

방사광 가속기의 저장링 자석 전원 장치의 기본설계

권 봉 환

(포항공대 전자전기공학과 교수)

1. 서 론

전원장치(power supply)는 여러 분야의 실험 장비, 컴퓨터 시스템, 산업용 장비 및 군사용 장비 등 여러 분야에 널리 쓰이는 장치로서 그 응용 분야는 대단히 넓다. 여러가지 요구 조건에 따라 일반적인 전원장치에 대한 기술은 보편적으로 널리 알려져 있지만 고안정도를 요구하는 전원장치에 대한 기술은 많은 연구를 하고 있는 실정이다. 특히 방사광가속기에 사용되는 전자석 전원장치 (electromagnet power supply)에서는 극히 높은 안정성이 요구되고 있으며 이러한 고안정성을 낼 수 있는 전자석 전원장치의 설계 및 제작 기술의 확립은 고안정도가 필요한 시스템 전원장치에 응용될 수 있다.

본 연구에서는 방사광가속기에 설치될 여러 종류의 전자석 권선에 가해지는 전원장치의 개발을 위한 기본설계를 하고자 한다. 방사광가속기에서는, 전원장치의 안정도가 저장링(Storage ring)의 Tune Shift 및 빔위치 안정도(beam-position stability)와 직결되기 때문에, 고도로 정밀한 전원장치를 만들지 않으면 안된다. 예를 들면 Bending magnet용 전원장치의 경우에 전류 안정도(여기서는 최대출력 전류에 대한 출력 AC ripple 전류를 말한다.)가 표 1에서와 같이 $\pm 0.005\%$ 이하로 되어야 한다.

선진 외국에서는 초 고안정도를 갖는 전원장치에 많은 연구와 투자를 하여 상당히 훌륭한 성과를 얻고 있는 것으로 고객 주문으로 특수 제작이 되고 있는 실정이다. 높은 정밀도를 요구하는 방사광가속기용 전자석 전원장치를 국내에서도 개발하게 되면 방사광가속기 설치시 전원장치의 도입, 운전, 보수 유지, 고가 비용 등에 따르는 제반 문제를 해결할 수 있을 뿐만 아니라, 산업용, 군사용 정밀 전원장치에 대한 기술의 국내 토착화를 기할 수 있다.

Bending Magnet용 전원 장치는 표 1에서와 같이 저장링의 전자석 전원장치들 중 가장 출력전류의 안정도가 높으며 대용량인 전원장치로서 그 전류안정도는 $\pm 0.005\%$ 에 이른다. 대용량 전원장치에는 전력손실을 적게 하기 위하여 대부분 출력전압 혹은 출력전류 조절을 위하여 전력트랜지스터(power transistor)나 사이리스터(thyristor)를 이용한 스위칭 안정기 (switching regulator)를 사용하게 된다. 그러나 스위칭 안정기에서는 위와 같은 정도 높은 전류안정도를 얻기에는 한계가 있으며 전류안정도를 높일 수 있는 방법으로서 전원장치로서 선형안정기(linear regulator)를 사용하는 방법이 있다. 그러나 이 방법은 전력손실이 크기 때문에 소용량 전원장치에 사용될 때에 적합하며 대용량에는 전력손실이 막대하기 때문에 사용될 수 없다. 대용량 전원장

표 1. 저장링(storage ring)의 전자석 전원장치.

Magnet circuit	No.	Current (A)	Voltage (V)	Power (KW)	Stability I/Imax(%)	Linearity (%)
Bending magnet	1	726	1086	790.6	±0.005	±0.01
Quadrupole Q1	24	87.3	60.7	5.3	±0.005	±0.01
Quadrupole Q2	24	84.9	59.3	5.0	±0.005	±0.01
Quadrupole Q3	24	41.6	29	1.2	±0.005	±0.01
Quadrupole Q4	1	279	395	110.2	±0.005	±0.01
Quadrupole Q5	1	194	123	24	±0.005	±0.01
Sextupole SF	1	256	185	47.3	±0.03	±0.05
Sextupole SD	1	433	310	134.3	±0.03	±0.05
Skew Quadrupole	4	13.3	2.5	0.033	±0.03	±0.05
Dipole, horizontal correction	24	9.3	9.1	0.084	±0.02	±0.03
Dipole, vertical correction	48	46.2	30.3	1.4	±0.02	±0.03
Sextupole, horizontal correction	24	9.3	9.1	0.084	±0.02	±0.03
Sextupole, horizontal correction	24	46.2	30.3	1.4	±0.02	±0.03
Bending trim winding horizontal	36	9.3	9.1	0.084	±0.02	±0.03

