

# 피크 전류 모드 제어를 사용한 역률 보정

**Bosheng Sun**  
System Engineer  
Marketing/PDS, Dallas

## 머리말

오프라인 전원 공급 장치는 75W보다 큰 전력 수준을 처리할 때 PFC(역률 보정)가 필요합니다. PFC의 목표는 입력 전류가 입력 전압을 따르도록 제어하여 부하가 순수 저항인 것처럼 보이도록 하는 것입니다. 정현파 AC 입력 전압의 경우 입력 전류도 정현파여야 합니다. 입력 전류를 제어하려면 입력 전류를 감지해야 합니다.

설계자는 PFC 애플리케이션에서 두 가지 전류 감지 방법 중 하나를 사용하는 경우가 많습니다. 첫 번째 방법은 PFC 접지 복귀 경로(그림 1에서 R1로 지정됨)에 셉트 저항을 배치하여 입력 전류를 감지하는 것입니다. 이는 평균 전류 모드 컨트롤러[1](그림 2에 표시됨)로 전송되어 입력 전압을 강제로 따르도록 합니다. 셉트 저항기가 전체 부스트 인덕터 전류를 감지하기 때문에 이 전류 감지 방법은 우수한 역률과 낮은 총 고조파 왜곡(THD)을 제공합니다. 그러나 셉트 저항기는 추가 전력 손실을 유발하기 때문에 고효율이 필요한 애플리케이션에서는 문제가 될 수 있습니다.

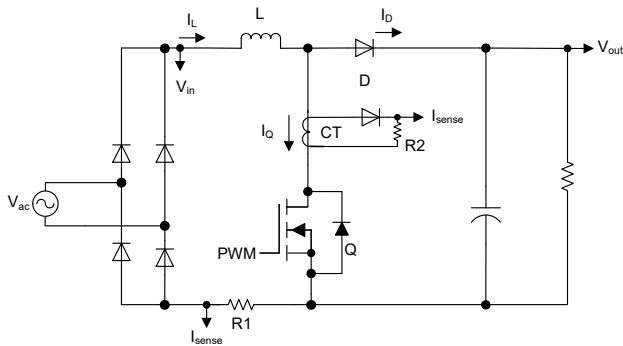


그림 1. PFC의 일반적인 전류 감지 방법.

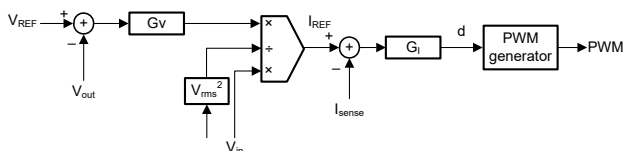


그림 2. PFC를 위한 기존의 평균 전류 모드 제어.

두 번째 방법은 부스트 스위치와 함께 전류 변압기를 배치하여 스위칭 전류를 감지하는 것으로, 그림 1에서 CT 및

R2로 표시되어 있습니다. 이 방법은 인터리브 PFC[2] 및 브리지리스 PFC[3]에서처럼 전류 셉트를 사용하는 것이 적합하지 않는 경우에 선호되는 방법입니다. 변류기는 스위칭 전류(I<sub>Q</sub>)만 감지하기 때문에(전체 인덕터 전류가 아님) 전체 인덕터 전류를 제어하기 위한 간단한 해결책은 변류기 출력의 중간(펄스 폭 변조[PWM]의 중간)에서 샘플링하는 것입니다. 샘플링은 그림 3에 나와 있는 것처럼 중간 지점 순간 전류 값이 CCM(연속 전도 모드)의 평균 인덕터 전류 값과 같기 때문에 효과가 있습니다. 이 방법은 첫 번째 방법보다 전력 손실이 적기는 하지만 PFC의 듀티 사이클이 0%에서 100%까지 다양하다는 한계도 있습니다. 듀티 사이클이 작으면 PWM 온타임도 작습니다. 따라서 정확하게 PWM 온타임 중간에서 샘플링하기가 어렵습니다. 샘플 위치 오프셋은 피드백 신호 오류를 일으켜 THD와 역률을 모두 저하시킬 수 있습니다.

