

VIENNA 정류기를 이용한 스위칭 컨버터의 입력 파형 개선

정현선, 최재호, 정교범
충북대학교, 홍익대학교

Improvement of Switching Converter's Input Wave Using VIENNA Rectifier

Hunsun Jung, Jaeho Choi, Gyo-Bum Chung
Chungbuk National Univ., Hong-ik Univ.

Abstract - This paper proposes a improvement of switching converter's input wave form using VIENNA Rectifier(three-phase three-switch three-level PWM Rectifier). VIENNA Rectifier is based on the combination of a three-phase diode bridge and dc/dc boost converter. It can be available to get sinusoidal mains current, and low-blocking voltage stress on power transistors. In addition, it can control output voltage.

1. 서 론

통상적으로 사용되는 산업용 시스템들은 반도체 스위칭 디바이스를 사용한 다이오드 정류기 출력을 통해 장치내의 인버터에 평활한 직류전원을 공급한다. 이 때 다이오드 정류기의 비선형 동작 특성에 의해 전압과 전류의 고조파가 발생한다. 왜곡된 입력 전압과 전류의 파형은 전력케이블, 전력용 콘덴서, 변압기 등의 전력계통 소자들에 열을 발생시키고, 오동작 또는 고장과 같은 문제를 발생시키며, 역률 또한 감소시킨다. 이러한 다이오드 정류기의 고조파 문제는 3상 다이오드 브릿지 정류기와 dc/dc boost 컨버터를 기초로 고안된 three-phase three-switch three-level PWM Rectifier (VIENNA Rectifier)를 사용함으로써 해결할 수 있다. VIENNA 정류기는 왜곡이 없는 사인파 main 전류를 얻어낼 수 있고, 출력 dc 전압을 제어할 수 있다. 또한, 파워 트랜지스터에 영향을 미치는 blocking 전압 스트레스를 보다 줄일 수 있으며 높은 효율과 신뢰성을 갖는다.

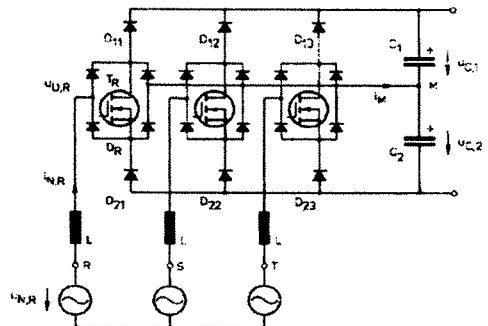
본 논문에서는 출력단의 유효전력을 제어하고, SVPWM을 이용하여 VIENNA 정류기를 동작시킴으로써 입력전압과 입력전류의 파형이 개선되어짐을 입증하였다.

2. 본 론

2.1 VIENNA 정류기 특징

고안된 VIENNA 정류기의 회로구조는 그림 1과 같다. 정류기의 입력 상전압 $u_{U,i}$ 는 각 상의 VIENNA 스위치 T_i ($i = R, S, T$)의 스위칭 상태와 각 상의 입력전류의 극성에 따라 식(1)과 같이 결정되어지며, 결과적으로 $+U_o/2, 0, -U_o/2$ 입력 전압 특성을 갖는다. 이와같은 특성 때문에 VIENNA 정류기는 three-level PWM rectifier라고 명명되어진다.

$$u_{U,i} = \begin{cases} \text{sign}\{i_{N,i}\} \frac{U_o}{2} & \text{if } s_i = 0 \\ 0 & \text{if } s_i = 1 \end{cases} \quad (1)$$

