

단상 full-bridge PWM AC/DC 콘버터의 입력 역율개선

김현수^o, 박성준^{*}, 변영복^{**}, 김광태^{***}, 권순재^{****}, 김철우^{*}
^o부산대 ^{**}전기연구소 ^{***}부산전문대 ^{****}부산공업대

Improvement of input power factor on single phase full-bridge PWM AC/DC Converter

Hyun-Soo Kim^o · Sung-Jun Park^{*} · Young-Bok Byun^{**} · Kwang-Tae Kim^{***}
 · Soon-Jae Kwon^{****} · Cheul-U Kim^{*}

^opusan national univ. ^{**}KERI ^{***}pusan college ^{****}pusan national univ. of industry

Abstract : Many new electronic products are required to have a unly power factor and a distortion free Input current waveform.

In this parer, a high performance single phase AC/DC converter with input power factor correction is proposed. And each parameters are determined. Proposed control strategy has many advantages which include two quadrants operation, simplified control circuit, high performance features and continuous input current. The experimental results are included to verify the validity of this approach.

1. 서론

전력변환장치의 입력역율을 개선하기 위하여 교류입력측과 직류출력측에는 큰 용량의 L, C를 필요로 하게 되고 이로인한 전력변환장치의 부피가 커져 경제성이 낮아진다. 이를 극복하기 위한 AC/DC 콘버터의 고역율 제어방식은 80년대초 Schlecht씨가 제안한 전류와 전압의 귀환루프를 통한 다이내믹 제어기의 구성에 대한 연구로 시작되었다.[2] 이후 AC/DC boost형 콘버터의 연구는 피크전류모드[3], 평균전류모드[4], 가변밴드폭제어[5]에 의한 입력역율 개선방식이 활발히 연구되어 왔다. 그러나 이러한 방식들은 저주파 발전과 같은 제어의 불안정성을 보상하기 위해 외부에 램프신호를 사용하거나(전류 불연속 구간) 가변주파수로 동작하는 단점이 있다.

본 연구에서는 full-bridge 콘버터에서 직류전압이 가변되더라도 입력전류는 전압과 동상에 가까운 정현파가 되는 콘버터의 제어방식을 제시하고 회로의 각 파라메타를 산정하기 위한 관계식을 도출하였다. 또한 송압용 reactor의 새로운 제어변수를 도입함으로써 PI제어기의 사용이 용이하며 제어변수값의 극성에 따라 2상한 동작이 가능하게 되었다. 제안된 방식의 타당성은 실험을 통해 입증하였다.

2. 단상 BOOST 콘버터의 역율개선

그림 1은 단상 full-bridge PWM 콘버터의 주회로로써 송압에 필요한 인덕터, 평활용 커패시터, 스위칭소자 Q₁~Q₄로 구성되어 있다. 스위칭소자들은 양방향 전력전달이 가능하도록 다이오드가 역병렬로 연결된 IGBT 전력용 반도체로 구성되어 있다. v_s는 전원전압이고, 주전원과 콘버터 사이의 인덕터 L은 변압기의 누설성분을 포함한 등가 인덕턴스값이다.

저항 R은 인덕터권선저항과 스위칭손실저항을 포함한 값이다. v_{sw}는 Q₁~Q₄의 온, 오프에 따라 그림 2와 같이 3가지 등가회로로 표현된다. 즉 v_{sw}는 각 스위치를 제어함에 따라 0, +v_o, -v_o를 얻을 수 있다.

