

論文95-32B-6-12

인공위성용 충방전 시스템의 해석

(Analysis of the battery charging and discharging system for spacecrafts)

金永泰*, 金熙峻*

(Young Tae Kim, and Hee Jun Kim)

요약

인공위성용 전력시스템은 직접 에너지 전달 시스템과 최대전력 추종시스템의 두 가지 방식으로 나눌 수 있다. 버스전압 레귤레이션 방식을 채용한 직접 에너지 전달 시스템에서 충전기와 방전기는 버스전압 레귤레이션을 위하여 널리 이용되고 있다. 충전기는 버스전압 레귤레이션 모드와 충전전류 레귤레이션 모드라 불리는 서로 다른 두 가지 모드에서 동작되고 방전기는 인공위성이 지구의 그림자나 식의 영역에 들어갔을때 인공위성의 전력원으로서 동작된다. 이러한 충전 및 방전 모드는 전력제어회로에 의해 선택된다.

본 논문에서는 최적 운전을 위한 충방전기의 제어루프 설계를 위해 충방전 시스템의 소신호 동특성 해석을 하였으며, 이를 토대로 여러 동작모드의 제어루프를 설계하였다. 해석의 타당성은 실험을 통해 입증하였다.

Abstract

A spacecraft power system can be divided into two types : DET system(Direct Energy Transfer system) and PPT system(Peak Power Tracking system). In a DET system employing the regulated bus voltage control method, the battery charger and discharger are widely used for the bus voltage regulation. The battery charger has two different modes of operation. One is the bus voltage regulation mode and the other is the charge current regulation mode. The battery discharger is employed to provide the power when the spacecraft is in the earth's shadow or the sun is eclipsed. The operating mode, charging or discharging, is selected by a power control circuit.

In this paper, small-signal dynamic characteristics of battery charging and discharging system are analyzed to facilitate design of control loop for optimum performance. Control loop designs in various operating modes are discussed. Analyses are verified through experiments.

I. 서론

인공위성용 전력시스템은 위성의 궤도, 필요 전력량,

* 正會員, 漢陽大學校 電氣工學科 電力電子制御 研究室
(Power Electronics Control Lab., Dept. of Elec.
Eng. Hanyang Univ.)

接受日字: 1995年2月13日, 수정완료일: 1995年5月26日

응용분야등에 의해 여러가지 형태로 구성되나, 일반적으로 크게 직접 에너지 전달 시스템(DET System: Direct Energy Transfer System)과 최대전력 추종시스템(PPT System: Peak Power Tracking System)으로 나눌 수 있으며, 태양전지를 이용한 전력 발생장치, 축전지를 이용한 에너지 저장장치, 전력 제어장치 그리고 전력분배장치로 구성된다.^[1]

에너지 저장장치는 전력발생장치가 인공위성의 전력원으로서 역할을 담당하지 못할 경우 즉, 인공위성이 지구 그림자 영역이나 식의 영역에 들어갔을 때 전력원의 역할을 담당한다. 그러므로, 인공위성용 전력시스템의 최적운전 특성을 위한 에너지 저장장치의 최적제어는 매우 중요하다. 이러한 에너지 저장장치는 충전기와 방전기로 구성되며, 효율 및 크기면에서 유리한 스위칭 컨버터가 널리 이용되고 있다. 일반적으로 버스전압이 축전지 전압보다 높기때문에 충전기로는 강압형 컨버터가 이용되고 방전기로는 승압형 컨버터가 이용된다. 또한, 충전기를 이용한 충전모드와 방전기를 이용한 방전모드의 선택은 전력제어회로에 의해 이루어지며, 전력제어회로는 버스전압, 축전지 전압, 충전전류, 분류전류를 감지하여 미리 설정한 충전 및 방전모드로의 변환을 위한 설정치와 비교하여 동작모드를 선택한다. 그림 1은 본 논문에서 논하고자 하는 고계도에서 운행되는 인공위성용 전력시스템인 버스전압 레귤레이션 방식을 채용한 직접 에너지 전달 시스템의 구성도를 나타낸다.

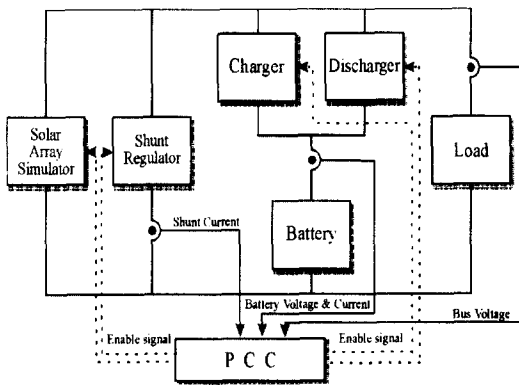


그림 1. 직접 에너지 전달 시스템의 구성도
Fig. 1. Configuration of Direct Energy Transfer System.

본 논문에서는 충전모드시 태양전지 비선형 출력특성의 선형화와 일정전력부하 특성으로 부터 구한 등가 다이내믹 임피던스를 이용한 충전기 등가회로에 상태 평균화법을 적용하여 충전기의 소신호 동특성 해석을 하였으며, 방전기 역시 상태 평균화법을 적용한 소신호 동특성 해석을 하였다. 또한, 충전방전의 소신호 동특성 해석을 토대로 충전방전 시스템의 최적 운전특성을 위한 제어기를 설계하였으며, 100KHz의 스위칭 주파수를 갖는 28V 400W의 직접 에너지 전달 시스템을 제작하여 충전방전기 해석 및 제어기 설계의 타당성을 입증하였다.

II. 충전모드의 해석

충전모드시 축전지의 충전은 부하에 공급하고 남은 태양전지 출력전류에 의해 충전된다. 이와같은 충전 가능한 전류량이 축전지의 정격충전 전류량 보다 적을 경우 버스전압은 충전기에 의해 조절되며 이러한 충전모드를 버스전압 레귤레이션 모드라 한다. 또한, 충전 가능한 전류량이 축전지의 정격충전 전류량 보다 큰 경우에는 축전지는 정격충전 전류로 충전되며, 버스전압은 분류레귤레이터에 의해 조절된다. 이러한 충전모드를 충전전류 레귤레이션 모드라 한다.^{[2] [3]}

이와같이 직접 에너지 전달시스템에서 충전모드시 충전기는 서로 다른 두가지 충전모드를 갖는다.

