論 文 11-6-7

2006 전력전자학술대회 우수추천논문

인공위성 시스템을 위한 태양전지 전력조절기의 저항제어

裵鉉修†, 梁正煥*, 李載昊**, 趙普衡***

Resistive Current Mode Control for the Solar Array Regulator of SPACE Power System

Hyun-Su Bae, Jeong-Hwan Yang, Jae-Ho Lee, and Bo-Hyung Cho

요 약

저궤도 인공위성 전력계 시스템의 설계 및 해석을 위한 태양전지 전력조절기의 대신호 안정도해석을 수행한다. 태양전지 전력조절기에서 제어가능한 모든 방법에 따른 태양전지에서 바라본 태양전지 전력조절기의 부하특성을 분류하고, 상태공간해석을 이용하여 태양전지 시스템의 대신호적 안정도를 해석한다. 또한, 본 논문에서는 태양전지 전력조절기의 부하특성을 정전력부하에서 정저항부하로 변환하여 대신호적인 안정도를 확보하는 비선형변환을 제안한다. 제안된 변환기법을 통해 최대전력점 추적제어나 배터리 충전제어 및 전류분배제어가 가능한 병렬 모듈 태양전지 레귤레이터에 적합한 단일 전류 제어기를 구성한다. 제안된 대신호 해석과 저항제어를 검증하기위해, 200W급 태양전지와 100W급 태양전지 전력조절기 두 모듈을 병렬로 구성하여 실험하였다.

ABSTRACT

A large signal stability analysis of the solar array regulator system is performed to facilitate the design and analysis of a Low-Earth-Orbit satellite power system. The effective load characteristics of every controllable method in the solar array system are classified to analyze the large signal stability. Then, using the state plane analysis technique, the stability of various equilibrium points is analyzed. A nonlinear transformation algorithm, which changes the effective load characteristic of the solar array regulator as constant resistive load, is also proposed for the large signal stability. The proposed resistive current mode control system can control the solar array output for purposes such as peak power tracking control and battery charging control. For the verification of the proposed large signal analysis and resistive current mode control, a solar array regulator system consisting of two 100W parallel module buck converters has been built and tested using a real 200W solar array.

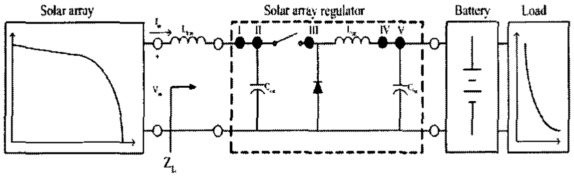
Key Words : Large signal stability analysis, Effective load characteristic, Resistive current mode control

†교신저자 : 정회원, 서울대 전기컴퓨터공학부 박사과정
E-mail : bhsue@pesl.snu.ac.kr
*학생회원, 서울대 전기컴퓨터공학부 석사과정
**정회원, 서울대 전기컴퓨터공학부 박사과정
***정회원, 서울대 전기컴퓨터공학부 정교수
접수일자 : 2006. 9. 18 1차 심사 : 2006. 10. 13
심사완료 : 2006. 10. 19

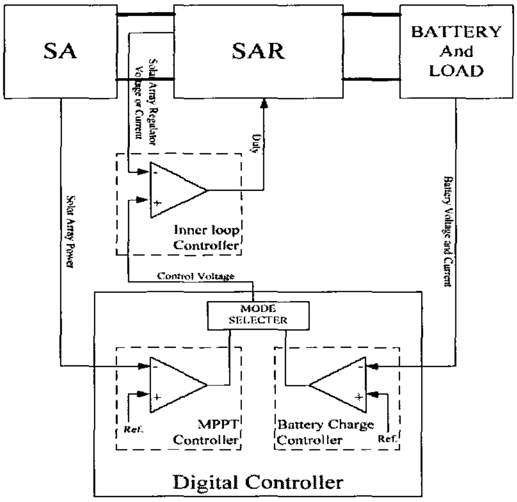
1. 서 론

인공위성의 주 전력원인 태양전지는 매우 비선형적인 전압-전류특성을 가지고 있다. 태양전지의 동작점은 주변 온도 및 일사량, 그리고 전력조절기의 부하특성에 의해 결정되어 넓고 다양한 형태의 동작모드가 존재하게 된다. 따라서, 태양

전지와 부하간의 결합에 의한 평형점들에 대한 안정도 특성을 분류하고 해석할 필요가 있다.



