

# 합정용 다기능 레이다 전원공급기의 능동형 역률 개선 방안

이동현\*, 장상인, 신동석  
한화시스템(주) 전원제어팀

## Active Power Factor Correction Method for Multi-function Radar Power Supply on Surface Ships

Dong-Hyun Lee\*, Sang-In Jang, Dong-Seok Shin  
Power Control Team, Hanwha Systems, Korea

**요약** 본 논문에서는 비엔나정류기를 이용한 합정용 다기능 레이다 전원공급기의 능동형 역률 개선 방안을 제안한다. 제안하는 비엔나정류기는 On/Off 제어가 가능한 전력 반도체 소자의 스위칭 제어를 통해 입력전류를 정현적으로 제어  
가 가능하여 입력전원에 포함된 고조파 성분을 크게 감소시킬 수 있다. 또한, 입력전압의 위상 정보를 바탕으로 전류의  
위상을 제어할 수 있어 능동적인 방식의 역률 제어가 가능하다는 장점이 있다. 기존 방식과 제안 방식의 고조파 및 역률  
개선의 특징을 이론적으로 기술하였으며, 시뮬레이션을 통해 기존 방식보다 뛰어난 개선 성능을 보임을 확인하였다. 제  
안하는 비엔나정류기는 12-병렬 정류 모듈 구조의 180kW급 합정용 레이다 전원공급기 시제품의 실험 결과를 통해 검  
증한다.

**Abstract** The multi-function radar of surface ships is configured with four faces, enabling detection and tracking in all directions as a fixed radar system. The radar requires an independent power system configuration for each face, and maximum power consumption accounts for a significant portion of the total power consumption of surface ships. Therefore, to ensure the efficient power operation of surface ships, radar power conversion devices must have a power factor control functionality to reduce harmonics during AC to DC power conversion. This paper proposes an active power factor correction method using a Vienna rectifier to address these problems. This rectifier can control the reactive power by detecting the magnitude, phase, and frequency of three-phase power, thus enabling synchronized control of the three-phase AC voltage and current. Moreover, due to the high-speed switching control provided by power semiconductor devices, such as MOSFET and IGBT, the input current can be controlled to closely resemble a sinusoidal waveform, thereby minimizing low-order harmonics that impact the power system, which would allow the radar system to achieve a high power factor under all load conditions and enable the efficient power operation of surface ships.

**Keywords** : Multi-function Radar, Power Supply, Power Factor, Harmonics, Vienna Rectifier

### 1. 서론

최근 국내 합정용 레이다 체계는 복잡한 해상 클러터 환경하에서 대공, 대함, 탄도탄 탐지 및 추적과 교전 지

원 및 유도탄 방어 등 레이다에 요구되는 역할과 목적이 다양해짐에 따라 하나의 레이다를 통해 다양한 기능과 성능이 통합된 다기능 능동 위상 배열 레이다 (Multi-function radar, MFR)에 관한 연구가 활발히

\*Corresponding Author : Dong-Hyun Lee(Hanwha Systems)

email: dhlee07@hanwha.com

Received December 6, 2023

Accepted February 6, 2024

Revised December 26, 2023

Published February 29, 2024

진행되고 있다. 함정용 다기능 레이더는 4면으로 구성된 고정형 레이더로 전자식 빔 조향을 통해 전 방위를 동시에 탐지 및 추적할 수 있어 체계 운용개념에 따라 레이더의 성능을 극대화할 수 있다[1,2]. 하지만 레이더의 최대 소비전력은 함정 전체 부하전력의 매우 큰 비중을 차지하기 때문에 전력 계통의 안전성과 효율적인 전력 소비를 위해 높은 전력품질을 갖는 전력변환장치의 설계는 매우 중요한 요소이다.

특히 함정 계통의 교류전원을 레이더 운용에 필요한 직류전원으로 변환하는 정류기는 변환 방식에 따라 비선형 소자의 특성에 기인한 고조파 전류로 인해 입력전원 파형에 왜곡이 발생하며, 이는 함정의 전력 계통 내 공통 접속점에서의 전압 왜곡, 전력 계통 소자들의 정격 증가, 민감한 전자장치의 오동작, 전기에너지의 비효율적인 사용 등을 야기시켜 계통과 연결된 모든 전자 장비에 좋지 않은 영향을 미친다[3].

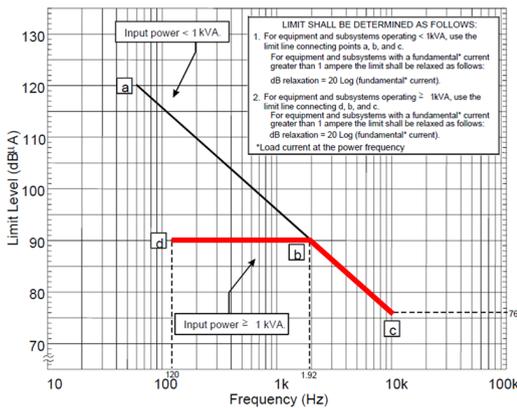


Fig. 1. CE101 limit for surface ships and submarine applications, 60Hz (MIL-STD-461G)

이와 같은 문제를 규제하기 위해 미 국방 전자기적합성 표준 MIL-STD-461G의 CE101 항목에서는 60Hz 교류전원을 사용하는 함정 플랫폼 적용 장비에 대해 Fig. 1과 같이 전원 주파수의 2차부터 32차까지 고조파 함유율을 3%로 이후 10kHz 대역까지 -20db/decade의 기준선을 통해 제한하고 있으며, 함정 교류전력 적용 표준 MIL-STD-1399-300B에서는 레이더 전원공급기의 입력전원에 해당하는 Type 1 장비의 역률로서 지상 (Lagging 0.8, 진상(Leading) 0.95 이상을 충족하도록 제한하고 있다[4,5].

기존 레이더 전원공급기의 정류 방식은 상전이 변압기를 이용하여 정류기의 맥동 펄스를 12, 18, 24-펄스 등

으로 만들어 고조파를 상쇄하는 다중 펄스 방식의 정류기를 많이 사용했다. 하지만 이러한 방식은 고조파 저감에 특화된 방식으로 역률을 높이기 위해서는 추가적인 수동소자가 필요하다. 또한 상전이를 위한 대용량 변압기의 크기와 무게로 인해 시스템의 부피가 증가하여 한정된 설치 공간을 갖는 함정에서 매우 불리하게 작용한다[6-9].