1. 버스전압 레귤레이션 모드

그림 2는 강압형 컨버터를 이용한 충전기의 회로도를 나타낸다.

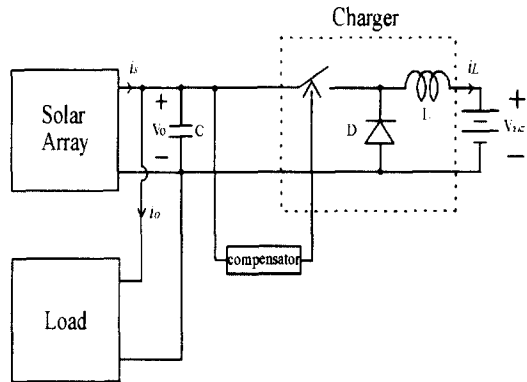


그림 2. 충전기 회로도
Fig. 2. Circuit Diagram of Charger.

버스전압 레귤레이션 모드시 태양전지는 축전지에 충전전류를 공급하는 전력원이며, 전력은 버스로부터 축전지로 전달된다. 그러나, 소신호 동특성에 한해서는 입력변수는 고정된 전압원으로 사용되는 축전지 전압이고, 출력변수는 조정되는 버스전압(V_0)이므로 일반적인 스위칭 컨버터의 소신호 동특성과는 큰 차이가 있다. 그러므로, 충전기의 소신호 동특성은 충전기에서 본 버스의 등가다이내믹 임피던스(Equivalent Dynamic Impedance) 특성에 달려있다. 이러한 등가다이내믹 임피던스는 주어진 동작전압에서 일정전력부하의 입력임피던스와 태양전지 출력임피던스와의 병렬연결이다. 그러므로 충전기의 DC 부하와 등가 AC 부하는 태양전지의 비선형 출력의 선형화와 일정전력부하 특성으로부터 식(1)과 같이 구할 수 있다.^[4]

$$R_{eq} = \frac{V_o}{I_s - I_o}$$

$$r_{eq} = - \frac{\Delta v_o}{\Delta i_c} \quad (1)$$

- R_{eq} : 충전기에서 본 등가임가임피던스의 DC분
- r_{eq} : 충전기에서 본 등가임피던스의 변화분
- Δv_o : 버스전압의 변동분
- Δi_c : 충전전류의 변동분
- I_s : 태양전지 출력전류의 DC분
- I_o : 부하전류의 DC분
- V_o : 버스전압의 DC분

그림 3은 충전전류 i_c 와 버스전압 v_o 와의 관계를 나타낸 그림이다.

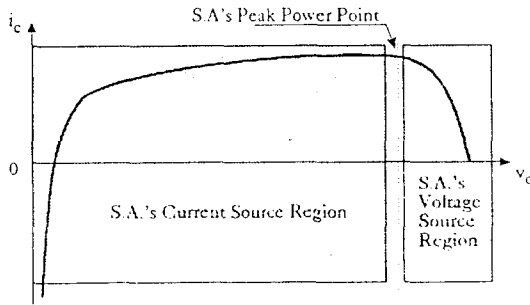


그림 3. $i_c - v_o$ 특성
Fig. 3. $i_c - v_o$ Characteristic.

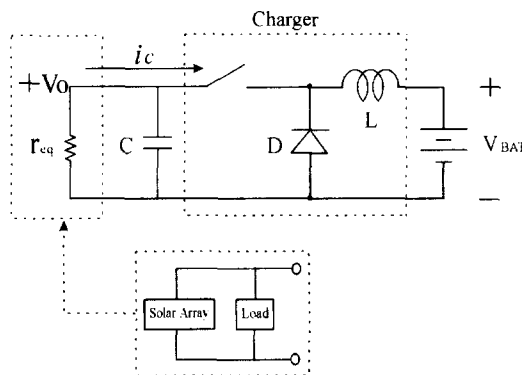


그림 4. 등가다이내믹 임피던스특성을 이용한 충전기 회로도
Fig. 4. Charger Circuit using Equivalent Dynamic Impedance Characteristic.

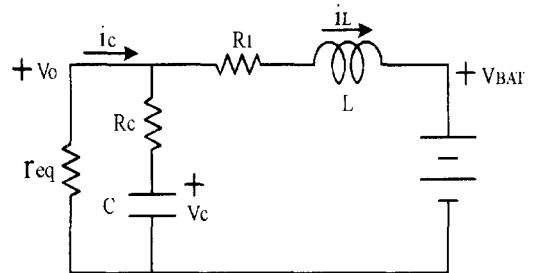
r_{eq} 의 값은 그림 3으로 부터 구할 수 있다. 그림 4는 등가 다이내믹 임피던스특성을 이용한 충전기의 등

가회로를 나타낸다. 또한, 버스전압 레귤레이션 모드에서는 충전기로 충전전류를 조정함으로써 버스전압을 일정하게 유지함으로써 충전전류는 부하전류에 따라 매우 적은 전류로 부터 정격충전전류 사이를 변화한다.

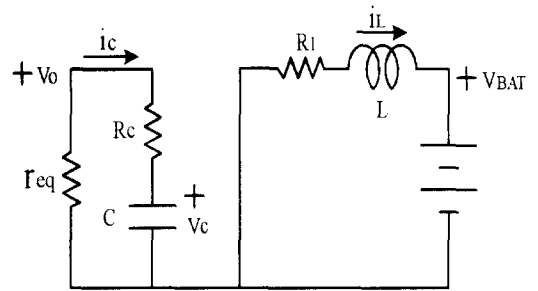
그러므로, 충전기는 연속도통모드(CCM:Continuous Conduction Mode) 영역과 불연속도통모드(DCM:Discontinuous Conduction Mode) 영역 모두에서 동작한다.