(a) 직렬구조형 태양전지 전력조절기 시스템
(a) A series configuration system



(b) 일반적인 태양전지 전력조절기의 제어방법
(b) The conventional control strategies
그림 1 저궤도 인공위성의 태양전지 전력시스템
Fig. 1 The solar array power system for the LEO satellite

그림 1(a)는 저궤도 인공위성에서 주로 사용하는 직렬구조형 태양전지 전력조절기 시스템을 나타낸다.[4-9] 태양전지 전력조절기는 최대전력점 추적제어나 배터리 충전제어를 위해 태양전지의 출력을 제어하게 된다. 그림 1(b)는 태양전지 전력시스템에서 주로 사용되어지는 태양전지 전력조절기의 제어기 구조이다. 태양전지 전력시스템에서 내부제어기는 태양전지 전 영역에서 태양전지 전력조절기를 안정화하기위하여 사용되어진다. 이 안정화제어기는 그림 1(a)에서 보여지듯이 제어 목적을 수행하기 위한 전압/전류의 제어가능점을 안정화하게 된다. 이러한 저궤도 인공위성 전력계 시스템에 대한 안정도 해석은 소신호적 측면에서 전류 또는 전압제어기들에 대해 연구되어졌었다[4-5]. 하지만, 소신호적 해석만으로는 넓고 다양한 전체 시스템의 동작모드를 해석하기엔 한계가 존재한다. 최근 고궤도 정지위성에 대한 대신호 안정도 해석은 수행되었으나[2], 저궤도 인공위성에 대한 대신호적 안정도 해석은 수행되어지지 않았다. 따라서, 본 논문에서는 제어가능점들에 따른 제어기 구조별로 태양전지에서 바라본 태양전지 전력조절기의 부하특성을 분류하고, 각각의 부하특성에 따른 대신호적 안정도 해석을 수행한다. 또한, 현재 인공위성에서 요구되어지는 전력량의 증가로 인해 태양전지 전력조절기의 병렬모듈 구성에 대한 관심이 늘고 있다. 이런 요구조건에 부합하여 병렬모듈 제어와 신뢰성 향상을 위한 단일 전류 제어기로의 구성이 종종 사용되어지고 있다. 그러나, 태양전지 시스템의 특성상 일반적인 전력단에서 사용되어지는 출력제어형 전류제어기의 경우 대신호적 불안정성을 유발하게 된다. 따라서, 본 논문에서는 디지털 제어기로 구성될 비선형 알고리즘을 이용한 정저항부하특성 변환을 통해 전체 시스템의 불안정성을 해결하는 방법을 제안하고, 대신호 해석 및 변환방법을 실험을 통해 검증한다.

2. 저궤도 인공위성용 태양전지 전력시스템의 대신호 안정도 해석

2.1 정전력 부하 제어[2]

태양전지 전력조절기의 출력전류(그림 1(a)의 IV)를 평균전류제어기로 제어하거나 출력 배터리 전압(V)를 전압제어기로 제어할 경우 태양전지에서 바라본 태양전지 전력조절기의 부하특성은 배터리전압이 거의 상수이기 때문에 정전력 부하의 성격을 가진다. 그림 2에서 보여지듯이 정전력 부하제어의 경우 두 개의 평형점이 존재하며, 대신호적 동작 특성은 각각의 평형점의 안정도에 의해 결정된다. 대신호 해석을 위해 태양전지와 부하특성을 2차 시스템으로 등가회로화 할 수 있다. 여기서, 저역필터는 시스템에서 존재하는 선로 인덕턴스와 같은 실제 존재하는 물리량을 나타낸다. 그림 2의 등가회로로부터 인덕터 전류와 캐패시터 전압에 대한 상태방정식을 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$\frac{di_L}{dt}=\frac{1}{L}\left[f(i_L)-v_C\right],\quad \frac{dv_C}{dt}=\frac{1}{C}\left[i_L-f(v_C)\right] \qquad (1)$$

Taylor 급수전개를 이용한 일차 선형화를 통해 시스템의 상태공간 방정식을 아래와 같이 유도할 수 있고, 그 특성근은 다음과 같다. 여기서, $r_{sa}<0$와 $r_{sar}>0$는 각각 태양전지와 부하의 변화기울기를 나타내는 소신호 저항이다.

$$\frac{d\hat{i_L}}{d\hat{v_C}} = \frac{\frac{1}{L}\left(r_{sa}\hat{i_L} - \hat{v_C}\right)}{\frac{1}{C}\left(\hat{i_L} - \frac{1}{r_{sar}}\hat{v_C}\right)} \tag{2}$$

$$r_{sa} = \left.\frac{df(i_L)}{di_L}\right|_{I_L}, \; r_{sar} = \left.\frac{df(v_C)}{dv_C}\right|_{V_C}$$

$$\lambda_{1,2} = \frac{1}{2}\left(\frac{r_{sa}}{L} - \frac{1}{r_{sar}C}\right) \pm \frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{r_{sa}}{L} - \frac{1}{r_{sar}C}\right)^2 - \frac{4}{LC}\left(1 - \frac{r_{sa}}{r_{sar}}\right)} \tag{3}$$

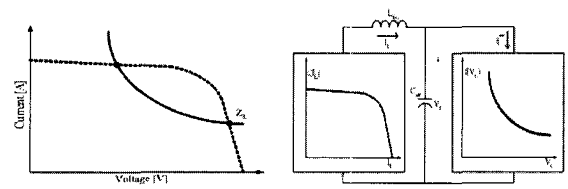


그림 2 정전력 부하제어 회로 등가모델

Fig. 2 Equivalent circuit model of a constant power load

수식(3)의 결과에서 알 수 있듯이 소신호 저항의 절대값의 비에 의해 두 개의 동작점중 전류원 영역에서는 불안정하고 전압원영역에서는 안정함을 알 수 있다. 그림 3은 평균전류제어기를 이용한 정전력 부하 제어의 실험결과이다. 대신호 해석에서 분석되었듯이 기준전압을 A에서 B, C, D로 변화시킬 경우 전압원영역에서는 안정적인 동작점을 형성하나 전류원영역에서는 불안정하여 배터리전압으로 고정됨을 확인할 수 있다.