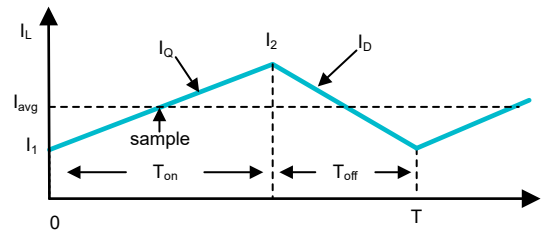


그림 3. CCM에서 PFC 인덕터 PFC 전류 파형.

이 문서에서는 PFC를 제어하고 단일 역률을 달성하기 위한 특수 피크 전류 모드라는 새로운 방법을 소개합니다. 이 방법에서는 전류 셉트가 필요 없기 때문에 전력 손실이 제거됩니다. 그리고 여전히 전류 변압기를 사용하여 스위칭 전류를 감지하지만, PWM 온 시간의 중간에 샘플링할 필요가 없기 때문에 샘플 위치 오프셋 문제가 해결됩니다. 추가적인 이점도 있습니다.

## CCM PFC를 위한 피크 전류 모드 제어

피크 전류 모드 제어[4]는 DC/DC 컨버터에서 널리 사용되지만, PFC는 피크 전류가 아닌 평균 전류를 제어해야 하기 때문에 PFC에 적합하지 않습니다. 인덕터 피크 전류를 제어하면 THD가 저하되고 역률이 낮아집니다.

그림 4에서 보드시피, 특수 PWM 제너레이터를 사용하면 PFC에서 피크 전류 모드 제어가 가능합니다. 그림 4에서, 감지된 스위칭 전류  $I_Q$  가 톱파와 비교됩니다. 톱파 피크 전압( $V_{RAMP}$ )은 각 스위칭 주기가 시작될 때 시작되고, 그 크기는 스위칭 주기가 끝날 때 0V로 선형적으로 떨어집니다. 부스트 스위치(Q)는 스위칭 기간 시작 시점에 켜집니다. Q는  $I_Q$ 가 톱파를 초과하면 꺼집니다.

이러한 종류의 PWM 발생기는 TI의 C2000™ 실시간 마이크로 컨트롤러 및 UCD3138과 같은 거의 모든 디지털 전력 컨트롤러에 이미 존재합니다. 이 디지털 컨트롤러에는 프로그래밍 가능한 슬로프 보상 기능을 가진 피크 전류 모드 제어 모듈이 있습니다.  $V_{RAMP}/T$ 의 기울기로 보상을 프로그래밍하면 의도한 톱파가 생성됩니다.

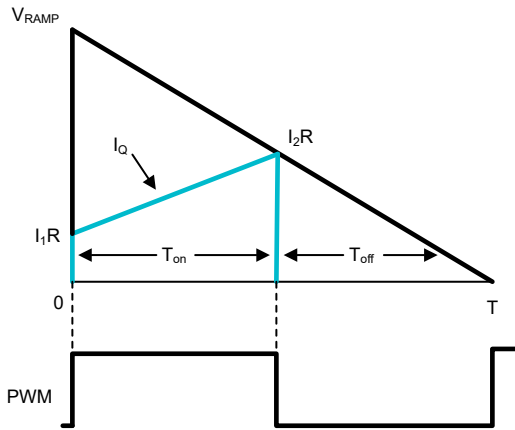


그림 4. CCM에서 제안된 방법에 대한 PWM 파형 생성.

단위 역률을 얻기 위해, 방정식 1은 톱파  $V_{RAMP}$ 의 피크 값을 다음과 같이 계산합니다.

$$V_{RAMP} = G_v * V_{out} + \frac{T_{on} * V_{out} * R}{2 * L} \quad (1)$$

여기서  $G_v$ 는 전압 루프 출력,  $V_{out}$ 은 PFC 출력 전압이며,  $L$ 은 부스트 인덕터의 인덕턴스,  $R$ 은 변류기 출력의 전류 감지 저항,  $T_{on}$ 은 PFC PWM 온타임입니다.