1) 연속도통모드(CCM) 영역

그림 5는 연속도통모드(CCM) 영역에서 동작하는 충전기의 상태별 등가회로를 나타낸다 상태 I, II는 각각 충전기의 스위치가 도통, 차단인 상태의 등가회로를 나타낸다. R_i , R_c 는 인덕터의 권선저항과 커패시터의 등가직렬저항(ESR:Equivalent Series Resistance)을 나타내며, D는 시비율을 나타낸다.



(a) State I [$0 < t < DT_s$]



(b) State II [$DT_s < t < Ts$]

그림 5. 충전기의 상태별 등가회로
Fig. 5. Switched Equivalent Circuits of Charger.

충전기의 상태별 등가회로로 부터 각각의 회로 방정식을 구하면 다음과 같다.

상태 I

$$L \frac{di_L}{dt} = V_o - V_{BAT} - R_i i_L$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{V_o}{r_{eq}} - i_L$$

$$V_o = -(r_{eq} // R_c) i_L + \frac{r_{eq}}{r_{eq} + R_c} v_c \quad (2)$$

상태 II

$$L \frac{di_L}{dt} = -R_I i_L - V_{BAT}$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{V_o}{r_{eq}}$$

$$V_o = \frac{r_{eq}}{r_{eq} + R_c} v_c \quad (3)$$

(2), (3)식에 상태평균화법^{[5][6]}을 적용하여 상태 방정식을 유도하면 식(4)와 같다.

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (4)$$

여기서,

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}, \quad u = [V_{BAT}], \quad y = [V_o]$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_I}{L} - D \frac{r_{eq} // R_c}{L} & \frac{D r_{eq}}{L(r_{eq} + R_c)} \\ \frac{-D r_{eq}}{C(r_{eq} + R_c)} & \frac{-1}{C(r_{eq} + R_c)} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \left[-D (r_{eq} // R_c) \quad \frac{r_{eq}}{r_{eq} + R_c} \right]$$

식 (4)로 부터 충전기의 소신호 제어-출력 전달함수 $F_{dc}(s)$ 를 구하면 식(5)와 같다. s 는 라플라스 연산자를 나타낸다.

$$F_{dc}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-\frac{V_{BAT}}{D^2} (1 + s \frac{I_L}{V_{BAT}}) (1 + s R_c C)}{1 + s [(\frac{R_I}{D^2} + R_c) C + \frac{L}{D^2 r_{eq}}] + s^2 \frac{LC}{D^2}} \quad (5)$$

식(5)로 부터 소신호 제어-출력 전달함수 F_{dc} 의 DC 이득은 부(-)의 값을 갖음을 알 수 있다. 이것은 충전기의 시비율이 증가하면 버스전압(V_o)이 감소되는 것으로 쉽게 설명된다. 또한, 소신호 제어-출력 전달함

수의 영점은 DC 동작조건에 의해 결정되므로 s-평면의 좌반면에 위치하게 되며, 극점은 s-평면의 좌반면에 위치하게 된다. r_{eq} 가 부이므로 중부하 또는 기생성분이 작은 경우에는 s-평면의 우반면에 위치하게 된다.

2) 불연속도통모드(DCM) 영역

그림6은 PWM 스위치모델^[8]을 이용한 충전기의 소신호모델을 나타낸다.

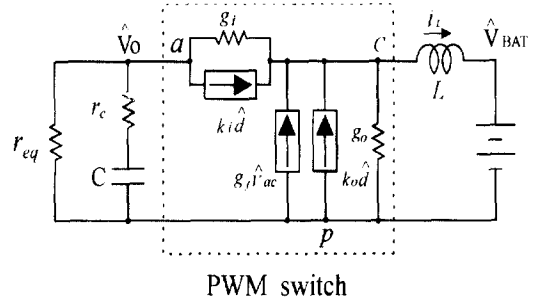


그림 6. 불연속도통모드에서의 충전기 소신호모델
Fig. 6. Small-Signal Model of Charger in DCM.

노드 a, c 에 키르호프의 전류법칙을 적용하여 회로 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\frac{\hat{v}_o}{r_{eq}} + \frac{\hat{v}_o}{R_c + \frac{1}{Cs}} + (\hat{v}_o - Ls i_L) g_i + k_i \hat{d} = 0 \quad (6)$$

$$\begin{aligned} & (\hat{v}_o - Ls i_L) g_i + k_i \hat{d} + g_i (\hat{v}_o - Ls i_L) + \\ & k_o \hat{d} - g_o Ls i_L - \hat{i}_L = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

여기서,

$$g_i = \frac{I_L}{V_o(1-M)} = \frac{1}{R(1-M)}$$

$$g_o = \frac{I_c (\frac{1}{M} - 1)}{M V_o} = \frac{1-M}{R M^2}$$

$$g_f = \frac{2I_c (\frac{1}{M} - 1)}{V_o(1-M)} = \frac{2}{R M}$$

$$k_i = \frac{2I_c}{D}$$

$$k_o = \frac{2I_c(1-M)}{D M}$$

$$R = \frac{V_o}{I_c}, \quad M = 1 - \frac{K}{D^2}, \quad K = \frac{2L F_s}{R}, \quad D = \sqrt{\frac{K}{1-M}}$$

F_s 는 스위칭 주파수

식 (6), (7)을 이용하여 소신호 제어-출력 전달함수 $F_{di}(s)$ 를 구하면 다음과 같이 근사화 시킬 수 있다.

$$F_{di}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \approx G_d \frac{(1 + \frac{s}{w_z})(1 + sR_s C)}{(1 + \frac{s}{w_{p1}})(1 + \frac{s}{w_{p2}})} \quad (8)$$

여기서,

$$G_d \approx - \frac{2V_o}{DR} [r_{eq} // R(1-M)]$$

$$w_z = RM^2 \frac{(1-M)}{L(1-M+2M^2)}$$

$$w_{p1} \approx \frac{1}{C [r_{eq} // R(1-M)]}$$

$$w_{p2} \approx \frac{R(1-M)}{L}$$

식 (8)에서 $r_{eq} < 0$ 이며, $R \gg |r_{eq}|$ 이므로, 충전기의 소신호 제어-출력 전달함수 F_{di} 는 정(+)의 DC 이득을 갖고, w_{p1} 은 부(-)의 값을 갖고므로 s-평면의 우반면에 극점을 갖는다.