치의 높은 안전성을 얻기 위한 방법으로 스위칭 안정기의 장점과 선형 안정기의 장점을 동시에 이용하는 기법을 채택할 수 있으며 이 기법의 제어원리는 먼저 스위칭 안정기를 이용하여 대용량으로서의 전력 손실도 줄이며 어느 정도 높은 안정도를 갖는 전원을 얻은 다음 선형안정기를 사용하여 전원 리플(ripple) 전압을 제거시키는 것이다. 이 방법은 여러 가지 복잡한 제어가 필요한데 특히 스위칭 안정기의 제어, 선형 안정기의 제어, 트랜지스터의 열적 파괴로부터 보호하기 위한 제어, ±10ppm의 고안정도를 갖는 전류센서(DCCT : direct current current transformer) 등이 얽혀져 있으며 이러한 모든 제어가 원활히 행하여질 때에 비로소 고안정도를 갖는 대용량 전원장치가 만들어질 수 있다.

저장링의 전자석 전원장치 시스템은 링의 모든 에너지 범위에 안정하도록 설계되어야 하며 전원장치의 안정도에 대한 성능사양은 링에 대한 tune shift의 허용오차 및 빔 위치 안정도에 대한 요구 조건에 의존하는 것으로 그 안정도는 표 1과 같다. 모든 전자석전원장치는 다른 장치와의 상호작용을 최소화하기 위하여 isolation transformer를 사용한다. 전류안정도는 전원전압의 변동, 부하변동 소자의 드리프트 및 10~40°C 범위에 대한 온도 변화에 대한 드리프트 등을 고려한 안정도이다.

다음 장에서는 방사광가속기에 사용되는 여러가지 성능사양 및 출력 극의 형태 (unipolar 혹은 bipolar)에 따른 전자석 전원장치의 설계에 있어서 성능과 비용이 최적화되는 방향으로 그 기본개념을 설명한다.

2. Main Bending Magnet 전원장치

Bending Magnet 들은 전기적으로 직렬로 연결되며 인덕터와 콘덴서로 구성된 LC 필터와 series transistor bank를 가진 12-step 위상제어 정류기로 구성된 하나의 전원장치로 부터 전력을 공급받는 형태를 취한다. 자석들을 직렬로 연결시키는 것은 전류제어시 Bending Magnet 들의 자속의 변화를 모두 일정한 형태로 하며 전원장치의 비용도 절감하고 제어를 간단히 하고자 함이다. series transistor bank는 linear mode operatin 으로 고정밀 고안정도 전류제어에 사용되며 12 step 위상제어 정류기 및 LC 필터는 series transistor의 전력손실을 줄이는 방향으로 제어된다. 이러한 형태는 switching mode 로 동작되는 전원장치 보다 매우 고안정도를 낼 수 있는 형태로 Bending Magnet 전원장치와 같이 ±0.005% 정도의 안정도를 낼 수 있게 된다. 그림 1은