PWM 온타임은 2개의 연속 스위칭 사이클에서 거의 동일하기 때문에, 이전 스위칭 사이클의  $T_{on}$  정보를 이용해 이 스위칭 사이클에 대한  $V_{RAMP}$  값을 계산할 수 있습니다.

이 제어 방법으로 단일 역률을 달성하는 방법을 살펴보세요. 그림 3에서  $T_{on}$  시간 동안 입력 전압이 인덕터에 인가되어 인덕터 전류가  $I_1$ 에서  $I_2$ 로 상승합니다. 방정식 2 적용:

$$I_2 - I_1 = \frac{V_{in} * T_{on}}{L} \quad (2)$$

여기서  $V_{in}$ 은 PFC 입력 전압입니다. 방정식 3은(는) 각 스위칭 사이클에서 평균 인덕터 전류를 다음과 같이 계산합니다.

$$I_{avg} = \frac{(I_1 + I_2) \text{를 위한 직렬 전압 레퍼런스}}{2} \quad (3)$$

방정식 2을(를) 방정식 3에 대입하면 방정식 4와(과) 같은 결과가 나옵니다.

$$I_{avg} = I_2 - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L} \quad (4)$$

그림 4에서, 방정식 5은(는):

$$\frac{I_2 * R}{V_{RAMP}} = \frac{T_{off}}{T} \quad (5)$$

방정식 6은(는) 안정적 상태의 CCM에서 작동하는 PFC에 적용됩니다.

$$\frac{T_{off}}{T} = \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (6)$$

방정식 6을(를) 방정식 5(으)로 대체하고  $I_2$ 에 대해 풀면 결과는 방정식 7이(가) 됩니다.

$$I_2 = V_{RAMP} * \frac{V_{in}}{R * V_{out}} \quad (7)$$

방정식 1와(과) 방정식 7을(를) 방정식 4(으)로 대체하면 결과는 방정식 8이(가) 됩니다.

$$I_{avg} = \frac{G_v * V_{in}}{R} + \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L} - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L} = \frac{G_v * V_{in}}{R} \quad (8)$$

방정식 8에서  $G_v$ 는 PFC 전압 루프 출력입니다. 이는 안정 상태에서는 상수입니다. 따라서  $I_{avg}$ 는  $V_{in}$ 에 비례하며  $V_{in}$ 의 형태를 따릅니다.  $V_{in}$ 이 사인파이면  $I_{avg}$ 도 사인파가 됩니다. 인덕터 피크 전류를 제어하면 단일 역률에 도달합니다.

기존의 평균 전류 모드 제어와 비교했을 때, 이 방법은 전류 션트 저항기로 인한 전력 손실을 없애줍니다. 그리고 정확한 샘플링 위치를 요구하는 변류기 감지 방식과는 달리 이 방법에서는 전류를 샘플링할 필요가 없습니다. 대신 아날로그 콤퍼레이터가 PWM 오프 순간을 결정하여 샘플 오셋 문제를 제거합니다.

설계자에 따라 시스템 비용을 절감하기 위해 단일 컨트롤러가 PFC와 DC/DC 컨트롤러를 모두 제어하는 콤보 제어를 선호하기도 합니다. 콤보 컨트롤러를 AC/DC 전원 공급 장치의 1차 또는 2차측에 배치할 수 있으며, 각각의 장점과 단점이 있습니다. 콤보 컨트롤러를 1차측에 배치하는 것으로 선택하는 경우, DC/DC 출력 전압 및 전류 정보를 절연 경계를 넘어 1차측으로 전송해야 하며 컨트롤러와 호스트 간의 통신도 절연 경계를 넘어야 합니다. 콤보 컨트롤러를 2차측에 배치하는 것으로 선택하는 경우, 기존의 평균 전류 모드 제어 방법에서는 입력 AC 전압 정보가 필요하기 때문에 입력 전압을 감지해 전류 루프 레퍼런스를 변조하는 데 사용해야 합니다. 절연 경계를 지나 입력 전압을 감지하는 것은 어려운 일입니다.

