

# 역률 보정을 위한 정현 컨버터의 효율개선

서재호 · 이희승  
 원광대학교 공과대학 전기공학과

## An Efficiency improvement of Sinusoidal Converter for Power Factor Correction

Seo, Jai-ho · Lee, hee-seung  
 Department of Electrical Engineering  
 Wonkwang University

Abstract - This Paper proposes a novel sinusoidal converter which improves input power factor and input current waveform without any complicated switching modulation such as a pulse width modulation or a complicated feed-back control.

It is composed of a full bridge diode, a pair of capacitors, a pair of inductors and a pair of swiching devices. The configuration and control strategy are both simple. however, the sinusoidal converter effectively reduces reactive power and hamonics included in a input line current. Excellent behavior of the proposed converter is verified by theoretical analysis and experimental results.

### 1. 서론

전자산업의 발달로 늘어난 각종 전자장치들은 중·소 용량에서 대용량 시스템에 이르기까지 대부분 교류/직류 변환시스템을 포함하고 있다. 그런데 이들 대부분의 시스템은 다이오드 브리지나 위상제어 정류기를 간단하고 가격이 저렴한 특성을 갖고있지만 직류전압의 제어가 불가능하고 막대한 양의 고조파를 함유한 피크성 전류를 전원측으로 유입시키는 단점이 있어 전원전압의 왜형을 초래하기 때문에 동일 전력 계통내의 다른 부하에 나쁜 영향을 미치게된다. 이어 등장한 위상제어 정류기는 직류전압을 가변할 수 있으나

역전히 낮은 입력역률과 고조파 전류 발생이라는 단점을 극복하지 못하고 있다. 이러한 시점에서 고속 전력 스위치(IGBT, GTO, MOSFET, etc)의 등장은 기존의 다이오드나 위상제어 정류기가 가지고 있던 단점들을 개선 할 수 있게 하였다. 최근에 전력 시스템에서 커다란 문제로 대두되고 있는 고조파 저감 문제를 해결하기 위한 다양한 컨버터들[1-5]이 제안 되었으나 회로구성이나 제어방법이 너무 복잡하였다. 이에 대하여 본 논문에서는 여러 가지 복잡한 제어방식이나 feed back 제어와 같은 그런 복잡한 스위칭 변조없이 IGBT를 이용하여 입력 역률과 입력 전류 파형을 향상시키는 우수한 정현 컨버터를 제안하였다.

### 2. 회로구성

그림 1은 제안된 회로구성을 보여준다.

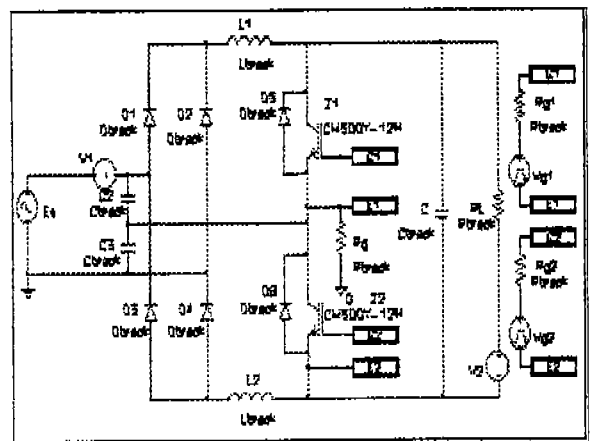


그림1. 제안된 회로구성

IGBT<sub>1</sub>과 IGBT<sub>2</sub>는 교대로 스위치 ON되고 각 IGBT의 게이트 전압사이에는 약간의 데드타임이 존재하게 된다. 이것은 회로가 단락됨을 방지하기 위한 것인데 데드타임이 너무길면 파형이 왜곡되는 결과를 초래하게되고, 스위칭 주파수  $f_{sw}$ 는 공급원 주파수보다 훨씬 높은 스위칭 주파수에서 스위치 ON-OFF된다. 한편  $L_1$ 은  $C_1, D_1$ , 그리고 IGBT<sub>1</sub>을 통해 흐르는 전류에 의하여 에너지를 저장하고 인덕터 전류  $i_{L1}$ 과  $i_{L2}$ 는 그림2.에 보여진 것처럼 삼각파 전류이고 그때의 방정식은 식(1)과 같이 주어진다.

