

역률 개선을 위한 승압형 컨버터에 대한 연구

이철환*, 김동운*, 이상진*, 성낙규*, 이승환**, 오봉환***, 한경희*
 *명지대학교, **대덕대학, ***명지전문대학

A Study on Boost Converter for Power Factor Correction

C.H. Lee*, D.U. Kim*, S.G. Lee*, N.K. Sung*, S.H. Lee**, B.H. Oh***, K.H. Han*
 *Myongji University, **TaeDok College, ***Myongji College

Abstract - This paper describes a boost converter to be operated at the boundary of continuous current mode(CCM) and discontinuous current mode(DCM) for power factor correction and low cost. A control method to be utilized in simulation is a average-current mode method in case of operating in CCM. The simulation results show that Better is the CCM converter then the DCM converter in harmonic content and input current waveform. And A Double-boost converter is superior to single-boost converter for input-current harmonic.

1. 서 론

산업 사회에서 정보화 사회로 접어들면서 통신기기의 사용범위가 확대됨에 따라 고주파 전원공급장치도 확대, 발전되고 있다. 이러한 전원 공급장치에는 다이오드 정류기와 필터 캐패시터 사이에 Chopper를 접속한 PFC 용 승압형 컨버터회로가 널리 사용되고 있다.⁽¹⁾

일반적인 승압형 컨버터의 인덕터 전류는 연속속도(CCM)와 불연속속도(DCM) 및 임계속도(CM)로 구분되는데, 임계속도는 연속과 불연속속도의 경계로 스위치된 온시 영전류 상태가 되어 스위치의 부담을 줄이고, 불연속속도에서보다 스위칭 손실이 감소하고, EMI 문제도 해결된다. 이러한 각 모드는 승압용 인덕터 용량에 따라 결정되는데, 정격용량에 맞는 인덕터를 설계함으로써 최적의 시스템을 설계할 수 있다.⁽²⁾⁽³⁾

본 논문에서는 승압형 컨버터회로가 임계속도와 연속속도로 동작하도록 회로를 설계하고, 연속속도로 동작시 평균전류 모드 방식의 제어기를 사용하여 시뮬레이션을 실행하였다. 각각의 경우에서 고조파 함유율과 입력 전류 파형을 비교한 결과, 연속속도에서 고조파 함유율이 낮고, 임계속도에서 왜곡율이 적음을 확인하였다. 또한 승압형 컨버터를 이중으로 설계하여 스위치의 부담이 줄고, 입력전류의 고조파 함유가 단일 컨버터보다 줄어듦을 알 수 있었다.⁽⁴⁾

2. 승압용 인덕터 선정 방법

임계속도와 불연속속도에서 전류의 최대치와 평균치를 비교하여 승압용 인덕터의 용량을 선정할 수 있다.

2.1 승압형 컨버터의 일반적인 방정식

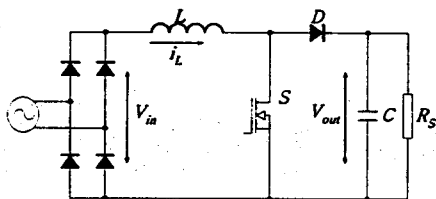


그림 1 일반적인 승압형 컨버터 회로

그림 1은 일반적인 승압형 컨버터회로이다. 입력 전압 V_{in} 은 $V_m \sin \omega t$ 로 주어지고, 회로에서 식(1)과 같은 전류·전압방정식을 얻을 수 있다. 이 때 D_{off} 와 D_{on} 의 관계는 $D_{on} = 1 - D_{off}$ 가 되며, 턴 오프 일 때, D_{off} 는 1이고, 턴 온 일 동안은 D_{off} 가 0이다.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - D_{off} V_{out} \tag{1}$$

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = D_{off} i_L - \frac{V_{out}}{R_S}$$

푸리에 해석을 이용하여 식(1)을 다시 정리하면 다음과 같다.

