

고효율 및 슬림형 전압 평형 3-레벨 부스트 PFC 컨버터

정준봉¹ 이승명¹ 양정우² 김문영² 강정일² 한상규[†]
 국민대학교 POESLA¹ 삼성전자²

High-efficiency and Slim-type Voltage Balancing 3-level Boost PFC Converter

June-Bong Jeong¹ Seung-Myung Lee¹ Jung-Woo Yang² Moon-Young Kim²
 Jeong-Il Kang² Sang-Kyoo Han[†]

Kookmin University POESLA¹ Samsung Electronics. Co. Ltd²

ABSTRACT

3-레벨 부스트 PFC 컨버터는 종래 일반적인 부스트 PFC 컨버터와 비교하여 인덕터가 스위칭 주파수의 2배로 동작하고, 플라이잉 캐패시터 전압에 의해 인덕터 전류의 기울기가 감소함에 따라 최대 인덕터 전류 리플을 4배 저감 가능하여 작은 사이즈의 인덕터를 적용할 수 있다. 더불어, 모든 스위칭 소자의 전압 스트레스가 출력 전압의 절반이므로 3-레벨 부스트 PFC 컨버터는 고효율 달성 및 슬림화에 유리하다. 이를 위해 플라이잉 캐패시터 전압은 출력 전압의 절반으로 보장되어야 한다. 본 논문에서는 3-레벨 부스트 PFC 컨버터의 플라이잉 캐패시터 전압을 출력 전압의 절반으로 보장하는 동시에 역률 개선 및 출력 전압 제어를 위한 독립 제어 방안을 제안한다. 제안 제어 방안은 종래 일반적인 PFC 제어기에 플라이잉 캐패시터 전압 제어를 위한 별도의 PFC 제어 없이 일반적인 전압 제어기만을 독립적으로 추가 구성하여 매우 간단하게 구현되며, 이에 따라 저가의 범용 PFC IC와 OP-AMP를 사용하여 아날로그 방식으로 간단하게 구현 가능하다. 제안 제어 방안의 타당성을 검증하기 위해 전체 두께 12.1mm의 슬림형 3-레벨 부스트 PFC 컨버터의 400W급 시제품 제작을 통해 실험 결과를 제시한다.

1. 서론

디스플레이 기술의 발전으로 TV 패널의 사이즈가 확대됨에 따라 대화면 TV의 수요가 증가하고 있다. TV 사이즈의 확대는 소비 전력의 증가를 의미하며, 더불어 TV 디자인의 중요성이 부각됨에 따라 TV의 패널 뿐만 아니라 전원 장치 또한 슬림화가 요구되고 있다. 또한, 75W급 이상의 전원 장치는 EN 61000-3-2와 같은 국제 표준에 의한 역률과 고조파 규제 회피를 위해 PFC (Power Factor Correction) 기능이 필수적으로 요구되며, 이를 위해 AC 입력과 DC-DC 컨버터 사이에 별도의 PFC 컨버터가 추가되어야 한다. 종래 PFC 컨버터는 EMI 필터를 통해 입력된 AC 입력 전압을 풀 브리지 다이오드로 정류한 후 부스트 컨버터를 통해 입력 측에 입력 전압과 동일 위상의 sine파 전류가 흐르도록 전력변환을 한 후 약 400V의 직류 전압을 출력한다. PFC 컨버터에서 슬림화 달성 측면에서 가장 불리한 부분이 부스트 컨버터의 인덕터이다.

최근에는 부스트 PFC 컨버터의 인덕터 사이즈 저감을 위해 임계모드(Critical conduction mode, CrM) 방식을 적용하고 있지만, CrM 방식은 인덕터 전류의 첨두치가 평균 전류의 두