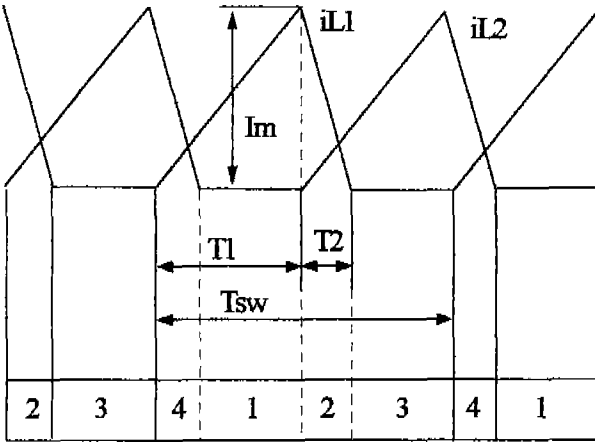


그림2.  $i_{L1}$ 과  $i_{L2}$ 에 대한 전류파형

$$i_{L1} = \begin{cases} \frac{e_s}{2L_1} t & (0 < t < T_1) \dots (1) \\ I_m - \frac{1}{L_1} (E_d - \frac{e_s}{2})(t - T_1) & (T_1 < t < T_1 + T_2) \\ 0 & (T_1 + T_2 < t < T_{sw}) \end{cases}$$

여기서

$$I_m : i_{L1} \text{의 최대값} (I_m = \frac{e_s}{2L_1} \cdot \frac{T_{sw}}{2})$$

$e_s$  : 공급 전압

$E_d$  : dc 출력전압

$T_1$  : IGBT<sub>1</sub>의 on 주기

$T_2$  :  $i_{L1}$ 의 ZERO에 접근하는 시간으로부터 IGBT<sub>1</sub>이 스위치 off되는 시간까지의 주기

$$(T_2 = \frac{e_s}{E_d - e_s} \cdot \frac{T_{sw}}{2})$$

$T_{sw}$  : 스위칭 주기

$L_1$ 과  $L_2$ 가 같아질 때 입력전류의 평균값은 식(2)와 같다.

$$\begin{aligned} \bar{i}_s &= \frac{T_{sw}}{16L} e_s \left( \frac{2E_d}{2E_d - e_s} \right) \\ &= \frac{T_{sw}}{16L} e_s \left( \frac{1}{1 - \frac{e_s}{2E_d}} \right) \dots \dots \dots (2) \\ &= \frac{T_{sw}}{16L} e_s \left( 1 + \frac{e_s}{2E_d} + \left( \frac{e_s}{2E_d} \right)^2 + \dots \right) \end{aligned}$$

### 3. 구동회로

표1은 제안된 컨버터 원리를 입증하기 위한 동작 조건과 회로 상수를 보여준다.

표1. 동작조건과 회로상수

동작 조건	회로 상수
$E_s : 110$ [V]	$L_1, L_2 : 1.3$ [mH]
$f : 60$ [Hz]	$C_1, C_2 : 1$ [ $\mu$ F]
$f_{sw} : 1$ [kHz]	$C : 2200$ [ $\mu$ F]
$E_d : 200$ [V]	$R_L : 300$ [ $\Omega$ ]

여기서  $f$ 는 공급 주파수이고  $f_{sw}$ 는 스위칭 주파수,  $E_s$ 는 공급전압이며  $E_d$ 는 출력전압이다.

#### 3-1. GATE 구동회로

그림3.은 게이트 구동회로 전압파형을 보여준다.

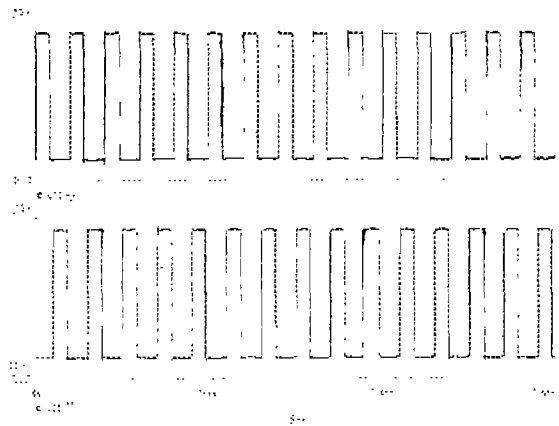


그림3. 게이트 펄스 전압

IGBT<sub>1</sub>과 IGBT<sub>2</sub>는 교대로 스위칭 ON되고 있음을 보여주며 각 IGBT의 게이트 전압사이에는 약간의 데드타임이 존재하게 되고, 스위칭 주파수  $f_{sw}$ 는 공급원 주파수보다 훨씬 높은 스위칭 주파수에서 스위치 ON-OFF된다.

