ISSN 1975-8359(Print) / ISSN 2287-4364(Online)
The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers Vol. 67, No. 3, pp. 374~382, 2018
http://doi.org/10.5370/KIEE.2018.67.3.374

션트저항을 이용한 3상 인버터의 전압 변조지수 증대

Improvement of Modulation Index in 3-phase Inverters using Shunt Resistors

김 정 대* · 최 종 우†
(Jung-Dae Kim · Jong-Woo Choi)

Abstract - This paper has done a hardware-based approach to increase the modulation index in 3-phase inverters, unlike the conventional software algorithm-based approaches. The minimum required time to measure the currents in a three-phase inverters with shunt resistors has also been analyzed. By the analysis, the longest time in minimum required time is AD conversion time. To shorten the minimum required time, this paper proposed a sample-and-hold(S/H) circuit implemented at the inverter current signal output to retain the current signal. When the linear operation region of an inverter with S/H was compared with that without it, the modulation index was increased by 7.8 %. Inverters with S/H circuits can employ the traditional software algorithms, such as the voltage injection method or current restoration method, and it will yield further increase the modulation index.

Key Words : Shunt resistors, Motors, Modulation index, Sample-and-hold

1. 서 론

인버터의 벡터제어를 위해서는 실시간으로 3상 전류의 측정이 필수적이다.[1-2] 상전류를 측정하는 방법에는 전류 센서(Current Transformer)를 사용하는 방법과 션트저항(Shunt resistor)을 사용하는 방법이 있다. 일반적인 전류 측정 방법은 대용량 인버터의 경우 3개의 전류 센서를 이용하여 3상의 전류를 측정하는 것이 일반적이나, 중/소용량 인버터의 경우는 2개의 전류 센서를 사용하여 전류를 측정하는 경우도 많다. 즉, 2개의 전류 센서를 이용하여 2상의 전류를 측정하고, 나머지 한상의 상전류는 3상 전류의 합은 ‘0’이라는 것을 이용하면 구할 수 있다. 전류 센서를 사용한 전류 측정 방법은 안정적이어서 많이 사용되지만 저용량, 저가 인버터 구현할 때에는 가격 및 부피 등에 문제가 있다. 따라서 저용량이나 저가 인버터 시스템에서는 션트저항을 이용하여 전류를 측정하는 것이 일반적이다.

션트저항을 이용한 전류 측정 방법은 하단 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)의 이미터(Emitter)와 직류링크의 음극단자 사이에 션트저항을 연결하여 전류를 측정하는 방법이다. 이 방법은 하단 스위치가 켜져 있을 때, 션트저항의 양단에 걸리는 전압 강하를 측정하여 상전류를 측정할 수 있으며, 전류 센서에 비해 가격이 저렴하고 부피가 작아 산업계에서 많이 사용하고 있다[3-9]. 션트저항을 이용한 전류를 측정하는 방법에는 1 션트저항을 이용한 방식과[3-6] 2 션트 저항을 이용한 방식[7] 그리고 3 션트저항을 이용한 방식이 있다[8-9]. 3 션트저항을 이용한 상전류 측정 방법은 모터의 지령 속도가 증가하여 인버터의 출력이 높아질 경우 인버터 상단 스위치의 턴 온 시간이 증가하게 되고 하단 스위치의 턴 온 시간이 감소하게 된다. 상전류의 측정은 하단 스위칭 신호의 정중앙에서 시작하고 그 이후에 AD변환을 하게 된다. 하지만 하단 스위치의 턴 온 시간이 짧아 상전류 신호가 AD변환 완료 이전에 턴 오프 되므로 정상적인 전류 측정이 불가능하여 3상 전류를 복원할 수 없는 영역이 존재한다는 문제점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 예측 전류를 이용한 전류 복원 방법[10-11]과 전압 주입 방식[12-13] 그리고 과변조 방식에 대한 연구[14]가 진행되었다. 첫 번째 예측 전류를 이용한 전류 복원 방법은 역기전력 관측기를 이용하여 역기전력을 구하고 순시 전류를 예측하는 방식이다. 하지만 과변조 영역에서의 실제 출력전압은 지령 값과 차이가 나기 때문에, 이것을 고려하지 않으면 예측 전류와 실제 값 사이에 오차가 발생한다. 또한, 전류값을 복잡한 역기전력 관측기를 통하여 예측하기 때문에 MCU의 연산에 많은 시간이 소요되며, 이것은 션트저항이 사용되는 저가의 인버터의 H/W 성능으로는 감당하기 어렵다. 두 번째 전압 주입 방식을 이용한 구동 방식은 정상적인 전류를 측정하기 위해서 T_{MIN} 이하의 T_{x_off}를 가지는 구간에 임의로 전압을 인가시켜 T_{MIN} 이상의 시간을 갖도록 하는 방식이다. 하지만 이 방식은 전류 리플이 가장 작다고 알려진 대칭 SVPWM을 비대칭 SVPWM으로 바꾸게 되므로 전류 리플 즉 토크 리플이 증가하는 단점이 있다. 또, 임의로 인가할 전압을 구하기 위해 MCU의 연산 시간이 추가로 필요하다. 세 번째 과전류 방식은 벡터 공간 내에서 선형 제어가 가능한 부분을 기준으로 과변조를 시켜 제어

† Corresponding Author : Department of Electrical Engineering, College of IT Engineering, Kyungpook National University, Korea,
E-mail : cjw@knu.ac.kr
* R&D Center, MOTONIC, Co., Ltd.
Received : August 4, 2017; Accepted : January 5, 2018

Copyright ⓒ The Korean Institute of Electrical Engineers
This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/)which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

하는 방식이다. 이 방식은 SVPWM의 과변조로 토크 리플이 증대하는 문제점이 있다.

