

# 역률 보상 반도체 IP3003을 이용한 역률 보상기의 효율 분석

(Mathatical Analysis for Efficiency of Power Factor Correction System Using IP3003)

주성준\* · 이영규\*

(Joo SungJun · Lee YoungKyu)

## Abstract

In this paper we introduce the IP3003 which provides excellent Power Factor and Total Harmonic Distortion to the power system. It is developed by Interpion Semiconductor co. LTD. However, the efficiency of power factor correction system is very difficult to analyze mathematically. In this paper, we use the numerical simulation methods for analyzing PFC systems.

## 1. 서론

IP3003은 인터피온 반도체(주)에서 설계 양산 판매중인 능동 역률 보상 제어 반도체이다. 통상적으로 능동 역률 보상 기법은 DCM(discontinuous Current Mode)와, CCM(Continous Current Mode)로 나뉘는데 CCM은 주로 400W이상의 대전력 전원 회로에 많이 사용이 되고 DCM은 400W미만의 전력회로에 많이 사용이 된다. 특히 형광등과 같은 저 전력 회로에는 거의 대부분 DCM이 사용이 된다. IP3003은 인터피온 반도체에서 기존에 출시하였던 PFC 구동 반도체인 IP3002에서 몇가지 보호회로 동작과 보상회로를 추가하여 새로 출시한 제품의 DCM방식의 구동 반도체이다. 이러한 DCM방식은 외부 소자가 많지 않아 회로를 꾸미고 실험하기는 쉽지만 구동 주파수가 일정치 않아 각종 손실을 계산하여 각 파라미터에 대한 효율과의 관계를 수학적으로 유도하기는 매우 어려운 것이 사실이다.

이 논문에서는 이 IP3003을 사용한 능동 역률 제어기에서 각 파라미터가 변화할 때 역률 보상기에서 일어날 수 있는 모든 손실을 거의 완벽한 수학적 모델로 제시한다. 주어진 수학적 모델은 컴퓨터 시뮬레이션에 적합한 형태로 나타나기 때문에 수치 해석적 방법을 통하여 외부의 각 파라미터 변화에 따른 손실을 계산하여 그 결과를 도출하였다.

## 2. 본론

### 2.1. 기본 사항

통상적으로 많이 사용되는 PFC회로는 그림 1과

같이 주어진다.

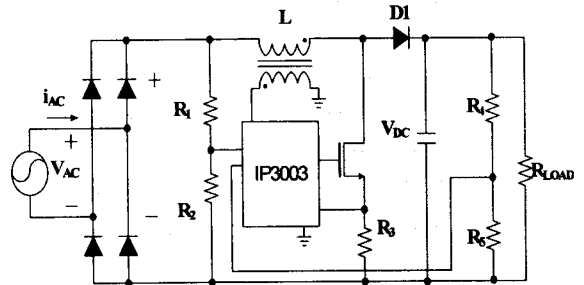


그림 1. PFC 기본 회로

그림 1의 회로는 MOSFET 턴 온시에 인덕터 L에 전류가 흘렀다가 MOSFET 턴 오프시 축적되었던 전류가 다이오드 D1을 타고 로드에서 전달되는 형태이다.

### 정의 2.1

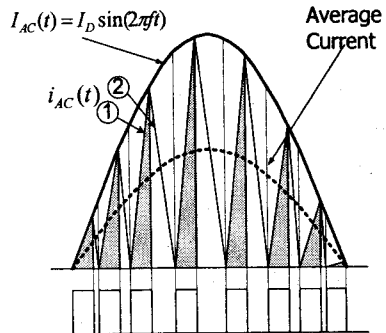


그림2. 실제 전류와 가상의 전류 파형

$$1. V_{AC}(t) = V_D \sin(2\pi ft) \quad (1)$$

여기서  $V_D$  는 입력 전압의 파고(amplitude)이고

$f$  는 주파수 (통상적으로 60HZ)이다.

2.  $I_{AC}(t) = I_D \sin(2\pi ft)$  (2)  
여기서  $I_D$ 는 입력 전류의 피크치 파고 (amplitude),  $I_{AC}$  는 가상의 정현파이고
3.  $i_{AC}(t)$  는 실제 흐르는 입력 전류
4.  $V_{DC}$  는 IP3003에 의하여 조절되는 DC출력 전압
5.  $V_{dd}$  는 다이오드 D1의 도통 전압. 일반적으로 이 값은 0.7[V]이다.

