

Common Arm을 이용한 새로운 고성능 단상 전압조정기에 관한 연구

論 文
48B-7-4

A Novel, High-performance Single-phase Voltage Regulator Using Common Arm

朴 晟 濬* · 朴 漢 雄** · 宋 達 燮*** · 李 萬 炯§ · 金 喆 禹§§
(Sung-Jun Park · Han-Woong Park · Dal-Sub Song · Man-Hyung Lee · Cheul-U Kim)

Abstract - This paper presents the novel low-cost high-performance single-phase voltage regulator which has common arm between the AC/DC and DC/AC power converters and adopts appropriate switching strategy, resulting in the reduction of the number of switching devices. Moreover, by introducing the method to replace the conventional AC condenser in filter circuit with the new low-cost type using two DC condenser, the whole voltage regulator system can be more compact, simpler and less expensive than conventional ones. The fully digital controller is designed using high speed DSP, and the proposed system is validated through the experimental results.

Key Words : low-cost, single-phase voltage regulator, common arm, DC condenser, fully digital controller

1. 서 론

산업발달과 더불어 인간생활의 질적 향상을 위한 HA기기 및 FA기기 등 다양한 장치들의 보급이 확대되고 있다. 이러한 장비들은 전동기를 포함하고 있는 것이 대부분이며, 내부의 직류전원으로는 일반적으로 다이오드를 이용한 정류기를 주로 사용하여 왔다. 다이오드 정류방식의 컨버터를 이용하여 원하는 직류전압을 얻기 위해서는 입력단에 변압기를 사용하는 것이 보통이다. 그러나 이 방식의 경우, 컨버터의 교류 입력전류의 도통각이 협소해져 펄스형태가 되거나, 전류상승 억제용 필터로 인해 입력전압에 대한 입력전류의 위상지연이 발생하게 된다. 이로 인하여 입력전류의 고조파성분이 커지고, 변압기의 이용률과 전원의 역률을 감소시키며, 전력손실이 증가하게 된다[1]. 더구나 전원측에 저차의 고조파전류가 흐르게 되어 전력계통에 장애를 발생시킨다[1-3]. 또한 이러한 장비는 다양한 크기의 입력전압을 필요로 하고 있다.

따라서 적절한 크기의 전원을 공급하여 역률을 개선하면서 출력전압을 가변시킬 수 있게 하기 위해 AC/DC/AC의 전력변환 과정을 거치는 방법을 적용시키는 것이 주류를 이루고 있다. AC/DC/AC 전력변환기는 에너지절감을 고려하여 전원의 역률을 개선시킬 수 있고 회생운전이 가능한 컨버터가 필수적으로 요망되므로, 입력측의 단위 역률화와 입력전류의 정현화가 실용화의 중요한 요인이 된다. 따라서 직류측 부하에 관계없이 교류 입력측을 단위 역률화하면서 입력전류의 고조파를 감소시키는 물론 부하변동에 대한 동특성을 개선시키기 위한

PWM 제어기술에 큰 관심이 모아지고 있다[4,5]. 나아가 전력 변환기의 크기 및 전력소자의 수를 줄이는 한 방법으로 UPS 시스템에 콘버터부와 인버터부를 Half-Bridge방식을 사용하고 높은 축전지 전압의 부담을 해소하기 위해 승감압 초퍼를 적절히 사용한 방식이 발표되었다.[6] 이와 같이 콘버터와 인버터에 사용되고 있는 전력소자의 수를 감소시키는 것과 필터회로의 크기와 가격을 줄일 수 있는 방안도 주된 연구대상이 되고 있다. 따라서 본 연구에서는 AC/DC 및 DC/AC 전력변환기의 소자를 공통으로 사용하는 새로운 형태의 단상 전압조정기 회로를 제안하고, 제안된 전력회로에 적절한 스위칭기법을 사용함으로써 스위칭소자의 수를 줄일 수 있는 한 방법을 제시하였다. 또한 DC콘덴서 2개를 이용하여 저가형 AC콘덴서로 사용할 수 있는 방법을 제시함으로써 기존의 전력변환 회로의 소형화, 간략화, 저가화를 도모하였다. 이를 실현하기 위해서 고속의 DSP 소자를 이용하여 전체 제어장치를 디지털화하여 제작하였으며, 실험을 통하여 제안된 방식의 타당성을 입증하였다.

2. 고역률 전력변환기

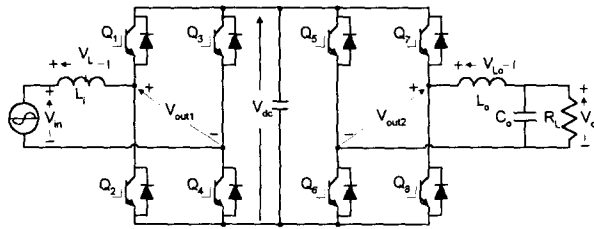
2.1 제안된 전력변환기

그림 1(a)는 기존의 AC/DC/AC 전력변환기를 나타내며, 그림 1(b)는 제안된 AC/DC /AC 전력변환기를 나타내고 있다. 기존의 고역률 전력변환기에서는 컨버터부를 구성하기 위한 4개의 전력소자와 인버터부를 구성하기 위한 4개의 전력소자가 필요하여 총 8개의 전력소자가 요구된다. 그러나 제안된 전력변환기에서 한 개의 암(arm), 예를 들어 Q_3, Q_4 스위치의 암을 컨버터와 인버터의 공통 암으로 사용함으로써 기존의 8개의 전력소자를 사용하는 방식보다 2개의 스위칭소자의 저감을 이룰 수 있다.

