

수동 바이패스 필터를 이용한 단상 무변압기형 인버터

양민권¹, 허 준¹, 이명철¹, 김유진¹, 최우영[†]

Single-Phase Transformerless Inverter using Passive Bypass Filter

Min-Kwon Yang¹, Jun Heo¹, Myung-Chul Lee¹, Yu-Jin Kim¹, and Woo-Young Choi[†]

Abstract

Previous single-phase transformerless inverters used active bypass switching circuits that need auxiliary power switches to minimize ground leakage current. However, switching and gate driving losses are increased due to the use of additional power switches. To cope with this drawback, this work proposes a transformerless inverter using a passive bypass filter without any auxiliary power switch. The operation and control of the proposed inverter are described. The ground leakage current characteristics are analyzed for the proposed inverter with the passive bypass filter. The experimental results of the proposed inverter for a 1.0kW prototype system are presented.

Key words: Single-phase inverter, Leakage current, Parasitic capacitance, Common-mode

1. 서 론

계통 연계형 인버터는 태양광, 풍력, 연료전지와 같은 재생 가능한 에너지원으로부터 생성된 전력을 변환시키기 위해 신재생 에너지 응용 분야에서 널리 사용되고 있다^[1]. 계통 연계형 인버터는 변압기 사용 유무에 따라 변압기형 인버터와 무변압기형 인버터로 분류할 수 있다. 변압기형 인버터는 인버터와 계통간의 전기적인 절연으로 회로의 안전성을 보장할 수 있지만^[2], 변압기를 사용하기 때문에 전력손실이 크고, 효율이 낮고, 부피가 크며 비용이 증가하는 단점을 가지고 있다. 하지만 무변압기형 인버터는 부피가 작고 경제적이며 효율이 높은 장점 때문에 최근에 많은 연구가 이루어지고 있다^[3-4]. 기본적인 무변압기형 인버터는 풀-브릿지(Full-bridge) 인버터이다. 그림 1은 풀-브릿지 인버터의 회로도도를 나타낸다. 풀-브릿지 인버터는 바이폴라(Bipolar) 변조 방법과 유니폴라(Unipolar) 변조 방법으로 동작한다. 바이폴라 변조 방법은 스위치 S_1 과 S_2 가 연결된 레그에 표시

된 노드 A 와 스위치 S_3 와 S_4 가 연결된 레그에 표시된 노드 B 에 인가되는 전압이 V_{dc} 와 $-V_{dc}$ 를 가진다. V_{dc} 와 $-V_{dc}$ 의 출력 전압 변동 폭이 $2V_{dc}$ 이기 때문에 높은 전류 리플을 발생시켜 인덕터 L_1 과 L_2 코어 손실을 야기한다. 유니폴라 변조 방법은 스위치 S_1 과 S_2 가 연결된 레그에 표시된 노드 A 와 스위치 S_3 와 S_4 가 연결된 레그에 표시된 노드 B 에 인가되는 전압이 V_{dc} 와 0 그리고 $-V_{dc}$ 를 가진다. 유니폴라 변조 방법은 바이폴라 변조 방법보다 출력 전압 변동 폭이 $2V_{dc}$ 에서 V_{dc} 로 감소되며 전류 리플이 반으로 줄어들어 인덕터 코어 손실을 감소시킬 수 있다. 따라서 유니폴라 변조 방법을 이용한 풀-브릿지 인버터는 전류 리플을 감소시키는 장점을 가진다. 하지만 유니폴라 변조 방법을 이용한 풀-브릿지 인버터는 고주파 스위칭으로 동작하기 때문에 V_p 에 고주파 성분 전압을 가지고 있다. V_p 에 고주파 성분 전압은 누설 전류(Leakage current)를 발생시켜 계통 연계형 인버터 시스템의 효율을 감소시키는 역할을 한다^[5]. 따라서 현재 누설 전류를 감소시키기 위해서 유니폴라 변조 방법을 이용한 풀-브릿지 형태를 가진 무변압기형 인버터가 개발되고 있다^[6-7]. 그림 2는 H5 인버터의 회로도도를 나타낸다. H5 인버터는 기존 풀-브릿지 인버터 구조에서 스위치 S_5 가 추가된 형태이다. 추가된 스위치는 직류전원과 계통간의 절연 역할을 하는 dc 바이패스 필터 역할을 한다. H5 인버터의 특징은 스위치 S_5 를 이용하여 프리 휠링(Free wheeling) 동작 시 스위치 S_5 가 턴-오프 되기 때문에 직류전원 V_{dc} 와 계통간의 연결이 차단되어

Paper number: TKPE-2018-23-2-8

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: wychoi@jbnu.ac.kr, Division of Electronic Engineering, Chonbuk Nat'l University
Tel: +82-63-270-2409 Fax: +82-63-270-2394

¹ Division of Electronic Engineering, Chonbuk Nat'l University

Manuscript received Jan. 31, 2018; revised Feb. 7, 2018; accepted Feb. 28, 2018

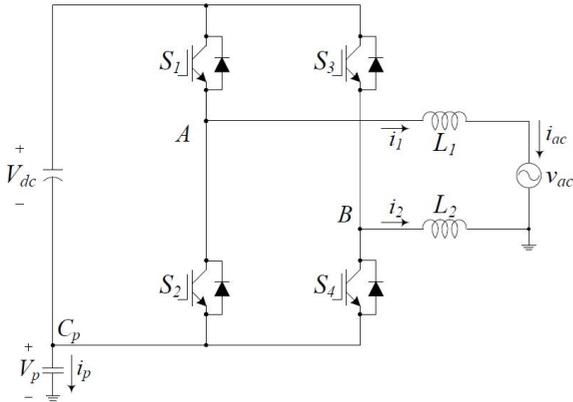


Fig. 1. Circuit diagram of the conventional full-bridge inverter.

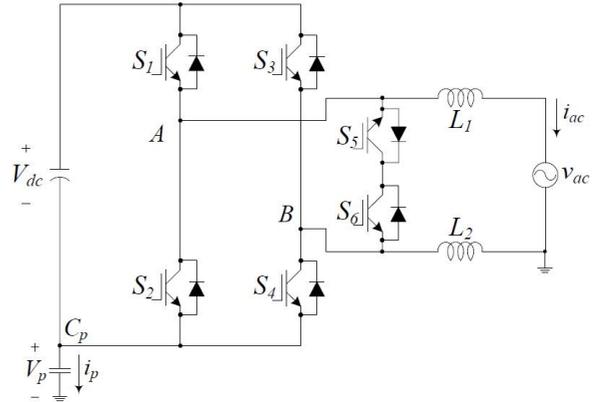


Fig. 3. Circuit diagram of the HERIC inverter.