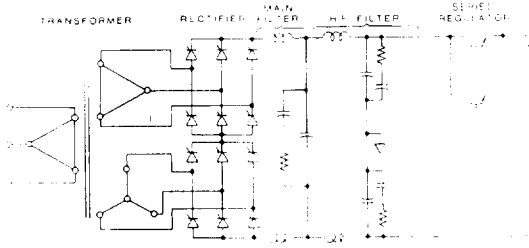


그림 1. Bending Magnet 전원장치의 전력회로도

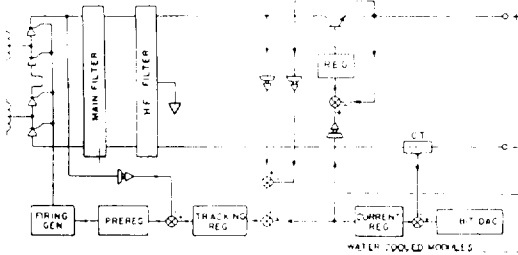


그림 2. Bending Magnet 전원장치 제어의 블록선도

Bending Magnet 전원장치의 전력회로도이며 그림 2는 이에 대한 블록선도이다. 입력트랜스는 3상 전원을 받아서 2차 결선이 delta, wye 인 6상 전원으로 되며 이는 2개의 SCR (silicon controlled rectifier) bridge로 전력을 공급하게 된다. SCR bridge를 거친 후 12-step의 직류 전압은 series transistor bank에 큰 ripple 전압이 유기되지 않도록 720Hz의 ripple를 LC필터로 여과된다. 이때 LC 필터의 크기를 크게 할수록 series transistor bank에 걸리는 리플전압은 작아지며 작게하면 리플전압은 커진다. LC 필터의 크기가 중대하면 전원장치의 무게 및 부피를 중대시킬뿐 아니라 비용을 증가시킨다. 반면에 series transistor의 평균 전압차를 감소시킬 수 있으므로 전력 트랜지스터의 전력소모는 감소시킬 수 있다. 따라서 LC 필터의 크기와 리플전압의 크기는 서로 조화되어야 하며 LC필터의 크기는 리플전압의 크기가 1V가 될 때 타협점이 잘 이루어질 수 있다. 그림 1과 같은 고안정도를 갖는 전원장치에서는 다음과 같은 여러 제한루프(feedback loop)가 형성되어 있다.

- (1) 전원전압의 변동을 보상하기 위하여 LC 필터

전의 정류된 전압을 제한하여 안정화 시키는 fast preregulator loop.

- (2) transistor bank의 전압차를 제한하여 안정화하는 voltage regulation loop.
- (3) 전류제어기에서 나오는 출력전압의 안정화를 위한 출력 voltage regulation loop.
- (4) 출력전류를 안정화하는 current regulation loop.

이러한 제한 루프의 형성은 전원전압의 변동을 빠르게 보상하며 트랜지스터의 발열을 일정한 정도로 안정화시키며 출력전류를 온도변화, 부하변동 등에 관계없이 제어하며 long-term 전류 드리프트를 제거하며 출력전압의 제어루프로 short-term 전류 리플을 제거하는 특징이 있다. 전류검출기로서는 고안정도 DCCT (direct current current transformer)를 사용하며 이러한 DCCT 및 전류제어기는 수냉식 온도관리를 하여야 한다.

2.1 DCCT (DC Current Transformer)

약 ± 50 ppm 정도의 고안정도를 내는 전자식 전원장치에서는 고성능의 전류 측정이 가능한 것을 요구하고 있다. 이러한 전류측정소자의 성능조건으로는 대역폭이 상당히 커야하며 좋은 과도상태의 응답특성과 높은 S/N 비 (signal to noise ratio)를 가져야 하고 정확도에 있어서 ± 10 ppm을 내는 선형적인 시스템이어야 한다. 이를 위하여 magnetic integrator와 second-harmonic-modulator로 구성된 zero-flux current transformer가 사용될 수 있다. zero-flux current transformer의 구성도는 그림 4와 같으며 코아 T2와 T3는 second-harmonic-modulator 역할을 하는 것으로 코아 내의 자속을 변조(modulation)시킴으로서 코아 내의 자속량이 코아 T2와 T3의 권선전류에 변조된다. 이 변조된 전류를 R1, R2를 통하여 전압으로 변환시킨 다음 이 전압 신호를 복조(demodulation)하여 전력증폭기의 직류 출력전류를 권선 W2에 공급하고 있다. 출력전류를 내는 도선은 3개의 원형 코아로 둘러싸여 있으며 코아 T1 위의 W4는 전력증폭기로 자속의 변화분의 미분치를 제한하여 이중적분을 통하여 자속의 변화량