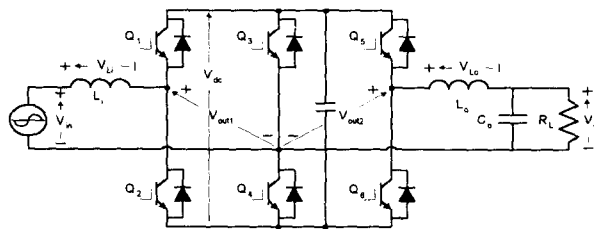
기존의 전력변환기는 공통으로 사용하는 암이 없어 컨버터부와 인버터부의 전력스위치 신호가 독립적으로 제어가능하나, 제안된 전력변환기는 한 개의 암을 공통으로 사용함으로써 컨버터부와 인버터부의 전력스위치 신호는 상호 연계하여

* 準 會 員 : 巨濟大 電氣科 助教授 · 工博
** 正 會 員 : 海軍士官學校 電氣科 助教授 · 工博
*** 正 會 員 : 東義工業大 電氣科 教授
§ 正 會 員 : 釜山大 機械工學部 教授 · 工博
§§ 正 會 員 : 釜山大 電氣電子通信工學部 教授 · 工博
接受日字 : 1998年 12月 17日
最終完了 : 1999年 5月 27日

제어하여야 한다. 제안된 전력변환기에서 공통으로 사용하는 암의 전력 스위칭소자의 신호에 의해 컨버터와 인버터에서 출력할 수 있는 전압의 극성은 결정되어 진다. 예를 들어 그림 1(b)와 같은 전력회로의 구조에서는 Q_4 가 온 되면 컨버터의 출력전압 V_{out1} 과 인버터의 출력전압 V_{out2} 는 공통으로 사용되지 않는 암의 스위치의 ON, OFF에 따라 V_{dc} 및 $-V_{dc}$ 전압은 형성할 수 있으나, V_{dc} 전압은 형성할 수가 없다. 이러한 구속조건에 의해 컨버터부와 인버터부의 출력전압 극성은 항상 일치하도록 제어하여야 한다.



(a) Conventional AC/DC/AC inverter system



(b) Proposed AC/DC/AC inverter system

그림 1. 제안된 AC/DC/AC인버터 시스템
Fig. 1. Proposed and conventional AC/DC/AC inverter system

각 암의 상단과 하단 스위치는 각각 V_{dc} 전압으로 동작하게 스위칭신호를 인가하므로 상단 스위치의 ON, OFF로서 출력전압을 결정할 수 있다. 따라서 표 1은 AC/DC/AC전력 변환기에서 각 상단 스위치의 ON, OFF에 따른 컨버터부와 인버터부의 출력을 나타내고 있다.

표 1. 각 스위치의 온, 오프에 따른 출력전압
Table 1. Output voltage according to ON and OFF state of each switches

Q_3	Q_1	Q_5	V_{out1}	V_{out2}
OFF	OFF	OFF	0	0
OFF	OFF	ON	0	V_{dc}
OFF	ON	OFF	V_{dc}	0
OFF	ON	ON	V_{dc}	V_{dc}
ON	OFF	OFF	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
ON	OFF	ON	$-V_{dc}$	0
ON	ON	OFF	0	$-V_{dc}$
ON	ON	ON	0	0

표 1에서 보는 바와 같이 각 스위치의 ON, OFF에 따라 각 전력변환기의 출력전압은 정 및 부를 출력할 수 있다. 본

연구에서 제안된 고역률 전력회로의 컨버터부와 인버터부를 제어하기 위한 스위칭방식이 그림 2에 나타나 있다. 여기서 스위치 Q_3 와 Q_4 로 구성된 암을 컨버터와 인버터의 공통암으로 사용하고 있을 때의 스위칭파형이다. 각 전력변환기에서 정의 출력전압은 그림 2의 앞단에서 보는 바와 같이 Q_4 를 ON 시킨 상태에서 다른 두 암의 상단 스위치(Q_1, Q_3)가 ON 되는 시간에 의해 형성된다. 또한 부의 전압은 그림 2의 후단에서 보는 바와 같이 Q_3 를 ON 시킨 상태에서 다른 두 암의 하단 스위치(Q_2, Q_6)가 ON 되는 시간에 의해 형성된다.

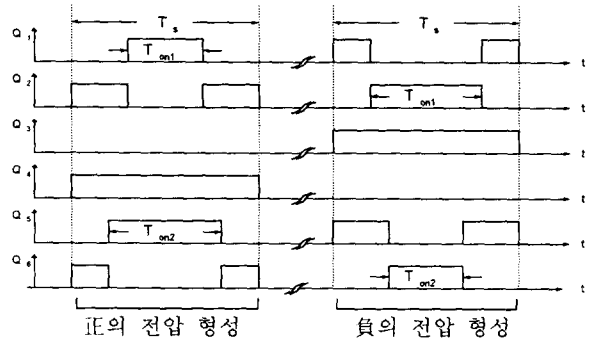


그림 2. 스위칭 패턴
Fig. 2. Switching pattern

따라서 출력전압의 극성에 따라 각 전력변환기의 상단 스위치 또는 하단 스위치에 펄스폭 변조 신호를 인가하게 된다.