$$D_{off}(\omega t) = D_{off(l)} + \sum_{n=1}^{\infty} D_{off(n)} \sin(n\omega t + \alpha_n) \tag{2}$$

$$= D_{off(l)} + D_{off(h)}$$

$$i_L(\omega t) = i_{L(l)} + \sum_{n=1}^{\infty} i_{L(n)} \sin(n\omega t + \alpha_n) \tag{3}$$

$$= i_{L(l)} + i_{L(h)}$$

$$V_{out}(\omega t) = V_{out(l)} + \sum_{n=1}^{\infty} V_{out(n)} \sin(n\omega t + \alpha_n) \tag{4}$$

$$= V_{out(l)} + V_{out(h)}$$

각각의 방정식은 시비율과 전류, 전압의 방정식으로 저주파성분(첨자 (l))과 고주파성분(첨자 (h))으로 구분하여 정리하였다.

식(2),(3),(4)를 이용하여 전류·전압방정식을 다시 정리하면

$$L \frac{di_{L(l)}}{dt} = V_{in} - D_{off(l)} V_{out(l)} \tag{5}$$

$$C \frac{dV_{out(l)}}{dt} = D_{off(l)} i_{L(l)} - \frac{V_{out(l)}}{R_S}$$

$$L \frac{di_{L(h)}}{dt} = -D_{off(h)} V_{out(l)} - D_{off(h)} V_{out(h)} - D_{off(l)} V_{out(h)} \tag{6}$$

$$C \frac{dV_{out(h)}}{dt} = D_{off(h)} [i_{L(l)} + i_{L(h)}] - \frac{V_{out(h)}}{R_S}$$

식(5),(6)으로 구분되는데, 식(5)는 저주파성분을, 식(6)은 고주파성분을 함유한 방정식으로 표현하고 있다.

평균 입력전류 $i_{L(l)}$ 을 $I_m \sin \omega t$ 라 가정하고, $t=0$ 에서 반주기까지의 전류를 나타내면 다음과 같다.

$$i_{L(l)} = I_m \sin \omega t \quad \omega t \in [0, \pi] \tag{7}$$

식(7)을 다시 식(1)에 대입하여 정리하면 식(8)과 같이 시비율과 전압에 대한 식으로 변환된다.

$$L \frac{dI_m \sin \omega t}{dt} = -D_{off(l)} V_{out(l)} + V_{in} \tag{8}$$

$$C \frac{dV_{out(l)}}{dt} = D_{off(l)} I_m \sin \omega t - \frac{V_{out(l)}}{R_S}$$

$$D_{off(l)} = \frac{V_{in} - I_m L \omega \cos \omega t}{V_{out(l)}} \tag{9}$$

식(8)의 첫 번째 식을 $D_{off(l)}$ 에 대하여 다시 정리하면 식(9)로 된다.

컨버터 회로에서 입력전압 V_{in} 과 승압용 인덕터 L 에

걸리는 전압은 항상 90° 의 위상차를 가지고 있다. 이러한 두 전압의 관계를 Phase식으로 변환하면 식(10)과 같이 정리된다.

$$D_{off(t)} = \frac{\sqrt{V_m^2 + I_m^2 L^2 \omega^2}}{V_{out(t)}} \sin(\omega t - \theta) \quad (10)$$

$$\left(\theta = \tan^{-1} \frac{I_m L \omega}{V_m} \right)$$

2.2 CCM과 DCM 사이의 경계

임계모드는 연속모드와 불연속모드의 경계로, 그림 2(a)에서와 같이 인덕터 전류파형은 한 주기의 시작과 끝점이 일치한 상태이다. 그러므로 전류의 평균치는 삼각형 면적공식에 의해 구할 수 있다.