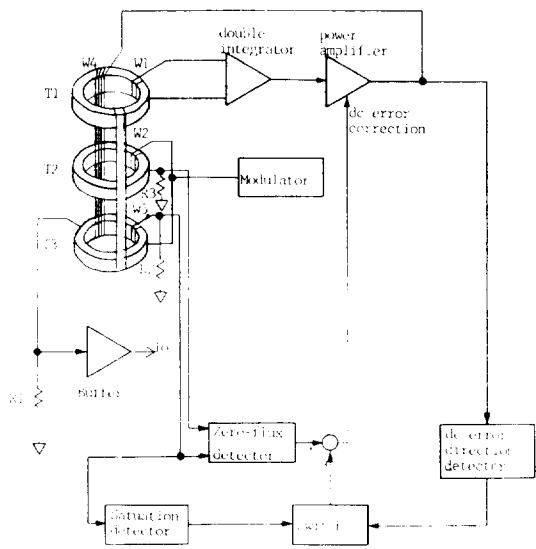


그림 3. DCCT의 기본 개념도

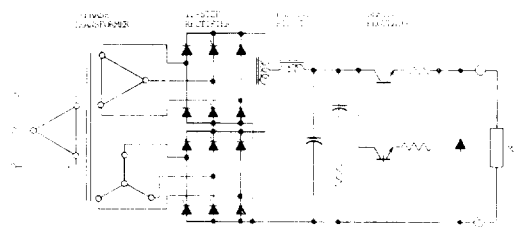


그림 4. Quadrupole Magnet 전원장치의 전력회로도

을 검출한 다음 전력증폭기를 통하여 권선W2를 통하여 코어 DC자속을 영으로 하기 위한 보상전류를 공급한다. 저항 R1은 온도 계수 0.1ppm/°C를 가지는 특수 저항으로 전류를 전압으로 변환시키며 증폭기를 사용하여 최대 출력전류에서 10V의 출력을 낸다. 사용되어야 할 코어는 투자율이 높을수록 정확도를 높일 수 있으므로 투자율이 높은 코어로서는 supermally (Ni 78%, Mo 5%, Fe 17%)를 사용하는 것이 바람직하다. 이런 방법으로 전류 검출을 하게 되면 ±10ppm의 전류 정확도를 얻을 수 있으며 대역폭에 있어서도 50KHz 이상까지 넓힐 수 있는 방법이 된다.

3. Quadrupole Magnet 전원장치

Quadrupole Magnet 전원장치는 Bending Magnet 전원장치와 동일한 형태로 구성할 수 있다. 또 다른 방법으로서 PWM (pulse width modulated) 전력 증폭기를 사용하여 전류제어를 할 수 있으나 이 방법은 효율이 높지만 스위칭 잡음이 많다는 단점이 있다. 그림 4와 같은 전원장치를 사용할 때 출력전류가 큰 경우는 transistor bank의 전압차는 보통 9-10 V를 사용하게 되며 이에 따라 transistor에 발열이 심하게 된다. 그러나 power transistor bank의 전압차를 작게 할 수 있으면 (1.5-3V 까지 가능함.) 이때 power transistor bank의 발열은 적게 되며 스위칭으로 인한 스위칭 손실은 스위칭 주파수에 비례하므로 고주파수 스위칭 방식을 이용한 전원장치와 비교하여 커지지 않게 될 수 있다. 이를 위하여 series transistor를 Darlington으로 역직접 연결하고 series 트랜지스터의 base driver 전원에 별도의 분리된 전원을 사용하면 series transistor에 있어서 활성영역 (active region)의 시작점을 0.8V-1.0V 까지 낮출 수가 있다. 이러한 정도까지 효율을 향상시키는 경우에는 Quadrupole Magnet 전원장치를 그림 4와 같은 형태로 하게 되면 안정도는 스위칭방식을 이용하는 전원장치보다 훨씬 높게 되고 고주파수 스위칭 잡음이 없으며 효율도 스위칭 방식의 전원장치 효율을 유지할 수 있게 된다. Quadrupole Magnet의 부하전압은 작으므로 12-step 위상제어 정류기의 구성에 있어서 6-step 위상제어 정류기를 직렬보다 병렬로 운전하는 것이 효율면에 있어서나 경제적인 면에서 보다 유리하다. 이러한 것을 고려하면 Quadrupole Magnet 전원장치의 전력 회로도는 그림 4와 같다.