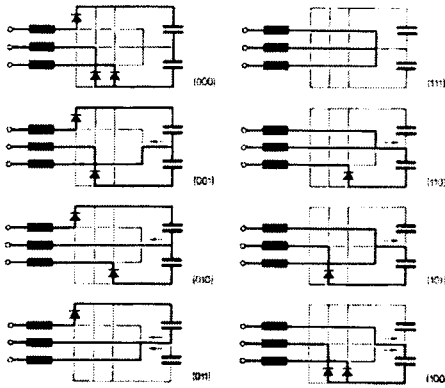


<그림 1> VIENNA Rectifier 회로

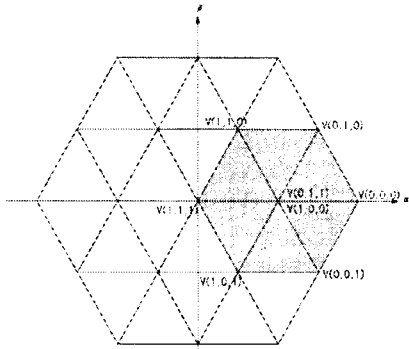
또한 다이오드 D_{1j}, D_{2j} 의 동작은 전원전압 특성에 따라 달라지며, 결과적으로 입력전압은 다이오드 D_{1j}, D_{2j} 의 동작과 정류기의 VIENNA 스위칭 동작에 따라 결정된다. 이 때 VIENNA 정류기의 입력 상전압은 식 (2)를 통해 d-q 변환을 할 수 있다. 변환된 입력전압 v_α, v_β 의 크기와 위상각은 식 (3)과 같으며 v_α, v_β 의 크기와 위상각에 따라 영역을 구분할 수 있다. 구분된 영역을 벡터도로 나타낼 수 있다. 그림 2와 그림 3은 특정 전원전압에서의 스위칭 동작과 벡터도로 표현된 정류기의 입력전압의 한 예를 보여준다.

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$|\bar{V}| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}, \quad \alpha = \tan^{-1} \frac{v_d}{v_q} \quad (3)$$



<그림 2> 입력 상전압 $v_R > 0, v_S, v_T < 0$ 에서의 VIENNA 스위칭 동작

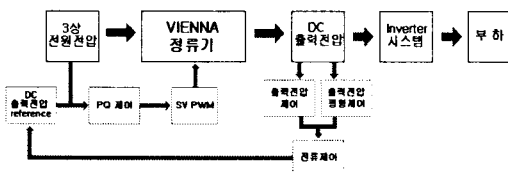


<그림 3> 입력 상전압 $v_R > 0, v_S, v_T < 0$ 에서의 VIENNA 스위칭 동작에 의한 벡터도

그림 2는 입력 상전압이 $v_R > 0, v_S, v_T < 0$ 와 같을 때, VIENNA 정류기의 동작 특성을 보여준다. VIENNA 정류기의 스위칭 동작이 위와 같을 때, 각 상전압 특성을 d-q 변환하여 벡터도로 표현한 것이 그림 3이다.

2.2 시스템의 제어

스위칭 컨버터의 입력과형 개선을 위한 전체 시스템의 블록도는 그림 4와 같다. 이때 출력전압의 제어 루프는 일반적인 컨버터의 전압제어기와 동일하며, 상전류 $i_{N,i}$ ($i = R, S, T$)의 전류 제어 루프는 tolerance band 제어나 hysteresis 제어로 구성된다. 상전류의 기준값의 크기는 출력전압 제어기에 의해 주어지고, 출력 부분 전압 u_{C1}, u_{C2} 이 각각 $\frac{U_0}{2}$ 가 되어 평형이 되도록 하는 제어가 필요하다.



<그림 4> 전체 시스템 동작의 제어블록도

2.2.1 PWM 동작

회로의 입력 상전압과 상전류를 d-q변환하여 얻은 $v_\alpha, v_\beta, i_\alpha, i_\beta$ 성분과 원하는 정류기의 입력전압으로부터 P, Q의 Reference P^*, Q^* 값을 구할 수 있다. 식 (4)와 같이 구한 Reference P^*, Q^* 값으로부터 입력전류의 새로운 Reference 값 $i_{\alpha 2}, i_{\beta 2}$ 을 유도할 수 있다. 유도된 입력 전류 $i_{\alpha 2}, i_{\beta 2}$ 성분으로부터 회로의 라인 임피던스에서 소모되는 전력을 알 수 있고, 식 (5)와 같이 dc 출력단의 전력 P_R, Q_R 을 구할 수 있다. 결과적으로, 정류기의 입력전압 기준값 $v_{R,ref,\alpha}, v_{R,ref,\beta}$ 성분을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \end{pmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{pmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} P^* \\ Q^* \end{pmatrix} \\ &= \frac{2}{3(v_\alpha^2 + v_\beta^2)} \begin{pmatrix} v_\alpha - v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P^* \\ Q^* \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