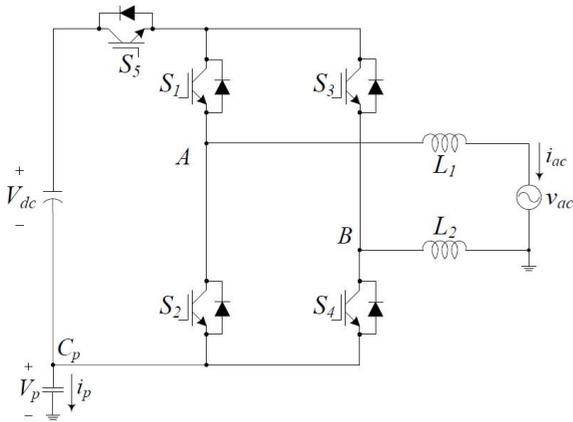


Fig. 2. Circuit diagram of the H5 inverter.

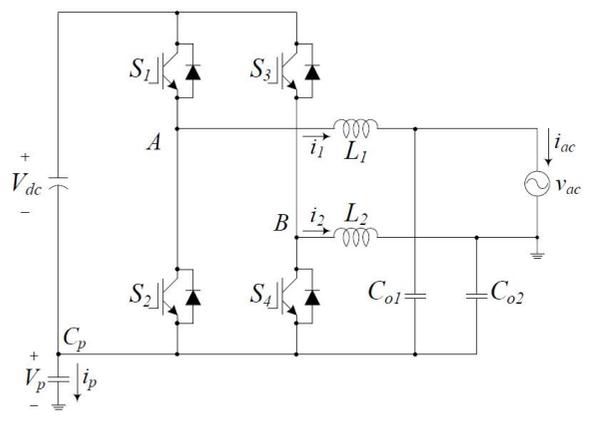


Fig. 4. Circuit diagram of the proposed inverter.

누설 전류를 감소시킬 수 있다. 하지만 직류전원 V_{dc} 에서 계통으로 전력이 전달될 때 3개의 스위치가 도통되기 때문에 스위치의 도통 손실이 증가하는 단점을 가지고 있다. 그림 3은 HERIC 인버터의 회로도를 나타낸다. HERIC 인버터 구조는 풀-브릿지 인버터의 구조에서 출력 단에 2개의 스위치 S_5 와 S_6 가 직렬로 추가된 형태이다. 추가된 2개의 스위치는 직류전원과 계통간의 ac 바이패스 역할을 한다. HERIC 인버터의 특징은 직류전원 V_{dc} 의 영향을 분리시키는 H5 인버터와 달리 계통 전압 v_{ac} 의 흐름을 제한하여 누설 전류를 감소시키는 형태이다. 하지만 HERIC 인버터는 스위치 S_5 와 S_6 때문에 게이트 드라이버가 추가되고, 이에 따라 시스템 비용이 증가하는 단점을 가지고 있다. H5 인버터와 HERIC 인버터는 dc 바이패스 필터와 ac 바이패스 필터 역할을 하는 능동소자를 통해 누설 전류를 감소시킬 수 있지만 능동소자 추가로 스위치의 도통 손실 및 스위치를 구동하는 게이트 드라이버 추가로 제어의 복잡성과 비용이 증가하는 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 수동 바이패스 필터를 이용한 단상 무변압기 인버터를 제안한다. 제안하는 인버터의 동작원리와 공통모드 해석을 통해 특징을 설명한다. 기존 무변압기형 인버터들과 제안하는 수동 바이패스 필터를 이용

한 인버터의 성능 비교를 위해 1.0kW 프로토타입 제작을 통해 제안하는 인버터의 성능을 검증한다.

2. 제안하는 인버터

2.1 회로 구조

그림 4는 제안하는 인버터의 회로도를 나타낸다. 제안하는 인버터는 스위치 S_1, S_2, S_3, S_4 , 출력 인덕터 L_1 과 L_2 , 기생 커패시터 C_p , 그리고 출력 커패시터 C_{o1}, C_{o2} 로 구성되어 있다. 출력 인덕터 L_1 과 L_2 의 전류는 각각 i_{L1} 과 i_{L2} 이다. V_{dc} 는 입력 전압이고, v_{ac} 는 출력 전압이다. i_{ac} 는 출력 전류이다. C_p 는 직류 전원과 접지간의 기생 커패시터이다. 기생 커패시터 C_p 의 전압과 전류는 각각 V_p 와 i_p 이다.

2.2 동작원리 및 제어방식

그림 5는 제안하는 인버터의 스위칭 상태에 따른 회로도를 나타낸다. 스위치 S_1 과 S_2 는 서로 상보적으로 동작한다. 스위치 S_3 와 S_4 는 서로 상보적으로 동작한다. 그림 5(a)는 양의 반주기에서의 회로 동작을 나타내며, S_1 과 S_2 는 고주파로 스위칭 동작하며, S_3 와 S_4 는 계통 주파수로 스위칭 동작한다. 양의 반주기에서 스위치 S_3 은

