

고조파 저감을 위한 소프트 스위칭 승압형 PFC컨버터의 특성해석

이희승*, 김봉규**, 윤재한**, 서재호**

*군장대학, **원광대학교

Characteristics analysis of PFC boost converter with soft switching for harmonics reduction

H. S. Lee*, B. K. Kim**, J. H. Yoon**, J. H. Seo**

*Kunjang College, **Wonkwang University

ABSTRACT

This paper proposes PFC boost converter with soft switching for harmonics decrement and analyzes characteristics of PFC boost converter. In this technique, power factor correction(PFC) is usually obtained by operating the PFC stage in the discontinuous current mode(DCM). Switching devices are operated for reducing current stress and electrical noise. As a result, eliminate 3rd harmonic component and high power factor(PF) of the input line are verified by characteristics analysis and experimental results.

1. 서 론

최근 역률보상 문제를 해결하기 위한 하나의 방법으로 승압형 PFC 컨버터가 연구되어 왔다. 단상 승압형 PFC 컨버터에 있어서 리액터 전류 불연속 모드(DCM)에서 동작시키면 간단한 회로 구성 및 제어 방식으로 입력전류 왜곡을 저감할 수 있는데, 일반적으로는 제3고조파 이하가 바람직하다. 그러나 이 범위에서는 입력전류 파형의 왜곡이 매우 커진다. 또한, DCM동작에서는 최대전류로의 턴-오프가 되기 때문에 전류 스트레스가 커진다는 점, 전자(電磁)노이즈를 발생한다는 결점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 스위칭 소자가 턴-온시에 ZCS, 턴-오프시에 ZVS를 실행하고, 스트레스의 경감·저손실을 가능하게 하는 소프트 스위칭 단상 승압형 PFC 컨버터회로를 제안하며, 특성해석과 실험결과를 통하여 고찰하고자 한다. ^(1~10)

2. 주회로

그림 1은 제한된 소프트스위칭 단상 승압형 역률개선

컨버터의 주 회로를 나타낸다. 이 회로는 종래의 하드 스위칭 회로의 스위칭 소자부를 T_{r1} , T_{r2} , C_r , D_1 , D_2 로 이루어지는 회로로 대체한 회로 구성이다.

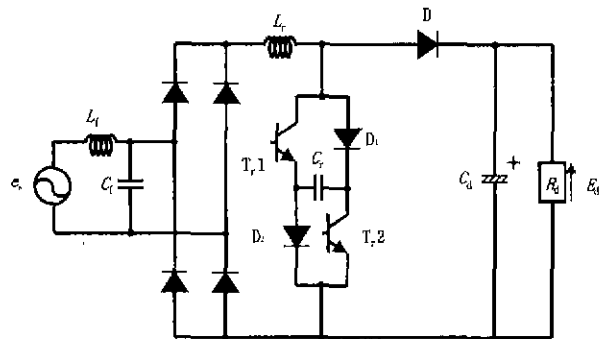


그림 1. 소프트스위칭 단상 승압형 컨버터

3. 소프트스위칭 회로의 각 모드 동작해석

회로동작은 그림 2와 같이 5가지의 모드로 이루어지고 있다. 초기상태에 해당하는 모드 V로 턴-온 하면 모드 I이 된다. 이때 DCM동작으로 있기 때문에 스위칭 소자 T_{r1} , T_{r2} 의 전류는 흐르지 않고 ZCS가 행해진다. 이렇게 하여 모드 II 전류(轉流) 콘덴서에 걸리는 전압이 0인 상태에서 턴-오프하면 모드 III으로 된다. 이때 스위칭 소자 T_{r1} , T_{r2} 에는 C_r 의 충전전압이 인가되기 때문에 ZVS가 실행된다. 이것에 의해 원리적으로 턴-온, 턴-오프 모두 소프트스위칭을 실행하고 있다.

다음의 전원전압을 $e_s = E_s \sin \omega_s t$, $\omega_s = 2\pi f_s$ 라고 하고 정류기 출력전압을 $e_r = |e_s| = |E_s \sin \omega_s t|$ 라고 할 때의 각 모드에 있어서 전류(轉流) 콘덴서 전압 V_{Cr} , 전류(轉流) 리액터 전류 i_{Lr} 의 해석결과를 다음과 같이 나타낸다.