2. 충전전류 레귤레이션 모드

그림7은 충전전류모드시 충전기회로를 나타낸다. 이 모드에서는 버스전압(V_o)이 분류레귤레이터에 의해 제어되므로 버스전압은 일정전압원이 된다. 그러므로 필터 커패시터(C)를 포함한 입력측 특성은 일정전압원에 흡수된다. 출력전압인 배터리 전압 역시 일정 전압원이므로 소신호 해석시 \hat{v}_o 와 \hat{v}_{BAT} 는 제로로 가정된다. 또한, 충전전류 레귤레이션 모드는 버스전압 레귤레이션 모드와는 달리 인덕터 전류가 항상 일정한 정격충전전류 값을 유지하게 되므로 충전기는 연속도통모드에서만 동작하며, 동작특성은 일반적인 강압형 컨버터의 동작특성과 유사하다. 그림8은 스위치 도통, 차단에 따른 상태별 등가회로를 나타낸다.

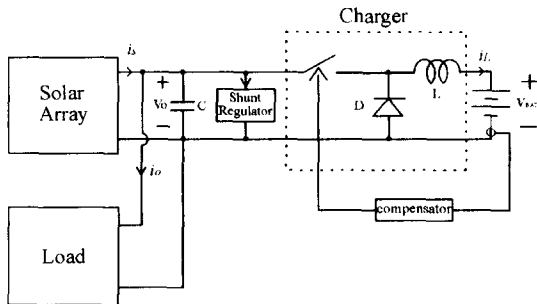
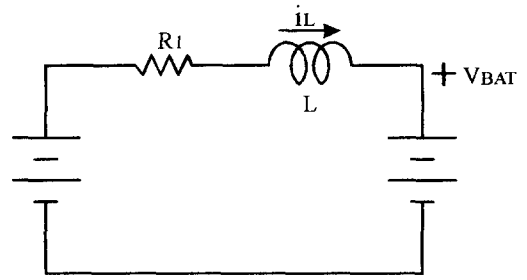
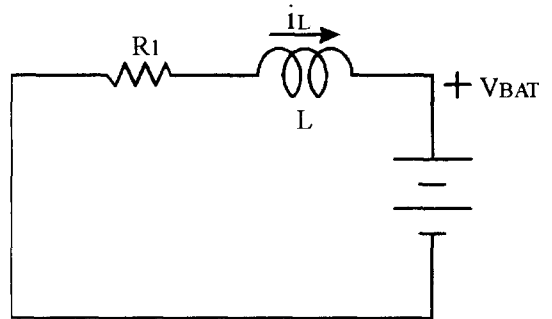


그림 7. 충전전류 레귤레이션 모드에서의 충전기 회로도
Fig. 7. Charger Circuit in Charge Regulation Mode.



(a) State I [0 < t < DTs]



(b) State II [DTs < t < Ts]

그림 8. 충전전류 레귤레이션모드에서의 충전기 상태별 등가회로

Fig. 8. Switched Equivalent Circuits of Charger in Charge Current Regulation Mode.

상태별 등가회로로부터 구한 회로방정식에 상태평군화법을 이용하여 제어-출력 전달함수 $F_{di}(s)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$F_{di}(s) = \frac{i_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{1}{L} \frac{V_o}{s + \frac{R_L}{L}} \quad (9)$$

식(9)로부터 충전전류 레귤레이션 모드에서의 충전기는 s-평면의 좌반면에 극점을 갖음을 알 수 있다.

III. 방전모드의 해석

방전모드의 동작은 입력전원을 축전지로 하며, 버스전압(V_o)을 출력으로 한다. 동작특성은 일반적인 승압형 컨버터의 동작과 동일하다. 또한, 인공위성 부하의 경우 최소부하 한계치가 존재하므로 방전기는 연속도통모드에서만 동작하게 된다. 그림 9와 10은 방전기 회로도 및 스위치 도통, 차단에 따른 상태별 등가회로를 나타낸다. 해석의 편의를 위해 기생요소중 커패시터의

등가직렬저항은 무시하고 인덕터의 권선저항만을 고려하는 것으로 한다.

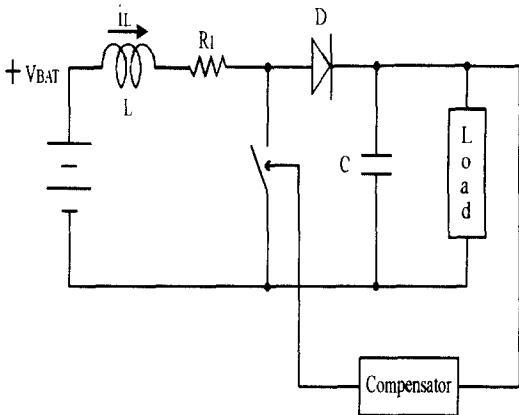
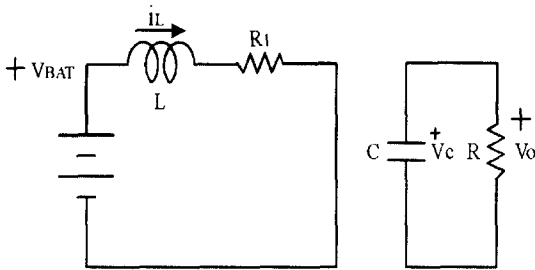
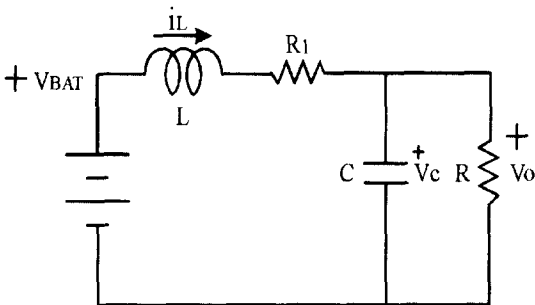


그림 9. 방전기 회로도
Fig. 9. Discharger Circuit.



(a) State I [0 < t < DTs]



(b) State II [DTs < t < Ts]

그림 10. 방전기의 상태별 등가회로
Fig. 10. Switched Equivalent Circuits of Discharger.