2.2 컨버터의 단위역률 제어

일반적으로 다이오드 정류회로의 입력전류는 펄스상의 전류가 흐르게 된다. 또한 위상제어정류기의 입력전류 파형은 그림 3과 같다. 이때 전류의 기본파 성분과 입력전압과의 위상차가 발생하며 고조파성분을 많이 포함한 전류가 흐르게 된다. 단상회로의 경우 입력전압과 전류가 정현파일 경우 전압과 전류의 위상차 θ 에 의해 역률은 $\cos \theta$ 로 표현되지만, 정류기나 위상제어 정류기의 입력역률은 식(1)과 같이 정의된다.

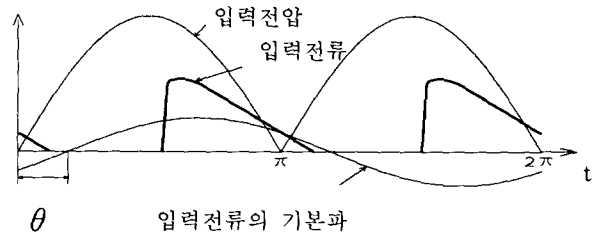


그림 3. 위상제어 정류기의 입력 전압/전류 파형
Fig. 3. Input voltage/current waveforms in the phase-controlled rectifier

펄스 형태에 의한 전류의 피크치가 크다는 것은 변압기의 이용률이 낮은 것을 의미하고, 식(1)에 의해 역률이 저하한다는 것을 알 수 있다. 그러므로 출력전압의 맥동을 줄이기 위해서는 큰 용량의 콘덴서를 사용하여 입력전류의 도통각을 넓혀야 하고, 전류의 피크치를 줄이기 위해서는 큰 용량의 인덕터를 사용해야 한다. 따라서 AC/DC 변환장치에서는 될 수 있는 한 작은 L 및 C 값을 선정하여 입력전류가 전원전압과 동상이 되도록 제어하면서 고조파성분을 줄이는 방식을 채택할 필요가 있다.

$$\text{역률} = \frac{\text{실효전력}(W)}{\text{피상전력}(VA)} \quad (1)$$

$$\text{단, 실효전력} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt$$

$$\text{피상전력} = i_{rms} \times v_{rms}$$

$$i_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt}$$

그림 1(b)의 전단부는 제안된 전력회로에서 단상 풀 브리지 형태의 PWM 컨버터에 해당한다. 부스트인덕터와 커패시터를 가지고 있으며 4개의 각 스위치소자는 양방향 전력전달이 가능하도록 다이오드가 역병렬로 연결된 IGBT 전력용 반도체로 구성되어 있다. 주 회로도에서 표시된 V_{in} 는 입력전압이고, 입력전압과 콘버터 사이의 인덕터(L)은 변압기의 누설성분을 포함한 등가 인덕턴스값이다.

제안된 전압조정기를 고역률로 제어하기 위해서 적절한 스위칭기법을 설계하여야 한다. 이를 위해, 먼저 컨버터부에서는 원하는 출력전압의 극성에 따라 한 암의 상단(Q_3) 또는 하단(Q_4) 스위치를 선택하여 ON 시키고, 다른 암의 하단(Q_2) 또는 상단(Q_1) 스위치를 ON 시키되 시비율 d 에 의해 도통시간을 제어함으로써 출력전압의 크기를 변화시킬 수 있다. 이 시비율 값과 순시 출력전압사이의 관계를 평균 전압법에 의해 도출하면 식(2)와 같다.

$$|V_{out}| = |V_{in} + V_L| = d V_{dc} \quad (2)$$

식(2)로부터 시비율을 구하면 다음 식과 같다.

$$d = \frac{|V_{out}|}{V_{dc}} = \frac{|V_{in} + V_L|}{V_{dc}} \quad (3)$$

기준 출력전압에 따라 시비율을 순시적으로 식(3)과 같이 가변시킴으로써 원하는 순시전압을 얻을 수 있다. 식(3)에서 시비율 d 가 1을 초과하지 않는 안정된 제어를 위해서는 컨버터의 출력 DC전압이 V_{in} 과 V_L 전압의 순시치 합보다 항상 커야 한다. V_{out} 의 전압을 식(3)에 의해 순시적으로 제어할 수 있다고 가정하고, 인덕터의 저항성분을 고려하여 단위역률을 구현하기 위한 V_{in} , V_{RL} , V_{out} 의 페이저 관계는 그림 4와 같이 나타낼 수 있다.

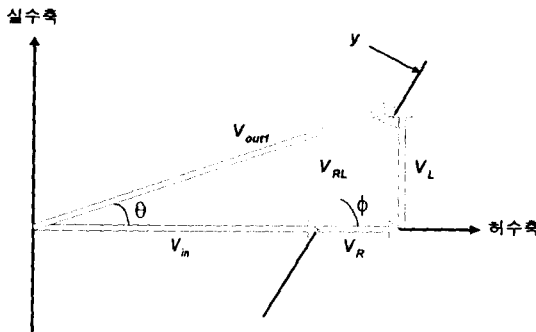


그림 4. 페이저도
Fig. 4. Phase diagram

입력전압과 전류가 동위상으로 제어되기 위해서는 V_{RL} 의 지령전압을 입력전압보다 θ 만큼 앞서게 제어되어야 한다. 만일 그림 1(b)에서 저항성분을 무시하면 V_{RL} 의 지령전압을 입력전압보다 90° 앞서게 제어되어야 한다. 그림 4에서 알 수 있듯이 입력전압