본 논문에서는 기존 연구의 단점인 복잡한 연산 방식과 토크 리플 증대에 대한 해결 방안으로 3 션트저항을 이용하여 측정된 상전류의 신호를 하드웨어적으로 신호 처리하여 전류 측정 가능 시간을 증대시켜 전압 변조지수를 증가시키는 방법을 연구하였다. 하드웨어적인 전류 측정 신호를 처리하기 위해 최소한의 상단 스위치 오프(Switch off)시간인 T_{MIN}에 대한 분석을 하였다. T_{MIN} 시간 중에서 가장 많은 시간을 차지하는 AD 변환 시간(T_{AD})에 영향을 받지 않기 위해서 샘플-앤드-홀드(S/H, sample-and-hold) 회로를 이용하여 전류 신호를 처리하는 방법을 연구하였다. 인버터에 일반적인 S/H 회로를 그대로 적용하기에는 몇 가지 문제점이 있으며, 이를 개선하기 위해서 개선된 S/H 회로를 제안하였다. 기본적인 회로 시뮬레이션을 통해 S/H 회로의 적용 가능성을 확인하였으며, 실제 모터 인버터 구동 시스템을 구성하여 실제 S/H 회로가 적용된 인버터의 전압 변조지수를 확인하였다. S/H 회로가 미적용된 인버터 시스템과 S/H 회로가 적용된 인버터의 전압 변조지수를 비교하여 본 연구의 결과를 확인하였다.

2. 3 션트저항을 이용한 기존의 상전류 측정 방법

2.1 상전류 검출 방법

3개의 션트저항을 이용하여 상전류를 검출하는 방법은 그림 1과 같다. 3상 풀 브릿지(Full bridge) 회로에서 하단 IGBT의 이미터와 직류 링크 음극 단자 사이에 션트저항을 각 상마다 연결한다. 션트저항을 이용하여 전류를 측정하는 방법은 하단 IGBT가 켜지게 되면 션트저항에 전류가 흐르면서 션트저항 양단에 전압이 발생되는 원리를 이용한다. OP-AMP에서 출력되는 상전류 신호는 하단 스위치가 온(On) 될 때만 전류 측정이 가능하므로 펄스(Pulse) 형태의 출력 형상이 나타난다. 그리고 전류 펄스 신호는 하단 스위치의 켜지는 시간이 길면 펄스의 유지 시간도 길어지고 전류 측정이 가능한 시간이 길어지고, 켜지는 시간이 짧으

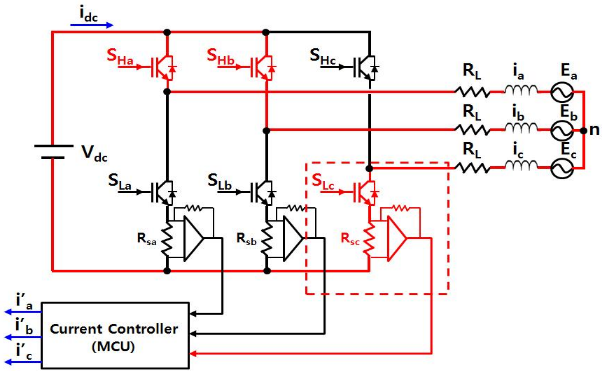

그림 1 3 션트저항을 이용한 상전류 측정
Fig. 1 Phase current measurement using 3 shunt resistors

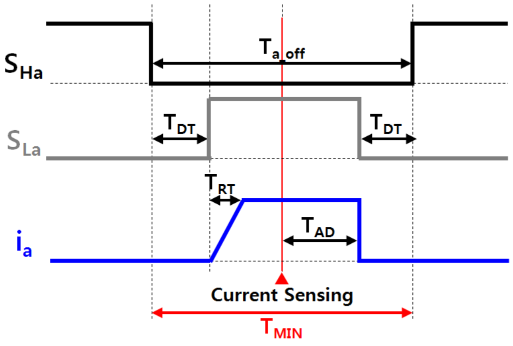

그림 2 전류 측정이 가능한 최소시간
Fig. 2 Minimum time to measure a current

면 펄스 유지시간이 짧아져 전류 측정이 가능한 시간이 짧아진다. 이러한 이유로 3상 션트저항을 이용한 전류 측정에는 전류 측정 시 최소한의 영벡터 구간이 필요하며 그로 인해 전압 변조지수의 감소가 나타난다.

2.2 3상 션트저항을 이용한 정상적인 상전류 측정

3상 션트저항을 이용한 정상적인 상전류 측정 구간의 스위칭 패턴은 그림 2와 같다. S_{Ha}와 S_{La}는 각각 인버터 a상의 상단과 하단 스위치의 온/오프 신호를 나타낸다. i_a는 OP-AMP 회로에서 출력되는 a상의 전류신호이며 T_{a_off}는 a상 상단 스위치의 오프 시간이다. T_{DT}는 스위칭 소자의 암쇼트(Arm-short) 방지를 위한 데드타임(Dead Time)이며, S_{Ha}의 턴오프 이후 T_{DT} 시간이 경과한 후 S_{La}가 켜지게 되고, 마찬가지로 S_{Ha}이 턴 온 하기 T_{DT} 시간 전에 S_{La}가 꺼지게 된다. T_{AD}(Analog to Digital Conversion Time)은 OP-AMP에서 출력되는 아날로그(Analog) 상전류 신호를 MCU(Micro Controller Unit)에서 디지털(Digital) 신호로 변환하는데 필요한 AD 변환 시간이다. T_{RT}는 상승 및 정착시간(Rising and Settling Time)이라고 하며, 인버터 스위치가 켜지는 시간과 OP-AMP의 슬루 레이트(Slew rate)에 의한 신호 지연시간, 그리고 턴 온 신호의 상단에서 발생되는 링잉(Ringing)시간을 합한 시간이다.

