

## 과학위성 1호 전력계 설계

金一松, 李竣榮, 尹明重

### Power system Design of KITSAT-4 Satellite

il-Song Kim, Jun-Young Lee, Myung-Joong Youn

#### 요약

본 논문에서는 과학위성 1호의 전력계 설계에 대해서 서술한다. 과학위성 1호의 전력계는 크게 전력단과 제어단으로 나누어지는데, 전력단은 200[Watt] Buck으로 구성되어 있으며, 제어단은 하드웨어제어기인 최대전력 추적기와 배터리전압제어기, 소프트웨어제어를 위한 배터리 전류제어기와 직접 듀티제어기로 이루어져, 각 동작모드에 따라서 적절한 제어기를 선택할 수 있게 되어 있다. 따라서 신뢰성 있는 제어와 정밀제어를 선택적으로 정할 수 있기 때문에 위성의 운용면에서 용이성을 제공해 준다. 또한 안정된 시스템설계를 위하여 소신호 해석과 제어회로설계방법에 대해서 논의하고, 모의실험으로 시스템의 안정도를 입증하였다.

#### ABSTRACT

This paper describes designs about the power system of KITSAT-4 satellite. The KITSAT-4 power system is mainly composed of power stage and control stage. The power stage is a 200[W] buck converter and control stages are hardware controller and software controller. The hardware controller is PPT(Peak Power Tracker), battery voltage controller and software controller is battery current controller and direct duty controller. So the operation of power system has many advantages in that it can select controller according to reliable control and precise control. The controller design methods are presented and the small signal analyses are performed to verify system stability.

**Key Words** : Battery, Satellite power system, Peak power tracker, Solar array, Battery charger

#### 1. 서론

인공위성 전력계는 태양전지, 배터리, 태양전력조절기(SPR : Solar Power Regulator)로 이루어져 있다. 태양전지는 위성의 주 에너지원으로서 작용하며, 특유의 비 선형적인 특성 커브를 가지고 있다. 태양전지의 동작점은 태양전지의 온도, 태양의 입사각, 그리고 부하특성에 의해서 결정된다. 배터리는 식(Eclipse), 즉 일식 또는 월식기간 동안에 부하에 전력을 공급하거나, 태양빛이 비추는 기간에 부하 전력이 태양전지의 전력을 초과하였을 때 부족분을 보충해주기 위해서 전력을 공급한다. 태양전지의 전력을 조절하기 위한 방

법으로는 직접 에너지 전달방식(DET : Direct Energy Transfer)과 최대전력전달방식(PPT : Peak Power Tracking)으로 나뉘어진다. DET방식은 여분의 전력을 단락(Shunt)시켜 열로서 소모시키는 방법으로서 효율은 좋지 않지만, 간단하면서도 신뢰성이 높기 때문에 정지궤도위성에서 많이 사용되며, PPT 방식은 직렬 강압기(Step-Down Buck Converter)를 사용하여 효율은 높지만 대전력을 사용하지 않는 과학위성과 같은 소형 저궤도 위성에 많이 사용한다. PPT방식은 태양전지의 전류, 전압으로부터 최대전력점을 추적해가는 방식으로 소프트웨어적인 방법으로 제어를 필요로 하므로 CPU와 같은 회로를 필요로 하게된다. 또한 저궤

도 위성의 수명은 배터리에 의해서 결정되고, 배터리의 수명을 최대한으로 유지하기 위해서는 배터리의 충전상태를 정밀하게 제어해야 할 필요성이 있다. 따라서 전력시스템 전용의 프로세서(CPU)가 필요하나, 이로 인한 무게, 부피 증가와 시스템의 복잡성으로 인한 신뢰성 약화라는 피할 수 없는 단점을 가지고 있다. 인공위성 전력시스템은 가장 중요한 부분중의 하나이고 반드시 동작해야만 하는 고장율 0의 시스템이기 때문에 전용의 프로세서를 채용하는 것은 과학위성과 같은 소형의 위성에서는 적당하지 않다. 따라서 과학위성1호에서는 가장 단순하면서도 신뢰성이 높은 하드웨어 제어기로서 기본적인 단순제어를 하고, 소프트웨어 제어를 통해 정밀제어를 실현하는 구조로 되어있다. 본 논문에서는 제어기 설계방법에 대해서 논하고, 소신호 해석에 의한 안정도 분석을 하여 모의실험을 통해 입증하였다.

2. PPT방식의 기본동작

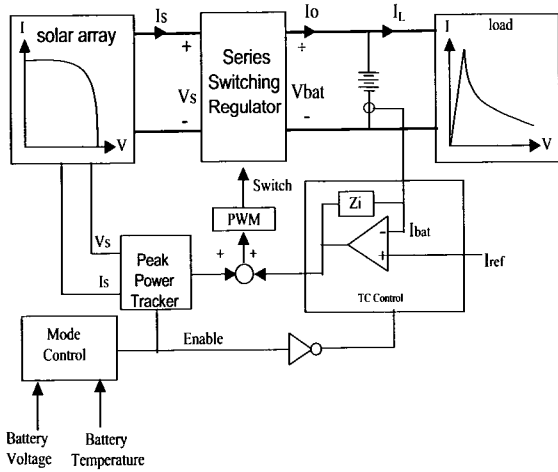


그림 1 기본적인 PPT 시스템의 구성  
Fig.1 Basic PPT system configuration

그림 1은 태양전지, 배터리, 태양전력조절기, 부하 converter 그리고 제어회로를 포함한 기본적인 PPT 시스템을 보여주고 있다. 이 시스템은 기본적으로 두 개의 모드, 즉 PPT와 TC(Trickle Charge)에서 동작한다. 위성이 식(Eclipse)에서 나왔을 때, 배터리의 전압은 낮고, 태양전지판의 온도는 가장 냉각이 심하게 되어 있으며, 사용할 수 있는 전력은 최대가 된다. 따라서 이 시점부터는 부하에서 소모되고 남은 사용 가능

