

Intelligent Power Module의 플로팅 게이트 전원 공급을 위한 전하 펌프 회로의 설계

林廷圭*, 鄭世教†

Design of Charge Pump Circuit for Floating Gate Power Supply of Intelligent Power Module

Jeong-Gyu Lim and Se-Kyo Chung

요 약

일반적으로 Intelligent power module (IPM)의 상부 스위치 구동을 위한 플로팅 전원 공급 방법으로 부트스트랩 회로가 많이 사용되고 있다. 부트스트랩 회로는 구성이 간단하고 집적화가 가능하다는 장점이 있으나 몇 가지 문제점을 가지고 있다. 상부 스위치 게이트 드라이버 회로에 전원을 공급하기 위해 매 주기마다 충분한 에너지를 충전할 수 있는 시간이 요구되며, 충전된 에너지는 한정적이므로 스위치 턴 온 (turn-on)시간의 제한을 갖게 된다. 그리고 주파수가 낮아질수록 부트스트랩 커패시터 용량이 증가하여 집적화에 장애 요인이 된다. 이러한 단점은 전하 펌프 회로를 사용함으로써 보완될 수 있다. 본 논문에서는 IPM의 플로팅 전원 공급 방법으로 전하 펌프 회로를 적용하여 분석하였으며, 이러한 분석을 기반으로 전하 펌프 회로의 설계 방법을 제안하였다. 분석과 제안된 설계 방법의 타당성을 검증하기 위하여 시뮬레이션과 실험을 수행하였으며, 제시된 결과는 제안된 설계 방법의 유용성을 입증하였다.

ABSTRACT

A bootstrap circuit is widely used for the floating gate power supply of intelligent power module (IPM). A bootstrap circuit is simple and inexpensive. However, the duty cycle and on-time are limited by the requirement to refresh the charge in the bootstrap capacitor. And the value of the bootstrap capacitor should be increased as the switching frequency decreases. A charge pump circuit can be used to overcome the problems. This paper deals with an analysis and design of a charge pump circuit for the floating gate power supply of an IPM. The simulation and experiment are carried out for an induction motor drive system. The results well verifies the validity of the proposed circuit and design method.

Key Words : Floating gate power supply, Charge pump circuit, Bootstrap circuit, Intelligent power module.

1. 서 론

Intelligent power module (IPM)은 통상 6개의 IGBT 스위치와 게이트 드라이버 회로 및 보호회로를 집적한 전력용 반도체 소자로서, 이러한 집적 소자를 사용하면 교류 전동기 제어를 위한 3상 인버터 시스템의 소형화가 가능해 진다.

IPM의 6개 스위치를 구동시키기 위한 게이트 드라이버 회로의 전원을 위해서는 3개의 동일한 접지를 가

†교신저자 : 정회원, 경상대 전기전자공학부 부교수

E-mail : skchung@gnu.ac.kr

*정회원, 경상대 제어계측공학과 박사과정

접수일자 : 2007. 12. 31 1차 심사 : 2008. 2. 18

심사완료 : 2008. 2. 27

진 하부 스위치의 게이트 드라이버 전원 1개와 플로팅 접지를 가진 상부 스위치의 게이트 드라이버 전원 3개 등, 모두 4개의 독립적인 전원이 필요하게 된다. 일반적으로 IPM에서는 전력단의 소형화를 위해 단일 전원으로 상부 스위치 게이트 드라이버 회로의 전원을 구성할 수 있는 부트스트랩 회로가 많이 사용되고 있다.^[1] 부트스트랩 회로는 비교적 구성이 간단하고 집적화가 가능하다는 장점이 있어, 전체 시스템의 체적 감소와 비용 절감, 신뢰성 향상 등을 꾀할 수 있다.

그러나 부트스트랩 회로는 그 동작 원리에서 기인하는 몇 가지 문제점을 가지고 있다.^[2] 부트스트랩 회로는 상부 스위치의 턴 오프 (turn-off) 시간동안 부트스트랩 커패시터에 충전된 에너지를 이용하여 상부 스위치 게이트 드라이버 회로에 전원을 공급한다. 따라서 매 스위칭 주기마다 에너지를 충전할 수 있는 충분한 시간이 요구된다. 또한 부트스트랩 커패시터에 충전된 에너지는 한정적이므로 상부 스위치의 턴 온 시간에 제약이 따른다. 이러한 문제점은 3상 인버터의 경우 변조지수가 제한을 받게 되며 인버터의 전압 사용률이 낮아지게 된다. 그리고 다양한 스위칭 패턴이 적용되는 전동기 제어 시스템에서는 적용할 수 없는 경우도 발생한다. 부트스트랩 회로가 갖는 또 다른 단점은 스위칭 주파수가 낮을수록 부트스트랩 커패시터에 저장되는 에너지는 커야하므로 커패시터 용량이 증가한다는 것이며, 이는 게이트 구동회로의 집적화에 큰 장애 요인으로 작용한다.

부트스트랩 회로에서 발생하는 이러한 문제점들은 기존의 부트스트랩 회로에 부족한 전하를 공급할 수 있는 전하 펌프 회로를 추가함으로써 해결할 수 있다.^{[3][4]} 그림 1은 3상 인버터가 내장된 IPM을 이용한 유도전동기 구동 시스템을 나타내고 있다.

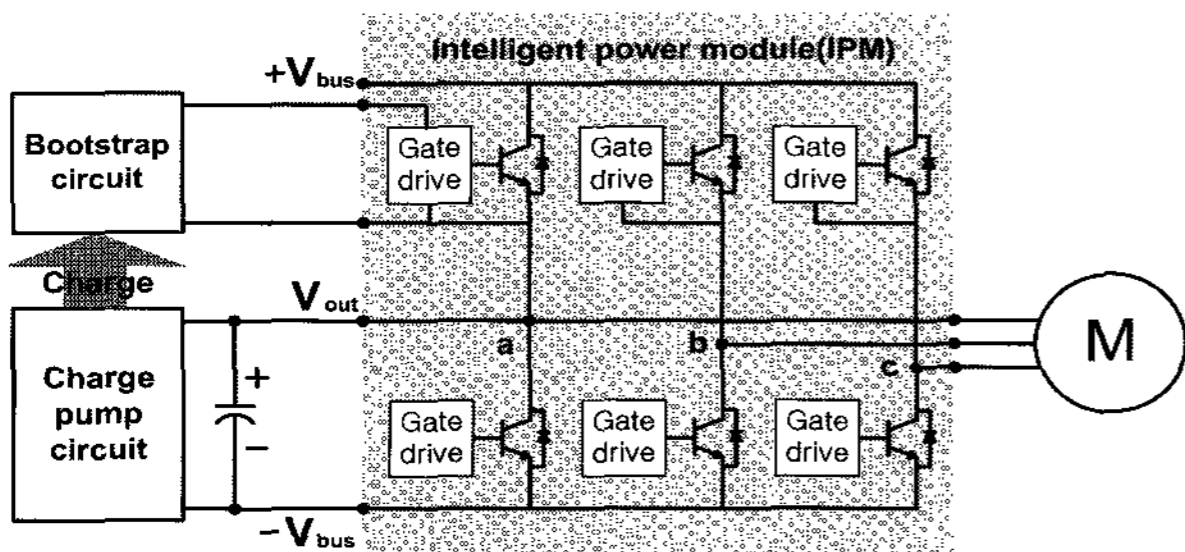


그림 1 IPM을 이용한 유도 전동기 구동 시스템
Fig. 1 Induction motor driver using IPM

그림에 나타낸 바와 같이 IPM의 게이트 드라이버 전원으로 통상 사용되는 부트스트랩 회로에 전하 펌프

회로를 추가함으로써 앞서 언급한 문제점을 보완할 수 있으며, 또한 간단한 회로 구성과 자기 소자 등이 사용되지 않아 전력단의 집적화가 가능하다. 따라서 본 논문에서는 IPM의 플로팅 게이트 전원 공급을 위한 전하 펌프 회로의 분석과 설계에 대해 기술하였다. 먼저 2장에서 전하 펌프 회로의 구성과 동작 원리에 대해 설명하였으며, 3장에서는 회로 동작에 따른 분석과 분석을 기반으로 전하 펌프 회로의 설계 방법에 대해 기술하였다. 제안된 설계 방법의 타당성을 검증하기 위하여 PSIM7 소프트웨어를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였으며, 또한 IPM을 이용한 유도전동기 구동 시스템에 전하 펌프 회로를 적용하여 실험을 수행하였다. 4장에서 이러한 시뮬레이션 및 실험 결과에 대해 기술하였으며, 5장에서는 실험 결과에 대한 분석과 제안된 방법의 타당성과 유용성을 입증하였다.

