스위칭 전원회로를 이용한 역률개선회로의 개발과 전망

안 태 영*
(*청주대 전자·정보통신·반도체공학부 교수)

1. 개 요

최근의 OA, FA, HA 등의 발전은 컴퓨터를 중심으로 하는 전자기술의 급속한 발달에 힘입어 더욱 가속되고 있는 실정이다. 이것에 관련하여 전기 기기의 고성능화도 한 단계 발전해 소형, 저소비 전력으로 제어성이 높은 제품이 개발되어 가전기기를 중심으로 보급이 확산되고 있다. 그러나 이러한 기기 들은 내부의 전자회로를 구동하기 위해 직류전원을 사용하고 있고, 교류를 직류로 변환하는 정류회로를 필요로 하고 있다. 그러한 정류회로는 대부분이 커패시터 입력 방식을 채택하고 있기 때문에 현재 활발히 논의되고 있는 역률 저하, 고조파 발생문제의 핵심이 되고 있다. 최근에는 수 kW 이상의 용량의 기기에도 전자화가 진전되어서 인버터 에어컨 등에서 볼 수 있듯이 주 회로까지 직류화 시켜서 제어성을 높이고 있다. 이러한 대 전력의 기기에서는 역률 및 고조파 문제가 가장 심각한 문제가 되기도 한다. 한편, 각종 전자·전기 기기가 전력계통에 접속되어 있는 경우 기기의 전원입력 전류가 정현파가 아닌 전원정류회로, 위상제어회로 또는 비선형 부하특성 등에 의해 전원의 고조파전류가 발생한다. 그 결과 전압왜곡이 발생하여 전력계통 설비를 비롯해 접속되는 기기의 동작에 악영향을 주는 등의 문제가 되고 있다. 그 영향의 정도는 그 설비 또는 기기에 따라 다르지만 전력용 커패시터·변압기의 발열, 화재, 이상 음의 발생, 제어기기의 오 동작, 접속기기의 동작불량 또는 수명의 단축 등의 장애 현상으로 나타나게 된다.

이러한 고조파 발생에 의한 환경문제는 크게 두 가지 방법으로 나누어서 해결하려고 하고 있다. 우선 첫 번째 방법으로는 국제적으로 고조파 발생을 억제하기 위한 국제규격 및 규제를 만드는 것이다. 이러한 규제는 소 전력 기기부터 대 전력 기기까지 광범위한 기기를 대상으로, 기기 전력의 대소 또는 접속하는 전력계통의 설치장소에 의해 각각 나누어져 있다. 두 번째 해결 방법으로는 고조파를 발생하는 회로에 역률 개선 회로를 부가하거나 역률 개선 기능을 갖도록 회로를 변형하는 소위 액티브 필터, PFC (Power Factor Correction) 등의 회로기술을 구사하는 것이다. 현재 두 가지 방법을 동시에 활용하여 고조파 발생을 억제하거나, 제제하고 있으며 일부 국가에서는 이미 시행되고 있는 실정이다.

2. 고조파 규제의 현황

고조파 문제를 해결하기 위해 국제적으로 각국의 고조파 발생을 억제하기 위한 규격이 제정되어 가고 있고, 소 전력 기기부터 대전력 기기까지 광범위한 기기를 대상으로 하고 있다. 기기 전력의 대소, 접속되고 있는 전력계통 및 설치 장소에 의해 각각 나누어서 제정되고 있다. 1979년 12월 GATT (General agreement on tariffs and Trad : 관세와 무역에 관한 일반협정) 가맹국에 의해 조인되어 시작된 MATT standard code를 기초로 가맹국은 자국에서 임의 규격 또는 강제 규격을 정할 때에는 사전에 가맹국에게 통보하여 의견을 구하는 동시에, 원칙적으로 국제규격에 맞출 것을 의무화하고 있다. 이러한 결정에 따라 고조파 규제에 대해서도 각국의 규격·규제는 국제 규격을 기본으로 하여 정하는 것으로 되어 있다. IEC (International Electrotechnical commission)에서는 전기에 관한 국제표준규격을 제정하고 있다. 최근의 법 규제 중에서 주목해야 할 것은 ESC (Electromagnetic compatibility: 전자기양립성)에 관한 규제이다. 1996년 1월 1일부터 EU지역내의 강제 규정이 된 EMC 규제의 내용은 EU지역 내에서 판매되는 전기전자 기기는 별도로 정한 EMC규격에 적합하다는 것을 확인 증명한 후, 기기에 CE마크(적합선언마크)를 표시하지 않으면 안된다는 것이다. EMC 규격은 위에서 언급한바와 마찬가지로 EMI와 EMS로 나누어서 나타내고 있다. 그러나 기기의 특성상 일률적으로 규격을 정하는 것이 곤란하기 때문에

