

# Active NPC 인버터의 손실 분배 제어를 위한 뉴턴의 냉각법칙 기반의 간단한 열 모델링 기법

(Convenient Thermal Modeling for Loss Distribution method of 3-Level Active NPC Inverter using Newton's Law of cooling)

현승욱\* · 이정호 · 원충연\*\*

(Seung-Wook Hyun · Jung-Hyo Lee · Chung-Yuen Won)

## Abstract

This paper proposes a convenient thermal modeling method for loss distribution control method of 3-level Active NPC(Neutral Point Clamped) inverter. In the drawback of conventional 3-level NPC, the generated losses can occur unbalance in each switching device, as a result, thermal utilization of designed system has been decreased. In order to compensate unbalanced losses, Active NPC inverter performed loss balancing control with thermal modeling during operation of each switching device. Therefore, this paper deals with a convenient thermal modeling method based on newton's law of cooling rather than conventional thermal modeling method. Both simulation and experimental results based on 10kW 3-level Active NPC inverter confirm the validity of the analysis performed in the study.

Key Words : 3-Level Inverter, NPC, Active NPC, Thermal Modeling, Newton'S Law Of Cooling

## 1. 서 론

최근 화석연료의 고갈과 원자력발전소 건설의 반대 여론 확산으로 인해 세계적으로 신재생 에너지에 대한 관심이 커지고 있다. 이러한 신재생 에너지 중 풍

력발전은 높은 효율과 대용량 설계가 용이하다는 이유로 각광받고 있다. 하지만 육상 풍력발전의 경우 적절할 설치 부지 선정의 어려움 및 설치 지역의 소음에 대한 민원 문제 등 개발을 어렵게 하는 요소를 갖고 있다. 이에 따라 육상풍력에 비해 상대적으로 이러한 문제점이 적고 대용량 설비가 용이한 해상풍력 발전이 많이 관심을 받고 있다. 이러한 해상풍력 발전 시스템은 보수 및 수리가 육상풍력에 비해 어렵기 때문에 기계적인 요소 중 가장 많은 고장이 발생하는 기어 박스를 제거할 수 있는 영구자석 동기발전기 풍력시스템으로 개발되고 있다. 일반적으로 영구자석 동기발전기 풍력시스템은 양방향 전력변환장치가 가장

\* Main author : Doctor course of Electrical and Engineering at Sungkyunkwan Univ.

\*\* Corresponding author : Professor course of Electrical and Engineering at Sungkyunkwan Univ.

Tel : 031-290-7164, Fax : 031-290-4963

E-mail : hahama19@hanmail.net

Received : 2015. 8. 6

Accepted : 2015. 9. 10

많이 사용되며, 시스템의 용량이 대용량화됨에 따라 2-레벨 인버터에서 멀티레벨 인버터로 전환되고 있다. 멀티레벨 인버터는 2-레벨 인버터에 비해 증가된 전력용량, 감소된 고조파 왜곡과 높은 효율의 장점이 있으며[1-5] 이러한 멀티레벨 인버터에서는 3-레벨 인버터가 가장 많이 개발되고 있다. 이러한 이유로 3-레벨 인버터는 고압을 사용하는 여러 가지 응용분야에 다양하게 사용되고 있다. (대용량 풍력발전, 해상 응용, 수송업 등) 3-레벨 인버터의 종류는 Cascaded type, Flying Capacitor type, Neutral Point Clamped type(NPC) 인버터 등이 있으며[3] 이중에서 보편적으로 3-레벨 NPC 인버터가 가장 많이 사용된다.

3-레벨 NPC 인버터는 1981년에 A.Nabae에 의해 처음으로 제안되었다[3]. 3-레벨 NPC 인버터는 기존의 2-레벨 인버터의 제한된 전압과 전력의 범위를 확장시킬 수 있는 토폴로지이다. 3-레벨 NPC 인버터는 2개의 중성점 다이오드가 직류 링크 커패시터의 중성점에 연결되어 있는 구조로 되어있다. 이러한 3-레벨 NPC 인버터는 모든 스위칭 소자에 걸리는 전압이 직류 링크 전압의 절반만 걸리기 때문에 다른 토폴로지에 비해 스위칭 손실이 적고 효율이 좋다.

하지만 3-레벨 NPC 인버터는 운전함에 따라 직류 링크의 중성점 전압의 불균형이 나타날 수 있는 단점이 있으며, 이에 따른 추가적인 제어기법이 필요하다 [4-5]. 또한 3-레벨 NPC 인버터의 각 상을 구성하고 있는 소자간의 손실이 불평등하게 나타나는 현상에 의해 각 소자간의 온도차이가 나타날 수 있다. 이러한 소자간의 열 불균형을 해소하기 위해서는 각 소자간의 방열 조건을 다르게 설계하는 방법도 연구되고 있지만, 직류에서 교류로 전력이 전달되는 경우와 교류에서 직류로 전력이 전달되는 두 가지의 경우 각각 다른 형태로 열 불균형 현상이 발생되기 때문에, 양방향으로 전력을 전달해야 하는 어플리케이션의 경우 이러한 설계방법을 적용하기 어렵다[6].

3-레벨 Active NPC 인버터는 NPC의 손실 불균형을 개선하기 위해 개발되었다. 3-레벨 Active NPC 인버터는 그림 1과 같이 NPC의 중성점 다이오드를 IGBT와 같은 스위칭 소자로 전환한 토폴로지이다. 3-레벨 Active NPC 인버터는 중성점에 스위칭 소자를

연결하여 스위칭 손실과 도통 손실을 원하는 스위치에서 발생하게 할 수 있다. 이러한 손실 제어 기법은 각 상을 구성하고 있는 IGBT 및 다이오드의 열을 비교하여 제어하게 되는데, 한번의 스위칭 상태를 만들기 위해 모든 IGBT와 다이오드의 열을 계산하는 등의 많은 계산량을 필요로 한다. 그러므로 본 논문에서는 DSP TMS320C28346을 사용하여 IGBT와 다이오드 각 18개씩 총 36개의 소자로 구성된 Active NPC의 열 계산과 제어장치의 계산방법을 최적화하였다.