□□□

위의 정의로부터 그림 1의 회로의 효율을 수학적으로 계산하기 위해서는 다음의 몇 가지 가정이 필요하다.

### 가정 2.2

1. 입력 전압  $V_{AC}(t)$  는 아래 식과 같이 표현 되는 60[Hz]주파수를 갖는 완전한 정현파이다.  
 $V_{AC}(t) = V_D \sin(120\pi t)$  (3)
2. MOSFET의 턴-온 시간은 일정 상수이다.  
만일 그림 1에서 MOSFET의 턴은 저항과 센스 저항 R3를 무시할 수 있다면 그림 2에서와 같이 MOSFET에 흐르는 실제 전류는 직선이 되고 MOSFET의 턴 온 시간은 일정 하지만 실제 회로에서는 저항 값에 따라 완전한 직선이 아니며 따라서 실제 턴-온 시간도 미세하게 달라지게 된다. 본 논문에서는 계산을 위해 MOSFET의 전류는 그림 2와 같이 완전한 직선이고 턴 온 시간도 일정하다고 가정한다.
3. 부하 전류를 일정한 직류로 가정한다.

□□□

가정과 정의로부터 MOSFET의 턴 온-오프 시간은 그림2과 같이 주어지게 된다. 그림 2에서 직선 ①은 인덕터의 충전전류이고 직선②는 방전 전류이다. 실제 AC 입력 전류는 삼각 파형의 평균치가 되고 이 값은 삼각파의 피크값의 약 1/2의 값을 가지게 된다.

### 고찰 2.3

$I_D \sin(\theta)$ ,  $\theta = 2\pi ft = 120\pi t$ 에 관한 물리적 의미를 생각해 보기로 한다. IP3003으로 구성되는 PFC 시스템은 적분기 형태의 에러 앰프로 구성된 제어를 가지게 된다. 이 제어기는 출력 DC link전압이 일정하게 되게 해주는 역할을 하는데 IP3003 내부에서는 이 에러 앰프의 출력 값과 입력 전압을 정류한 값의 상수배의 곱과 그림1의 R3에 걸리는 전

압과 비교하여 스위칭 하게 되어 있다. 이것은  $\sigma$  가 에러 앰프의 이득 값 일 때 센스저항에 걸리는 전압  $R_3 I_D \sin(\theta)$  가  $\frac{\sigma R_5}{R_4 + R_5} V_{DC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_D \sin(\theta)$  와 같아지게 될 때 스위칭이 일어남을 알 수 있다. 이때  $\sigma$  값은 시스템이 과도 상태에서는 상수 값이 될 수 없으나 정상상태에서는 가정2.2로부터 출력 전류가 일정하기 때문에 다른 파라미터 값이 주어진다면  $\sigma$  는 상수가 된다. 이런 사실로부터

$$K = \frac{\sigma R_2 R_5}{R_3 (R_1 + R_2) (R_4 + R_5)}$$

제어 상수  $K$ 를  $K = \frac{\sigma R_2 R_5}{R_3 (R_1 + R_2) (R_4 + R_5)}$  과 같이 정의할 수 있고 이 관계로부터  $I_D = KV_{DC} V_D$  임을 알 수 있다.

□□□

그림 2와 가정2.2와  $K$ 의 정의로부터 MOSFET의 턴-온 시간은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L \frac{di_{AC}}{dt} = V_D \sin(\theta)$$

$$\int_0^{I_D \sin(\theta)} L di_{AC} = \int_0^{T_{ON}} V_D \sin(\theta) dt$$

$$T_{ON} = \frac{LI_D \sin(\theta)}{V_D \sin(\theta)} = \frac{LI_D}{V_D} = LKV_{DC} \quad (4)$$

MOSFET의 턴 오프 시간은 출력 DC link 전압과 스위칭되는 지점  $I_{AC}(\theta)$  에 관계되며 다음과 같이 주어진다.