한 전류를 배터리에 모두 충전시키는 PPT 모드로 동작한다. 배터리에 충전이 점차 진행되면서, 배터리 충전방식에 따라서(예를 들면 V/T-compensation이나 C/D(Charge/Discharge) ratio) 배터리가 만충전(full charge)되었다고 생각되는 시점부터 배터리의 충전전류를 조절하는 TC(Trickle charge) 모드로 전환이 이루어지게 된다.<sup>[1]</sup>

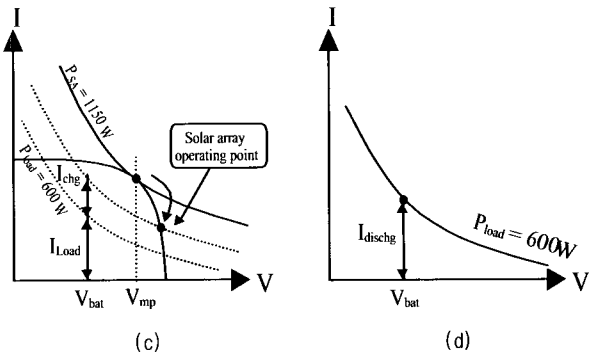
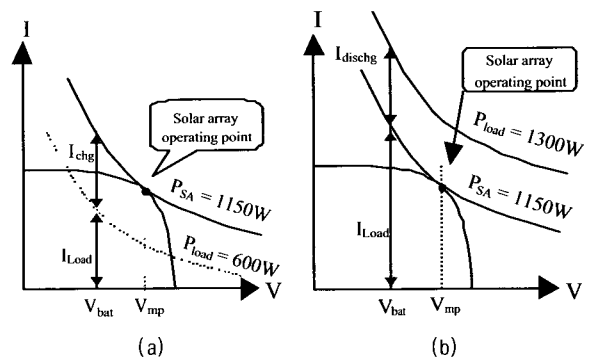


그림 2 PPT 시스템의 동작모드 (a)만충전모드 (b)일광 방전모드 (c)미소충전모드 (d)식 방전모드  
Fig. 2 Operation mode of PPT system (a)Full charge mode (b)Sunlight discharge mode (c)Trickle charge mode (d)Discharge mode

그림 2에서는 PPT 시스템에서의 4개의 동작모드에 대해서 설명하고 있다. 태양전지의 전력이 부하보다 큰 경우에는 부하에 공급되고 남은 전력은 모두 배터리를 충전하는데 사용된다(그림 2.a). 만약 태양전지가 부하에 전력을 전부 공급하여 줄 수 없다면, 그 부족분은 배터리에서 공급되어 진다(그림 2.b). 배터리가 만충전 되었을때는, PPT제어기는 더 이상 동작하지 않고, 배터리의 만충전 상태를 유지시키기 위한 배터

리 전류제어기가 동작하게 된다 (그림 2.c). 최대 전력 점은 separatrix의 우측에 위치하기 때문에, 태양전지의 동작점은 개방전압(open circuit voltage)쪽으로 이동하게 된다. 따라서 TC 모드에서는 태양전지의 전압이 PPT 모드보다 상승하게 된다. 식(Eclipse) 기간에는 배터리는 부하에 전력을 공급하기 위해 방전하게 된다(그림 2.d)

