

고정밀 자석전원을 위한 전류형 PWM 컨버터의 입출력 필터설계

論 文
45~1~6

Input and Output Filter Design of Current Source PWM Converter for High-precision Magnet Power Supply

金 孝 城* · 崔 載 昊**
(Hyo-Sung Kim · Jae-Ho Choi)

Abstract - Current Source(CS) PWM converter is appropriate for the magnet power supply system which requests high power and high precision current control. Input and output filters should be installed to eliminate the current or voltage harmonics caused by the PWM switching for the CS PWM converter. But the input/output filters limit the output DC current range and may destroy the system with filter resonance, and make the system equation more complicated. In this paper, systematic and simple filter design method which considers not only the harmonic attenuation but also the total system performance is proposed. The proposed design algorithm guarantees minimum filter cost and power loss in the ac filter and good transfer function characteristics in the dc filter. The simulated and experimental results verify the proposed theory.

Key Words : Magnet Power Supply System, CS PWM Converter, AC Input Filter Design, DC Output Filter Design.

1. 서 론

고정밀 자석전원은 소립자, 원자핵 등의 고에너지물리 연구 분야 뿐만 아니라, 자기부상열차, 단층촬영기, 핵융합발전의 플라즈마 제어기 등의 응용분야에 중요한 장비이다. 이러한 분야에 사용되는 자석전원은 전류맥동이 극히 낮아야 하며(0.01[% 이하), 부하전류 제어기의 주파수 밴드 폭이 충분히 넓어서(수 [kHz] 이상), 제어가 신속해야 한다.^{1,2,3} 이에 덧붙여 고려될 수 있는 사항으로는 높은 운전효율, 작고 가벼울 것, 그리고 저가격을 생각할 수 있다.⁴

기존에는 대용량 정지형 스위치인 사이리스터(thyristor)를 사용한 사이리스터 컨버터(thyristor converter)가 이러한 자석전원으로 많이 사용되었다.^{5,6,7} 사이리스터 컨버터는 간단하고 내구성이 강하며 효율이 높다는 장점이 있어서 고효율의 자석전원을 구현시킬 수 있으나, 기본적으로 입출력단에 많은 고조파가 발생하며 입력역률이 낮고 속응성이 떨어진다.

한 단의 전력회로로 입력단 및 출력단의 전원사양조건을 모두 만족시킬 수 있는 컨버터로 PWM 컨버터에 관한 연구가 많이 진행되었다.^{8,9,10} PWM 컨버터는 직류출력측의 특성에 따라 전압형(Voltage Source type)과 전류형(Current Source type)의 두 가지로 대별된다.

전류형 PWM 컨버터는 전압형 PWM 컨버터에 비하여 스위치의 구성상 내구성이 높고 내재적인 전류제한기능을 가지며 전류응답이 빠르다는 등의 장점이 있기 때문에 큰 인덕턴스를 가지며 큰 전력을 사용하는 자석부하에는 아주 적합한 구조의

전원이라 할 수 있다.

전류형 PWM 컨버터의 입출력단에는 스위칭으로 인해 고조파 전류 및 전압이 발생되며 이러한 고조파를 억제하기 위하여는 수동필터가 필수적으로 사용된다. PWM 컨버터의 입출력 필터는 스위칭주파수를 증가시키에 따라 필터용량을 줄일 수 있다. 그러나 수동필터를 사용함으로써 컨버터 출력전류의 운전 영역이 제한되고 컨버터의 스위칭에 동기하는 수동필터의 공진 현상에 의해 시스템이 파괴될 위험성이 있으며 시스템의 특성식이 복잡하게 되는 등의 문제가 발생하게 된다.

기존에는 이러한 입출력필터의 체계적인 설계방법이 없이 경험에 의존하여 주어진 시스템에 따라 개략적으로 설계하였다. 본 논문에서는 전류형 PWM 컨버터와 입출력 필터의 관계 및 특성을 해석함으로써 고정밀 전류형 PWM 컨버터의 입출력 수동필터에 관하여 간단하고 체계적인 설계 알고리즘을 제안하고 그에 따른 설계 데이터 및 성능을 제시한다. 또한 입출력 필터의 설계결과를 퍼유닛법으로 표현함으로써 다양한 전원조건에 대하여도 설계 결과를 간단히 적용할 수 있도록 하였다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제시된 이론의 타당성을 검증한다.

2. 자석전원장치의 구성

2.1 전류형 PWM 컨버터의 구조

그림 1은 전류형 PWM 컨버터를 사용한 자석전원시스템의 구성도를 보인다. 전류형 PWM 컨버터의 입력단에서 발생하는 고조파전류를 억제하기 위하여 교류입력필터를 설치 하였고, 출력단에서 발생하는 고조파 전압이 부하측에 나타나지 않도록 하기 위하여 직류출력필터를 설치하였다.

2.2 교류 입력 필터

교류입력측 전원전류의 제한조건으로는 입력역률과 총고조파

* 正 會 員 : 天 安 工 業 專 門 大 制 御 計 測 科 副 教 授 · 工 博

** 正 會 員 : 忠 北 大 工 大 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博

接 受 日 字 : 1995 年 3 月 30 日

1 次 修 正 : 1995 年 6 月 21 日

2 次 修 正 : 1995 年 10 月 21 日

3 次 修 正 : 1995 年 12 月 11 日

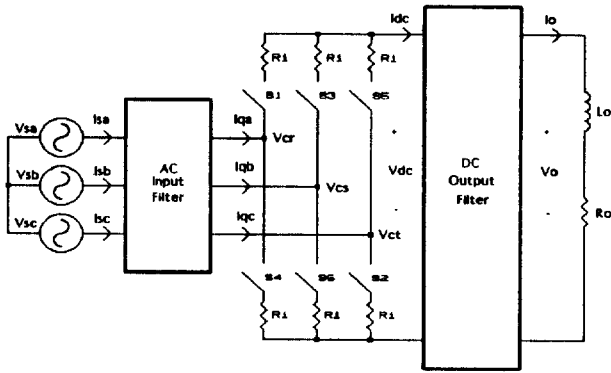


그림 1 전류원형 PWM 컨버터를 사용한 자석전원장치의 개념도
 Fig. 1 Schematic diagram of the proposed magnet power supply system using CS PWM converter

왜형율(THD_i)을 정의한다. 즉,

$$THD_i = \frac{\left(\sum_{k=3,5,7}^{31} I_{sk}^2 \right)^{1/2}}{I_{s1}} \times 100 (\%) \quad (1)$$

where, I_{sk} = magnitude of harmonic current
 I_{s1} = magnitude of fundamental current.

본 논문에서는 $THD_i < 5[\%]$ 로 한다.

PWM 컨버터의 입력전류는 단위역률로 제어될 수 있으나 스위칭으로 인하여 인출력 단에 고조파 전류 및 전압이 발생되며 이를 억제하기 위하여 컨버터의 인출력단에 LC형 수동필터를 설치한다.

수동필터의 고조파억제력을 정량적으로 표현하기 위하여 고조파억제비(HAR; Harmonic Attenuation Ratio)를 정의한다.^[14] 컨버터의 스위칭주파수 ω_s 와 필터 공진 주파수 ω_c 와의 비 ω_c/ω_s 에 따라 스위칭 주파수 ω_s 에서의 LC형 필터의 고조파억제비 HAR은 다음 식(2)와 같이 결정된다.

$$HAR = 20 \log \left(\frac{I_s}{I_q} \right) \Bigg|_{\omega = \omega_s} = 40 \log \left(\frac{\omega_c}{\omega_s} \right) \quad (dB) \quad (2)$$

where, I_s = ac source current
 I_q = converter input current.

예를 들어 $\omega_c/\omega_s=0.1$ 일때 스위칭 주파수 ω_s 에서의 고조파억제비 HAR은 $-40[dB]$ 이 되어 충분한 고조파 억제력을 갖는다고 볼 수 있다.