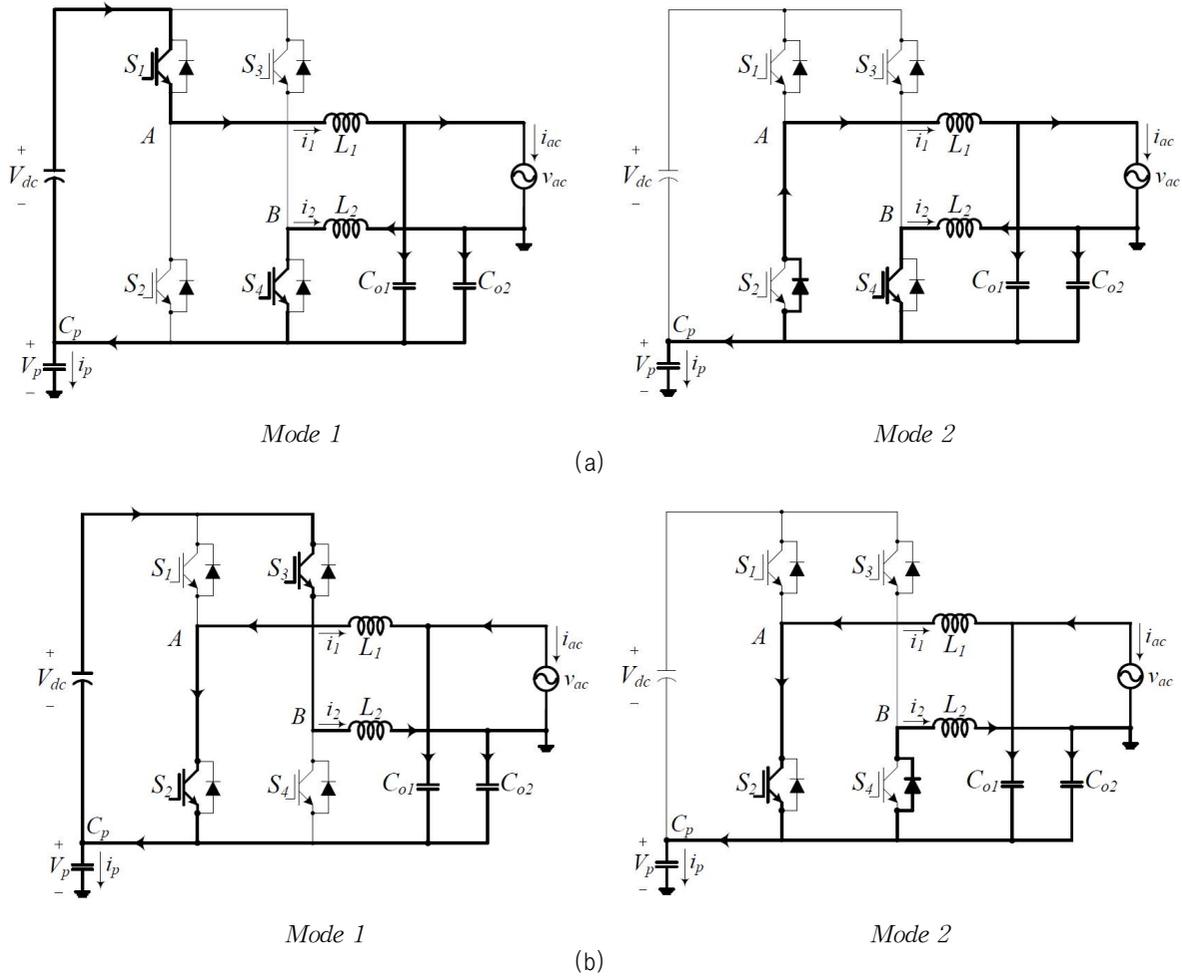


Fig. 5. Operation states of the proposed inverter (a) Positive half-cycle, (b) Negative half-cycle.

항상 턴-오프 상태이고, 스위치 S_4 는 턴-온 상태로 유지된다.

Mode 1: 스위치 S_1 은 턴-온 상태이고 스위치 S_2 는 턴-오프 상태일 때, 출력 인덕터 L_1 과 L_2 에 에너지가 저장되며 다음 수식으로 표현된다.

$$V_{dc} - L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - v_{ac} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = 0 \quad (1)$$

Mode 2: 스위치 S_2 가 턴-온 상태이고 스위치 S_1 이 턴-오프 상태일 때, 출력 인덕터 L_1 과 L_2 에 저장되어있던 에너지가 v_{ac} 로 전달되며 다음 수식으로 표현된다.

$$-L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - v_{ac} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = 0 \quad (2)$$

그림 5(b)는 음의 반주기에서의 회로 동작을 나타내며, S_1 과 S_2 는 계통 주파수로 스위칭 동작하며, S_3 와 S_4 는 고주파로 스위칭 동작한다. 음의 반주기에서 스위치

S_1 은 항상 턴-오프 상태이고, 스위치 S_2 는 턴-온 상태로 유지된다.

Mode 1: 스위치 S_3 는 턴-온 상태이고 스위치 S_4 는 턴-오프 상태일 때, 출력 인덕터 L_1 과 L_2 에 에너지가 저장되며 다음 수식으로 표현된다.

$$V_{dc} - L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - v_{ac} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \quad (3)$$

Mode 2: 스위치 S_4 는 턴-온 상태이고 스위치 S_3 는 턴-오프 상태일 때, 출력 인덕터 L_1 과 L_2 에 저장되어있던 에너지가 v_{ac} 로 전달되며 다음 수식으로 표현된다.

$$-L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + v_{ac} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \quad (4)$$

제안하는 인버터에 계통 전류 제어기는 비례-공진 (Proportional-resonant) 제어기와 반복(Repetitive) 제어기로 이루어져 있다. 그림 6(a)는 제안하는 인버터의 전

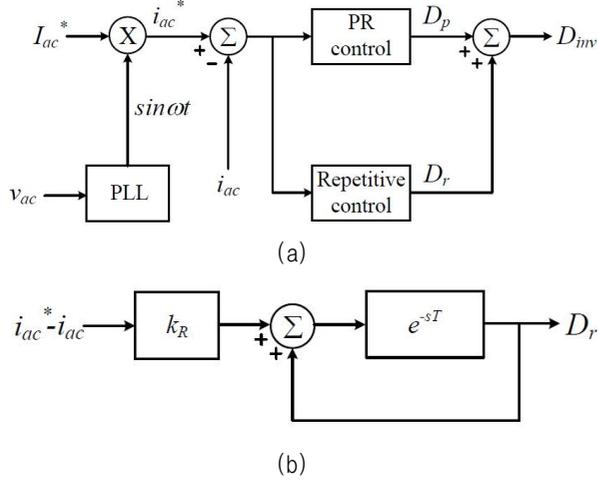


Fig. 6. Control block diagram of the proposed inverter
(a) Whole block diagram, (b) Repetitive block diagram.

제 블록다이어그램을 나타낸다. 그림 6(b)는 반복 제어기의 내부구조를 나타낸다. 비례-공진 제어기는 계통 주파수 60 Hz에서 안정적인 이득과 빠른 동적 응답 특성을 가지지만, 계통 주파수 외에 발생한 고조파에 대해 제거할 수 없는 한계점을 지닌다. 반면, 반복 제어기는 반복되는 오차를 보상하고 정상 상태에서의 반복 오차를 줄일 수 있다. 비례-공진 제어기와 반복 제어기를 함께 사용하여 계통 전류의 고조파가 제거 된다. 양의 반주기에서 식 (1)과 식 (2)를 통해 스위칭 주기 T_s 에 대해서 인덕터의 전류 변화는 다음 수식으로 표현된다.

$$(V_{dc} - v_{ac})D_1 - v_{ac}(1 - D_1) = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{T_s} - L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{T_s} \quad (5)$$

여기서 스위치 S_1 의 듀티비는 D_1 이고, 식 (5)를 정리하면 식 (6)으로 표현된다.

$$D_1 = \frac{v_{ac}}{V_{dc}} + L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{V_{dc} T_s} - L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{V_{dc} T_s} \quad (6)$$

음의 반주기에서 식 (3)과 식 (4)를 통해 스위칭 주기 T_s 에 대해서 인덕터의 전류 변화는 다음 수식으로 표현된다.

$$(V_{dc} + v_{ac})D_3 + v_{ac}(1 - D_3) = -L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{T_s} + L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{T_s} \quad (7)$$

여기서 스위치 S_3 의 듀티비는 D_3 이고, 식 (7)을 정리하면 식 (8)로 표현된다.

$$D_3 = -\frac{v_{ac}}{V_{dc}} - L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{V_{dc} T_s} + L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{V_{dc} T_s} \quad (8)$$

만약 인덕터 L_1 과 L_2 의 인덕턴스 값이 같다면($L = L_1 = L_2$), 식 (9)를 활용할 수 있다.

$$L \frac{\Delta i_{L1}}{V_{dc} T_s} = -L \frac{\Delta i_{L2}}{V_{dc} T_s} \quad (9)$$

식 (9)에 따라 식 (6)과 식 (8)을 다시 정리하면 다음 식 (10)과 식 (11)을 얻을 수 있다.

$$D_1 = \frac{v_{ac}}{V_{dc}} + 2L \frac{\Delta i_L}{V_{dc} T_s} \quad (10)$$

$$D_3 = -\frac{v_{ac}}{V_{dc}} + 2L \frac{\Delta i_L}{V_{dc} T_s} \quad (11)$$

D_1 과 D_3 를 통해 제안하는 인버터의 양과 음의 주기에 대한 듀티비 D_{inv} 는 식 (12)로 표현된다.