과 전류가 동위상으로 제어되기 위해서는 V_{out} 의 페이저도는 1차 직선 상에서 움직여야 하며, 그 직선은 식(4)와 같이 주어진다.

$$y = \frac{\omega L}{R}(x - V_{in}) \quad (4)$$

단위역률을 위한 V_{out} 의 페이저도는 허수축(y)만 정해지면 실수축(x)는 종속되므로 허수축의 함수로 표현하면 식(5)와 같다.

$$\sqrt{\left(\frac{R}{\omega L} + V_{in}\right)^2 + y^2} \angle \theta \quad (5)$$

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

식(5)와 같이 컨버터의 V_{out} 를 제어하기 위한 변수(y)를 도입한 결과 y 값이 \pm 이면 부하영역이 되고 \mp 이면 발전영역이 됨에 따라 제어의 간략성을 기할 수 있다.

2.3 저가형 필터로 구성된 인버터

인버터부는 그림 1(b)의 후단부에 나타난 바와 같이 펄스폭 변조를 하기 위한 전력 스위칭 부와 출력전압의 고조파성분을 제거하기 위한 필터부로 구성되어 있다.

인버터의 스위칭패턴과 출력전압과의 관계는 다른 논문에서 많이 언급되어 있으므로 본 절에서는 생략한다. 본 절에서는 인버터를 구성하고 있는 필터부 중에서 콘덴서의 구성에 대하여 언급한다.

콘덴서의 용량은 식 (6)과 같이 콘덴서를 구성하고 있는 전극의 유효단면적 S 와 전극 사이의 유전체의 유전율 ξ 에 비례하고, 두 전극 사이의 유효거리 d 에 반비례한다.

$$C = \xi \frac{S}{d} \quad (6)$$

일반적으로 콘덴서 용량을 결정하는 주 요소는 두 전극 사이의 유효거리가 된다.

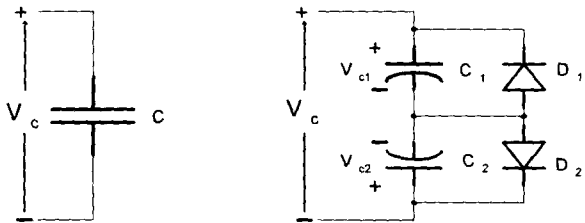
AC콘덴서의 전극은 반도체가 아닌 금속으로 구성되기 때문에 두 전극 사이에는 절연을 위한 유전체의 삽입이 필요하며 이로 인하여 전극의 유효거리가 크게 된다. 따라서 AC콘덴서는 같은 용량의 DC콘덴서에 비해 상당히 큰 체적이 필요하며 단가도 상당히 상승하게 된다. 반면에 DC콘덴서는 PN접합 반도체로 구성할 수 있으므로 전극의 유효거리를 매우 적게 할 수 있다. 따라서 작은 체적으로 큰 용량의 콘덴서를 제작할 수 있으므로, DC콘덴서의 단가는 AC콘덴서에 비해 상당히 저렴하다. 그러나 반도체로 이루어진 DC콘덴서는 단일방향으로만 전압을 인가할 수 있어 양방향으로 전압을 인가할 수 있는 AC콘덴서로 사용할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 기존의 DC콘덴서 2개를 사용하여 AC콘덴서로 이용할 수 있는 방법을 제시하여, 기존의 AC 필터회로에 사용되는 콘덴서를 소형화, 저가화하고자 한다.

그림 5(a)는 현재 산업계에서 사용되고 있는 AC콘덴서를 나타내고 있으며, 그림 5(b)는 그림 5(a)의 AC콘덴서와 같은 용량의 DC용 콘덴서 2개와 2개의 다이오드로 구성된 제안된 저가형 AC콘덴서를 나타내고 있다.

DC용 콘덴서는 한 방향의 전압만이 인가될 수 있으므로 두 개의 DC콘덴서를 사용하여 각 방향에 대한 전압을 분담

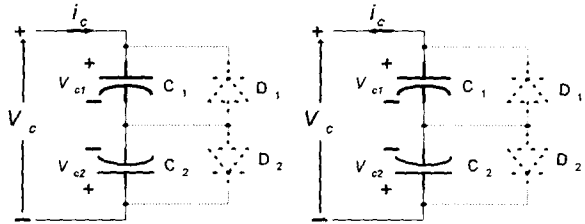
함으로써 AC콘덴서의 작용을 할 수 있다. 그러나 DC용 콘덴서가 두 극성의 전압을 분담하기 위해서는 그림 6(b)와 같이 DC용 콘덴서의 負극성을 서로 연결한 직렬형태가 된다. 이로 인하여 두 콘덴서에 흐르는 전류는 하나가 되어 두 콘덴서 중 하나의 콘덴서는 負의 전압이 되는 조건이 되어 콘덴서가 열화가 이루어져 그 수명이 현저히 감소한다. 이와 같이 콘덴서에 負의 전압이 되는 조건을 방지하기 위해서 그림 6(b)와 같이 두 콘덴서의 正극성에 다이오드의 正극성, 負극성에는 다이오드의 負극성을 서로 연결한다. 그림 5와 같은 회로에서 콘덴서 출력전압 V_c 는 두 콘덴서의 전압차로서 식(7)과 같다.

