(MODE 2,3) 동안 극전압 지령을 $V_{dc}/2$ 을, 상단 스위치 개방 고장 시 상 전압 지령이 작은 구간(MODE 6,7) 동안은 $-V_{dc}/2$ 을 만들어 준다. 스위치 개방 고장 시 허용운전 기법을 모드 분석을 통해 살펴 본다.

- 상단 스위치 개방 고장 시 허용운전

MODE 6,7 : MODE 6일 경우 전류방향은 $i_a < i_b \leq i_c$ 가 되고, MODE 7일 경우 전류방향은 $i_a < i_c \leq i_b$ 가 된다. 이 경우 상단 스위치가 개방 고장 시, A상의 하단 스위치를 항상 켜주는 방법으로 PWM을 하면 MODE 6과 MODE 7일 때 음의 전류는 만들 수 있다. 이 경우 그림 6 과 같이 A상 하단 스위치를 그 구간동안 스위칭하지 않고 계속 켜있게 되면 ($S_a = 0$) 극전압 V_{as} 는 $-V_{dc}/2$ 로 고정된다. 이 때 전류는 하단 다이오드를 통해 흐르기 때문에, 입력전류를 평형 상태로 만들 수 있다.

MODE 5,8 : MODE 5일 경우 전류방향은 $i_b < i_a \leq i_c$ 가 되고, MODE 8일 경우 전류방향은 $i_c < i_a \leq i_b$ 가 된다. 이 경우 A상단 스위치가 개방 고장이라 가정하면 MODE 5과 MODE 8 일 때는 A상의

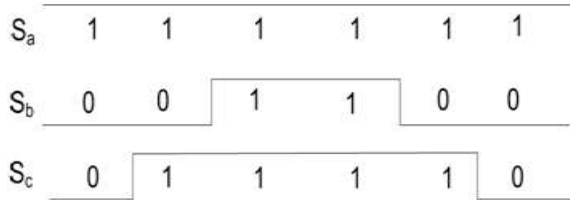


Fig. 7 The proposed DPWM method for MODE 2,3 when A phase lower switch open fault

하단 스위치를 항상 켜더라도 음의 전류는 만들 수 없다. 이 구간의 전류는 개방 고장의 상 이외의 다른 상의 전류가 더 작기 때문에 고장 상의 스위칭이 요구되는 구간이기 때문이다. 이 경우 Mode 5 및 Mode 8 양쪽 30° 구간은 스위칭을 해야 하는 구간이지만 스위치 개방 고장으로 인해 스위칭을 하지 못하기 때문에 반주기 양쪽 30°구간은 왜곡이 나타난다.

- 하단 스위치 개방 고장 시 허용운전

MODE 2,3 : MODE 2 일 경우 전류방향은 $i_c < i_b \leq i_a$ 가 되고, MODE 3 일 경우 전류방향은 $i_b < i_c \leq i_a$ 가 된다. 이 경우 하단 스위치가 개방 고장이라 가정하면 MODE 2와 MODE 3 일 때 A상의 상단 스위치를 항상 켜주는 방법으로 양의 전류는 만들 수 있다. 이 경우 그림 7과 같이 A상 상단 스위치를 그 구간동안 스위칭하지 않고 계속 켜있게 되면($S_a = 1$) 극 전압 V_{as} 는 $V_{dc}/2$ 로 고정된다. 이 때 전류는 상단 다이오드를 통해 흐르기 때문에, 입력전류를 평형 상태로 만들 수 있다.