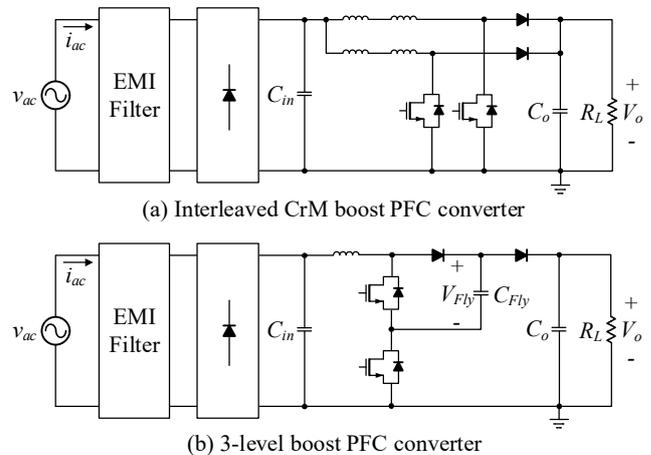


그림 1 종래 부스트 PFC 컨버터 회로도
 Fig. 1 Conventional boost PFC converter circuit diagram

배이므로 큰 입력 전류 리플로 인해 인덕터 사이즈 저감에는 한계가 있으며, 더불어, EMI 필터 사이즈 증가가 불가피하다. 이로 인해 다소 큰 전력 용량을 요구하는 시스템에 적용하기엔 적합하지 않다. 입력 전류 리플 저감 및 고용량 시스템의 구현을 위해 그림 1(a)와 같이 Interleaved CrM (I-CrM) 방식을 적용하고 있지만, 최소 2개의 인덕터가 요구되며, 최근에는 슬림화를 위해 인덕터를 다수 직렬로 적용하고 있는 실정이다.

그림 1(b)와 같이 플라이잉 캐패시터 C_{Fly} 가 추가된 3-레벨 부스트 컨버터를 적용하면 종래 일반적인 부스트 컨버터와 비교하여 인덕터가 스위칭 주파수의 2배로 동작하고, 플라이잉 캐패시터 전압에 의해 인덕터 전류의 기울기가 감소함에 따라 최대 인덕터 전류 리플을 4배 저감 가능하여 인덕터 사이즈 저감에 매우 유리하다. 더불어, 모든 스위칭 소자의 전압 스트레스가 출력 전압의 절반이므로 스위칭 손실 또한 저감 가능하여 고효율 및 슬림화 달성에 매우 유리하다^[1]. 이를 위해 플라이잉 캐패시터 전압 V_{Fly} 는 출력 전압 V_o 의 절반으로 보장되어야 한다. V_{Fly} 가 $V_o/2$ 로 보장되지 않을 경우 인덕터 전류 리플 증가에 따른 회로 내 손실 증가를 야기하며, 인덕터 사이즈 저감에 불리해진다. 따라서, V_{Fly} 를 $V_o/2$ 로 보장하는 동시에 역률 개선 및 V_o 제어를 수행할 수 있는 제어 방안이 요구된다.

본 논문에서는 3-레벨 부스트 PFC 컨버터의 V_{Fly} 를 $V_o/2$ 로 보장하기 위해 V_{Fly} 제어기를 일반적인 PFC 제어기와 완전히 독립적으로 구성하는 독립 제어 방안을 제안한다.

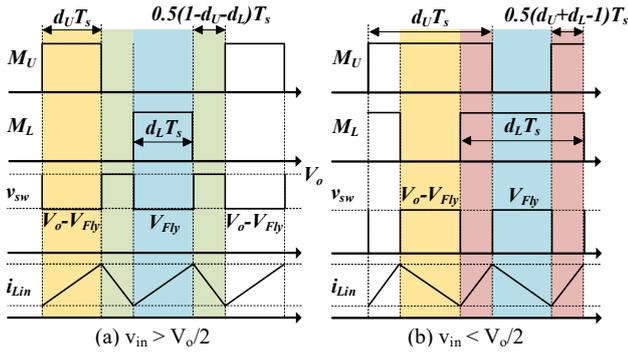


그림 2 3-레벨 부스트 PFC 컨버터의 주요 동작 파형
Fig. 2 Key operation waveform of a 3-level boost PFC converter