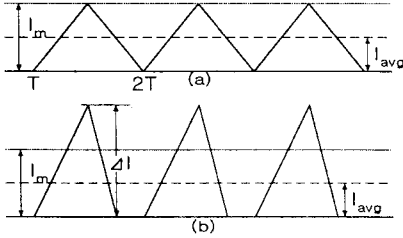


그림 2 CM과 DCM에서의 전류 파형

그림 2(a)의 임계모드에서 한 주기를 밀변으로 하고 최대치(I_m)를 높이로 하여 전류의 평균치(I_{avg})를 구하면 $I_{avg} = 1/2 I_m T$ 이 된다. 따라서 임계모드에서 전류 평균치는 동일한 주파수에서 시비율의 변화에 관계없이 최대 전류치의 반으로 나타난다($I_{avg} = 1/2 I_m$). 그러므로, 그림 2(b)에서와 같이 동일한 시비율에서 전류 최대치가 두 배의 평균치보다 크다면($2I_{avg} < \Delta I$) 전류가 불연속이 된다. 따라서 인덕터 전류가 연속이 되기 위해서는 식(11)처럼 전류 최대치(ΔI)가 두 배의 평균치보다 작아야 한다.

$$2I_{avg} \geq \Delta I \quad (11)$$

인덕터 전류는 인덕터의 전압방정식에 의해, 스위치가 턴 온될 동안은 계속 상승하므로, 전류의 최대치 ΔI 는 스위치가 오프되기 전, 즉 T_{on} (스위치 온 시간)일 때, 최대가 된다.

$$\Delta I = \frac{V_{in}}{L} \cdot (1 - D_{off(t)}) T \quad (12)$$

식(12)는 인덕터의 전압방정식을 스위치 턴 온 구간 동안 전류에 대한 식으로 나타낸 것이다.

식(12)에 식(10)을 대입하여 전류 최대치를 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{V_m \sin \omega t}{L} \left[1 - \frac{\sqrt{V_m^2 + I^2 L^2 \omega^2}}{V_{out(t)}} \sin(\omega t - \theta) \right] \cdot T \quad (13)$$

따라서, 식(13)과 전류평균치를 식(11)에 적용하면 다음과 같은 조건을 얻을 수 있다.

$$\frac{V_m \sin \omega t}{L} \left[1 - \frac{\sqrt{V_m^2 + I^2 L^2 \omega^2}}{V_{out(t)}} \sin(\omega t - \theta) \right] \cdot T \leq 2I_m \sin \omega t$$

$$\frac{2LI_m}{V_m} \cdot f_s \geq 1 - \frac{\sqrt{V_m^2 + I^2 L^2 \omega^2}}{V_{out(t)}} \sin(\omega t - \theta) \quad (14)$$

여기서 f_s 는 스위칭 주파수이다.

반주기 동안에 전류가 연속이라면, 식(15)을 만족하여야 한다.

$$L \geq \frac{V_m}{2I_m f_s} \quad (15)$$

따라서 식(15)에 나타난 조건으로 승압용 인덕터를 구하면 전류가 연속되도록 회로를 설계할 수 있으며, 임계 모드에서의 인덕터 값을 구할 수 있어 임의로 전류를 연속과 불연속모드로 만들 수 있다.

3. 역률 개선 제어기

승압용 인덕터 전류의 연속과 불연속에 따라 컨버터의 역률개선 방식이 크게 두가지로 나누어진다.

3.1 DCM과 CCM 제어 방식

DCM 제어 방식은 입력전류나 입력전압을 검출 받을 필요 없이 일정 시비율로 스위치를 온·오프하여, 입력 전류의 최대치가 입력전압을 추종하게 되어 입력전류의 평균치가 정현파와 가깝게 되기 때문에 제어가 간단한 장점이 있다. 그러나, 전류의 리플이 크고 전원 입력측에 필터를 설계하더라도 그림 3의 점선 부분과 같은 정현파의 전류파형이 아닌 왜곡이 있는 정현파가 되는 단점이 있다.