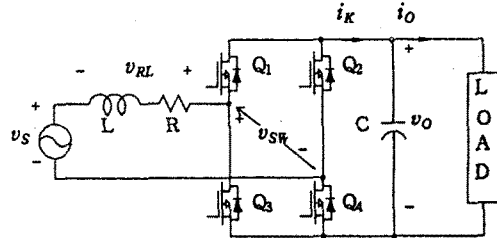


그림 1 역율개선회로의 구성
 Fig. 1 Power factor correction circuit

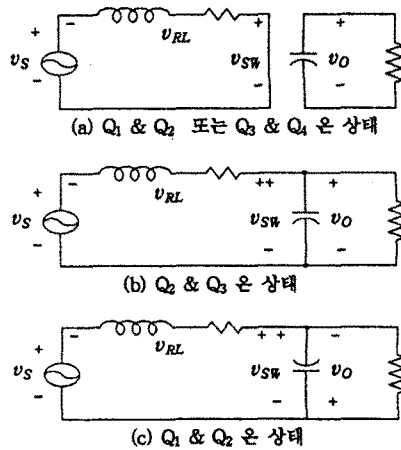


그림 2 각 상태에 따른 등가회로
 Fig. 2 Equivalent circuits of each states

본 연구에서 v_{sw}가 0이 되는 스위칭 조건은 Q₁,Q₂가 온 될 때와 Q₃,Q₄가 온 되는 두 조건 중에서 전자를 택하여 제어하였

다. 스위칭주기 T동안 원하는 v_{SW} 를 얻기위한 스위치의 선택은 다음과 같다.

만약 $v_{SW} = \text{正}$ 이면 Q_1, Q_4 와 Q_1, Q_2 선택
 만약 $v_{SW} = \text{負}$ 이면 Q_2, Q_3 와 Q_1, Q_2 선택

원하는 v_{SW} 의 극성에 따라 Q_2, Q_3 또는 Q_1, Q_4 를 선택하고, v_{SW} 의 크기에 따라 선택된 Q_2, Q_3 또는 Q_1, Q_4 의 온시간(d)을 적당히 선택함으로써 순시 v_{SW} 를 제어할 수 있다. 시비율 d 의 길이는 v_{SW} 의 크기에 의해 결정된다. 따라서 Q_2, Q_3 또는 Q_1, Q_4 의 온시간(d)을 시비율값으로 두면 Q_1, Q_2 의 온시간은 $1-d$ 로 주어지므로 순시 v_{SW} 의 크기는 평균 전압법에 의해 식(1)과 같이 표현된다. 식(1)로부터 d 를 구하면 식(2)과 같으며 v_{SW} 에 따라 시비율을 순시적으로 식(2)와 같이 가변함으로써 원하는 순시전압을 얻을 수 있다.

$$|v_{SW}| = |v_S + v_{RL}| = v_o d \quad (1)$$

$$d = \frac{|v_{SW}|}{v_o} = \frac{|v_S + v_{RL}|}{v_o} \quad (2)$$

식(2)에서 시비율 d 가 1을 초과하지 않는 안정된 제어를 위해서는 콘버터의 출력 DC전압이 v_S 와 v_{RL} 전압의 순시치 합에 절대치 보다 항상 커야 한다.

전압 v_{SW} 를 식(2)에 의해 순시적으로 제어할 수 있다면 단위역율을 구현하기 위한 v_S, v_{RL}, v_{SW} 의 페이저 관계는 그림 3과 같이 나타낼 수 있다. 입력전압과 전류가 동위상으로 제어되기 위해서는 v_{RL} 의 전압이 입력전압 보다 δ° 만큼 앞서게 제어해야 한다. 그림 3에서 나타나는 바와 같이 입력전압과 전류가 동위상으로 제어되기 위한 v_{SW} 의 페이저는 직선 A상에서 움직여야 하며 직선은 식(3)과 같이 주어진다.

$$y = \frac{\omega L}{R}(x - v_S) \quad (3)$$

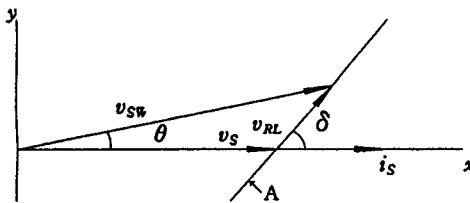


그림 3 페이저도
 Fig. 3 Phasor diagram

단위역율을 위한 v_{SW} 의 페이저도는 허수축값(y)만 정해지면 실수축값(x)은 중속되므로 허수축의 함수로 표현될 수 있고 이는 식(4)와 같다. 이와 같이 콘버터의 v_{SW} 를 제어하기 위한 변수(y)를 도입함으로써, y 값의 결과가 정이면 부하영역이 되고 부하영역이 결정되므로 제어의 간략성을 기할 수 있다.