LC필터는 공진주파수대에서 고조파 전류와 공진하면 매우 큰 전류가 흐르게 되어 시스템에 악영향을 줄 수 있다. 이를 억제하기 위하여 감쇄저항을 사용하지만 감쇄저항에서의 전압 강하나 전력의 손실이 문제가 된다. 이러한 문제를 극복하기 위하여 본 논문에서는 RLC형 필터 구조를 제안한다.^[12,13] RLC형 필터는 감쇄저항이 필터 인덕터와 병렬로 접속되어서 고조파 성분의 전류만을 감쇄저항에 흐르도록 함으로써, 감쇄저항에서의 전력손실을 혁신적으로 줄이면서도 필터의 고조파 억제

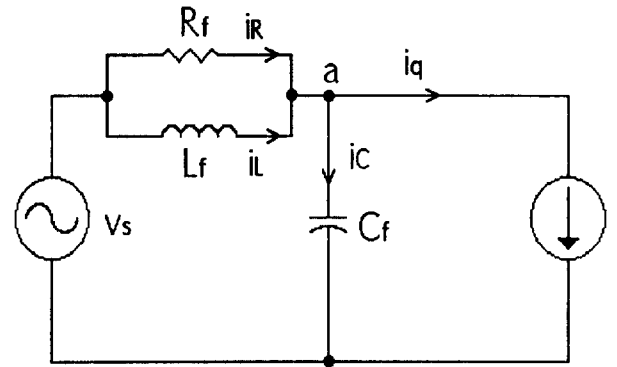


그림 2 RLC형 교류입력필터의 단상동가회로
 Fig. 2 Single phase equivalent circuit of RLC type ac input filter

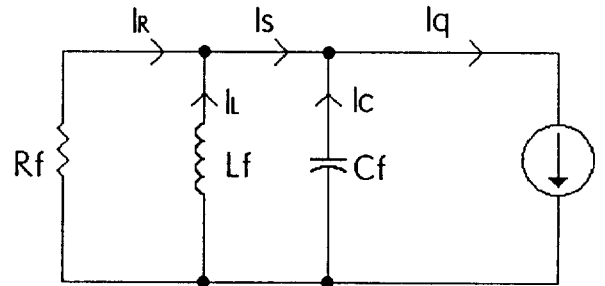


그림 3 RLC형 교류입력필터의 고조파동가회로
 Fig. 3 Harmonic equivalent circuit of RLC type ac input filter

력은 그대로 유지할수 있다. 또한 필터 인덕터에는 기본파의 전류만 흐르도록 되어서 필터 인덕터에 고조파 전류가 유입되는 것을 막고 필터 인덕터를 보호하는 기능도 가진다. 그림 2는 RLC형 필터의 단상동가회로를 보인다.

RLC형 교류필터의 고조파 동가회로를 그리면 그림 3과 같다. RLC형 필터에서 컨버터 입력전류 i_q 에 대한 전원전류 i_s 의 전달 함수를 구하면;

$$\frac{I_s}{I_q} = \frac{1}{R_f C_f} \frac{\left(s + \frac{R_f}{L_f} \right)}{s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2} \quad (3)$$

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (4)$$

$$\zeta_i = \frac{1}{2\omega_i C_f R_f} = \frac{1}{2R_f} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (5)$$

가 된다.

한편, 직류출력전류의 운전영역은 교류필터 커패시터 C_f 와 교류정격전류 I_{rated} 에 따라 다음의 식(6)으로 제한된다.^[14]

$$\sqrt{2} \omega_o C_f V_s < I_{dc} < \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_{rated} \quad (6)$$

where ω_0 = natural frequency of the source voltage.
 V_s = RMS value of the source phase voltage.

2.3 직류 출력 필터

직류 출력측 부하전류의 제한조건으로는 식(7)과 같이 부하 전류의 맥동률(Ripple Factor; RF_{io})을 정의 한다.

$$RF_{io} = \frac{\left(\sum_{k=1,2,3}^{31} I_{ok}^2 \right)^{1/2}}{I_{avg}} \times 100 (\%) \quad (7)$$

where I_{ok} = magnitude of the harmonic current
 I_{avg} = magnitude of the average current.

직류출력필터는 기본적으로 그림 4(a)와 같은 LC형 필터를 사용한다. 고정밀 자석부하와 같이 극히 낮은 전류맥동을 요구하는 경우 필터용량이 매우 증대하며, 이러한 큰 용량의 필터 커패시턴스와 자석부하의 인덕턴스가 결합하여 원치 않는 공진이 발생할 수 있다. 이러한 공진을 억제하기 위하여 그림 4(b)와 같이 감쇄저항 R_d 를 필터 커패시터와 병렬로 접속한다. 이때 감쇄저항에는 필터 커패시터 C_d 양단의 전압이 가해지므로 지속적인 전류가 흐르게 되어 감쇄저항에서의 전력손실이 무시할 수 없게 된다. 이를 극복하기 위하여 감쇄저항과 직렬로 감쇄용 커패시터 C_r 를 접속한다. 감쇄용 커패시터는 감쇄저항에 직류성분의 전류가 흐르지 못하게 하고 오직 공진을 야기하는

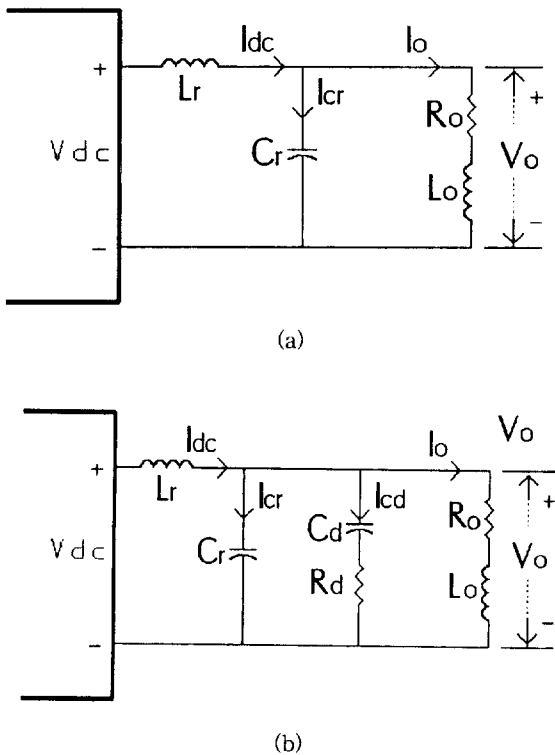


그림 4 직류출력필터의 회로도; a) LC형, b) LC-RC형
 Fig. 4 Circuit diagram of the dc output filter; a) LC type, b) LC-RC type.

교류성분의 맥동전류만 흐르도록 한다.

이러한 형태의 직류필터는 큰용량의 인덕턴스를 갖는 자석부하회로와 결합하여 4차 미분방정식으로 표현되는 전달함수를 갖으며 4개의 필터요소를 갖으므로 2차형 LC필터와 달리 설계가 매우 복잡하여 진다.

3. 입출력 필터설계 알고리즘

3.1 교류입력필터 설계 알고리즘

전류형 PWM 컨버터의 입력측 성능은 히스테리시스 비교기의 밴드폭(Hysteresis band width; δ)과 밀접한 관련성을 갖는다. 표 1은 각기 다른 히스테리시스 밴드폭 δ 에 대하여 교류필터 공진주파수 $f_i(=\omega_i/2\pi)$ 를 변화시켰을 때 컨버터의 스위칭 주파수 f_s 와 전원측전류의 THD_i 특성을 조사한 것이다.

그림 5 및 그림 6은 표 1을 참조하여, 각 필터 공진주파수에서 히스테리시스 밴드폭의 크기에 대한 컨버터 스위칭 주파수와 전원전류의 총고조파왜형율의 관계를 보인 것이다.