### 3-2. 데드타임 회로

주 회로에서 상 하변의 IGBT를 스위칭할 때 발생하는 단락현상을 방지하기 위하여 데드타임 회로가 필요하다. 그러나 데드타임이 너무 길어지면 전류 맥동현상의 원인을 초래하게 된다. 실제 IGBT 구동회로에 있어서 데드타임 회로는 그림4와 같이 구성할 수 있다.

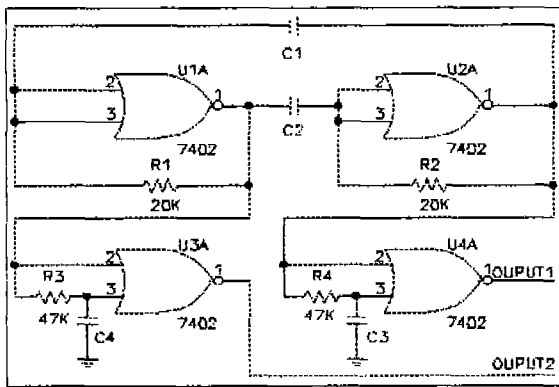


그림4. 데드타임 회로

### 3-3. 시뮬레이션 결과

그림5.~그림8.은 시뮬레이션에 대한 각부 출력 파형을 보여준다.