새로운 제어 방법에서, **방정식 1**에는  $V_{in}$ 은 포함되지 않으며  $V_{out}$ 만 포함됩니다.  $V_{in}$ 은 감지할 필요가 없기 때문에  $V_{in}$  감지 회로는 제거해도 무방합니다. 이 제어 방법에서는 변류기 출력과  $V_{out}$  정보만 있으면 됩니다. 변류기는 절연을 제공하기 때문에 저비용 옵토커플러는  $V_{out}$ 을 감지하여 2차측으로 보낼 수 있습니다. 그런 다음 PFC 컨트롤러를 AC/DC 전원 공급 장치의 2차측에 배치하고, 2차측에 있는 DC/DC 컨트롤러와 결합하여 콤보 컨트롤러를 생성하는 방법으로 시스템 비용을 크게 절감할 수 있습니다.

### DCM PFC를 위한 피크 전류 모드 제어

동일한 알고리즘을 DCM(불연속 전도 모드) 작동으로 확장할 수 있습니다. **그림 5**은(는) DCM에서 인덕터 전류 파형을 나타냅니다. 인덕터 전류는  $T_{off}$ 의 끝에서 0으로 떨어지고, 나머지 기간  $T_{dcm}$  동안 0으로 유지됩니다. 따라서  $T = T_{on} + T_{off} + T_{dcm}$ 이 됩니다. **그림 6**에서 보듯이, PWM 파형 생성기는 **그림 4**와(과) 동일하지만 PWM 오프 시간은  $T_{off} + T_{dcm}$ 이며  $T_{off}$ 가 아닙니다.

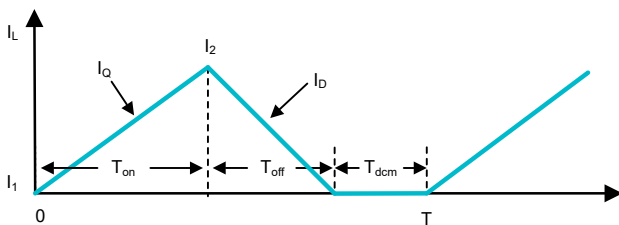


그림 5. DCM에서 PFC 인덕터 전류 파형.

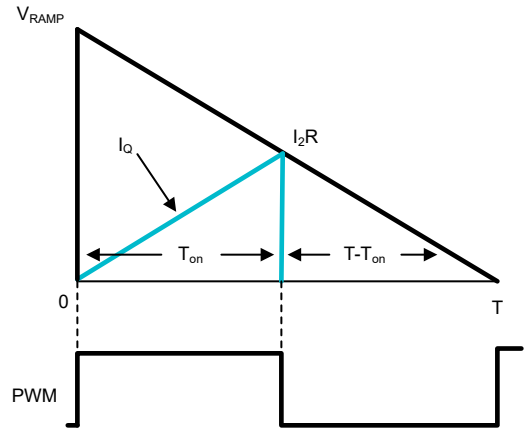


그림 6. DCM에서 제안된 방법에 대한 PWM 파형 생성.