그림 5와 그림 6의 관계를 분석하여 볼 때 다음과 같은 결론을 얻는다. 첫째, 필터의 공진주파수를 감소시키면 컨버터의 스

표 1 히스테리시스밴드폭(δ)과 필터공진주파수(f_i)에 관련한 전류형 PWM 컨버터의 성능특성

Table 1 Characteristics of the CS PWM converter system related with the hysteresis band width and the filter resonance frequency

C_f [μ F]	밴드폭(δ) [A]	f_i [Hz]	L_f [mH]	f_s [Hz]	THD _i [%]
150	1.2464	828	0.245	18,010	2.56
		514	0.636	13,100	1.855
		319	1.65	8,660	1.43
		198	4.28	5,660	1.2
	2.0074	828	0.245	12,930	2.56
		514	0.636	8,590	2.01
		319	1.65	5,820	1.9
		198	4.28	3,670	1.7
	3.2329	828	0.245	8,700	3.43
		514	0.636	5,770	3.33
		319	1.65	3,720	2.96
		198	4.28	2,340	2.55
5.2066	828	0.245	5,750	5.39	
	514	0.636	3,650	4.72	
	319	1.65	2,490	4.27	
	198	4.28	1,520	4.59	

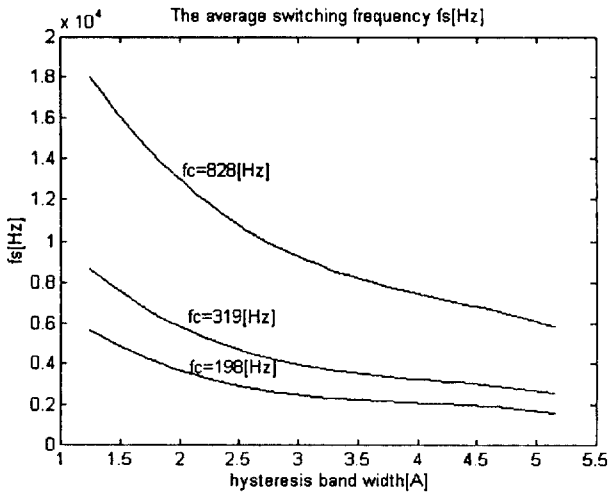


그림 5 필터공진주파수를 파라메타로 한 컨버터 스위칭주파수와 히스테리시스밴드폭과의 관계

Fig. 5 Relation between the switching frequency(f_s) and the hysteresis band width(δ), with the filter resonance frequency(ω_c) as parameters

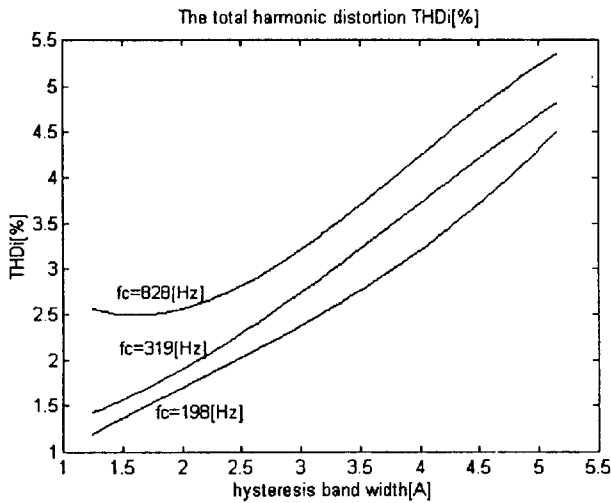


그림 6 필터공진주파수를 파라메타로 한 THDi와 히스테리시스밴드폭과의 관계

Fig. 6 Relation between the THD_i and the hysteresis band width(δ), with the filter resonance frequency(ω_c) as parameters

스위칭 주파수와 전원전류의 총고조파왜형율이 모두 감소 한다. 이는 필터의 공진주파수를 낮추면 정상상태에서 시스템의 특성이 좋아진다는 것을 의미한다. 하지만 여기에는 상당한 대가가 따른다. 필터의 공진주파수가 낮아지면 필터의 크기와 가격이 증대하며, 필터 커패시터값의 증가로 인하여 직류출력 전류의 운전영역이 좁아지는 등의 단점이 발생한다.

둘째, 히스테리시스 밴드 폭을 줄이면 컨버터의 스위칭 주파수는 증가하지만 전원전류의 총고조파왜형율은 감소한다. 여기에는 타협점(Trade-off)이 존재한다. 즉, 시스템의 스위칭 주파수를 낮출 것인지, 전원전류의 총고조파왜형율을 낮출 것인지

지의 문제이다. 이는 제어 대상의 요구 조건에 따라 달라진다. 제어대상이 소전력, 고정밀도의 전력제어를 요구하는 경우라면, 스위칭 주파수는 높더라도 상관없으며, 제어특성과 전원전류의 총고조파왜형율의 개선에 관심을 기울여야 할 것이다. 제어대상이 대전력을 요구하는 경우라면, 스위칭 주파수가 낮은 전력용 반도체 소자를 사용하게 되므로 어쩔 수 없이 시스템의 스위칭 주파수는 제한을 받을 것이다.

결론적으로, 앞에서 언급한 히스테리시스밴드와 필터 공진주파수의 두 가지 특성을 이용하면, 필터의 용량을 최소로 하면서도 두 가지 성능평가함수를 제한범위 내에 오도록 하는 최적의 필터 공진주파수와 히스테리시스 밴드 폭의 조합을 찾아낼 수 있다.

이상의 분석결과를 토대로 하여 본 논문에서는 다음과 같은 최적 필터 설계과정을 수립하였다.

- (1) 초기의 필터 공진주파수 ω_i 를 설정한다.
- (2) 밴드 폭을 큰 값에서 작은 값으로 감소시켜 가면서 규정된 컨버터의 스위칭 주파수를 갖는 밴드 폭의 값을 찾고 그 값을 δ_{FS} 로 한다.
- (3) 마찬가지로 (2)의 과정에서와 같이 밴드 폭을 감소시키면서 규정된 전원전류의 총고조파왜형율을 갖는 밴드 폭을 찾고 그 값을 δ_{THDi} 로 한다.
- (4) $\delta_{ERR} = \delta_{FS} - \delta_{THDi}$ 를 구한다.
- (5) 식(8)에 의해 δ_{ERR} 을 최소로 하는 필터의 공진주파수 ω_i' 를 재 설정한다.
- (6) δ_{ERR} 이 허용범위내로 들어올 때까지 (2)-(5)의 과정을 반복하여 필터의 공진주파수 ω_i 및 히스테리시스 밴드폭 δ_{FIND} 를 구한다.
- (7) 앞에서 구한 필터의 공진주파수를 필터조합 중 필터 커패시터의 값을 식(6)에서 규정된 최대한계 커패시터 값에서 감소시켜 가면서 최적의 가격을 갖는 필터 조합을 구한다.

이때 최적화 과정은 경사법(gradient method)을 사용하였다. 그림 7에 컨버터의 스위칭 주파수 및 전원전류의 총고조파왜형율을 고려한 히스테리시스 밴드폭 및 필터 공진주파수의 최적 설계 개념을 보인다. 이 때 새로운 필터 공진주파수 ω_i' 의 결정은 다음의 식에 의한다. k 는 탐색계수 이다.

$$\omega_i' = \omega_i(1 - k(\delta_{FS} - \delta_{THDi})) \tag{8}$$

3.2 직류 출력필터 설계

직류측 필터의 설계에 있어서 고려해야 할 사항은 정상상태에서의 고조파 억제력과 과도응답의 안정성 및 속응성이다. 앞의 특성은 필터에 요구되는 기본적인 특성이며 뒤의 두 가지는 필터를 사용함으로써 야기되는 불안정한 특성으로서 그 영향력을 줄이는 것이 목표가 된다.

직류측 필터의 전달함수는 자석부하와 결합하여 4차 미분방정식이 되므로서 시스템의 해석이 복잡하게 되고 출력필터의 체계적인 설계가 어려워져서 지금까지는 경험에 의존하여 필터를 설계하는 경우가 대부분이었다. 본 논문에서는 출력필터의 특성을 해석하여 간단하고 체계적인 출력필터 설계방법을 제시한다.

자석부하 회로를 포함하여 해석한 컨버터의 출력전압 V_{dc} 에 대한 직류필터의 출력전압 V_o 의 전달함수블럭도를 그림 8에 보인다. 전달함수는 식(9)와 같이 유도된다.