### 3. 과학위성1호 전력계 구성

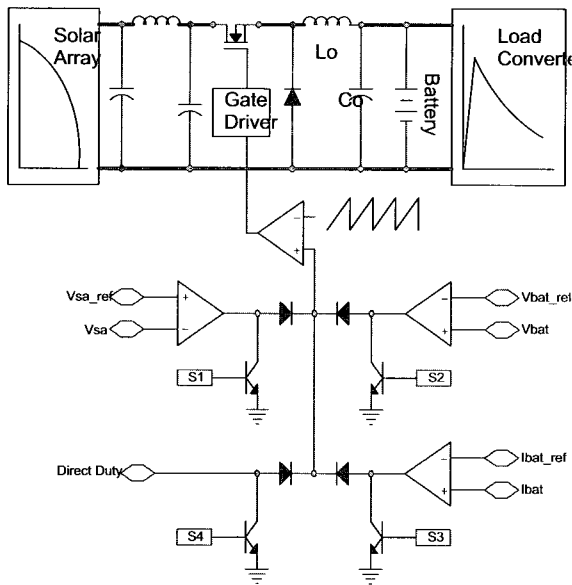


그림 3 과학위성 1호 전력계 구성  
Fig. 3 KITSAT-4 Power system configuration

과학위성 1호 전력계 구성은 그림 3과 같다. 에너지 원으로 태양전지와 배터리가 입력과 출력을 구성하고 있으며, 직렬 강압기(Step-Down Buck Converter)가 전력변환 장치로 작용한다. 또한 여러개의 Load Converter가 부하로서 연결되어 있다. 제어부에는 4개의 제어기가 병렬로(Parallel) 연결되어 있다. 이들은 각각 태양전지 전압제어기, 배터리 전압 제어기, 배터리 전류제어기, 직접 듀티제어기들로 구성되어 있다. 이 네 개의 제어기가 항상 동시에 동작하는 것이 아니라, 제어 모드에 따라서 선택 조합적으로 운행하게 되어 있다. 제어모드의 설계 원칙은 발사직후(Launch Mode)나 위급상황(Contingency Mode)에서는 가장 단순하면서도 신뢰성이 높은 하드웨어 제어기로 동작하고 정상적인 운영모드에서는 탑재컴퓨터(OBC : On Board Computer)에 의해서 제어되는 소프트웨어 제어

기로 전환된다는 것이다. 또한 OBC에서의 W/D (Watch Dog) 신호를 이용하여 탑재 컴퓨터의 이상 유무를 진단하여 이상발생시 자동적으로 하드웨어 제어기로 전환되게 되어 있는 것도 큰 특징중의 하나이다. 표 1에 모드에 따른 제어기 선택조합에 대해서 표시하였다.

표 1 모드에 따른 제어기 선택  
Table 1 Controller selection chart

W/D	S1	S2	S3	S4	제어기
0	x	x	x	x	PPT 제어기 + 배터리 전압제어기
1	0	1	0	1	PPT 제어기 + 배터리 전류제어기
1	1	1	1	0	직접듀티제어기

#### 3.1 하드웨어 제어기

하드웨어제어기는 태양전지 전압제어기(PPT)와 배터리 전압제어기로 구성되어 있으며, 발사모드나 위급 상황 (sun acquisition mode, shut down mode, spinning mode)에서 자동적으로 동작하도록 되어 있다. 또한 탑재컴퓨터나 NC(Node Controller)의 이상시에도 자동적으로 동작하도록 되어 있으며 가장 기본적인 Default 제어기이다.

##### 3.1.1 태양전지 전압제어기(PPT)

태양전지 전압제어기는 태양전지의 동작점을 최대 출력점에 맞추어서 태양전지에서 가능한 최대한의 출력을 뽑아내도록 하기 위해서 동작한다. 태양전지의 특성커브는 온도와 입사각에 의해서 결정된다. 그림 4에 온도변화에 따른 태양전지의 특성커브를 표시하였다.

태양전지의 최대전력점은 온도에 따라 변화하기 때문에 이 온도를 PPT의 기준전압을 설정하는 정보로 삼을 수 있다. 즉 태양전지의 온도를 측정하여, 기준전압을 이 온도에서의 최대 전력 전압으로 설정하여, 실제 태양전지 전압이 기준전압을 따라가도록 하면 이론적인 최대전력을 태양전지에서 이끌어 낼수 있게 된다. 물론 이 방법은 태양전지의 감쇠로 인한 특성변화에는 정확히 대처할 수 없어 엄밀한 의미에서는 추적형(tracking)이라 하지 않고 설정형(Presetting)이라 말할 수 있다. 하지만, 회로가 극도로 간단하면서 단순한 수동 소자들만으로 이루어져 있기 때문에 신뢰성이 높

고, 보다 정밀한 제어를 원할 경우에는 소프트웨어제어기를 이용하여 실제값들을 사용하여 추적형으로 동작시킬 수가 있다.

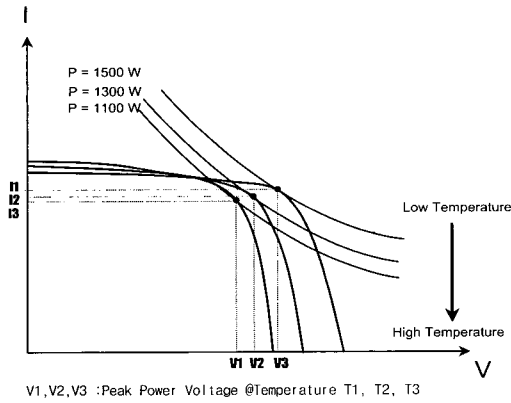


그림 4 온도변화에 따른 태양전지 특성커브  
Fig. 4 Solar array curve to temperature variation

### 3.1.2 배터리 전압제어기

배터리 전압제어기는 배터리의 충전전압을 원하는 전압에 맞추도록 동작하는 제어기이다. 또한 온도에 따라 만충전 전압을 하드웨어적으로 변화시키는 V/T(Voltage-Temperature) 제어를 행하고 있으며 V/T Curve에 대한 수학적인 모델링은 다음과 같다. 최대 만충전전압(EOCV:End of Charge Voltage)은

$$V_{EOCV} = 28 + 0.05 \cdot (T - 25 \text{ } ^\circ\text{C}) \quad (1)$$

배터리의 감쇄(degradation)나 셀의 단락(short fail)이 발생하였을때를 대비하여 몇 개의 다른 커브들을 줄 수 있지만, 이런 문제점들은 소프트웨어제어를 통해서 제어할 수 있다고 생각되어 태양전지 전압제어기와 배터리 전압제어기는 아날로그 하드웨어로만 구성되어 있으며, 외부 입력이나 상태와는 무관하게 태양빛이 입사되는 순간부터 자동적으로 동작하게 구성되어 있다. 하드웨어 제어기인 태양전지 전압제어기와 배터리 전압제어기가 동작하였을 때의 제어기의 동작원리는 다음과 같다.