본 논문은 Active NPC의 손실 분배 기법을 구현하기 위해 열 모델링의 필요성을 설명을 하였고, 뉴턴의 냉각법칙을 이용한 제안한 열 모델링 기법과 기존 열 모델링 기법을 비교하였다. 제안한 열 모델링은 시뮬레이션 및 실험을 통해 타당성을 확인하였다.

## 2. Active NPC의 손실 분배 기법

그림 1은 3-레벨 Active NPC 인버터 회로도이다. 3-레벨 Active NPC 인버터는 NPC의 중성점 다이오드를 IGBT로 전환한 토폴로지이다[6]. 3-레벨 Active NPC 인버터의 스위칭 상태는 표 1과 같이 Positive(P), Zero, Negative(N)상태를 만들 수 있으며, NPC 인버터와 달리 4가지 Zero 상태(OU2, OU1, OL1, OL2)를 만들 수 있다. 이러한 상태를 이용하여 Active NPC 인버터는 Positive 혹은 Negative 상태에서 4가지 Zero 상태 중 한 가지 상태로 전환될 경우 각각 다른 스위칭 소자에서 다른 형태의 손실을 발생시킬 수 있다.

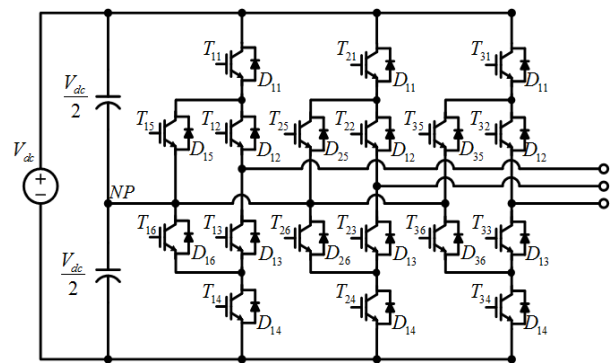


Fig. 1. Schematic of 3-level Active NPC inverter

Table 1. Switching state of 3-level Active NPC

Switching state	T <sub>x1</sub>	T <sub>x2</sub>	T <sub>x3</sub>	T <sub>x4</sub>	T <sub>x5</sub>	T <sub>x6</sub>	Voltage
Positive	1	1	0	0	0	1	+V <sub>dc</sub> /2
Zero	OU2	0	1	0	0	1	0
	OU1	0	1	0	1	1	0
	OL1	1	0	1	0	0	1
	OL2	0	0	1	0	0	1
Negative	0	0	1	1	1	0	-V <sub>dc</sub> /2

그림 2는 상전류가 양의 방향일 경우 Active NPC 인버터의 상태 전환 시 발생하는 손실을 나타낸 그림이다. 그림 2 (a), (b)와 같이 Positive에서 OU1나 OU2로 전환될 때는 1번 스위치에서 턴온과 오프가 반복되면서 스위칭 손실과 도통 손실이 발생하고, 2번 스위치는 턴온 상태가 유지되면서 도통 손실만 발생한다. 또한 중성점에서는 5번 다이오드만을 통해 전류가 흐르기 때문에 다이오드의 도통손실과 역회복 전류에 의한 손실은 5번 소자에서 나타난다.

하지만 그림 2 (c)와 같이 Positive에서 OL1로 전환 시 2번 스위치를 턴온 및 오프를 반복하면서 2번 스위치에서 스위칭 손실과 도통손실이 발생하고, 그림 2 (d)와 같이 OL2로 전환될 경우 1번과 2번 두 스위치를 같이 끄면서 두 스위치에서 모두 스위칭 손실이 발생하도록 스위칭할 수 있다. 다이오드 손실도 그림 2 (a), (b)와 같이 5번 다이오드에서만 발생하던 손실을 OL1과 OL2에서는 3번 다이오드에서 손실이 발생하도록 스위칭할 수 있다.

Negative에서 Zero 상태로 전환할 경우는 그림 2와 반대로 손실이 나타나게 되며, 표 2에서와 같이 상태 전환 손실이 나타나게 된다. 표 2에서 붉은색 원은 스위칭 손실이 나타나는 구간을, 파란색 원은 도통손실이 나타나는 구간을 의미한다[6].

ANPC는 Positive 및 Negative에서 어떤 스위칭 상태를 선정하는지에 따라 표 2에서 기재된 소자에서 손실이 발생하게 되며, 이에 따라 열이 높은 소자에서 손실이 적게 일어나고, 열이 낮은 소자에서 손실이 많이 나타나도록 각각의 Zero 상태를 선정할 수 있다.