2. 전하 펌프 회로

2.1 전하 펌프 회로의 구성

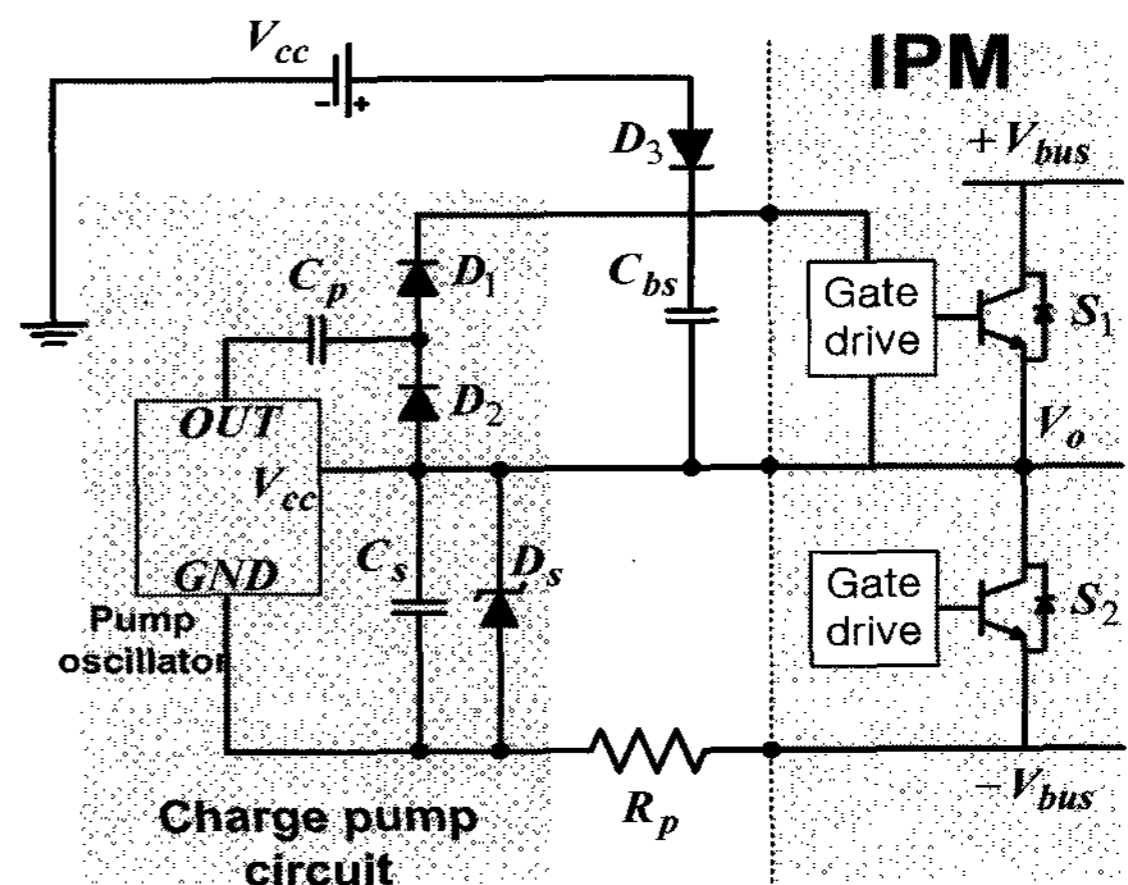


그림 2 제안된 회로의 구성
Fig. 2 Configuration of proposed circuit

그림 2는 IPM의 상부 스위치 구동 회로의 플로팅 전원 공급을 위한 전하 펌프 회로의 구성을 나타내며, 그림의 간략화를 위해 IPM 회로는 상부 및 하부 스위치 각각 하나씩만 나타내었다. 회로는 기존의 전원 회로인 부트스트랩 회로와 부트스트랩 회로에 전하를 공급하기 위한 전하 펌프 회로로 구성되어 있다. 부트스트랩 회로는 스위치 초기구동 시 전하를 공급하기 위한 전원 V_{cc} 와 다이오드 D_3 , 그리고 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 로 구성되어 있다. 전하 펌프 회로는 두 개의 스위칭 다이오드 D_1 , D_2 와 펌프 커패시터 C_p , 전하 펌

프 회로의 전원 공급을 위한 커패시터 C_s , 펌프 커패시터에 전하를 충·방전시키는 역할을 하는 펌프 오실레이터 (pump oscillator), 전하 펌프 회로에서 요구되는 전압을 유지하기 위한 제너다이오드 D_s , 회로의 전류 제한을 위한 저항 R_p 등으로 구성되어 있다.

2.2 전하 펌프 회로의 동작 원리

인버터의 하부 스위치 S_2 가 켜진 상태일 때, 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 는 D_3 를 통해 충전될 수 있다. 이 때 충전된 전하는 상부 스위치 S_1 의 초기구동 시 필요한 전하를 공급하게 된다. 전하 펌프의 전원 커패시터 C_s 에는 전하가 충전되지 않으므로 전하 펌프 회로는 동작하지 않는다.

다음으로 S_2 스위치가 턴 오프 되고 S_1 이 턴 온 되었을 때, D_3 이 역방향 바이어스 되면서 전원 V_{cc} 를 통한 부트스트랩 커패시터의 충전은 멈추게 된다. 전하 펌프 회로의 전원 공급을 위한 커패시터 C_s 는 IPM 회로의 출력 V_o 로부터 전하를 공급받기 시작한다. 이 때, C_s 양단 전압은 제너다이오드 D_s 에 의해 제한되며, 충전이 완료되면 펌프 오실레이터에 의해 전하 펌프 회로가 동작을 시작한다. 이 전하 펌프는 상부 스위치 S_1 이 켜진 상태일 동안 부트스트랩 커패시터의 양단 전압을 일정하게 유지시키는 역할을 한다.

전하 펌프 회로는 펌프 커패시터 C_p 에 전하를 충전하는 Charging 모드와 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 에 전하를 공급하는 Pumping 모드로 구분되며, 각 모드에서의 동작은 다음과 같다.

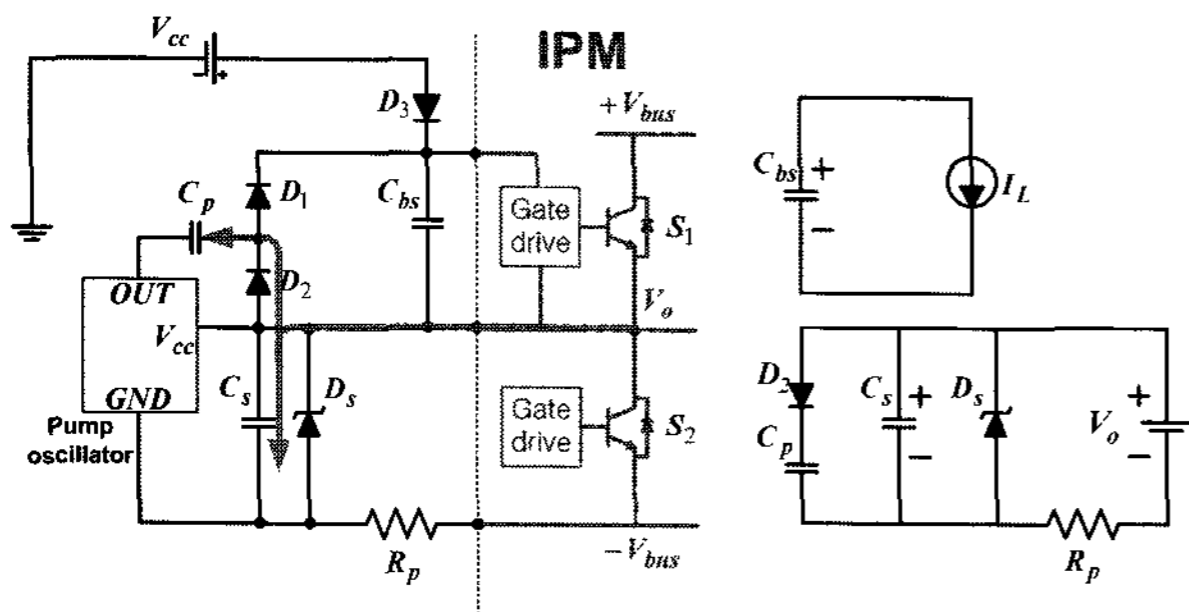


그림 3 Charging 모드에서의 회로 동작과 등가 회로
Fig. 3 Operation and equivalent circuit in charging-mode

Charging 모드 : 그림 3은 Charging 모드에서 회로 동작과 등가 회로를 나타내고 있다. 이 모드에서 펌프 오실레이터의 출력은 Low 상태이며, 출력의 전위는 접지 (GND와 같게 된다. 등가 회로에서 알 수 있듯이 펌프 커패시터 C_p 와 전하 펌프 회로의 전원 커패시터

C_s 는 인버터 출력 V_o 에 의해 제너다이오드 전압 V_s 까지 충전을 시작한다. 이때 저항 R_p 는 회로의 전류를 제한하며 또한 커패시터 C_p 와 C_s 의 충·방전 시간을 결정하게 된다. 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 는 Charging 모드의 회로 동작에 아무런 영향을 미치지 않으며 상부 스위치 구동 회로의 부하 전류 I_L 을 공급하게 된다.

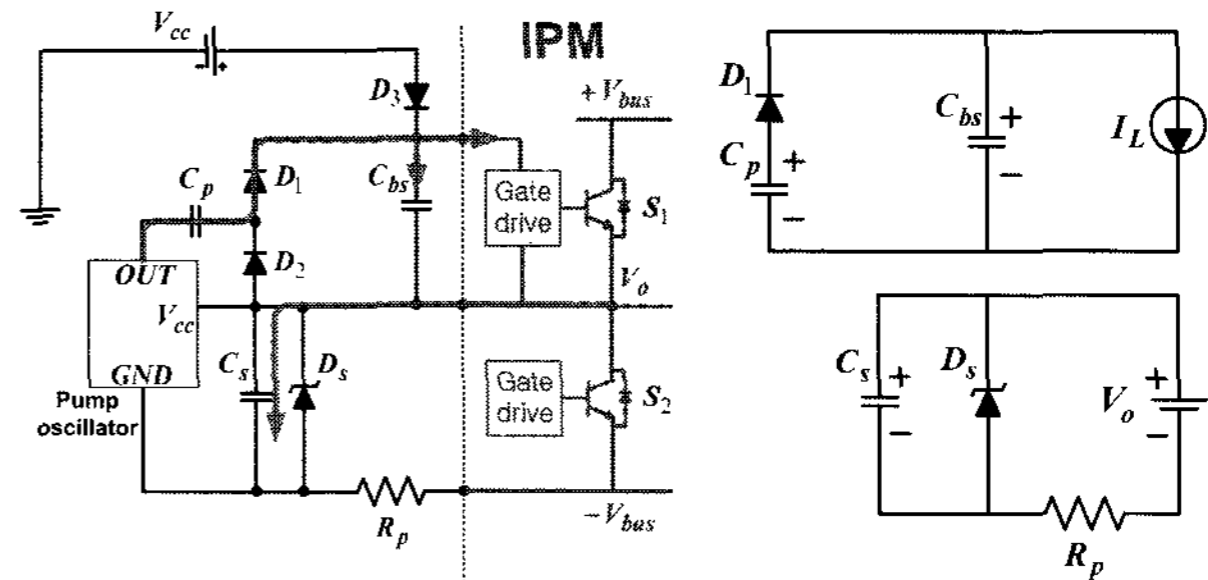


그림 4 Pumping 모드에서의 회로 동작과 등가 회로
Fig. 4 Operation and equivalent circuit in pumping-mode

Pumping 모드 : 그림 4는 Pumping 모드에서 회로 동작과 등가 회로를 나타내고 있다. 펌프 오실레이터의 출력이 High가 되면 그림 4에서와 같이 펌프 커패시터 C_p 에서는 충전이 끝나게 되며, 펌프 오실레이터의 출력의 전위는 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 의 음전위와 같게 된다. 따라서 펌프 커패시터 C_p 는 부하 전류 I_L 에 의해 소모된 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 의 전하를 공급하게 된다. Charging 모드에서와 마찬가지로 전하 펌프 회로의 전원 커패시터 C_s 는 계속해서 인버터의 출력 V_o 로부터 전하를 공급받게 되어 일정 전압을 계속 유지하게 된다.