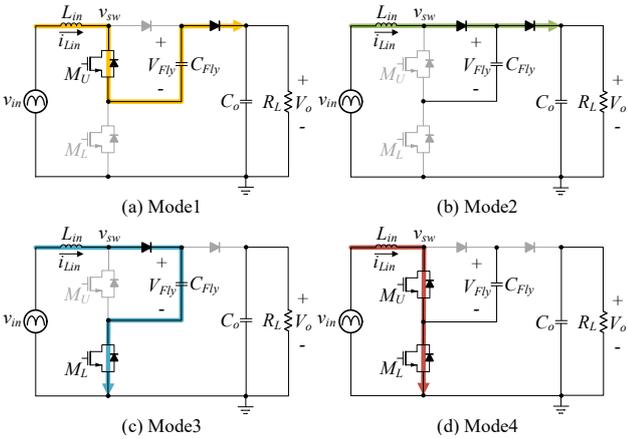


그림 3 3-레벨 부스트 PFC 컨버터의 4가지 동작 모드
Fig. 3 Four operation modes of a 3-level boost PFC converter

2. 3-레벨 부스트 PFC 컨버터

2.1 3-레벨 부스트 PFC 컨버터의 동작 원리

3-레벨 부스트 PFC 컨버터는 그림 2와 같이 연속전도모드 (Continuous conduction mode, CCM)로 동작하며, M_U 스위치와 M_L 스위치가 180도 위상차로 동작한다. 입력 전력 전압 관계에 따라 전체적으로 $v_{in} > V_o/2$ 동작 구간과 $v_{in} < V_o/2$ 동작 구간으로 구분되고, 그림 3과 같이 4가지 모드로 동작한다. $v_{in} > V_o/2$ 동작 구간에서는 그림 2(a)와 같이 그림 3의 Mode1 → Mode2 → Mode3 → Mode2 순서로 동작하며, $v_{in} < V_o/2$ 동작 구간에서는 그림 2(b)와 같이 그림 3의 Mode1 → Mode4 → Mode3 순서로 동작한다.

2.2 전류 평형을 위한 플라잉 캐패시터 전압 조건

3-레벨 부스트 PFC 컨버터의 인덕터 전류 기울기는 정류된 입력 전압 v_{in} 과 스위칭 전압 v_{sw} 에 의해 결정되며, Mode2와 Mode4에서 v_{sw} 는 각각 V_o 와 0V이므로 V_{Fly} 와 관계없이 $v_{in} > V_o/2$ 동작 구간에서는 falling 기울기가 일정하고, $v_{in} < V_o/2$ 동작 구간에서는 rising 기울기가 일정하다. 스위칭 반주기마다 인덕터 전류가 동일하도록 전류 평형을 보장하려면 Mode1과 Mode3 동작 구간에서 전류 기울기가 동일해야 하며, 그림 2에 의해 $V_o - V_{Fly} = V_{Fly} = V_o/2$ 를 만족해야 한다. 한편, 스위칭 반주기에 대해 인덕터의 volt-sec balance가 만족되어야 한다. 이에 따라, $v_{in} > V_o/2$ 동작 구간에서 그림 2(a)에 의해 식 (1)과 같이 나타낼 수 있으며, $v_{in} < V_o/2$ 동작 구간에서는 그림 2(b)에 의해 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다. 이때, $V_{Fly} = V_o/2$ 를 만족하면, 식 (1)과 (2)에 의해 $d_U = d_L$ 을 만족한다. 따라서, V_{Fly} 가

$V_o/2$ 로 보장된다면 $d_U = d_L$ 이며, 모든 스위칭 소자의 전압 스트레스가 $V_o/2$ 로 평형을 이루며, 스위칭 반주기마다 인덕터 전류의 평형을 보장할 수 있다. V_{Fly} 가 $V_o/2$ 로 보장되지 않는다면 인덕터 전류 리플 증가에 따른 회로 내 손실 증가를 야기하며, 인덕터 사이즈 저감에 불리해진다. V_{Fly} 를 $V_o/2$ 로 보장하기 위한 제안 제어 방안을 다음절에서 소개한다.