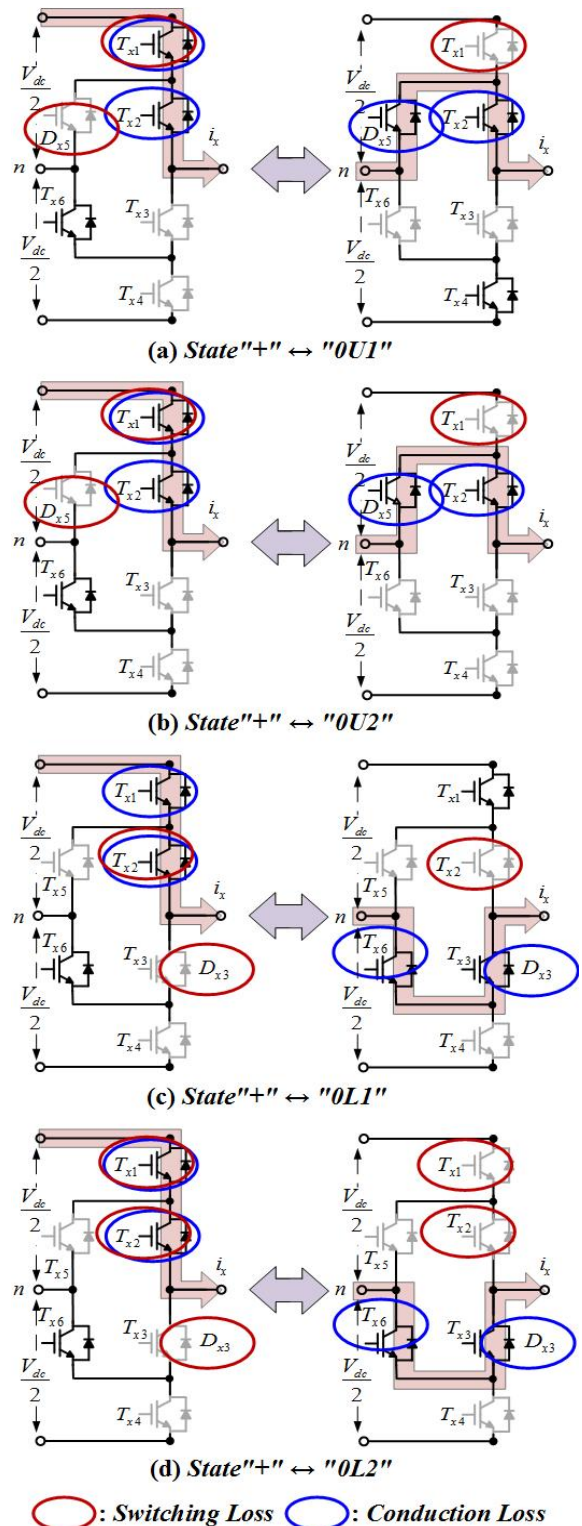


Fig. 2. Switching and conduction losses of 3-level Active NPC inverter

**Table 2. Device switching losses in the 3-level ANPC inverter**

	T <sub>x1</sub>	D <sub>x1</sub>	T <sub>x2</sub>	D <sub>x2</sub>	T <sub>x3</sub>	D <sub>x3</sub>	T <sub>x4</sub>	D <sub>x4</sub>	T <sub>x5</sub>	D <sub>x5</sub>	T <sub>x6</sub>	D <sub>x6</sub>
P ↔ 0U2	0o		0							oo		
P ↔ 0U1	0o		0							oo		
P ↔ 0L1	o		0o		oo						o	
P ↔ 0L2	oo		oo		oo						o	
N ↔ 0U2				oo	oo		oo	o				
N ↔ 0U1			oo	0o		o	o					
N ↔ 0L1				o	0o							oo
N ↔ 0L2				o	0o							oo

**Table 3. Zero switching state through temperature comparison**

Modulation	Phase current	Junction temperatures		Zero State	
Positive voltage (+ → 0)	$i_{ph} > 0$	$\vartheta_{jT1} > \vartheta_{jT2}$	$\vartheta_{jD5} > \vartheta_{jD3}$	0L1	
			$\vartheta_{jD5} < \vartheta_{jD3}$	$\vartheta_{jT1} > \vartheta_{jD3}$	0L1
				$\vartheta_{jT1} < \vartheta_{jD3}$	0U2
		$\vartheta_{jT1} < \vartheta_{jT2}$	$\vartheta_{jD5} > \vartheta_{jD3}$	0L2	
			$\vartheta_{jD5} < \vartheta_{jD3}$	0U2	
	$i_{ph} < 0$	$\vartheta_{jT1} > \vartheta_{jT2}$	$\vartheta_{jD5} > \vartheta_{jD3}$	0L1	
			$\vartheta_{jD5} < \vartheta_{jD3}$	$\vartheta_{jT1} > \vartheta_{jD3}$	0L1
				$\vartheta_{jT1} < \vartheta_{jD3}$	0U2
		$\vartheta_{jT1} < \vartheta_{jT2}$	$\vartheta_{jD5} > \vartheta_{jD3}$	0L2	
			$\vartheta_{jD5} < \vartheta_{jD3}$	0U2	
Negative voltage (- → 0)	$i_{ph} > 0$	$\vartheta_{jT2} > \vartheta_{jT6}$	$\vartheta_{jD4} > \vartheta_{jD3}$	0L2	
			$\vartheta_{jD4} < \vartheta_{jD3}$	$\vartheta_{jT2} > \vartheta_{jD4}$	0U1
				$\vartheta_{jT2} < \vartheta_{jD4}$	0U1
		$\vartheta_{jT2} < \vartheta_{jT6}$	$\vartheta_{jD4} > \vartheta_{jD3}$	0U1	
			$\vartheta_{jD4} < \vartheta_{jD3}$	0U2	
	$i_{ph} < 0$	$\vartheta_{jT2} > \vartheta_{jT6}$	$\vartheta_{jD4} > \vartheta_{jD3}$	0L2	
			$\vartheta_{jD4} < \vartheta_{jD3}$	$\vartheta_{jT2} > \vartheta_{jD4}$	0U1
				$\vartheta_{jT2} < \vartheta_{jD4}$	0U1
		$\vartheta_{jT2} < \vartheta_{jT6}$	$\vartheta_{jD4} > \vartheta_{jD3}$	0U1	
			$\vartheta_{jD4} < \vartheta_{jD3}$	0L2	

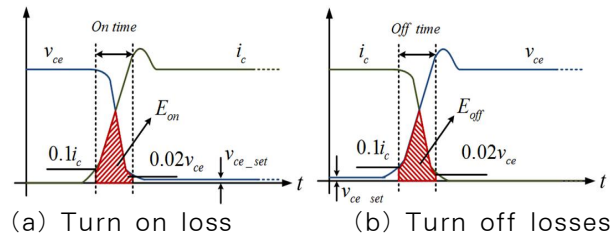
표 3은 상전류 방향 및 각 소자의 열 상태에 따라 Zero 상태를 선정하는 손실 분배 기법 표이다. 표 3을 통해 4가지 Zero 상태 중 한 가지 상태를 결정하게 되

는데, 이러한 상태 결정을 하기 위해서는 각 상의 모든 스위칭 소자 및 다이오드의 현재 열에 대한 값이 필요하다. Active NPC에서는 이러한 Zero 상태 선정 기법 및 이를 위한 스위칭 소자의 손실 및 열 모델링 기법이 필요하다[6].