3. 전하 펌프 회로의 분석

전하 펌프 회로는 상부 스위치 S_1 이 켜지는 순간 곧바로 부트스트랩 커패시터에 전하를 공급하지 않는다. 전하 펌프 회로는 전하 펌프 회로의 전원 커패시터 C_s 양단 전압이 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 의 양단 전압이상이 되어야만 전하 펌프로써 동작을 할 수 있게 된다. 따라서 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 는 C_s 의 양단 전압이 요구되는 전압으로 충전되는 Power-up 시간 동안 상부 스위치의 게이트 구동 회로에 충분한 전하를 공급할 수 있어야 한다. 그렇지 않으면 부트스트랩 커패시터 양단 전압이 상부 스위치의 문턱 (threshold) 전압 V_{th} 이하로 떨어져 안정된 회로 동작을 보장할 수 없게 된다.

본 절에서는 과도 및 정상 상태에서 전하 펌프 회로

에 대해 먼저 분석한다. Charging 모드와 Pumping 모드에서 상부 스위치 구동 회로의 부하 전류 I_L , 전하 펌프 회로의 주파수 f_p , 부트스트랩 커패시턴스 C_{bs} , 전하 펌프 커패시턴스 C_p 등의 파라미터에 대한 부트스트랩 커패시터 양단 전압 V_{bs} 의 관계식을 유도하기로 한다. 다음으로 Power-up 구간에서 전하 펌프 회로의 동작을 분석한다. 마지막으로 이러한 분석을 통해 각 파라미터 설계 방법에 대해 논의한다.

3.1 전하 펌프 회로의 분석

그림 5는 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 가 펌프 커패시터 C_p 로부터 전하를 공급 받는 초기 상태의 전압 파형을 나타낸다. 각각의 파형은 위에서부터 부트스트랩 커패시터 양단 전압 V_{bs} , 펌프 커패시터 양단 전압 V_p , 펌프 오실레이터 출력 전압 V_{pump} 를 나타내며, f_p 와 D_p 는 각각 전하 펌프 회로의 주파수와 듀티비를 나타낸다. 또한 시간 표현 t 에서 위첨자 (+)는 t 시간 바로 직전의 시간을 나타내며 (-)는 바로 이후의 시간을 나타낸다.

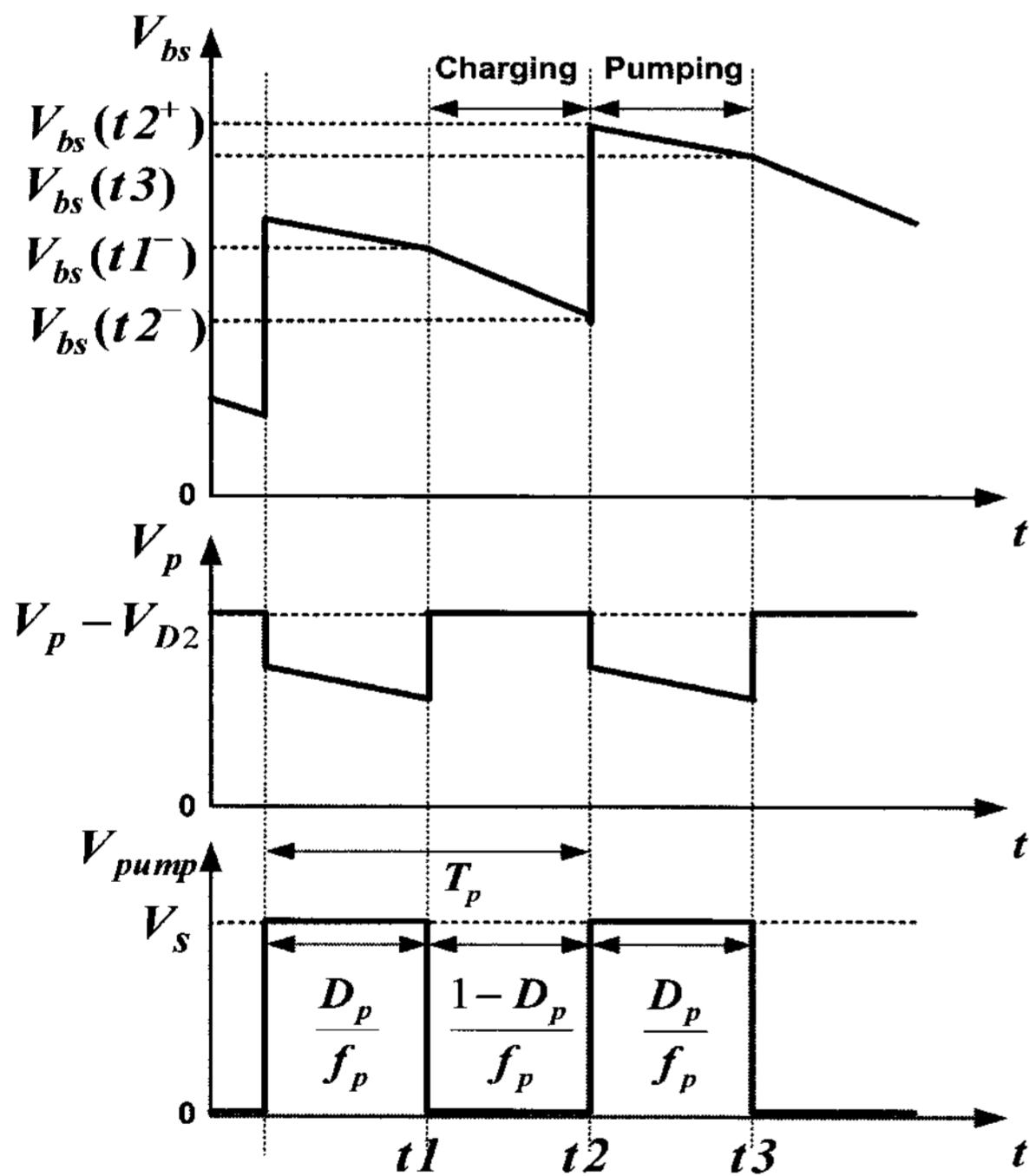


그림 5 초기 상태에서 전하 펌프 회로의 전압 파형
Fig. 5 Waveforms of charge pump circuit at initial state

3.1.1 Charging 모드 분석

그림 6은 Charging 모드에서 전하 펌프 회로의 등가 회로와 각각의 전압 파형을 나타내고 있다.

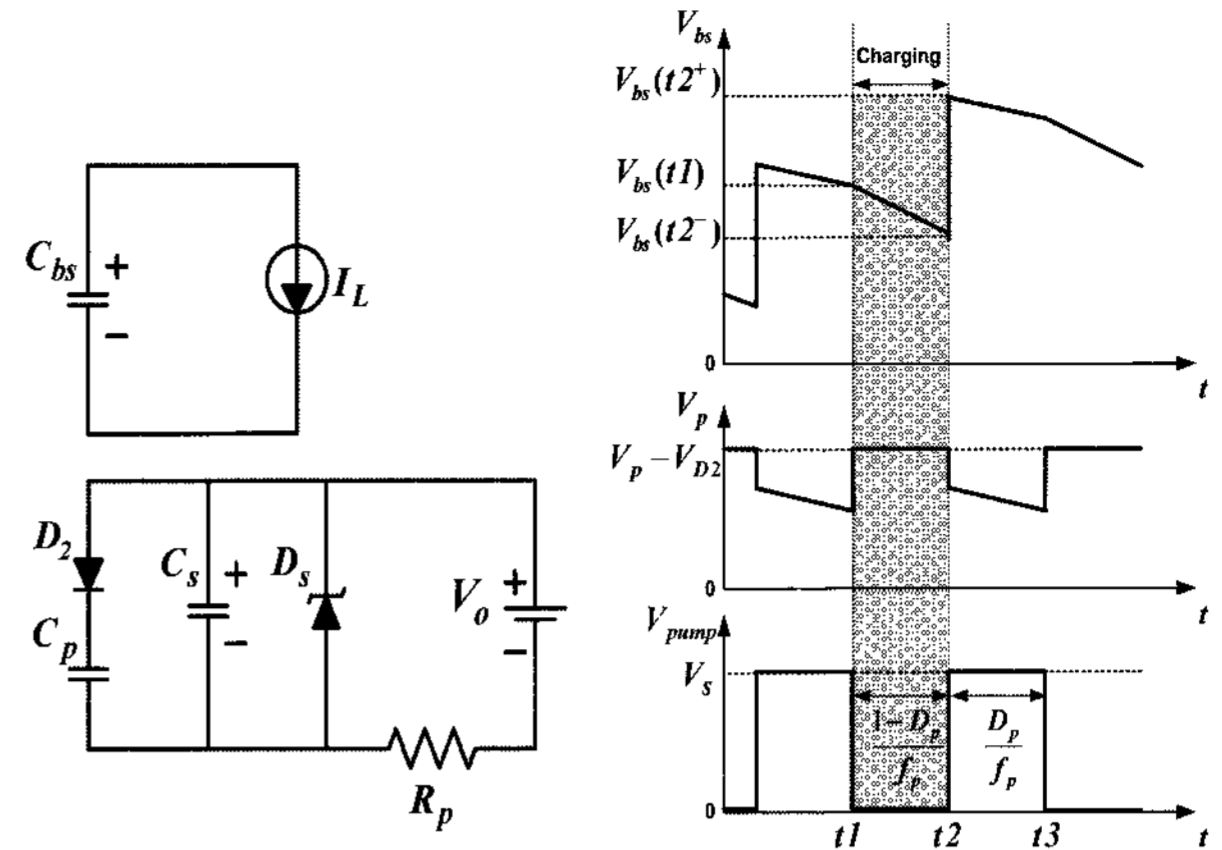


그림 6 Charging 모드에서의 등가 회로와 V_{bs} , V_p , V_{pump} 의 파형

Fig. 6 Equivalent circuit and waveforms of V_{bs} , V_p , V_{pump} in Charging mode