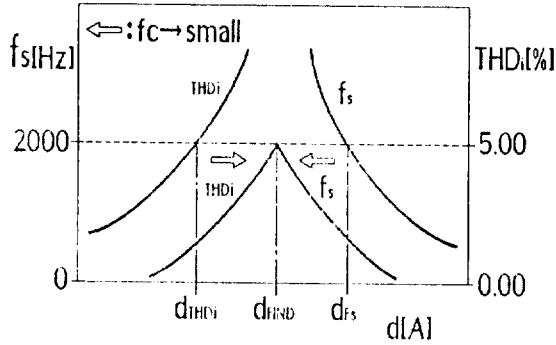


그림 7 히스테리시스밴드폭과 필터공진주파수의 탐색 알고리즘

Fig. 7 Search algorithm for the hysteresis band width(δ) and the filter cutoff frequency(ω_c)

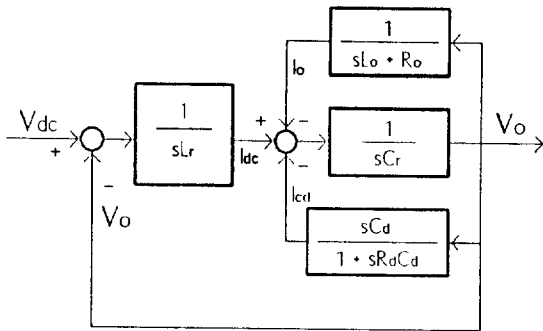


그림 8 부하자석을 고려한 직류출력필터의 블럭선도

Fig. 8 Block diagram of DC output filter with magnet load

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (9)$$

where

$$a_4 = L_r L_o R_d C_d C_r$$

$$a_3 = L_r \{ L_o (C_r + C_d) + R_o R_d C_d C_r \}$$

$$a_2 = L_r (R_o (C_r + C_d) + R_d C_d) + L_o R_d C_d$$

$$a_1 = L_r + L_o + R_o R_d C_d$$

$$a_0 = R_o$$

$$b_2 = L_o R_d C_d$$

$$b_1 = R_o R_d C_d + L_o$$

$$b_0 = R_o$$

위의 식에서 분자항의 영점은 근의 공식에 의하여 다음과 같이 구해진다.

$$z_{1,2} = \frac{-b_1 \pm \sqrt{b_1^2 - 4b_0 b_2}}{2b_2} \quad (10)$$

이며

$$b_1^2 - 4b_0 b_2 = (R_o R_d C_d - L_o)^2 > 0 \quad (11)$$

이 되므로 영점은 다음과 같이 두개의 실근을 갖는다.

$$z_{1,2} = -\frac{1}{R_d C_d} \text{ and } -\frac{R_o}{L_o} \quad (12)$$

즉, 복소평면의 음의 실수축에 영점이 위치한다. 전달함수의 영점이 두개의 실근이며 분모는 4차 다항식이므로 직류출력필터의 설계 방법은 다음과 같이 제시된다.

필터요소의 관계를 적절히 설정함으로써, 4개의 극점 중 두개는 두개의 영점 z_1 및 z_2 를 상쇄하도록 설정하고 나머지 두개의 극은 $(s^2 + 2\zeta_o \omega_o s + \omega_o^2)$ 의 꼴이 되도록 한다. 이렇게 함으로써 영점에서 전달함수의 이득이 20[dB/dec]만큼 증가하는 것을 억제하고 직류출력 필터로 인하여 출력회로의 특성식이 고차화 되는 것을 방지하며 직류출력필터의 전달함수 (V_o/V_{dc}) 응답을 2차계로 낮출 수 있다. 따라서 직류출력필터의 전달함수 V_o/V_{dc} 의 공진주파수 ω_o 와 감쇄도 ζ_o 를 설정함으로써 간단히 출력필터를 설계할 수 있다. 직류출력필터의 전달함수 V_o/V_{dc} 는;

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_2(s-z_1)(s-z_2)}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (13)$$

로 표현되며 분자항의 영점 2개를 소거하기 위해 분모 항을;

$$D(s) = a_4 \left(s + \frac{1}{R_d C_d} \right) \left(s + \frac{R_o}{L_o} \right) (s^2 + 2\zeta_o \omega_o s + \omega_o^2) \quad (14)$$

로 놓으면 분모 항은 다음 식(15)와 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} D(s) = & s^4 L_r L_o R_d C_d C_r \\ & + s^3 (L_r L_o C_r + L_r R_o R_d C_d C_r + 2\zeta_o \omega_o L_r L_o R_d C_d C_r) \\ & + s^2 \{ L_r C_r R_o + \omega_o^2 L_r L_o R_o C_d C_r + 2\zeta_o \omega_o (L_r L_o C_r + L_r R_o R_d C_d C_r) \} \\ & + s \{ (L_r L_o C_r + L_r R_o R_d C_d C_r) \omega_o^2 + 2\zeta_o \omega_o L_r C_r R_o \} \\ & + L_r C_r R_o \omega_o^2 \end{aligned} \quad (15)$$

한편 식(15)는 식(9)의 분모 항과 같아야 하므로 각차의 계수의 값은 같아야 한다. 따라서;

$$s^0 \text{에서: } L_r C_r R_o \omega_o^2 = R_o$$

$$\therefore \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} s^1 \text{에서: } & (L_r L_o C_r + L_r R_o R_d C_d C_r) \omega_o^2 + 2\zeta_o \omega_o L_r C_r R_o \\ & = L_r + L_o + R_o R_d C_d \end{aligned}$$

$$\therefore \zeta_o = \frac{1}{2R_o} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (17)$$

$$\begin{aligned}
 s^2 \text{에서: } & L_r C_r R_o + \omega_o^3 L_r L_o R_d C_d C_r + 2\zeta_o \omega_o \\
 & (L_r L_o C_r + L_r R_o R_d C_d C_r) \\
 & = L_r C_r R_o + L_r R_o C_d + L_r R_d C_d + L_o R_d C_d \\
 \therefore C_d = & \frac{L_o}{R_o^2} \tag{18}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 s^3 \text{에서: } & L_r L_o C_r + L_r R_o R_d C_d C_r + 2\zeta_o \omega_o L_r L_o R_o C_d C_r \\
 & = L_r C_r L_o + L_r L_o C_d + L_r R_o R_d C_d C_r \\
 \therefore R_d = & R_o \tag{19}
 \end{aligned}$$

따라서 위의 식(18)과 식(19)의 조건을 만족시키도록 필터요소의 관계를 설정하면 컨버터출력전압 V_{dc} 에 대한 직류필터출력전압 V_o 의 전달함수는 식(20)과 같이 2계차 미분식으로 간단화 된다.

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{1}{L_r C_r (s^2 + 2\zeta_o \omega_o s + \omega_o^2)} \tag{20}$$

ω_o 를 설정함으로써 억제하고자하는 고조파의 주파수대에서의 억제력은;

$$HAR = 40 \log \left(\frac{\omega_o}{\omega_s} \right) \tag{21}$$

로 표시된다.

예제) 자석부하가 $R_o = 64.48 [\Omega]$, $L_o = 1.2895 [\text{mH}]$ 일 때;

① $\omega_o = 400 [\text{rad/sec}]$, $\zeta_o = 1.0$ 로 하는 경우

$$L_r = \frac{2R_o \zeta_o}{\omega_o} = 322.4 [\text{mH}] \tag{22}$$

$$C_r = \frac{1}{L_r \omega_o^2} = 19.3 [\mu\text{F}] \tag{23}$$

$$C_d = \frac{L_o}{R_o^2} = 310.15 [\mu\text{F}]$$

$$R_d = R_o = 64.48 [\Omega]$$

② $\omega_o = 400 [\text{rad/sec}]$, $\zeta_o = 0.6$ 으로 하는 경우

$$L_r = 193.5 [\text{mH}]$$

$$C_r = 32.3 [\mu\text{F}]$$

$$C_d = 310.15 [\mu\text{F}]$$

$$R_d = 64.48 [\Omega]$$

즉, C_d 및 R_d 의 값은 부하의 파라메타에 따라 고정되며, 같은 필터 공진주파수 ω_o 에 대하여 L_r 의 값이 C_r 의 값보다 커짐에

따라 감쇄비 ζ_o 의 값은 증가한다.

4. 시뮬레이션

4.1 입출력 필터설계

설계대상 시스템의 입출력 사양은 표 2와 같다.