MODE 1,4 : MODE 1 일 경우 전류방향은 $i_c < i_a \leq i_b$ 가 되고, MODE 4 일 경우 전류방향은 $i_b < i_a \leq i_c$ 가 된다. 이 경우 하단 스위치가 개방 고장이라 가정하면 MODE 1과 MODE 4일 때는 양의 전류는 만들 수 없다. 이 경우 MODE 1과 MODE 4 양쪽 30° 구간은 스위칭을 해야 하는 구간이지만 스위치 개방 고장으로 인해 스위칭을 하지 못하기 때문에 반주기 양쪽 30°구간은 왜곡이 나타난다. 위와 같은 방법으로 입력 전류를 평형 상태로 만들면 식 (3)에 의한 출력 전압의 리플이 저감되는 효과가 나타난다. 하지만 스위칭 하지 못하는 반주기 양쪽 30°구간은 허용운전을 하지 못하므로 약간의 전압 맥동의 증가가 발생하지만, 고장 상의 전류가 작은 구간이므로 큰 맥동을 유발하지는 않는다.

3. 모의해석 결과

본 논문에서 제안한 3상 PWM 정류기의 스위치 개방 고장 감지 및 허용운전 방법의 타당성을 시뮬레이션을 통하여 검증 하였다. 시뮬레이션은 MATLAB/SIMULINK

Table 2 Parameters of the rectifier

Item	Value	Unit
Line to line Voltage	380	V_{rms}
Switching frequency	10	kHz
DC link voltage	680	V
Input Inductance	2.2	mH
DC capacitor	2,200	μF

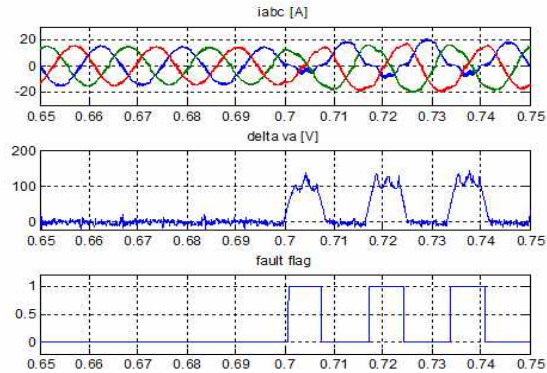


Fig. 8 Simulation waveforms for calculated phase voltage error on the upper switch open fault

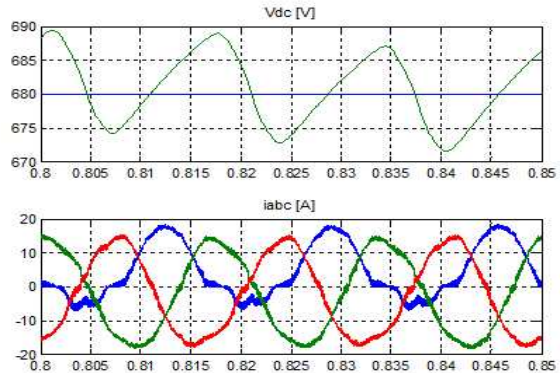


Fig. 9 Simulation waveforms without fault tolerant operation for input phase current and output DC voltage on the upper switch open fault

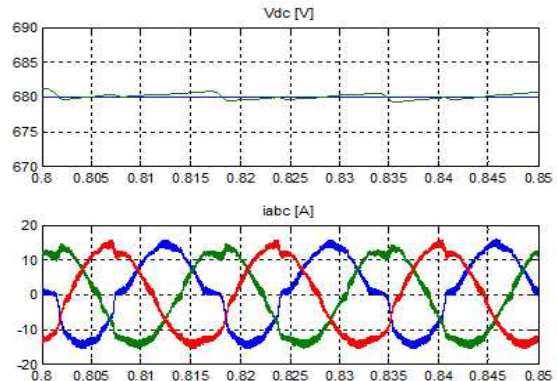


Fig. 10 Simulation waveforms with fault tolerant operation for input phase current and output DC voltage on the upper switch open fault

를 사용 하였다. 시뮬레이션 및 실험에서 사용된 3상 PWM 정류기의 파라미터를 표 2에 각각 나타내었다.