Charging 모드에서 D_2 가 도통 상태가 되어 전하 펌프 커패시터 C_p 는 D_2 를 통해 $(V_s - V_{D2})$ 의 전압으로 충전을 시작한다. 또한 D_1 은 역방향 바이어스 상태가 되어 상부 스위치 구동 회로의 부하 전류 I_L 은 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 를 통해서만 공급된다. 이 구간에서 C_{bs} 의 전압 강하는 다음식과 같다.

$$V_{drop1} = \frac{I_L(1 - D_p)}{f_p C_{bs}} \quad (1)$$

이 구간의 마지막 시간 $t2^-$ 에서 부하 전류로 인한 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 의 양단 전압 V_{bs} 와 펌프 커패시터 C_p 의 양단 전압 V_p 는 다음식과 같다.

$$V_{bs}(t2^-) = V_{bs}(t1^+) - V_{drop1} = V_{bs}(t1^+) - \frac{I_L(1 - D_p)}{f_p C_{bs}} \quad (2)$$

$$V_p(t2^-) = V_s - V_{D2} \quad (3)$$

3.1.2 Pumping 모드 분석

그림 7은 Pumping 모드에서 전하 펌프 회로의 등가 회로와 각각의 전압 파형을 나타내고 있다. 시간 $t2^+$ 에서 D_2 는 역방향 바이어스 상태가 되며 펌프 커패시터 C_p 는 그림 7에서와 같이 D_1 을 통해 부트스트랩 커패시터에 전하를 공급하게 된다. 이때의 C_p 의 양단 전압은 식 (4)와 같다.

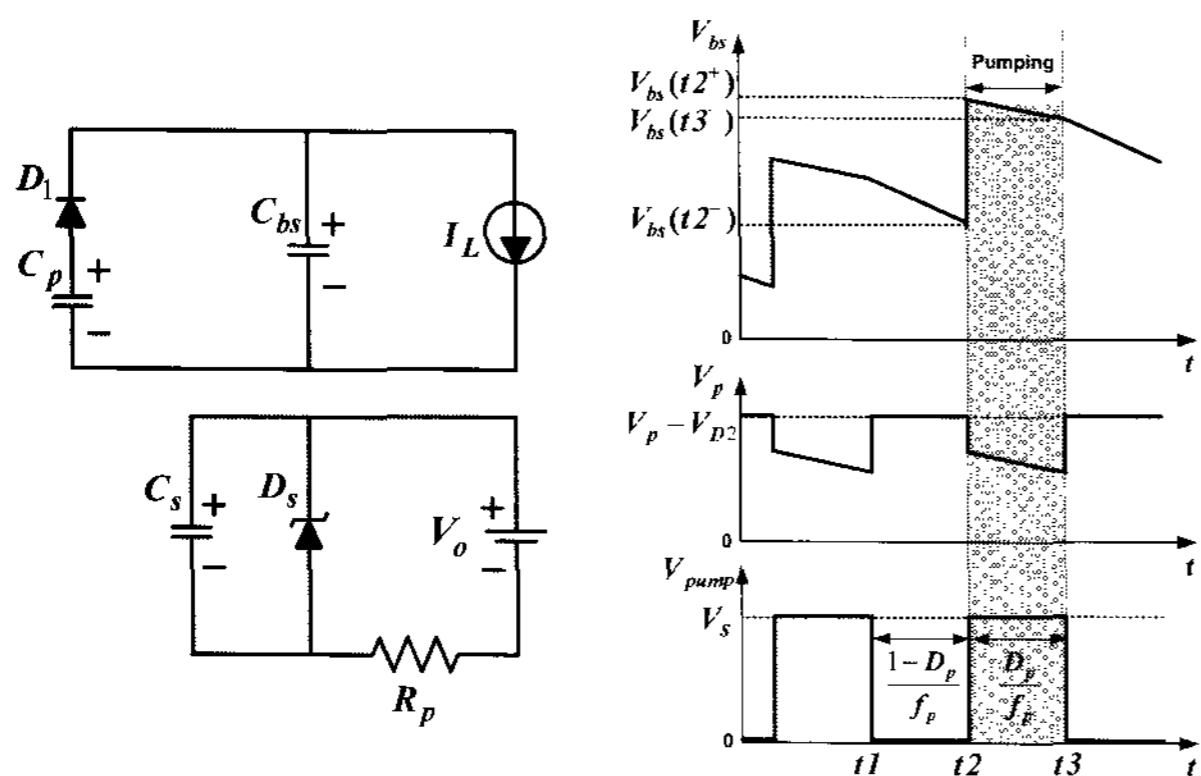


그림 7 Pumping 모드에서의 등가 회로와 V_{bs} , V_p , V_{pump} 의 파형

Fig. 7 Equivalent circuit and waveforms of V_{bs} , V_p , V_{pump} in pumping mode

$$V_p(t2^+) = V_{bs}(t2^+) + V_{D1} \quad (4)$$

시간 $t2$ 의 천이구간에서 펌프 커패시터 C_p 와 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 의 전하 변화량은 같아야 하며 다음과 같은 관계식으로 나타낼 수 있다.

$$C_p V_p(t2^-) - C_p V_p(t2^+) = C_{bs} V_{bs}(t2^-) - C_{bs} V_{bs}(t2^+) \quad (5)$$

식 (3)과 (4)를 식 (5)에 대입하여 정리하면 $t2^+$ 시간에서 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 의 전압을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{bs}(t2^+) = \frac{C_p (V_s - V_{D1} - V_{D2})}{C_p + C_{bs}} + \frac{C_{bs} V_{bs}(t2^-)}{C_p + C_{bs}} \quad (6)$$

Pumping 모드에서 $D1$ 은 도통 상태로 남아있으며 상부 스위치의 게이트 구동을 위해 요구되는 부하전류 I_L 은 C_p 와 C_{bs} 의 두 커패시터에서 공급된다. 이 구간에서 부하전류 I_L 에 의해 발생하는 전압 강하는 다음 식과 같다.

$$V_{drop2} = \frac{I_L D_p}{f_p (C_p + C_{bs})} \quad (7)$$

따라서 이 구간의 끝에서 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 의 양단 전압은 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{bs}(t3^-) &= V_{bs}(t2^+) - V_{drop2} \\ &= \frac{C_p (V_s - V_{D1} - V_{D2})}{C_p + C_{bs}} + \frac{C_{bs} V_{bs}(t2^-)}{C_p + C_{bs}} \\ &\quad - \frac{I_L D_p}{f_p (C_p + C_{bs})} \end{aligned} \quad (8)$$

3.1.3 정상 상태에서의 부트스트랩 전압 V_{bs}

정상 상태 동작에서 매 주기마다 부트스트랩 전압 V_{bs} 는 일정한 전압을 유지해야 한다. 또한 천이 시간 $t1$, $t3$ 에서는 순간적인 전압의 변화가 없으므로 시간 $t1$, $t3$ 에서의 부트스트랩 커패시터 양단 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{bs}(t1^+) = V_{bs}(t1^-) = V_{bs}(t3^+) = V_{bs}(t3^-) \quad (9)$$

따라서 식 (8)을 식 (2)에 대입하여 정리하면 다음식과 같다.

$$\begin{aligned} V_{bs}(t2^-) &= V_{bs}(t1^+) - \frac{I_L(1-D_p)}{f_p C_{bs}} = V_{bs}(t3^-) - \frac{I_L(1-D_p)}{f_p C_{bs}} \\ &= V_{bs}(t2^-) + \frac{C_p [(V_s - V_{D1} - V_{D2}) - V_{bs}(t2^-)]}{C_p + C_{bs}} \\ &\quad - \frac{I_L}{f_p} \left(\frac{D_p}{C_p + C_{bs}} + \frac{1-D_p}{C_{bs}} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

정상 상태 동작에서 매 주기마다 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 의 양단 전압 V_{bs} 는 일정하므로 $V_{bs}(t2^-)$ 는 정상 상태에서 부트스트랩 커패시터 양단 전압 V_{bs} 의 최소값 V_{min} 과 같다. 따라서 식 (10)을 $V_{bs}(t2^-)$ 에 대해 정리하면 다음과 같이 정상 상태에서의 부트스트랩 커패시터의 최소값 V_{min} 을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{min} = V_{bs}(t2^-) &= (V_s - V_{D1} - V_{D2}) \\ &\quad - \frac{I_L}{f_p C_{bs}} \left[\frac{(C_p + C_{bs})}{C_p} - D_p \right] \end{aligned} \quad (11)$$

식 (6)과 (10)을 이용하여 다음과 같이 정상 상태에서의 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 의 리플 전압을 구할 수 있다.

$$\Delta V_{bs} = \left(\frac{I_L}{f_p} \right) \left(\frac{D_p}{C_p + C_{bs}} \right) + \frac{1-D_p}{C_{bs}} \quad (12)$$

3.2 Power-up 구간의 분석

앞서 언급하였듯이 상부 스위치 S_1 이 켜졌을 때 전하 펌프 회로는 곧바로 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 에 전하를 공급하는 전하 펌프로써 동작하지 않는다. 그림 8은 Power-up 구간에서 전하 펌프 회로 각각의 전압 파형을 나타내고 있다. 여기서 상부 스위치 S_1 이 켜지기 직전 시간에서 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 와 펌프 커패시터 C_p 는 정상 상태의 전압으로 충전되어 있다고 가정한다.