$$(v_{in} - V_o + V_{Fly})d_U = (v_{in} - V_{Fly})d_L = 0.5(V_o - v_{in})(1 - d_U - d_L) \quad (1)$$

$$(V_{Fly} - v_{in})(1 - d_U) = (V_o - V_{Fly} - v_{in})(1 - d_L) = 0.5v_{in}(d_U + d_L - 1) \quad (2)$$

3. 제안 제어 방안

제안 제어 방안의 원리는 다음과 같다. 그림 3에서 Mode3의 동작 시간이 Mode1의 동작 시간보다 길어지면 C_{Fly} 의 충전 에너지가 증가하여 V_{Fly} 가 증가한다. 즉, d_U 가 증가하면 그림 2(a) 동작 구간에서 Mode3 동작 시간이 증가하여 C_{Fly} 의 충전 에너지가 커지고, 그림 2(b) 동작 구간에서는 Mode1 동작 시간이 감소하여 C_{Fly} 의 방전 에너지가 감소함에 따라 V_{Fly} 가 증가한다. d_L 이 감소하면 반대로 동작하며, V_{Fly} 가 감소한다. 따라서, V_{Fly} 는 d_L 을 조절하여 제어가 가능하다. 이때, V_{Fly} 를 $V_o/2$ 로 제어하기 위해 d_L 을 조절하면 페루프 제어기에 의해 $d_L = d_U$ 가 되도록 조절된다. $d_L = d_U$ 를 만족하면, 인덕터 volt-sec balance에 의해 식 (1)은 식 (3)과 같이 나타낼 수 있으며, 식 (2)는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다. 또한, 정류된 입력 전압 $v_{in} = V_m |\sin \omega t|$ 에 따라 식 (3)과 (4)로부터 식 (5)를 만족한다.

$$(v_{in} - 0.5V_o)d_U = (V_o - v_{in})(0.5 - d_U) \quad (3)$$

$$(0.5V_o - v_{in})(1 - d_U) = v_{in}(d_U - 0.5) \quad (4)$$

$$d_U = 1 - \frac{V_{in}}{V_o} |\sin \omega t| \quad (5)$$

한편, PFC를 위해 인덕터 전류의 평균을 v_{in} 과 위상이 동일하도록 제어해야 한다. 이를 위해 일반적인 PFC 제어기를 이용하여 V_o 제어기의 제어 신호와 센싱된 v_{in} 의 곱을 reference로 하는 인덕터 전류 제어기의 제어 신호로 d_U 를 조절하면 식 (5)에 의해 d_U 는 v_{in} 의 위상에 따라 조절된다. 이와 동시에, V_{Fly} 를 $V_o/2$ 로 제어함에 따라 2.2절에서 언급한 바와 같이 $d_L = d_U$ 이므로 d_L 은 별도의 PFC 제어 없이 d_U 와 동일하도록 v_{in} 의 위상에 따라 자동적으로 조절된다. 즉, V_{Fly} 제어기는 v_{in} 의 위상에 대한 정보를 reference로 하는 별도의 전류 제어기 없이 $V_{Fly} = V_o/2$ 로 제어하는 것만으로 PFC 동작이 가능하다. 이러한 동작 원리로 V_{Fly} 를 $V_o/2$ 로 보장하는 동시에 역률 개선 및 V_o 제어가 가능하다. 따라서, 제안 제어 방안은 그림 4와 같이 V_{Fly} 제어기가 $V_o/2$ 를 reference로 하는 일반적인 전압 제어기 구조로써 PFC 제어기와 완전히 독립적으로 구성되며, 이때, 역률 개선을 위한 PFC 제어기의 구조는 일반적인 PFC 제어기와 완전히 동일하다. PFC 제어 신호 i_{ero} 와 V_{Fly} 제어 신호 $v_{Fly,ero}$ 는 각각 180도 위상차를 갖는 삼각파와 비교하여 M_U 스위치와 M_L 스위치의 게이트 신호를 발생시킨다. 또한, 제안 제어 방안은 일반적인 저가의 범용 IC와 OP-AMP를 이용하여 아날로그로 간단하게 구현 가능하다.