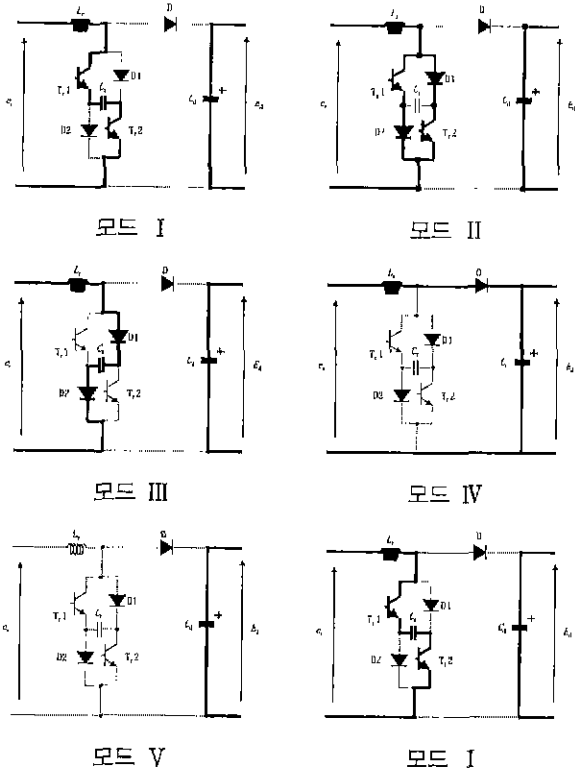


그림 2. 동작모드

모드 I ($T_1:t_0 \sim t_1$) : T_1, T_2 를 동시에 턴-온 하면 전류(轉流) 콘덴서 전압 V_{Cr} 과 I_{Lr} 은 다음과 같다.

$$v_{Cr} = (e_r + E_d) \cos \omega_r t - e_r \quad (\text{식 1})$$

$$i_{Lr} = \frac{e_r + E_d}{X_r} \sin \omega_r t \quad (\text{식 2})$$

여기서 $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$, $X_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, $0 \leq \omega_r t \leq \frac{\pi}{2}$ 로 된다.

이 모드는 $V_{Cr}=0$ 으로 되고 끝난다. 그 시간이 $t=T_1$ 이라면

$$T_1 = \frac{1}{\omega_r} \cos^{-1} \left[\frac{e_r}{e_r + E_d} \right] \quad (\text{식 3})$$

로 되며, 이 때의 리액터 전류 $i_{Lr}=i_{Lr}(T_1)$ 은

$$I_1 = \frac{e_r + E_d}{X_r} \sin \theta_1 \quad (\text{식 4})$$

로 된다. 여기서, $\theta_1 = \omega_r T_1$, T_1 은 모드 I의 기간

모드 II ($T_2:t_1 \sim t_2$) : 리액터 전류 i_{Lr} 은 선형적으로 증가하기 때문에

$$i_{Lr} = \frac{e_r}{L_r} t + I_1 \quad (\text{식 5})$$

로 된다. 이 때는 $V_{Cr}=0$ 이다. 이 모드 동작은 스위칭 소자 T_1, T_2 를 동시에 턴-오프한것에 의해 끝나고, 이 모드기간 T_2 는

$$T_2 = T_{ON} - T_1 \quad (\text{식 6})$$

로 된다. 이 기간의 최종값 $t=T_2$ 에서 리액터 전류 I_2 는

$$I_2 = \frac{e_r}{L_r} T_2 + I_1 \quad (\text{식 7})$$

로 된다.

모드 III ($T_3:t_2 \sim t_3$) : T_1, T_2 를 동시에 턴-오프하면 전류(轉流) 콘덴서 C_r 은 충전 시작하기 때문에

$$v_{Cr} = e_r + X_r I_a \sin(\omega_r t + \theta_a) \quad (\text{식 8})$$

$$i_{Lr} = I_a \cos(\omega_r t + \theta_a) \quad (\text{식 9})$$

여기서 $I_a = \sqrt{\frac{e_r^2}{X_r^2} + I_2^2}$, $\theta_a = \sin^{-1} \left[-\frac{e_r}{\sqrt{e_r^2 + X_r^2 I_2^2}} \right]$ 로 된다.