3.1절의 입력필터 설계 개념에 의하여 60[kVA]의 정격입력 전력을 갖는 전류형 PWM 자석전원장치의 입력필터 설계를 수행하였다. 컨버터 시스템의 히스테리시스 밴드폭은 $\delta = 30[\text{A}]$, 교류필터의 공진주파수는 $\omega_r = 5773[\text{rad/s}]$, 감쇄비는 $\zeta_i = 0.25$ 로 하였을 때 컨버터의 평균스위칭 주파수는 $f_s < 3300[\text{Hz}]$, 교류전원전류의 총고조파비는 $THD_i < 5[\%]$ 의 조건이 만족됨을 알 수 있었다.

다음, 최적필터설계를 수행한다. 정격입력전력 60[kVA]인 시스템에서 교류필터 커패시터를 변수로 한 교류입력 필터의 최적화 과정을 표 3에 보인다. 필터요소에 걸리는 전압 및 전류의 스펙트럼 분석 결과를 이용하여 필터의 무효전력용량을 구한다. 필터 커패시터 및 필터 인덕터의 무효전력용량은 다음식과 같다.

$$TkVA_L = 2\pi f_o L_f \sum k * i_{Lk}^2 \tag{24a}$$

$$TkVA_C = 2\pi f_o C_f \sum k * v_{Ck}^2 \tag{24b}$$

where, f_o = source frequency; 60[Hz].

i_{Lk} = current harmonics through the filter inductor

v_{Ck} = voltage harmonics through the filter capacitor.

일반적으로 인덕턴스의 가격은 같은 무효전력량의 커패시터의 가격보다 2배 내지 3배정도 비싸다고 본다. 본 논문에서는 인덕터의 가격이 3배 비싸다고 가정하였다. 따라서 다음과 같은 필터 가격에 따른 최적화 함수를 도입할 수 있다.

표 2 제안된 자석전원장치의 입출력 사양

Table 2 Specifications of proposed magnet power supply system

AC input condition	Phase	3 ϕ
	Frequency[Hz]	60
	Rated voltage[V]	220 \pm 10%
	Rated power[kVA]	60
	THD _i [%]	≤ 5
DC output condition	Output voltage[V]	50~250
	Output current[A]	40~200
	RF _{io} [%]	≤ 0.01
Magnet load	Inductance[mH]	21.49
	Resistance[Ω]	1.0746
	Time constant[ms]	20

$$O_{Cost} = TkVA_C + 3 * TkVA_L \quad (25)$$

표 3 교류입력필터의 최적화 설계과정(60[kVA] 정격)
Table 3 Optimization of the ac filter design(60[kVA])

C_f [μ F]	L_f [mH]	THD_i [%]	f_s [Hz]	TkVA[W]	Ocost[W]
200	0.1517	4.67	3250	4991	9683
242	0.1260	4.87	3250	5056	8856
293	0.1043	4.68	3320	5251	8433
322	0.0948	4.93	3350	5550	8429
354	0.0862	4.62	3190	5727	8355
390	0.0783	4.12	3530	6070	8438
429	0.0712	4.86	3300	6426	8584

표 4 교류입력필터의 최적화 설계 과정(600[VA] 정격)
Table 4 Optimization of the ac filter design(600[VA])

C_f [μ F]	L_f [mH]	THD_i [%]	f_s [Hz]	TkVA[W]	Ocost[W]
1.346	22.69	4.30	3240	52.878	121.81
1.629	18.75	4.76	3290	51.123	108.18
1.917	15.50	4.51	3240	48.257	94.81
2.890	10.59	4.60	3400	52.026	83.94
3.175	9.62	4.53	3270	54.931	83.88
3.840	7.95	4.53	3320	61.360	85.71

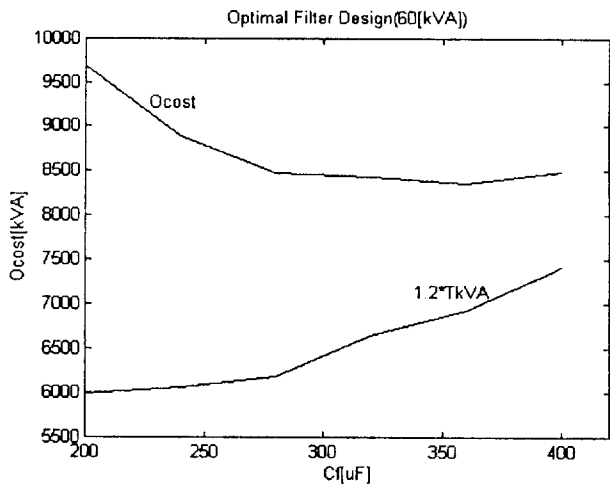


그림 9 교류필터의 최적화 설계과정(60[kVA] 시스템의 경우);
a) 교류필터 커패시터의 변화에 따른 필터가격곡선 (위), b) 교류필터 커패시터의 변화에 따른 필터용량 (아래)

Fig. 9 Optimization of the ac input filter(60[kVA] system);
a) The ac filter cost curve according to the filter capacitor(upper), b) The total reactive power curve of the ac filter according to the filter capacitor(lower)

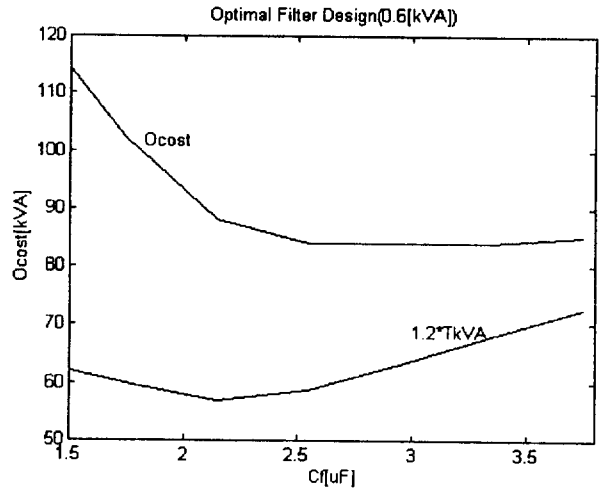


그림 10 교류필터의 최적화 설계과정(0.6[kVA] 시스템의 경우);
a) 교류필터 커패시터의 변화에 따른 필터가격 곡선(위), b) 교류필터 커패시터의 변화에 따른 필터용량(아래)

Fig. 10 Optimization of the ac input filter(0.6[kVA] system);
a) The ac filter cost curve according to the filter capacitor(upper), b) The total reactive power curve of the ac filter according to the filter capacitor (lower)

그림 9는 정격입력전력 60[kVA]인 시스템의 교류필터 최적 설계 결과를 보인다. 필터 커패시턴스가 대략적으로 300[μ F]로부터 350[μ F]사이에서 최적점이 존재함을 알 수 있다. 또한, 최저의 무효전력량을 갖는 점이 최저 가격을 갖는 점과 다름을 알 수 있다. 이는 필터인덕턴스와 필터 커패시턴스의 가격비가 다르게 설정되었기 때문이다.

표 4는 정격전력이 600[VA]인 시스템의 최적 입력필터 설계 과정을 보인다. 그림 10은 정격입력전력이 600[VA]인 시스템에서 교류필터 커패시터값에 대한 필터의 가격곡선을 보인다. 필터커패시턴스가 약3[μ F]일 때 필터 가격의 극소점이 구해짐을 알 수 있다. 60[kVA] 정격시스템에서 $C_f=300[\mu F]$ 에 대한 퍼유닛값은 $y_{CF}=0.09124$ 이고, 600[VA] 정격시스템에서 $C_f=3[\mu F]$ 에 대한 퍼유닛값은 역시 $y_{CF}=0.09124$ 로서 같다. 이는, 시스템의 정격입력전력이 100배의 차이가 발생함에도 불구하고 교류 입력필터의 제변수는 같은 퍼유닛 값으로 표현됨을 의미한다. 다시말해, 임의의 정격입력전력을 갖는 시스템에 대한 입력필터의 퍼유닛 설계값은 다른 정격전력을 갖는 시스템에 그대로 적용하여 사용할 수 있다.