그림 4의 구성보다 전류안정도는 다소 떨어질 수 있으나 효율이 보다 개선된 형태로는 그림 5에 주어진다. 여기에서 series regulator 대신 active power filter를 사용하며 2차의 전압 안정도를 증가시킨다.

Quadrupole Magnet 전원장치의 상세 블록선도는 그림 6과 같으며 위상제어 정류기에서 1차적인 전압제어를 하고 series transistor bank를 통하여 2차 고안정도를 갖는 전류제어를 하게 된다. 위상제어 정류기에서는 transistor bank의 전력 손실을 줄이기 위하여 트랜지스터 증폭기의 선형 영역으로 필요한 최소전압을 유지하도록 제어하며 과도상태일 때 트

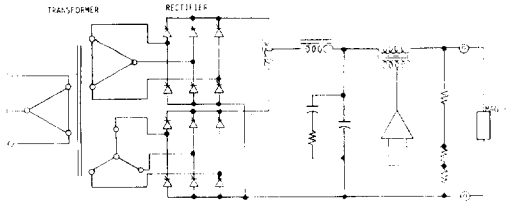


그림 5. Active Power Filter를 사용하는 Quadrupole Magnet 전원장치

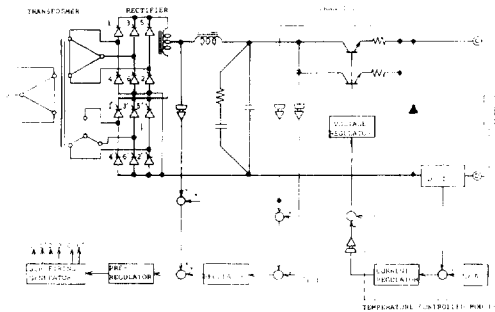


그림 6. Quadrupole Magnet 전원장치의 제어블록선도

랜지스터의 thermal heating을 줄이기 위하여 출력 전압을 정궤환 (positive feedback)을 통하여 개선할 수 있다. 위상제어 정류기를 이와 같이 제어하므로서 정상상태 및 과도상태에 있어서 트랜지스터의 thermal heating을 보다 줄일 수 있어 트랜지스터의 열적파괴로부터 보호할 수 있게 된다. 또한 위상제어 정류기에서 필터 입력전압을 제어하는 preregulator의 사용 목적은 바람직하지 않는 전원 전압의 변동에 대한 보상으로 필터의 출력전압에 720Hz의 subharmonics를 상당히 줄이게 된다. 선형안정기에서는 컴퓨터에서 나오는 전류 명령인 DAC 출력 전압과 실제 부하전류인 DCCT 전압을 일치시키기 위하여 전류제어기 및 전류제어기에서 나오는 출력 전압을 제어하는 빠른 동적 특성을 갖는 전압제어기로 구성된다.

4. Sextupole Magnet 전원장치

Sextupole Magnet 전원장치는 Quadrupole Magnet 전원장치보다 전류안정도가 약 10배 정도 낮아도 된다. Sextupole Magnet 전원장치의 전류안

정도는 $\pm 0.03\%$ 정도로서 전류안정도가 저장링에 사용되는 다른 전원장치보다도 낮다. Sextupole Magnet 전원장치로서 전류 안정도가 높은 series transistor bank를 사용하는 전류제어 시스템의 첨가는 많은 비용이 들게되어 이러한 형태는 비경제적이며 series transistor bank를 제거한 12 step 위상제어 정류기 및 LC filter만을 이용하여 전류제어를 하게 되면 보다 경제적이며 전력 효율이 보다 개선되며 전원장치의 부피도 작아진다. 이러한 형태의 Sextupole Magnet 전원장치의 제어 블록선도는 그림 7에 주어진다. 이 때에는 series transistor bank를 사용하지 않으므로 ripple 전압은 LC 필터에 의해서만 여파되므로 720 Hz의 subharmonics가 최소화되도록 하여야 하며 그 방법으로서 다음에서 주어진다.