### 3. 스위칭 소자 손실

#### 3.1 IGBT 손실

IGBT 손실은 스위칭 손실, 도통 손실 그리고 오프 상태 손실이 있다. 오프 상태 손실은 스위칭 소자가 오프된 상태에서의 누설전류에 의해 발생하는 손실을 말하며, 누설 전류의 양은 매우 작기 때문에 무시되며 일반적으로 스위칭 손실과 도통 손실만 고려한다. 식 (1)은 오프상태 손실을 제외한 IGBT의 전체 손실을 나타낸 식이다[5].



**Fig. 3. Switching loss of IGBT**

$$P_{loss\_IGBT} = P_{sw\_IGBT} + P_{cond\_IGBT} \quad (1)$$

그림 3은 IGBT의 스위칭 손실을 나타낸 그림이다. IGBT의 스위칭 손실은 그림 3과 같이 턴온 및 오프 시 전압과 전류가 교차하는 영역에서 나타나며, 교차 영역에서의 전압과 전류의 곱으로 계산한다. 턴온 시간은  $i_c$ 의 0.1배에서  $v_{ce}$ 의 0.02배까지 걸리는 시간으로 정의하고, 오프 시간은  $v_{ce}$ 의 0.1배에서  $i_c$ 의 0.02배까지 걸리는 시간으로 정의한다. IGBT의 스위칭 손실은 턴온 손실과 오프 손실의 합으로 구하며, 1초당 손실에 대한 계산으로 환산할 경우 식 (2)와 같이 스위칭 주파수를 곱한 형태로 손실을 계산한다.

$$P_{sw\_IGBT} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw} \quad (2)$$

IGBT의 도통 손실은  $i_c$ 와  $v_{ce}$ 를 통해 계산한다. IGBT가 턴온되어 전류가 흐르면 컬렉터 - 이미터 간의 전압강하가 생기며 이에 따라 전압과 전류의 곱이 일정한 값을 갖게 된다. 이에 따라 도통 손실은 도통 시  $v_{ce}$ 와  $i_c$ 의 곱으로 나타낼 수 있다. 식 (3)은 IGBT의 도통 손실을 나타낸다.

$$P_{cond\_IGBT} = v_{ce} \cdot i_c \quad (3)$$

### 3.2 다이오드 손실

다이오드의 손실은 스위칭 손실, 도통 손실이 있다. 식 (4)는 다이오드의 전체 손실을 나타낸 식이다.

$$P_{loss\_Diode} = P_{sw\_Diode} + P_{cond\_Diode} \quad (4)$$

다이오드의 스위칭 손실은 그림 4와 같이 역회복 전류와 전압이 겹치는 영역에서 나타난다. 이러한 다이오드 스위칭 손실은 역회복 전류가 역방향으로 커지는 구간보다 역방향 전류가 줄어드는 구간에서 더 많은 손실이 나타난다. 다이오드의 역회복손실은 식 (5)와 같이 전압과 전류가 겹치는 부분과 스위칭 주파수를 곱하여 나타낼 수 있다.

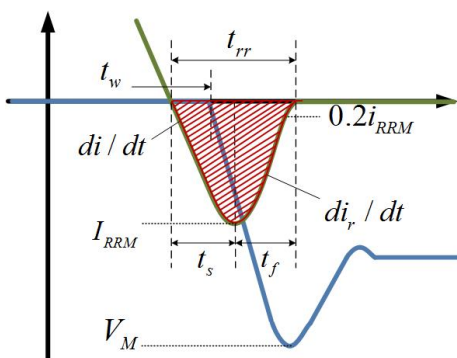


Fig. 4. Reverse recovery current loss of diode

$$P_{sw\_Diode} = E_{rec} \cdot f_{sw} \quad (5)$$

다이오드의 도통 손실은 애노드와 캐소드 사이의 전

압과 캐소드 전류의 곱으로 구할 수 있으며 식 (6)과 같이 표현할 수 있다[6].

$$P_{cond\_Diode} = v_F \cdot i_c \quad (6)$$

## 4. 스위칭 소자 열 모델링

### 4.1 기존 열 모델링 기법

그림 5는 스위칭 소자 및 방열판의 열 저항 모델 그림이다. 전력반도체 내부의 P-N 접합면에서 발생된 손실은 구리동판 및 세라믹, 솔더, 베이스 판과 같은 내부 구성 물질을 지나 방열판으로 전달된다. 그리고 최종적으로 방열판에서 대기중으로 전달되며 빠져나간다. 손실 에너지의 전달과정에서 각 구성 물질들은 손실의 전달을 방해하는 요소로 작용하며, 이러한 손실 전달의 방해요소를 열 저항이라 한다.

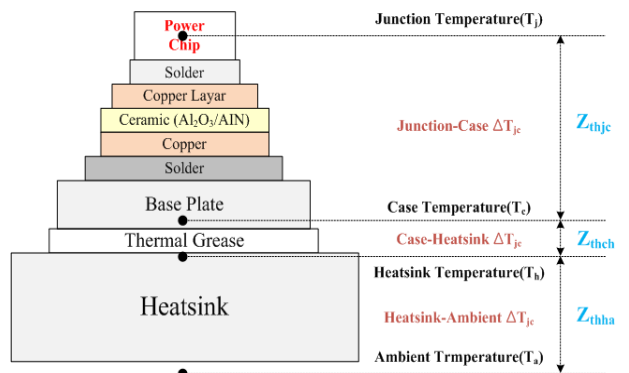


Fig. 5. Thermal impedance in accordance with the internal configuration of switch

열 저항은 에너지 전달을 방해하는 저항성 요소와 에너지를 충전하는 용량성 요소로 나뉘며, 이러한 요소는 구성 물질의 종류 및 두께, 표면적에 따라 달라진다. 일반적으로 소자의 저항성 요소 및 용량성 요소는 소자의 데이터시트에서 참조할 수 있다. 데이터시트에는 각 물질에 대한 열 저항값과 시정수가 표기되어 있으며, 저항값과 시정수를 통해 커패시턴스를 역산할 수 있다[10]. 이러한 열 저항의 전기 회로 등가모델은 그림 6과 같다.