따라서 본 논문에서는 비엔나정류기를 이용한 함정용 다기능 레이더 전원공급기의 능동형 역률 개선 방안을 제안한다. 제안하는 비엔나정류기는 On/Off 제어가 가능한 반도체 소자의 스위칭 제어를 통해 입력전류를 정현적으로 제어가 가능하며, 별도의 상전이 변압기 없이도 고조파를 저감 할 수 있다. 또한, 입력전압의 위상 정보를 검출하여 전류의 위상을 능동적으로 제어할 수 있어 넓은 부하 변동 범위에도 고역률 제어가 가능하다. 기존 레이더 전원공급기의 정류 방식인 24-펄스 위상제어 정류기와 제안하는 비엔나정류기의 고조파 및 역률 개선 기법의 특징을 상세히 기술하였으며, 시뮬레이션 및 실험 결과를 통해 함정용 레이더 체계 적용을 위한 유효성 및 타당성을 검증한다.

## 2. 본론

### 2.1 기존 레이더 전원공급기의 정류 방식

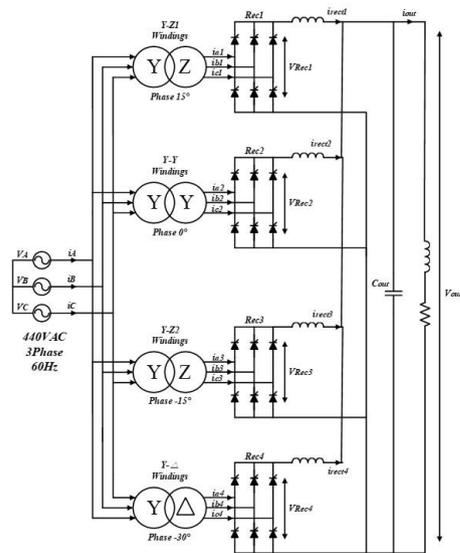


Fig. 2. 24-pulse SCR rectifier configuration

레이다 전원공급기의 정류 방식으로 많이 사용되는 24-펄스 위상제어정류기는 사이리스터를 이용한 4개의 6-펄스 위상제어정류기가 일정한 위상차를 두고 동작하는 전력변환장치를 말하며 Fig. 2에 그 구성을 나타낸다. 2차 결선이 서로 다른 형태로 결선된 4개의 변압기와 이와 연결된 6-펄스 위상제어정류기, 직류 전류의 맥동을 줄이고 정류기 간 도통 각 보장을 위한 인덕터와 정류 전압을 평활하는 커패시터로 구성된다.

24-펄스 위상제어정류기에서 의미하는 펄스 수는 정류 전압의 리플 성분인 맥동 펄스를 의미하며 정류기의 교류-직류 변환으로 인해 발생하는 고조파는 정류기의 맥동 펄스를 기준으로 Eq. (1)과 같이 나타낸다.

$$n = kp \pm 1 \quad (1)$$

$n$  = 발생 고조파 차수

$k$  = 양의 정수 (1, 2, 3...)

$p$  = 정류기 맥동 펄스

따라서 정류기의 맥동 펄스 수를 증가시키면 입력전류에 포함된 고조파 차수가 높아지게 되어 전체 고조파 전류의 크기는 감소한다. 이러한 특성을 이용한 24-펄스 위상제어정류기는 변압기 결선을 통해 정류기의 맥동 펄스를 다중 펄스화 시킨 정류기로 정류기 간 위상차 동작으로 인해 변위된 고조파 성분이 서로 상쇄되어 제거된다[6-9].

### 2.1.1 24-펄스 위상제어정류기의 위상 천이 기법

정류기의 맥동 펄스를 24-펄스로 만들기 위해서는 위상 천이 기법을 이용하여 변압기 출력 간 15°의 위상차를 발생시킨다. Fig. 2와 같이 변압기 1차가 Y-결선일 경우, 2차 측 Y-결선과 Δ-결선은 공통 입력의 위상과 각각 0°, -30°의 위상차가 발생한다. 이때 Zig-zag 결선 형태의 위상 변압기 2개를 이용하여 +15°와 -15°의 위상 천이를 발생시키면 4개의 변압기 출력 간 15°의 전기적 위상차를 만들 수 있다. Fig. 3은 위상을 +15° 앞서도록 결선한 Z-결선 변압기의 결선 구조를 나타낸 것으로 2차 결선 각 상의 중간 탭이 다음 상순 2차 권선의 끝점과 결선된다.

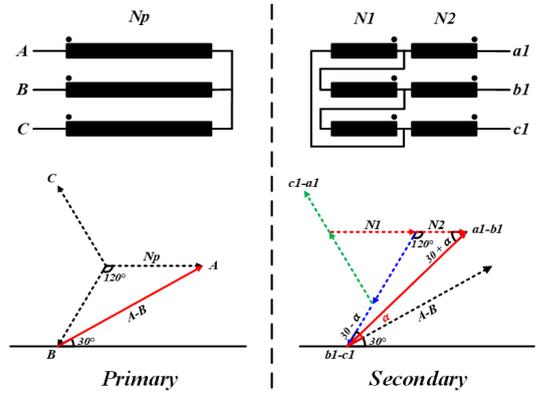


Fig. 3. Y-Z(Leading) transformer windings connection

이와 같은 결선 시 변압기 2차 측의 합성 벡터는 결선 구조로 인해 공통 입력의 위상보다 앞서는 진상으로 나타난다. 변위시킬 진상 각  $\alpha$ 가 0°와 30° 이내에 위치할 경우, Z 결선 변압기의 1, 2차 권선 비는 Eq. (2)와 같이 계산된다[6].

$$(0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ) \quad (2)$$

$$\frac{N_2}{N_1 + N_2} = \frac{\sin(30^\circ - \alpha)}{\sin(30^\circ + \alpha)}$$

$$\frac{N_P}{N_1 + N_2} = \frac{1}{2 \sin(30^\circ + \alpha)} \frac{V_{AB}}{V_{a1b1}}$$

Fig. 4는 위상을 -15° 지연되도록 결선한 Z-결선 변압기의 결선 구조를 나타낸 것으로 2차 결선 각 상의 중간 탭이 이전 상순 2차 권선의 끝점과 결선된다.