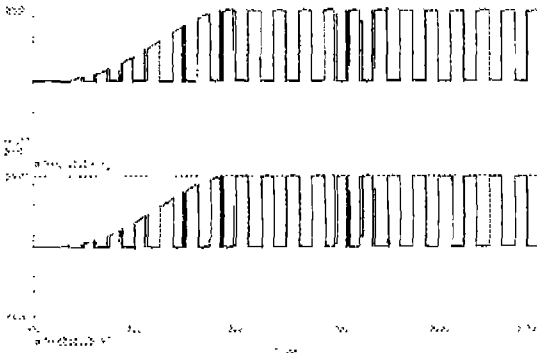


그림5. 각IGBT의 양단전압

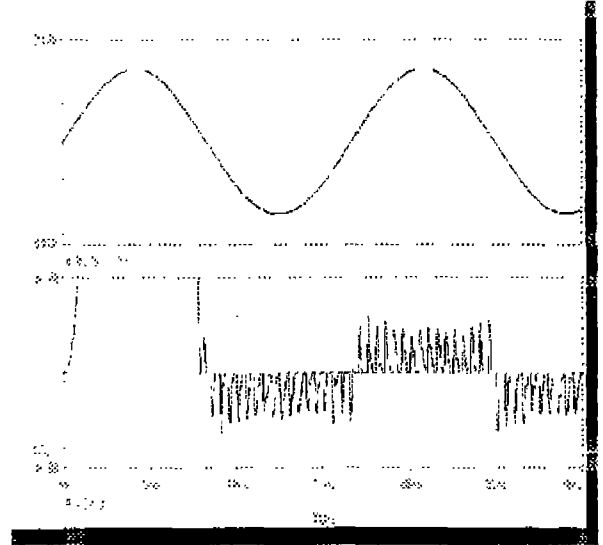


그림6. 공급전압과 공급전류파형

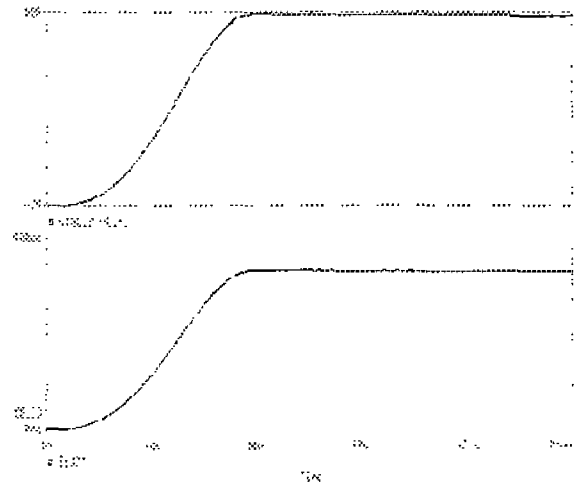


그림7. 출력전압과 출력전류파형

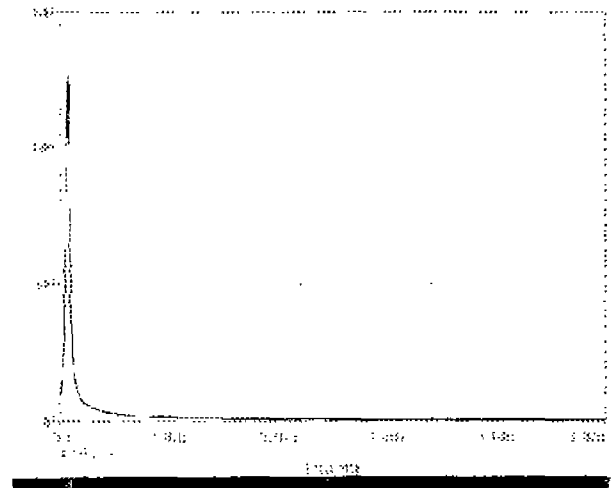


그림8. 주파수 스펙트럼

표2. 공급전압에 대한 주파수 스펙트럼 분석

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(V_Es)					
DC COMPONENT = -8.268684E-05					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.410E+02	1.000E+00	-7.200E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	5.300E-04	3.759E-06	6.947E+01	1.415E+02
3	1.800E+02	9.140E-04	6.482E-06	-4.413E+01	2.788E+01
4	2.400E+02	1.137E-04	8.066E-07	1.390E+02	2.110E+02
5	3.000E+02	5.774E-04	4.095E-06	6.749E+01	1.395E+02
6	3.600E+02	4.646E-04	3.295E-06	-3.430E+01	3.770E+01
7	4.200E+02	4.148E-04	2.942E-06	1.726E+02	2.446E+02
8	4.800E+02	2.720E-04	1.929E-06	1.586E+01	8.786E+01
9	5.400E+02	4.094E-04	2.903E-06	-6.039E+01	1.161E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.025851E-03 PERCENT					
JOB CONCLUDED					
TOTAL JOB TIME			45.35		

#### 4. 결 론

본 논문은 입력역률과 입력 전류파형을 향상시키고 간단한 회로구성과 간단한 제어방법을 갖는 우수한 컨버터를 제안하였고, 제안된 컨버터는 각 상에서 초퍼회로를 포함하고 각 상 초퍼전류는 각 상의 공급 전압에 비례하며, 각 상 입력 전류는 초퍼전류의 접선 전류로 이루어져 있기 때문에 입력전류는 불변 역률임을 보였다. 또한 제안된 컨버터의 Pspice 시뮬레이션을 통하여 이론과 일치하는 좋은 특성을 보였다. 제안된 컨버터는 멀지 않은 장래에 가전제품이나 전자기기, 계측기 및 산업현장 등에서 부하가 일정한 기계기구에 적용될 경우 생산품의 질적 향상 및 효율면에 많은 영향이 있을 것으로 사료된다.

#### [참 고 문 헌]

- [1]R. Rangan, D. Y. Chen, J. Yang and J. Lee." Application of IGT/COMFET to Zero-Current Switching Resonant Converters", VPEC, pp279-284, 1990.
- [2]C. Zhou, R. B. Ridley, F. C. Lee, "Design and Analysis of a Hysteretic Boost Power Fator Correction Circuit" IEEE/APEC pp800-807, 1990.
- [3]G. Rim, R. Krishnan, "AC to DC POWER Converter with Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current",IEEE/APEC, pp400-406, 1991.
- [4]D. M. Divan, G. Venkataramanan, C. Chen, "A unity Power Factor Foward Converter", IEEE/IAS, pp659-665, 1992.
- [5]M. C. Ghanem, KAI-Haddad, G. Roy, "A New Single Phase Buck-Boost Converter with Unity Power Factor", IEEE/IAS, pp785-792.