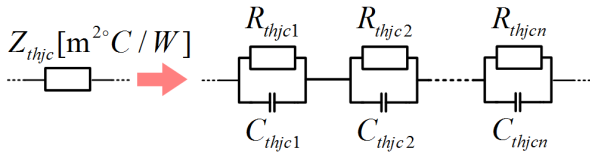


Fig. 6. Equivalent modeling of thermal impedance

그림 6의 열 저항 모델링은 식 (7)과 같이 직렬회로 임피던스 연산방법과 동일하며, 여기서 n은 구성 물질의 개수를 의미한다.

$$Z_{th(j-c)}(t) = \sum_{k=1}^n R_k \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_k}}) \quad (7)$$

열 저항의 단위는  $^{\circ}C/W$ (혹은  $K/W$ )으로 표기된다. 이를 통해 열( $^{\circ}C$ )(혹은  $K$ )의 계산은 열 저항( $^{\circ}C/W$ )에 손실 에너지( $W$ )를 곱하여 구할 수 있다. 식 (8)은 IGBT 또는 다이오드의 손실과 열 저항을 통한 열 계산에 대한 수식이다.

$$T = P_{loss} \cdot Z_{th(j-c)} \quad (8)$$

$$= (P_{sw} + P_{cond}) \cdot \sum_{k=1}^n R_k \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_k}})$$

식 (8)은 기존 열 모델링 기법으로 구성 물질에 대한 열 저항과 시정수를 통해 실제 전력변환장치에 사용된 소자의 열을 데이터시트를 참조하여 계산하는 기법이다. 하지만 실시간으로 열을 계산해야 하는 Active NPC의 경우 지수 함수에 대한 계산을 구성 물질에 따라 개별적으로 해야 한다.

일반적으로 사용되는 마이크로컨트롤러는 덧셈 기반의 산술논리 연산장치(ALU)를 이용하여 모든 함수를 덧셈으로 전환하는 메크로린 급수로 변환한다. 이러한 계산은 지수함수와 동일한 덧셈 수식으로 전환하는 방법으로 많은 양의 덧셈 계산을 수행하게 된다. 또한 Active NPC의 손실 분배 제어를 위해선 전력변환장치를 구성하고 있는 모든 IGBT와 다이오드에 대한 개별적인 내부 구성에 따른 열 모델링을 수행해야 한다. 이처럼 Active NPC에서 손실 분배 기법외의 다른 제어에 대한 연산도 추가적으로 수행하기 위해서는, 기존 열 모델링보다 적은 연산을 하는 열 모델링

기법이 필요하다.

## 4.2 뉴턴의 냉각법칙을 이용한 열 모델링 기법

본 논문에서는 뉴턴의 냉각법칙을 이용하는 덧셈 기반의 열 모델링 기법을 연구하였다. 그림 7은 제안한 열 모델링 기법의 개념도이다. 제안한 기법은 소자의 열 모델링을 손실에 의한 발열부분과 방열판에 의한 냉각부분으로 나누어 계산한다.

제안한 기법에서 냉각부분은 뉴턴의 냉각법칙을 이용하였다. 뉴턴의 냉각법칙을 적분으로 치환하여 물체의 열을 구하면 식 (9)와 같다.

$$\frac{dT_{jc}}{dt} = -k(T_{jc} - S) \quad (9)$$

$$T_{jc} = -k \int (T - S) dt$$

식 (9)에서 T는 IGBT 및 다이오드의 열을, S는 실온을 나타낸다. 여기에 손실에 의한 발열 수식은 줄의 법칙을 이용하여 식 (10)과 같이 손실과 냉각의 식 (9) 두 식의 차이로 온도를 표현할 수 있다.

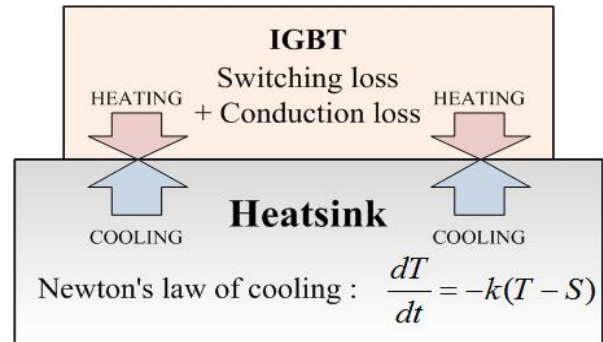


Fig. 7. Configuration of proposed thermal modeling

$$T_{jc} = \int (hP_{loss} - N_{cooling}) dt \quad (10)$$

$$= \int \{hP_{loss} - k(T - S)\} dt$$

여기서  $P_{loss}$ 는 스위칭 손실과 도통 손실을 합한 전체 손실을 의미하며 h는 손실 계수, k는 냉각 계수이

다. 여기서 손실 비율  $h$ 와 냉각 비율  $k$ 의 선정은 소자의 정상상태 열이 기존 열 모델링의 값과 같다고 가정하여 최종값 정리에 의해 식 (8)과 (10)을 식 (11)로 나타내었다.

$$T_{jc} = \lim_{t \rightarrow \infty} \int (hP_{loss} - k(T-S))dt \quad (11)$$

$$= \lim_{t \rightarrow \infty} [P_{loss} \times \sum_{k=1}^n R_k \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_k}})]$$

식 (11)을 통해 시간에 대한 변화 성분이 사라지며 정상상태에서의 열에 대한 수식으로 계산된다. 이를 연립 방정식으로 정리하면 제한한 열 모델링의 손실 계수  $h$ 와 냉각 계수  $k$ 의 비율을 구할 수 있다.

$$h = k \cdot R_{th} \quad (12)$$

냉각 계수  $k$ 의 값은 인버터의 지령 전압 주파수의 두배 시간에 대한 값으로 계산하여 구하면 식 (13)과 같이 계산된다. 그림 8은 제한한 열 모델링을 이용한 ANPC 손실 분배 제어 블록도이다.