$$D_{inv} = \frac{|v_{ac}|}{V_{dc}} + 2L \frac{\Delta i_L}{T_s} = D_p + D_r \quad (12)$$

비례-공진 제어기의 출력 D_p 와 반복 제어기의 출력 D_r 은 다음 수식으로 표현된다.

$$D_p = \frac{|v_{ac}|}{V_{dc}} = \frac{V_{ac} |\sin \omega t|}{V_{dc}} \quad (13)$$

$$D_r = 2L \frac{\Delta i_L}{T_s} \quad (14)$$

D_p 는 식 (15)에 표현된 비례-공진 제어기 전달함수를 통해 생성되며, 기준 계통 전류 i_{ac}^* 에 따라 계통 전류 i_{ac} 의 기본적인 성분을 나타낸다^[8].

$$G_{PR}(s) = k_p + k_r \frac{2s}{s^2 + \omega^2} \quad (15)$$

식 (15)와 같이 제어기 구조는 비례 성분과 공진주파수 ω 를 가지는 정현파 성분으로 표현된다. 그리고 k_p 과 k_r 은 각각 비례 제어기와 공진 제어기의 이득 값을 의미한다. D_r 은 식 (16) 반복 제어기 전달함수를 통해 생성되고, 출력전류 i_{ac} 의 고조파 성분을 제거하는 역할을 한다^[9].

또한, 반복 제어기의 구조는 시간 지연 항이 포함된 단일 페루프 구조로 표현된다. 식 (16)에서 k_R 은 반복제어기의 이득 값이며, T 는 샘플링 시간을 의미한다.

$$G_{RC}(s) = \frac{k_R e^{-sT}}{1 - e^{-sT}} \quad (16)$$

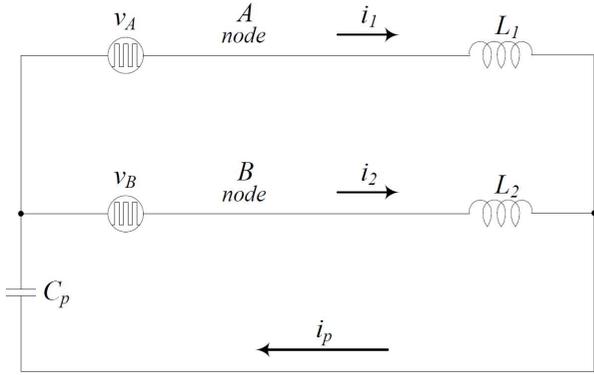


Fig. 7. Simplified circuit with PWM voltage source of the conventional full-bridge inverter.

2.3 공통모드 해석 및 누설전류 특성

제안하는 인버터에 수동 바이패스 필터를 추가함에 따라 나타나는 누설전류 특성을 파악하고자 공통모드 (Common-mode) 등가회로 해석을 통해 전압과 전류특성을 설명한다^{[10]-[12]}. 제안된 인버터의 C_{ol} 과 C_{o2} 는 계통과 연결되지만, 계통 전압은 공통모드 전압보다 충분히 낮은 주파수로 동작하기 때문에, 제안하는 인버터가 동작할 때, 공통모드 전압은 계통 전압에 영향을 주지 않는다.

그림 7은 그림 1의 풀-브릿지 인버터에서 직류전원 V_{dc} 와 스위치 S_1, S_2, S_3, S_4 를 서로 독립된 2개의 펄스형 전압 v_A 와 v_B 로 치환하고 인덕터 L_1 과 L_2 를 간략하게 표현하였다. 식 (17)부터 식 (20)까지는 각각 차동모드 및 공통모드 전압들과 전류들을 정의한다. 따라서 v_A 와 v_B 를 통해 차동모드 전압 v_{dm} 과 공통모드 전압 v_{cm} 을 유도할 수 있다. 또한 차동모드 전류 i_{dm} 과 공통모드 전류 i_{cm} 을 i_1 과 i_2 로 치환할 수 있다.

$$v_{dm} = v_A - v_B \quad (17)$$

$$v_{cm} = \frac{v_A + v_B}{2} \quad (18)$$

$$i_{dm} = \frac{i_1 - i_2}{2} \quad (19)$$

$$i_{cm} = i_1 + i_2 \quad (20)$$

식 (17)과 (18)을 v_A 와 v_B 에 대해 정리하면 식 (21)과 (22)로 표현된다.

$$v_A = v_{cm} + 0.5v_{dm} \quad (21)$$

$$v_B = v_{cm} - 0.5v_{dm} \quad (22)$$

마찬가지로 식 (19)와 식 (20)을 통해 i_1 과 i_2 에 대해 정리하면 식 (23)과 식 (24)의 수식을 얻을 수 있다.

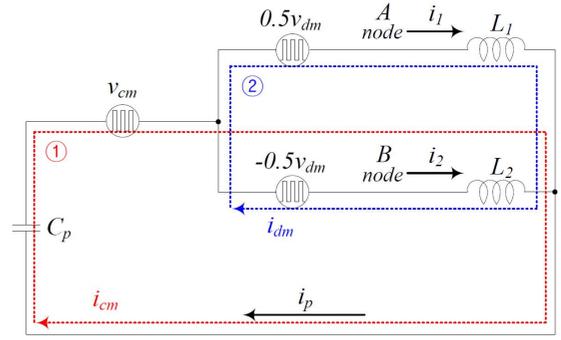


Fig. 8. Simplified circuit with common-mode and differential-mode voltage source of the conventional full-bridge inverter.

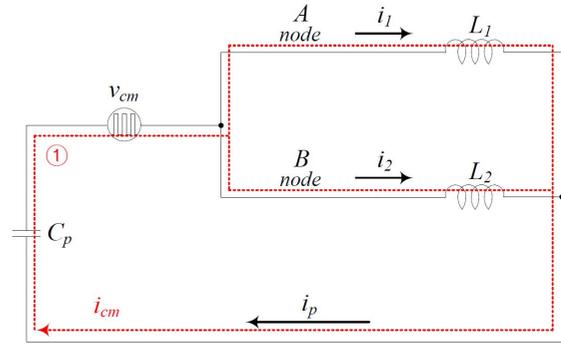


Fig. 9. Simplified common-mode equivalent circuit of the conventional full-bridge inverter.

$$i_1 = 0.5i_{cm} + i_{dm} \quad (23)$$

$$i_2 = 0.5i_{cm} - i_{dm} \quad (24)$$

그림 8은 식 (21)에서 식 (24)를 이용하여 차동모드 전압 v_{dm} , 공통모드 전압 v_{cm} , 차동모드 전류 i_{dm} , 공통모드 전류 i_{cm} 으로 이루어진 등가회로를 나타낸다. 회로는 1개의 공통모드 전압원과 2개의 차동모드 전압원으로 표현된다. 그리고 ①번 루프를 통해 공통모드 전류 i_{cm} 이 흐르고 ②번 루프를 통해 차동모드 전류 i_{dm} 이 흐르게 된다.