그림 8는 A상 상단 스위치 개방 고장 시 고장 감지를 위한 모의해석 결과 이다. 그림 8의 첫 번째 파형은 각 상의 전류이며, 두 번째 파형은 플랜트에 인가된 전압과 전압 명령의 차이를 나타낸 파형이며, 세 번째 파형은 이 전압 오차의 크기와 통상적으로 발생하는 전압 오차와의 차를 이용하여 고장을 감지한 결과이다. 고장 시점은 0.7[s]로써 고장 시 전류의 반주기가 나타나지 않게 되며 전류의 왜곡이 상당히 커지는 것을 알 수 있다. 제안한 고장 검출 방법을 활용하여 고장을 검출 하는 것을 볼 수 있다. 그림 9은 A상 상단 스위치인 IGBT의 개방 고장 발생하였을 때, 출력 DC 전압과 입력 전류이다. A상의 상단 IGBT의 개방 고장 발생시, 고장 상의 음의 전류는 흐르지 않게 되는데 이는 단자 전압에 양의 전압이 인가되지 않아 급격히 0A로 줄어든다. 한편 상단 스위치 개방 고장이 발생 되더라도, 양의 전류는 정상적으로 흐른다. 그림 10는 A상 상단 스위치 개방 고장 시 제안된 알고리즘의 모의실험결과를 나타낸다. 허용운전으로 인해 음의 전류 또한 정상적으로 흐르는 것을 알 수 있다. 허용운전 실시 전 후 에 비교 결과 입력 전류의 평형상태에 의해 출력 DC 전압의 리플이 저감 되는 것을 확인 할 수 있었다.

4. 실험 결과

제안된 정류기 개방 고장 감지 및 허용운전 방법의 실제 적용가능성 여부를 확인하기 위해 모의해석과 동일한 조건에서 실험을 실시하였다. 그림 11은 A상의 상단 스위치 개방 고장 시 고장 감지에 대한 실험 결과이다. 교류 파형은 A상의 전류를 의미하며, 첫 번째 디지털 신호는 고장 발생 플래그를 두 번째 디지털 신호는 고장 감지 및 허용 운전 여부를 나타내었다. 스위치의 개방 고장 시 정류기의 해당 상의 전류에 음의 전류가 나타나지 않음을 알 수 있으며, 제안 고장 감지 방법으로 고장이 감지됨을 나타내었다. 또한 고장감지 후 허용운전을 통해 입력전류의 평형상태를 유지하는 것을 확인할 수 있다.

그림 12는 A상 상단 스위치 개방고장 시 상전류 및 출력 DC전압 파형을 나타낸 것이다. 개방 고장이 발생해 음의 전류가 흐르지 않으며 다른 상의 전류는 고장 상의 전류감소를 보상하기 위해 전류가 증가된다. 또한 스위치 개방고장으로 인한 출력 DC 전압의 리플이 발하였을 때, 해당 상의 전류는 해당 스위치의 고장에 의생한다. 이는 그림 9의 모의해석결과와 동일한 경향을 보이고 있다. 그림 13는 A상 상단 스위치 개방고장 후 허용운전을 실시한 파형을 나타낸다. 허용운전을 실시한 후 개방 고장으로 인해 흐르지 않던 음의전류가 흐르는 것을 확인 할 수 있고, DC 전압의 리플이 감소하고 개

방고장 발생으로 인해 고장 상의 전류감소를 보상하기 위해 증가하였던 다른 상의 전류 또한 정상상태로 감소한 것을 확인할 수 있다. 이 또한 모의해석 결과 그림 10와 동일한 경향을 보이는 것을 알 수 있다.