이 모드 동작은 $V_{Cr}=E_d$ 로 되고, 다이오드 D가 도통하고 끝난다. 이 모드기간 T_3 는

$$T_3 = \frac{1}{\omega_r} \left\{ \sin^{-1} \left(\frac{E_d - e_r}{\sqrt{e_r^2 + X_r^2 I_2^2}} \right) - \theta_a \right\} \quad (\text{식 10})$$

로 된다. 이 기간의 최후 $t=T_3$ 에서 리액터 전류 I_3 는

$$I_3 = I_a \cos(\omega_r T_3 + \theta_a) \quad (\text{식 11})$$

$$= I_a \sqrt{1 - \sin^2(\omega_r T_3 + \theta_a)}$$

또는 (식 8)에 있어서 $t=T_3$ 일때 $V_{Cr}=E_d$ 이므로

$$I_3 = \sqrt{I_a^2 - \left(\frac{E_d - e_r}{X_r} \right)^2} \quad (\text{식 12})$$

로 된다.

모드 IV ($T_4:t_3 \sim t_4$) : 다이오드 D가 도통하면, 리액터 L_r 에 흐르는 전류는 부하측으로 흐르고, 리액터 전류 i_{Lr} 은 선형적으로 감소하기 때문에

$$i_{Lr} = I_3 - \frac{E_d - e_r}{L_r} t \quad (\text{식 13})$$

로 된다. 이 때 $V_{Cr}=E_d$ 인 상태

이 모드동작은 $i_{Lr}=0$ 로 되고 끝난다. 이 모드기간 T_4 는

$$T_4 = \frac{L_r}{E_d - e_r} I_3 \quad (\text{식 14})$$

로 된다.

모드 V ($T_5:t_4 \sim t_5$) : 리액터 전류는 흐르지 않고 스위칭 소자 T_1, T_2 는 모두 오프상태로 있기 때문에 $V_{Cr}=E_d$, $i_{Lr}=0$ 인 상태이다. 이것으로 스위칭 1주기가 끝나고, 스위칭 소자 T_1, T_2 를 턴-온되고 다음 주기가 시작된다.

1주기의 스위칭 주기($T_b=1/f_b$)에 있어서 회로 각부의 동작과형을 그림 3에 나타낸다.

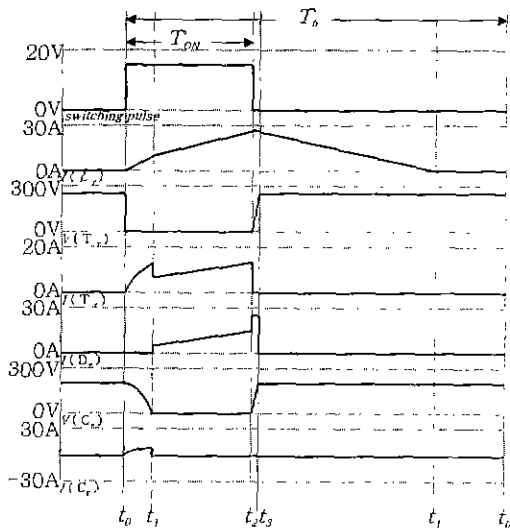


그림 3. 제안된 컨버터의 1주기동안에 대한 동작 파형

4. 입력전류 파형해석

소프트 스위칭 회로의 입력 전류 파형 해석은 그림 4에 제안한 소프트 스위칭 회로의 1스위칭 주기 T_b 사이의 입력 전류 파형을 나타낸다. 이 때 리액터 전류의 평균치를 구하기 위한 전하량 $q_1 \sim q_4$ 는, 아래와 같이 구해진다