그림 9는 그림 8로부터 공통모드 전압 및 전류만을 파악하기 위해 차동모드 전압과 전류를 제거한 등가회로를 나타낸다. 즉, 기존 풀-브릿지 인버터에 기생커패시터 C_p 에 흐르는 누설전류 i_p 는 식 (25)와 같이 i_1 과 i_2 의 합으로 나타낼 수 있다.

$$i_p = i_1 + i_2 \quad (25)$$

그림 10은 기존 풀-브릿지 인버터의 공통모드 해석 원리를 적용시킨 제안하는 인버터의 등가회로를 나타낸다. 그림 10의 등가회로는 그림 7과 유사하지만, 출력 커패시터 C_{ol} 과 C_{o2} 가 추가되어있다. 그림 11은 그림 10으로부터 공통모드 전압 및 전류만을 파악하기 위해 차

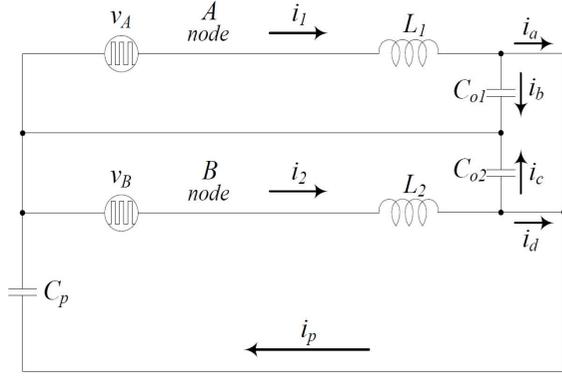


Fig. 10. Simplified circuit with PWM voltage source of the proposed inverter.

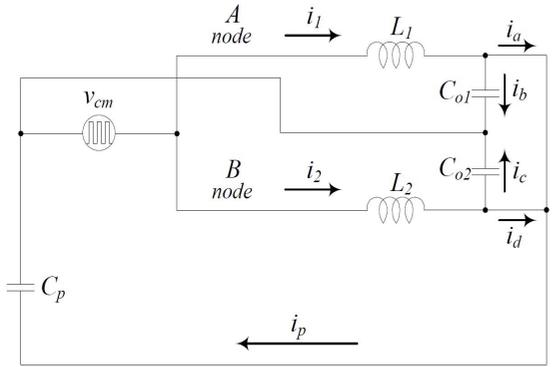


Fig. 11. Simplified common-mode equivalent circuit of the proposed inverter.

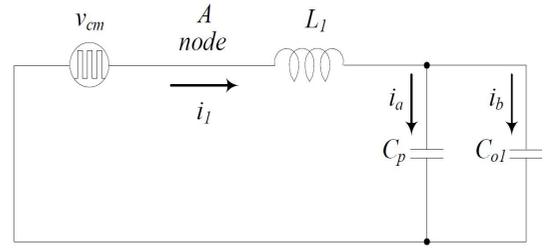
동모드 전압과 전류를 제거한 등가회로를 나타낸다. 그림 7에서 보여준 전류 i_1 과 i_2 는 커패시터 C_{o1} 과 C_{o2} 를 통해 총 4개의 전류 i_a , i_b , i_c , i_d 로 표현할 수 있다. 그리고 각각의 전류가 흐르는 전류 루프 또한 다르기 때문에, 전류 i_b 와 i_c 는 바이패스 필터를 통해 필터링 되고 i_a 와 i_d 는 C_p 를 통해 흐른다. 즉, 식 (26)과 같이 i_a 와 i_d 의 합이 제안하는 인버터의 누설전류 i_p 가 된다.

$$i_p = i_a + i_d \quad (26)$$

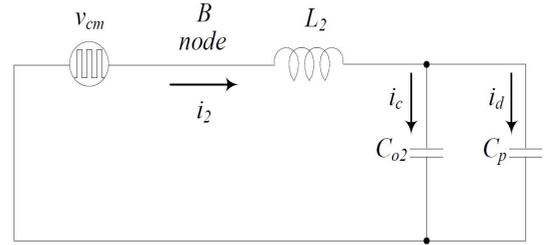
그림 12는 i_a , i_b , i_c , i_d 전류의 경로를 각각 표시하여 나타낸다. 그림 12(a)는 C_{o1} 과 C_p 의 병렬관계를 나타내며, 그림 12(b)는 C_{o2} 와 C_p 가 병렬관계를 나타낸다. i_a 와 i_d 는 인덕터 L_1 과 L_2 , 커패시터 C_{o1} 과 C_{o2} 그리고 기생 커패시터 C_p 의 임피던스를 통해 식 (27)과 식 (28)로 표현된다.

$$i_a = \left(\frac{j\omega C_p}{-\omega^2 L_1 (C_p + C_{o1}) + 1} \right) v_{cm} \quad (27)$$

$$i_d = \left(\frac{j\omega C_p}{-\omega^2 L_2 (C_p + C_{o2}) + 1} \right) v_{cm} \quad (28)$$



(a)



(b)

Fig. 12. Current paths in the proposed inverter (a) current of A node i_1 , (b) current of B node i_2 .

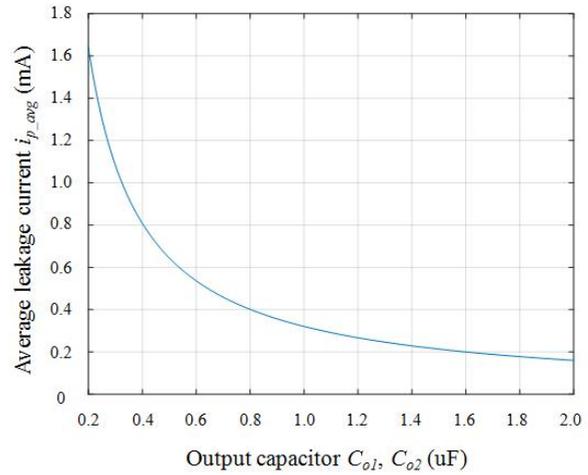


Fig. 13. Relation between output capacitor C_{o1} , C_{o2} and average leakage current $i_{p,avg}$.

그리고 만약 C_{o1} 과 C_{o2} 의 커패시턴스 값이 같다면($C_o = C_{o1} = C_{o2}$), 제안하는 인버터의 누설전류 i_p 는 식 (29)와 같이 표현된다.

$$i_p = i_a + i_d = \left(\frac{2j\omega C_p}{-\omega^2 L (C_p + C_o) + 1} \right) v_{cm} \quad (29)$$

결론적으로 식 (29)에 따라 수동 바이패스 필터에 쓰이는 커패시터 C_{o1} 과 C_{o2} 의 커패시턴스 값이 클수록 제안하는 인버터의 기생 커패시터 전류의 크기는 감소한다. 그림 13은 출력 커패시터 C_{o1} 과 C_{o2} 의 값 변화에 따른 평균 누설 전류 $i_{p,avg}$ 의 특성을 나타내는 그래프이다. 출력 커패시터 C_{o1} 과 C_{o2} 의 값이 커질수록 평균 누설 전류 $i_{p,avg}$ 의 값이 작아지는 경향을 갖는다.