먼저 동작을 보게 되면,  $V_{bat\_ref}$ 가 28V로 설정이 되어있고  $V_{bat}$ 가 28V보다 작을때, 즉 배터리가 만충전이 되어있지 않을 때는 배터리 전압제어기는 동작하지 않고 태양전지 전압 제어기가 동작하게 된다. 즉  $V_{SA\_ref}$ 가 45V로 설정이 되어 있다면, 태양전지 전

압  $V_{SA}$ 는 이 기준전압을 따라가도록 제어되게 된다.

이 때의 제어전압  $V_C$ 는 Duty  $D = \frac{V_{bat}}{V_{SA}}$ 를 만족시키는 값으로 결정된다. 이 예에서와 같이 배터리 전압이 25V 이고  $V_{SA}$ 가 45V일때  $D=25/45$ 를 만족시키는 값으로 결정되고, 이 값과 Ramp의 Valley Amplitude (1 ~ 3V)에 따라서  $V_C$ 가 결정되게 된다. 이때  $V_C$ 값은 대략 1.5V 정도 된다. 이런 상태로 계속 제어가 이루어지다가, 배터리 전압이 기준전압에 이르게 되었을때, 즉 28V 이상이 되었을 때, 이 경우에는 배터리 전압제어기가 동작하게 된다 ( $V_{bat} > V_{bat\_ref}$ ). 두 개의 제어기는 Diode-OR 로서 연결되어있기 때문에 높은 쪽의 제어기가 제어전압  $V_C$ 를 결정하기 때문에, 배터리 제어기의 출력전압이 태양전지 전압제어기의 출력전압 1.5V보다 높아지는 순간부터 제어기는 배터리 전압을 제어전압 28V에 유지하기 위해 제어를 하게 된다. 배터리 제어기가 제어를 담당하면서부터 태양전지 전압  $V_{SA}$ 는  $V_{SA\_ref}$ 보다 높아지게 된다. 그 이유는 과학위성 1호에서 사용된 PWM IC의 비교기 극성이 위의 그림과 같이 되어 있어(보통의 PWM IC는 이와는 극성이 반대로 설계되어 있음) 제어전압  $V_C$ 가 높아지게 되면 Duty cycle D가 감소하게 되고, D가 감소하면 배터리 전압이 일정하다고 보았을 때 (상대적으로 보아 배터리 전압의 Dynamics가 태양전지 전압의 Dynamics보다 매우 느리기 때문에) 태양전지 전압  $V_{SA}$ 가 높아지게 된다. 따라서 배터리 전압제어기가 제어 Loop을 지배하게 되면서부터, 태양전지 전압은 높아져서( $V_{SA\_ref}$ 에 비해서), 태양전지 전압제어기의 출력전압은 0 이 되게 된다. 이 상태로 계속하여 배터리 전압이 28V로 유지되어지고 배터리 전류는 점점 감소하게 된다. 배터리 전류가 점점 감소하여 충전제어가 이루어지는 원리는 다음과 같다.

배터리의 등가회로는 다음과 같이 주어진다.

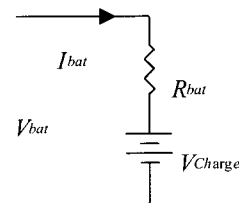


그림 5 배터리의 전기적인 등가회로  
Fig. 5 Equivalent electrical model of battery

외부에서 측정되는 배터리 전압은 순수 충전된 전압과 내부저항에 의한 전압의 합으로 되어 있다.

$$V_{bat} = R_{bat} \cdot I_{bat} + V_{charge} \quad (2)$$

$$I_{bat} = \frac{V_{bat} - V_{charge}}{R_{bat}} \quad (3)$$

여기에서 보는 것처럼 충전이 진행되면서  $V_{charge}$ 는 증가되게 되고  $V_{bat}$ 를 일정하게 제어한다면, 시간이 지남에 따라 배터리 충전전류는 감소하게 된다. 이와 같은 원리로 배터리 전압제어기로서 배터리의 충전전류를 제어하게 된다. 하지만 이 방식은 배터리 충전전류를 직접 제어하는 것이 아니라 배터리 전압을 가지고 전류를 제어하는 간접 방식이기 때문에 충전전류제어를 정밀하게 할 수는 없다.

### 3.2 소프트웨어 제어기

소프트웨어 제어기는 정상운용모드에서 사용되는 제어기로서 OBC에서의 제어입력에 따라서 정밀제어가 이루어지며, 배터리 전류제어기와 직접듀티제어기로 구성되어 있다.