전류 측정 시점은 전류 리플이 가장 낮다고 알려진 대칭 SVPWM이 사용된다고 가정하면, 삼각파 펄스의 맨 아랫부분이 되고, 상단과 하단 스위치 오프 시간의 정중앙이 된다. 정확한 상전류 신호를 측정하기 위해서는 전류 측정 시점 이전에 T_{DT}와 T_{RT}가 확보되어야 하고, 전류 측정 시점 이후에도 T_{AD}와 T_{DT}가 확보되어야 한다. 두 조건을 동시에 만족하는 최소시간 T_{MIN}은 다음과 같다.

$$T_{MIN} = 2\max(T_{DT} + T_{RT},\ T_{DT} + T_{AD}) \tag{1}$$

그런데 일반적으로 $T_{RT} << T_{AD}$ 이므로, 식 (1)은 실질적으로 다음과 같게 된다.

$$T_{MIN} = 2(T_{DT} + T_{AD}) \tag{2}$$

즉, 상단 스위치 오프 시간이 식 (2)의 T_{MIN} 시간 보다 커야 한다.

$$T_{x_off} \geq T_{MIN} \ (x = a,\ b,\ c) \tag{3}$$

여기서 x는 3상 중 하나를 표시한다. 즉 x의 값은 a, b, c 중 하나이다. 인버터의 상전류는 3상 중 2상의 신호만 정상적으로 측정할 수 있다면 나머지 상의 전류를 계산할 수 있다. 즉, 3상 션트저항을 이용한 전류 측정 인버터에서 선형적인 모터 제어를 위해서는 $T_{x_off} \geq T_{MIN}$을 만족하는 최소 2상의 상전류가 측정되어야 한다.

2.3 3상 션트저항을 이용한 상전류 측정의 문제점

모터의 지령 속도가 증가하여 인버터의 출력이 높아질 경우 그림 3과 같이 a 상의 상단 스위치의 턴 온 시간이 증가하고 T_{a_off} 시간이 감소하게 된다. 상전류 측정은 T_{a_off}의 정중앙에서 시작하므로 T_{RT} 이후에 T_{AD}를 시작하게 되는데 T_{AD} 시간 이전에 전류 신호가 오프 되어 정상적인 AD 변환이 불가능해 진다. 즉, a상은 $T_{a_off} \geq T_{MIN}$을 만족하지 못하게 되고 정상적인 전류 측정이 불가능해진다.

상전류 측정이 불가능한 영역을 육각형의 전압 벡터 공간에 표시하면 그림 4에서 육각형 모서리 지점의 붉은색 형태와 같다. 전류 측정이 불가능한 지점을 제외하고 다시 가상의 육각형 전압 벡터를 그림 4의 황색 육각형과 같이 그리고, 그 육각형을 내접하는 붉은색의 원을 그리면 3상 션트저항 인버터의 선형 구동 영역이 된다.

3상 션트저항이 없는 인버터에서 SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation)을 할 경우, 선형적으로 합성할 수 있는 상전압의 기본파 성분의 크기는 다음과 같다.

$$V_{fundmental}(ideal) = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \tag{4}$$

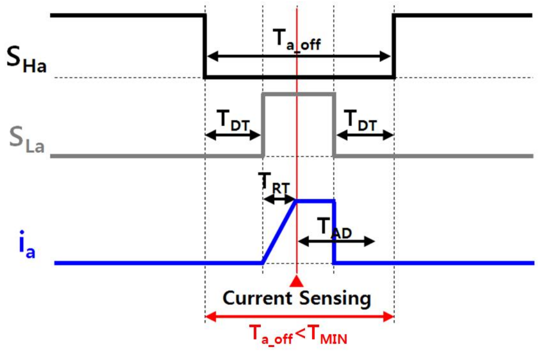

그림 3 전류 측정이 불가능한 경우

Fig. 3 In case that current measurement is not possible

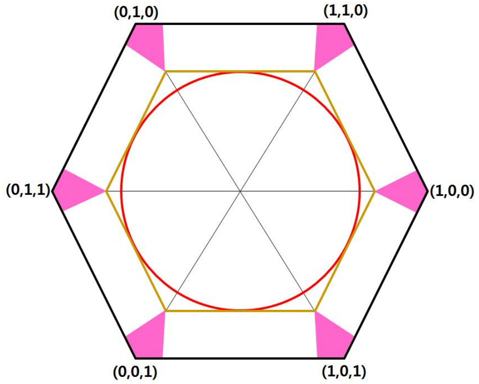

그림 4 가상 전압 벡터 공간의 선형 구동 영역

Fig. 4 The linear operation region in virtual voltage vector space

3상 션트저항이 있는 경우, SVPWM으로 PWM 하여도, 전류측정이 불가능한 영역이 존재하여 선형 구동영역에서의 상전압의 기본파 성분의 크기는 아래와 같이 감소하게 된다.

$$V_{fundmental} = \frac{V_{DC}(1 - 2f_s T_{MIN})}{\sqrt{3}} \tag{5}$$

표 1과 같은 조건으로 인버터를 SVPWM 할 때 3상 션트저항 인버터와 이상적인 인버터의 선형 구동 영역과 전압 변조지수를 비교하면 표 2와 같다. 여기서, 전압 변조지수 (MI, Modulation Index)는 출력 상전압의 기본파 성분의 크기를 직류단 전압의 크기의 비로 나타낸 값으로 다음과 같다.

$$MI \equiv \frac{V_{fundmental}}{\frac{V_{DC}}{2}} \tag{6}$$

표 1 인버터 구동 조건

Table 1 Condition of inverter operation

Parameters	Value
DC-link Voltage	100 [V]
T_{DT}	0.65 [μs]
T_{RT}	2.5 [μs]
T_{AD}	4.2 [μs]
T_{MIN}	9.7 [μs]
f_s	10 [kHz]

표 2 선형구동영역과 전압 변조지수 비교

Table 2 Comparing of linear operation region and modulation index

Parameters	상전압의 기본파 성분의 크기	전압 변조지수
$V_{fundmental}(ideal)$	57.74 [V]	115.5 [%]
$V_{fundmental}$	46.53 [V]	93.1 [%]

이상적인 SVPWM 제어방식 보다 전압 변조지수가 22.4 % 정도 감소됨을 볼 수 있다. 이렇게 3상 션트저항을 이용한 전류 측정 방식을 사용하면 전압 변조지수가 이상적인 경우보다 낮아져 동일한 직류링크 전압 조건에서 출력전압이 낮아지는 문제점이 있다.