TABLE I
ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Electrical specification	Value
Input voltage Vdc	370 [V]
Output voltage vac	220 [Vrms]
Switching frequency fs	20 [kHz]
Grid frequency fgrid	60 [Hz]
Output power Po	1.0 [kW]

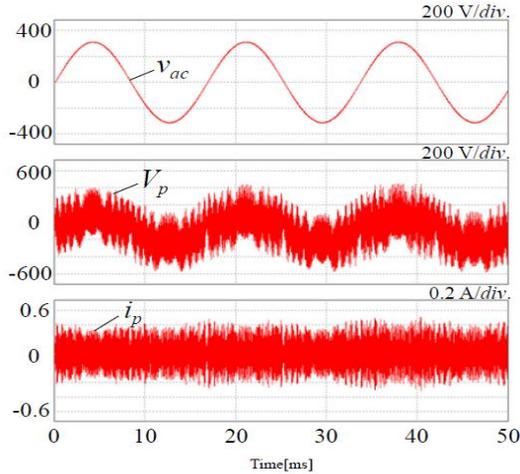


Fig. 14. Simulation waveforms of the conventional inverter.

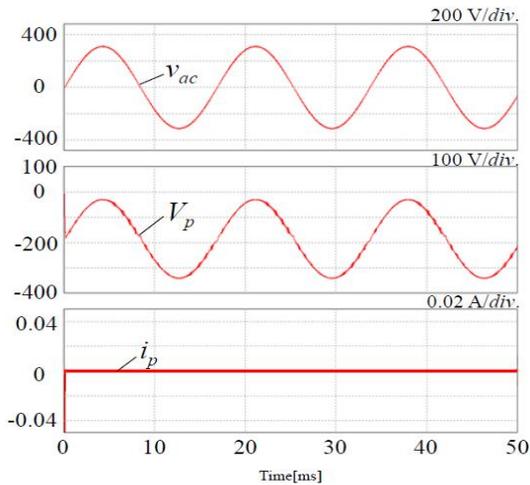


Fig. 15. Simulation waveforms of the H5 inverter.

3. 시뮬레이션

제안하는 수동 바이패스 필터를 이용한 단상 무변압기 인버터의 동작 방식을 검증하기 위해서 시뮬레이션을 진행하였다. 표 I은 기존의 풀-브릿지 인버터, H5 인버터, HERIC 인버터 그리고 제안하는 인버터의 전기적인 사양을 나타낸다. 각 인버터의 입력 전압 370V 이고 스위칭 변조 방법은 유니폴라 변조 방법일 때 출력전압과 기생 커패시터 전압 그리고 전류의 파형을 비교하였다.

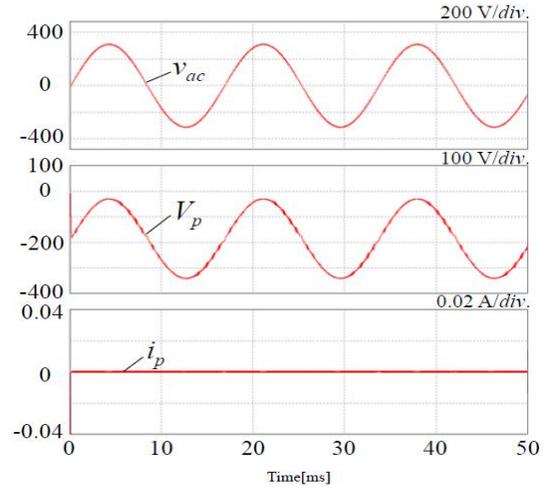


Fig. 16. Simulation waveforms of the HERIC inverter.

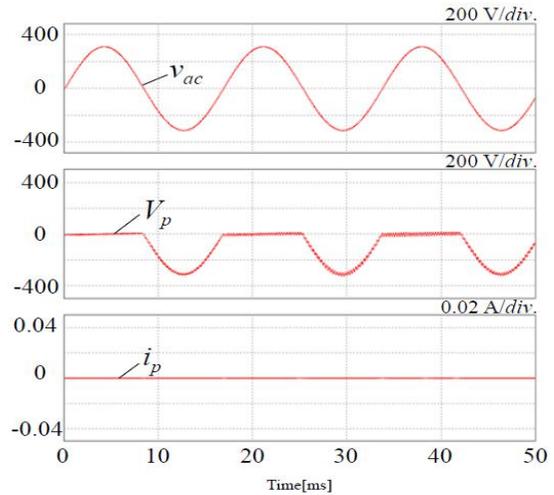


Fig. 17. Simulation waveforms of the proposed inverter.

그림 14는 기존의 풀-브릿지 인버터의 1.0kW 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 기존의 풀-브릿지 인버터를 유니폴라 변조 방법으로 동작시킬 때 출력 전압 v_{ac} 와 기생 커패시터 전압 V_p 그리고 기생 커패시터 전류 i_p 의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 출력 전압 v_{ac} 는 220V_{rms}이고 기생 커패시터 전압 V_p 는 208V_{rms}이다. 기생 커패시터 전류 i_p 는 약 0.2A_{rms}이다. 그림 15는 H5 인버터의 1.0kW 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 출력 전압 v_{ac} 는 220V_{rms}이고 기생 커패시터 전압 V_p 는 215V_{rms}이다. 기생 커패시터 전류 i_p 는 약 1.85mA_{rms}이다. 그림 16은 HERIC 인버터의 1.0kW 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 출력 전압 v_{ac} 는 220V_{rms}이고 기생 커패시터 전압 V_p 는 215V_{rms}이다. 기생 커패시터 전류 i_p 는 약 1.83mA_{rms}이다. 그림 17은 제안하는 인버터의 1.0kW 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 출력 전압 v_{ac} 는 220V_{rms}이고 기생 커패시터 전압 V_p 는 157V_{rms}이다. 기생 커패시터 전류 i_p 는 약 0.7mA_{rms}이다.

시뮬레이션을 통해 수동 바이패스 필터를 이용한 제안하는 인버터가 기존의 풀-브릿지 인버터, H5 인버터 및 HERIC 인버터에 비교하여 기생 커패시터 전압과 전

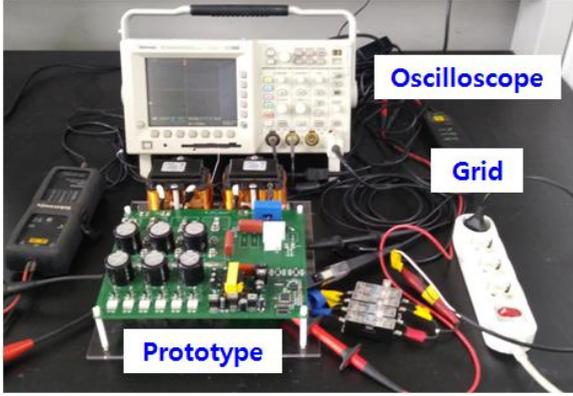


Fig. 18. Photograph of the test bench for the prototype system.