직류출력필터의 경우 필터의 감쇄비는 $\zeta_o=1.0$ 으로 하였다. 따라서 직류출력 전류의 맥동을 RF_{io} 는 직류출력필터의 공진주파수에 따라 결정되며 $\omega_o=400[\text{rad/s}]$ 로 하였을 때 $RF_{io} < 0.01[\%]$ 의 조건이 만족되었다. 최종적으로, 시뮬레이션 모델에 대하여 설계된 입출력 필터의 값은 표 5와 같다.

전류형 PWM 컨버터의 입출력 성능은 여러 가지 상수와 계수의 곱으로 표현된다. 적절한 퍼유닛 표현을 사용함으로써, 이러한 고정적인 요소를 제외시켜서 시스템의 성능을 보다 단순한 모양으로 표현할 수 있다. 또한, 퍼유닛으로 표현된 설계 데

표 5 시뮬레이션 시스템의 필터설계 결과
Table 5 Filter design data for the simulation system

AC input filter	ω_i [rad/s]	5773
	ζ_i	0.25
	L_i [mH]	0.1
	C_i [μ F]	300
	R_i [Ω]	1.155
DC output filter	ω_o [rad/s]	400
	ζ_o	1.0
	L_o [mH]	5.37
	C_o [μ F]	1163
	C_d [μ F]	1861
	R_d [Ω]	1.0746

표 6 퍼유닛 표현에 의한 입출력필터 자료
Table 6 Per Unit representation of the input/output filter

AC input filter	ω_i [rad/s]	5773
	ζ_i	0.25
	x_{Li} [p.u]	0.0467
	y_{Ci} [p.u]	0.09124
	r_i [p.u]	1.43
DC output filter	ω_o [rad/s]	400
	ζ_o	1.0
	x_{Lo} [p.u]	1.378
	y_{Co} [p.u]	0.645
	r_d [p.u]	0.731
	y_{Cd} [p.u]	10.313

이타는 정격이 다른 시스템에도 간단히 적용이 가능하다는 이점이 있다. 본 논문에서 사용한 퍼유닛시스템의 기준값은 식 (26)과 같다.

$$f_{base} = 60[\text{Hz}] \quad \text{정격 전원주파수} \quad (26)$$

$$V_{base} = V_{rated} \quad \text{정격 선간전압}$$

$$VA_{base} = P_{out} \quad \text{정격 출력전력}$$

$$I_{base} = I_{rated} \quad \text{정격선전류}$$

$$Z_{base} = \frac{V_{rated}}{\sqrt{3}I_{rated}}$$

$$V_{dbase} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{rated}$$

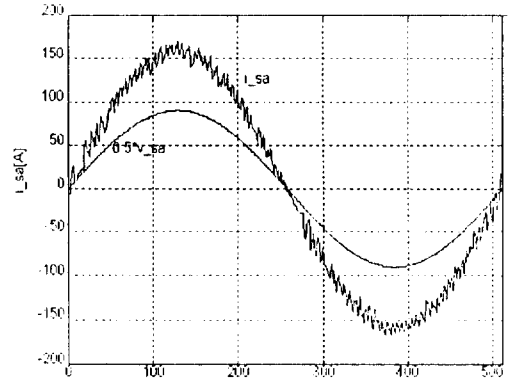
$$I_{dbase} = \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_{rated}$$

$$Z_{dbase} = \frac{V_{dbase}}{I_{dbase}}$$

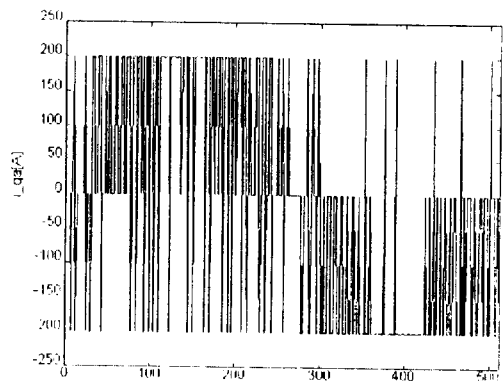
평균 스위칭 주파수와 백분율 히스테리시스 밴드 폭이 같은 컨버터 시스템의 입출력 필터는 같은 퍼유닛값으로 표현되며 표 6과 같다.

4.2 시뮬레이션 결과

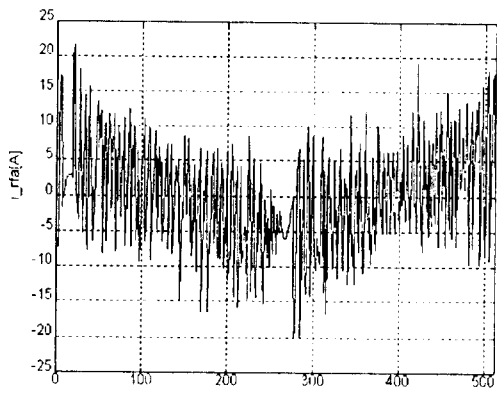
그림 11에 시뮬레이션 결과를 보인다. 그림 11(a)는 교류전원 전류의 파형이다. 전원전압과 동상을 이루고 있음을 알 수 있다. 그림11(b)는 컨버터 입력단의 전류파형이다. 그림 11(d)는 교류전원전류의 스펙트럼 분포를 보인다. 총고조파왜형율은 4.8[%]이다. 그림 11(c)는 교류필터 감쇄용 저항에 흐르는 전류의 파형이다. 교류전원전류에서 발생하는 고조파 성분의 전류를 흡수하고 있음을 알 수 있다. 고조파 분석결과 교류필터용 감쇄저항에서 손실되는 전력은 321.1[W]로서 60[kVA]의 교류 입력전력에 대하여 약 0.54[%]에 불과하다. 그림 11(e)는 컨버터 출력단 전압의 파형이다. 그림 11(f)는 직류필터 감쇄저항에 흐르는 전류의 파형이다. 360[Hz]의 기본주파수로서 맥동을 하며 그 크기는 대략 ± 0.15 [A] 이내이다. 이를 감쇄저항 양단에 걸리는 전압으로 환산하면 대략 ± 0.17 [V]로서 직류출력평균전압 215[V]에 대해서 약 ± 0.08 [%]의 비율을 갖는다. 그림 11(g)는 자석부하전류의 파형이다. 스펙트럼 분석결과 맥동률이 0.0069[%]이 된다.



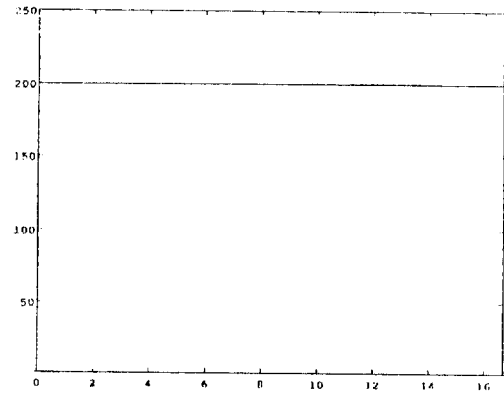
(a)



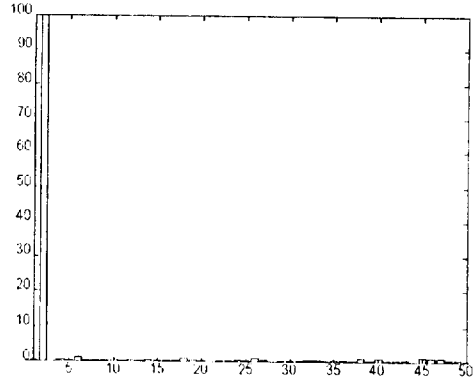
(b)



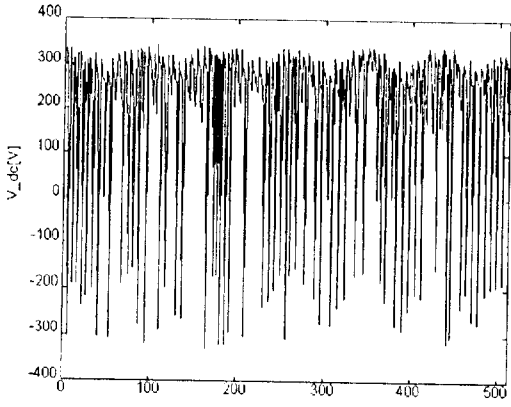
(c)