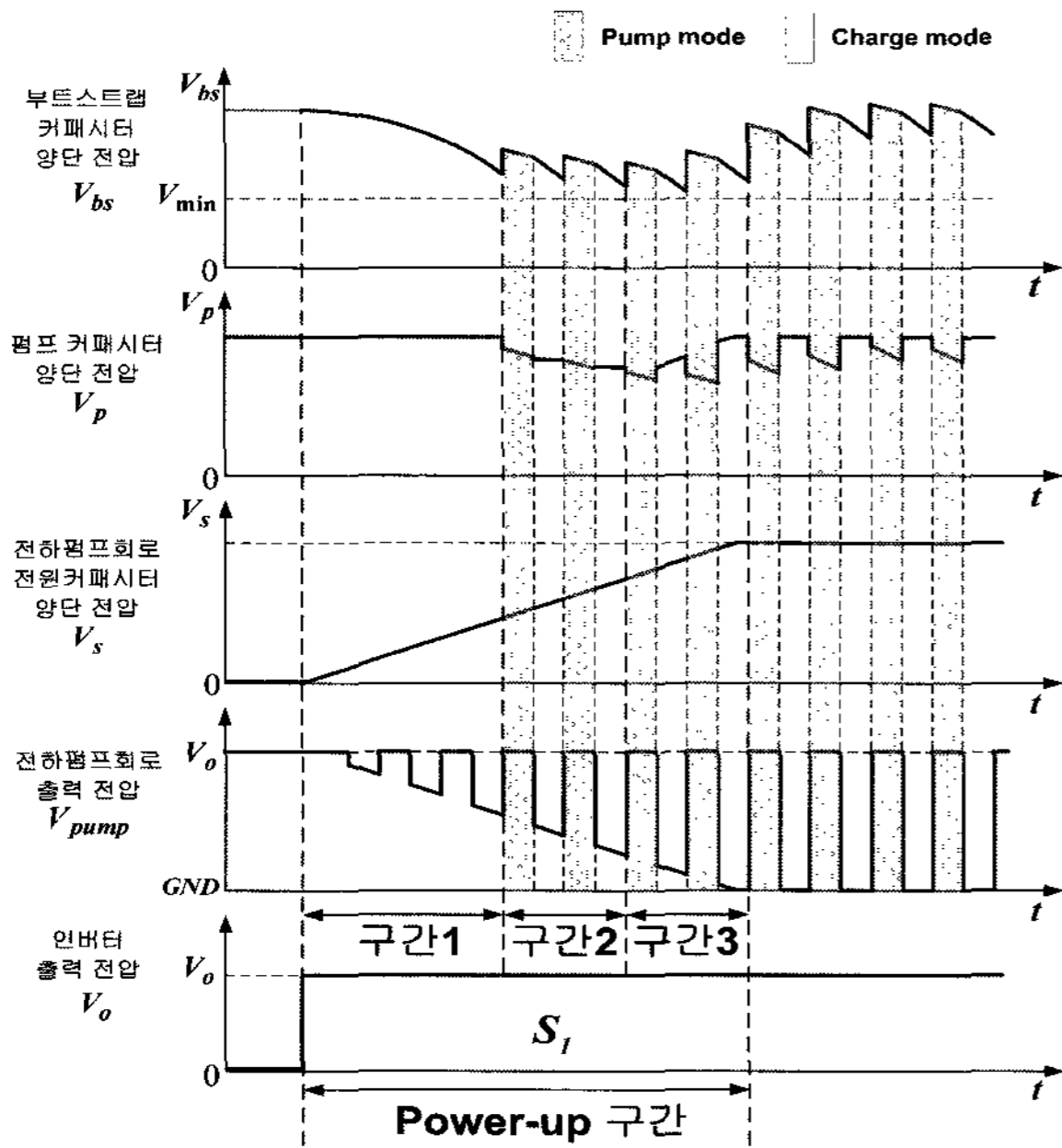


그림 8 상부 스위치 S_1 이 on 상태일 때 전하 펌프 회로의 전압 파형
 Fig. 8 Waveforms of charge pump circuit in on-state of S_1

구간 1 : 인버터의 하부 스위치 S_2 가 켜진 상태일 동안 충전된 부트스트랩 커패시터 전압 V_{bs} 에 의해 상부 스위치 S_1 은 켜지게 된다. 이 구간에서 상부 스위치 구동을 위한 회로의 부하 전류 I_L 은 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 에서만 공급 된다. 이와 동시에 전하 펌프 회로 전원 커패시터 C_s 는 충전을 시작하게 된다. 전하 펌프 회로의 출력 전압 V_{pump} 는 전원 커패시터에 충전된 전압 V_s 와 같다. 이 구간에서 전하 펌프 회로는 동작을 시작하지만 펌프 커패시터의 전압 V_p 가 전하 펌프 회로 전원 커패시터 C_s 양단 전압 V_s 보다 크므로 펌프 커패시터 C_p 는 충전되지 않는다. 따라서 전하 펌프 회로는 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 에 전하를 공급하지 못한다.

구간 2 : 부하 전류 I_L 로 인해 부트스트랩 커패시터 전압 V_{bs} 는 펌프 커패시터 전압 V_p 이하로 떨어지게 되며, 이때 전하 펌프 회로의 출력이 High가 되면 그림 4에 나타난 경로를 통해 전하를 공급하게 된다. 그러나 이 구간에서는 아직 전하 펌프 회로의 전원 커패시터 전압이 V_p 보다 낮으므로 펌프 커패시터 C_p 에서의 전하 충전은 일어나지 않는다. 따라서 V_{bs} 와 V_p 는 계속 감소하게 된다.

구간 3 : 이 구간에서 전하 펌프 회로 전원 커패시터 전압 V_s 는 부트스트랩 커패시터 전압 V_{bs} 와 펌프 커패시터 전압 V_p 보다 커지게 된다. 따라서 전하 펌프 회로의 출력이 Low일 때 펌프 커패시터 C_p 는 충전을 하게 되며, 그 크기는 V_s 와 같다. 그러나 이 구간에서도 전하 펌프 회로 전원 커패시터 전압 V_s 는 정상 상태에 이르지 못하므로 부트스트랩 커패시터 전압 V_{bs} 는 요구되는 전압을 유지하지 못한다.

이상의 분석에서 알 수 있듯이 전하 펌프 회로가 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 에 전하를 공급하기 위해서는 전압 V_s 는 부트스트랩 커패시터 전압 V_{bs} 보다 커야 한다. 전하 펌프 회로 전원 커패시터의 충전 시간은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$t_{Cs} = -\ln\left(\frac{V_o - V_s}{V_o}\right) R_p (C_p + C_s) \quad (13)$$

하부 스위치 S_2 가 켜진 상태일 때 전원 V_{cc} 로부터 충전되는 부트스트랩 커패시터의 초기 전압 $V_{int.bs}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{int.bs} = V_{cc} - V_{D3} \quad (14)$$

여기서 V_{D3} 는 다이오드 D_3 에 의한 전압 강하를 나타낸다.

부트스트랩 커패시터 C_{bs} 의 양단 전압이 초기전압 $V_{int.bs}$ 에서 상부 스위치의 threshold 전압 V_{th} 로 떨어지는 시간은 다음식과 같다.

$$t_{th} = \frac{C_{bs}(V_{int.bs} - V_{th})}{I_L} \quad (15)$$

따라서 Power-up 구간에서 상부 스위치 구동 회로의 안정된 동작을 위해서는 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$t_{th} > t_{C_s} \quad (16)$$

$$C_{bs} > \left(-\ln \left(\frac{V_o - V_s}{V_o} \right) \frac{I_L R_p}{(V_{int.bs} - V_{th})} \right) (C_p + C_s) \quad (17)$$

3.3 파라미터 설계

설계 시 우선적으로 명시되어야 할 사항은 IPM의 인버터 회로 출력 전압 V_o , 초기 전원 V_{cc} , 전하 펌프 회로의 전원 전압 V_s , 스위치 구동 회로에서 요구되는 부하 전류 I_L , 스위치의 threshold 전압 V_{th} 이다. 여기서 부하 전류 I_L 은 다음과 같은 사항들을 고려하여 식 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

- S_1 의 게이트 전류 I_g
- 게이트 드라이버의 바이어스 전류 I_{qbs}
- 레벨 쉬프트 요구 전류 I_{ls}
- S_1 의 게이트-소스 누설전류 I_{igs}
- 부트스트랩 커패시터의 누설전류 I_{lcb}

$$I_L = I_g + I_{ls} + I_{qbs} + I_{igs} + I_{lcb} \quad (18)$$

이러한 파라미터들이 결정되면 다음과 같이 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 와 전하 펌프 회로 각각의 파라미터를 설계할 수 있다.

STEP 1 : 부트스트랩 커패시터 전압 V_{bs} 는 Power-up 구간이 끝나는 시간까지 부하 전류 I_L 을 공급하기 위해 상부 스위치의 threshold 전압 V_{th} 이상을 유지해야만 한다. 따라서 우선 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 와 펌프 커패시터 C_p , 전하 펌프 회로 전원 커패시터 C_s 는 식 (16)과 (17)의 조건에 따라 선정한다. 식 (17)에서 오른쪽 첫 항은 이미 결정된 값이며 전하 펌프 회로의 전류 제한을 위한 저항 R_p 는 사용되는 펌프 오실레이터와 제너 다이오드의 정격을 고려하여 결정한다. C_s 는 펌프 오실레이터의 특성에 따라 안정된 동작이 가능한 범위에서 가장 작은 값을 선택한다. C_s 가 증가하면 $R_p C_s$ 시상수가 커져 Power-up구간이 길어지게 되며, 따라서 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 또한 증가하게 된다. 펌프 커패시터 C_p 는 스위칭 주기 내에서 충전되어야 하므로 C_s 보다 매우 작은 값으로 선정한다. C_s 와 C_p 가 결정되면 식 (17)에 의해 C_{bs} 값을 구할 수 있으며, 안정된 동작과 (STEP 2)에서의 파라미터 변동에 대한 여유를 위해 계산된 값보다 2배 이상의

값을 선정하도록 한다.