#### 3.2.1 배터리 전류제어기

배터리 전류 제어기는 배터리 전압을 제어변수로 하여 배터리 전류를 제어하는 대신 직접 배터리 전류를 제어하는 구조로 이루어져 있다. 이 구조에서는 원하는 배터리 충전제어를 정밀하게 수행할 수 있으나, 하나의 큰 문제점을 가지고 있다.

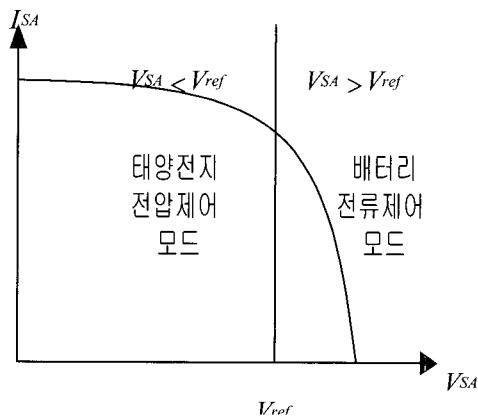


그림 6 제어기 동작범위  
Fig. 6 Controller operating range

그림 6 에서 제어기가 배터리 전류제어모드에서 동작할때의 동작범위는 매우 작다. 특히  $I_{SA}$ 가 큰 경우( $> 10A$ ) 일 경우는 별로 문제가 안되지만, 과학위성 1호와 같이 5A가 안 되는 경우 매우 작은 제어 전압의 변동에도 태양전지 전압을 open circuit 까지 유도하여 배터리 전류를 0으로 만들어 버리는 경우가 생기기 때문에 제어기의 Gain값을 선정하는데 매우 심각한 고려를 하여야 한다. 배터리 전압제어기일 경우, Dynamic range가 배터리 전압의 예상 변동량 20V ~28V이므로 상당히 넓다고 보아야 하지만, 전류제어일 경우 500mA ~ 2A 정도이므로 상대적으로 작아서 정확한 Gain이 설정이 없다면 시스템을 불안정하게 동작시키는 원인이 될 것이다. 따라서 과학위성 1호의 설계에서는 이 부분을 소프트웨어로 제어하여 정확히 원하는 전류만큼을 제어하는 구조로 이루어져 있다.

#### 3.2.2 직접듀티제어기

하드웨어 제어기와 소프트웨어 제어기 모두가 태양전지 전압제어기를 공동으로 가지고 있으며, 태양전지 전압제어기가 태양전지의 동작점을 결정하고 그 다음에 다른 제어기(배터리 전압/전류 제어기)가 동작하는 형태를 취하고 있다. 만약 태양전지 전압제어기가 동작점을 최대 전력점의 왼쪽에 위치시킬 경우, 다른 제어기들은 제대로 동작할 수 없다. 이 경우 태양전지 전압제어기와 다른 제어기들을 동작시키지 않고, Compensation 단자에 직접 제어 전압을 가하여 원하는 Duty를 만들어 주게 된다. 이때 제어 Loop 는 다음의 알고리즘에 의해서 동작하게 된다.

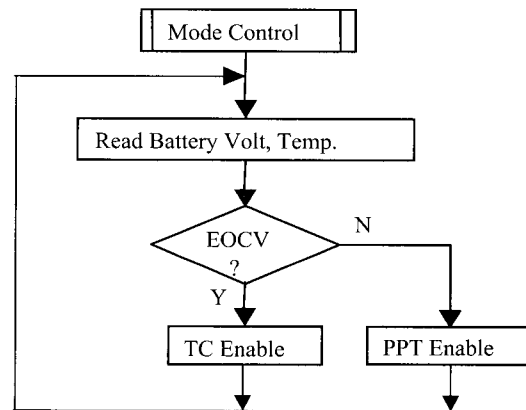


그림 7 모드제어 알고리즘  
Fig. 7 Mode control algorithm

### 4. 소신호 해석과 제어회로

PPT모드에서 태양전지전압은  $V_{SA\_ref}$ 에 제어(regulation) 되고, TC모드에서는  $I_{bat\_ref}$ 를 만족시키는 전압으로 제어되게 된다. 소신호 해석에서 제어출력(output variable)은, PPT모드에서 태양전지 전압이 되고, TC모드에서는 배터리 전류가 된다. 전체시스템의 소신호 등가회로가 그림 8에 나타나 있다<sup>[3]</sup>.

태양전지의 등가회로는 출력임피던스  $r_s$  와 외란전류원(disturbing current source)으로 이루어져 있다. 입력필터(input filter) 회로와 PWM switch model 을 이용한 전력단 회로가 그림에 나타나 있다. 전력단은 Buck stage이므로 DC 전달함수  $D = \frac{V_{bat}}{V_s}$  로 주어진다.