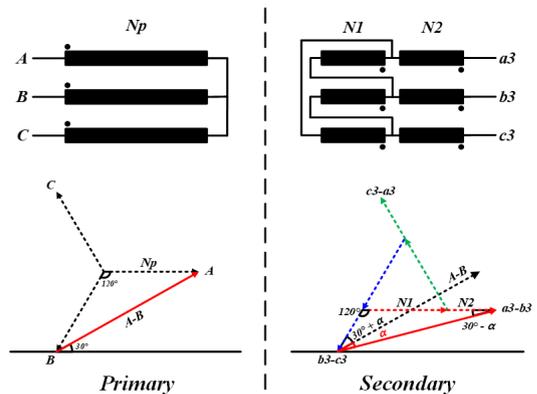


Fig. 4. Y-Z(Lagging) transformer windings connection

이와 같은 결선 시 변압기 2차 측의 합성 벡터는 결선 구조로 인해 공통 입력의 위상보다 지연된 지상으로 나타난다. 변위시각 지상 각  $\alpha$ 가  $-30^\circ$ 와  $0^\circ$  이내에 위치할 경우, Z 결선 변압기의 1, 2차 권선 비는 Eq. (3)과 같이 계산된다[6].

$$(-30^\circ \leq \alpha \leq 0^\circ) \quad (3)$$

$$\frac{N_2}{N_1 + N_2} = \frac{\sin(30^\circ - |\alpha|)}{\sin(30^\circ + |\alpha|)}$$

$$\frac{N_p}{N_1 + N_2} = \frac{1}{2 \sin(30^\circ + |\alpha|)} \frac{V_{AB}}{V_{a3b3}}$$

변압기 2차 측 결선을 Z/Y/Z/ $\Delta$  결선한 4개의 변압기의 권선 구조와 페이지도를 Fig. 5에 나타낸다.

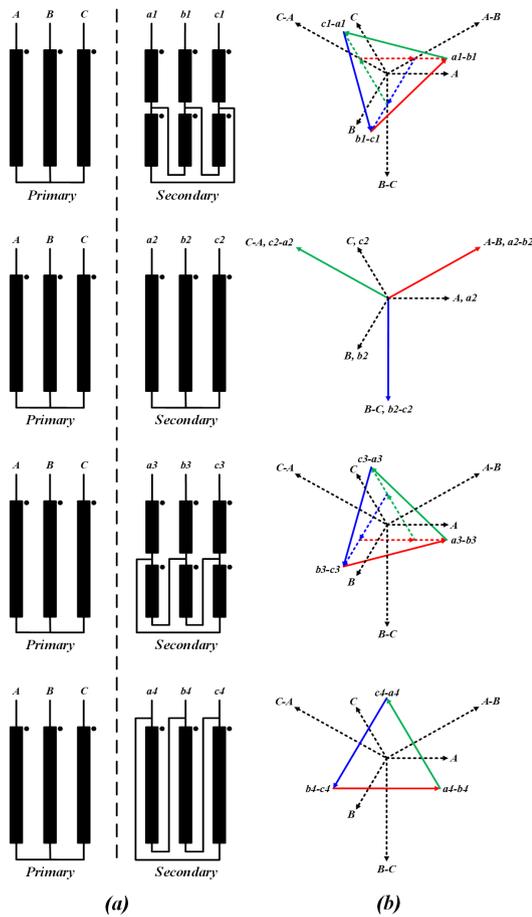


Fig. 5. 24-pulse transformer  
(a) Windings connection (b) Phasor diagram

각 변압기의 출력은 공통 입력의 위상에 대해  $-15^\circ$ ,  $0^\circ$ ,  $15^\circ$ ,  $30^\circ$  순으로 나타난다.  $15^\circ$ 의 위상차로 인해 변압기 간 11고조파 성분은  $11 \times 15^\circ = 165^\circ$  고조파 변위가 되며, 13고조파는  $13 \times 15^\circ = 195^\circ$ 의 고조파 변위가 된다. 11고조파는 역상분 고조파이므로 고조파 변위  $165^\circ$ 에서 기본파 변위  $15^\circ$ 가 같은 상순으로 합쳐져  $180^\circ$ 의 위상 변위가 되며, 13고조파는 정상분 고조파이므로 고조파 변위  $195^\circ$ 에서 기본파 변위  $15^\circ$ 가 반대 방향이므로  $180^\circ$ 의 위상 변위와 같은 값으로 나타난다. 따라서 변압기 간  $15^\circ$ 의 위상차로 인해 11, 13고조파는 서로 반대 방향으로 상쇄하며, 동일한 원리로  $30^\circ$ 간에는 5, 7, 17, 19차 고조파를 서로 상쇄한다. 이는 23차 미만 저차 고조파를 모두 상쇄시켜 제거함으로써 입력전원의 총 고조파 왜형률(Total Harmonic Distortion, THD)을 저감한다.

하지만 이러한 방식은 변압기의 위상차를 이용한 수동적인 방식의 고조파 저감 방법으로 만일 계통 각 상전압의 크기나 위상이 달라져 평행이 깨지면 5차 7차 고조파가 심하게 증가할 수 있으며, 이 불균형은 변압기 제작시 결선 간 임피던스의 오차로 인해 발생될 수 있어 허용오차에 대한 정밀한 관리가 필요하다. 추가적으로 위상제어정류기는 입력전압이 높아지거나 부하가 낮아지면 정류 전압의 제어를 위해 사이리스터의 점호 각을 지연시키는데, 이때 입력전류의 위상도 비례하여 지연되기 때문에 전 부하 영역에서 높은 역률을 유지할 수 없다는 단점이 있다.