STEP 2 : (STEP 1)에서 선정된 파라미터 C_{bs} 와 C_p 는 식 (11)을 이용하여 정상상태에서 부트스트랩 커패시터 양단전압 V_{bs} 가 상부 스위치의 문턱 전압 V_{th} 이상을 유지하는지를 판별해야한다. 식 (11)에서는 아직 결정되지 않은 파라미터 전하 펌프 회로의 출력 주파수 f_p 와 듀티비 D_p 가 포함되어 있으며, f_p 는 펌프 오실레이터의 특성에 따라 결정된다. 본 논문에서는 설계의 간략화를 위해 D_p 를 고정된 값(0.5)으로 설정하였다. (STEP 1)에서 C_p 의 값은 C_s 보다 매우 작은 값으로 선정하였다. 또한 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 의 값을 계산된 값보다 크게 선정하였으므로 C_p 는 여유를 가지고 선정된 값이다. 따라서 식 (11)을 이용하여 f_p 와 C_p 의 적절한 값을 찾는다. 만약 만족하는 f_p 와 C_p 의 값을 얻지 못한다면 다시 (STEP 1)의 과정을 거쳐 적절한 값을 선정해야한다.

그림 9는 펌프 커패시터 C_p 의 값에 따른 정상 상태의 부트스트랩 커패시터 전압과 전하 펌프 회로의 출력 주파수의 관계를 나타낸 그림이다. 여기서, I_L 은 1[mA], V_s 는 16[V], V_{D1} , V_{D2} 는 0.7[V], D_p 는 0.5, C_{bs} 는 100[nF] 이다. 그림에서 C_p 의 값이 C_{bs} 의 1/2 이상에서는 정상 상태에서 부트스트랩 커패시터 양단 전압이 현저히 떨어짐을 알 수 있다. 따라서 C_p 의 값은 C_{bs} 의 값보다 1/2 이하로 선정하여야 한다. 전하 펌프 회로의 출력 주파수 f_p 를 증가시키면 만족하는 정상 상태의 부트스트랩 커패시터 전압을 얻을 수 있으나 비용 또한 증가하므로 최적의 조건을 고려하여 설계하여야 한다.

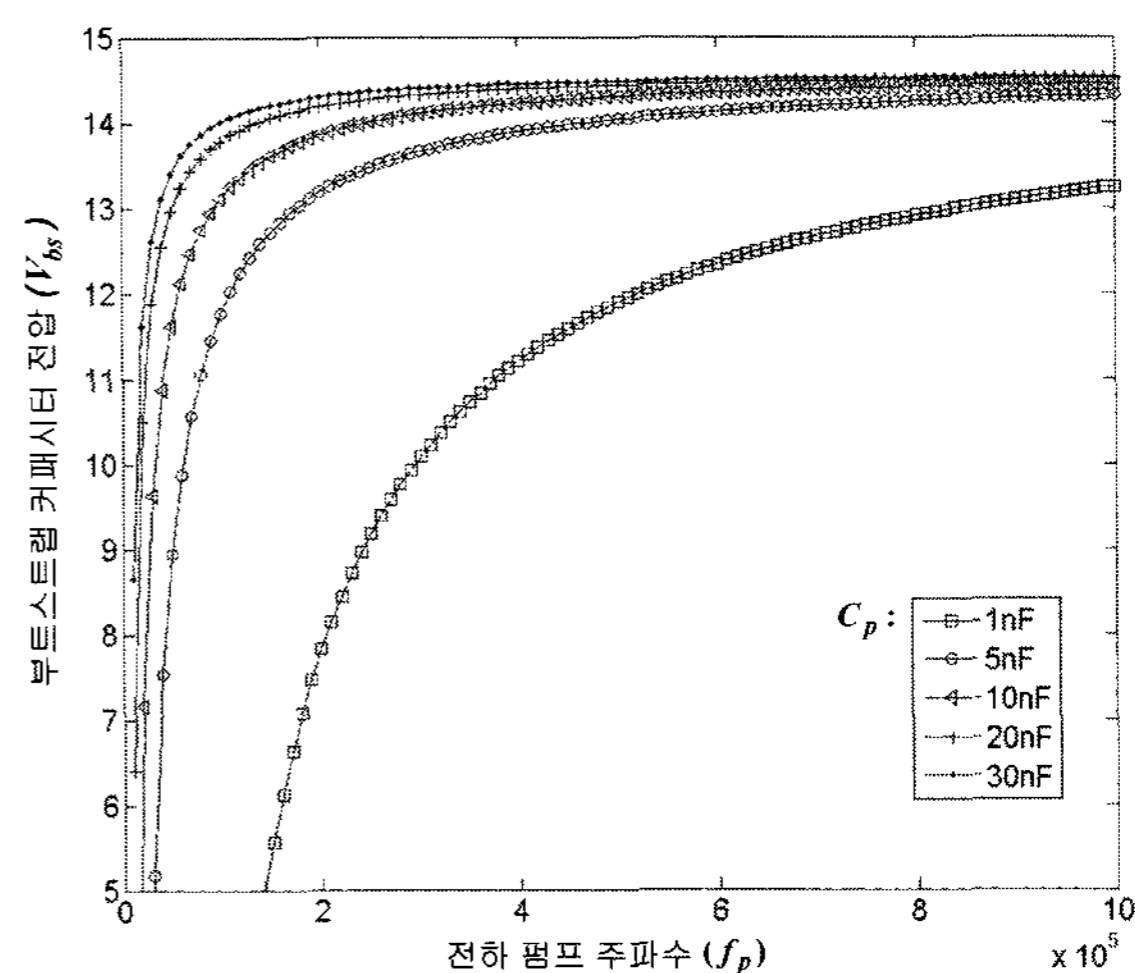


그림 9 펌프 커패시터 C_p 의 변화에 대한 V_{bs} 와 f_p
Fig. 9 V_{bs} and f_p for various pump capacitor C_p

4. 시뮬레이션 및 실험

제안된 설계 방법의 타당성을 검증하기 위하여 PSIM7 소프트웨어를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였으며, 또한 IPM을 이용한 유도전동기 위치 제어 시스템에 전하 펌프 회로를 적용하여 실험을 수행하였다. 실험에 사용된 IPM은 Fairchild사의 FSAM30SH60A이며, 전하 펌프 회로의 펌프 오실레이터는 Texas Instruments사의 TLC555를 사용하였다. 표 1은 시뮬레이션과 실험에 사용된 각 회로 파라미터를 나타내고 있다. 부트스트랩 커패시터의 누설전류는 Low ESR (Equivalent series resistance)의 metallized polyester capacitor를 사용하였으므로 무시하였다.

표 1 시뮬레이션 및 실험 파라미터
Table 1 Simulated and experimental parameters

Parameter	Symbol	Value	Unit
인버터 스위칭 주파수	f	5	kHz
인버터 DC Link 전압	V_{bus}	200	V
IPM (FSAM30SH60A) 파라미터 게이트 드라이브 구동 전원	Q_g	40	nC
	Q_{ls}	5	nC
	I_{gs}	250	nA
	I_{qbs}	420	uA
	V_{th}	12.5	V
게이트 드라이브 구동 전원	V_{cc}	15	V
Zener 전압	V_s	16	V
D_1, D_2 의 정방향 전압 강하	V_{D1}, V_{D2}	0.7	V
D_3 의 전압 강하	V_{D3}	0.8	V
Pump oscillator 출력 듀티비	D_p	0.5	-

표 1의 파라미터와 3장의 분석과 설계 방법을 이용하여 설계한 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 와 전하 펌프 회로의 각 파라미터는 표 2와 같다.

표 2 전하 펌프 회로 파라미터
Table 2 Parameters of charge pump circuit

Parameter	Symbol	Value	Unit
부트스트랩 커패시턴스	C_{bs}	100	nF
펌프 커패시턴스	C_p	10	nF
전하 펌프 회로 전원 커패시턴스	C_s	47	nF
Pump oscillator 출력 주파수	f_p	200	kHz

표 2의 파라미터를 이용하여 각각 동일한 조건하에 시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 그림 10은 표 2와 같이 계산된 파라미터를 이용하여 시뮬레이션을 수행한 결과를 나타낸다. 위에서부터 펌프 커패시터 전압 V_p , 부트스트랩 커패시터 전압 V_{bs} , 전하 펌프 회로 전원 커패시터 V_s , 전하 펌프 회로 출력 전압 V_{pump} , 그리고 인버터의 출력 전압 V_o 를 나타내고 있다. 상부 스위치 S_1 이 턴 온 되고 약 2us 경과 후 V_p 또한 V_{bs} 와 같이 전압 강하가 일어남을 확인할 수 있다. 이는 V_{bs} 가 V_p 이하로 떨어지면서 전하 펌프 커패시터 C_p 또한 부하 전류 I_L 에 기여하기 때문이다. 그러나 Power-up 구간에서 펌프 커패시터 C_p 는 전하의 충전이 충분히 이루어지지 않으므로 V_p 와 V_{bs} 는 계속해서 감소하게 된다. 약 20us 경과 후 전하 펌프 회로의 전원 커패시터 C_s 의 양단 전압이 제너 전압 V_s 에 도달되어 Power-up 구간이 끝나게 된다. 따라서 전하 펌프 커패시터 C_p 에 충전된 전하는 부트스트랩 커패시터 C_{bs} 에 공급되기 시작하며 부트스트랩 커패시터 양단 전압 V_{bs} 는 감소하지 않고 정상 상태의 부트스트랩 양단 전압의 최소값 V_{min} 을 유지하게 된다.