4.1 위상제어 정류기의 설계

SCR의 전압제어를 위한 한 방법으로서 많이 사용되고 있는 cosine wave crossing method는 트랜스의 오차나 전압 불균형에 대한 보상을 하기 위한 drive pulse timing의 보정수단을 주지 못하므로 이러한 약간의 트랜스 오차 혹은 전압 불균형에 의하여 위상제어 정류기의 출력전압에는 subharmonics가 생기게 된다. 출력전압의 720 Hz의 subharmonics를 줄이기 위하여 static 보정은 출력전류의 가변성 및 선간 입력전압의 변동 등이 있을 때 재보정이 필요하므로 불충분하다. 이러한 subharmonics를 줄이기 위하여 dynamic 보정 방법이 필요하게 된다.

그림 8에 Phase-Locked Oscillator를 사용한 Sextupole Magnet 전원장치의 전압제어 블록선도를 나타내었다. Phase-Locked Oscillator는 위상제어 정류기의 출력전압 V_D 와 기준전압 V_R 의 차이를 적분한 것을 위상제어 정류기의 위상 제어각으로 사용하여 출력전압과 기준전압을 일치시키는 것이다. voltage controlled oscillator (VCO)는 제어 전압 V_F 에 의하여 주파수 f_1 으로 pulse train을 발생시킨다. 제어전압이 0일 때에는 VCO의 출력주파수는 $12f_0$ 가 된다. 여기서 f_0 는 보통의 AC 전원주파수가 된다. 이와 같이 $f_1 = K_V V_F + 12f_0$ 로 되며 K_V [Hz/Volts]는 VCO의 전압 대 주파수의 변환상수이다. VCO의 출

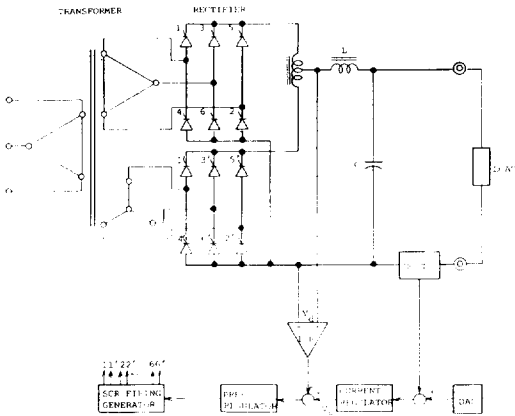


그림 7. Sextupole Magnet 전원장치의 블록선도

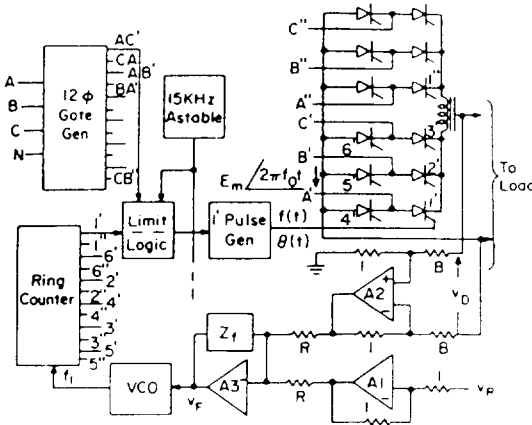


그림 8. Phase-Locked Oscillator를 사용하는 전압제어 방법

력주파수는 12단 ring counter를 구동시키며 각 counter 출력은 SCR을 도통시키게 할 수 있는 pulse generator로 직접 전달하게 된다. 그러므로 SCR trigger 주파수는 $f(t)$ 는 f_1 을 12로 분주한 값으로 되며 따라서 $f(t)$ 및 SCR 출력전압은 다음과 같다.

$$f(t) = f_0 + K_v V_F(t) / 12 \quad (3.1)$$

$$V_d = E \cos \alpha, \quad 0 < \alpha < \pi \quad (3.2)$$

여기에서 E 는 최대 선간 입력전압이며 α 는 SCR

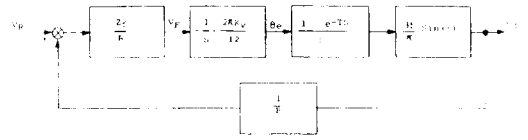


그림 9. Phase-Locked 전압제어의 블록선도

trigger phase delay 이다. $\theta = \pi/2 - \alpha$ 로 두면 $V_d = -E \sin \theta (-\pi/2 < \theta < \pi/2)$ 로 되며 trigger phase angle α 는 $f(t)$ 가 증가할 때 감소한다. 이와 같이

$$\begin{aligned} \theta(t) &= -2\pi \int f(t) dt \\ &= -2\pi \int \left(f_0 + \frac{K_v V_F(t)}{12} \right) dt. \end{aligned} \quad (3.3)$$