$$V_c = V_{c1} - V_{c2} \quad (7)$$

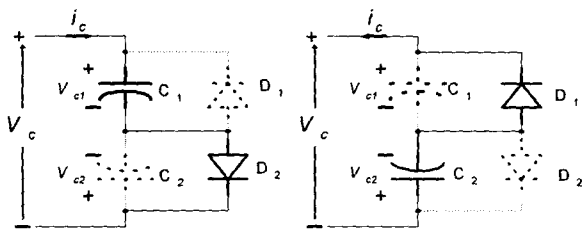


(a) Conventional AC condenser (b) Proposed AC condenser using DC condenser

그림 5. 기존의 AC콘덴서와 제안된 AC용 콘덴서
Fig. 5. Proposed and conventional AC condenser using DC condenser



(a) $i_c = (+), V_{c1} = (+), V_{c2} = (+), V_c = V_{c1} - V_{c2}$, (b) $i_c = (-), V_{c1} = (+), V_{c2} = (+), V_c = V_{c1} - V_{c2}$



(b) $i_c = (+), V_{c1} = (+), V_{c2} = 0, V_c = V_{c1}$, (d) $i_c = (-), V_{c1} = (+), V_{c2} = 0, V_c = V_{c2}$

그림 6. 각 콘덴서의 전압에 따른 전류 루프
Fig. 6. Current loop according to each condenser voltage

제안된 회로의 동작을 살펴보기 위해 우선 콘덴서에 흐르는 전류가 正이고 콘덴서에 인가되는 전압 V_c 가 正이며 콘덴서의 전압 V_{c2} 가 V_{c1} 보다 크다고 가정하자(그림 6(a)). 이 상태에서 正의 콘덴서전류로 인하여 V_{c1} 은 증가하고 V_{c2} 는 감소한다. 이러한 V_{c2} 의 전압감소가 零에 도달하면 C_2 를

통하여 흐르던 전류는 다이오드 D_2 를 통하여 흐르게 되어 그림 6(b)의 회로를 형성한다. 이 다이오드를 통한 전류로 인하여 C_2 의 전압은 역방향이 되지 않는다. 이때 이후의 출력전압 V_c 는 V_{c1} 이 된다. 다시 콘덴서 출력전압이 V_{c1} 보다 낮게 되면 콘덴서의 전류는 負가 되어 그림 6(c)의 회로를 형성한다. 이로 인하여 V_{c1} 은 감소하고 V_{c2} 는 증가한다. 감소하던 V_{c1} 이 零이 되면 C_1 으로 흐르던 전류는 다이오드 D_1 을 통하여 흐르게 되어 그림 6(d)와 같은 회로를 형성한다. 이때 이후의 출력전압 V_c 는 V_{c2} 가 된다. 다시 콘덴서 출력전압이 V_{c2} 보다 낮게 되면 콘덴서의 전류는 負가 되어 그림 6(a)의 회로를 형성한다.

3. DSP를 이용한 제어시스템 구성

본 연구에서는 AC/DC 및 DC/AC 전력변환기에서 공통으로 사용할 수 있는 전력회로를 제어하기 위해서 고속의 DSP 소자를 이용한 전 디지털 제어장치를 설계 제작하여 사용하였다. 그림 7은 DSP로 구현한 제어기의 개략도를 나타내고 있다.

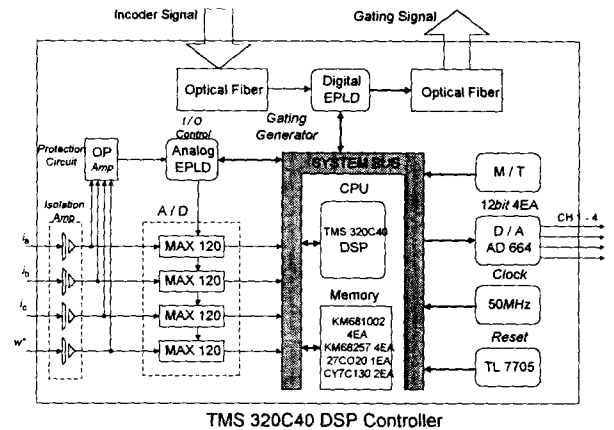


그림 7. DSP 제어기의 개략도
Fig. 7. Schematic diagram of DSP controller

TMS320C40-50은 고속의 DSP 칩이므로 연산속도를 충분히 활용하기 위해서 고속의 응답을 갖는 주변 소자들을 선정하였으며, 주회로와 제어장치 사이의 절연문제 및 스위칭잡음 문제를 해결하기 위하여 모든 외부신호와의 인터페이스는 전기적으로 절연되게 설계되었다. 모든 아날로그 입·출력기는 CPU의 명령에 따라 동작하는 I/O 제어기의 제어를 받아 동작하게 되며, I/O제어기는 아날로그 EPLD (erasable programmable logic device)를 사용하여 구현하였다.

스위칭각 제어루틴은 타이머 인터럽트에 의해 $200[\mu sec]$ 의 주기로 동작한다. 샘플링 주기마다 DSP 제어기는 전원전압, 전원전류, DC-Link전압, 출력 필드단 콘덴서전압 등을 절연센서로부터 12비트 A/D컨버터(MAX120CNG)를 통해 입력받는다. DSP 제어기는 순시적인 V_{out1} 을 발생시키기 위해 PWM에 의해 컨버터의 상전류를 제어하고, DC-Link전압은 설정된 기준전압과 검출한 DC-Link전압의 차이를 제어하여

상전류의 지령치를 만든다. 인버터의 제어는 콘덴서 출력전압의 기본파를 FFT하여 구하고, 지령전압과의 차에 의해 인버터의 변조비를 형성한다.