3. 3 션트저항을 이용한 제안하는 상전류 측정 방법

3.1 상전류 신호의 유지

그림 3과 같이 3상 션트저항 인버터에서 전류 측정이 불가능한 구간이 발생하는 이유는 T_{AD}가 완료되기 전에 하단 스위치가 턴오프되어 정상적인 AD변환이 불가능하기 때문이다. 만약 그림 5와 같이 하단 스위치가 턴오프되더라도 AD변환이 완료되기 전까지 상전류 신호가 유지되면 T_{MIN}에 대한 수식이 아래와 같이 변경되고, 상전류 측정이 가능한 범위가 크게 증가될 수 있다.

$$T_{MIN} = 2(T_{DT} + T_{RT}) \tag{7}$$

3.2 상전류 신호의 유지

그림 5와 같이, 하단 스위치가 턴 오프 되더라도 상전류 신호를 계속 유지하기 위해서, OP-AMP 출력단에 하드웨어적으로 별도의 회로를 추가적으로 구성하였다. 구성된 회로는 아날로그 신호를 샘플링하고 유지하기 위해 고안된 샘플 앤드 홀드(S/H, Sample-and-hold)회로이다. 기본적인 S/H 회로는 그림 6과 같이 구성된다.[15]

S/H 회로는 전기적인 신호가 입력되고 특정 신호에 의해서 스위치가 켜지면 출력 쪽의 커패시터에 충전을 하고 특정 신호에 의해서 스위치가 꺼지게 되면 방전 회로가 없는 커패시터에 충전

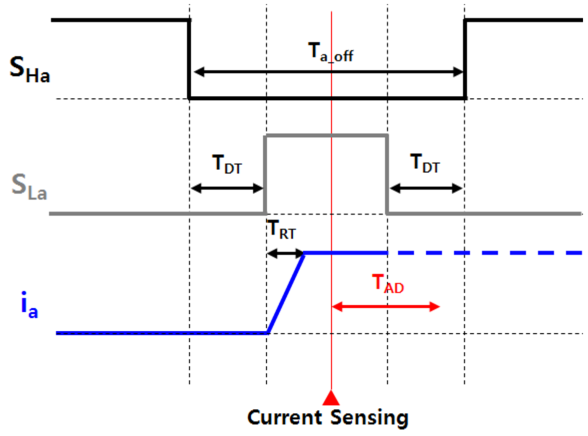

그림 5 상전류 신호의 유지

Fig. 5 Maintaining of phase current signal

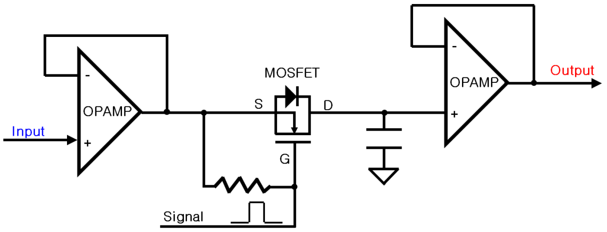

그림 6 S/H의 기본 회로

Fig. 6 Basic S/H circuit

된 전압을 읽는 개념이다. S/H 회로는 입출력단에 OP-AMP의 낮은 입력저항과 높은 출력 저항을 이용한 버퍼(Buffer)를 구성하고 스위치는 신호의 전압 강하가 낮은 MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)을 이용한다. 스위치 이후에는 샘플링한 신호 전압을 충방전 하기 위한 캐패시터가 구성된다.

3상 션트저항 전류 측정 인버터에서는 그림 6의 S/H 회로를 그대로 이용할 수는 없다. 3 션트저항 인버터에서 측정되는 전류 신호는 완전한 정현파가 아닌 펄스 형태의 정현파이며 일반적인 인버터 시스템에서는 OP-APM의 전원이 하나의 극성을 가지는 단전원이다. OP-AMP 출력단에는 양방향의 전류를 정상적으로 측정하기 위해 특정한 값의 옵셋(Offset) 전압을 가지게 된다. MOSFET은 기본적으로 바디 다이오드(Body Diode)를 가지기 때문에 입력 전압이 충전 전압 보다 높은 구간에서는 스위치의 켜짐과 관계없이 항상 커패시터가 충전된다. 옵셋 전압을 기준으로 ‘-’ 방향의 전류가 흐를 때 MOSFET이 꺼지게 되면 입력 전압은 커패시터에 충전되는 전압 보다 높기 때문에 커패시터가 계속 충전이 되고 정상적인 신호의 홀드가 불가능하다.

위에서 언급한 문제점을 보완하기 위해서 본 연구에서는 MOSFET 대신 아날로그 스위치(Analog switch)를 사용하였다. 아날로그 스위치는 스위칭 신호에 따라 양방향으로 도통이 가능하고 MOSFET와는 달리 바디 다이오드가 없어 위에서 언급된 문제점을 해결할 수 있다. 그림 7에 3상 션트저항 전류 측정 인버터에서의 개선된 S/H가 적용된 회로가 구성되어있다. 아날로그 스위치는 차동 OP-AMP의 출력 단에 연결된다. 아날로그 스위치는 인버터 하단 스위치의 입력 신호에 동기화 시킨다. 하단 스위치가 켜질 때 아날로그 스위치가 턴 온 되어 커패시터에 충전을

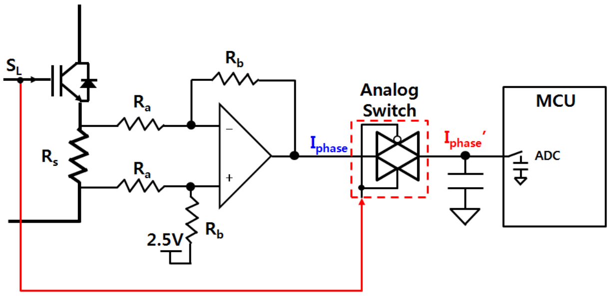

그림 7 개선된 S/H 회로

Fig. 7 Improved S/H circuit

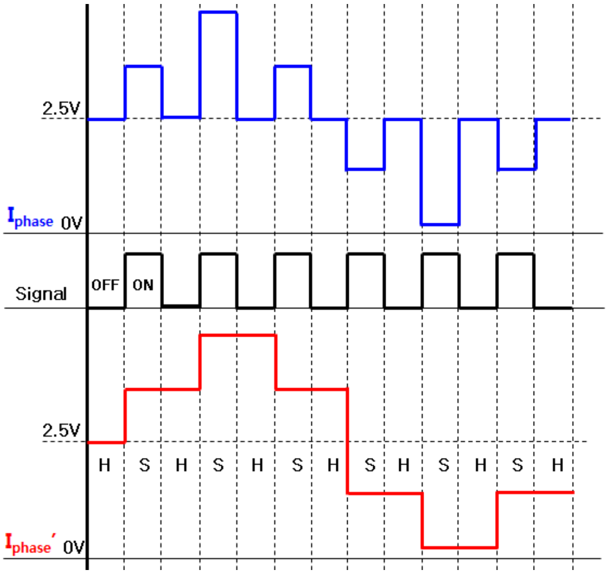

그림 8 개선된 S/H 회로 동작 파형

Fig. 8 Waveforms of improved S/H circuit

하게 되고 하단 스위치가 꺼질 때 아날로그 스위치가 턴 오프되어 커패시터에 충전된 전압이 계속 유지된다.