TABLE II
CIRCUIT COMPONENTS AND PARAMETERS

Conventional inverter	
Components	Parameter
Switch S_1, S_2, S_3, S_4	FCH76N60NF
Inductor L_1, L_2	1.0 [mH]
H5 inverter	
Components	Parameter
Switch S_1, S_2, S_3, S_4, S_5	FCH76N60NF
Inductor L_1, L_2	1.0 [mH]
HERIC inverter	
Components	Parameter
Switch $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$	FCH76N60NF
Inductor L_1, L_2	1.0 [mH]
Proposed inverter	
Components	Parameter
Switch S_1, S_2, S_3, S_4	FCH76N60NF
Inductor L_1, L_2	2.0 [mH]
Output capacitor C_{o1}, C_{o2}	1.0 [μ F]

류가 감소하는 것을 확인할 수 있다. 기생 커패시터 전압과 전류가 감소한 이유는 공통모드 해석에서 증명한 수동 바이패스 필터가 제공하는 낮은 임피던스 때문이다.

4. 실험 결과

제안하는 인버터의 성능을 검증하기 위해 기존 풀-브릿지 인버터, H5 인버터, HERIC 인버터 그리고 제안하는 인버터의 특성을 1.0kW 프로토타입 회로를 통해 성능을 비교하였다. 그림 18은 제작된 프로토타입 시스템의 실험 환경을 나타내는 사진이다. 실험에 사용한 제어기는 16비트 마이크로컨트롤러(Microchip, dsPIC30F3011)이다. 전압과 전류 신호는 마이크로컨트롤러의 A/D 컨버터를 통하여 측정되고, 100usec 주기로 전류 제어기가

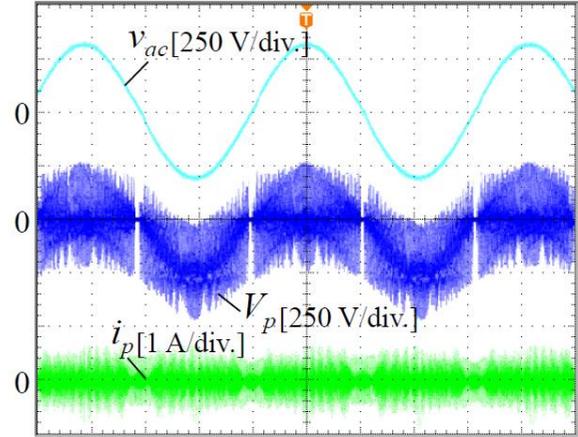


Fig. 19. Experimental waveforms of the conventional full-bridge inverter.

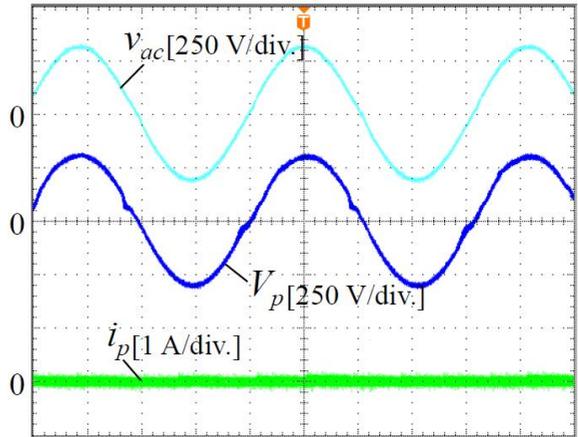


Fig. 20. Experimental waveforms of the H5 inverter.

동작된다. 제안한 인버터의 DC 소스는 DC-DC 컨버터(Boost converter)의 제어된 출력 전압(370V)을, AC 소스는 실제 계통(60Hz / 220Vrms)을 이용하였다. 표 II는 기존 풀-브릿지 인버터, H5 인버터, HERIC 인버터 그리고 제안하는 인버터를 구성하는 핵심 소자 및 파라미터 값을 나타낸다. 스위칭 소자의 동작 주파수 f_s 는 20kHz이다. 모든 인버터는 스위칭 소자 개수와 출력 커패시터 C_{o1} 과 C_{o2} 를 제외하면 모두 동일한 실험 조건이 적용된다.

기존의 풀-브릿지 인버터, H5 인버터, HERIC 인버터 그리고 제안하는 인버터의 입력 전압은 370V이고 스위칭 변조 방법은 유니폴라 변조 방법일 때 출력 전압과 기생 커패시터 전압 그리고 전류의 파형을 비교하였다.

그림 19는 기존 풀-브릿지 인버터의 1.0kW 실험 파형을 나타낸다. 출력 전압 v_{ac} 는 220V_{rms}이고 기생 커패시터 전압 V_p 는 170V_{rms}이다. 그리고 기생 커패시터 전류 i_p 는 약 0.35A_{rms}이다. 그림 20은 H5 인버터의 1.0kW 실험 파형을 나타낸다. 출력 전압 v_{ac} 는 220V_{rms}이고 기생 커패시터 전압 V_p 는 182V_{rms}이다. 그리고 기생 커패시터 전류 i_p 는 약 20.5mA_{rms}이다. 그림 21은 HERIC 인버터

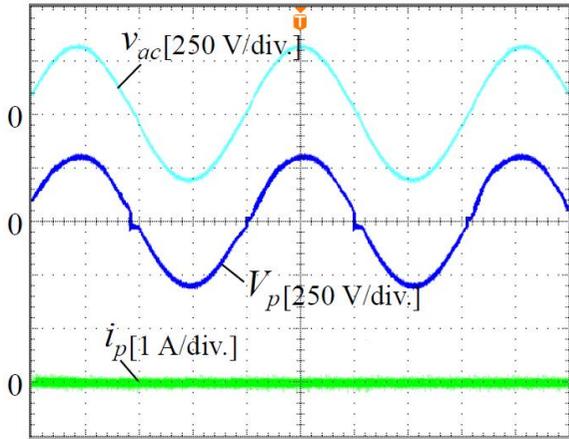


Fig. 21. Experimental waveforms of the HERIC inverter.

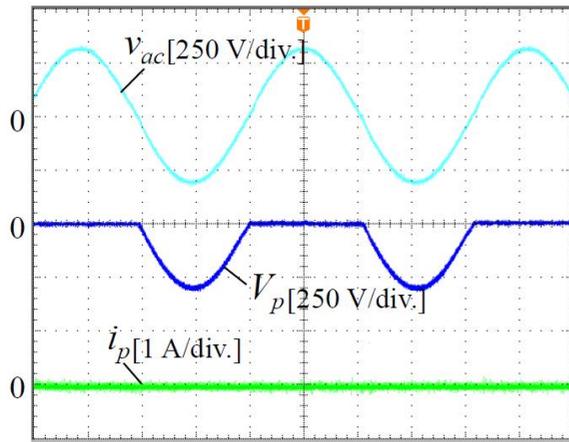


Fig. 22. Experimental waveforms of the proposed inverter.

의 1.0kW 실험 파형을 나타낸다. 출력 전압 v_{ac} 는 220V_{rms}이고 기생 커패시터 전압 V_p 는 182V_{rms}이다. 그리고 기생 커패시터 전류 i_p 는 약 18.5mA_{rms}이다. 그림 22는 제안하는 인버터의 1.0kW 실험 파형을 나타낸다. 출력 전압 v_{ac} 는 220V_{rms}이고 기생 커패시터 전압 V_p 는 110V_{rms}이다. 그리고 기생 커패시터 전류 i_p 는 약 0.32mA_{rms}이다. 수동 바이패스 필터를 이용한 제안하는 인버터가 기존의 풀-브릿지 인버터, H5 인버터, 그리고 HERIC 인버터에 비교하여 기생 커패시터 전압과 전류가 감소하는 것을 실험을 통해 확인할 수 있었다. 기생 커패시터 전압과 전류가 감소한 이유는 공통모드 해석에서 증명한 수동 바이패스 필터가 제공하는 낮은 임피던스 때문이라고 설명할 수 있다.