## 2.2 제안하는 능동형 역률 개선 정류기

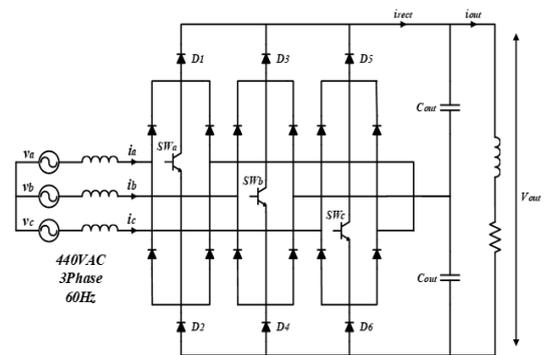


Fig. 6. Vienna rectifier configuration

제안하는 3상 능동형 역률 개선 정류 방식의 비엔나정류기 구성을 Fig. 6에 나타낸다. 비엔나정류기의 구성은 3상 입력과 연결된 3개의 입력 인덕터와 18개의 다이오드, 3개의 스위칭 소자 및 출력 단자 전압을 나누고 정류 전압을 평활하는 커패시터로 구성된다.

비엔나정류기는 입력전류의 부호에 따라 전류에 영향을 끼칠 수 있는 스위치가 오직 1개 뿐이기 때문에, 단일 스위칭 제어만으로 입력전류에 대한 제어가 가능하다. Fig. 6에서 D1 ~ D6의 동작 상태는 스위칭 소자의 동작 상태와 입력전류의 방향에 따라 결정된다. 스위칭 소자의 On/Off 상태에 따른 비엔나정류기의 출력 단자 전압을 Table 1에 표현하였다.  $SW_{abc}$ 가 On 상태에서는 각 상의 단자 전압은 0V로 나타나며,  $SW_{abc}$ 가 Off 상태에서는 각 상의 단자 전압은 전류의 방향에 따라 양의 방향에서는  $V_{dc}/2$ , 음의 방향에서는  $-V_{dc}/2$ 의 값으로 표현된다.

Table 1. Terminal voltage status of Vienna rectifier

$SW_{abc}$	$i_{abc}$	D1,3,5	D2,4,6	Terminal voltage
1(On)	Don't care	Off	Off	0V
0(Off)	$i_{abc}>0$	On	Off	$V_{dc}/2$
	$i_{abc}<0$	Off	On	$-V_{dc}/2$

출력 단자 전압의 전위차가 스위칭 소자의 동작 상태에 따라  $V_{dc}/2$ , 0,  $-V_{dc}/2$ 의 3-레벨 형태로 존재하기 때문에  $V_{dc}/2$ ,  $-V_{dc}/2$ 의 2가지 형태로만 표현되는 2-레벨 정류기 대비 전압 및 전류 총 고조파 왜형율을 저감할 수 있다. 또한 3-레벨 형태의 단자 전압은 MOSFET 또는 IGBT로 구성되는 스위칭 소자 양단에 인가되는 전압 스트레스를 절반으로 줄이기 때문에 전력 변환 효율을 높일 수 있다[9-11].

### 2.2.1 비엔나정류기의 위상 검출 기법

정류기의 스위칭 제어를 통한 능동형 역률 개선 방식은 계통 전압의 위상 정보를 빠르고 정확하게 추정할 수 있어야 한다. 추정된 계통 전압의 위상 정보는 정류기의 스위칭 제어를 위한 기준전류 신호의 생성에 이용되며, 이 정보가 없으면 정확한 기준전류를 생성할 수 없어 역률 제어가 불가능하다. 따라서 동기 위상각의 계산 과정은 비엔나 정류기의 제어를 위해 필수적이다. 위상 정보를 추정하는 방식에는 전압 파형을 검출하여 크기로 나누는 간단한 기법이나 영 전압 검출(Zero crossing detector,

ZCD)기법을 통해 추정하기도 한다. 하지만 이러한 방법은 과도 상태에서 순시적인 파형의 변화를 예측할 수 없으며 위상제어를 위한 위상각  $\theta$  값을 직접 얻기가 어렵다.

따라서 본 논문에서는 동기 좌표계 위상 고정 루프(Synchronous Reference Frame Phase locked loop, SRF-PLL)기법을 이용한다.

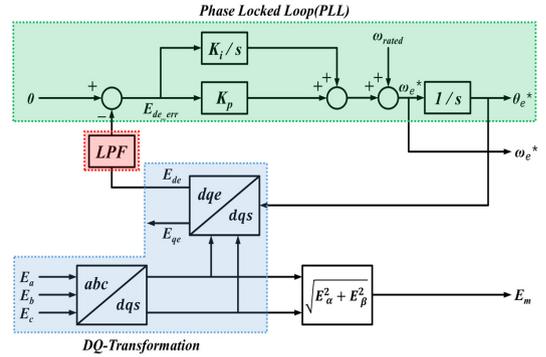


Fig. 7. SRF-PLL system block

Fig. 7에 3상 전원의 정보 검출을 위한 SRF-PLL 시스템 블록도를 나타낸다. PLL 시스템은 3상 전압의 크기, 주파수, 위상 정보를 정확하게 얻는 것에 목적이 있다. 하지만 시변 계수를 갖는 3상 시스템의 특성으로 3상 전원에 대한 정보를 얻기 위한 연산 과정이 매우 어려워진다[12]. 따라서 3상 시스템 제어 시 교류 3상 시스템을 직류 2상 시스템 좌표로 변환하는 d-q 변환을 수행하여 해석 및 제어에 사용한다.

d-q 변환은 d-q 정지 좌표계 변환과 d-q 동기 좌표계 변환의 2단계를 거쳐 수행한다. 먼저 3상 시스템에서 계통 전압이 각 주파수를 갖는 평형 3상 정현파일 경우 a상 전압을 기준으로 하여 Eq. (4)와 같이 표현된다.

$$E_{abc} = E_m \cdot \begin{pmatrix} \sin(\omega_{grid}t) \\ \sin(\omega_{grid}t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega_{grid}t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (4)$$

Eq. (4)의 3상 변수를 d-q축 정지 좌표계로 변환하면  $E_{ds}$ 와 90도의 위상차를 갖는  $E_{qs}$ 라는 두 개의 정현파로 표현할 수 있으며, 이때 행렬 식은 Eq. (5)와 같이 표현된다.

$$E_{dq_s} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot E_{abc} \quad (5)$$

시변하는 정현파 함수인 Eq. (5)를 d-q축 동기 좌표 계로 변환하면 Eq. (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$E_{dq_e} = \begin{pmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{pmatrix} \cdot E_{dq_s} \quad (6) \quad (11)$$