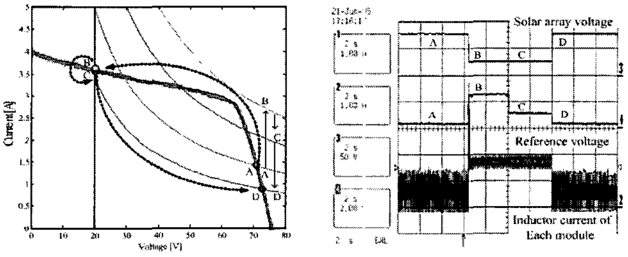


그림 3 정전력 부하 제어의 동작점 이동

Fig. 3 Operating point change of constant power control

2.2 가변전력 부하 제어

태양전지 전력조절기의 출력전류(그림 1(a)의 IV)를 피크전류제어기로 제어할 경우 태양전지에서 바라본 태양전지 전력조절기의 부하특성은 정전력 부하와는 달리 가변전력 부하의 성격을 가진다. 일반적인 피크전류제어기의 경우 그림 4와 같이 전류제어기의 안정성을 위해 외부 삼각파를 추가하게 된다. 그림 4의 왼쪽 실제 제어기 동작파형을 오른쪽처럼 0으로 좌표이동을 함으로써 쉽게 평균 인덕터 전류를 아래와 같이 유도할 수 있고, 전류연속모드로 동작하는 강압형 컨버터의 듀티 관계를 이용하여 태양전지에서 바라본 부하특성을 유도할 수 있다. 여기서, D는 듀티, T_s는 스위칭 주기와 R_i는 전류 측정 저항값, 그리고 S_n, S_e는 각각 인덕터 전류와 외부 삼각파의 기울기이다.

$$0.5S_nDT_s + S_eDT_s = v_C - I_{L_{sar}}R_i$$

$$I_{L_{sar}} = \frac{v_c - D(0.5S_n + S_e)T_s}{R_i} \tag{4}$$

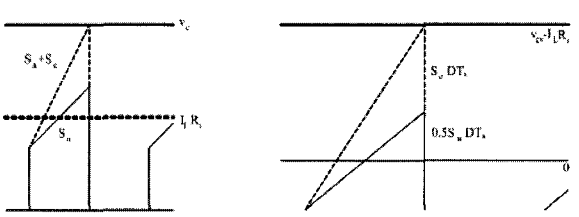


그림 4 피크전류제어기 동작파형

Fig. 4 Operation waveform of the peak current mode controller

제어입력과 외부에서 추가한 삼각파의 기울기에 따라 부하의 성격이 정전력부하에서 형태가 변형되는 가변전력부하의 성격를 가지게 된다. 그러나, 기본적으로 출력전류를 제어하는 정전력 부하 제어의 성격을 가지고 있어 여전히 일부 전류원영역에서 불안정한 동작점을 가지며 다중 동작점을 형성함을 그림 5에서 확인할 수 있다. 그림 5는 피크전류제어기를 이용한 가변전력 부하 제어의 실험결과이다. 기준전압을 A에서 B, C로 변화시킬 경우 동일한 기준전압에 대하여 다중평형점에 의해 전혀 다른 동작점을 형성하게 됨을 알 수 있다.

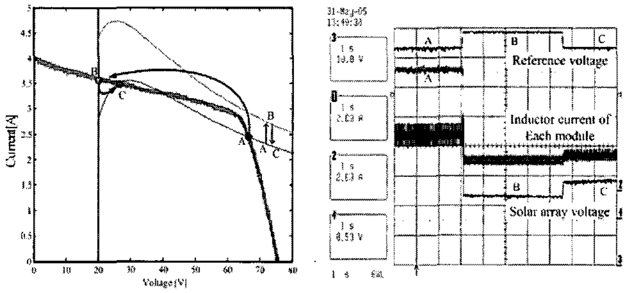


그림 5 가변전력 부하 제어의 동작점 이동

Fig. 5 Operating point of variable power control

2.3 정전압 부하 제어

태양전지 전력조절기의 입력전압(그림1(a)의 II)

을 전압제어기로 제어할 경우 태양전지에서 바라본 태양전지 전력조절기의 부하특성은 제어기에 의해 상태가 고정되기 때문에 정전압 부하의 성격을 가진다. 정전압 부하 제어의 경우 정전력 부하 제어와 달리 그림 6에서 보여지듯이 태양전지 전영역에 대해 하나의 동작점만을 형성함을 확인할 수 있다. 앞서 유도한 과정과 동일한 절차를 거쳐 시스템의 상태공간 방정식과 특성근을 수식 (6), (7)과 같이 유도할 수 있다. 태양전지의 소신호 저항이 음수이므로 항상 안정한 동작점을 형성함을 알 수 있다.