윗식을 라플라스 변환을 취하게 되면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \theta(s) &= \frac{2\pi f_0}{s} - \frac{2\pi K_v}{12} \cdot \frac{V_F(s)}{s} \\ &= \frac{\theta_0}{s} + \theta_e(s) \end{aligned} \quad (3.4)$$

윗식의 첫번째 항은 위상제어 정류기의 각 SCR triggering 주파수를 보통의 전원주파수에 일치시키게 한다. 둘째항은 V_d/B 와 V_r 의 차이를 증폭한 것을 V_F 로 하여 $f(t)$ 를 실제의 전원주파수와 일치시키며 출력전압 V_d 의 평균값과 기준전압의 차이를 0으로 하는 값으로 θ 를 자동적으로 조정하게 한다. 부하변화, 전원 전압의 변화 혹은 전원주파수의 변화 등으로 출력전압 V_p 의 전압을 변화시킬 경우 integral action으로 인한 제어 효과로 출력 전압 V_p 의 평균값과 기준 전압을 일치시키도록 θ 를 보정시키게 된다. 위상각 제한 Logic에서는 각 SCR의 firing이 전원전압의 올바른 Cycle안에서만 일어나도록 하게 하는 역할을 한다. 그림 9는 Phase-Locked Voltage Control의 블록선도를 나타내고 있으며 이상적인 위상제어 특성이 Sample and Hold와 출력전압이 $\sin(\cdot)$ 로 관계하는 비선형적인 모델로 표시하고 있다. 여기서 $T=1/720(\text{sec})$ 이며 E 는 브리지 다이오드의 최대 선간 입력전압이다.

5. Correction magnet 전원장치

Correction Magnet 전원장치는 horizontal correction 및 vertical correction Magnet에 전류를 공급하는 것으로 bipolar 전원장치이며 양의 전류와 음의 전류 공급원이 된다. 양의 전류에서 음의 전류로 천이할 때 부드럽게 제어되어야 하며 전자석의 에너지를 전원장치가 받아들일 수 있도록 4상하 운전이 가능하여야 한다. 이를 위한 bipolar 전원장치는 그림 10과 같이 first regulation으로서 SCR제어를 이용하고 second regulation으로서 트랜지스터(혹은 MOS-FET : metal oxide field effect transistor)를 사용한 선형안정기를 이용하는 방법이 있으며 그림 11과 같이 PWM(Pulse Width Modulation) 기법 ($\pm 0.03\%$ 정도의 전류 안정도를 얻을 수 있음)을 이용