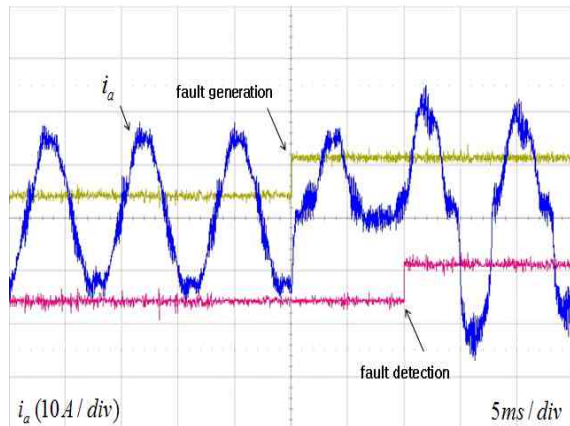


Fig. 11 Experimental waveform for fault detection on the upper switch open fault

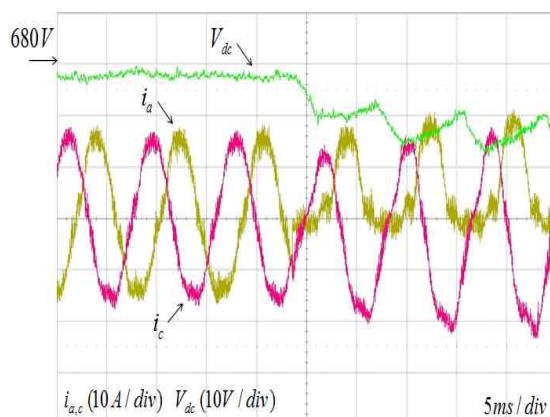


Fig. 12 Experimental waveform for DC Link voltage and input current on the upper switch open fault with tolerant operation

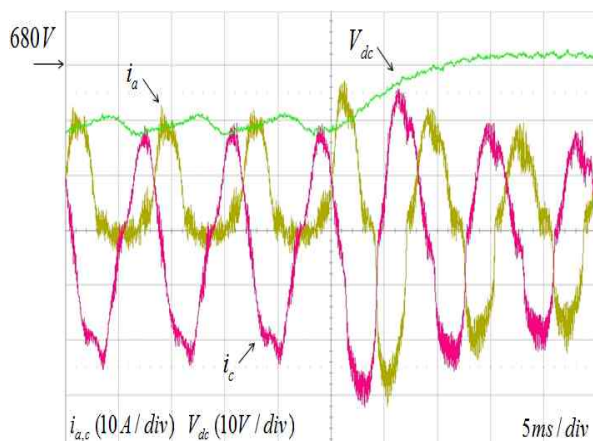


Fig. 13 Experimental waveform for DC Link voltage and input current on the upper switch open fault with tolerant operation

5. 결 론

본 논문에서는 새로운 3상 PWM 정류기의 스위치 개방 고장 시 감지 및 허용운전 방법을 제안하고, 제안된 방법을 활용한 3상 PWM 정류기의 개방 고장 감지 및 허용운전 방법에 대한 모의해석 및 실험을 실시하였다. 간단한 MRAS(Model Reference Adaptive system) 기법을 사용하여 스위치의 개방고장을 진단하며, 새로운 PWM 정류기를 위한 허용 운전 방법을 제안하였다. 제안된 개방 고장 감지 및 고장 허용 운전 방법을 6kW급 PWM 정류기에 적용하여 모의실험 및 실험을 통하여 제안하는 알고리즘의 성능을 입증 하였다. 제안된 허용 운전 기법을 사용하여 스위치 개방 고장으로 인한 출력 DC전압의 리플이 저감되는 효과를 확인하였다. 본 제안된 방법은 PWM 정류기의 개방 고장 시 개방 고장 상태를 운용자에게 알리고, 고장 개선 조치가 취해지기 전까지 비상 운전을 통하여 추가 고장 발생을 방지하는 방법으로 활용이 가능하다.