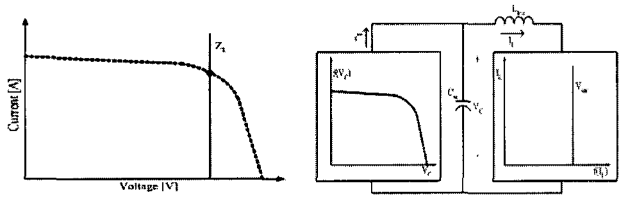


그림 6 정전압 부하제어 회로 등가모델
Fig. 6 Equivalent circuit model of a constant voltage load

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}[v_C - V_{sar}],\ \frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}[f(v_c) - i_L] \tag{5}$$

$$\frac{d\hat{i}_L}{d\hat{v}_C} = \frac{\frac{1}{L}\hat{v}_C}{\frac{1}{C}\left(\frac{1}{r_{sa}}\hat{v}_C - \hat{i}_L\right)} \tag{6}$$

$$\lambda_{1,2} = \frac{1}{2}\frac{1}{r_{sa}C} \pm \frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{1}{r_{sa}C}\right)^2 - \frac{4}{LC}} \tag{7}$$

그림 7은 정전력 부하 제어에 전압제어기를 추가한 이중루프 제어기를 이용하여 실험한 정전압 부하 제어의 실험결과이다. 태양전지 전영역에서 기준전압의 변화에 대하여 안정한 하나의 동작점을 형성함을 확인할 수 있다.

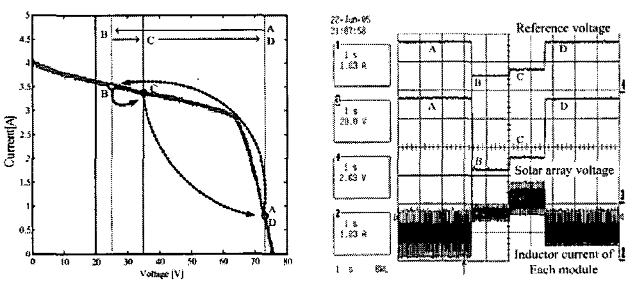


그림 7 정전압 부하 제어의 동작점 이동
Fig. 7 Operating point of constant voltage control

2.4 정전류 부하 제어

태양전지 전력조절기의 평균스위치전류(그림 1(a)의 III)를 적분전류제어기로 제어하거나 입력 필터전류(I)를 평균전류제어기로 제어할 경우 태양전지에서 바라본 태양전지 전력조절기의 부하특성은 제어기에 의해 정전압 부하 제어와 같이 상태가 고정되기 때문에 정전류 부하의 성격을 가진다. 또한, 정전류 부하 제어는 그림 8에서 보여지듯이 태양전지 전영역에 대해 하나의 동작점만을 형성하게 된다. 동일한 과정을 거쳐 시스템의 상태공간 방정식과 특성근을 수식 (9), (10)와 같이 유도할 수 있고, 전 영역에서 안정함을 확인할 수 있다.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}[f(i_L) - v_C],\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C}i_L - I_{sar} \tag{8}$$

$$\frac{d\hat{i}_L}{d\hat{v}_C} = \frac{\frac{1}{L}\left(r_{sa}\hat{i}_L - \hat{v}_C\right)}{\frac{1}{C}\hat{i}_L} \tag{9}$$

$$\lambda_{1,2} = \frac{1}{2}\frac{r_{sa}}{L} \pm \frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{r_{sa}}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC}} \tag{10}$$

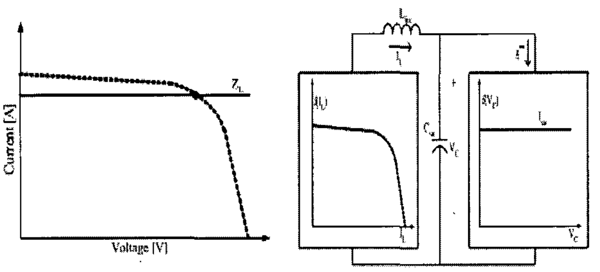


그림 8 정전류 부하제어 회로 등가모델
Fig. 8 Equivalent circuit model of a constant current control

그림 9는 적분전류제어기를 이용하여 실험한 정전류 부하 제어의 실험결과이다. 태양전지 전영역에서 기준전압의 변화에 대하여 안정한 하나의 동작점을 형성함을 확인할 수 있다.

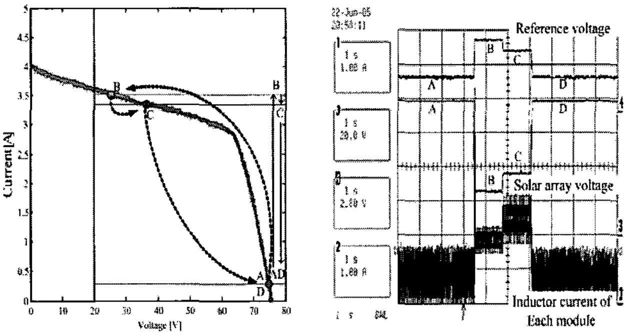


그림 9 정전류 부하 제어의 동작점 이동
Fig. 9 Operating point of constant current control

3. 정저항 부하제어

그림 10은 정저항 부하 제어의 특성과 등가회로를 나타내었다. 그림에서 보여지듯이 정저항 부하 제어의 경우도 태양전지의 전영역에 대하여 하나의 동작점을 형성함을 알 수 있다.