그림 23은 기존 풀-브릿지 인버터, H5 인버터, HERIC 인버터 그리고 제안하는 인버터의 부하 변화에 따른 효율 그래프를 나타낸다. 각 인버터는 200W 단위로 1.0kW까지 측정하였고, 측정된 효율을 비교하였다. 출력 전력이 1.0kW일 때 기존 풀-브릿지 인버터의 효율은 97.0%이고 H5 인버터의 효율은 98.0%이다. 그리고 HERIC 인버터의 효율은 98.5%이고 제안하는 인버터의 효율은 99.2%이다. 제안하는 인버터는 기존의 풀-브릿지

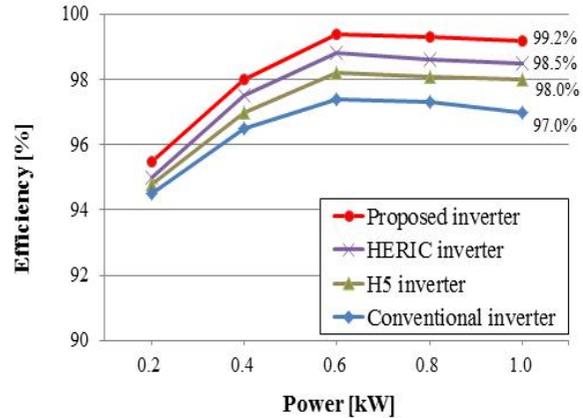


Fig. 23. Measured power efficiency curves.

지 인버터, H5인버터, HERIC 인버터와 비교하여 기생 커패시터 누설 전류 손실을 감시킴으로써 효율을 개선시킬 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 수동 바이패스 필터를 이용한 무변압기 형태의 인버터를 제안하였다. 제안하는 인버터의 공통모드 해석을 통해 C_{o1} 과 C_{o2} 의 값이 클수록 누설전류가 감소함을 이론적으로 검증하였다. 제안하는 인버터의 성능을 검증하기 위해 1.0kW 프로토타입 회로를 제작하였고 기존 인버터들보다 제안하는 인버터의 누설전류가 감소하는 것을 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다. 실험 결과는 공통모드 해석으로 도출한 결과와 동일하게 나타났다. 그리고 부하변동에 따른 효율을 비교한 결과, 제안하는 인버터는 기존 풀-브릿지 인버터, H5 인버터, HERIC 인버터보다 높은 효율을 달성하였다. 부하가 1.0kW일 때 기존 풀-브릿지 인버터의 효율은 97.0%이고 H5 인버터의 효율은 98.0%이다. 그리고 HERIC 인버터의 효율은 98.5%이고 제안하는 인버터의 효율은 99.2%이다. 제안하는 인버터는 기존 풀-브릿지 인버터, H5 인버터, HERIC 인버터와 비교한 결과 누설전류 감소와 함께 효율을 개선시킴으로써 계통 연계형 인버터 산업에 널리 이용될 것으로 기대된다.

이 논문은 2016년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (과제번호 : NRF-2016R1D1A3B03932350)

References

- [1] F. Blaabjerg and Z. Chen, "Power electronics as an enabling technology for renewable energy integration," *Journal of Power Electronics*, Vol. 3, No. 2, pp. 81-89,

Apr. 2003.

- [2] M. Cacciato, A. Consoli, R. Attanasio, and F. Gennaro, "Soft-switching converter with HF transformer for grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 5, pp. 1678-1686, May 2010.
- [3] Y. Chen and K. Smedley, "Three-phase boost-type grid-connected inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 23, No. 5, pp. 2301-2309, Sep. 2008.
- [4] B. S. Prasad, S. Jain, and V. Agarwal, "Universal single-stage grid connected inverter," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 23, No. 1, pp. 128-137, Mar. 2008.
- [5] T. F. Wu, K. H. Sun, C. L. Kuo, and C. H. Chang, "Predictive current controlled 5-kW single-phase bidirectional inverter with wide inductance variation for dc-microgrid application," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 25, No. 12, pp. 3076-3084, Dec. 2010.
- [6] P. S. Gotekar, S. P. Muley, D. P. Kothari, and B. S. Umre, "Comparison of full bridge bipolar, H5, H6 and HERIC inverter for single phase photovoltaic systems - a review," *Annual IEEE India Conference (INDICON)*, 2015.
- [7] X. Shi, T. Tang, J. Xu, R. Huang, S. Xie, and J. Kan, "Leakage current elimination mechanism for photovoltaic grid-tied inverters," *IEEE Industrial Electronics Society (IECON) 2013*, pp. 955-960, Nov. 2013.
- [8] P. Alemi, C. J. Bae, and D. C. Lee, "Resonance suppression based on PR control for single-phase grid-connected inverters with LLCL filters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 4, No. 2, pp. 459-467, Jun. 2016.
- [9] S. Jiang, D. Cao, Y. Li, J. Liu, and F. Z. Peng, "Low-T HD, fast-transient, and cost-effective synchronous-frame repetitive controller for three-phase UPS systems," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 27, No. 6, pp. 2994-3005, Jun. 2012.
- [10] Y. Chen, D. Xu, and J. Xi, "Common-mode filter design for a transformerless ZVS full-bridge inverter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 4, No. 2, pp. 405-413, Jun. 2016.
- [11] E. Gubia, P. Sanchis, A. Ursua, J. Lopez, and L. Marroyo, "Ground currents in single-phase transformerless photovoltaic systems," *Progress in Photovoltaics*, Vol. 15, No. 7, pp. 629-650, Nov. 2007.
- [12] H. Li, Z. Yang, T. Q. Zheng, B. Zhang, and H. Sun, "Common-mode EMI suppression based on chaotic SPWM for a single-phase transformerless photovoltaic inverter," *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-7, Aug. 2014.



양민권(梁民權)

1987년 6월 11일생. 2012년 전북대 전자공학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전자공학과 박사과정.



허준(許浚)

1990년 3월 30일생. 2015년 전북대 전자공학과 졸업. 2018년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사).



이명철(李明哲)

1982년 3월 15일생. 2010년 전북대 전자공학과 졸업. 2016년~현재 동 대학원 전자공학과 석사과정.



김유진(金侑眞)

1994년 3월 30일생. 2017년 전북대 전자공학과 졸업. 2017년~현재 동 대학원 전자공학과 석사과정.



최우영(崔祐榮)

1979년 8월 30일생. 2004년 전남대 공대 전기공학과 졸업. 2009년 포항공과대 전자전기공학과 졸업(공박). 2009년~2010년 Virginia Tech(Post Doc). 2010년~현재 전북대 전자공학부 부교수.