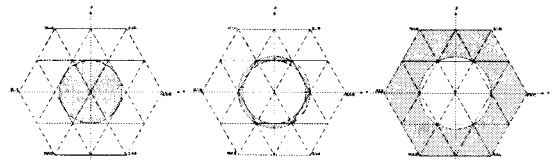
$$P_R = P^* - \frac{3}{2} (i_{\alpha 2}^2 + i_{\beta 2}^2) \cdot R \quad (5)$$

$$Q_R = Q^* - \frac{3}{2} (i_{\alpha 2}^2 + i_{\beta 2}^2) \cdot 2\pi fL$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} v_{R,ref,\alpha} \\ v_{R,ref,\beta} \end{pmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{pmatrix} i_{\alpha 2} & i_{\beta 2} \\ i_{\beta 2} & -i_{\alpha 2} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} P_R^* \\ Q_R^* \end{pmatrix} \\ &= \frac{2}{3(i_{\alpha 2}^2 + i_{\beta 2}^2)} \begin{pmatrix} i_{\alpha 2} & i_{\beta 2} \\ i_{\beta 2} & -i_{\alpha 2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_R^* \\ Q_R^* \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

계산된 정류기의 입력전압 기준값 $v_{R,ref,\alpha}, v_{R,ref,\beta}$ 성분으로부터 그 크기와, 위상각을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} |v_{R,ref}| &= \sqrt{v_{R,ref,\alpha}^2 + v_{R,ref,\beta}^2} \\ \alpha &= \tan^{-1} \frac{v_{R,ref,\alpha}}{v_{R,ref,\beta}} \end{aligned} \quad (7)$$



<그림 5> 기준전압에 따른 Mode 구분
(a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3

$$0 \leq |v_{R,ref}| < \frac{1}{2\sqrt{2}} v_d \quad (8)$$

$$\frac{1}{2\sqrt{2}} v_d \leq |v_{R,ref}| < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} v_d \quad (9)$$

$$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} v_d \leq |v_{R,ref}| < \frac{1}{\sqrt{2}} v_d \quad (10)$$

식 (7)과 같이 계산된 정류기의 입력전압 기준값 $v_{R,ref,\alpha}, v_{R,ref,\beta}$ 의 크기를 가지고 모드로 구분할 수 있다.