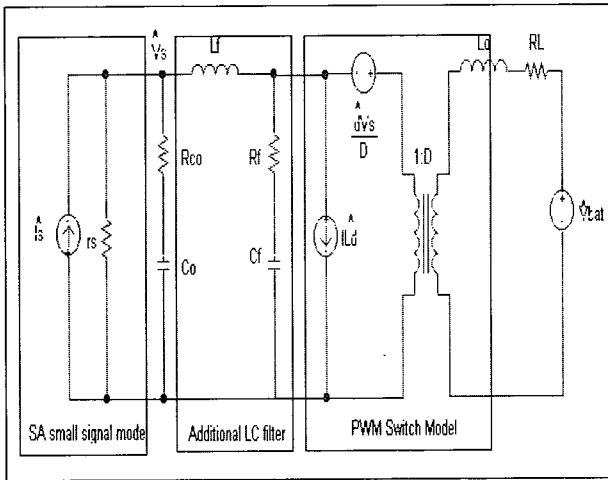


그림 8 소신호 등가회로  
Fig. 8 Equivalent small signal model

이 모델에서 소신호 전달함수모델을 구하면 다음과 같이 주어진다.

그림에서 우측은 PPT모드에서의 소신호등가회로이고, 좌측은 TC모드에서의 소신호등가회로이다. 전압제어모드에서의 소신호 등가모델은 TC모드에서 충전전류가 배터리 내부저항에 의해 전압으로 바뀐 정보를 이용하는 것과 동일하다. 각각의 전달함수는 다음의 식에 주어진다.<sup>[4]</sup>

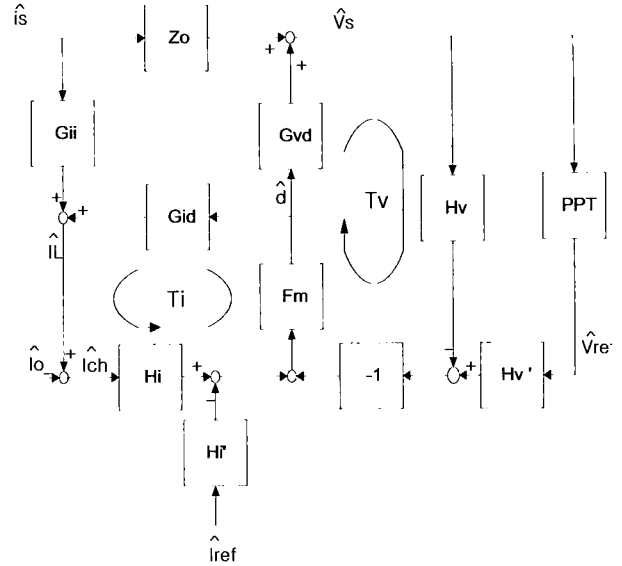


그림 9 시스템 소신호 전달함수 모델  
Fig. 9 Small signal transfer function model

$$G_{vd} = \frac{\hat{v}_s}{\hat{d}} = \frac{-V_{bat}/D \cdot (1+s/\omega_{zgl})(1+s/\omega_{zf})(1+s/\omega_{z\phi})}{(1+\frac{s}{Q_o\omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}) \cdot (1+\frac{s}{Q_f\omega_f} + \frac{s^2}{\omega_f^2})}$$

$$G_{id} = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_{bat}}{D^3 r_s} \cdot \frac{(1+s r_s C)}{(1+\frac{s}{Q_o\omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2})}$$

$$G_{ii} = \frac{\hat{i}_L}{\hat{i}_s} = \frac{1}{D} \cdot \frac{(1+s R_c C)}{(1+\frac{s}{Q_o\omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2})}$$

$$Z_o = \frac{\hat{v}_s}{\hat{i}_s} = \frac{R_L}{D^2} \cdot \frac{(1+s R_c C)(1+s \frac{L}{R_L})}{(1+\frac{s}{Q_o\omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2})}$$

where,

$$\omega_o = \frac{D}{\sqrt{L_o C_o}}$$

$$Q_o = \frac{1}{\omega_o [(R_c + \frac{R_L}{D^2})C + \frac{L}{D^2 r_s}]}$$

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$$

$$Q_f = \frac{1}{\omega_f [C_f (R_{cf} + R_{co}/r_s)]}$$

$$\omega_{zgl} = \frac{1}{R_{co}C_o}, \quad \omega_{zgl} = D \frac{V_{bat}}{I_s L_o}$$

$$\omega_{zf} = \frac{1}{R_{cf}C_f} \quad (4)$$

그림 9에서  $T_v$ 는 PPT모드에서의 전압 Loop Gain 이고,  $T_i$  는 TC모드에서의 전류 Loop Gain이며 아래의 식으로 주어진다.

$$T_v = -F_m G_{vd} H_v$$

$$T_i = F_m G_{id} H_i \quad (5)$$

이 식에서 보이는 것처럼, PPT의 소신호 등가모델은 DC 전류  $I_L$ 의 방향만 제외하고는 Boost Converter의 것과 같은 식을 가지게 된다.  $G_{vd}$ 는 Boost Converter에서처럼 RHP에 zero를 갖는 대신 LHP에 zero를 가지고 있어서 Stable한 시스템이 된다.

#### 4.1 제어보상회로 설계

제어보상회로의 목적은 단일이득(0dB)을 통과하는 교차주파수(crossover frequency)에서 Loop Gain의 경사도를 1의 경사도 즉 octave당 6dB 또는 decade당 -20dB로 만드는 것이다. 안정한 시스템이 되기 위해서는 교차주파수에서 위상이 180도 보다 작아야 한다. 과학위성의 제어기는 Type-1의 2-pole, 1-zero 보상을 사용하여 구현되어 있다.