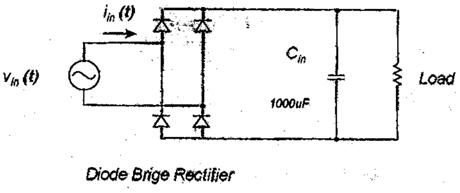
국제표준규격에서는 기본규격, 공통규격, 제품군 규격과 개별제품규격 4개의 규격구성이 제정되었다. EMI 규격의 공통 규격인 전원 고조파규격의 동향은 전력계통에 의한 전원 고조파전류를 억제하고, 전압 왜곡율을 저감하는 것으로써, 전력계통의 설비나 접속되는 기기의 동작에 악영향을 주지 않게 하는 것을 목적으로 한다. 현재 고조파전류 억제에 관한 국제표준규격은 IEC1000-3-2로써 1994년에 만들어지고 1998년에 일반 규격으로 적용되고 있으며, EMC규격의 내용은 IEC 555-2를 기본으로 되어 있다.

3. 스위칭전원에서 고조파발생의 원인

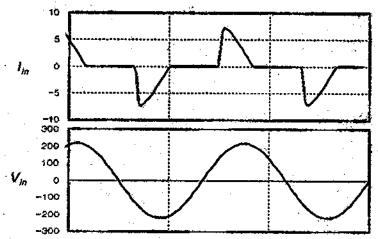
그림 1에 커패시터 입력형 정류기의 회로와 파형이 나타나 있다. 일반적으로 스위칭전원의 내부에는 교류 입력을 직류로 변환하는 정류부와 그 직류입력을 부하변동 및 입력전압의 변화에 대해 안정화시키기 위한 DC-DC 변환부로 나눌 수 있다. 그림 1 (a)의 정류회로에서 순시정전에 대한 대응이나, DC-DC 변환부의 입력전압 변동을 억제시켜 소자의 부담을 줄이기 위해서는 큰 용량의 커패시터가 필요하나, 커패시터의 용량이 커질수록 그림 1의 (b)에서 보는 바와 같이 짧은 시간에 많은 양의 에너지를 충전하기 위해서 큰 전류가 흐르게 되며 이때 피크치는 실효치의 5-10배 정도가 된다. 대체로 정류기의 입력전류 형태는 불연속이며, 이에 대한 영향으로, 입력전압의 왜곡과 입력전류의 고조파에 의한 주변기기의 영향을 들 수가 있다. 그림 1. (C)에는 입력전류의 고조파성분을 나타낸 것으로써 전류파형의 형태 상 기본파의 기수배 고조파성분이 대부분인 것을 알 수가 있다. 일반적으로 고조파성분이 얼마만큼 기본파에 포함이 되어있느냐를 나타내는 지표는 크게 두 가지로 나눌 수가 있다. 총고조파 왜율 (Total hamonic distortion : THD)과 역률(Power factor : PF)이며 다음과 같은 수식으로 간략화 될 수 있다.

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{THD}{100}\right)^2}} \qquad (1)$$

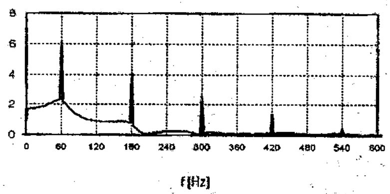
식 (1)으로부터 커패시터 입력형 정류기인 경우, 총고조파 왜율이 낮아지면, 역률이 좋아짐을 알 수가 있다. 다시 말해 역률개선회로의 궁극적인 목표는 총고조파 왜율을 낮게 하는 것이며, 마치 정류기 입력단에서 보면 저항부하인 것처럼 스위칭전원을 동작시키는 것이다. 일반적으로 스위칭전원에서 전원의 역률을 개선하기 위한 회로방식은 승압형 컨버터(Boost type converter)를 기본회로로 하고 있다. 기존의 스위칭전원의 정류부분 대신 승압형 컨버터를 이용한 역률개선회로로 대치하는 방법과, 기존의 컨버터 부분에 역률을 개선시키는 회로로 바꾸는 방법이 있는데 전자는 Two stage 역률개선회로라고 하며, 후자는 Single stage 역률개선회로라고 편의상 구분한다.