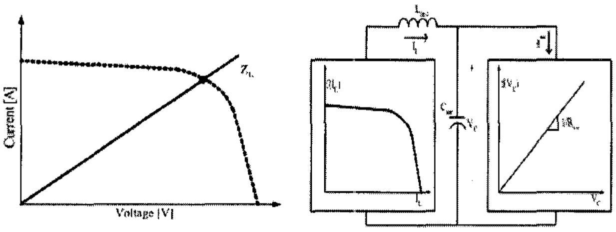


그림 10 정저항 부하제어 등가 회로모델

Fig. 10 Equivalent circuit model of a constant resistive load

동일한 과정을 통해 시스템의 상태공간 방정식과 특성근을 수식 (12), (13)과 같이 유도할 수 있다. 여기서, 태양전지와 부하의 소신호 저항이 각각 음의 값과 양의 값을 가지므로 전 영역에서 동작점이 안정함을 확인할 수 있다.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}\left[f(i_L) - v_C\right],\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C}\left[i_L - f(v_C)\right] \quad (11)$$

$$\frac{d\hat{i_L}}{d\hat{v_C}} = \frac{\frac{1}{L}\left(r_{sa}\hat{i_L} - \hat{v_C}\right)}{\frac{1}{C}\left(\hat{i_L} - \frac{1}{R_{sar}}\hat{v_C}\right)} \quad (12)$$

$$\lambda_{1,2} = \frac{1}{2}\left(\frac{r_{sa}}{L} - \frac{1}{R_{sar}C}\right) \pm \frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{r_{sa}}{L} - \frac{1}{R_{sar}C}\right)^2 - \frac{4}{LC}\left(1 - \frac{r_{sa}}{R_{sar}}\right)} \quad (13)$$

따라서, 만약 태양전지에서 바라본 태양전지 레귤레이터의 부하 특성을 정저항 부하로 변환할 수 있다면 전체 시스템은 안정하다. 앞서 제안된 모든 방법의 경우 변환을 통해 전부 정저항 부하로의 변환이 가능하나, 여기서는 대신호적으로 불안정성을 가지는 정전력 부하 제어에서 정저항 부하 제어로의 변환만을 보이겠다. 평균전류제어기를 사용한 정전력 부하 제어에서의 기준전압을 전력단 계수로 표현하면 다음과 같다.

$$v_C = R_i i_L = \frac{v_{sa} i_{sar} R_i}{v_B} = \frac{P_{sar} R_i}{v_B} \quad (14)$$

식(14)에서 알 수 있듯이 전력에 비례함을 알 수 있다. 정저항 부하로의 변환은 태양전지 전력 조절기의 입력단에서 옴의 법칙 관계를 이용하여 태양전지 전력 조절기의 등가저항으로 표현하면 다음과 같이 변환할 수 있다

.

$$v_{sa} = i_{sar} R$$
$$v_C = \frac{v_{sa} i_{sar} R_i}{v_B} = \frac{v_{sa}^2 R_i}{v_B R} \quad (15)$$

따라서, 기준전압을 식(15)와 같이 제어할 수 있으면 태양전지에서 바라본 태양전지 전력조절기의 부하특성은 정저항 부하로 변환된다. 실제 태양전지 시스템은 최대전력점 추적제어나 배터리 충전제어의 특성상 디지털 제어기를 가지고 있기 때문에 추가적인 하드웨어 변형없이 쉽게 그림 11과 같이 구현될 수 있다.

대신호적 안정도 해석과 더불어 제안된 알고리즘의 동적 특성과 제어기를 설계하기위해 소신호적 안정도 해석을 수행한다. 수식 (15)에서 제어기의 소신호 모델을 선형화를 통해 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\hat{v_C} = \frac{2V_C}{V_{SA}}\hat{v_{sa}} - \frac{V_C}{V_B}\hat{v_b} - \frac{V_C}{R}\hat{r},\ V_C = \frac{V_{SA}R_i}{V_B R} \quad (16)$$

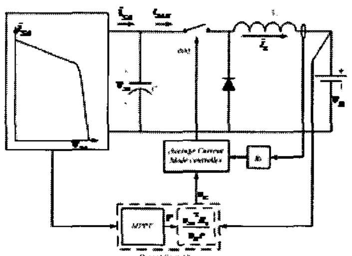


그림 11 평균전류제어기를 이용한 정저항 부하제어

Fig. 11 Resistive control using average current mode controller

또한, 제안된 시스템은 디지털 제어기로 구현되어지기 때문에 디지털 샘플링의 영향이 존재한다. 그림 12에서 보여지듯이 k번째 샘플링된 상태값들이 k+1번째 시스템에 영향을 미치게 된다. 따라서, 수식 (16)을 이산시간 표현식으로 재정리하여 이산시간 영역으로 표현하면 수식 (17)과 같이 표현된다. 수식 (17)을 연속시간 영역으로 변환하면, 일반적인 아날로그 전류제어기에서의 샘플링 게인과 같은 형태임을 알 수 있다.[3] 따라서, 디지털 제어기에서 발생되어지는 Z.O.H 영향을 근사 시간영역 표현인 수식 (18)로 해석한다.