$$L \frac{di_{AC}}{dt} = 0.7 + V_{DC} - V_D \sin(\theta)$$

$$\int_0^{I_{AC}(\theta)} L di_{AC} = \int_0^{T_{OFF}} 0.7 + V_{DC} - V_D \sin(\theta) dt$$

$$T_{OFF} = \frac{LI_{AC}(\theta)}{0.7 + V_{DC} - V_D \sin(\theta)} \approx \frac{LI_D \sin(\theta)}{V_{DC} - V_D \sin(\theta)}$$

$$= \frac{LKV_{DC} V_D \sin(\theta)}{V_{DC} - V_D \sin(\theta)}$$

$$(V_{DC} \gg 0.7) \quad (5)$$

### 2.2 전도손실 (Conduction Loss) 계산

전력 시스템에서 손실은 전도 손실과 스위칭 손실로 나누어 생각할 수 있다. 이 절에서는 PFC시스템에서 발생할 수 있는 전도 손실을 계산하고자 한다. 그림1의 PFC 시스템에서 전도손실은 정류기 다이오드의 도통시 손실과 그리고 부스트-업 컨버

터의 MOSFET, 센스저항 그리고 부스트 업 다이오드에 의한 도통손실의 합으로 계산할 수 있다. 정류 단계에서의 다이오드 정방향 전압 강하  $V_{dd}$  를 0.7[V]라고 하면 정류기에 의한 손실  $P_1$  은 다음과 같이 계산되어 진다.

$$P_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 2V_{dd} i_{AC}(\theta) d\theta = \frac{1.4}{\pi} \int_0^{\pi} i_{AC}(\theta) d\theta \quad (6)$$

정확한  $i_{AC}(t)$  를 계산하기 위해 인덕터 전류 부스트업 회로를 간단히 하면 다음과 같다.

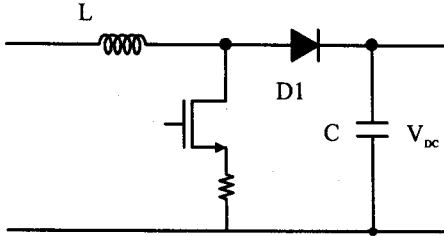


그림 3. 간단히 나타낸 부스트업 회로

인덕터 전류  $i_L$  은  $|i_{AC}(t)|$  와 같다. 인덕터의 충전 전류를 스위칭 시점  $T_k$ ,  $\theta_k$  에 대해서 나타내면 그림 5와 같이 주어진다.

(4)식과 (5)식으로부터  $T_k$  를 구하면 다음과 같다.  $T_0 = 0$

$$T_k = T_{k-1} + LKV_{DC} + \frac{LKV_D V_{DC} \sin(\theta_k)}{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)} \quad (7)$$

여기서  $\theta_k = T_{k-1} + T_{ON}$ ,  $k=1,2,\dots,n$ ,  $T_n \leq \pi$

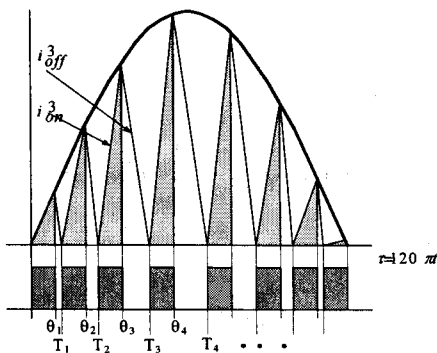


그림 4. 전류 파형으로부터 구한 스위칭 시간  $T_k$ 의 정의

(7)식으로부터 정확한  $i_{AC}(\tau)$ ,  $\tau = 120\pi$  를 구할 수 있다. k번째 on되는 인덕터 전류  $i_{on}^k(\tau)$  는

$$i_{on}^k(t) = \frac{I_D \sin(\theta_k)}{T_{ON}} (\tau - T_{k-1}) = \frac{V_D \sin(\theta_k)}{L} (\tau - T_{k-1}),$$

$$T_{k-1} \leq \tau \leq T_{k-1} + T_{ON} \quad (8)$$

또한 k번째 off 되는  $i_{off}^k(\tau)$  는 다음과 같다.

$$i_{off}^k(t) = -\frac{I_D \sin(\theta_k)}{T_{OFF}} (\tau - T_k) = -\frac{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)}{L} (\tau - T_k)$$

$$T_{k-1} + T_{ON} \leq \tau \leq T_k, K=1,2,\dots,n, T_n \leq \pi \quad (9)$$

(6), (8), (9)로부터  $P_1$  을 구하면 다음과 같다.