여기서  $\theta_e$ 는 추정 위상각을 의미한다. 추정 위상각 과 계통 전원의 위상각  $\theta$ 가 같을 경우, d축과 q축의 전압은 Eq. (7)과 (8)로 근사화할 수 있다.

$$E_{dc} = E_m \sin(\theta - \theta_e) \quad (7)$$

$$E_{qe} = -E_m \cos(\theta - \theta_e) \quad (8)$$

위 식에서 계통 위상각  $\theta$ 와 추정 위상각  $\theta_e$ 가 같다면 d축의 값은 0, q축의 값은  $E_m$ 이 된다. 이는 곧  $E_{de}$ 는 무효전력,  $E_{qe}$ 는 유효전력 성분에 대한 기준 축이 됨을 의미한다. 따라서  $E_{de}$ 를 0이 되도록 추종하는 PI 제어기를 구성하고, 제어기 출력을 적분하여 계통 전압에 대한 위상각 정보를 얻어낼 수 있다.

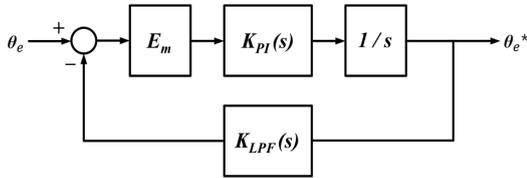


Fig. 8. Linear model of a Three-phase PLL system

d-q 변환이 이상적일 때 PLL 시스템의 선형화된 제어기 모델을 Fig. 8에 나타냈다. 저역통과필터(Low Pass Filter, LPF)는 3상 전원에 포함된 외란이나 노이즈, 과도 상태의 전압에 대한 시스템 영향을 줄이기 위한 필터로 사용한다. LPF가 1차 시스템일 때 전달함수는 Eq. (9)와 같으며, PLL 시스템의 개루프와 폐루프 전달함수는 Eq. (10)과 (11)로 표현된다.

$$K_{LPF} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (9)$$

$$T(s) = E_m \cdot K_{PI}(s) \cdot \frac{1}{s} \quad (10)$$

$$H_c(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s) \cdot K_{LPF}(s)} = \frac{E_m K_p s^2 + \frac{E_m K_p}{\tau} (1 + \omega_c \tau) s + \frac{E_m K_p \omega_c}{\tau}}{s^3 + \omega_c s^2 + \omega_c E_m K_p s + \frac{E_m K_p \omega_c}{\tau}}$$

Eq. (11)의 PLL 시스템 폐루프 전달함수와 의 계수 비교를 위해 일반적인 3차 제어 시스템 전달함수를 근사화하여 표현하면 Eq. (12)와 같다.

$$H_c(s) \cong \frac{s+1}{s+1} \cdot \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{2\zeta\omega_n s^2 + (2\zeta\omega_n + \omega_n^2)s + \omega_n^2}{s^3 + (2\zeta\omega_n + 1)s^2 + (2\zeta\omega_n + \omega_n^2)s + \omega_n^2} \quad (12)$$

Eq. (11)과 (12)의 계수 비교 시, LPF의 차단 주파수  $\omega_c$ 와 PI 제어기 적분 시정수 및 이득은 Eq. (13) ~ (15)와 같이 얻을 수 있다.

$$\omega_c = 2\zeta\omega_n + 1 \quad (13)$$

$$\tau = \frac{E_m K_p \omega_c}{\omega_n^2} \quad (14)$$

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n}{E_m}, \quad K_i = \frac{\omega_n^2}{E_m \omega_c} \quad (15)$$

## 2.2.2 비연나정류기의 제어 시스템

본 논문에서 제안한 비연나정류기의 전체 제어 시스템 블록도를 Fig. 9에 나타낸다. 비연나 정류기의 제어 시스템은 직류 출력전압을 제어하는 상위 제어기와 교류 입력전류를 제어하는 하위 제어기가 함께 구성된 이중 루프 제어를 사용한다.

전압제어기는 정류된 직류 출력전압이 일정한 정전압으로 유지되도록 제어한다. 출력전압의 정전압 제어를 위해 출력전압  $V_{dc}$ 와 지령전압  $V_{dc}^*$ 의 오차는 PI 제어기를 통해 q축 전류제어기의 유효성분 지령전류  $i_{qe}^*$ 를 출력한다.

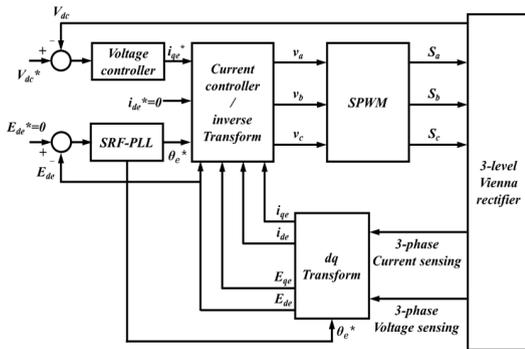


Fig. 9. Control block diagram of Vienna rectifier

전류제어기는 SRF-PLL을 통해 얻어진 계통 전압의 위상각 정보를 이용하여 계통 전류를 d-q축 동기 좌표계로 변환하고, 직류화된 d축과 q축 두 개의 기준전류에 대해 각각 독립적인 제어를 수행한다. d축 전류제어기는 무효전력 성분을 0으로 제어하기 위해 무효성분 지령전류  $i_{de}^*$ 를 0으로 지정하고, 무효성분 전류의 검출치  $i_{de}$ 와의 편차가 PI 제어기에 의해 실행되어 무효성분 전압의 기준전압 신호를 얻는다. q축 전류제어기는 전압제어기에서 출력된 지령전류  $i_{qe}^*$ 와 유효성분 전류의 검출치  $i_{qe}$ 와의 편차가 PI 제어기에 실행되어 유효성분 전압의 기준전압 신호를 얻는다. 최종적으로 전류 PI 제어기의 출력은 무효성분의 d축과 유효성분의 q축에 대한 기준전압 신호로 나타나며, 이 값을 3상 a,b,c의 교류 기준신호로 역변환한 후 삼각 반송파와 비교하여 최종 PWM 신호로 변조된다.