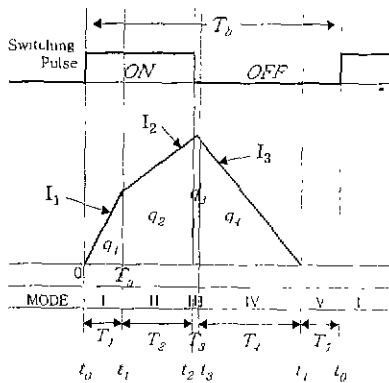


그림 4. 제안된 회로의 입력전류 파형

모드 I ($T_1: t_0 \sim t_1$) : 이 주기에서는 전류(轉流) 콘덴서 C_r 의 전하는 방전하기 때문에

$$q_1 = \int_0^{t_1} i_{L_r} dt = C_r E_d \quad (식 15)$$

로 된다. 이 주기의 시간 T_1 및 리액터 전류의 최종값 $I_1 = i_{L_r}(T_1)$ 이 다음 모드에서 필요하기 때문에 그 근사식을 구한다. (식 3, 4)로부터

$$\theta_1 = \omega_r T_1 = \cos^{-1} \left(\frac{e_r}{e_r + E_d} \right) \quad (식 16)$$

e_r 이 E_d 에 비교하고 작을 때 θ_1 은 거의 $\pi/2$ 라고 생각되기 때문에

$$T_1 \cong \frac{1}{\omega_r} \left(\frac{\pi}{2} \right) \quad (식 17)$$

$$I_1 = \frac{e_r + E_d}{X_r} \sin \theta_1 \cong \frac{e_r + E_d}{X_r} \quad (식 18)$$

와 근사하다.

모드 II ($T_2: t_1 \sim t_2$) : 이 주기의 시간 T_2 와 리액터 전류의 최종값 $I_2 = i_{L_r}(T_2)$ 의 근사식을 구한다. (식 6, 7, 17, 18)로부터

$$T_2 = T_{ON} - T_1 \cong T_{ON} - \frac{1}{\omega_r} \left(\frac{\pi}{2} \right) \quad (식 19)$$

$$I_2 = \frac{e_r}{L_r} T_2 + I_1 \cong \frac{e_r}{L_r} T_2 + \frac{e_r + E_d}{X_r} \quad (식 20)$$

로 된다. 전류는 사다리꼴 파형으로 되기 때문에, 그 적분값은

$$q_2 = \frac{1}{2} (I_1 + I_2) T_2 \cong \frac{e_r + E_d}{X_r} \left(T_{ON} - \frac{\pi}{2\omega_r} \right) + \frac{1}{2} \frac{e_r}{L_r} \left(T_{ON} - \frac{\pi}{2\omega_r} \right)^2 \quad (식 21)$$

에 근사하다.

모드 III ($T_3: t_2 \sim t_3$) : 이 주기에서는 모드 I과 대응하는 전류(轉流) 콘덴서 C_r 에 전하가 충전되기 때문에

$$q_3 = \int_{t_2}^{t_3} i_{L_r} dt = C_r E_d \quad (식 22)$$

로 된다. 이 주기의 리액터 전류의 최종값 $I_3 = i_{L_r}(T_3)$ 가 다음 모드에서 필요하기 때문에 그 근사식을 구할수 있다. (식 12)로부터

$$I_3 = \sqrt{I_2^2 - \left(\frac{E_d - e_r}{X_r} \right)^2} = \sqrt{I_2^2 - \left\{ \left(\frac{E_d}{X_r} \right)^2 - \frac{2E_d e_r}{X_r^2} \right\}} \quad (식 23)$$

$$\cong \sqrt{(Ae_r)^2 + 2 \left(A \frac{E_d}{X_r} + \frac{E_d}{X_r^2} \right) e_r}$$

와 같다. 여기서 $A = \frac{T_{ON}}{L_r} + \left(1 - \frac{\pi}{2} \right) \frac{1}{X_r}$ 이다.