**방정식 4**에서 **방정식 9**(으)로 재라이팅하면 스위칭 사이클 하나에 대해 DCM에서 평균 전류를 계산합니다.

$$I_{avg} = (I_2 - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L}) \quad (9)$$

)를 위한 직렬 전압 레퍼런스  $* \frac{T_{on} + T_{off}}{T}$

안정 상태에서, 각 스위칭 사이클에서 인덕터 전압 초는 반드시 균형이 맞아야 하며, 그 결과 **방정식 10**이(가) 됩니다.

$$V_{in} * T_{on} = (V_{out} - V_{in}) * T_{off} \quad (10)$$

$T_{off}$ 에 대해 풀고 **방정식 9**을(를) 대체하면 **방정식 11**이(가) 됩니다.

$$I_{avg} = (I_2 - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L}) \quad (11)$$

)를 위한 직렬 전압 레퍼런스  $* \frac{T_{on} * V_{out}}{T(V_{out} - V_{in})}$ 를 위한 직렬 전압 레퍼런스

**방정식 6**에서, **방정식 12**은(는):

$$\frac{I_2 * R}{V_{RAMP}} = \frac{T - T_{on}}{T} \quad (12)$$

**방정식 13**은(는) 톱파  $V_{RAMP}$ 의 피크 값을 다음과 같이 계산합니다.

$$V_{RAMP} = \left( \frac{G_v * V_{in} * T * (V_{out} - V_{in})}{T_{on} * V_{out}} + \frac{R * T_{on} * V_{in}}{2 * L} \right) * \frac{T}{T - T_{on}} \quad (13)$$

**방정식 13**을(를) **방정식 12**(으)로 대체하고  $I_2$ 에 대해 풀면 결과는 **방정식 14**이(가) 됩니다.

$$I_2 = \frac{G_v * V_{in} * T * (V_{out} - V_{in})}{R * T_{on} * V_{out}} + \frac{T_{on} * V_{in}}{2 * L} \quad (14)$$

I<sub>2</sub>을(를) **방정식 11**로 대체하면 **방정식 15**이(가) 나옵니다.

$$I_{avg} = \left( \frac{G_v * V_{in} * T * (V_{out} - V_{in})}{R * T_{on} * V_{out}} + \frac{T_{on} * V_{in}}{2 * L} - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L} \right) * \frac{T_{on} * V_{out}}{T * (V_{out} - V_{in})} = \frac{G_v * V_{in}}{R} \quad (15)$$

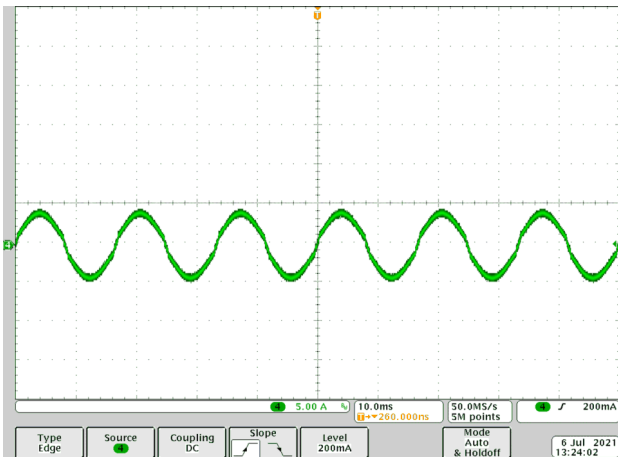
**방정식 15**에서 G<sub>v</sub>는 안정 상태에서 상수입니다. 따라서 I<sub>avg</sub>는 V<sub>in</sub>에 비례하며 V<sub>in</sub>의 형태를 따릅니다. V<sub>in</sub>이 사인파이면 I<sub>avg</sub>도 사인파가 되어 단일 역률을 달성합니다.

**방정식 9~방정식 15**은(는) CCM과 DCM에 대해 모두 유효하기 때문에 **방정식 13**에 따라 톱파 신호 피크 값이 생성되면 CCM 및 DCM 모두에 대한 단일 역률을 달성할 수 있습니다.

**방정식 1**은(는) T = T<sub>on</sub> + T<sub>off</sub>인 특별한 **방정식 13** 경우입니다. 경부하(PFC는 경부하에서 DCM 모드에 있음), THD 및 역률이 중요하지 않은 애플리케이션의 경우 방정식 1을 사용하여 구현을 단순화합니다.