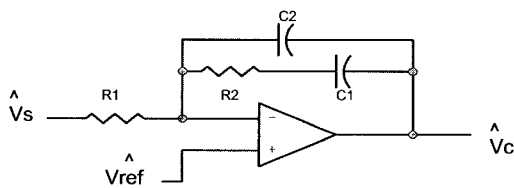


그림 10 제어보상회로(2-pole, 1-zero)  
Fig. 10 2-Pole, 1-zero compensator

전달함수  $H_v$ 는,

$$H_v = \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_s} = \frac{-\omega_f \cdot (1 + \frac{s}{\omega_{zc}})}{s \cdot (1 + \frac{s}{\omega_{pc}})}$$

where

$$\omega_f = \frac{1}{R_1 \cdot (C_1 + C_2)}$$

$$\omega_{zc} = \frac{1}{R_2 \cdot C_1}$$

$$\omega_{pc} = \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (6)$$

전압 Loop Gain  $T_v = -F_m G_{vd} H_v$ 이며 그림 11의 Bode 선도로 나타난다.

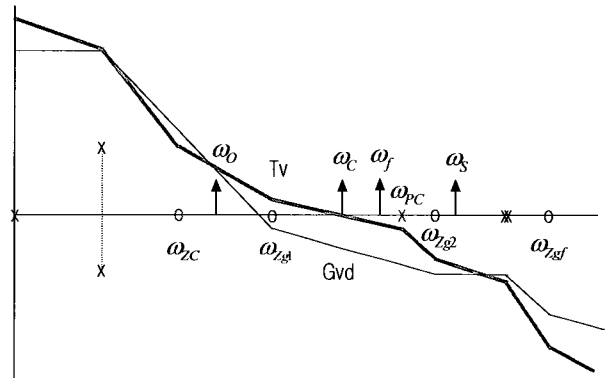


그림 11 전압 Loop gain  $T_v$ 의 극/영점 배치  
Fig. 11 Pole/zero placement of voltage loop gain  $T_v$

#### 4.2 설계과정(Design Procedure)

##### 4.2.1. Output Inductor $L_o$ design

태양전지출력전압이 38V~56V에서 움직이며, 배터리 전압이 20V~30V에서 동작한다고 하였을 때, 출력전압 리플  $\Delta v_o \leq 0.5\% \cdot V_o$  로 주어진다.

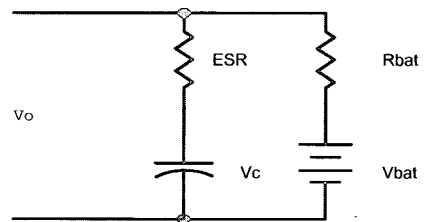


그림 12 출력단 등가모델  
Fig. 12 Equivalent circuit of output stage

그림 12에서 출력리플전류

$$\Delta I_o = \Delta I_c + \Delta I_{bat} = \Delta v_o * \left( \frac{1}{R_{ESR}} + \frac{1}{R_{bat}} \right)$$

로 주어진다. CCM(Continuous Current Mode)로 동작하기 위해서 인덕터 전류는 연속 파형을 가져야 하며,

$$L \frac{di}{dt} = V_{bat} \text{에서}$$

$$\Delta I_o = \frac{(V_{sa} - V_{bat})V_{bat}T_s}{LV_{sa}}$$

CCM으로 동작하기 위해서는  $L$ 이 이 값보다는 커야 하므로,

$$L \geq \frac{(V_{sa} - V_{bat})V_{bat}T_s}{V_{sa} \Delta I_o} \quad (7)$$

#### 4.2.2. 입력 Capacitor $C_o$ 결정

입력 Capacitor  $C_o$  값은 공진주파수  $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}}$  가 스위칭 주파수  $\omega_s$  보다 1/100 아래쪽에 위치하는 값을 선정한다. 그 이유는 입력필터 고주파 공진주파수  $\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$  가 위치할 공간을 만들어 주기 위해서이다.

#### 4.2.3. Design of Inner Voltage Loop

$\omega_c$ (loop gain crossover frequency)는 스위칭주파수  $\omega_s$ 의 1/10으로 잡는다. 제어보상회로의 Zero  $\omega_{zc}$ 는 시스템의 안정도를 이룩하기 위해서 resonant 주파수  $\omega_o$ 부근에 위치시키고, Pole  $\omega_{pc}$ 는 교차주파수  $\omega_c$ 에서 Loop Gain의 경사도를 -1의 경사도로 유지시키기 위해서  $\omega_c$ 이후에 위치시킨다. 원하는 Phase margin이 얻어질 때까지 제어보상회로의 Gain을 변화시킨다.

#### 4.2.4. 입력필터 설계

입력필터 공진주파수  $\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$  를 Loop gain crossover frequency  $\omega_c$  보다 2~3배 먼 쪽에 위치시킨다. 또한 입력필터 전달함수 Zero  $\omega_{zf} = \frac{1}{C_f R_{cf}}$  를  $\omega_f$  에서 가능한 많은 감쇄를

얻어내기 위해서 스위칭주파수  $\omega_s$ 를 초과한 부분에 위치시킨다.