Sector		Region-1	Region-2	Region-3	Region-4
A	Ta	$nT_s \sin(\frac{1}{3}\theta_c)$	$T_s[1 - n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$	$T_s/2[1 - 2n\sin\theta_c]$	$T_s/2[2n\sin\theta_c - 1]$
	Tb	$T_s/2[1 - 2n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$	$nT_s \sin\theta_c$	$T_s/2[2n\sin(\theta_c + \frac{1}{3}) - 1]$	$nT_s \sin(\frac{1}{3}\theta_c)$
	Tc	$nT_s \sin\theta_c$	$T_s/2[2n\sin(\frac{1}{3}\theta_c) - 1]$	$T_s/2[1 + 2n\sin(\theta_c - \frac{1}{3})]$	$T_s[1 - n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$
B	Ta	$nT_s \sin(\theta_c - \frac{1}{3})$	$T_s/2[2n\sin(\theta_c + \frac{1}{3}) - 1]$	$T_s/2[1 - 2n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$	$T_s[1 - n\sin\theta_c]$
	Tb	$T_s/2[1 - 2n\sin\theta_c]$	$nT_s \sin(\theta_c - \frac{1}{3})$	$T_s/2[2n\sin\theta_c - 1]$	$nT_s \sin(\theta_c + \frac{1}{3})$
	Tc	$nT_s \sin(\theta_c + \frac{1}{3})$	$T_s(1 - n\sin\theta_c)$	$T_s/2[1 - 2n\sin(\theta_c - \frac{1}{3})]$	$T_s/2[2n\sin(\theta_c - \frac{1}{3}) - 1]$
C	Ta	$nT_s \sin\theta_c$	$T_s[1 - n\sin(\theta_c - \frac{1}{3})]$	$T_s/2[1 + 2n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$	$-T_s/2[1 + 2n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$
	Tb	$T_s/2[1 - 2n\sin(\theta_c - \frac{1}{3})]$	$-nT_s \sin(\theta_c + \frac{1}{3})$	$T_s/2[2n\sin(\theta_c - \frac{1}{3}) - 1]$	$nT_s \sin\theta_c$
	Tc	$-nT_s \sin(\theta_c + \frac{1}{3})$	$T_s/2[2n\sin\theta_c - 1]$	$T_s/2[1 - 2n\sin\theta_c]$	$T_s[1 - n\sin(\theta_c - \frac{1}{3})]$
D	Ta	$-nT_s \sin\theta_c$	$T_s/2[2n\sin(\theta_c - \frac{1}{3}) - 1]$	$T_s/2[1 - 2n\sin(\theta_c - \frac{1}{3})]$	$T_s[1 + n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$
	Tb	$T_s/2[1 + 2n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$	$-nT_s \sin\theta_c$	$-T_s/2[1 + 2n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$	$nT_s \sin(\theta_c - \frac{1}{3})$
	Tc	$nT_s \sin(\theta_c - \frac{1}{3})$	$T_s[1 + n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$	$T_s/2[1 + 2n\sin\theta_c]$	$-T_s/2[1 - 2n\sin\theta_c]$
E	Ta	$-nT_s \sin(\theta_c + \frac{1}{3})$	$T_s[1 + n\sin\theta_c]$	$T_s/2[1 + 2n\sin(\theta_c - \frac{1}{3})]$	$T_s/2[2n\sin(\frac{1}{3}\theta_c) - 1]$
	Tb	$T_s/2[1 + 2n\sin\theta_c]$	$nT_s \sin(\frac{1}{3}\theta_c)$	$-T_s/2[1 + 2n\sin\theta_c]$	$-nT_s \sin(\theta_c + \frac{1}{3})$
	Tc	$nT_s \sin(\frac{1}{3}\theta_c)$	$-T_s/2[1 + 2n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$	$T_s/2[1 + 2n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$	$T_s[1 + n\sin\theta_c]$
F	Ta	$nT_s \sin(\theta_c + \frac{1}{3})$	$-T_s/2[1 + 2n\sin\theta_c]$	$T_s/2[1 + 2n\sin\theta_c]$	$T_s/2[1 + n\sin(\theta_c - \frac{1}{3})]$
	Tb	$T_s/2[1 + 2n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$	$nT_s \sin(\theta_c + \frac{1}{3})$	$T_s/2[2n\sin(\frac{1}{3}\theta_c) - 1]$	$-nT_s \sin\theta_c$
	Tc	$-nT_s \sin\theta_c$	$T_s[1 + n\sin(\theta_c - \frac{1}{3})]$	$T_s/2[1 - 2n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$	$-T_s/2[n\sin(\theta_c + \frac{1}{3})]$

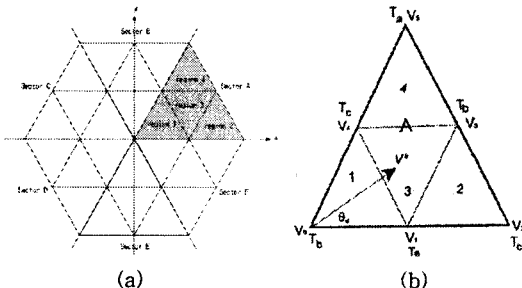
<표 1> 기준벡터 위치에 따른 벡터 인가시간

식 (8) - (10)에 의해 그림 5와 같이 Mode 1, Mode 2, Mode 3은 다음과 같이 세 개의 모드로 구분 가능하다.