그림 8에 인버터에서 개선된 샘플-앤드-회로의 동작이 표현되어있다. 5 V의 단전원을 이용한 OP-AMP에서 출력되는 I_{phase}신호는 2.5 V의 옵셋 전압을 가지면서 펄스 파형의 정현파 전류를 출력한다. 하단 스위치가 켜지면 OP-AMP의 출력 전압이 그대로 나타나고 하단 스위치가 꺼지면 출력전압이 유지가 되어 그림 5에서 가정한 출력 전류 신호의 유지가 구현이 된다. I_{phase}신호에 대해서 S/H 회로를 거치게 되면 I_{phase}'와 같이 연속된 정현파 형태가 출력된다.

그림 9에서 S/H 회로를 사용하여 출력된 전류 파형을 한주기로 나타내고 있다. S/H 회로를 통과하기 전인 I_{phase}는 하단 스위치가 꺼지는 시간에 전류 신호도 '0'로 변한다. 하지만 S/H 회로를 통과한 I_{phase}'에서는 하단 스위치가 켜지면 샘플링을 시작하고 하단 스위치가 꺼지면 전압을 유지하여 다음 하단 스위치가 켜지는 시점까지 전압의 변동이 없다. 이로 인해 T_{AD}에 소모되는 시간이 '0'인 것으로 해석할 수 있고, 최소 변환 가능 시간이 식 (7)과 같이 줄어든다.

3.3 전압 변조지수 분석

표 3은 S/H 회로의 적용 전후의 인버터 구동조건을 나타낸다. S/H 회로 미적용 시 T_{MIN}의 값은 9.7 ㎲이고, S/H 회로를 적용하게 되면 6.3 ㎲로 많이 개선된다. 표 4는 S/H 회로의 적용 전후의 선형구동영역과 전압 변조지수를 비교한 것이다. 직류링크 전압이 100 V인 경우, 3상 션트 저항이 없는 경우와 3상 션트 저항이 있고 S/H 회로가 미적용된 경우, 마지막으로 3상 션트 저항이 있고 S/H 회로가 적용된 경우, 각각에 대하여 선형적으로

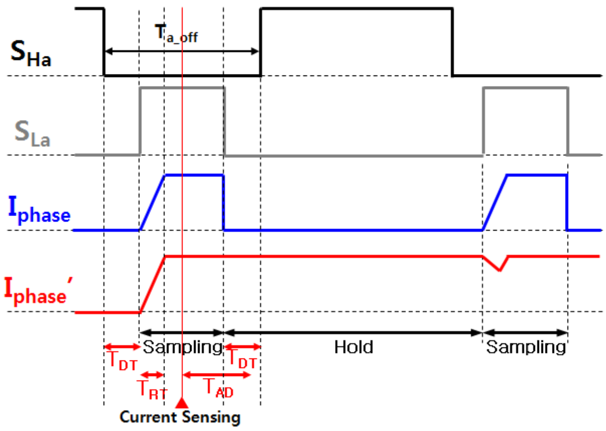

그림 9 S/H 회로를 사용하여 출력된 전류 파형

Fig. 9 Current waveform output using S/H circuit

표 3 인버터 구동 조건 (S/H 회로 적용 전/후)

Table 3 Condition of inverter operation (before/after sample-and-hold circuit)

Parameters	Value
DC-link Voltage	100 [V]
T_{DT}	0.65 [㎲]
T_{RT}	2.5 [㎲]
T_{AD}	4.2 [㎲]
T_{MIN} (S/H 회로 미적용)	9.7 [㎲]
T_{MIN} (S/H 회로 적용)	6.3 [㎲]
f_s	10 [kHz]

표 4 선형구동영역과 전압 변조지수 비교 (S/H 회로 적용 전/후)

Table 4 Comparing of linear operation region and modulation index (before/after sample-and-hold circuit)

Parameters	상전압의 기본파 성분의 크기	전압 변조지수
$V_{fundmental}(ideal)$	57.74 [V]	115.5 [%]
$V_{fundmental}$ (S/H 회로 미적용)	46.53 [V]	93.1 [%]
$V_{fundmental}$ (S/H 회로 적용)	50.46 [V]	100.9 [%]

합성할 수 있는 상전압의 기본파 성분의 크기와 전압 변조지수를 비교하였다. S/H 회로를 적용함으로써, 상전압의 기본파 성분의 크기는 46.53 V에서 50.46 V로 약 8.4 %증가하였고, 전압 변조지수 역시 약 7.8 %증가하였다.

그림 10에서 S/H 회로가 적용된 인버터와 미적용된 인버터를 전압 벡터 공간에서 비교 하였다. S/H 회로가 적용된 인버터의 전류 검출이 불가능한 영역이 줄어들어 선형 구동 영역이 확장됨

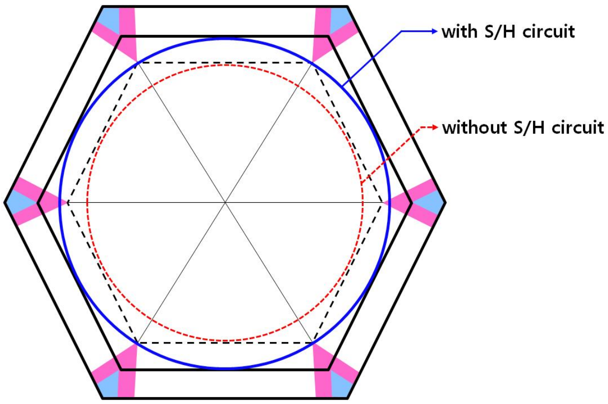

그림 10 S/H 회로 적용/미적용 인버터의 전압 벡터 비교
Fig. 10 Voltage vector comparison of inverter with/without S/H circuit

을 비교하여 알 수 있다. 빨간색으로 표시된 내접원이 S/H 회로 미적용인 경우이고, 파란색으로 표시된 내접원이 S/H 회로가 적용된 경우이다.