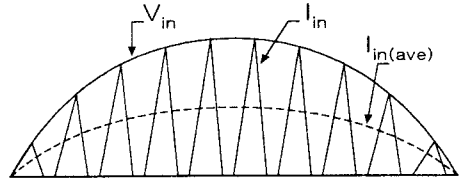


그림 3 DCM 제어 방식

이에 반해, CCM 제어 방식은 그림 4와 같이 입력전류를 정현파가 되도록 스위치의 시비율을 시간에 따라 가변하도록 제어하는 방식이다. 입력전류와 입력전압을 검출하여 입력전류가 입력전압 파형을 추종하도록 제어 루프를 두어야 하고 출력전압 제어를 위한 전압제어 루프를 두어야 하기 때문에 제어가 복잡하지만 입력전류 파형이 정현파가 되는 장점이 있다. 따라서 본 논문에는 스위칭 손실도 줄일 수 있는 CCM 제어 방식을 적용하였다.

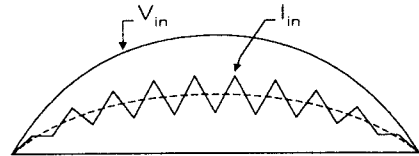


그림 4 CCM 제어 방식

3.2 제어시스템 블록도

CCM 제어 방식은 크게 피크전류 모드와 평균전류 모드 방식으로 나눌 수 있다. 피크전류 모드는 경사 보상이 필요하고, 전류 피크치와 평균치의 오차를 구하여야 하고, 그리고 노이즈에 민감한 단점을 가지고 있다. 본 논문에서는 전류 루프에 보상망을 부가해 이런 단점을 없앤 평균전류 모드 방식을 채택했다. 그림 5는 승압형 컨버터 회로에 이용된 평균전류 모드방식의 블록도이다.

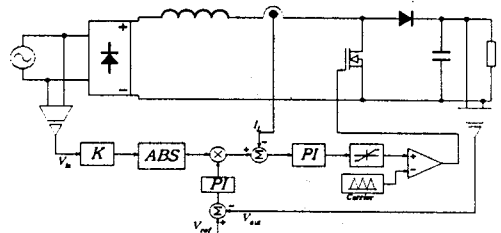


그림 5 평균전류 모드 제어 방식의 블록도

입력전압의 절대값을 위상 지령치로 취해 얻고, 출력 전압과 출력 지령치의 차를 PI제어하여 위상 지령치와 곱하면 전류 지령치를 얻는다. 이 전류 지령치와 인덕터 전류값의 차를 PI제어한 후, 캐리어와 비교하여 스위칭 패턴을 만들면, 단위 역률 운전이 가능해진다.

4. 2상 2중 승압형 컨버터

그림 6은 단일 컨버터에 인덕터와 다이오드, 스위치를 병렬로 연결한 2상 2중 승압형 컨버터로 출력전류의 맥동률을 1/4로 줄일 수 있고, 입력전류의 맥동을 1/2로 줄일 수 있다. 또한 고속 스위칭으로 인한 주변장치에 미치는 장애를 IEC1000-3-2 Class A 표준에 의해 제한하고 있는데, 이에 따른 문제점을 해결할 수 있는 장점이 있다.

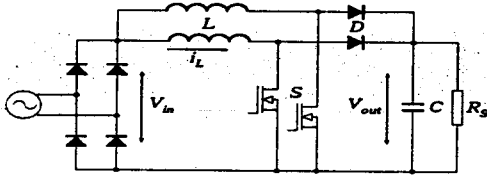


그림 6 2상 2중 승압형 컨버터 회로

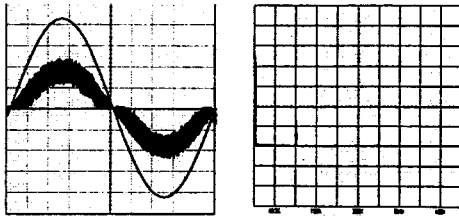
5. 시뮬레이션

제한한 시스템의 동작 특성을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 입력전압은 AC 220V, 출력 지령치는 DC 400V를 사용하였다. 표 1은 시뮬레이션에 사용된 회로 정수이다.