$$P_1 = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^n P_1^k$$

$$P_1^k = 1.4 \left( \int_{T_{k-1}}^{T_{k-1}+T_{ON}} \frac{V_D \sin(\theta_k)}{L} (\tau - T_{k-1}) d\tau + \int_{T_{k-1}+T_{ON}}^{T_k} -\frac{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)}{L} (\tau - T_k) d\tau \right)$$

$$k=1,2,\dots,n, T_n \leq \pi \quad (10)$$

(10)식에 (4),(5)를 대입하면 다음과 같다.

$$\int_{T_{k-1}}^{T_{k-1}+T_{ON}} \frac{V_D \sin(\theta_k)}{L} (\tau - T_{k-1}) d\tau = \frac{LK^2 V_{DC}^2 V_D \sin(\theta_k)}{2} \quad (11)$$

$$\int_{T_{k-1}+T_{ON}}^{T_k} -\frac{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)}{L} (\tau - T_k) d\tau = \frac{LK^2 V_{DC}^2 V_D^2 \sin^2(\theta_k)}{2(V_{DC} - V_D \sin(\theta_k))} \quad (12)$$

(11),(12)로부터 (10)은 다음과 같이 주어진다.

$$P_1 = \frac{1.4}{\pi} \sum_{k=1}^n \left( \frac{LK^2 V_{DC}^2 V_D \sin(\theta_k)}{2} + \frac{1}{2} \frac{LV_{DC}^2 K^2 V_D^2 \sin^2(\theta_k)}{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)} \right) \quad (13)$$

다음으로 부스트업 컨버터에서 소모되는 전도 손실을 계산하기 위해 부스트업 회로를 간단히 하면 그림 6과 같이 된다. MOSFET이 턴 온되면 전류는 인덕터와 MOSFET과 센스저항을 통해 전류가 흐른다.

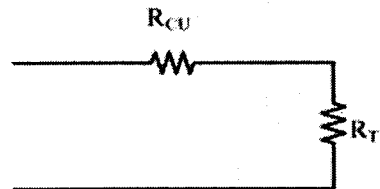


그림 5 도통시 부스트업 회로를 간단히 한 회로

$R_{CU}$ 는 인덕터의 코일 저항성분이고  $R_T$ 는 MOSFET의  $R_{DSON}$ 과 센스 저항의 합이다. 식(7), 식(8)과 그림 6으로부터 부스트업 회로에서 소모되는 전도 손실  $P_{2ON}$  를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{2ON} = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^n P_{2ON}^k, \text{ 여기서 } T_n \leq \pi$$

$$P_{2ON}^k = \int_0^{T_{ON}} (R_{CU} + R_T)(i_{on}^k(\tau))^2 d\tau$$

$$= \frac{(R_{CU} + R_T)L}{3} (V_D \sin(\theta_k))^2 (KV_{DC})^3 \quad (14)$$

그림 7은 MOSFET 턴 오프때 도통 손실을 계산하기 위해 간략화 시킨 회로를 나타낸 그림이다.

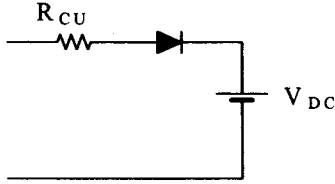


그림. 6 부스트업 회로의 턴 오프시 도통 손실

$R_{CU}$ 는 그림 6과 동일한 저항이다. 식(9)와 그림 7로부터 턴 오프때 도통 손실  $P_{2OFF}$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{2OFF} = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^n P_{2OFF}^k$$

$$P_{2OFF}^k = \int_0^{T_{OFF}} \left( R_{CU} \left( \frac{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)}{L} \tau \right)^2 + V_{dd} \frac{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)}{L} \right) \omega dt$$

$$= \frac{1}{3} R_{CU} \left( \frac{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)}{L} \right)^2 \left( \frac{LKV_D V_{DC} \sin(\theta_k)}{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)} \right)^3$$

$$+ V_{dd} \frac{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)}{2L} \left( \frac{LKV_D V_{DC} \sin(\theta_k)}{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)} \right)^2$$

$$= \frac{1}{3} R_{CU} \frac{L(KV_D V_{DC} \sin(\theta_k))^3}{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)} + 0.35 \frac{L(KV_D V_{DC} \sin(\theta_k))^2}{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)} \quad (15)$$

따라서 부스트업 회로에서 소모되는 도통 손실은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_2 = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^n [P_{2ON}^k + P_{2OFF}^k] \quad (16)$$

### 2.3 스위칭, 손실 계산

스위칭 손실의 거의 대부분은 MOSFET에서 발생하는 스위칭 손실과 인덕터에서 발생하는 히스테리시스 손실이다. 한번 스위칭 할때 체적당 손실은 다음식과 같다.