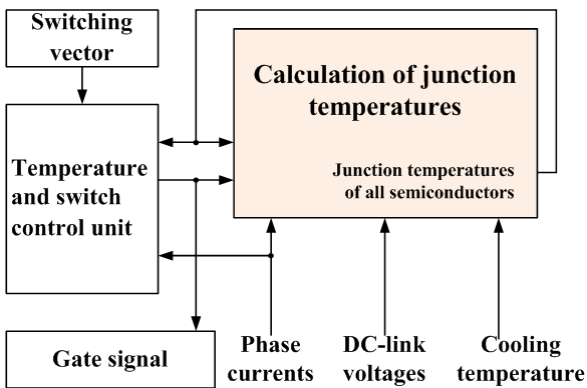


Fig. 8. Block diagram of loss distribution method by proposed thermal modeling using Active NPC inverter

$$k = 2f \left( \frac{1 - e^{-1/2f\tau}}{e^{-1/2f\tau}} \right) \quad (13)$$

### 5. 시뮬레이션

시뮬레이션은 Active NPC 인버터를 이용한 계통측

인버터 제어를 수행하였다. Active NPC 인버터 및 계통에 대한 파라미터는 표 4와 같다. 소자 모델링은 Infineon사의 FF200R12KT4를 사용하였고 Psim의 thermal module IGBT를 이용하여 손실 및 열 모델링을 하였다. FF200R12KT4의 열 저항 파라미터는 표 5, 6와 같다.

Table 4. Parameter of Active NPC and PMSG

Symbol	Meaning	Value
$P_{rate}$	Power rate	13kW
$V_{dc}$	DC link voltage	650V
$C_{dc}$	DC link capacitance	6.0mF
$V_{grid}$	Grid line to line voltage(rms)	380Vrms
$L_i$	Filter inductance(inverter side)	1.4mH
$C_f$	Filter capacitance	10μF
$L_g$	Filter inductance(grid side)	1.0mH
$f_{grid}$	Grid frequency	60Hz
$f_{sw}$	Switiching frequency	10kHz

Table 5. Thermal impedance of the IGBT

Number	Switch			
	1	2	3	4
$R_{th(j-c)}(\Omega)$	0.0081	0.04455	0.0432	0.03915
$\tau(s)$	0.01	0.02	0.05	0.1
$C_{th(j-c)}(F)$	1.23457	0.44893	1.15741	2.55428

Table 6. Thermal impedance of the diode

Number	Diode			
	1	2	3	4
$R_{th(j-c)}(\Omega)$	0.012	0.066	0.064	0.058
$\tau(s)$	0.01	0.02	0.05	0.1
$C_{th(j-c)}(F)$	8.3333	0.30303	0.78125	1.72414

그림 9는 기존의 열 모델링을 통한 손실 분배 제어 시뮬레이션이다. 파형은 각각 상전류, 1번 스위치 전류, 각각의 스위치 및 다이오드 열 모델링 파형이다. 3-레벨 NPC 인버터는 각각의 스위치 열이 불균형하게 나타나지만 그림 9와 같이 Active NPC의 경우 손실 분배 제어를 통해 각각의 스위치의 열이 일정하게 나

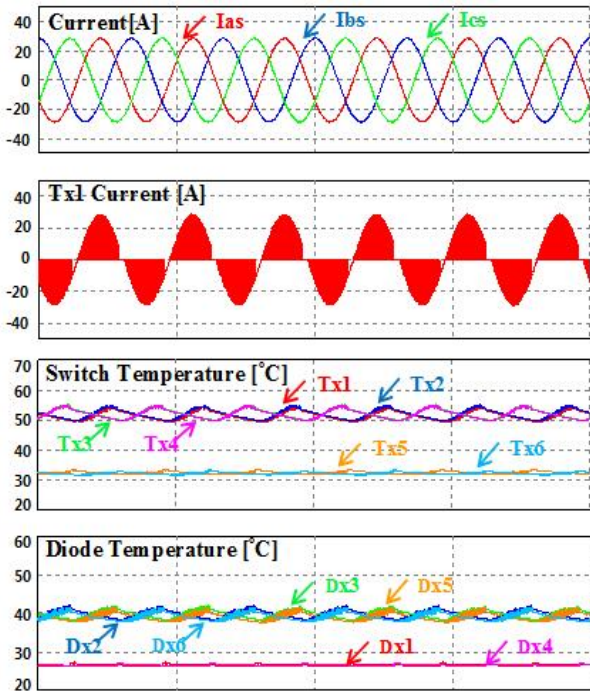


Fig. 9. Loss distribution control by conventional thermal modeling at Active NPC inverter

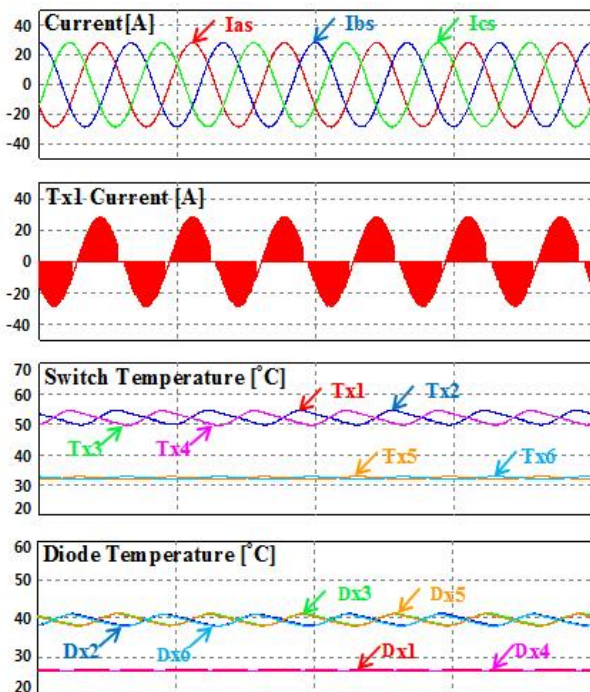


Fig. 10. Loss distribution control by proposed thermal modeling at Active NPC inverter

타난다.