4. 시뮬레이션

4.1 시뮬레이션 조건

표 5 S/H 회로의 시뮬레이션 조건
Table 5 Simulation conditions of S/H circuit

Parameters	Value
DC-link Voltage	24 [V]
f_s	10 [kHz]
T_{DT}	2 [μs]
션트저항	10 [mΩ]
부하 인덕턴스	1 [mH]
시뮬레이션 프로그램	OrCAD PSpice

S/H 회로가 적용된 인버터의 실제 테스트에 앞서 동작에 대한 가능성을 확인하기 위해 시뮬레이션을 진행하였다. 표 5는 S/H 회로를 시뮬레이션하기 위한 조건이다.

시뮬레이션은 S/H 회로의 동작에 대한 특성만 보면 되므로 간단한 회로 시뮬레이션만 진행하였다. 시뮬레이션은 OrCAD PSpice를 사용하였다. 그림 11은 S/H 회로의 시뮬레이션 구성 회로이다. 시뮬레이션의 시간 축소와 회로의 간소화를 위해 인버터의 3상 중 한상에 해당하는 회로만 시뮬레이션 하였다. OP-AMP는 차동회로로 구성하고 5 V의 단전원으로 전원을 공급하였으며 옵셋 전압은 2.5 V이다. 아날로그 스위치 회로의 입력은 하단 스위치와 동일한 타이밍을 가지고 아날로그 스위치의 입력 전압인 5 V로 낮추어 입력하였다. 출력 커패시터는 33 nF으로 MCU의 ADC 커패시터의 10배 정도로 설정하여 안정적인 ADC가

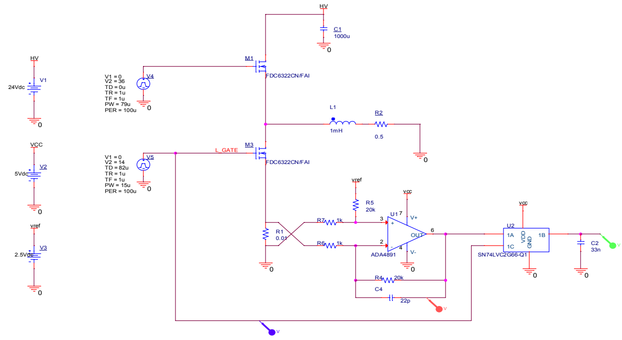

그림 11 S/H 회로의 시뮬레이션 회로
Fig. 11 Simulation circuit diagram of S/H circuit

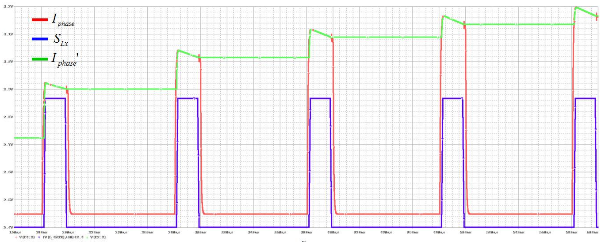

그림 12 S/H 회로의 시뮬레이션 결과 (I_{phase} : 적색, I_{phase}' : 녹색)
Fig. 12 Simulation Result of S/H circuit (I_{phase} : red, I_{phase}' : green)

가능한 커패시터 용량으로 선정하였다.

4.1 시뮬레이션 결과

그림 12는 S/H 회로의 시뮬레이션 결과이다. 그림 8의 I_{phase}' 출력 파형과 동일하게 하단 스위치 신호에 따라서 적색으로 표시된 I_{phase}가 '0'이 되더라도 녹색으로 표시된 I_{phase}'의 출력은 계속 유지됨을 볼 수 있다.

5. 실험 시스템 구성

본 논문에서 제안한 방법을 검증하기 위해 그림 13과 같이 인버터 구동 시스템을 구성하였다.

실험 시스템은 모터를 구동하기 위한 인버터, 인버터에 고전압을 인가시키기 위한 고전압 직류전원(High Voltage DC Power), 저전압(12 V)을 인가하기 위한 저전압 직류전원(Low Voltage DC Power), 모터, 모터에 부하를 인가하기 위한 다이나모(Dynamo), 다이나모를 제어하기 위한 컴퓨터(PC1), 인버터 출력 3상전류와 OP-AMP 출력을 측정하기 위한 오실로스코프(Oscilloscope), 인버터를 제어하기 위한 컴퓨터(PC2)로 구성된다.

인버터를 이용하여 1 kW급의 IPMSM을 제어하였다. 모터의 자세한 제원은 표 6에 나타나있다. 표 7은 인버터를 구동하기 위

표 6 모터 제원

Table 6 Motor specification

Parameters	Value
Inductance	10 [μH]
Resistance	0.5 [Ω]
Number of Poles	8 [pole]
Rated Power	1 [kW]
Sensor	A, B, I Absolute angle

표 7 시스템 구동 조건

Table 7 System operation condition

Parameters	Value
DC-link Voltage	100 [V]
T_{DT}	0.65 [μs]
f_s	10 [kHz]
Speed	2,000 [RPM]
Load	2 [N·m]

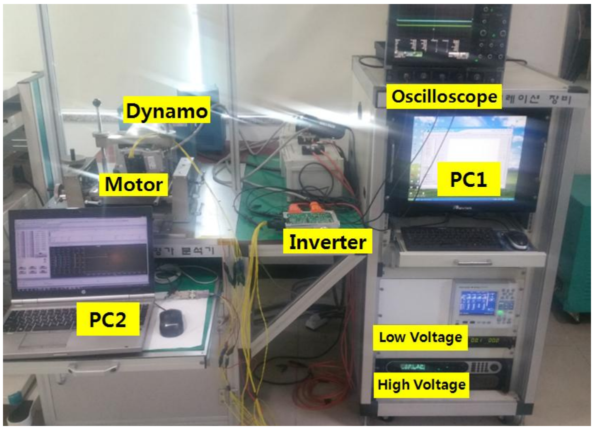

그림 13 실험 시스템 구성 사진

Fig. 13 Picture of test system configuration

한 시스템 조건이다. 모터의 정격 속도인 2,000 RPM에서 2 N·m의 부하를 인가하여 모터를 구동시켰다.