(a) 커패시터 입력형 정류회로



(b) 입력전류와 입력전압 파형



(c) 입력전류에 대한 고조파

그림 1. 커패시터 입력형 정류기의 전압, 전류 파형

4. Two Stage 역률개선회로

Two Stage 역률개선회로는 전원을 크게 두 부분으로 나눌 수가 있으며, 앞단은 기존의 스위칭 전원부의 정류부분에 해당하며 기존의 큰 용량의 커패시터 대신 승압형 컨버터를 기본회로로 하는 역률개선회로가 추가되어 있다. 다음단은 기존 스위칭전원의 DC-DC 변환부이며, 용도와 용량에 의해 회로방식을 정할 수 있고, 경우에 따라서 분산형의 전원형태로 설계 될 수도 있다. 이 경우 추가되는 역률개선회로는 그 제어방법에 따라 크게 전류 불연속모드 제어 및 전류 연속모드 제어로 나눌 수가 있으며 구체적 내용은 다음과 같다.

4.1 전류 불연속모드 제어 방식

먼저 전류불연속모드인 경우, 고정주파수에서 역률을 제어하는 방법에 대해 알아보기 위해 그림 2에 회로의 개념도와 전류 파형을 나타내었다. 이 경우 컨버터의 입력전압은 앞단의 정류부에서 전파 정류된 전압이 인가되고, 출력전압은 비교적 안정된 직류전압이며, 스위치는 일정한 스위칭주파수에서 제어된다. 출력전압을 안정화하기 위해 시비율로 스위치가 제어되며, 인덕터에 흐르는 전류의 최대치는 다음과 같이 계산된다.

$$i_{in(pk)}^{rec} = \frac{v_{in}^{rec}}{L_F} t_{on} = \frac{V_{in}|\sin\omega t|}{L_F} t_{on} \qquad (2)$$

만약 정상상태에서 스위치의 온 시간이 시간에 따라 크게 변하지 않는다면 t_{on} 은 일정한 상수로 근사 시킬 수가 있고, 이때의 입력전류의 최대치는 입력전압과 주기가 같고 크기가 비례하는 형태이며, 결국 인덕터전류의 평균치는 전압과 동상이다. 따라서 컨버터는 높은 역률을 낼 수가 있으며 그만큼의 고조파성분도 저감시킬 수가 있다.

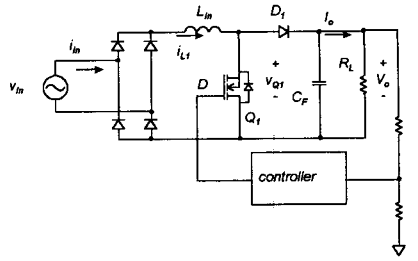
가변주파수에서 동작하는 전류불연속모드의 제어방법에서도 기본적인 동작원리는 같다. 그림 3에 제어 개념도와 인덕터전류가 나타나 있다. 이 경우 인덕터의 전류는 전류의 연속과 불연속의 경계면에서 동작하며 고정주파수제어와는 달리 전류가 영이 되었는가를 판단하는 영전류 검출회로가 추가되어 있다. 이렇게 함으로써 고정주파수 방식보다는 인덕터전류의 최대 값의 크기를 줄일 수가 있으며 스위치의 전류스트레스를 저감시킬 있다. 그러나 역률개선회로의 다음 단에 존재하는 직류-직류 변환부의 스위칭주파수와 동기화가 곤란하기 때문에 실제 적용에 제한이 따르며 EMI에 대한 대역폭이 넓어지게 된다. 일반적으로 인덕터전류를 불연속모드에서 동작하게 되면 전원의 입력단에 삼각 파형의 전류를 평균하기 위한 필터의 크기가 커지게 되는 단점이 있다. 전류불연속모드에서 동작 시 또 하나의 장점은 스위칭 시 언제나 영전류 스위칭을 하기 때문에 스위칭손실을 줄일 수가 있다는 것과 다이오드의 역회복 특성에 의한 손실을 저감시킬 수 있다는 것이다.