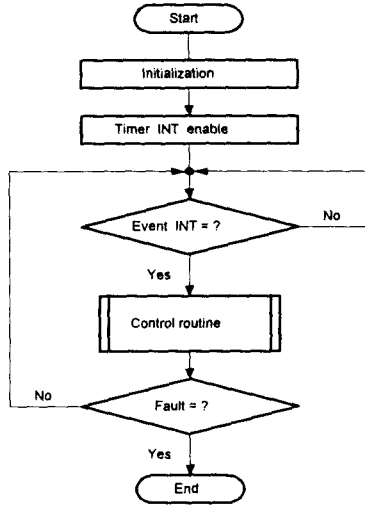


그림 8. 주프로그램의 흐름도
Fig. 8. Flowchart of main program

그림 8은 AC/DC 및 DC/AC 전력변환기 제어프로그램의 주루틴에 대한 흐름도를 나타낸다. 동작중 시스템의 과전류 및 과전압 등은 매 주기마다 점검된다. 그림 9는 스위칭 간격 마다 발생하는 인터럽트에 의해 실행되는 제어프로그램의 흐름도를 보여준다.

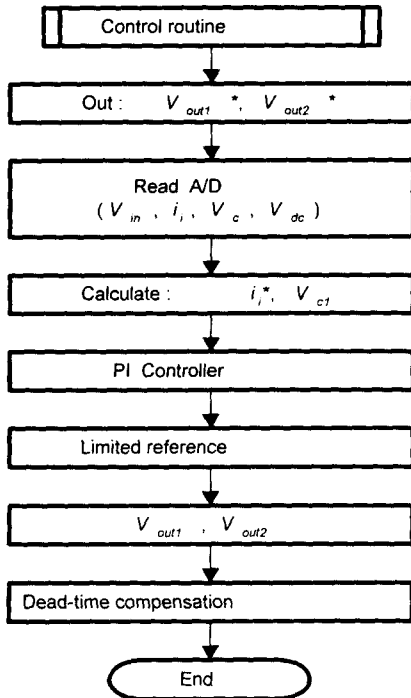


그림 9. 제어 프로그램의 흐름도
Fig. 9. Flowchart of control program

컨버터에 이용한 IGBT 구동회로는 고속 포토커플러를 이용한 회로로, 포토커플러는 커먼모드 노이즈에 대하여 강하고, 절연내압이 회로의 전압에 적합한 Toshiba사의 TLP250

을 이용하여 드라이브 회로를 그림 10과 같이 설계하였다. 그림의 자기 충전방식의 게이트앰프는 스위칭소자를 구동하기 위한 절연된 전원을 필요로 하지 않는 회로로서, 필요한 전원을 DC-Link 전압에서 충전하는 방식이 된다. 이 방식은 Floating 개념을 사용하여 S₂스위치가 도통될 때 C_g의 콘덴서는 DC-Link전원에서 충전되고, S₂스위치가 차단될 때 콘덴서 C_g의 전압은 DC-Link의 기준전위로부터 분리되어 S₁스위치를 도통시키는 전원으로 사용된다.

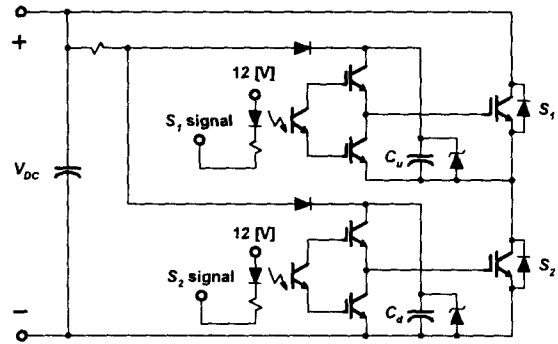


그림 10. 자기충전방식의 게이트앰프 구동회로
Fig. 10. Gate amp. drive circuit by self-charging method

4. 실험 결과

실험에 사용된 인버터 및 콘버터의 실험사양은 표 2와 같다.

표 2. 실험 사양
Table 2. Experimental conditions

입력전압	100[V], 60[Hz]
입력 인덕턴스	0.5 [mH]
출력전압	0~100 [V]
정격출력전류	10 [A]
정격 DC-Link전압	200 [V]
스위칭 주파수	5 [kHz]
출력 인덕턴스	0.5 [mH]
출력콘덴서 용량	44 [uF]
부하저항	11 [Ω]