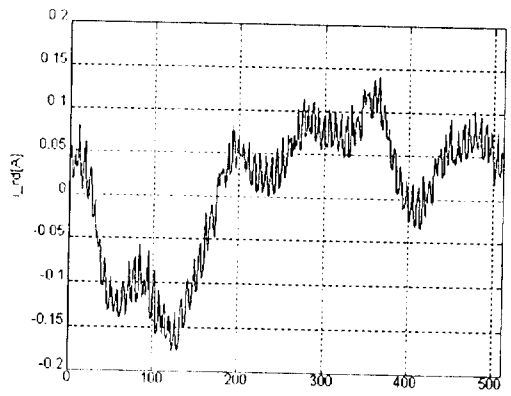
(g)



(d)



(e)



(f)

그림 11 시뮬레이션 결과; a) 교류 전원측 전류 i_{sa} (큰파형) 와 전원 상전압 v_{sa} (작은파형), b) 컨버터 입력단 전류 i_{qa} , c) 교류필터 감쇄저항에 흐르는 전류 i_{Rfa} 의 파형, d) 교류전원전류 i_{sa} 의 스펙트럼 분석, e) 컨버터 출력단 직류전압 V_{dc} , f) 직류필터감쇄저항에 흐르는 전류 I_{rd} , g) 부하측 직류전류의 파형 I_o

Fig. 11 Simulation results; a) Waveform of the source current i_{sa} (large one) and the source phase voltage v_{sa} (small one), b) Current waveform of the converter input terminal i_{qa} , c) Current waveform of the ac damping resistor i_{Rfa} , d) Spectrum analysis of the ac source current i_{sa} , e) Voltage waveform of the converter output dc terminal V_{dc} , f) Current waveform of the dc filter damping resistor I_{rd} , e) Waveform of the load dc current I_o

5. 실험결과

5.1 실험장치의 사양

실험용 파이로트 시스템의 사양은 표 7과 같다.

표 7 실험용 파이로트 시스템의 사양

Table 7 Specification of the pilot system

AC input condition	Phase	3 ϕ
	Frequency[Hz]	60
	Rated voltage[V]	220 \pm 10%
	Rated power[kVA]	1.0
	THD _i [%]	\leq 5
DC output condition	Output voltage[V]	50~250
	Output current[A]	1.0~3.3
	RF _o [%]	\leq 0.01
Magnet Load	Inductance[mH]	1289.5
	Resistance[Ω]	64.48
	Time constant[ms]	20

5.2 입출력 필터설계

퍼유닛법을 적용하여 설계된 입출력필터의 값은 표 8과 같다.

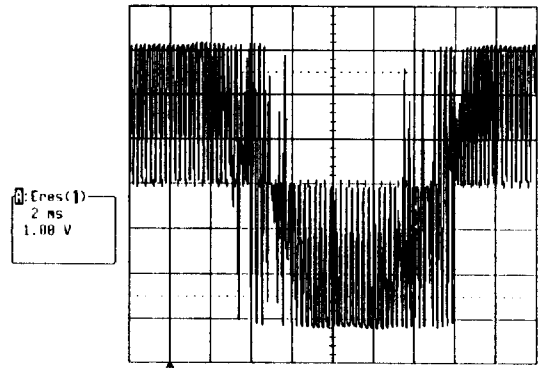
표 8 실험용 파이로트 시스템의 필터설계 자료

Table 8 Filter Design data for the pilot system

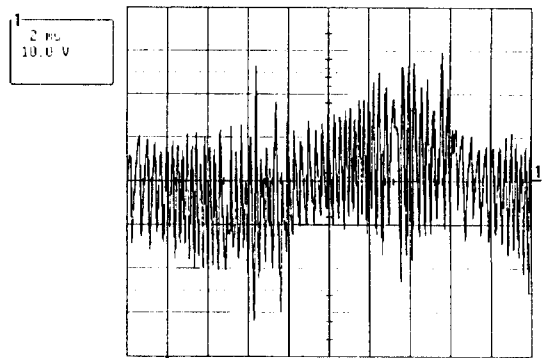
AC input filter	ω_i [rad/s]	5773
	ζ_i	0.25
	L_f [mH]	6
	C_f [μ F]	5
	R_f [Ω]	70
DC output filter	ω_o [rad/s]	400
	ζ_o	1.0
	L_r [mH]	322.4
	C_r [μ F]	75.78
	R_d [Ω]	64.48
	C_d [μ F]	310.13

5.3 실험 결과

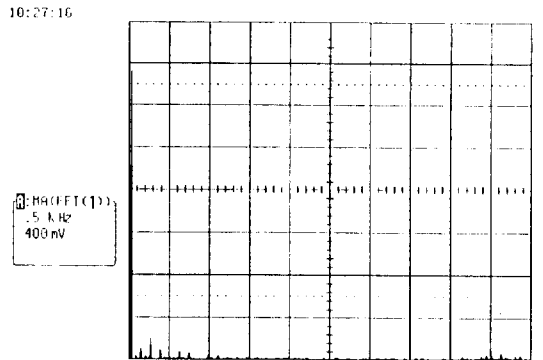
그림 12는 실험결과 파형이다. 그림 12(a)는 교류전원전류의 파형이다. 시뮬레이션결과와 마찬가지로 전원전압과 동상을 이루고 있다. 그림 12(b)는 컨버터 입력단의 전류파형이다. 그림 12(c)는 교류필터 감쇄용 저항양단에 걸리는 전압의 파형이다. 역시 교류전원전류에서 발생하는 고조파 성분의 전류를 잘 흡수하고 있음을 알 수 있다. 마찬가지로 교류필터감쇄저항에서 발생하는 손실은 약 8.57[W]정도이며 이는 3[kVA]의 입력전력에 대하여 0.28[%]를 넘지 않는다. 그림 12(d)는 교류전원전류의 스펙트럼 분포를 보인다. 그림 12(e)는 컨버터 출력단 전압의 파형이다. 측정장비의 최대전압 측정범위에 한계가 있어서 출력직류전압을 100[kV]의 저항 두 개로 분압하여 측정하였다. 그림 12(f)는 직류필터 감쇄저항 양단의 전압 파형이다. 360[Hz]의 기본주파수로서 맥동을 하며 그 크기는 대략 ± 1.0 [V]이내이다. 이는 직류출력평균전압 200[V]에 대해서 약 ± 0.5 [%]의 비율로서 시뮬레이션 결과에 비하여 6배 이상되는 값이다. 이러한 결과는 계측계통에서의 정밀도와 제어계통에서의 노이즈(Noise)에 의한것으로 보여진다. 0.01[%]의 극히 정밀한 전류제어를 하기위하여는 그 이상의 정밀한 전류 측정계통이 요구되며 노이즈가 제어계통에 혼입되지 않도록 하여야 하는데



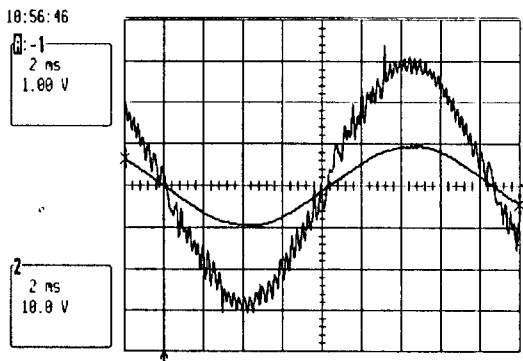
(b)



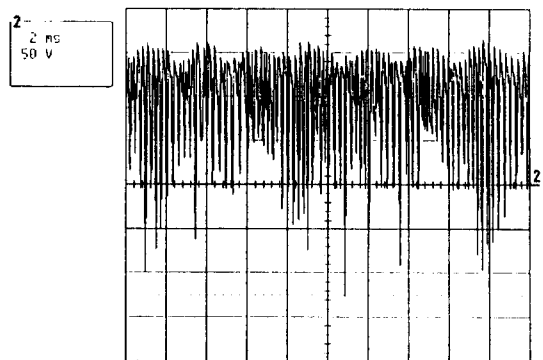
(c)



(d)



(a)



(e)