4.2 전류 연속모드 제어 방식

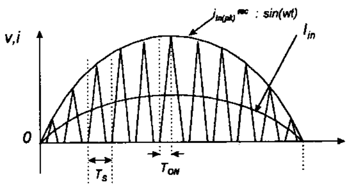
전류연속모드에서의 동작시 스위칭전원의 입력필터의 부담이 줄어들고, 전류의 RMS 값이 작다는 특징이 있다. 전류연속모드의 개념도가 그림 4에 나타나 있다. 승압형 컨버터의 출력전압은 입력전압보다 항상 높기 때문에 비교적 작은 용량의 커패시터가 필요하고 제어부분은 컨버터의 출력전압과 전파정류 된 입력전압, 인덕터의 전류를 입력으로 하고 있으며 컨버터의 스위치에 시비율을 조절하기 위한 한 개의 출력으로 구성되어 있다. 그 제어 성능을 구체적으로 실현하기 위한 방법 중의 하나가 그림 5에 나타나 있다. 이 방법은 최대치전류제어방식(Peak current control)로 알려져 있으며 그 제어 원리는 다음과 같다. 우선 제어부분 내에 존재하는 세 개 입력의 비교기는 다음과 같은 식의 특성을 나타낸다고 볼 수가 있다.

$$R_i i_{L(pk)} + S_e t_{on} = \frac{V_{in}^{rec}}{K_{in}} V_{EA} \qquad (3)$$

이때 V_{EA}는 출력전압을 안정시키기 위한 기준전압과의 편차전압이며, Se는 일정한 스위칭주파수에서 동작시키기 위해 제어기 내부에서 발생시키는 삼각파의 최대전압이다. 위의 식은 온 시간이 전체 값에 비해 작다고 하면 다음 식

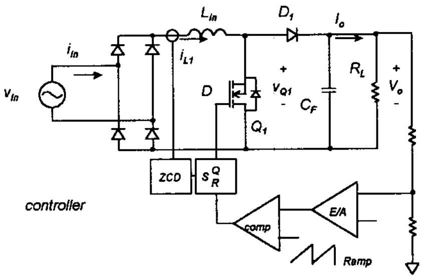


(a) 전체회로의 개념도

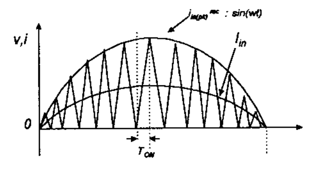


(b) 인덕터에 흐르는 전류의 파형

그림 2. 고정주파수에서 동작하는 전류불연속모드제어



(a) 전체회로의 개념도



(b) 인덕터에 흐르는 전류의 파형

그림 3. 가변주파수동작 전류불연속모드제어

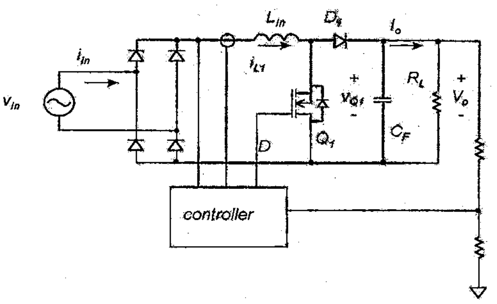
으로 근사 시킬 수가 있다.

$$i_{L(pk)} = \frac{V_{EA}}{K_{in}R_i} V_{in}|\sin\omega_L t| \qquad (4)$$

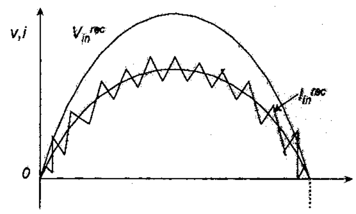
위의 식으로부터 오차증폭기의 출력전압 V_{EA}가 정상상태에서 일정하다고 하면 인덕터전류의 최대값은 입력전압과 동상이며 정현파형태의 값을 갖는다는 것을 알 수가 있다. 이와 유사한 방법으로 평균전류제어방법 (Average current control)이 있는데, 최대치 전류제어방식의 제어기 내부의 비교기 입력단에 오차증폭기를 설치, 주파수보상이 가능하게 함으로써 전류의 추종을 정밀하게 할 수가 있다.