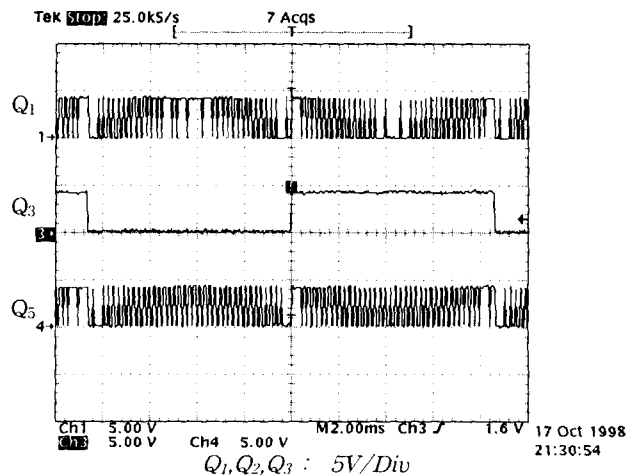
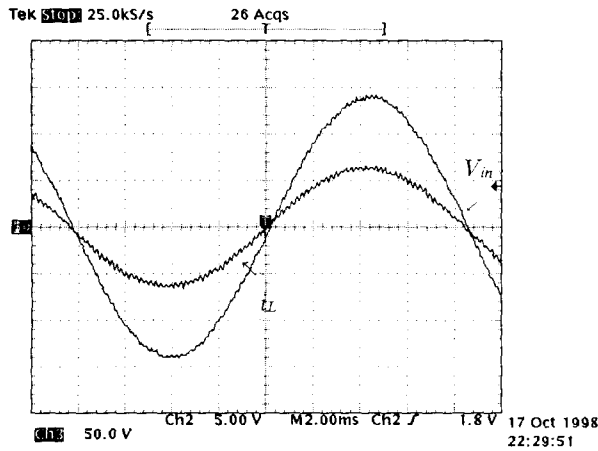


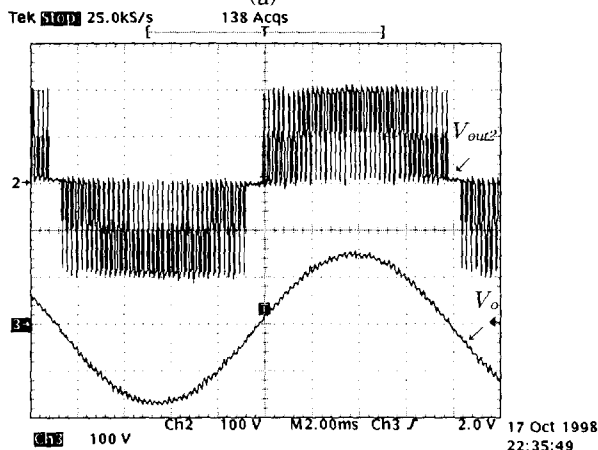
그림 11. 스위칭 패턴
Fig. 11. Switching pattern

그림 11은 컨버터부 및 인버터부의 게이트 신호를 나타내고 있다. 게이트 신호 Q_1 은 컨버터의 출력전압을 조절하기 위한 신호이며, 게이트 신호 Q_3 는 공통으로 사용하는 암의 상단 스위치에 대한 신호로서 컨버터와 인버터의 극성을 결정하기 위한 신호이며, Q_5 는 인버터의 출력전압을 조절하기 위한 신호이다.

그림 12는 표 2와 같은 운전조건에서 제안된 전력변환기의 컨버터부에서 단위역률이 됨과 인버터부에서 출력전압을 형성할 수 있음을 확인하기 위한 파형이다. 그림 12(a)에서 보는 바와 같이 입력전류(i_L)가 거의 정현파가 됨을 알 수 있으며, 입력전압과 거의 동의상이 되고 있음을 알 수 있다. 그림 12(b)는 인버터부의 출력전압과 필터단 콘덴서전압을 나타내고 있다. 그림 12의 결과로부터 제안된 전력변환기의 컨버터부와 인버터부 동작을 할 수 있었다.



$V_{in} : 50V/Div, i_L : 5A/Div$



$V_{out2} : 100V/Div, V_c : 100V/Div$

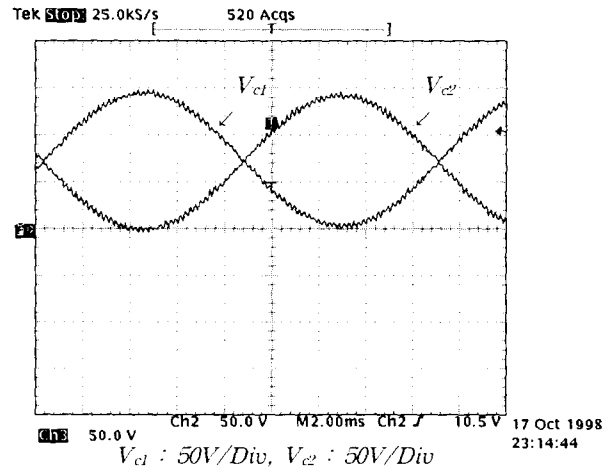
그림 12. 컨버터부의 전압, 전류파형 및 인버터부의 전압파형
(a) 전원전압 및 컨버터부의 입력전류
(b) 인버터의 출력전압 및 필터단 콘덴서 전압

Fig. 12. Waveforms of Converter and Inverter
(a) Source voltage and input current of converter
(b) Output voltage of inverter and capacitor voltage of filter

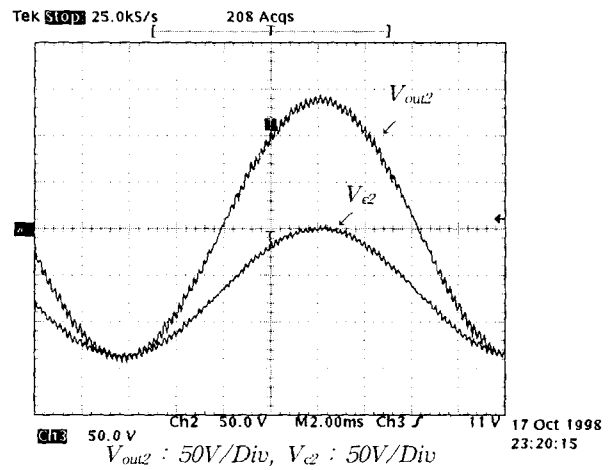
그림 13은 그림 5(b)에서 제안된 콘덴서 회로의 타당성을 확인하기 위한 전압파형이다.