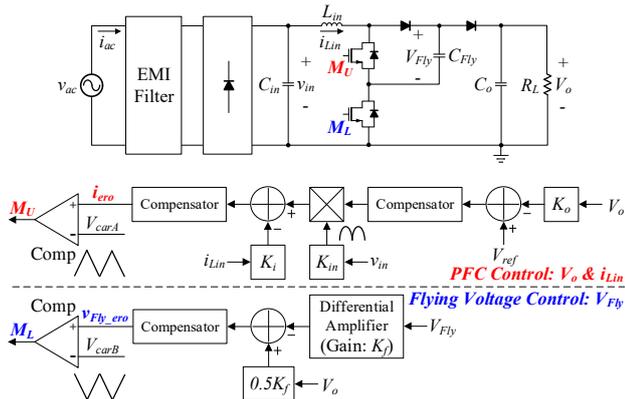
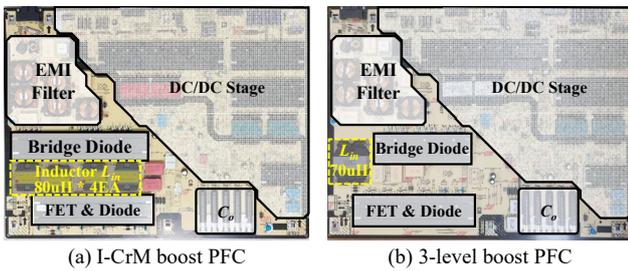


그림 4 제안 제어 방안의 블록도
Fig. 4 Block diagram of the proposed control method



(a) I-CrM boost PFC (b) 3-level boost PFC
그림 5 400W급 부스트 PFC 컨버터 시작품
Fig. 5 400W-rated boost PFC converter prototype

4. 실험 결과

그림 5와 같이 전체 두께 12.1mm의 슬림형 400W급 시작품을 제작하여 실험 결과를 제시한다. 그림 5(b)의 3-레벨 부스트 PFC 컨버터는 그림 5(a)의 I-CrM 부스트 PFC 컨버터 대비 인덕터 개수를 4배 저감하였다. 또한, 3-레벨 부스트 PFC 컨버터의 V_{Fly} 를 $V_o/2$ 로 보장하는 동시에 역률 개선 및 V_o 제어를 위한 제안 제어 방안은 범용 PFC IC UC3854A와 범용 PWM IC TL1454A를 적용하고, V_{Fly} 센싱 및 제어를 구현하기 위해 OP-AMP를 이용하여 간단하게 구현하였다.

그림 6은 3-레벨 부스트 PFC 컨버터의 입력 전압 v_{ac} 에 따른 주요 실험 파형을 나타내며, 입력 전류 i_{ac} , 인덕터 전류 i_{Lin} , V_{Fly} 및 V_o 의 파형을 보인다. 전체 입력 전압 구간에서 V_{Fly} 의 평균이 $V_o/2$ 로 정상 제어되며, i_{ac} 는 sine파 형태의 전류로 PFC 동작을 수행하는 동시에 V_o 의 평균이 400V로 정상 제어됨을 확인하여 제안 제어 방안의 타당성을 검증하였다.

그림 7은 I-CrM 부스트 PFC 컨버터와 3-레벨 부스트 PFC 컨버터의 부하에 따른 효율 비교 측정 결과이다. $v_{ac}=110V_{rms}$ 에서 전체적으로 유사하지만, I-CrM 방식의 경우 20% 이하의 경부하에서 1-phase 동작에 따라 3-레벨 부스트 PFC 컨버터 대비 높은 효율을 보인다. 하지만, I-CrM 방식은 입력 전압이 증가하면 동작 주파수가 증가하여 스위칭 손실이 증가하므로 $v_{ac}=220V_{rms}$ 에서는 30% 이하의 경부하에서 1-phase 동작에도 불구하고, 3-레벨 부스트 PFC 컨버터가 전 부하에 대해 우수하며, 최대 97.32%의 고효율을 달성하였다.