방전기의 상태별 등가회로로부터 각각의 회로 방정식을 구하면 다음과 같다.

상태 I

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -R_l i_L + V_{BAT} \\ C \frac{dV_o}{dt} = -\frac{1}{R} V_o \end{cases} \quad (10)$$

상태 II

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -R_l i_L - V_o + V_{BAT} \\ C \frac{dV_o}{dt} = i_L - \frac{1}{R} V_o \end{cases} \quad (11)$$

식 (10), (11)에 상태평균화법을 적용하여 제어-출력 전달함수 $F_{dc}(s)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$F_{dc} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = G_{do} \frac{(1 - \frac{s}{w_z})}{1 + \frac{2\delta}{w_o} s + \frac{1}{w_o^2} s^2} \quad (12)$$

여기서,

$$G_{do} = \frac{V_o}{D} \frac{1 - \frac{Z_o}{R}}{1 + \frac{Z_o}{R}} \quad Z_o = \frac{R_l}{D^2}$$

$$w_o = \frac{D}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{Z_o}{R}}$$

$$w_z = D^2 \frac{R}{L} (1 - \frac{Z_o}{R})$$

$$\delta = \frac{\frac{1}{2DR} \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{DZ_o}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}}{1 + \frac{Z_o}{R}}$$

식(12)로부터 방전기의 소신호 제어-출력 전달함수 F_{dc} 는 우반면에 영점을 갖는다. 이러한 우반면의 영점은 위상여유에 나쁜 영향을 준다.

IV. 총방전기의 보상

이상과 같은 총방전기의 소신호 동특성 해석 결과로부터 s-평면의 우반면에 존재하는 극점으로 인한 총방전기의 불안정성과 영점으로 인한 위상여유에 미치는 나쁜 영향등을 보상하는 총방전기 보상회로가 필요하다. 충전전류 레귤레이션 모드시 충전기는 식(9)에서 알 수 있듯이 s-평면의 좌반면에 극점이 존재함으로 항상 안정되나 충전기의 입력과 출력이 모두 일정 전압원이므로 충전전류가 제어되지 않으면 충전기는 불안정하게 될 것이다. 그러나 이러한 보상은 간단한 부채환 이득만으로 달성할 수 있으므로 본 논문에서는 버스전압 레귤레이션 모드시의 충전기와 방전기의 보상에 대해서만 논한다. 표1은 총방전시스템에 사용된

데이터 값을 나타낸다.

1. 버스전압 레귤레이션 모드시의 충전기 보상

버스전압 레귤레이션 모드시의 충전기는 연속도통모드와 불연속도통모드에서 동작되므로 보상회로 역시 두 경우를 고려하여 설계하여야 한다.

표 1. 충전전 시스템 데이터

Table 1. Charging and Discharging System Data.

	충전 모드		방전 모드
	CCM	DCM	
V_O	28 V	28 V	26 V
V_{BAT}	19 V	19 V	19 V
r_{eq}	-4.85 Ω	-4.85 Ω	*
C	2200 μF	2200 μF	2200 μF
R_c	114 m Ω	114 m Ω	114 m Ω
L	111 μH	111 μH	111 μH
R_l	135 m Ω	135 m Ω	135 m Ω

식(8)에서 살펴 본 것과 같이 불연속도통모드시 제어-출력 전달함수의 DC 이득은 정(+)의 값을 가지나 부궤환 보상시 불안정하고 양궤환 보상시 안정함을 부(-)와 정(+) 이득의 보상을 갖는 시스템의 근궤적을 통해 쉽게 알 수 있다. 그러므로, 충전기의 보상은 양궤환 보상을 두 모드에 같이 적용 할 수 있으며, 이러한 양궤환은 오차 증폭기에서 구현 하였다. 또한, 연속도통모드시 식(5)에서 알 수 있듯이 소신호 제어-출력 전달함수의 영점이 DC 충전전류에 의해 움직이므로 최소 충전전류 동작점에서 극점에 의한 위상 지연과 고주파 노이즈등을 보상해야 하며, 불연속도통모드에서도 식(8)에서 알 수 있듯이 소신호 제어-출력 전달함수의 DC 이득이 충전전류에 영향을 받으므로 최소 이득을 갖는 최소 충전전류 동작점에서 최대한 이득을 크게 하여야 하고 s-평면의 우반면에 존재하는 극점의 영향을 보상하여야 한다. 그러므로, 보상기의 최적설계는 반복적인 작업이 요구된다.

본 논문에서는 연속도통모드시와 불연속도통모드시의 최소 충전전류는 각각 0.2 A와 0.5 A로 했으며, $R_1=1K\Omega$, $R_2=800\Omega$, $R_3=100K\Omega$, $C_1=1\mu F$, $C_2=0.001\mu F$ 의 값을 갖는 그림 11과 같은 형태의 보상기를 구성하여 이득증대 및 영점과 극점들의 영향을 보상 하였다.

보상기의 전달함수 H_r 는 식 (13)과 같다.

$$H_r = \frac{R_3}{(R_1+R_2)} \frac{(1+sC_1R_2)}{(1+sC_2R_3)(1+sC_1(R_1//R_2))} \quad (13)$$

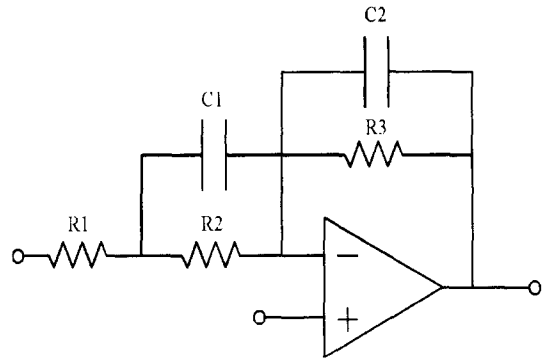
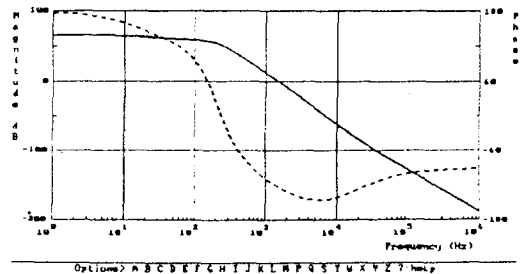
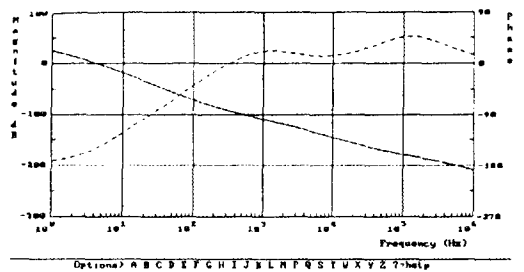


그림 11. 충전모드시의 보상회로
Fig. 11. Compensator Circuit in Charger Mode.