그림 13(a)는 두 콘덴서의 전압을 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 두 개의 DC용 콘덴서는 한 방향의 전압만이 인가되고 있으며 각 방향에 대한 전압을 분담하여 콘덴서 출력전압 V_c 는 식 (7)과 같이 두 콘덴서의 전압차로 형성된다.

그림 13(b)는 필터단 출력전압과 V_{c1} 의 전압을 나타내고 있다. 필터단 출력전압이 부의 최대치일 때는 상단 콘덴서 전압과 일치하고 있다.



(a)



(b)

그림 13. DC 콘덴서 전압 및 필터단 출력전압

(a) 두 DC 콘덴서 전압

(b) 상단 DC 콘덴서 전압 및 필터단 출력전압

Fig. 13. Waveforms of DC capacitor voltage, output voltage
(a) Two DC capacitor voltage
(b) DC capacitor voltage Upper part Output voltage and output voltage

5. 결론

본 연구에서는 AC/DC 및 DC/AC 전력변환기에서 공통으로 사용할 수 있는 전력회로를 제안하고, 이를 고속의 DSP 소자를 이용한 전 디지털 제어장치를 설계 제작하여 실험한 결과는 다음과 같다.

- 1) 제안된 AC/DC/AC 전력변환기는 기존의 AC/DC/AC

전력변환기에 비하여 2개의 스위치 소자의 저감을 이룰 수 있다.

- 2) 컨버터의 단위역율을 제어하기 위한 변수(y)를 도입한 결과 y 값이 정이면 부하영역이 되고 부이면 발전영역이 됨에 따라 제어의 간략성을 기할 수 있다.
- 3) 컨버터부에서 입력전압, 전류파형으로 단위역율을 유지하면서 정현적인 전류파형을 얻을 수 있음을 알 수 있다.
- 4) 기존의 DC콘덴서 2개를 이용하여 AC콘덴서로 사용할 수 있는 콘덴서를 구성하므로써 기존의 AC필터회로에 대한 콘덴서의 크기 및 경제성 부담을 제거하였다.
- 5) DC-Link전압에서 충전하는 방식인 자기 충전방식의 Gate 구동회로로 인하여 Gate 구동을 위한 별도의 전원을 제거하였다.

참 고 문 헌

- [1] D. D. Shipp, "Harmonic analysis and suppression for electrical systems supplying power converters and other nonlinear loads", Trans. IEEE, IA-15, no.5, pp. 1-6, 1972.
- [2] C. Zhou and M. M. Jovanovic, "Design Trade-offs Continuous Current Mode Controlled Boost Power-Factor Correction Circuits", APEC '92, pp. 57-67, 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] J. B. Williams, "Design of Feedback Loop in Unity Power Factor AC to DC Converter", PESC '89, pp. 959-967, 1989.
- [5] C. Z. Raymond, B. Ridley and F. C. Lee, "Design and Analysis of A Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit", PESC '90, pp. 800-807, 1990.
- [6] K. Hirarch, M. Sakane, T. Matsui and M. Nakaoka "Cost-Effective Practical Developments of High-Performance and Multi-Functional UPS with New System Configurations and Their Specific Control Implementations" PESC '95, pp. 480-485, 1995.
- [7] K. K. Sen and A. E. Emanuel, "Unity Power Factor Single-phase Power Conditioning", PESC '87, pp. 516-524, 1987.

저 자 소 개



박 성 준 (朴 晟 濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 부산대 지능기계공학과 박사과정. 거제대학 전기과 조교수.

주관심분야 : 전력전자, 메카트로닉스, 제어자동화
 Tel : 0558-680-1608, Fax : 0558-681-3993
 Email : sjpark@mail.koje.ac.kr



박 한 응 (朴 漢 雄)

1959년 8월 4일생. 1983년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 해군사관학교 전기과 조교수.

Tel : 0553-549-7072, Fax : 0553-544-8459
 Email : hawpark@hanmail.net



송 달 섭 (宋 達 燮)

1965년~1972년 부산대학교 전기공학과 졸업. 1978년~1981년 부산대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년~현재 부산대학교 대학원 메카트로닉스 박사과정. 1980년~현재 : 동의공업대학 전기과 교수. 주관심분야 : 전력전자, 메카트로닉스, 자동차

Tel : 051-860-3004, Fax : 051-860-3327
 Email : essong@dip.ac.kr



이 만 형 (李 萬 炯)

1969년 및 1971년 부산대 공대 전기공학과 및 동 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1983년 미국 오리건 주립대 전기·컴퓨터공학과 졸업(공학박사). 1975년~현재 부산대 기계공학부 교수. 관심분야는 메카트로닉스, 비선형제어, 확률제어, 랜덤 프로세스 및 파라메타 추정 기법

Tel : 051-510-2331, Fax : 0558-512-9835
 Email : mahlee@hyowon.pusan.ac.kr



김 철 우 (金 喆 禹)

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대학 전자공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경대학교 전기전자공학과 객원교수. 1986년 중앙대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 부산대학교 공대 전기전자통신공학부 교수. 당학회 차문위원.

Tel : 051-510-2368, Fax : 051-510-3993
 Email : kimcu@hyowon.cc.pusan.ac.kr