### 테스트 결과

제안된 이 제어 방법은 360W PFC 평가 모듈(EVM)에서 검증되었습니다. **그림 7**은(는) 입력 전류 파형을 나타내며, 여기서 양호한 사인 전류 파형을 확인할 수 있습니다.



**그림 7.** 360-W PFC EVM에 대한 테스트 결과.

### 결론

PFC를 위한 이 새로운 피크 전류 모드 제어 방법은 기존의 평균 전류 모드 제어 방법에 비해 많은 장점을 갖고 있습니다. PFC 컨트롤러를 AC/DC 전원 공급 장치의 2차측에 배치하여 DC/DC 컨트롤러와 콤보 컨트롤러를 생성하면 비용이 절감됩니다. 전류 섯 저항을 제거하면 전력 손실을 제거하여 효율을 향상시킬 수 있습니다. 변류기를 사용할 때 작은 PWM 듀티로 인한 피드백 신호 오류를 제거하여 THD를 개선합니다. 마지막으로, C2000 MCU 및 UCD3138과 같은 기존 디지털 전력 컨트롤러를 사용하여 이 제어 방법을 쉽게 구현할 수 있습니다.

### 참고 문헌

1. 텍사스 인스트루먼트: [오프라인 전원 공급장치를 위한 고역률 사전 레귤레이터](#)
2. 텍사스 인스트루먼트: [UCD3138 제어 인터리브 PFC 설계하기](#)
3. 텍사스 인스트루먼트: [UCD3138 제어 브리지리스 PFC 설계하기](#)
4. 텍사스 인스트루먼트: [스위칭 전원 공급 장치의 전류 모드 제어](#)

**중요 알림:** 이 문서에 기술된 텍사스 인스트루먼트의 제품과 서비스는 TI의 판매 표준 약관에 의거하여 판매됩니다. TI 제품과 서비스에 대한 최신 정보를 완전히 숙지하신 후 제품을 주문해 주시기 바랍니다. TI는 애플리케이션 지원, 고객의 애플리케이션 또는 제품 설계, 소프트웨어 성능 또는 특허권 침해에 대해 책임을 지지 않습니다. 다른 모든 회사의 제품 또는 서비스에 관한 정보 공개는 TI가 승인, 보증 또는 동의한 것으로 간주되지 않습니다.

모든 상표는 해당 소유권자의 자산입니다.

## IMPORTANT NOTICE AND DISCLAIMER

TI PROVIDES TECHNICAL AND RELIABILITY DATA (INCLUDING DATA SHEETS), DESIGN RESOURCES (INCLUDING REFERENCE DESIGNS), APPLICATION OR OTHER DESIGN ADVICE, WEB TOOLS, SAFETY INFORMATION, AND OTHER RESOURCES "AS IS" AND WITH ALL FAULTS, AND DISCLAIMS ALL WARRANTIES, EXPRESS AND IMPLIED, INCLUDING WITHOUT LIMITATION ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OR NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS.

These resources are intended for skilled developers designing with TI products. You are solely responsible for (1) selecting the appropriate TI products for your application, (2) designing, validating and testing your application, and (3) ensuring your application meets applicable standards, and any other safety, security, regulatory or other requirements.

These resources are subject to change without notice. TI grants you permission to use these resources only for development of an application that uses the TI products described in the resource. Other reproduction and display of these resources is prohibited. No license is granted to any other TI intellectual property right or to any third party intellectual property right. TI disclaims responsibility for, and you will fully indemnify TI and its representatives against, any claims, damages, costs, losses, and liabilities arising out of your use of these resources.

TI's products are provided subject to [TI's Terms of Sale](#) or other applicable terms available either on [ti.com](https://www.ti.com) or provided in conjunction with such TI products. TI's provision of these resources does not expand or otherwise alter TI's applicable warranties or warranty disclaimers for TI products.

TI objects to and rejects any additional or different terms you may have proposed.

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2023, Texas Instruments Incorporated