$$v_{RL} = \sqrt{\left(-\frac{R^2}{\omega^2 L^2} + 1\right) y^2 + v_S^2} \angle \theta \quad (4)$$

$$\text{단 } \theta = \tan^{-1}\left(\frac{y}{\frac{R}{\omega L} y + v_S}\right)$$

3. 파라메타 산정

3상 콘버터와는 달리 단상 고역을 콘버터의 순시입력전력은 전원주파수의 2배에 해당하는 주파수를 가지는 맥동전력이 입력되므로 출력전압에도 입력주파수의 2배에 해당하는 주파수를 가지는 맥동이 생긴다. 이 출력전압의 맥동을 억제하기 위해서는 상대적으로 큰 용량의 커패시터가 요구된다. 또한 일반적인 고역을 콘버터에서 출력전압의 맥동은 입력전류의 일그러짐에 직접적인 영향을 준다.

일반적으로 콘버터의 저항은 적은 성분이므로 파라메타 산정에서 이를 무시하면 에너지보존의 법칙에 의해 콘버터의 정격전류는 식(5)와 같다.

$$I_S = \frac{V_o^2}{V_S R_L} \quad (5)$$

단, R_L : 출력 부하저항

또한 정격전류를 흘리기 위한 V_{RL} 의 값은 식(6)과 같다.

$$V_{RL} = \omega L I_S \quad (6)$$

식(5), 식(6)로부터 L 은 식(7)과 같이 구해진다.

$$L = \frac{V_{RL} V_S R_L}{\omega V_o^2} \quad (7)$$

식(7)에서의 인덕턴스 L 은 여러변수의 함수로 나타나지만 콘버터의 입력전압, 출력의 정격 및 전압이 주어지면 V_{RL} 을 제외한 모든 변수들은 일정한 값이 된다.

입력전압의 맥동을 고려하기 위해 출력 커패시터속으로 유입되는 콘버터의 순시 입력력 에너지는 동일하기 때문에 식(8)이 성립한다.

$$i_K v_o = V_S I_S \sin^2(\omega t) \quad (8)$$

따라서 출력커패시터속으로 유입되는 전류 i_K 는 식(9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$i_K = \frac{V_S I_S}{2v_o} [1 - \cos(2\omega t)] \quad (9)$$

식(9)에서 나타나는 바와 같이 출력 커패시터속으로 유입되는 전류는 전원주파수의 2배에 해당하는 주파수성분을 가지고 있다. 출력DC전압의 맥동성분인 교류성분만 고려하면 i_K 의 교류성분은 식(10)과 같이 주어진다.

$$\tilde{i}_K = -\frac{V_S I_S}{2v_o} \cos(2\omega t) \quad (10)$$

출력전압의 교류성분에 대한 등가회로는 그림 4과 같이 나타낼 수 있다.

그림 4에서 출력전압맥동분을 구하면 식(11)과 같다.

$$\Delta V = -\frac{V_S I_S R}{2v_o \sqrt{1 + (2\omega RC)^2}} \angle -[90^\circ + \tan^{-1}(2\omega RC)] \quad (11)$$

콘버터에서 요구사항에 맞는 전압변동 ΔV 를 만족하는 출

력단 평활용 커패시터의 용량은 식(12)와 같이 주어진다.

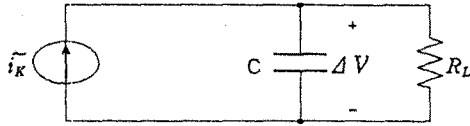


그림 4 교류성분에 대한 등가회로
Fig. 4 Equivalent circuit for AC component

$$C = \sqrt{\left(\frac{v_s I_s}{4\omega v_o \Delta V}\right)^2 - \left(\frac{1}{2\omega R}\right)^2} \quad (12)$$

식(12)에서 출력전압의 맥동은 컨버터의 부하와 커패시터의 용량의 함수임을 알 수 있다.

4. 실험결과

표 1은 본 실험에서 행한 단상 PWM AC/DC컨버터의 사양이다.