그림 8은 I-CrM 부스트 PFC 컨버터와 3-레벨 부스트 PFC 컨버터의 부하에 따른 역률 비교 측정 결과이다. $v_{ac}=110V_{rms}$ 에서 전 부하에 대해 3-레벨 부스트 PFC 컨버터가 우수하고, 0.94 이상의 높은 역률을 달성하였으며, $v_{ac}=220V_{rms}$ 에서는 전 부하에 대해 유사하다.

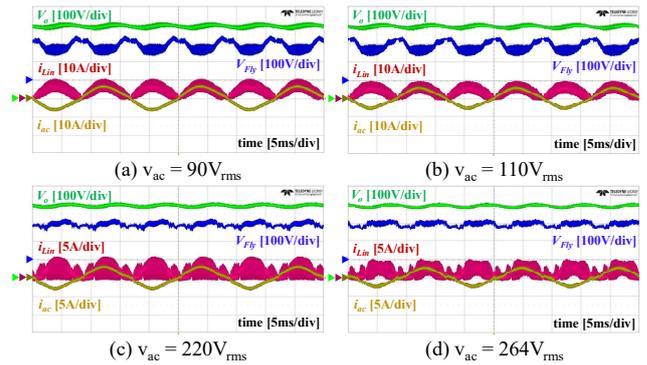


그림 6 3-레벨 부스트 PFC 컨버터 주요 실험 파형
Fig. 6 Key experimental waveforms of a 3-level boost PFC converter

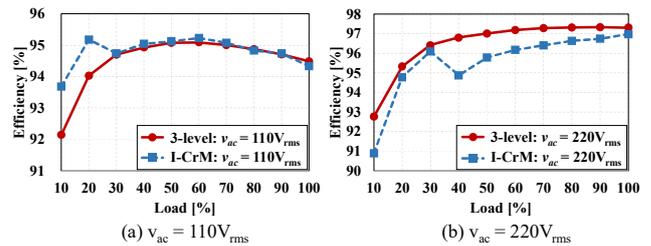


그림 7 부하에 따른 효율 비교 측정 결과
Fig. 7 Efficiency comparison measurement results according to load

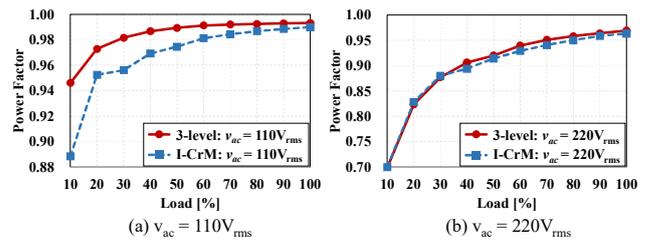


그림 8 부하에 따른 역률 비교 측정 결과
Fig. 8 Power factor comparison measurement results according to load

5. 결론

본 논문에서는 3-레벨 부스트 PFC 컨버터의 인덕터 전류 평형과 모든 스위칭 소자의 전압 평형을 보장하기 위한 V_{Fly} 제어와 역률 개선 제어가 서로 분리된 간단한 제어 방안을 제안한다. 제안 제어 방안은 V_{Fly} 제어를 일반적인 PFC 제어와 독립적으로 구성할 수 있어 저가의 범용 IC를 적용하여 간단하게 구현할 수 있다. 400W급 시작품을 제작하여 제안 제어 방안의 타당성을 검증한 결과, 종래 I-CrM 방식 대비 인덕터 개수를 4배 저감할 수 있으며, 시작품의 전체 두께 또한 12.1mm로 슬림화가 가능하였다. 또한, $v_{ac}=220V_{rms}$ 기준 최대 97.32%의 고효율을 달성하였으며, $v_{ac}=110V_{rms}$ 기준 전 부하에 대해 0.94 이상의 고풍률을 획득하였다.

이 논문은 (주)삼성전자의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

참고 문헌

[1] A. B. Ponniran and M. A. N. B. Kasiran, "Parameters design evaluation in 3-level flying capacitor boost converter," 2017 IEEE Symposium on Computer Applications & Industrial Electronics (ISCAIE), Langkawi, Malaysia, 2017, pp. 195-199.