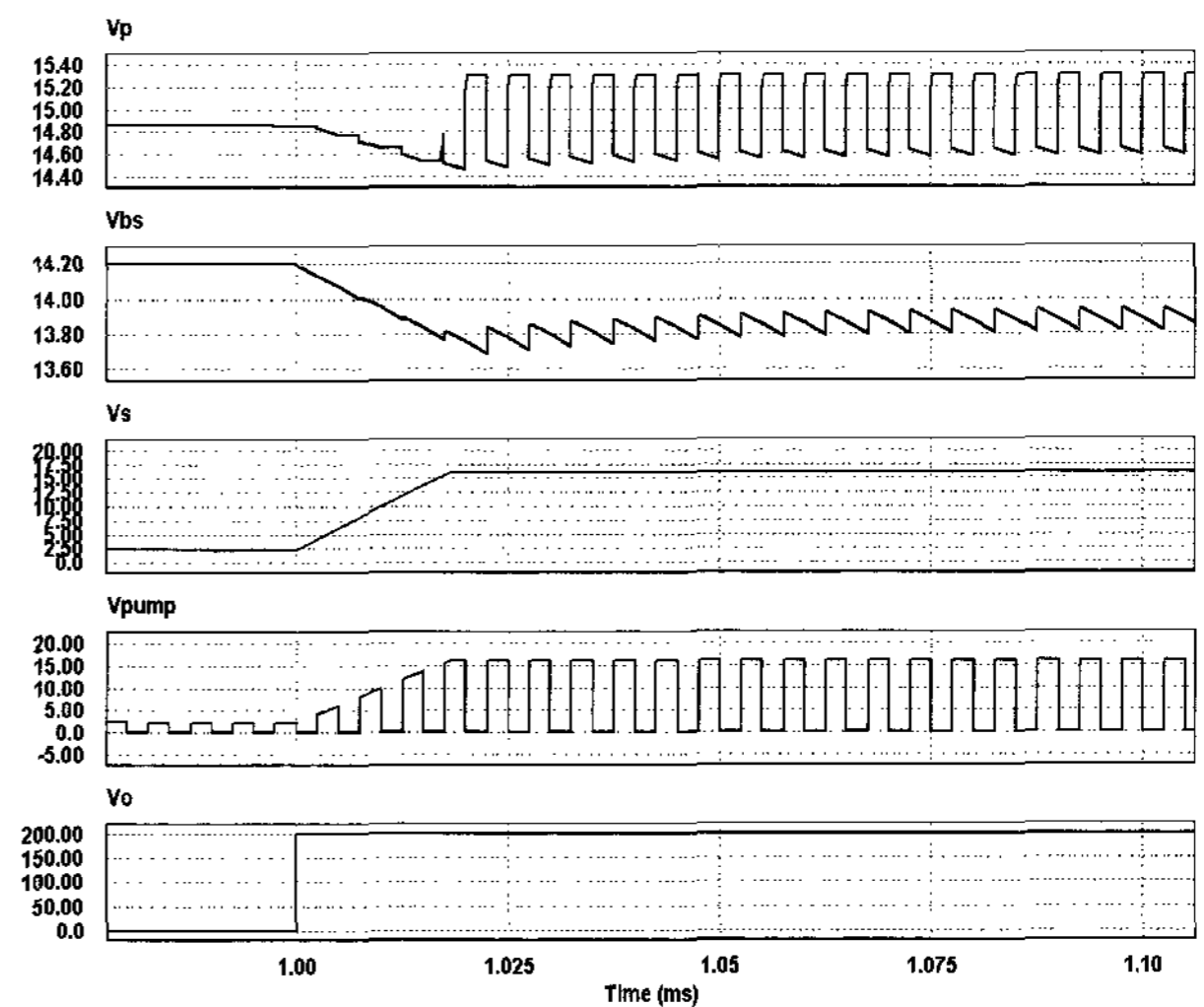


그림 10 시뮬레이션 결과
Fig. 10 Simulated results

그림 11은 시뮬레이션과 동일한 파라미터를 이용하여 실험한 결과를 나타낸 그림이다. 위에서부터 펌프 커패시터 전압 V_p , 부트스트랩 커패시터 전압 V_{bs} , 전하 펌프 회로 전원 커패시터 V_s , 그리고 전하 펌프 회로 출력 전압 V_{pump} 를 나타내고 있다.

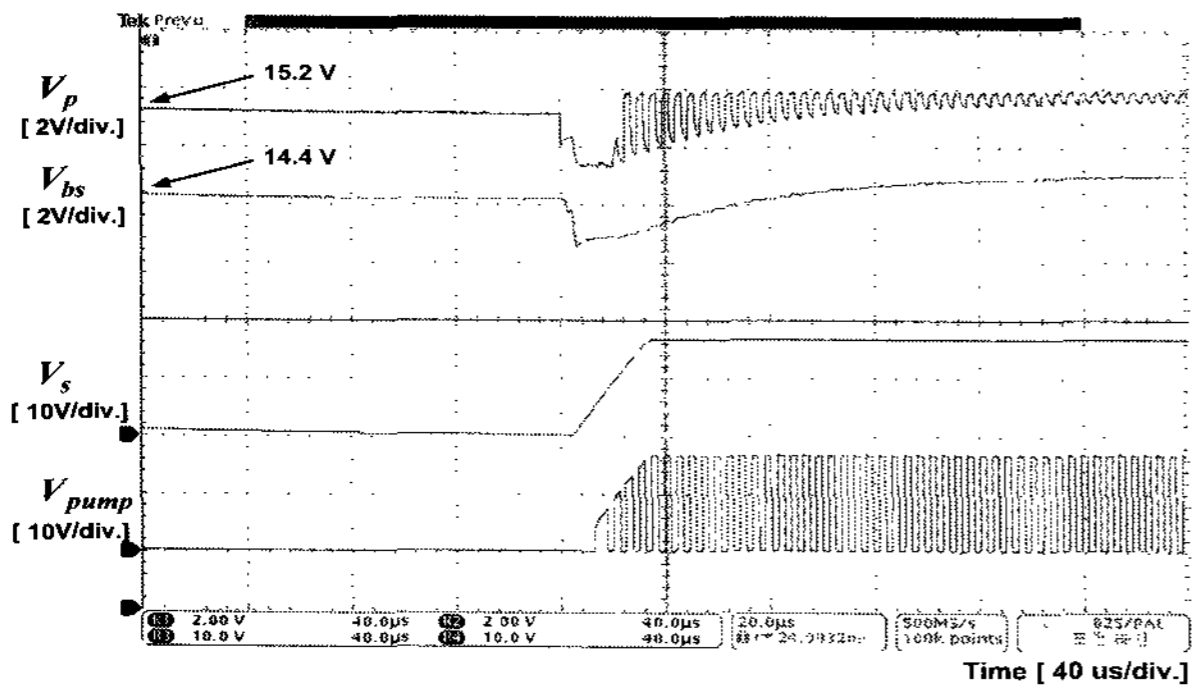


그림 11 $V_p, V_{bs}, V_s, V_{pump}$ 에 대한 실험 결과
 Fig. 11 Experimental results for $V_p, V_{bs}, V_s, V_{pump}$

그림 11의 결과에서 알 수 있듯이 시뮬레이션과 거의 유사한 응답 특성을 보이고 있음을 알 수 있다. 상부 스위치 S_1 이 턴 온 되는 순간의 V_p, V_{bs} 의 파형과 정상 상태의 부트스트랩 커패시터 전압 V_{bs} 에서의 오차는 부하 전류 I_L 과 D_1, D_2 다이오드의 전압 강하에서 발생하는 것이다.

그림 12는 전하 펌프 커패시터 C_s 값에 따른 부트스트랩 커패시터 전압 파형을 측정된 그림이다. V_{bs} 는 부트스트랩 커패시터 양단 전압이며, $V_{a,in}(H)$ 는 a상의 제어 입력을 나타낸다. C_s 의 값이 증가할수록 $R_p C_s$ 시상수가 증가하여 전하 펌프 회로의 Power-up 구간이 길어진다는 것을 알 수 있다.

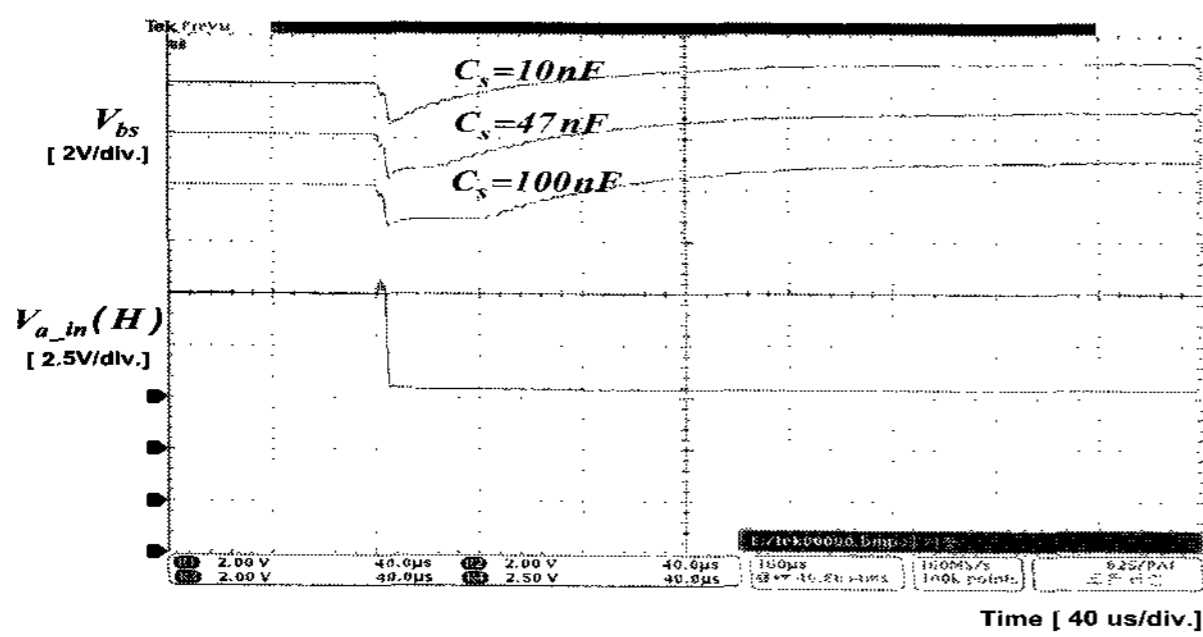


그림 12 C_s 변화에 대한 V_{bs}
 Fig. 12 Waveform of V_{bs} for various C_s

100% 듀티 비 동작 상태를 확인하기 위해 3상 전압형 인버터의 전압 변조 방식 중 한 주기 내에서 2상의 스위치만 상태를 절환하는 2상 전압 변조 방식을 적용하여 실험을 수행 하였다.^[5] 그림 13은 플로팅 게이트 전원 공급 방법으로 부트스트랩 회로만으로 구현한 실험 파형이며, 그림 14는 제안된 회로를 적용한 실험 파형이다. 실험은 표 2에서와 같이 동일한 크기의 부

트스트랩 커패시터를 이용하여 수행하였다. 그림에서 V_{ag} 는 2상 전압 변조 방식을 적용한 3상 인버터 시스템에서 a상의 출력과 DC 링크 단 입력 그라운드 전위 사이의 전압이며, i_a 는 a상의 출력 전류, 그리고 V_{bs} 는 a상의 상부 스위치 전원 공급을 위한 부트스트랩 커패시터 양단 전압이다. 그림 13에서 상부 스위치 S_1 의 듀티비가 커질수록 부트스트랩 커패시터 양단 전압은 점점 감소하게 되며, 100% 듀티 비 구간에서 요구되는 전압을 유지하지 못하고 상부 스위치의 threshold 전압 V_{th} 이하로 떨어짐을 알 수 있다. 따라서 100% 듀티비 구간에서 인버터의 상부 스위치 S_1 은 지속적인 on 상태를 유지하지 못하게 된다. 이 경우 인버터 회로의 안정적인 동작을 위해서 부트스트랩 커패시터의 용량은 약 8[uF] 이상의 값으로 선정되어야 하며 이 값은 식 (15)를 이용하여 계산할 수 있다. 반면 그림 14에서는 부트스트랩 커패시터 양단 전압의 감소는 나타나지 않으며 100% 듀티비 구간에서도 일정하게 유지되고 있음을 알 수 있다.