비엔나정류기는 계통의 외란이나 높은 수준의 유도성/용량성 부하가 연결되어 있더라도 무효성분인 d축 전압과 전류를 항상 0으로 추종하도록 제어하기 때문에, 넓은 부하 범위에서도 1에 가까운 고역률로 운전된다. 또한 빠른 스위칭을 바탕으로 정류하여 왜곡되지 않은 정현파를 생성하여 입력전원의 총 고조파 왜형율을 저감한다.

## 2.3 시뮬레이션 및 실험결과

### 2.3.1 시뮬레이션

제안하는 비엔나정류기의 알고리즘 검증을 위해 시뮬레이션을 진행하였다. 시뮬레이션 Tool은 Psim을 사용하였으며, 시뮬레이션에 사용된 비엔나정류기의 파라미터는 Table 2와 같다.

Table 2. Simulation parameters used in Vienna rectifier

Parameter	Value
Output power	15kW
Input voltage	440VAC 3상 60Hz
Output voltage	750VDC
Input inductance	2mH
Output capacitance	2,700uF
Switching frequency	50kHz

Fig. 10은 SRF-PLL 시스템의 시뮬레이션 결과 파형이다. 60Hz의 전원 주파수를 갖는 3상 440VAC의 합성 전원이 인가되면, 좌표 변환에 의해 d-q축 정지 좌표계와 동기 좌표계로 변환된다. 정지 좌표계의 경우 q축 전압이 d축 전압에 비해  $90^\circ$  뒤지며, 동기 좌표계의 경우 d축 값은 0으로 q축 값은 계통 전압의 피크 값으로 제어된다. 최종적으로 0으로 제어되는 d축 값을 적분하여 계통 주파수인 60Hz의 위상각을 생성한다.

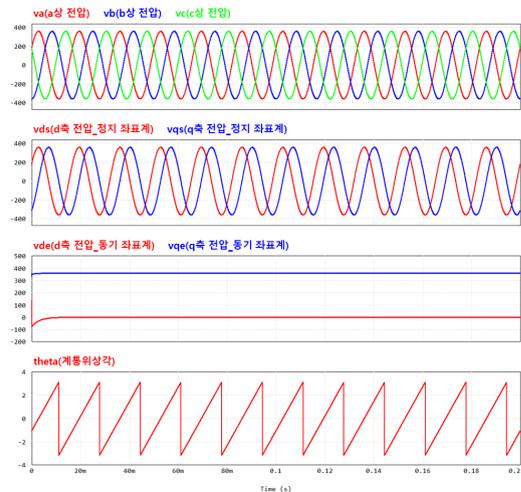


Fig. 10. SRF-PLL simulation of Vienna rectifier

Fig. 11은 비엔나정류기의 시뮬레이션 결과 파형으로 제어의 속응성을 확인하기 위하여 무부하에서 0.2초에 최대 출력인 20A 조건으로 변동하였다. 부하가 변동됨에 따라 전압제어기의 출력인 q축 지령전류는 교류전류의 첨두치인 27.83A로 변동하고 q축 전류는 이를 빠르게 추종한다. 최종적으로 d축과 q축에 대한 전류제어기 출력을 통해 변조된 PWM 신호가 3상의 입력전류를 정현적으로 제어하여 왜곡없는 정현파로 출력하고 있는 것을 확인할 수 있다.

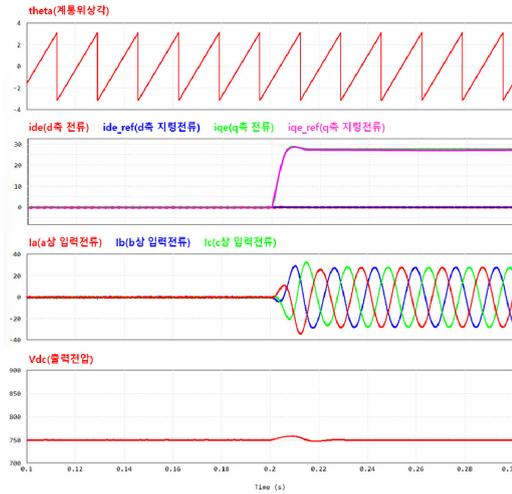


Fig. 11. Control system simulation of Vienna rectifier

본문에서 설명한 두 정류 방식의 고조파 및 역률 개선 특성을 비교하기 위해 시뮬레이션을 수행하였다.

Fig. 12와 13은 출력용량 15kW 조건에서 두 정류 방식의 시뮬레이션 결과 파형을 나타낸다. 정확한 특성 비교를 위해 두 방식 모두 정류에 의한 변환 손실은 없는 것으로 가정하였다. 시뮬레이션 결과 비엔나정류기는 위상제어정류기 대비 총 고조파 왜형률에서 4% 이상의 개선됨을 보였으며, 역률은 0.9997로 계통에서 소비되는 피상전력은 24-펄스위상제어정류기 보다 약 3kVA(Irms=3.99A) 낮게 나타났다.