$$\Delta P_{coreloss} = \oint \vec{H} \cdot d\vec{B} \quad (17)$$

식(17)은 히스테리시스 루프의 면적과 같다. 따라서

전체 철손은 루프 면적과 주파수와 코어의 체적을 곱한 것과 같다. PFC회로에서 인덕터는 부스트업 인버터로 작용한다. 따라서 자계강도 H는 영점을 지나지 않는다. 따라서 실제 히스테리시스 손실은 그림 9의 작은 후프의 면적과 같다. 이 그림으로부터 PFC회로에서 히스테리시스 손실이 무시할 정도로 매우 작은 값을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 이 히스테리시스 손실은 무시하기로 한다.

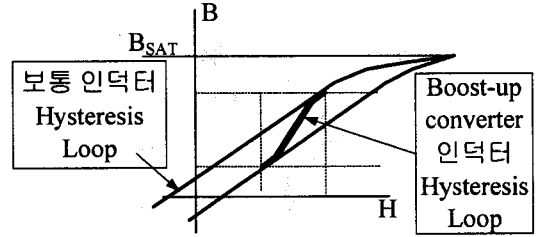


그림 7. 부스트업 컨버터용 인덕터의 히스테리시스 루프

따라서 스위칭손실의 대부분은 MOSFET에 의하여 소모되는 손실이다. 그림 9는 MOSFET의 드레인 소스간의 전압과 전류를 나타낸 그림이다. 그림 9에서 알 수 있듯이 MOSFET의 턴 온시에 흐르는 전류는 0이므로 모든 스위칭 손실은 턴 오프 시에만 나타나는 것을 알 수 있다.

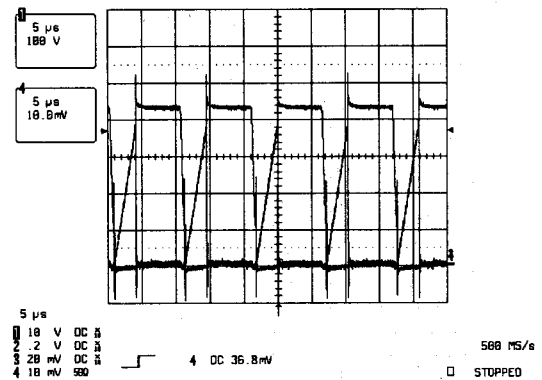
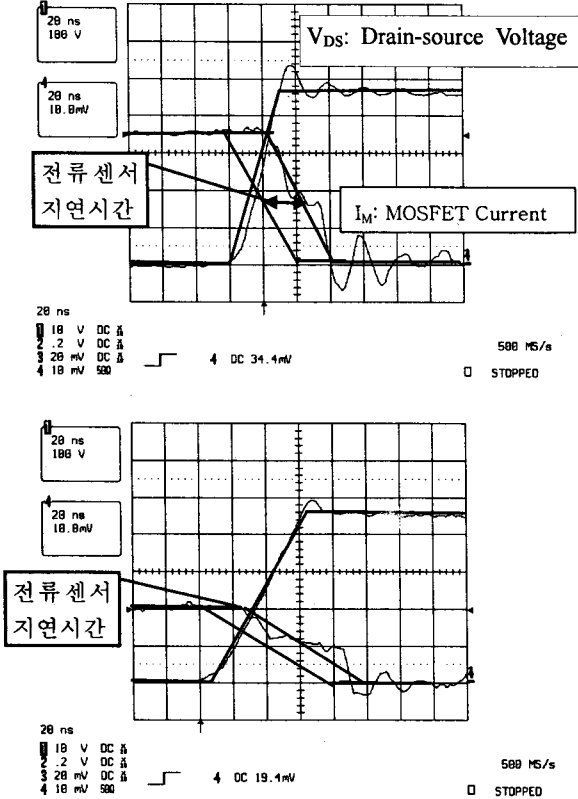


그림 8. MOSFET 전압-전류 파형

MOSFET의 턴 오프시 스위칭 파형은 MOSFET 고유의 특성과 회로에 관련하여 수학적으로 완벽한 분석이 너무 어렵기 때문에 본 논문에서는 실험식을 근간으로 한 수학적 분석을 시도한다. k번째 MOSFET의 턴오프 시간이 그림 4의  $\theta_k$ 에서 일어나게 되면 스위칭 파형은  $I_D \sin(\theta_k)$ 에 관계되게 된다. 그림 9는 최대 전류가 1A와 600[mA]일때의