이 논문은 2011년 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (한국연구재단-2011-0003813)

본 연구는 2011년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 2011H100100110)

참 고 문 헌

- [1] Jingwei Zhu, Nesimi Ertugrul and Wen Liang Soong, "Detection and Remediation of Switch Faults on a Fault Tolerant Permanent Magnet Motor Drive with Redundancy," *2007 Second IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*.
- [2] Ricardo Lucio de Araujo, Cursion Brandao Jacobina, Edison, Roberto Cabral da Silva and Antonio Marcus Nogueira Lima, "Fault Detection of Open-Switch Damage in Voltage-Fed PWM Motor Drive Systems," *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 18, No. 2, Mar. 2003.
- [3] Raphael Peugot, Stephane Courtine and Jean-Pierre Rignon, "Fault Detection and Isolation on a PWM Inverter by Knowledge-Based Model," *IEEE Trans. On Industry Applications*, Vol. 34, No. 6, Nov. 1998.
- [4] Byoung-Gun Park, Tae-Sung Kim, Ji-Su Ryu and Dong-Seok Hyun, "Fault tolerant Strategies for BLDC Motor Drives under Switch Faults," *IEEE IAS Annual Meeting*, Tampa, Florida, Oct. 2006.
- [5] Hag Wone Kim, "Simple Switch Open Fault Detection Method for Voltage Source Inverter", *Journal of the korean institute of Power Electronics*, Vol. 13, No. 6, pp. 430-438, 2008, Dec.
- [6] J. R. Fu and T. Lipo, "A Strategy to Isolate the Switching Device Fault of a Current Regulated Motor Drive," in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, Vol. 1, pp. 1015-1020, 1993.
- [7] N. Bianchi, S. Bolognani, M. Zigliotto and M. Zordan, "Innovative Remedial Strategies for Inverter Faults in IPM Synchronous Motor Drives," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 18, No. 2, pp. 306-312, Jun. 2003.
- [8] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina and E. R. C. da Silva, "Fault-Tolerant Voltage-Fed PWM Inverter AC Motor Drive Systems," *IEEE Trans. Ind. App.*, Vol. 51, No. 2, pp. 439-446, Apr. 2004.
- [9] B. A. Welchko, T. A. Lipo, R. M. Jahns and S. E. Schulz, "Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 19, No. 4, pp. 1108-1116, Jul. 2004.
- [10] Hee Keun Shin, Hag Wone Kim, Kwan Yuhl Cho, Byung Kuk Lim, "A Current Controller with the Compensation of the Input Voltage Unbalance and Distortion for Three Phase PWM Rectifier," *Journal of the korean institute of Power Electronics*, Vol. 16, No. 6, pp. 594-601, Dec. 2011.
- [11] Hag-Wone Kim, Myung-Joong Youn, Kwan-Yuhl Cho, Hyun-Soo Kim, "Nonlinearity estimation and compensation of PWM VSI for PMSM under resistance and flux linkage uncertainty," *IEEE Trans. on Control System Technology*, Vol. 14, No. 4, pp. 589-601, Jul. 2006.
- [12] Sang Hoon Kim, DC, AC and BLDC motor control, Bogdo press.



신희근(申熙根)

1985년 2월 20일생. 2010년 충주대 정보제어공학과 졸업. 2010년~2012년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사) 2012년~현재 VC Tech 기술연구소 연구원.



안병웅(安炳雄)

1987년 4월 30일생. 2012년 충주대 제어계측공학과 졸업. 2012년~현재 한국교통대학교 대학원 제어계측공학과 석사과정.



김학원(金學源)

1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1991년~2008년 LG전자(주) 디지털 어플라이언스 연구소 책임연구원. 2008년~현재 한국교통대(구 충주대) 제어계측공학과 부교수. 당 학회 학술위원.



조관열(趙官烈)

1964년 2월 20일생. 1986년 서울대 전기공학
학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전기및
전자공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원
전기및전자공학과 졸업(공학박). 1993년~2004
년 LG전자(주) DA연구소 책임연구원. 2004

년~현재 한국교통대(구 충주대) 제어계측공학과 부교수. 당 학
회 기획이사



정신명(鄭信明)

1981년 4월 15일생. 2004년 한국과학기술원
전자전산학과 전기및전자공학전공 졸업.
2006년 동 대학원 전자전산학과 전기 및 전
자공학전공 졸업(석사). 2006년~현재 동 대
학원 전기및전자공학과 박사과정.