모드 IV ($T_4: t_3 \sim t_4$) : 리액터 전류 i_{L_r} 은 선형적으로 감소하기 때문에 이 주기의 전류파형은 삼각파로 되기 때문에 (식 13, 14)로부터

$$q_4 = \frac{1}{2} \frac{L_r}{E_d - e_r} I_3^2 \cong \frac{1}{2} \frac{L_r}{E_d - e_r} \left\{ (Ae_r)^2 + 2 \left(A \frac{E_d}{X_r} + \frac{E_d}{X_r^2} \right) e_r \right\} \quad (식 24)$$

모드 $V(T_5:t_1 \sim t_0) : V_{Cr}=E_d, i_{Lr}=0$ 이다. 근사식의 근사값과 모드 해석의 이론값을 비교하여 보았을 때 I_1 의 오차가 90° 부근에서 커짐을 알 수 있었지만, 파형해석에서 이의 적분값이 필요하기 때문에 이 점에서 거의 일치함을 알 수 있었다. 리액터전류의 평균치 i_{Lr} 은 아래와 같이 구해진다.

$$\bar{i}_{Lr} = \frac{1}{T_b} (q_1 + q_2 + q_3 + q_4) \quad (\text{식 25})$$

그러면 (식 24)에 대하여 다음의 (식 26)의 근사를 이용하여 각 차수의 고조파 성분을 유도할 수 있다.

$$\frac{e_r^2}{E_d - e_r} \cong \frac{E_s}{a^2 - 1} (a \sin^2 \omega_s t + \sin^4 \omega_s t) \quad (\text{식 26})$$

유도된 기본파성분 I_{S1} , 제 3고조파 성분 I_{S3} , 제 n 차 고조파성분($n>5$ 의 기수) I_{Sn} 은 각각 (식 27, 28, 29)과 같다.

$$I_{S1} = \frac{1}{T_b} C_r E_s (s_{11} + s_{12} + s_{13} + s_{14}) \quad (\text{식 27})$$

여기서

$$\begin{aligned} s_{11} &= s_{13} = \frac{4}{\pi} a \\ s_{12} &= \left(\frac{4}{\pi} a + 1 \right) \left(\omega_r T_{ON} - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{1}{2} \left(\omega_r T_{ON} - \frac{\pi}{2} \right)^2 \\ s_{14} &\cong \frac{a}{a^2 - 1} \left[\left(\omega_r T_{ON} + \left(1 - \frac{\pi}{2} \right) \right)^2 \left(\frac{4}{3\pi} \right) + \left(4a + \frac{3}{4} \right) \left(\omega_r T_{ON} + 2 - \frac{\pi}{2} \right) \right] \end{aligned}$$

또 제 3고조파성분 I_{S3} 는

$$I_{S3} = \frac{1}{T_b} C_r E_s (s_{31} + s_{32} + s_{33} + s_{34}) \quad (\text{식 28})$$

여기서

$$\begin{aligned} s_{31} &= s_{33} = \frac{4}{3\pi} a \\ s_{32} &= \frac{4}{3\pi} a \left(\omega_r T_{ON} - \frac{\pi}{2} \right) \\ s_{34} &\cong \frac{a}{a^2 - 1} \left[\left(\omega_r T_{ON} + \left(1 - \frac{\pi}{2} \right) \right)^2 \left(-\frac{4}{15\pi} \right) + \frac{1}{4} \left(\omega_r T_{ON} + 2 - \frac{\pi}{2} \right) \right] \end{aligned}$$

또 제 n 차 고조파 성분 ($n>5$ 의 기수) I_{Sn} 은

$$I_{Sn} = \frac{1}{T_b} C_r E_s (s_{n1} + s_{n2} + s_{n3} + s_{n4}) \quad (\text{식 29})$$

여기서

$$\begin{aligned} s_{n1} &= s_{n3} = \frac{4}{n\pi} a \\ s_{n2} &= \frac{4}{n\pi} a \left(\omega_r T_{ON} - \frac{\pi}{2} \right) \\ s_{n4} &= \frac{4a}{n\pi} \left(\frac{n^2 + 4}{n^2 - 4} \right) \left(\omega_r T_{ON} - \frac{\pi}{2} \right)^2 \end{aligned}$$

이 근사해석과 시뮬레이션이 상당히 일치함을 알 수 있었고, 이것은 전류(轉流) 콘덴서 용량에 의하여 제3고조파의 진폭이 변화하며 최소값을 취한 C_r 이 존재함을 알 수 있다. 물론 소프트 스위칭을 실행하기 위해서는 가능한 한 큰 C_r 이 필요하지만 C_r 이 커지는 정도에 따라 고조파가 증가하기 때문에 제3고조파를 제거할 수 있도록 C_r 을 선택하는 것이 중요하다.