이는 이산시간영역에서 시스템을 해석하는 것 보다 시스템의 동적특성 해석과 제어기 설계 가이드라인을 쉽게 얻을 수 있는 장점을 가진다.

$$\hat{v}_C(k+1) = \frac{2V_C}{V_{SA}}\hat{v}_{sa}(k) - \frac{V_C}{V_B}\hat{v}_b(k) - \frac{V_C}{R}\hat{r}_r(k) \quad (17)$$

$$\hat{v}_C(s) = H_d(s)\ \frac{2V_C}{V_{SA}}\hat{v}_{sa}(s) - \frac{V_C}{V_B}\hat{v}_b(s) - \frac{V_C}{R}\hat{r}_r(s)$$

$$H_d(s) = \frac{sT_d}{e^{sT_d}-1} \cong 1 - \frac{T_d}{2}s + \frac{T_d^2}{\pi^2}s^2 \quad (18)$$

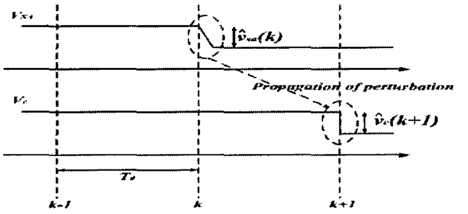


그림 12 상태 변화에 따른 제어기 천이

Fig. 12 Propagation of the perturbation

그림 13은 제안된 시스템의 전체 소신호 모델 블록 다이어그램을 나타낸다. 내부 전류제어 루프는 평균전류제어기에 의해 동작함으로 외부 저항제어기내에 삽입되었다. 여기서 태양전지 전력 조절기의 개루프 전달함수는 다음과 같다.

$$G_{vd} = -\ \frac{V_{SA}}{D}\frac{(1+sr_C C)\left(1+s\frac{LI_L}{DV_{SA}}\right)}{1+s\left(\frac{r_C C}{D}-\frac{L}{r_{sa}D^2}\right)+\frac{s^2}{w_o^2}},\ w_o = \frac{D}{\sqrt{LC}}$$

$$G_{id} = -\ \frac{I_k}{D^2}\frac{\left(1-s\frac{CV_{SA}}{I_k}\right)}{1+s\left(\frac{r_C C}{D}-\frac{L}{r_{sa}D^2}\right)+\frac{s^2}{w_o^2}},\ I_k = I_{SA}+\frac{V_{SA}}{r_{sa}} \quad (19)$$

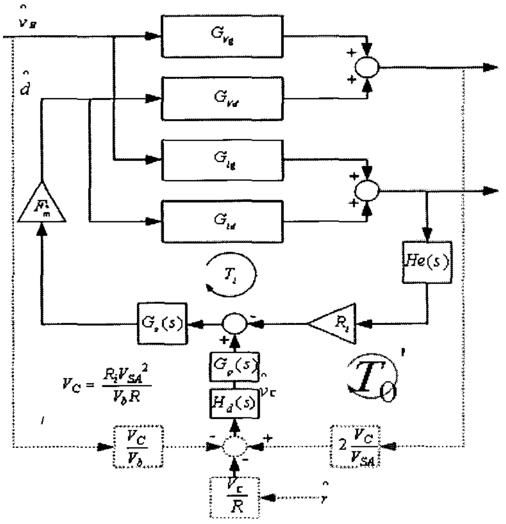


그림 13 소신호 모델 블록 다이어그램

Fig. 13 Small signal block diagram

태양전지의 소신호 저항, r_{sa},는 음수이고, 최대 전력점을 기준으로 전류원영역에서는 I_k가 양의 값을, 전압원영역에서는 음의 값을 가진다. 즉, 듀티에서 인덕터 전류까지의 전달함수의 영점과 게인이 최대전력점을 기준으로 부호가 변화하는 특성을 가지고 있다. 먼저, 저항제어기를 제외한 내부 평균전류제어기를 고려하여 그림 13에서 제어입력에서 태양전지 전압까지의 전달함수를 근사화하면 다음과 같다.[3]

$$\frac{\hat{v}_{sa}}{\hat{v}_c} \cong \frac{DV_{SA}}{R_i I_k}\frac{(1+sr_C C)\left(1+s\frac{LI_L}{DV_{SA}}\right)}{\left(1+\frac{s}{w_{p1}}\right)\left(1+\frac{s}{w_p}\right)\left(1+\frac{s}{Q_p w_n}+\frac{s^2}{w_n^2}\right)}$$

$$w_{p1} = -\ \frac{1}{\frac{CV_{SA}}{I_k}+\frac{1}{F_M R_i w_i}\left(\frac{D^2}{I_k}+\frac{Lw_z}{V_{SA}}\right)} \quad (20)$$