표 1 시뮬레이션 회로 정수

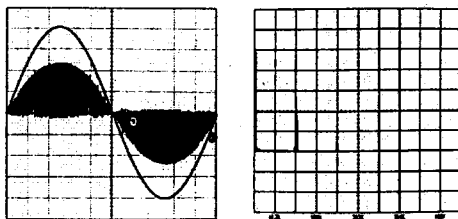
입력전압 (V_{in})	AC 220 [V]
정격 용량 (P)	1000[W]
스위칭 주파수 (f_s)	100[kHz]
부하저항 (R)	400[Ω]
승압용 인덕터 (L)	220[μH] and 2[mH]
부하측 캐패시터 (C)	1000[μF]

전류 파형에서 전압div는 50[V], 전류div는 5[A] 그리고, 시간축은 1.65[ms]이다. 고조파 함유에서 전류 div는 1[A]이고, 주파수 div는 50[kHz]이다. 그리고, 인덕터 용량이 2[mH]에서는 연속모드, 220[μH]에서는 임계모드로 동작한다.



(a) 전류 파형 (b) 고조파 분석

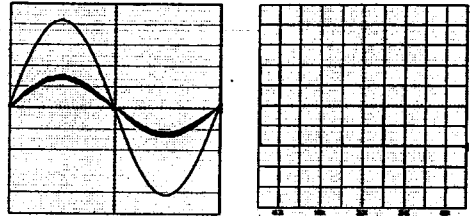
그림 7 단일 컨버터 : 2(mH)일 때



(a) 전류 파형 (b) 고조파 분석

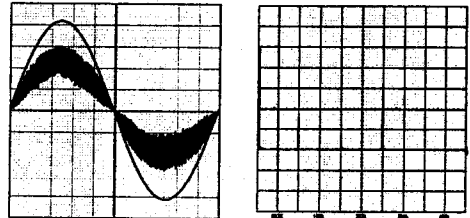
그림 8 단일 컨버터 : 220(μH)일 때

그림 7과 8은 단일 컨버터에서 연속과 임계모드에서의 전류 파형과 고조파 분석을 나타낸 것이다. 연속모드에 고조파가 적게 함유됨을 알 수 있다.



(a) 전류 파형 (b) 고조파 분석

그림 9 2상 2중 컨버터 : 2(mH)일 때



(a) 전류 파형 (b) 고조파 분석

그림 10 2상 2중 컨버터 : 220(μH)일 때

그림 9와 10은 2상 2중 컨버터에서의 연속과 임계모드의 전류파형과 고조파 분석을 나타내고 있다. 고조파 함유가 연속모드에서 더 작게 나타나고 있다. 또한 단일 컨버터와 2상 2중 컨버터를 비교하면 후자의 경우가 연속과 임계모드에서 전류 파형과 고조파 함유가 더욱 좋게 나타났다.

6. 결론

본 논문에서는 전류 흐름에 지대한 영향을 미치는 승압용 인덕터의 용량을 수식으로 산출하여 컨버터회로의 전류가 연속모드와 임계모드가 되도록 설계하고, 정격에 따른 사양으로 각각의 모드를 시뮬레이션 하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

- (1) 임계모드와 연속모드에서 고조파 함유율을 비교한 결과 전류의 고조파 함유는 연속모드에서 적게 나타남을 확인하였다.
- (2) 정격용량에서 전류가 임계모드 상태가 되도록 인덕터를 선정할 것은 정격이하에서 동작할 경우는 항상 전류 연속이 되기 때문이다.
- (3) 출력주파수가 두 배가 되는 2중 2상 컨버터회로를 시뮬레이션 한 결과, 입력전류의 고조파 함유가 단일의 경우보다 적음을 확인하였다.

[참고 문헌]

- [1]Jundong Zhang, "Evaluation of Input current in the critical mode boost PFC converter for distributed power systems", IEEE Applied Power Electronics Conference And Exhibition(APEC) Proc.,March 2001
- [2]Jih-Sheng Lai, "Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode", IEEE PESC 1993, pp.267-273
- [3]Domingos Simonetti, "Analysis of the conduction Boundary of a boost pfp fed by universal input", IEEE PESC 1996,pp.1204-1208
- [4]Liu Ping, "Analysis of single-phase boost power factor correction(PFC) converter", IEEE PEDS 1999, pp.933-937