그림 14에 1 kW급 모터 인버터의 하드웨어 사진이 나타나있다. S/H 회로는 간이 보드 형태로 제작하였다. 그림 15에는 인버터에 적용된 S/H 회로가 나타나있다. OP-AMP의 비반전 입력(Noninverting input)단에 션트 레귤레이터에서 출력되는 2.5 V를 인가하여 OP-AMP 출력에 옵셋 전압이 출력되도록 하였다. OP-AMP 출력단에 S/H 회로의 적용을 위해서 아날로그 스위치를 적용하였고 아날로그 스위치는 하단 IGBT 게이트 드라이버의 입력신호를 제어 신호로 사용하였다. 아날로그 스위치 출력 커패시터에는 안정적인 AD 변환를 위해서 MCU의 ADC 입력단 커패시터의 용량보다 10배 이상의 용량으로 선정된 커패시터가 적용되었다.

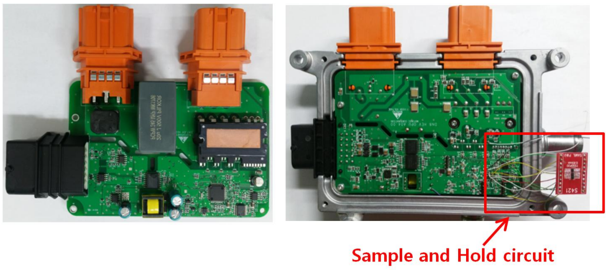

그림 14 인버터 하드웨어 사진

Fig. 14 Picture of inverter hardware

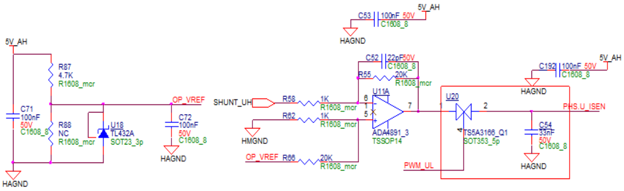

그림 15 S/H 회로의 회로도

Fig. 15 Circuit diagram of S/H circuit

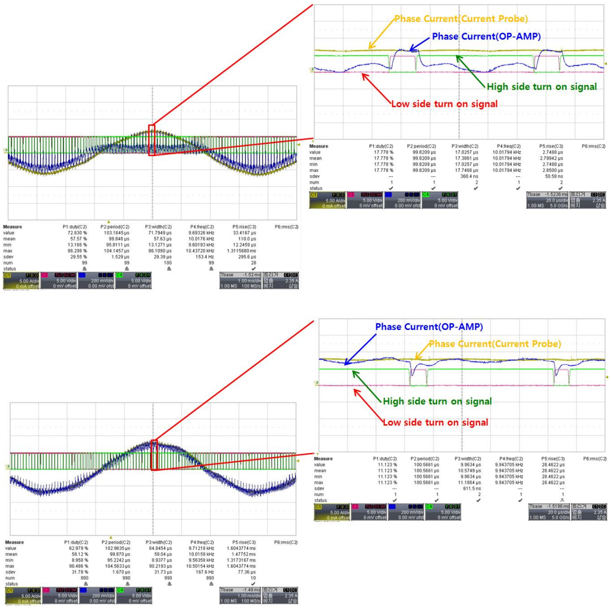

그림 16 상전류 출력 (위 : S/H 회로 미적용, 아래 : S/H 회로 적용)

Fig. 16 Phase current output (up : without S/H circuit, down : with S/H circuit)

6. 실험 결과

그림 16은 S/H 회로가 미적용된 상전류의 출력과 적용된 상전류 출력을 나타내었다. S/H 회로가 미적용된 회로의 상전류 출

력은 하단 스위치가 켜지고 꺼짐에 따라서 OP-AMP에서 출력되는 상전류 신호(파란색)가 변화하는 것을 볼 수 있다. 반대로 S/H 회로가 적용된 회로의 상전류 출력은 하단 스위치가 꺼지더라도 OP-AMP에서 출력되는 상전류 신호(파란색)가 계속 유지되는 것을 볼 수 있다.

그림 17은 S/H 회로가 미적용된 회로와 적용된 회로의 모터 최대 속도를 나타내었다. S/H 회로가 미적용된 회로의 최대 모터 구동 속도는 2,000 RPM이며, S/H 회로가 적용된 회로의 최대 모터 구동 속도는 2,352 RPM으로 증가하였다.

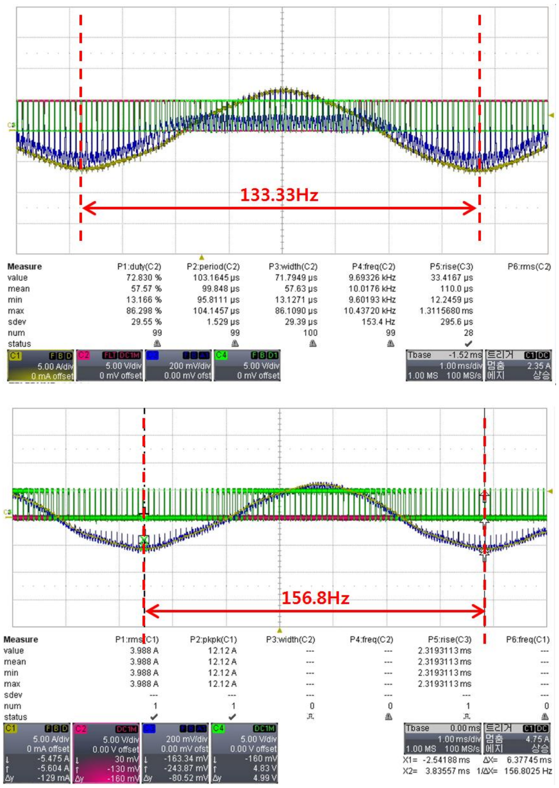

그림 17 모터 최대 속도 (위 : S/H 회로 미적용, 아래 : S/H 회로 적용)