그림 10은 제안한 열 모델링을 통한 손실 분배 제어 시뮬레이션이며, 파형 순서는 그림 9와 동일하다. 그림 9와 10을 비교하면 기존 열 모델링과 동일한 형태의 열 모델링이 구현되는 것을 볼 수 있으며, 이를 통한 손실 분배 제어 역시 동일하게 이루어지는 것을 볼 수 있다.

그림 11은 기존 열 모델링과 제안한 열 모델링에서의 각 스위치 및 다이오드 평균 온도를 나타낸 것이다. 그림 11에서 기재한 바와 같이 평균 온도의 오차는 0.01~0.06°C로 거의 동일하게 나타나는 것을 볼 수 있다. 시뮬레이션 결과 기존의 열 모델링 기법과 새로운 열 모델링 기법이 동일한 조건 하에서 거의 동일하게 나타난다는 것을 확인할 수 있다.

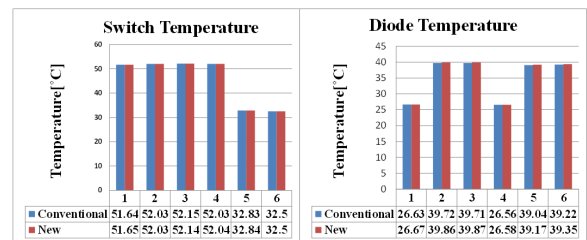


Fig. 11. Temperature graph of IGBT and diode by conventional and proposed thermal modeling

## 6. 실험

그림 12는 3-레벨 Active NPC 인버터의 하드웨어 사진이다. 그림 12의 하드웨어는 풍력발전 축소모델로 제작한 하드웨어로 영구자석 동기 발전기와 계통을 각각 제어할 수 있도록 양방향 구조로 설계하였다. 각각의 전력변환장치는 개별적인 제어보드를 통해 제어하였고 각 상마다 개별적인 방열설계를 하였다. 분할된 6개의 직류 링크는 직류 버스를 통해 병렬로 연결하여 각 상과 직류 링크 사이의 기생 인덕턴스를 동일하도록 설계하였다. 각각의 전력변환장치 제어는 TI사의 TMS320C28346을 통해 제어하였으며, 실험 세트 관련 파라미터는 시뮬레이션과 동일하다.

실험파형은 계통측 인버터에 대해 기재하였다. 그림



13은 Active NPC 인버터의 상전압, 선간전압, 상전류 파형이다. Active NPC 인버터는 그림 13과 같이 상전압은 Positive, Zero, Negative 세가지 전압 상태로 나타나는 것을 볼 수 있으며 선간전압은 5가지 단계로 나뉘어지는 것을 볼 수 있다.

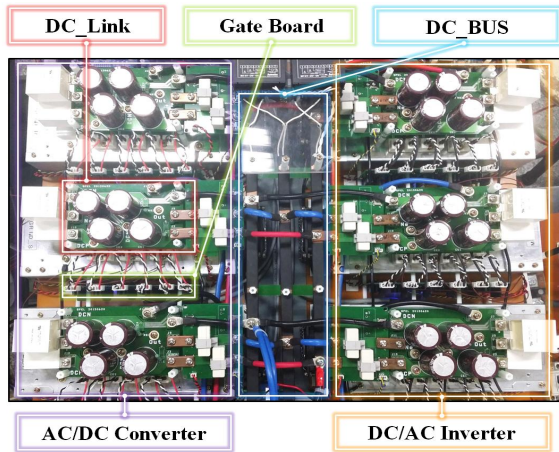


Fig. 12. Back to back Active NPC inverter

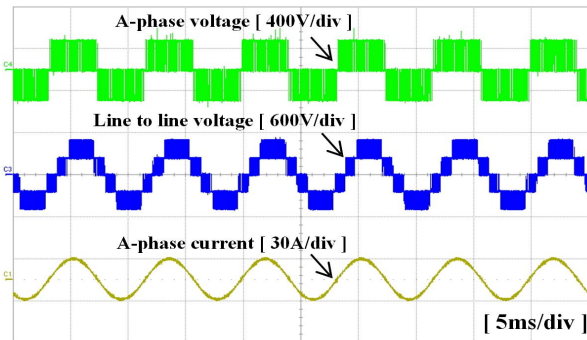


Fig. 13. Voltage & current waveforms of Active NPC inverter

그림 14는 제안한 열 모델링 기법을 사용한 NPC 인버터의 A상 스위치 열 모델링 파형이다. 대기중 온도는 25°C로 선정하여 실험하였으며 열 불균형은 최대 7.4°C로 나타났다. 그림 14와 같이 인버터 동작에서는 1번과 4번 스위치가 2번과 3번 스위치보다 정상상태의 열이 높게 나타나는 것을 볼 수 있다. 이러한 현상이 나타나는 이유는 1번과 4번 스위치가 2번과 3번 스위치에 비해 스위칭 동작을 더 많이 하기 때문에 스위칭 손실이 더욱 많이 나타나기 때문이다.