- Mode 1 : 그림 5의 (a)와 같이 $v_{R,ref}$ 의 크기가 안에 위치한 육각형의 내접원보다 작을 경우
- Mode 2 : 그림 5의 (b)와 같이 $v_{R,ref}$ 의 크기가 안에 위치한 육각형의 내접원보다 크고, 외접원보다 작은 경우
- Mode 3 : 그림 5의 (c)와 같이 $v_{R,ref}$ 의 크기가 안에 위치한 육각형의 외접원보다 크고 육각형보다 작은 경우

2.2.2 Time duration

VIENNA 스위칭 동작에 따른 상전압의 벡터도를 그림 6의 (a)과 같이 A~F의 여섯 개 Sector로 구분하고, (b)와 같이 하나의 Sector를 다시 네 개의 Region으로 나눌 수 있다. 이 때 $v_{R,ref}$ 이 어떤 Region에 위치하는 영역에 따라 벡터 인가시간이 달라진다. 그 중 Sector A, Region 3에 위치한 기준 전압 벡터의 스위칭 시간 계산은 다음 식과 같다. 나머지 영역에서의 스위칭 시간의 계산도 같은 식을 이용하여 구할 수 있다.



<그림 6> (a) Sector A-F의 구분
(b) Sector A에서의 region 1-4 구분

$$V^* = V \cdot e^{j\theta} \quad (11)$$

$$V_1 = \frac{1}{2}, V_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} e^{j\frac{\pi}{6}}, V_4 = \frac{1}{2} e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (12)$$

$$V_1 \cdot T_a + V_3 \cdot T_b + V_4 \cdot T_c = V^* \cdot T_s \quad (13)$$

$(T_s = T_a + T_b + T_c)$

$$Re : \frac{1}{2} T_a + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \frac{\pi}{6} \cdot T_b + \frac{1}{2} \sin \frac{\pi}{3} \cdot T_c = V \sin \theta \cdot T_s \quad (14)$$

$$Im : \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \frac{\pi}{6} \cdot T_b + \frac{1}{2} \sin \frac{\pi}{3} \cdot T_c = V \sin \theta \cdot T_s \quad (15)$$

$$T_a = T_s(1 - k \sin \theta) \quad (16)$$

$$T_b = T_s \{ 2k \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) - 1 \} \quad (17)$$

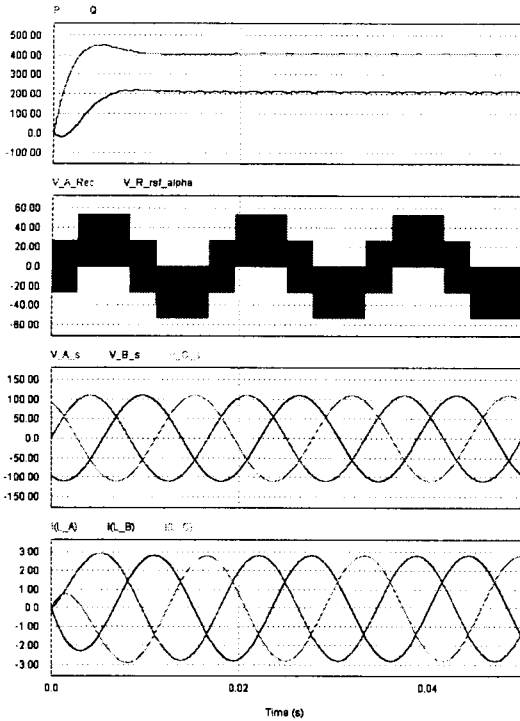
$$T_c = T_s \{ 2k \sin(\theta - \frac{\pi}{3}) + 1 \} \quad (18)$$

$$k = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_a}{V_s} \quad (19)$$

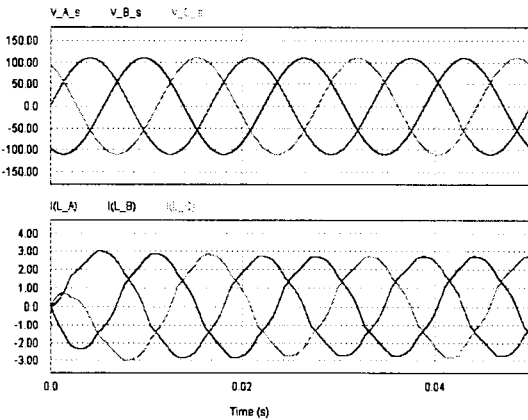
위와 같은 식으로 각각의 Sector의 Region에서 기준 전압 벡터가 위치할 때 스위칭 시간을 계산하면 표 1과 같다.