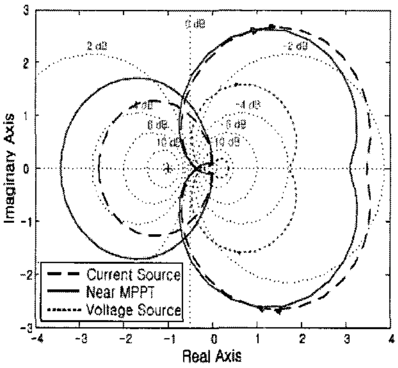
$$Q_p = \frac{1}{\pi\ \frac{Lw_z}{F_M R_i w_i V_{SA} T_s}-\frac{1}{2}},\ w_n = \frac{\pi}{T_s}$$

수식 (20)에서 알 수 있듯이 시스템은 전류원 영역에서 좌반부에 극점을 가지는 비최소위상 시스템이 되며, 대신호 해석에서 분석되었듯이 소신호적으로 불안정함을 알 수 있다. 따라서, 비최소위상 시스템에 대한 안정도는 보드선도로 정확히 해석하기 어렵기 때문에, 외부 저항제어기에 대한 루프 게인의 안정도 해석을 위하여서는 나이퀴스트 선도가 필요하다. 우반부에 극점을 가지므로 루프 게인의 나이퀴스트 선도에서는 -1을 한번 감싸안아야만 전체 시스템이 안정하다[7]. 제안되어진 저항제어기의 경우 일반적인 선형제어기와는 달리 전력단의 파라미터와는 무관하게 측정된 상태들의 값들에 의해서만 제어기가 구성되어진다. 제어기 설계시 고려되어야할 변수로는 유일하게 디지털 제어기의 샘플링 주파수만이 존재한다. 이는 제안되어진 알고리즘의 또 하나의 장점이다. 전체 시스템의 안정도를 확인하기위해 다른 샘플링 주파수에 대하여 나이퀴스트 선도를 그림 14에 나타내었다. 10kHz 샘플링 주파수의 경우 태양전지의 전영역에서 -1을 한번 감싸게 되어 전체 시스템이 안정하나, 600Hz 샘플링 주파수에서는 전류원 영역에서 -1을 감싸지 않게되어 전체 시스템이 불안정해짐을 확인할 수 있다. 낮은 샘플링 주파수에 대하여서는 디지털 제어기의 샘플링 영향에 의해 불안정해 질 수 있으므로, 적절한 설계가 고려되어져야 함을 확인할 수

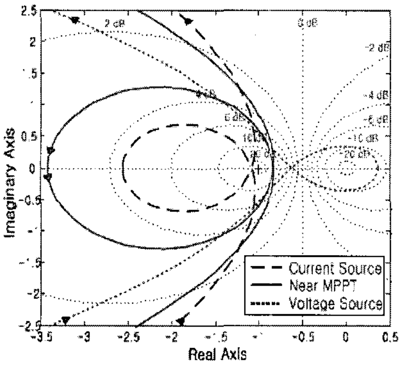
있다. 그림 13과 수식 (20)을 이용하여 전체 시스템의 저항입력에서 태양전지 전압까지의 전달함수를 유도하면 수식 (21)과 같다. 분모의 특성방정식에서 확인할 수 있듯이 디지털 샘플링 영향을 표현하는 2차항을 제외한 w_p가 항상 음의 실근을 가지면서 루프 게인에서 분석되어진 바와 같이 전체 시스템이 안정함을 알 수 있다. 또한, 전체 시스템의 동적특성이 w_p 극점에 의해 결정되어진다. 이는 전류 루프만을 사용한 형태와 동일한 동적특성을 나타냄을 알 수 있다.

$$\frac{\hat{v}_{sa}}{\hat{r}} \cong G\frac{(1+sr_C C)\left(1+s\frac{LI_L}{DV_{SA}}\right)}{\left(1+\frac{s}{w_p}\right)\left(1+\frac{s}{Q_p w_n}+\frac{s^2}{w_n^2}\right)} \qquad (21)$$

$$G=\frac{V_{SA}}{R^2}(R//-r_{sa}),\quad w_p=\frac{1}{(R//-r_{sa})C}$$



(a) 10kHz 샘플링 주파수
(a) Sampling frequency 10kHz



(b) 600Hz 샘플링 주파수
(b) Sampling frequency 600Hz

그림 14 시스템 루프 게인의 나이퀴스트 선도
Fig. 14 Nyquist plot of system loop gain To

그림 15는 평균전류제어기와 디지털 제어기를 이용한 정저항 부하 제어의 실험결과이다. 태양전지 전영역에서 안정함을 확인할 수 있다. 그림 16은 디지털 샘플링 영향을 실험한 결과이다. 실험에서의 샘플링 주파수는 1.6kHz로서 낮은 주파수에서 샘플링의 영향으로, 그림 14의 나이퀴스트 선도에서 예상되었듯이 시스템 루프 게인이 -1에 근접함에 따라 위상마진이 줄어들어 시스템이 불안정해지기 시작함을 알 수 있다.