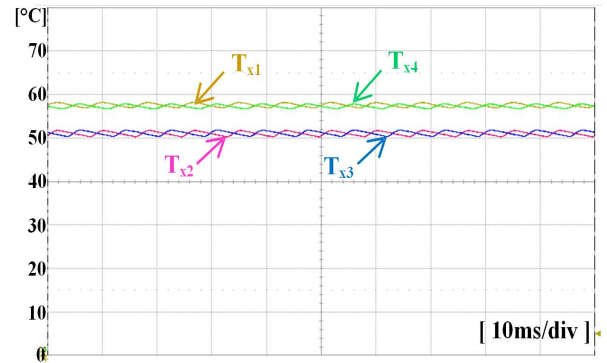


Fig. 14. Experimental waveforms of proposed thermal modeling at each IGBT of NPC inverter

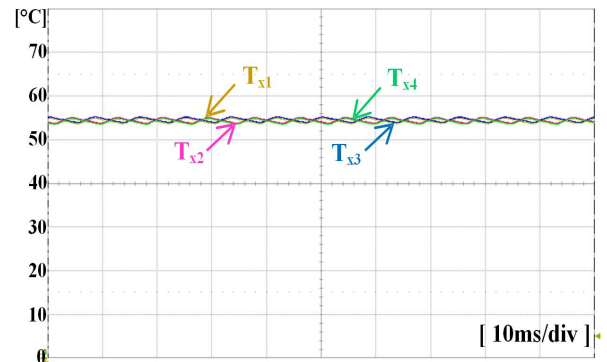


Fig. 15. Experimental waveforms of proposed thermal modeling at each IGBT of Active NPC inverter using loss distribution method

그림 15는 제안한 열 모델링 기법을 사용하여 손실 분배 기법을 적용한 Active NPC 인버터의 A상 스위치 열 모델링 파형이다. 그림 14의 NPC에 비해 소자의 열 불균형 현상이 개선된 것을 볼 수 있으며, 4개의 스위칭 소자가 거의 동일한 열로 모델링된 것을 볼 수 있다. 본 실험에도 그림 14와 같이 대기중 온도는 25°C로 선정하여 실험하였으며 열 불균형은 최대 0.11°C로 나타났다.

NPC와 Active NPC의 상전압 및 선간전압, 상전류 파형은 동일하게 나타난다. Active NPC는 1가지 Zero 상태만 가지고 있는 NPC와 달리 4가지 Zero 상태를 가지고 있기 때문에 상전압, 선간전압, 상전류가 NPC와 동일하게 나타나게 된다.

## 7. 결 론

본 논문은 3-레벨 Active NPC 인버터의 손실 분배 제어를 위한 새로운 열 모델링 기법에 대해 제안하였다. 제안한 기법에서 스위칭 소자의 발열 성분은 소자의 손실은 줄의 법칙에 기반하였고 냉각 성분은 뉴턴의 냉각법칙을 이용하여 유도하였다. 스위칭 소자의 정상상태 온도가 기존 열 모델링의 값과 같다고 가정하여 최종값 정리를 이용하여 발열 계수  $h$ 와 냉각 계수  $k$ 를 선정하였다. 제안한 열 모델링 기법은 기존 열 모델링 기법과 비교하여 0.01~0.06°C의 평균 온도 차이가 나타나므로 거의 동일한 결과를 시뮬레이션을 통해 얻을 수 있었다. 또한 실험을 통해 NPC와 Active NPC 인버터의 온도 모델링을 수행하였고, NPC에서 나타나는 열 불균형을 최대 7.2°C까지 개선할 수 있었다.

이 논문은 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임. (No. 2011-0015584)

## References

- [1] Senturk, O.S., Helle, L., Munk-Nielsen, S., Rodriguez, P. and Teodorescu, R., "Power Capability Investigation Based on Electrothermal Models of Press-Pack IGBT Three-Level NPC and ANPC VSCs for Multimegawatt Wind Turbines," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, No. 7, pp. 3195-3206, Jul. 2012.
- [2] Rodriguez, J., Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications," IEEE Transactions on industry applications, Vol.49, No.4, pp. 724-238, Aug. 2002.
- [3] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 17, no. 5, pp. 518 - 523, Sept./Oct. 1981.
- [4] J. Zaragoza, J. Pou, S. Ceballos, E. Robles, C. Jaen, M. Corbalan, "Voltage-Balance Compensator for a Carrier Based Modulation in the Neutral Point Clamped Converter," IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 56, no. 2, pp. 305-314, Feb. 2009.
- [5] W. Chenchen and L. Yongdong, "Analysis and Calculation of Zero-Sequence Voltage Considering Neutral-Point Potential Balancing in Three-Level NPC Converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 7, pp. 2262-2271, July. 2010.

- [6] Bruckner, T., Bernet, S. and Guldner, H. "The Active NPC Converter and Its Loss-Balancing Control," IEEE Transactions on industrial electronics, Vol.52, No. 3, pp.855-868, June. 2005.
- [7] Mohzani, Z., McGrath, B.P., Holmes, D.G. "The balancing properties of DC link compensation for 3-phase Neutral Point Clamped (NPC) Converter" IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, vol.1, pp. 574-579, Jun. 2012.
- [8] Bai Baodong, Chen Dezhi, "Inverter IGBT loss analysis and calculation, Industrial Technology (ICIT), 2013 IEEE International Conference on, pp. 563-569, Feb. 2013.
- [9] Infineon, "Infineon Datasheet Understanding," 2010 ENPC Seminar.
- [10] Blasko, V., Lukaszewski, R., "On the Loading of Power Modules in a Three Phase Voltage Source Converter," IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol.2, pp.1241-1246, Oct. 1977.

## ◇ 저자소개 ◇



### 현승욱 (玄承旭)

1986년 9월 11일생. 2012년 안양대 전기전자공학과 졸업. 2014년 성균관대 대학원 에너지시스템협동과정 졸업(석사). 2014년~현재 동 대학원 전자 전기컴퓨터공학과 박사과정.



### 이정효 (李禎孝)

1982년 9월 20일생. 2006년 건국대 전기공학과 졸업. 2008년 성균관대 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(석사). 2008~2013년 성균관대 대학원 전자전기 컴퓨터공학과 졸업(박사). 2013년~현재 LG 이노텍 선임연구원.



### 원충연 (元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시 주립대학 전기공학과 방문 교수. 1998년~현재 한국철도기술연구원 심사위원. 2006~2009년 한국전력공사 PQ 심사위원. 2006~2009년 차세대 첨단도시철도시스템(한국건설교통기술 평가원) 기술개발사업 운영위원. 2006~2010년 (주)로템 기술자문위원. 2010~2012년 도시철도 공사 기술검증위원. 2007년~현재 삼성전기 에너지파워 연구센터장. 2011~2012년 한국토지주택공사 기술심사 평가위원. 현재 성균관대 정보통신공학부 교수.