(a)



(b)

그림 12. 전체 루프 이득의 Bode 선도
(a) 버스전압 레귤레이션 모드에서의 Bode 선도(CCM)
(b) 버스전압 레귤레이션 모드에서의 Bode 선도(DCM)

Fig. 12. Bode Plot of The Total Loop Gain.
(a) Bode Plot in Bus Voltage Regulation Mode (CCM)
(b) Bode Plot in Bus Voltage Regulation Mode (DCM)

전체루프이득 T_v 는 다음과 같다.

$$T_v = F_{dc} H_v F_m$$

여기서, F_m 은 PWM 이득을 나타낸다.

그림 12 (a)와 (b)는 각각 연속도통모드와 불연속도통모드시의 전체 루프이득의 Bode 선도를 나타내며 연속도통모드시 약 60° , 불연속도통모드시 약 40° 의 위상여유를 가짐을 알 수 있다.

2. 방전모드시의 방전기 보상

방전모드시 방전기의 소신호 제어-출력 전달함수는 식(12)에서와 같이 s-평면의 우반면에 영점이 위치하게 되며, 이러한 영점은 이득을 증가시키나 위상전이를 초래한다. 이러한 S-평면의 우반면에 위치한 영점의 영향을 보상하기위해 이득 교차주파수를 영점의 주파수보다 낮게 하고 s-평면의 좌반면에 위치하는 극점을 이용하여 교차주파수 이상의 주파수 영역에서 이득의 증가 특성을 보상한다. 본 논문에서는 $R1=300\Omega$, $R2=250K\Omega$, $C1=0.11nF$ 값을 갖는그림 13과 같은 형태의 보상기를 구성하여 영점의 영향을 보상하였다.

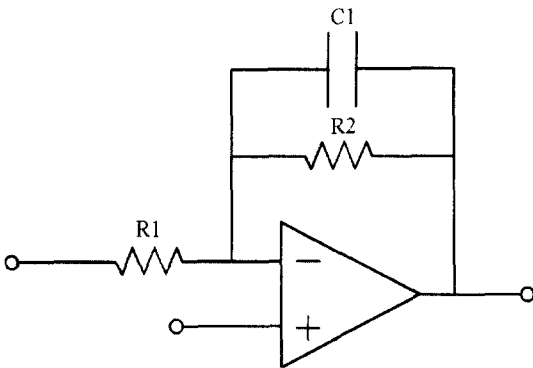


그림 13. 방전모드시의 보상회로
Fig. 13. Compensator Circuit in Discharger Mode.

보상기의 전달함수 H_v 는 식 (14)와 같다.

$$H_v = \frac{R2}{R1} \frac{1}{1 + sR2C1} \tag{14}$$

전체 루프이득 T_v 는 다음과 같다.

$$T_v = F_{dc} H_v F_m$$

여기서, F_m 은 PWM 이득을 나타낸다. 그림 14는 전체 루프이득의 Bode 선도를 나타내며, 충분한 위상여유를 갖음을 알 수 있다.

V. 실험결과

그림 15는 충전모드시 버스전압 레귤레이션 모드에 대한 실험파형을 나타낸다.

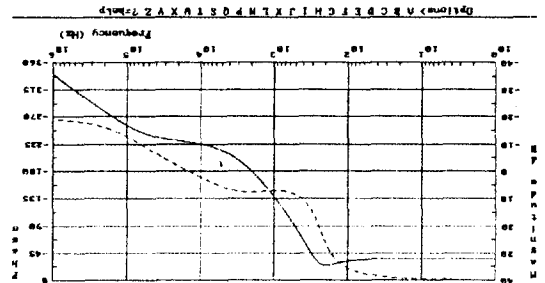
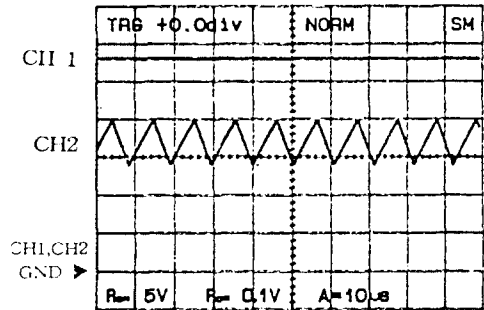
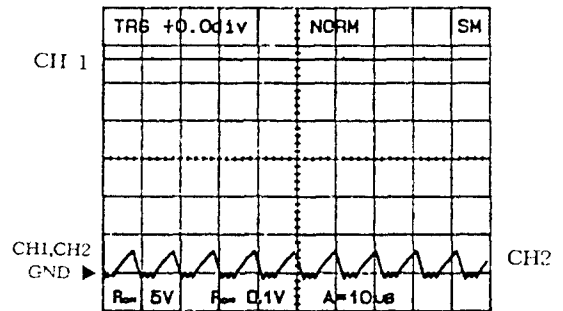


그림 14. 방전기 전체 루프이득의 Bode 선도
Fig. 14. Bode Plot in Discharger.