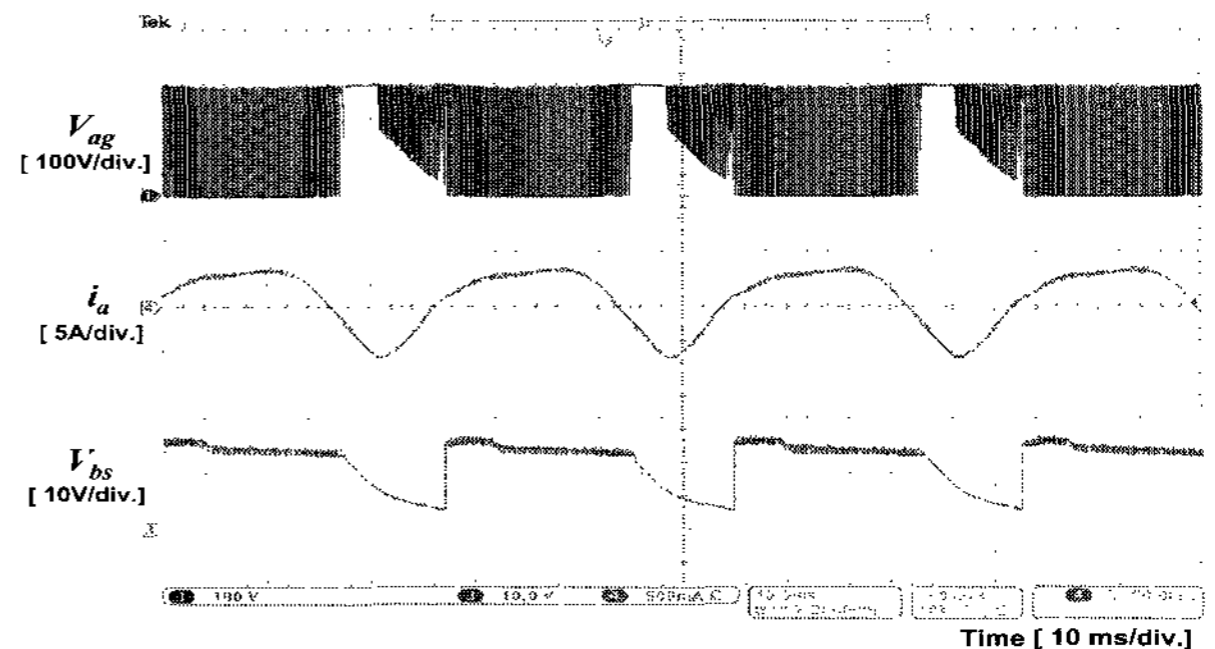


그림 13 부트스트랩 회로를 이용한 인버터에 대한 실험 결과
 Fig. 13 Experimental results for the inverter using bootstrap circuit

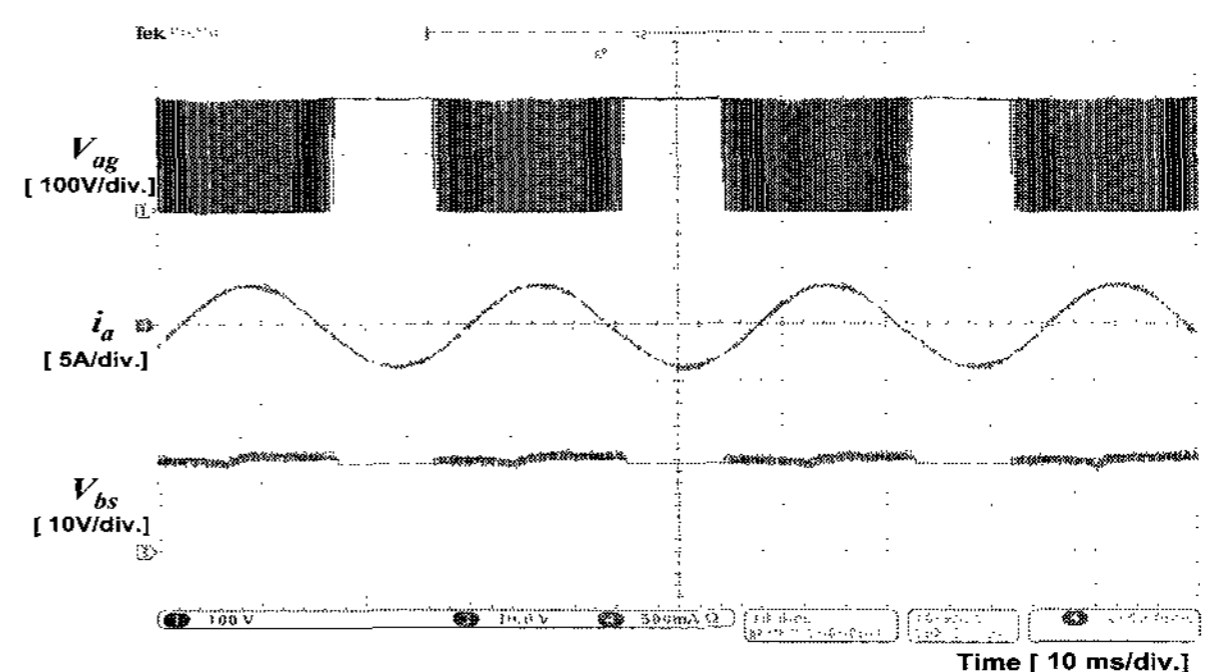


그림 14 전하 펌프 회로를 이용한 인버터에 대한 실험 결과
 Fig. 14 Experimental results for the inverter using charge pump circuit

5. 결 론

IPM의 플로팅 게이트 전원 공급을 위해 일반적으로 부트스트랩 회로를 많이 사용하고 있다. 부트스트랩 회로는 매우 간단한 구성으로 전원을 공급할 수 있어 컴팩트한 회로 구성을 위한 IPM의 사용목적과 부합된다. 그러나 서론에서 언급하였듯이 스위칭 주파수와 스위칭 방법에 따라 부트스트랩 회로는 적용이 불가능한 경우가 발생하게 된다. 본 논문에서는 기존의 부트스트랩 회로에 전하 펌프 회로를 추가함으로써 이러한 문제를 해결하였다.

제안된 회로는 Power-up 구간과 전하 펌프 회로의 과도 및 정상 상태에서 각각 분석되어졌으며, 이러한 분석을 기반으로 전하 펌프 회로의 설계 방법을 제시하였다. 또한 그 타당성을 검증하기 위하여 시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 실험은 IPM을 이용한 유도전동기 위치 제어 시스템에 사용된 인버터 회로에 전하 펌프 회로를 적용하여 수행하였다. 시뮬레이션과 실험 결과에서 제안된 회로는 100% 듀티 비를 갖는 스위칭 동작에서도 플로팅 게이트 전원 전압의 감소 없이 동작할 수 있음을 확인하였다. 기존의 부트스트랩 회로와 비교해 커패시터의 용량은 80배 이상 감소시킬 수 있으며, 스위칭 주파수에 영향을 받지 않는다는 것을 알 수 있다.

제안된 전하 펌프 회로는 인버터 출력으로부터 전력을 공급 받기 때문에 게이트 구동 전원에서의 전력소모에는 거의 영향을 주지 않는다는 장점이 있다. 또한 비교적 간단한 구성으로 기존의 회로에 쉽게 적용이 가능하며, 자기소자 등이 사용되지 않으므로 향후 집적화가 가능하리라 예상된다.

참 고 문 헌

[1] Fairchild Semiconductor "A Novel IGBT Inverter Module for Low-Power Drive Applications", *Application note 9021*, 2002, May.
 [2] International Rectifier, "HV Floating MOS-Gate Driver ICs", *Application note AN978 Rev. D*, 2007, March.
 [3] Shihong Park, Jahns, T.M, "A self-boost charge pump topology for a gate drive high-side power supply", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, 2005, March.
 [4] G.F.W.Khoo, Douglas R.H. Carter, and R.A.McMahon, "Analysis of a Charge Pump Power Supply with a Floating Voltage Reference", *IEEE Transactions on*

Circuits and Systems -I : Fundamental Theory and Applications, Vol. 47, No. 10, 2000, October.

[5] 정대웅, "오펙트 전압에 의한 3상 전압형 인버터 PWM 방법의 일반적 해석", 서울대학교 박사학위논문, 2000.

저 자 소 개



임정규(林廷圭)

1977년 6월 4일생. 2003년 경상대 공대 전기전자공학부 졸업. 2005년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2004년~현재 동 대학원 제어계측공학과 박사과정.



정세교(鄭世教)

1966년 11월 26일생. 1989년 경북대 전자공학과 졸업. 1992년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1997년~현재 경상대 전기전자공학부 부교수 및 공학연구원 연구원. 1999년 2월~2000년 3월 일본 큐슈공업대 객원교수. 2002년 2월~2003년 2월 미국 Texas A&M 대학 Visiting Scholar.