제3고조파성분 I_{S3} 를 제로(0)로 하는 것은 (식 27)으로부터

$$s_{31} + s_{32} + s_{33} + s_{34} = 0 \quad (\text{식 30})$$

을 충족시킬 필요가 있다. 그 때문에

$$B_a \omega_r^2 T_{ON}^2 + B_b \omega_r T_{ON} + B_c = 0 \quad (\text{식 31})$$

여기서

$$\begin{aligned} B_a &= \frac{a}{a^2 - 1} \left(-\frac{4}{15\pi} \right) \\ B_b &= \frac{4}{3\pi} a + 2 \left(1 - \frac{\pi}{2} \right) B_a - \frac{a}{4(a^2 - 1)} \\ B_c &= \left(\frac{8}{3\pi} - \frac{2}{3} \right) a - \left(1 - \frac{\pi}{2} \right)^2 B_a + \frac{a}{a^2 - 1} \left(\frac{1}{2} - \frac{\pi}{8} \right) \end{aligned}$$

B_a, B_b, B_c 는 각각 승압비 a 만으로 정해진다.

이 때 $\omega_r T_{ON} > 0, a > 1$ 로부터

$$\theta_{ON} = \omega_r T_{ON} = \frac{-B_b + \sqrt{B_b^2 - 4B_a B_c}}{2B_a} \quad (\text{식 32})$$

이어야만 한다.

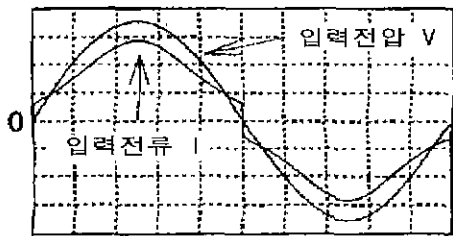
다시 말하면 T_{on} (또는 $d_F = T_{on}/T_b$)과 C_r, L_r 의 관계가 결정된다.

5. 실험결과고찰

특성해석에서 얻을 수 있는 회로 각 소자의 정수를 이용하여 실험을 행하였다. 회로의 정수는 출력용량 $P_s=300[W]$, 출력직류전압 $E_d=200[V]$, 전원전압실효치 $V_s=100[V]$, 전원주파수 $f_s=60[Hz]$, 스위칭 주파수 $f_b=20[kHz]$ 로 하였다. 이 때 $\omega_r T_{on}=2.11$ 이고 전류 콘덴서 $C_r=0.1[\mu F]$, 공진각주파수 $\omega_r=2.26 \times 10^5$, 전류(轉流) 리액터 $L_r=200[\mu H]$, 로 되고 앞에서 해석했던 설계치와 거의 동일하다.

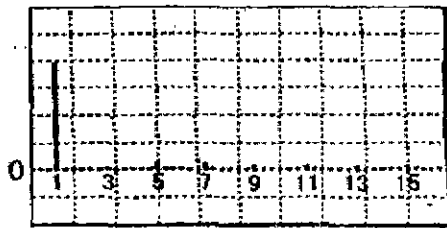
그림 5, 6은 입력전압·전류 파형의 실험결과와 각 고조파의 성분을 보여준다. 이 때 $T_{on}=9[\mu s]$, 충격비(duty factor) $d_F=0.18$ 이고, 측정된 기본파는 실효치 $3.54[A]$, 제3고조파는 실효치 $0.089[A]$, 제5고조파는 실효치 $0.20[A]$ 로 된다. 또 역률은 0.99 였다. 항상 DCM동작을 하고 있