CH1:버스전압 (28 V) CH2 : 충전전류 (0.5A/0.1V)
(a)



CH1:버스전압 (28 V) CH2:충전전류 (0.5A/0.1V)
(b)

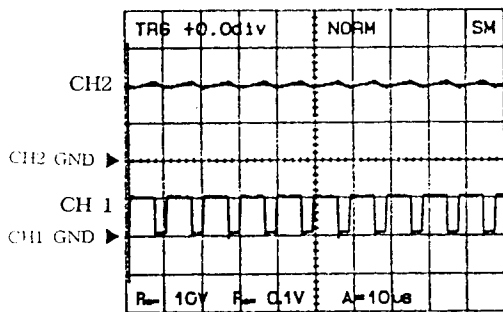
그림 15. 버스전압 레귤레이션 모드시의 실험파형
(a) 연속도통모드
(b) 불연속도통모드

Fig. 15. Experimental Waveform at Bus Voltage Regulation Mode.
(a) Continuous Conduction Mode
(b) Discontinuous Conduction Mode

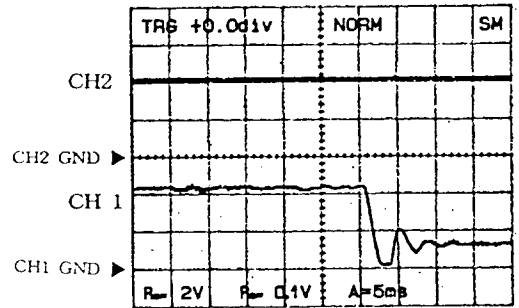
태양전지에서의 공급 전류가 2.06A 일때 (a)는 부하에서 0.36A를 사용하며 축전지는 정격 충전전류 (2A) 보다 적은 1.7A 로 충전되고 있는 연속도통모드의 실험과형을 나타낸다. (b)는 부하에서 1.86A를 사용하며 축전지는 0.2A로 충전되고 있는 불연속도통모드의 실험 과형을 나타낸다. (a),(b)의 경우 모두 충전기가 분류레귤레이터의 역할을 담당함으로써 버스전압이 $\pm 5\%$ 이내의 오차를 갖고 안정하게 제어됨을 알 수 있다.

그림 16은 충전모드시 충전전류 레귤레이션 모드에

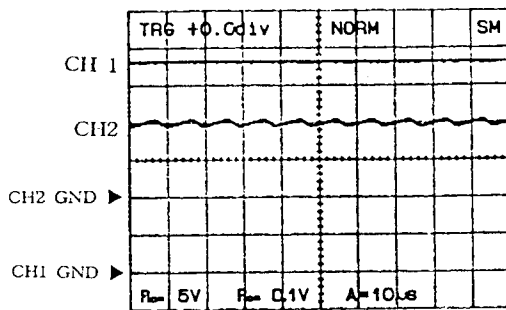
대한 실험과형을 나타낸다. (a),(b),(c),(d)는 부하가 4A에서 4.5A로, 4.5A에서 4A로 변동할 때의 버스전압, 게이트전압, 충전전류 및 분류전류의 실험과형을 나타낸다. (e), (f),(g),(h)는 부하가 13A에서 13.5A로, 13.5A에서 13A로 변동할 때의 버스전압, 부하전류, 충전전류 및 분류전류의 실험과형을 나타낸다. 충전전류는 부하변동과 관계없이 항상 2A로 충전됨을 알 수 있으며, 버스전압은 분류레귤레이터가 부하변동에따라 분류전류를 조정함으로써 $\pm 5\%$ 이내의 오차를 갖고 안정하게 제어됨을 알 수 있다.



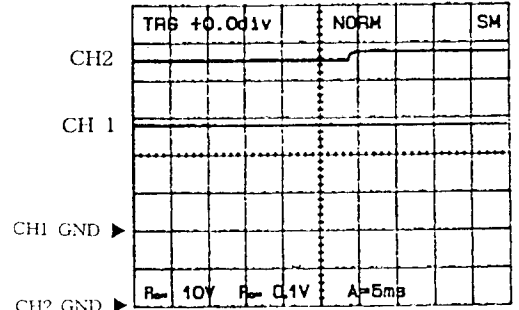
CH1: 게이트전압 CH2: 충전전류(1A/0.1V)
(a)



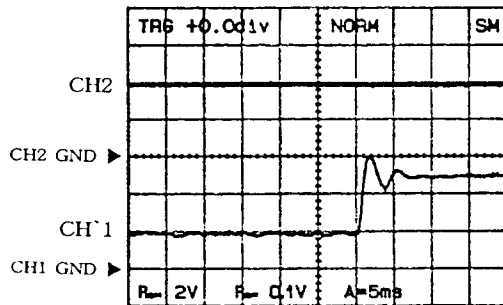
CH1: 버스전압 (28 V) CH2: 충전전류 (1A/0.1V)
(b)



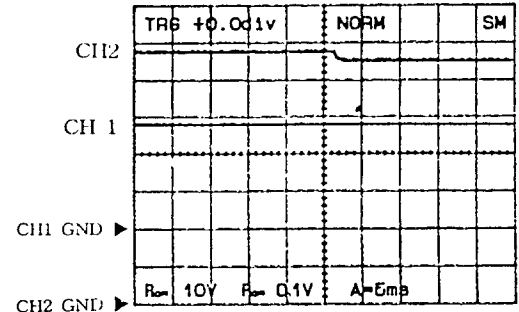
CH1: 분류전류 (178mA/1V) CH2: 충전전류 (1A/0.1V)
(c)



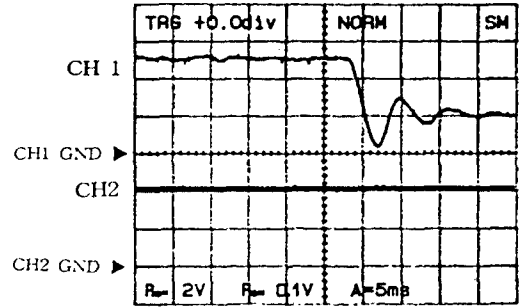
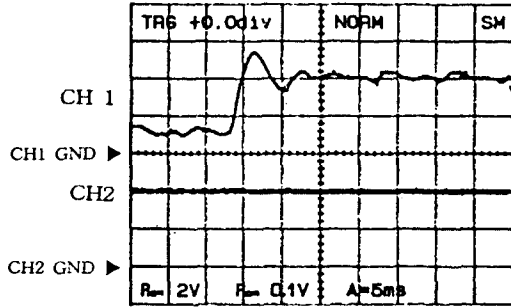
CH1: 분류전류 (17mA/1V) CH2: 충전전류(1A/0.1V)
(d)