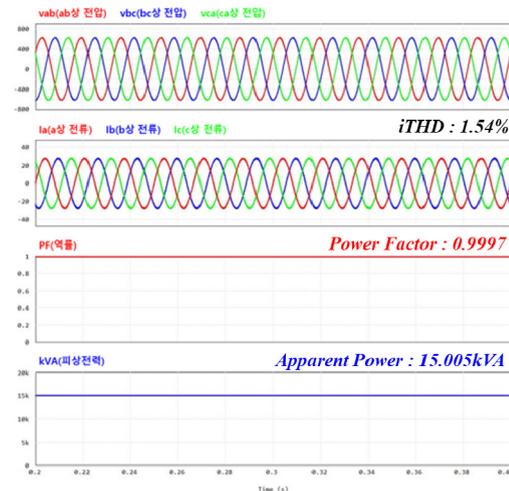


Fig. 12. Simulation of Vienna rectifier

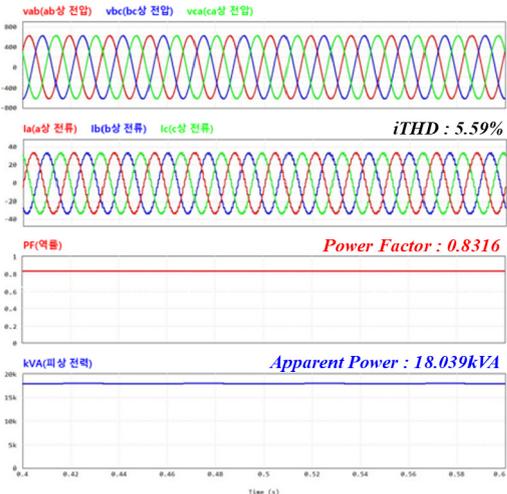


Fig. 13. Simulation of 24-pulse SCR rectifier

Table 3. Simulation results of Vienna rectifier and 24-pulse SCR rectifier

Topology	Unit	Load(%)			
		25	50	75	100
Vienna rectifier	kVA	3.758	7.507	11.256	15.005
	Irms	4.93	9.85	14.76	19.68
	kW	3.75	7.50	11.25	15.00
	kVar	0.245	0.324	0.367	0.387
	PF	0.998	0.9991	0.9997	0.9997
	iTHD	6.24	3.13	2.06	1.54
24-pulse SCR rectifier	kVA	6.496	10.175	14.058	18.039
	Irms	8.52	13.35	18.44	23.67
	kW	3.75	7.50	11.25	15.00
	kVar	5.304	6.876	8.430	10.02
	PF	0.5772	0.7371	0.8004	0.8316
	iTHD	8.55	6.92	6.13	5.59

Table 3은 비엔나정류기와 24-펄스 위상제어정류기의 부하 조건 별(25%, 50%, 75%, 100%) 시뮬레이션 결과를 기록한 표이다. 부하 조건이 낮아질수록 고조파 전류 대비 기본파 전류의 크기가 더 크게 변화되어 두 방식 모두 총 고조파 왜형률은 일정 부분 증가함을 보였으나, 정현파 형태로 출력되는 비엔나정류기의 왜형률이 더 낮게 나타났다. 또한 비엔나정류기는 전 부하에서 1에 가까운 고역률이 유지되었으나, 위상제어정류기는 25% 부하 조건에서 측정된 역률이 0.5772로써 부하의 증감에 따라 편차가 크게 나타났다. 이는 부하가 낮아짐에 따라 정류기의 도통 시간을 줄이기 위해 사이리스터의 점화각이 지연되어 역률 특성이 나빠졌음을 확인할 수 있다.

### 2.3.2 실험결과

제안한 비엔나정류기의 합성용 레이다 체계 적용을 위해 15kW급 비엔나 정류 모듈과 이를 12-병렬 구성한 180kW급 전원공급기의 시제품을 제작하였다. 정류 모듈의 정격용량에서 계통 전압과 전류의 실험 파형을 Fig. 14에 나타낸다.

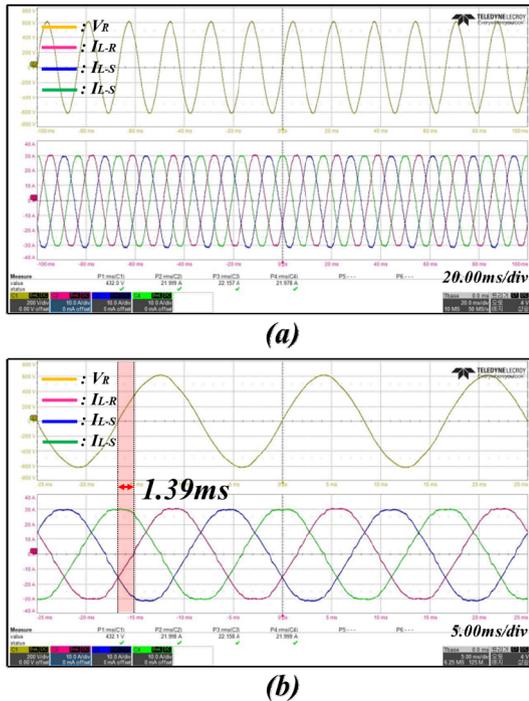


Fig. 14. Grid voltage and current waveforms(15kW)  
(a) 20.00ms/div (b) 5.00ms/div

분할 파형의 상단 파형은 계통의 R상 전압을 하단 파형은 각 상의 선전류 파형 측정 결과이다. 측정 파형의 상전압과 선전류의 위상차는 약 30° (1.39ms)로 확인되었다. 합성 결선 방식이  $\Delta$ 임을 고려하면 선전류의 위상은 30° 지연된 파형으로 나타나므로 정류 모듈의 역할 제어를 통해 상전압과 상전류의 위상이 동위상으로 제어되고 있음을 확인할 수 있다.

Fig. 15는 모듈의 정격에서 전력분석기를 통해 측정 한 역률과 총 고조파 왜형을 측정 결과이다. 측정 역률은 0.9985, 각 상의 전류 THD는 1.9에서 3% 수준으로 시뮬레이션 결과 값과 유사하게 나타남을 확인했다. 또한, 이때 각 상의 40차까지 차수 별 고조파 함유율은 2% 이내로 확인되었다.

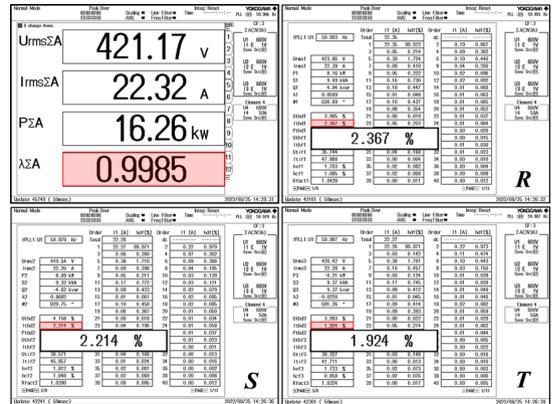


Fig. 15. Measurements results of P.F and iTHD(15kW)



Fig. 16. Measurements results of P.F and iTHD (180kW)

Fig. 16은 정류 모듈을 12-병렬한 180kW급 레이다 전원공급기 시제품의 역률과 각 상의 전류 THD 측정 결과를 나타낸다. 측정 역률은 0.9995, 각 상의 전류 THD는 1.6%에서 2% 수준으로 나타났으며, 40차까지 각 상의 차수 별 고조파 함유율은 1.5% 이내로 나타났다. 모듈 단위의 실험 결과와 유사하게 나타나 병렬 구조에 따른 특성 변화는 없는 것을 확인하였다.