표 1 : 단상 PWM AC/DC컨버터의 정수

Table 1 : Specification of single phase PWM AC/DC converter

입력 전압 : 100 [V]	입력 주파수 : 60 [Hz]
정격출력 : 1 [kW]	정격 출력전압 : 200 [V]
인덕턴스 : 2.65[mH]	출력커패시턴스 : 450[μF]
스위칭 주파수 : 5 [kHz]	

그림 5는 입력전압과 전류파형이며, 전류파형을 기본파성분에 대해 정규화한 후 20차까지를 고조파 분석한 결과 THD는 0.12[%], PF는 98.02[%]로 양호하였다.

그림 6은 정격시의 출력전압과 컨버터에서 출력단 커패시터에 유입되는 전류파형이다. 이 때 출력전압의 맥동은 20[V]였다. 그림에서 나타나는 것 처럼 커패시터의 유입전류는 불연속이며 그 주파수는 전원 주파수의 2배가 되고 출력전압의 맥동 주파수와 동일하다.

출력전압에서 맥동의 크기에 영향을 주는 파라메타는 컨버터의 출력단 커패시터의 용량 뿐이다. 따라서 맥동성분을 줄이기 위해서는 이 커패시터의 용량을 크게 하여야 한다

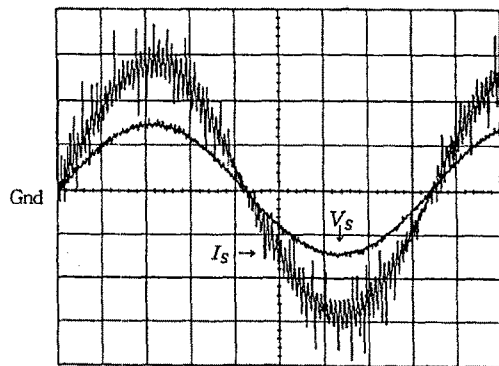


그림 5 입력전압 및 전류파형
Fig. 5 Input voltage and current

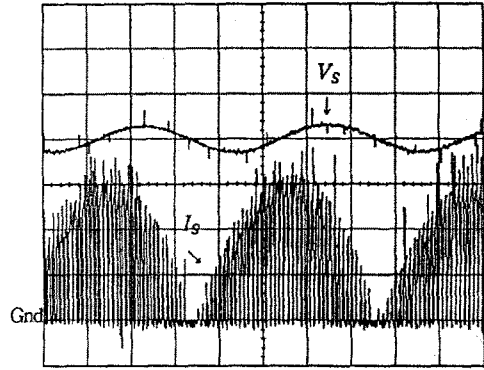


그림 6 출력전압 및 커패시터 유입전류파형
Fig. 6 Output voltage and capacitor input current waves

5. 결론

고주파 전원장치에 있어 2상한 동작이 가능한 full-bridge 컨버터에 의해 출력전압조정과 동시에 입력전류가 상전압과 동상에 가까운 정현파가 되도록 하기 위한 컨버터의 제어 방식을 제안하였다. 또한 그 설계에 있어 제어조건에 의한 인덕턴스값과 출력전압의 변동에 대한 출력전압 평활용 커패시턴스값을 구하는 식을 도출하였다.

참고문헌

- [1] D.D.Shipp, "Harmonic analysis and supression for electrical systems supplying power converters and other nonlinear loads," Trans.on IEEE, IA-15, no.5, pp.1-6, 1972
- [2] C.Zhou and M.M.Jovanovic "Design Trade-Ofs Continuous Current Mode Controlled Boost Power-Factor Correction Circuits", VPEC'92 pp57-67, 1992
- [3] W.Tang, F.C.Lee and R.B.Ridley, "Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control", Applied Power Electronics Conference Proceeding, pp.747-755, 1992
- [4] James B. Williams, "Design of Feedback Loop in Unity Power Factor AC to DC Converter", PESC'89, pp.959-967, 1989
- [5] Chen Zhou, Raymond B.Ridley, and Fred C.Lee, "Design and Analysis of A Hysteretic Boost Power Factor Correction CTR2ircuit", PESC'90, pp.800-807, 1990
- [6] Kalyan K.Sen Alexander E.Emanuel, "Unity Power Factor Single phase Power Conditioning", PESC'87, pp.516-524, 1987