CH1: 버스전압 (28 V) CH2: 부하전류 (2A/0.1V)
(e)



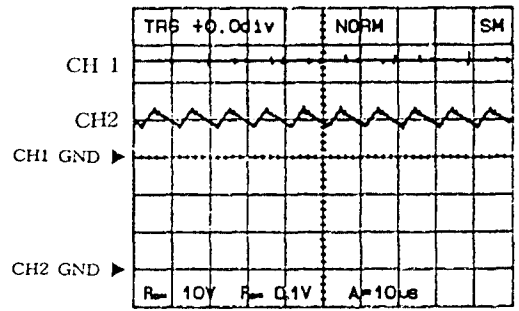
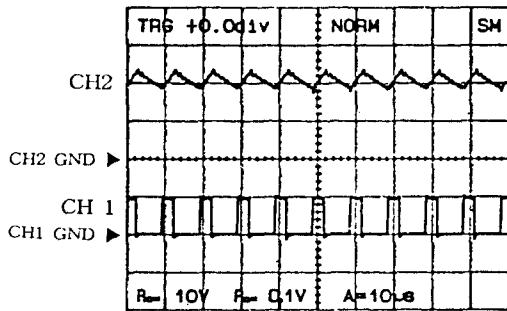
CH1: 버스전압 (28 V) CH2 :부하전류 (2A/0.1V)
(f)



CH1:분류전류 (178mA/1V) CH2:충전전류 (1A/0.1V) (g) CH1:분류전류 (178mA/1V) CH2:충전전류 (1A/0.1V) (h)

그림 16. 충전전류 레귤레이션 모드의 실험파형

Fig. 16. Experimental Waveform at Charge Current Regulation Mode.



CH1:게이트전압 CH2:방전전류(1A/0.1V) (a)

CH1:버스전압 (26 V) CH2:방전전류 (1A/0.1V) (b)

그림 17. 방전모드시 실험파형

Fig. 17. Experimental Waveform at Discharging Mode.

그림 17은 방전모드에 대한 실험파형을 나타낸다. (a),(b)는 방전모드시의 버스전압, 게이트전압 그리고 방전전류를 나타내며 버스전압(26V)이 $\pm 5\%$ 이내의 오차를 갖고 제어됨을 알 수 있다.

VI. 결론

인공위성을 위한 버스전압 레귤레이션 방식을 채용한 직접 에너지 전달시스템에 있어서 충전전기의 최적 운전을 위한 소신호 동특성 해석 및 해석을 토대로 한 보상기 설계를 통해 다음과 같은 결론을 얻었다.

1) 소신호 동특성 해석을 통하여 버스전압 레귤레이션 모드시 충전기는 연속도통모드에서 제어-출력 전달

함수가 부(-)의 DC 이득을 가짐으로써 양계환을 통한 보상이 이루어져야하고, 부(-)의 등가다이내믹임피던스로 인해 중부하 또는 기생성분이 작은 경우에는 극점이 s-평면의 우반면에 위치하게 됨을 알 수 있었다.

2) 불연속도통모드시에도 극점이 s-평면의 우반면에 위치함을 알 수 있었다.

3) 방전모드에서는 영점이 s-평면의 우반면에 위치하여 위상여유에 나쁜 영향을 주게 됨을 알았다.

4) 충전전모드시 s-평면의 극점 및 영점의 위치로 인한 영향을 보상하기 위한 보상회로를 설계하였으며, 전체 루프이득의 Bode 선도를 통해 보상기설계가 타당함을 확인하였다.

또한, 버스전압 28V, 정격부하 400W의 시스템을 제작, 실험하여 버스전압 레귤레이션모드시와 충전전류

레귤레이션모드시 충전기가 버스전압 변동률 $\pm 5\%$ 이내를 유지하며 안정한 동작을 하고, 방전모드시 버스전압이 변동률 $\pm 5\%$ 이내를 유지하며 안정하게 동작함을 확인함으로써 본 논문의 해석 및 보상기 설계의 타당성을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] James R. Werts and Wiley J. Larson, "Space mission analysis and design", space Technology Library, 1991.
- [2] 김 희준 외 4인, "인공위성용 전원 시스템 시뮬레이터 개발", 전자공학회지, 20권 9호, pp. 26-35, 1993.
- [3] 김 희준 외 2인, "마이크로 프로세서를 이용한 위성용 전력시스템 제어에 관한 연구", 전기학회 하계학술대회 논문집, pp.1032-1034, 1992.
- [4] KIM S. J. & Bo. H. Cho, "Analysis of spacecraft battery charger systems", Virginia Power Electronics Center 1990 Power Electronics Seminar, pp. 180-187, September 17-19, 1990.
- [5] 김 희준, "스위치모드 파워서플라이", 성안당, 1993.
- [6] R. D. Middlebrook, S. Cuk, "A general unified approach to modeling switching-converter power stage", PESC, 1976.
- [7] D. K. Decker, "Method for maximum power from a solar array", JPL Quarterly Technical Review, Vol. 2, No. 1, pp. 37-47, 1972.
- [8] Vatche Voperian, "Simplified analysis of PWM converter using the model of the PWM switch. Part1: Continuous conduction mode, Part2: Discontinuous conduction mode", Proceedings of the Virginia Power Electronics Center Seminar, Blacksburg, VA, pp. 1-20, September 25-27, 1989.
- [9] S. J. Kim, "Modeling and analysis of spacecraft battery charger systems", Ph D. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, April, 1991.
- [10] H. Zimmerman and R. Peterson, "An electrochemical cell equivalent circuit for storage battery/power system calculations by digital computer", Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, pp. 533-539, 1970.

저 자 소 개



金熙峻(正會員)

1954년 11월 16일생. 1976년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업. 1978년 2월 한양대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1986년 3월 일본九州대학 전자공학과 졸업(공학박사). 1991년-1992년

미국 버지니아 공과대학 교환교수. 1995. 5월 현재 한양대학교 전기공학과 부교수 당 학회 50주년 편찬 위원.



金永泰(正會員)

1960년 1월 29일생. 1984년 2월 한양대학교 전기공학과 졸업. 1989년 9월 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 한양대학교 대학원 박사과정.