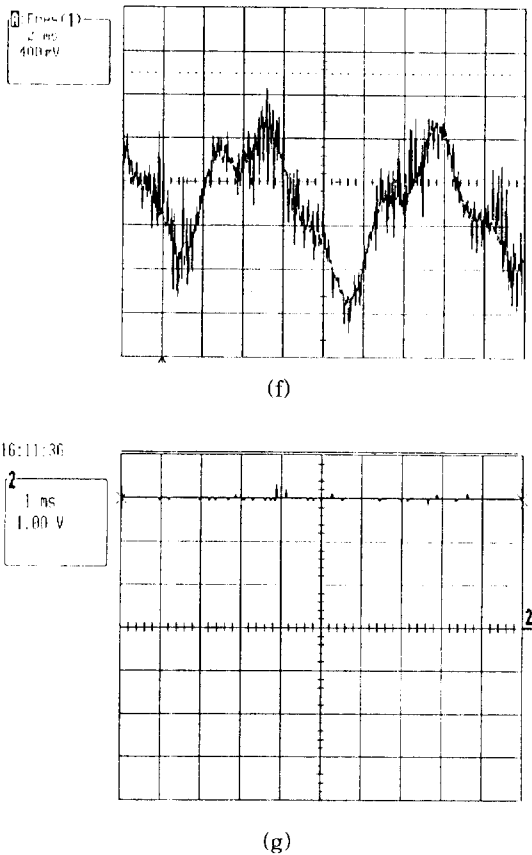


그림 12 실험파형; a) 교류 전원측 전류 i_a ([1A/div])와 "a"상 기준전압 v_{aref} ([10V/div]), b) 컨버터 입력단 전류 i_{qa} ([1A/div]), c) 교류필터 감쇄저항($R_f=70[\Omega]$) 양단에 걸리는 전압 v_{Ra} ([10V/div]), d) 교류전원전류 i_{sa} 의 스펙트럼 분포, e) 컨버터 출력단 직류전압 V_d ([100V/div])의 파형, f) 직류필터감쇄저항($R_d=64.48[\Omega]$)에 걸리는 전압 V_{Rd} ([0.4V/div])의 파형, g) 부하측 직류전류 I_b ([1A/div])의 파형

Fig. 12 Experimental waveforms; a) The ac source current i_a ([A/div]) and the reference voltage of phase "a" v_{aref} ([10V/div]), b) Current waveform of the converter input terminal i_{qa} ([1A/div]), c) Voltage waveform v_{Ra} ([10V/div]) through the ac damping resistor ($R_f=70[\Omega]$), d) Spectrum analysis of the ac source current i_{sa} , e) Voltage waveform of the converter output terminal V_d ([100V/div]), f) Voltage waveform V_{Rd} ([2V/div]) through the dc filter damping resistor ($R_d=64.48[\Omega]$), g) Waveform of the load dc current I_b ([1A/div])

이 두 가지의 문제는 추후로 연구하여야 할 과제로 남는다. 그림 12(g)는 자석부하전류의 파형이다.

6. 결 론

고출력, 고정밀 전류제어를 요구하는 자석전원장치의 입출력 필터 설계에 관하여 연구하였다. 그 결과 다음과 같은 결론을 도출하였다.

(1) 자석전원장치의 입출력 특성을 분석하여 필터의 고조파 억제력 뿐만아니라, 시스템의 제어특성까지 고려한 시스템적 설계를 하였다.

(2) 전류형 PWM 컨버터의 교류입력필터는 교류전류제어기와 밀접한 관련을 갖는다. 전원전류의 총고조파왜형을 및 컨버터의 스위칭주파수를 제한요소로 하고 필터가격을 최적화 함수로 하여 간단하고 체계적인 교류필터 설계 및 제어기 설계 방법을 제시하고 설계 데이터를 도출하였다.

(3) 제안된 RLC형 교류필터는 교류입력전력에 비하여 0.54[%] 미만의 아주 작은 전력손실을 갖는 것이 시뮬레이션 및 실험을 통하여 확인 되었다.

(4) 높은 유도성을 갖는 자석부하를 함께 고려한 LC-RC형 출력필터의 특성을 해석하였고, 자석부하를 포함한 출력필터의 개루프 전달함수 특성을 조정할 수 있는 방법을 제시 하였다. 해석결과를 이용하여 간단한 출력필터 설계방법을 제안하였고 설계 데이터를 도출 하였다.

(5) 퍼유닛 표현을 사용함으로써 필터설계 자료가 임의의 정격전압 및 정격출력을 갖는 시스템에 사용되어질 수 있도록 일반화 하였다.

향후 입출력필터가 전류형 PWM 컨버터의 교류 및 직류전류제어기의 정상특성 및 과도 특성에 미치는 영향을 해석하여 적절한 제어기의 구조 및 제어이득을 설계하는 연구를 수행할 예정이다. 또한 부하측의 전류를 극히 정밀하게 제어하기 위하여는 그 이상의 정밀한 전류 측정계통이 요구되며 노이즈가 제어계통에 혼입되지 않도록 하여야 하는데 이 두 가지의 문제도 추후로 연구하여야 할 과제이다.

본 연구는 한국전력 (기초전력공학 공동연구소)의 연구비 지원으로 수행되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] J. J. Gano, "Highly Stabilized Power Supply for Spectrometer," *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. NS-22, no. 3, pp. 1229-1233, 1975.
- [2] J. Lisser and K. Bouwknecht, "High-speed High-precision Programmable Magnet Power Supply for A Wide Range of Magnet Time Constants," *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. NS-28, No. 3, pp. 2859-2861, 1981.
- [3] D. McGhee, W. Praeg, and J. Bogaty, "A 28 kV $\pm 0.020\%$ 200 kW DC Power Supply," *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. NS-32, No. 5, pp. 3746-3748, October 1985.
- [4] L. T. Jackson, "High Performance Magnet Power Supply Optimization," *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. NS-22, no. 3, pp. 1285-1288, 1975.
- [5] Dinkel and J. Biggs, "A Precision Pulser for Main Ring Extraction," *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. NS-32, No. 5, pp. 3760-3762, October 1985.
- [6] 권봉환, "고안정 전류제어 전원장치," *전기학회 논문지* 41 권 2호, pp.144-155, 1992.
- [7] R. Liang and S. B. Dewan, "Modelling and Control of

- Magnet Power Supply System with Switch-Mode Ripple Regulator," *IEEE/IAS'93*, pp. 1152-1159, 1993.
- [8] D. Ciscato, L. Malesani, L. Storari, L. Rossetto, P. Tenti, G. L. Basile, and F. Voelker, "Optimum Control of PWM Rectifiers for Magnet Supply," *EPE Firenze, vol. 2*, pp. 89-93, 1991.
- [9] D. Ciscato, L. Malesani, L. Rossetto, P. Tenti, G. L. Basile, M. Pasti, and F. Voelker, "PWM Rectifier with Low dc Voltage Ripple for Magnet Supply," *IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 28, no. 2*, pp. 414-420, Mar./Apr. 1992.
- [10] H. Shirahama, Y. Sakurai, Y. Matsuda, Y. Ishigaki, and K. Murai, "Instantaneous Control Method with a GTO Converter for Active and Reactive Powers in Superconducting Magnetic Energy Storage," *IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 9, no. 1*, pp. 1-6, Jan. 1994.
- [11] L. Malesani and P. Tenti, "Three-Phase AC/DC PWM Converter with Sinusoidal AC Currents and Minimum Filter Requirements," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 1, pp. 71-77, 1987.
- [12] 김효성, 김태웅, 최재호, 신완호, "LRC 구조에 의한 전류형 GTO 컨버터의 입력필터 설계", *電氣學會 秋季發表會*, pp. 231-234, 1992.
- [13] H. S. Kim, T. W. Kim, and J. H. Choi, "Input Filter Design for Current Source PWM GTO Converter," *Proceedings of PCC-Yokohama'93*, pp. 32-37, 1993.
- [14] 김효성, "전류형 PWM 컨버터를 사용한 자석전원 시스템의 모델링 및 설계," *충북대학교 대학원 공학박사학위 논문*, 1995.

저 자 소 개



김효성 (金孝城)

1958년 10월 20일생. 1981년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 충북대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 천안공업전문대 제어계측과 부교수



최재호 (崔載昊)

1955년 9월 27일생. 1979년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 충북대 공대 전기공학과 교수