실험 결과에서 합성용 레이다 전원공급기 설계 시 고려해야 할 MIL-STD-1399-300B와 MIL-STD-461G, CE101 표준의 역률 및 고조파 요구조건을 충족함을 확인하였으며, 낮은 피상전력으로 운전되어 레이다 운용 간 합성 전력 계통의 비효율적인 전력 소비를 최소화할 수 있음을 확인하였다.

### 3. 결론

본 논문에서는 기존 합정용 다기능 레이더 전원공급기의 정류 방식으로 많이 사용되는 24-펄스 위상제어정류기를 대신하여 비엔나정류기를 이용한 능동적인 방식의 역률 개선 방안을 제안하였다. 역률 제어를 위한 3상 전원의 위상각 검출기법은 SRF-PLL 기법을 적용하였으며, 검출된 위상각 정보를 토대로 이중 루프 제어기를 설계하여 입력전압과 전류의 위상을 동기화할 수 있는 정류기의 스위칭 지령 신호를 생성하였다. 본 방식의 시뮬레이션 결과 제안하는 비엔나정류기는 기존 정류 방식인 24-펄스 위상제어정류기보다 낮은 총 고조파 왜형률과 높은 역률로 운전되는 우수한 특성을 보이는 것을 확인하였다. 또한, 이를 바탕으로 제작한 12-병렬 정류 모듈 구조의 180kW급 레이더 전원공급기 시제품의 실험 결과를 통해 합정용 레이더 체계 적용을 위한 기술적 유효성과 타당성을 검증하였다. 이는 레이더를 비롯하여 함정에 탑재되는 첨단 무기의 기술 발전으로 인한 전력 수요 증가로 전기식 추진체계 탑재가 예상되는 미래 함정에서 체계 장비 간 효율적인 전력 소비를 바탕으로 전력계통 전체의 신뢰도와 안전성을 향상시키는데 기여할 수 있을 것으로 기대한다.

### References

- [1] J. C. Yang, "Global Development Trends of Multi-Function Radars for Naval Vessels", *Defense & Technology*, Vol.469, pp.96~111, 2018.
- [2] J. R. Kim, "Technology Status and Development Trends of Multi-Function Radars for Naval Vessels", *Defense & Technology*, Vol.367, pp.38~47, 2009.
- [3] GE Power Conversion, "Global Trends of Naval Electric Propulsion Systems and Suggestions for the Future ROKN Destroyer Program", *Journal of the Korean Society of Propulsion Engineers*, Vol.23, No.4, pp.112~122, 2019.
- [4] U.S. Department of Defense, "Electric Power, Alternating Current", MIL-STD-1399-300B, April.24, 2008.
- [5] U.S. Department of Defense, "Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment", MIL-STD-461G, Dec.11, 2015.
- [6] Shukla, H, "Vector Control of Three-Phase Active Front End Rectifier", *International Journal For Innovative Research in Science & Technology*, Vol.2, No.9, pp. 261~268, 2016.

- [7] D. O. Yoon, K. K. Yoon, S. H. Kim, "Harmonic Reduction Scheme by the Advanced Auxiliary Voltage Supply", *Journal of the Korean of Marine Environment & Safety*, Vol.21, No.6, pp.759~769, 2015.  
DOI: <https://doi.org/10.7837/kosomes.2015.21.6.759>
- [8] Bhim Singh, Sanjay Gairola, "A Zigzag Connected Auto-Transformer Based 24-Pulse AC-DC Converter", *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol.3, No.2, pp.235~242, 2008.  
DOI: <https://doi.org/10.5370/JEET.2008.3.2.235>
- [9] J. S. Kim, J. H. Choi, K. K. Yoon, D. H. Seo, "Harmonic Reduction of Electric Propulsion Ship using New Rectification Scheme", *Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering*, Vol.16, No.10, pp.2230~2236, 2012.  
DOI: <https://doi.org/10.6109/jkiice.2012.16.10.2230>
- [10] S. H. Kim, Y. M. Go, J. S. Lee, "L-filter Design of Vienna Rectifier with DPWM Method", *The transactions of The Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol.71, No.9, pp.1250~1258, 2022.  
DOI: <https://doi.org/10.5370/KIEE.2022.71.9.1250>
- [11] S. H. Yang, J. H. Park, K. B. Lee, "Current Quality Improvement for a Vienna Rectifier with High-Switching Frequency", *The Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol.22, No.2, pp.181~184, 2017.  
DOI: <https://doi.org/10.6113/TKPE.2017.22.2.181>
- [12] K. B. Lee, *Advanced Power Electronics Engineering*, p.449, Munundang, 2019, pp.141~159

이 동 현(Dong-Hyun Lee)

[정회원]



- 2017년 2월 : 한양대학교 전자시스템공학 전력전자전공 (공학석사)
- 2017년 6월 ~ 2021년 10월 : 동양이엔피 ES개발팀 선임연구원
- 2021년 10월 ~ 현재 : 한화시스템 전원제어팀 선임연구원

<관심분야>

전력전자, 배터리, EMI/EMS

장 상 인(Sang-In Jang)

[정회원]



- 2010년 2월 : 서울시립대학교 전자전기공학부 (공학사)
- 2010년 2월 ~ 2015년 9월 : 삼성전기 파워개발팀 선임연구원
- 2015년 9월 ~ 2019년 9월 : 솔루션 SP(삼성파워)개발팀 책임연구원
- 2019년 9월 ~ 현재 : 한화시스템 전원제어팀 전문연구원

<관심분야>

전력전자, 배터리, EMI/EMS

---

신 동 석(Dong-Seok Shin)

[정회원]



- 2009년 8월 : 강원대학교(춘천) 전기공학과 전력전자전공 (공학석사)
- 2016년 2월 : 강원대학교(춘천) 전기공학과 전력전자전공 (공학박사)
- 2016년 3월 ~ 2019년 9월 : 솔루션 SP(삼성파워)개발팀 책임연구원
- 2019년 9월 ~ 현재 : 한화시스템 전원제어팀 전문연구원

<관심분야>

전력전자, EMI/EMS, RF 앰프전원