전압과 전류 파형을 각각 나타낸 그림이다. 그림 9에서 전류의 파형은 전류 프로브의 지연 시간 때문에 실제 파형보다 약 20[nSec]정도 늦게 나타났기 때문에 그림9의 굵은 실선과 같이 수정하여 데이터를 취득하였다. 이러한 가정을 사용하면 그림 9는 그림 10과 같이 간단하게 나타낼 수 있다.



a) current: (300mA/Unit) 1A turn-off waveform  
 b) current: (300mA/Unit) 600mA turn-off waveform  
**그림9. MOSFET 전압-전류 파형**

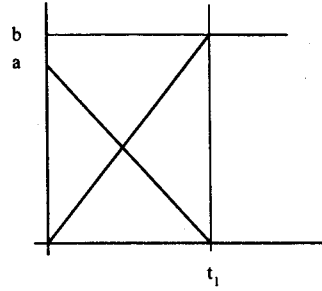
그림 10에서 전압과 전류의 간략화 식은 다음 식 (18)과 같다.

$$i(t) = -\frac{a}{t_1}(t-t_1), \quad V(t) = \frac{b}{t_1}t \quad (18)$$

(18)식으로부터 한번 턴 오프시의 스위칭 손실은 다음 (19)식으로 주어진다.

$$P_{3SW}^k = \int_b^{-ab} -\frac{ab}{t_1} t(t-t_1) dt = \frac{ab}{6} t_1 \quad (19)$$

불행히도 그림 10의 스위칭 시간  $t_1$ 은 전류에 따라서 또한 게이트 전압 및 저항에 따라 달라지는 값이다. 따라서 본 논문에서는  $t_1$ 을 여러 실험의 평균값인 상수 50[nsec]로 가정하기로 한다.



**그림 10. 전압-전류의 간략화 파형**

식(19)에서  $a$  대신  $I_D \sin(\theta_k)$ 와  $b$  대신  $V_{DC}$ 를 치환하게 되면 한주기 동안의 스위칭 손실  $P_3$ 를 식 (20)과 같이 구할 수 있다.

$$P_3 = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^n P_{3SW}^k$$

$$P_{3SW}^k = I_D \sin(\theta_k) V_{DC} \cdot \frac{50 \times 10^{-9}}{6} = K V_{DC}^2 V_D \sin(\theta_k) \times \frac{50 \times 10^{-9}}{6} \quad (20)$$

식(10),(16) 그리고 식(20)으로부터 한 사이클 동안의 모든 손실을 구할 수 있다. 세 식 모두 컴퓨터 시뮬레이션을 위해 만들어진 식이기 때문에 다음 절에서는 세 식을 이용하여 시뮬레이션하여 각 파라미터를 변경했을 때 손실에 미치는 별 결과를 알아보기로 한다.

### 2.4 컴퓨터 시뮬레이션

전 절에서는 PFC회로에서 소모되는 모든 손실을 계산했다. 그런데 출력 전력을 모를 경우 전체 손실을 계산할 수가 없다. PFC 시스템에서는 출력 전류는 그림 4의 턴 오프 전류의 평균치와 같게 된다. 따라서 다음 수식이 성립하게 된다.

$$I_{out} = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^n \int_0^{T_{off}^k} \frac{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)}{L} \tau d\tau$$

$$= \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^n \frac{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)}{L} \left( \frac{L K V_D V_{DC} \sin(\theta_k)}{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)} \right)^2$$

$$= \frac{V_{DC}}{R_{LOAD}} = \frac{1}{2\pi} L K^2 V_{DC}^2 V_D^2 \sum_{k=1}^n \frac{\sin^2(\theta_k)}{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)}$$

$$K = \sqrt{\frac{2\pi}{L R_{LOAD} V_{DC} V_D^2 \sum_{k=1}^n \frac{\sin^2(\theta_k)}{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k)}}} \quad (21)$$

식 (21)로부터 K를 구할 수 있지만 스위칭 각  $\theta_k$  역시 K의 함수이다. 따라서 K를 구하기 위해서는 다음과 같은 되풀이 알고리즘을 통해 구하여야지만 된다.

$$K_{i+1} = \sqrt{\frac{2\pi}{LR_{LOAD}V_{DC}V_D^2 \sum_{k=1}^n \frac{\sin^2(\theta_k^i)}{V_{DC} - V_D \sin(\theta_k^i)}}$$

$$\theta_k^i = T_{k-1} + T_{ON} \quad |_{K=K_i}$$

반복적 대입을 하면 위의 함수는 강한 수렴 함수 (strongly convervable)이기 때문에 2-3번 반복만에 K를 구할 수 있다. 위의 식을 이용하여 다음 시뮬레이션 조건에서 구한 결과 파형은 다음과 같다.