다음으로는 가변 히스테리시스 제어법 (Variable hysteresis contol)에 대해 설명한다. 제어 개념도와 인덕터전류의 파형이 그림 6에 나타나 있다. 제어부분은 3개의 입력과 시비율

조절을 위한 1개의 출력으로 구성되어있다. 즉 3개의 입력은 컨버터입력전압, 인덕터 전류, 출력전압이다. 우선 출력전압을 안정화시키기 위해 제어기내부의 오차증폭기의 기준전압과 비교한 오차전압으로부터 컨버터의 전파 정류된 전압을 곱해 내부 기준전류를 발생시킨다. 그 기준전류는 인덕터의 전류와 비교해가면서 기준전류의 상한치와 하한치를 만나면 스위치의 온, 오프 상태가 바뀌게 되며 결국 인덕터전류의 평균치는 기준전류와 같아지고 상한치와 하한치의 차가 작을수록 스위칭주파수는 높아지지만 정밀한 역률제어가 가능하다.

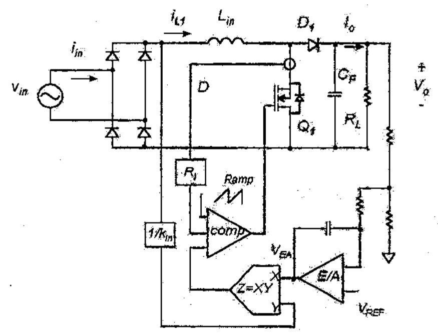


(a) 전체회로의 개념도

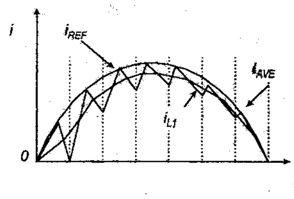


(b) 인덕터에 흐르는 전류의 파형

그림 4. 전류연속모드

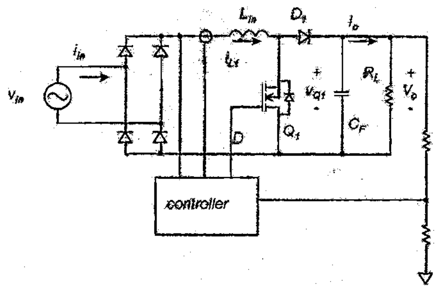


(a) 전체회로의 개념도

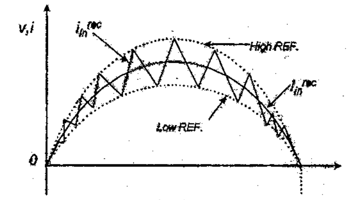


(b) 인덕터에 흐르는 전류의 파형

그림 5. 최대치 전류제어방식



(a) 전체 회로의 개념도



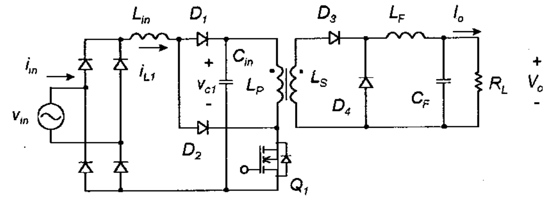
(b) 인덕터에 흐르는 전류의 파형

그림 6. 가변 히스테리시스 전류제어방식

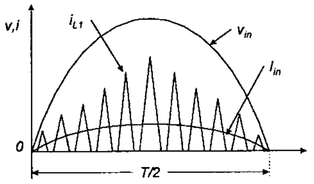
6. Single Stage 역률개선회로

Two stage 역률개선회로는 넓은 입력전압 범위 내에서 높은 역률을 유지할 수 있는 반면 컨버터회로가 두 개 직렬 연결된 형태의 회로방식이기 때문에 회로가 복잡하고 효율이 저하되며, 저가격의 전원회로방식에는 적합하지 않다. 비교적 소용량인 경우 전원의 생산단가가 회로방식과 직접적인 관계가 있고, 용량이 작은 경우 고조파규제도 또한 비례하여 규제치가 작아지기 때문에 높은 역률로 개선시킬 필요가 없다. 따라서 역률개선 컨버터를 설치하지 못하는 경우에 대응할 만한 역률개선 회로방식이 요구되어 왔고, 그 동안 여러 회로 방식이 제안 및 적용되었었다. 그 중 대표적인 회로방식에 대해 동향을 살펴본다.