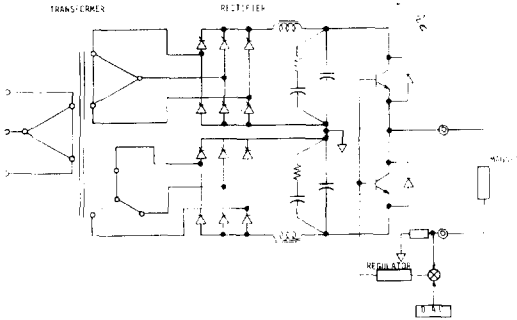


그림 10. Correction Magnet 용 Bipolar 전원장치

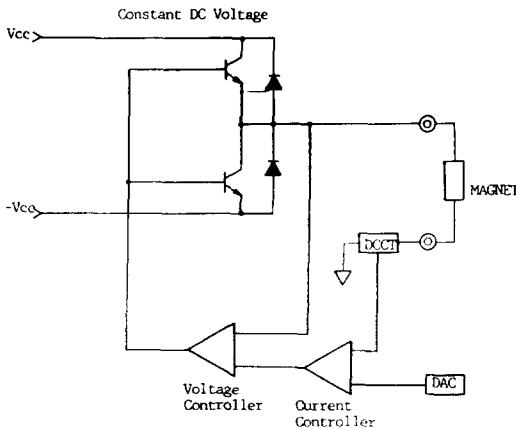


그림 11. Correction Magnet Bipolar PWM 전원장치

한 제어 방법이 있다. 전자의 제어 방법은 Quadrupole Magnet 전원장치의 제어기법을 unipolar에서 bipolar로 확장하는 것이며 후자는 unipolar 전원에서 power transistor (혹은 MOS-FET)를 4 set (unipolar는 1 set)을 이용하여 magnet current의 방향을 결정시켜 주는 역할을 한다.

PWM 전력증폭기는 출력전력을 PWM 기법을 이용하여 전력증폭기의 효율을 증대시키며 부피를 줄이고 비용을 감소시킬 수 있는 형태이다. PWM은 스위칭 소자를 사용하여 평균적으로 볼때 출력전압이 나오도록 하는 것이며 스위칭 소자로서는 1KHz 미만의 carrier 주파수에서는 thyristor, 1KHz~50KHz까지는 전력트랜지스터, 20KHz~60KHz는 전력 MOSFET를 보통 많이 사용한다. PWM 기법을 사용할 때 보다 이상적인 평균 출력전압을 얻기 위해서는 carrier 주파수가 높을 수록 좋으며 carrier 주파수가 높을 수록 스위칭 손실은 더욱 커지게 되므로 사용되는 시스템의 대역폭을 손상시키지 않는 범위내에서 사타협점이 필요하게 된다. 表1과 같은 bipolar magnet 전원장치를 PWM기법을 사용하여 전류제어를 하게 될 때 적당한 스위칭 소자는 전력 트랜지스터 혹은 MOSFET가 되며 carrier 주파수는 20~60KHz로 하는 것이 바람직하다.

6. 결 론

본 연구에서는 방사광 가속기의 저장링에 사용되는 여러가지 높은 전류 안정도를 갖는 전자석의 전원장치들의 개발을 목표로 두고 있다. 이에 따라 이러한 고안정도를 요구하는 전원장치의 주요 구성을 연구하였으며 실제 개발을 한 내용 중 기본설계에 대하여 기술하였다. 높은 전류안정도를 갖는 전원장치에서 해결하여야 할 문제들은 12-step PCR (phase controlled rectifier)에서의 720Hz의 많은 subharmonics, 선형안정기에서의 높은 전력 손실, 과도응답시 선형안정기의 높은 과도전력현상 등이며 또한 높은 전류안정도를 갖는 전원장치에 필수 불가결한 전류센서로서 $\pm 0.001\%$ 의 전류정확도를 내는 DCCT의 개발을 들 수 있다. 먼저 저장링에 사용되

는 Quadrupole Magnet 전원장치는 실제 규모로 제작하여 만족한 성능($\pm 0.01\%$ 의 선형성 및 $\pm 0.005\%$ 의 전류 안정도)을 보였으며 Sextupole magnet power supply 는 Quadrupole Power supply 중 second regulation이 없는 부분으로 구성하여 원하는 성능($\pm 0.05\%$ 의 선형성 및 $\pm 0.03\%$ 의 전류 안정도)을 얻었다. 또한 Bending Magnet 전원장치에서는 실제 규모로는 Power rating 문제로 구현할 수 없었지만 소 규모로 10KW (50A, 200V)급으로 구현하여 실제 성능을 확인하였다. Correction

Magnet 전원장치는 Bipolar로서 역시 실제 규모로 개발 및 제작하였다. 표 1과 같은 성능 및 type에 따른 각종 전자석 전원장치는 현재 기술로서 제작 가능하며 그러한 성능은 이미 성취된 것으로 Bending Magnet, Quadrupole Magnet 전원장치는 $\pm 0.005\%$ 의 전류안정도를 얻을 수 있으며 Sextupole Magnet 전원장치는 $\pm 0.03\%$ 의 전류안정도를 Correction Magnet 전원장치에 있어서는 $\pm 0.02\%$ 의 전류안정도를 얻을 수 있음을 확인하였다.