Fig. 17 Maximum speed of motor (up : without S/H circuit, down : with S/H circuit)

7. 결 론

본 논문에서는 3 션트저항을 이용한 모터 구동 인버터에서 영벡터 구간이 짧을 경우 전류의 신호를 하드웨어적으로 신호 처리하여 전류 측정 가능 시간을 증대시켜 전압 변조지수를 증가시키는 방법을 연구하였다. 하드웨어적인 전류 측정 신호를 처리하기 위해 최소한의 상단 스위치 오프시간인 T_{MIN}에 대한 분석을 하였다. T_{MIN} 시간 중에서 가장 많은 시간을 차지하는 AD 변환 시간(T_{AD})에 영향을 받지 않게 하기 위해서 S/H 회로를 이용하여 전류 신호를 처리하는 방법과 인버터 회로에 적용을 위한 개선된 S/H 회로를 제안하였다. 실제 모터 인버터 구동 시스템을 구성하여 S/H 회로가 적용된 경우와 적용되지 않은 경우의 전압 변조지수를 비교하여 본 연구의 결과를 확인하였다.

S/H 회로가 적용된 인버터에서는 T_{AD} 시간을 고려할 필요가 없기 때문에 T_{AD} 시간을 줄이기 위해 MCU사양을 올릴 필요가 없어 비용 절감에 효과적이다. 아날로그 스위치 회로가 추가적으로 필요하지만 아날로그 스위치 소자의 가격이 낮은데 반해 전압 변조지수가 크게 증가하고, MCU의 ADC요구 성능을 낮출 수 있기 때문에 오히려 인버터 시스템 가격을 절감할 수 있다. S/H 회로가 적용된 인버터는 기존에 연구되어 제시 되었던 전압 주입 방식이나 예측 전류를 이용한 전류 복원 방법 등 소프트웨어적인 알고리즘 개선 방법과 병행하여 사용할 수 있으며, 이 경우, 추가적인 전압 변조지수의 상승이 가능하다.

References

[1] Wang Wei, Wang Gaolin, et, al. Design on high-powered Vector Control System of AC Motor Based DSP. Servo Control [J], pp. 33-35, Vol. 3, 2007.

[2] D. M. Brod and D. W. Novotny, "Current control of VSI-PWM inverters", IEEE Transactions on Industry Applications. vol. IA-21, no. 4, pp. 562-570, May/June 1985.

[3] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, U. Jaeger, and P. Thoegersen, "Single current sensor technique in the dc-link of Three-phase PWM-VS inverters: A review and a novel solution," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 33, no. 5, pp. 1241-1253, Sep. 1997.

[4] W. C. Lee, D. S. Hyun, and T. -K. Lee, "A novel control method for three-phase PWM rectifiers using a single current sensor," IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, no. 5, pp. 861-870, Sep. 2000.

[5] F. Parasilifi, R. Petrella and M. Tursini, "Low cost phase current sensing in DSP," Proc. IEEE ISIE'99, vol 3, pp. 1284-1289, 1999.

[6] B. Saritha and P. A. Janakiraman, "Sinusoidal three-phase current reconstruction and control using a dc-link current sensor and a curve-fitting observer," IEEE Trans. Industial Electronics., vol. 54, no. 5, pp. 2657-2664, Oct. 2007.

[7] Yoo Jeong-Mock, Jung Jae Yeop. "Phase Current Measurement Method for 3-Phase Inverter with Two Leg-Shunt Sensing Resistors" THE KOREAN INSTITUTE OF POWER ELECTRONICS, Power Electronics Annual Conference, 2016.11, 210-211 (2 pages)

[8] Do-Yun Kim, Yong-Seok Lee, Jung-Song Moon, Taeck-Kie Lee, Chung-Yuen Won "Phase Current Sensing

Method Using Three Shunt Resistor for Three Phase Inverter" THE KOREAN INSTITUTE OF POWER ELECTRONICS, Power Electronics Annual Conference, 2011.11, 235-236 (2 pages)
[9] S. Chi, X. Wang, Y. Yuan, Z. Zhang and L. Xu, "A current reconstruction scheme for low-cost PMSM drives using shunt resistors," APEC2007-Twenty Second Annual IEEE, PP. 1701-1706, 2007.
[10] Jang, Young-Hee "Three phase current reconstruction method using predictive current in three shunt sensing PWM inverter for drive PMSM", A thesis for a master's degree at Sungkyunkwan University, 2016.10
[11] B. Saritha and P. A. Janakiraman, "Sinusoidal three-phase current reconstruction and control using a dc-link current sensor and a curve-fitting observer," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 5, pp. 2657-2664, Oct. 2007.
[12] Byung-Geuk Cho, Jung-Ik Ha, and Seung-Ki Sul, "Analysis of the Phase Current Measurement Blundary of Three Shunt Sensing PWM Inverters and," Journal of Power Electronics, Vol. 13, No. 2, March 2013.
[13] Byung-Geuk Cho, Jung-Ik Ha, Seung-Ki Sul, "Voltage Injection Methodfor Boundary Expansion of Output Voltages in Three Shunt Sensing PWM Inverters," ICPE 2011 ECCE-Asia, pp. 411-415, May 2011.
[14] Shin, Seung Min "Improved Phase Current Sensing Method for PMSM Drives Using Three Shunt Resistors", A thesis for a master's degree at Sungkyunkwan University, 2010.12.
[15] Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll "Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuit", PRARSON, 6th Edition, pp. 228-229, 450-451, 2007.

저 자 소 개

김 정 대 (Jung-Dae Kim)

1982년 11월 11일생. 2008년 안동대 사범대학 전자교육과 졸업, 2017년 경북대 산업대학원 전기공학전공 졸업(석사), 2008년~현재 (주)모토닉 기술연구소 선임연구원.

최 종 우 (Jong-Woo Choi)

1969년 2월 25일생. 1991년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2001년~현재 경북대 IT대학 전기공학과 교수.