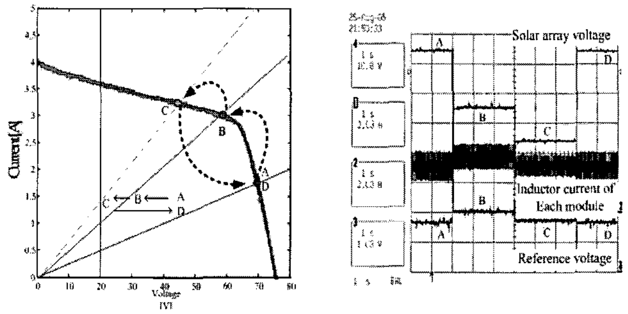


그림 15 정저항 부하 제어의 동작점 이동
Fig. 15 Operating point of constant resistive control (10kHz)

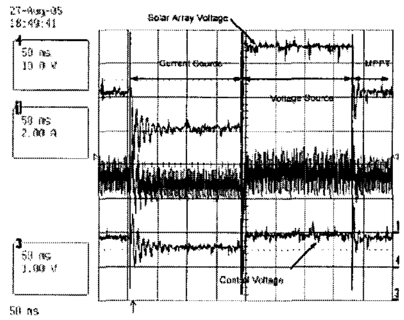


그림 16 제어기의 디지털 샘플링 영향
Fig. 16 Digital sampling effect (1.6kHz)

4. 결 론

저궤도 인공위성의 태양전지 전력조절기 설계 및 해석을 위한 대신호 해석을 수행하였다. 태양전지에서 바로 본 태양전지 전력조절기의 부하특성을 제어기별로 분류하여, 최대전력점 추적제어 및 배터리 충전제어의 적합성을 대신호 해석을 통해 확인하였다. 정전력 또는 가변전력 부하제어의 경우는 전류원영역에서의 불안정성과 다중 동작점 형성으로 적합하지 않으며, 정전압이나 정전류 부하 제어가 적합함을 증명하였다. 또한, 불안정성을 가지는 부하특성을 디지털 비선

형 변환을 통해 정저항 부하제어로의 변환을 제시하여 전체 시스템을 안정화 시킬 수 있음을 보이고, 실험을 통해 증명하였다.

이 논문은 한국항공우주연구원(KARI)의 연구비 부분지원에 의하여 연구되었습

참 고 문 헌

[1] "KOMSAT3 Technical Report", KARI, 2005.

[2] B. H. Cho, J. R. Lee, F. C. Lee, "Large Signal Stability Analysis of Spacecraft Power Systems", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 5, No. 1, pp. 110-115, 1990.

[3] W. Tang, F. C. Lee, R. B. Ridley, "Small-signal Modeling of Average Current-Mode Control," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, Issue 2, pp. 112-119, April. 1993.

[4] K. Siri, V. A. Caliskan, C. Q. Lee, "Maximum power tracking in parallel connected converters", Aerospace and Electronic systems, IEEE Transactions on, Vol. 29, Issue 3, pp. 935-945, July 1993.

[5] Siri K., "Study of system instability in solar-array-based power systems," IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 36, No. 3, pp. 957-964, July 2000.

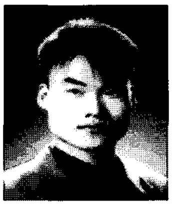
[6] Huynh P. and Bo. H. Cho, "Design and Analysis of a Regulated Peak-Power Tracking System," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems, Vol. 35, No. 1, pp. 84-91, July 1999.

[7] Katsuhiko Ogata, *Modern Control Engineering*, 2nd ed., Prentice Hall International, 1990.

[8] J. H. Lee, H. S. Bae, S. H. Park and Bo. H. Cho, "Constant Resistance Control of Solar Array Regulator Using Average Current Mode Control," The Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1544-1549, Mar 2006.

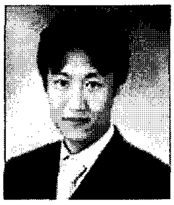
[9] Hyunsu Bae, Jaeho Lee and Bohyung Cho, "Large Signal Analysis of the Solar Array Power System Using the Controlled Load Characteristic," 4th International Energy Conversion Engineering Conference, June 2006.

저 자 소 개



배현수(裵鉉修)

1976년 1월 15일생. 2001년 창원대 제어계측공학과 졸업. 2003년 창원대 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2004년~현재 서울대 대학원 전기컴퓨터공학부 박사과정.



양정환(梁正煥)

1983년 6월 7일생. 2006년 서울대 전기컴퓨터공학부 졸업. 2006년~현재 서울대 대학원 전기컴퓨터공학부 석사과정.

이재호(李載昊)

1973년 3월 17일생. 1997년 서울대 전기컴퓨터공학부 졸업. 1999년 서울대 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(석사). 1999년~현재 서울대 대학원 전기컴퓨터공학부 박사과정.

조보형(趙普衡)

1952년 2월 11일생. 1978년 California State Polytechnic University. 전기공학과 졸업. 1980년 California Institute of Technology 전기공학과 졸업(석사). 1985년 Virginia Institute of Technology 전기공학과 졸업(공박). 1980년~1982년 MTS in TRW Space and Technology group. 1995년~현재 서울대 전기컴퓨터공학부 정교수. 당 학회 회장.