고 스위칭 소자에 관련된 $dV/dt=106[V/\mu s]$ 로 된다. 교류측 입력은 $350[W]$ 로 출력보다 상당히 커지고 있지만 이것은 변환기의 손실을 보충할 필요가 있기 때문에 당연하다고 생각된다. 효율은 87%정도로 된다. 이 결과로서 제 3고조파의 기본파에 대한 비는 0.025로 되어 상당히 작아지고 있다. 또, 시뮬레이션 결과보다도 작아지고 있는 것은 전류(轉流) 리액터의 특성이 시뮬레이션으로는 이상적인 인덕턴스로 하고 있지만, 실제로는 주파수 특성을 갖고 있는 것에 의한다고 생각된다. 주파수 특성이 있으면, 전류의 파형이 시뮬레이션과는 달라지기 때문에 정확하게 제3고조파가 제거된 것이라고 생각된다.



시간 : 2[ms/div], 전압 : 50[V/div], 전류 2[A/div]

그림 5. 입력 전류·전압 파형



<X·AXIS> 100[Hz/div], <Y·AXIS> 2[A/div]

그림 6. 입력전류의 주파수 성분

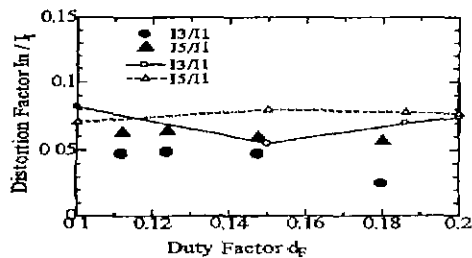


그림 7. 충격비 d_f 에 대한 입력전류의 왜곡율

그림 7에 Pspice시뮬레이션 및 실험에 의하여, 부하를 줄이고 충격비(duty factor) d_f 를 작게 한 경우의 제3차 및 제5차의 고조파 성분의 함유율의 변화를 나타냈다.

$d_f=0.186$ 일 때 입력 $313[W]$, $d_f=0.1$ 일 때 입력 $165[W]$ 의 부하변동에 상당한다. 소프트 스위칭을 실행하는데는

전류(轉流) 콘덴서가 완전히 방전할 필요가 있고, 충격비(duty factor) d_f 보다 작게 할 수 없다.

이 범위내에 있어서 제3차 고조파 함유율은 충격비(duty factor) $d_f=0.15\sim 0.2$ 가 해당되어 최소가 되고, 제5차 고조파 함유율은 충격비(duty factor) d_f 에 비하여 크게 변화하고 있지 않다. 그리고, (식 30)식으로부터 예상된 증례의 하드 스위칭 회로에 있어서 제3차의 고조파 함유율 0.115보다 작다.

6. 결 론

본 논문에서는 무손실 스너비 회로를 이용한 소프트 스위칭 단상 승압형 PFC 컨버터의 동특성의 이론 해석에 대하여 고찰하였고, 새롭게 근사식을 적용하여 입력 전류 해석을 행하였으며, 제안된 소프트 스위칭 회로에서의 기본파 및 고조파의 발생량의 근사식을 유도하였다. 이 결과로 제3차 고조파의 저감 효과를 최대로 얻을 수 있는 회로의 각 소자의 정수를 계산하였고, 회로 시뮬레이션 및 실험에 의하여, 그 유효성을 확인하였다.

소프트 스위칭을 실행하여 큰 부하변동에 영향을 받지 않고 일정한 출력을 얻어 소프트 스위칭의 실용범위내에 있어 상당한 고조파 저감효과를 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] Jay Rajagopalan "A General Technique for Derivation of Average Current Mode Control Laws for Single-phase Power-Factor-Correction Circuits without Input Voltage Sensing" *Proceedings of the IEEE*, Vol. 14. No. 4. pp 663-672, 1999.
- [2] Jinrong Qian, Qun Zhao and Fred C. Lee "Single-stage Single-switch Power Factor Correction AC/DC Converters with DC Bus Voltage Feedback for Universal Line Applications" *Proceedings of the IEEE*, 223-229, 1998.
- [3] Katsunori Taniguchi, Yasuhiro Matano, Toshimitsu Morizane and Hyun-Woo Lee "PAM System for Motor Drive with Soft-Switching PFC Converter" *Proceedings of the IEEE*, 1820-1825, 1996.
- [4]
- [10]