### 모의실험1: 인덕터 크기 가변

Simulation condition:

$$L=0.75\sim 2\text{mH}, V_{DC}=450\text{[V]}, V_D=220\sqrt{2}\text{[V]},$$

$$R_{Load}=3\text{[K}\Omega\text{]}, R_{Cu}=0.7\text{[}\Omega\text{]}, R_T=0.8\text{[K}\Omega\text{]}$$

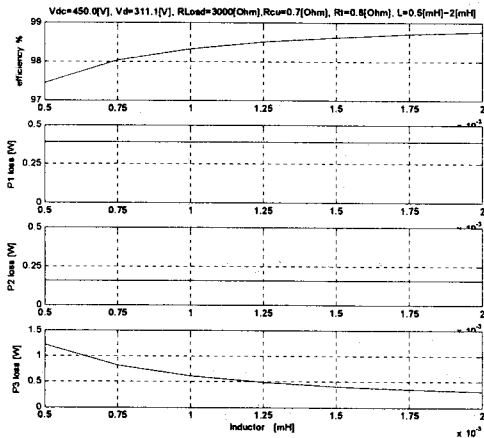


그림 11. 인덕터 크기 가변때 손실

### 모의실험 2: 입력 전압 가변때 손실 계산

Simulation condition:

$$L=0.75\text{[mH]}, V_{DC}=450\text{[V]}, V_D=770\sqrt{2}\sim 277\sqrt{2}\text{[V]},$$

$$R_{Load}=4\text{[K}\Omega\text{]}, R_{Cu}=0.5\text{[}\Omega\text{]}, R_T=0.8\text{[K}\Omega\text{]}$$

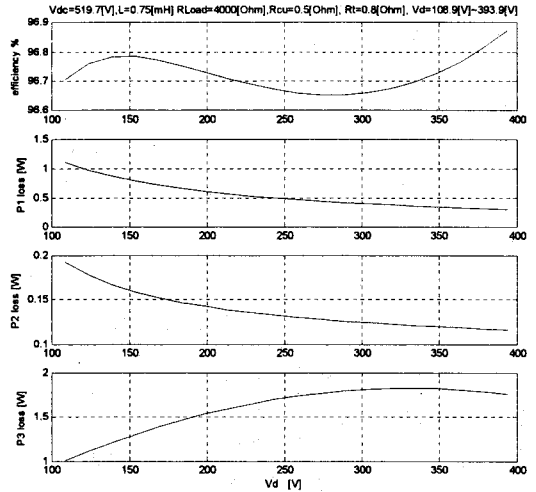


그림12. 입력 전압대 손실 계산

## 3. 결론

DCM방식의 PFC 시스템은 주파수가 외부 파라미터에 의하여 바뀌기 때문에 거의 모든 논문에서는 근사식으로 손실에 대한 계산을 했으나 대부분 실험식과는 거의 맞지 않는 식이어서 손실계산에 대한 정확한 툴의 제공이 절실하였다. 본 논문에서는 손쉽게 계산하기 어려웠던 DCM방식의 PFC 시스템에 대하여 컴퓨터 모의실험을 실행할 수 있는 수학적 분석에 의한 모델을 제시하였다. 본 논문에서 제시한 방법은 실제 실험에 있어서 거의 그대로 반영될 수 있는 정확한 계산이다.

### 참고 문헌

- [1] S.J. Joo, *Backlight IC Application note 2001-6001*, Interpion semiconductor, 2001
- [2] S.J. Joo, " The Analysis of the Efficiency of Power Factor Correction Circuitry", *Application note SS-04010-101*, Interpion semiconductor, 2004
- [3] M.H. Park, *Power Electronics*, Heungshin press, 1978
- [4] J.G. Kassakian, M.F. Schlecht and G.C. Verghese, *Principles of Power Electronics*, Addison Wesley, 1991