2.3 시뮬레이션

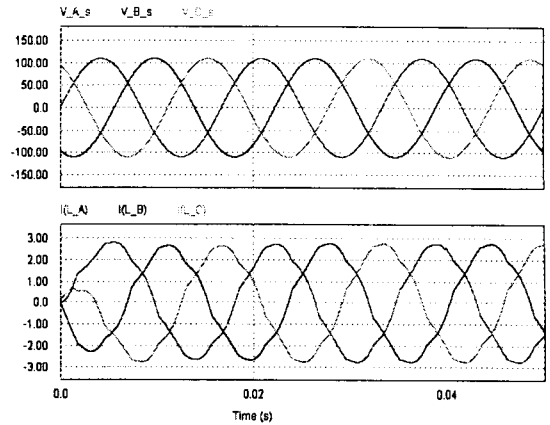
그림 6에서와 같이 기준전압의 크기에 따라 Mode 1, Mode 2, Mode 3으로 나눌 수 있으며, 각 모드별로 시뮬레이션 한 결과를 그림 7 - 9에 나타내었다. 그림 7은 $v_{R,ref}$ 의 크기가 60으로 모드 1에서 동작할 때, 주어진 P, Q를 추종하는 입력단 전력과 VIENNA 정류기의 입력 기준 전압을 추종하는 것을 보여준다. 또한 입력전압과 입력전류의 파형이 고조파가 제거된 사인파 형태로 나타남을 볼 수 있다. 그림 8과 그림 9는 각각 Mode 2와 Mode 3로 동작할 때의 입력전압과 입력 전류의 파형이다. Mode 2와 Mode 3 또한 입력전류가 사인파에 가깝게 제어됨을 확인할 수 있다.



<그림 7> Mode 1에서의 P^* , Q^* 를 추종하는 입력단의 전력, 정류기의 입력전압 기준값과 측정값, 입력측 전압과 전류파형



<그림 8> Mode 2에서의 입력측 전압과 전류 파형



<그림 9> Mode 2에서의 입력측 전압과 전류 파형

3. 결 론

본 논문에서는 VIENNA Rectifier를 이용하여 3상 AC 전원으로부터 DC전원을 발생시키기 위해 사용되어지던 다이오드 정류기를 이용할 때 발생하는 입력전압과 입력 전류의 고조파 문제를 저감시키는 연구를 수행하였으며, 시뮬레이션 결과 입력 전압 전류 파형이 개선되었음을 확인할 수 있다. 또한 VIENNA Rectifier를 이용한 스위칭 컨버터의 파워 세미컨덕터와 출력단의 커패시터는 기존의 컨버터와 비교할 때, 전류 스트레스를 보다 적게 받는다는 이점을 갖는다.

본 연구는 산업자원부와 한국산업기술재단의 지역혁신 인력양성사업으로 수행된 연구결과임

[참 고 문 헌]

- [1] Kolar J.W and Franz C. Zach, "A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High Power Telecommunicaions Rectifier Modules", *IEEE Transactions Power Electronics*, vol 44, issue 4, page 456-457. 1997
- [2] Kolar J.W and Ertl. H and Franz C. Zach, "Space vector-based analytical analysis of the input current distortion of a three-phase discontinuous-mode boost rectifier system", *IEEE Transactions Power Electronics*, vol104, issue 6, page 733-745. 1995
- [3] Minibock. J and Kolar J.W, "Novel concept for mains voltage proportional input current shaping of a VIENNA rectifier eliminating controller multipliers", *IEEE Transactions Power Electronics*, vol 52, issue 1, page 162-170. 2005
- [4] Bimal K. Bose, *Modern Power Electronics And AC Drivers*, pp. 56-62, Prentice-Hall, Inc., 2002
- [5] Yo-Han Lee, Bum-Seok Suh and Dong-Seok Hyun, "A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors", *IEEE Transactions Power Electronics*, vol 2, pp.1151-1157 October 1994