Single stage 역률개선회로의 장점은 기존 회로에 몇 개의 부품을 추가하여 역률개선을 수행하는 것으로써, 그중 가장 대표적인 회로가 일본의 다카하시교수가 제안한 DITHER회로이다. 그림 7에 DITHER회로의 기본회로가 나타나 있다. 기본적으로 DITHER회로는 승압형 컨버터와 포워드 컨버터를 결합한 형태이며 각각의 스위치를 하나의 스위치로 대치한 형태이다. 그림의 파형에서 알 수 있는 것처럼 입력단의 인덕터전류가 불연속인 조건에서 동작하도록 설계되어 있다면, 앞 절에서 설명한 원리대로 컨버터의 입력 단의 전압, 전류의 위상이 같고 크기가 틀린 즉, 고역률의 동작이 가능하다. DITHER회로가 원리적으로는 고역률, 저고조파의 특징을 갖고 있음에도 불구하고, 실제로는 몇 가지 단점을 갖고있는데, 그 중 하나가 변압기의 입력단의 커패시터에 높은 전압이 걸린다는 것이다. 이때 걸리는 전압은 컨버터의 출력전류에 반비례하는데 낮은 출력전류인 경우 최대 입력전압의 7, 8배까지도 걸릴 수가 있다. 때문에 높은 내압의 커패시터가 필요하고, 결국 가격상승과

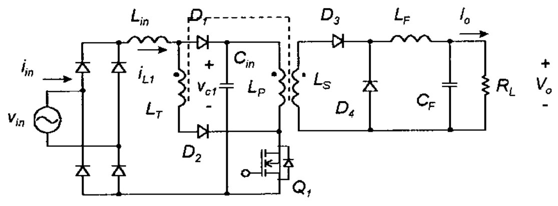


(a) 기본회로

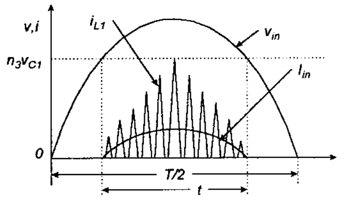


(c) 전압 및 전류파형

그림 7. DITHER 컨버터 회로

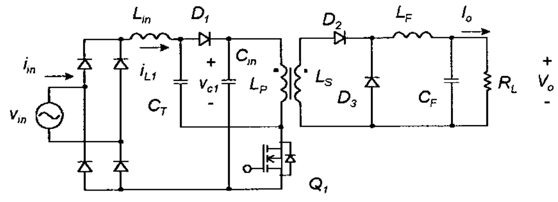


(a) 기본회로

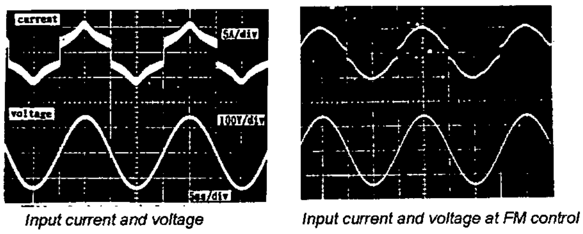


(c) 전압 및 전류파형

그림 8. 개량된 DITHER식 컨버터 회로



(a) 기본회로



(b) 전압 및 전류 파형

그림 9. DITHER 변형 회로 및 파형

부피에 불이익을 주게된다. 이러한 단점을 개선하기 위해 그림 8에서와 같이 개량된 DITHER 회로가 제안되었다. 이 경우 입력 인덕터에서 스위치로 연결되는 경로에 변압기의 권선을 추가하여 변압기의 전압이 걸리도록 되어 있다. 그림의 파형에서도 나타나 있듯이 인덕터의 전류는 입력전압과 커패시터 전압의 차이가 생기는 구간에서 만 전류가 흐르고 있으며, 이로 인하여 낮은 출력전류에서는 DITHER회로에서와 같이 높은 전압이 걸리지 않는다.

또 다른 회로방식으로서는 그림 9의 커패시터 바이패스형 회로가 제안되었다. 이 회로는 그림 7의 DITHER회로 내부의 다이오드 D_2 대신 커패시터 C_T로 바꾼 것이다. 정상상태에서 포워드 컨버터의 출력전압이 일정하면 출력전류도 일정할 것이고 전류가 연속이라면 컨버터의 시비율도 일정해야 하지만 승압형 컨버터의 입력전류를 정현파형태로 하기 위해서는 입력전압에 상응하는 시비율로 변화시키지 않으면 안 된다. 이 입력전압에 대응하는 시비율로 변화시켜주는 역할을 커패시터 C_T가 수행한다. 입력전압이 높아지면 커패시터의 충전이 빨라지고 전원의 단락시간을 짧게 함으로써 승압형 컨버터의 시비율 제어를 행한다. 이 회로의 단점은 포워드 컨버터의 출력전류가 작아지면 스위치의 시비율이 거의 일정하기 때문에 승압형 컨버터의 전압이 상승한다는 것과 커패시터의 전압을 변압기의 여자전류로 반전시키기 위해 커다란 여자전류가 필요하다는 것이다.

8. 맺음말

스위칭전원을 이용한 역률 개선 회로의 목적은 기본적으로 스위칭전원 시스템의 고조파 규제를 만족시키면서 상품성(제조원가, 부피, 중량, 신뢰성 등)을 손상시키지 않는 것과 현재보다 전력손실을 더욱 작게 하여, 역률을 제어하는 대책 기술이 현재 상태에서 가장 중요한 과제이며 앞으로 해결해야 할 문제이기도하다. 최근에는 새로운 방식의 고조파 대책 기술이 다수 발표되고 있으며 특히 고조파 관련 및 역률 개선 관계의 특허 출원이 급증하고 있는 추세이다. 전원의 특징에 맞는 역률 개선 회로를 발전시켜 실용화하는 것이 바람직하다고 판단된다.

참고문헌

[1] I. Takahashi and R. Y. Igarashi, "Switching power supply of 99% power factor by dither rectifier," International Telecommunication Energy Conference Proceedings, 1991, pp. 714-719.

[2] J. Qian, F. C. Lee and T Yamauchi,"Current source charge pump high power factor electronic ballast," IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1997, pp. 66-72.

[3] H. Watanabe, Y. Kobayashi and Y. Sekine, "The

suppressing harmonic currents, MS (Magnetic-switch) power supply," IEEE International Telecommunications Energy Conference, 1995, pp. 783-790.

[4] J. Qian, F C. Lee, "High efficient single-stage single-switch high power factor AC/DC converter with universal line input," IEEE Applied Power Electronics Conference, 1997, pp, 281-287.

[5] L. Huber and M. M. Jovanovic, "Single-stage single-switch isolated power supply technique with input current shaping and fast output-voltage regulation for universal input voltage range applications," IEEE Applied Power Electronics Conference, 1997, pp. 272-280.

[6] W. Tang Y. Jiang, G. C. Hua, Fred C. Lee and I. Cohen, "Power factor correction with flyback converter employing charge control," IEEE Applied Power electronics Conference, 1993, pp. 293-298.

[7] M. H. Kheraluwala, R. L. Steigenvald and R. Gurumoorthy, "Fast response high power factor converter with a single power stage," IEEE Power Electronics Specialists Conference 91, pp. 769-779.

[8] M. Brkovic and S. Cuk, "Novel single stage AC-DC converters with magnetic amplifiers and high power factor," IEEE Applied Power Electronics Conference, 1995, pp. 447-453.

[9] R. Redl, L. Balogh, "Design consideration for single stage isolated power factor corrected power supplies with fast regulation of the output voltage," IEEE Applied Power Electronics Conference, 1995, pp. 454-458.

[10] R. Redl, L. Balogh and nathan. Sokal, "new family of single stage isolated power factor corrector with fast regulation of the output voltage," IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1994, pp. 1137-1144.

[11] M. Deniele, P. Jain, and G. Joos, "A single stage single switch power factor corrected AC/DC converter," IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996, pp. 216-217.

[12] 기술조사보고,"SMPS 기술현황" 제11호, 대한전기학회, 1997년 1월.

저 자 소 개

안태영(安泰榮)

1961년 3월 25일생. 1984년 한양대 전자공학과 졸업. 1990년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 일본 九州大 전자공학과 졸업(공박). 1995년 삼성전자 마이크로사업부 전력전자 선임연구원. 1997년-현재 청주대 전·정·반공학부 전임강사.