#### 4.2.5. Design of Inner Current Loop

TC 모드에서의 Current Loop gain  $T_i$ 를 설계하는 과정도 위와 거의 비슷하다. 앞장의 전압보상회로와 같은 1-zero, 2-pole 보상기를 사용하면,  $T_i = F_m G_{id} H_i$  로 주어지게 되고 위의 과정을 거쳐서 보상회로를 설계한다.

### 5. Simulation

아래의 Parameter를 갖는 전력계 시스템에 대해서 Simulation을 행하였다. Phase Margin이 60 [deg]인 보상기를 갖는 시스템을 설계하는 것이 설계목적이다.

Phase Margin PM = 60 [deg]

스위칭 주파수  $f_s = 200$  [KHz]

배터리 내부저항  $R_{bat} = 20 \cdot 10 [m\Omega] = 0.2$

출력커패시터 내부저항  $R_{ESR} = 0.3$

출력 Inductor  $L_o = 77 [\mu H]$

공진주파수  $\omega_o = 12566$  [rad/sec]

입력필터 커패시터  $C_o = 82 [\mu F]$

Crossover 주파수  $\omega_c = 125663$  [rad/sec]

입력필터 공진주파수  $\omega_f = 4\omega_c = 500000$  [rad/sec]

입력필터 Zero  $\omega_{zf} = 6250000$  [rad/sec]

제어보상기 Zero  $\omega_{zc} = 10000$  [rad/sec]

제어보상기 Pole  $\omega_{pc} = 300000$  [rad/sec]

그림 13.(a)에서는 PPT모드의 Loop gain 전달함수  $T_v$ 의 주파수특성을 나타내고 있다. Cut-off frequency는 125000 [rad/sec]이고 Phase margin 은 59 [deg]로 원하는 안정된 시스템으로 동작하는 것을 알 수 있다.

그림 13.(b)에서는 배터리 전류제어 모드에서의 Loop gain 전달함수  $T_i$ 의 주파수 특성을 나타내고 있다. Cut-off frequency는  $T_v$  와 동일하고, 안정된 phase margin을 가지고 있어서 전체적인 안정적인 시스템이라는 것을 알 수 있다.



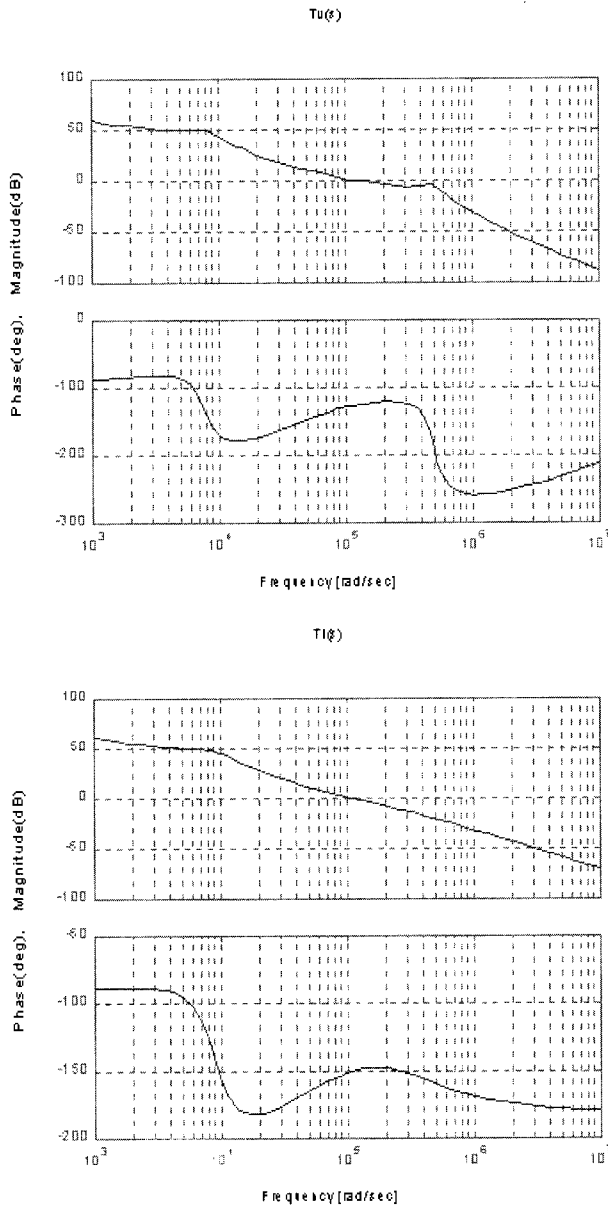


그림 13 전달함수 주파수 특성 (a)  $T_v$  (b)  $T_i$   
 Fig. 13 Frequency response (a)  $T_v$  (b)  $T_i$

6. 결론

본 논문에서는 과학위성 1호의 전력계설계 방법에 대해서 서술하였다. 신뢰성과 정밀성을 요하는 전력계 특성을 만족시키기 위해서, 선택적으로 하드웨어 제어기와 소프트웨어 제어기를 운용함으로써 위성의 안정적인 운용과 원하는 성능을 얻어낼 수 있게 되었다. 또한 설계된 제어기를 소신호 해석을 통해서 안정성을

입증하였다.

참고 문헌

- [1] 김일송, "저궤도위성 최대과워추적시스템 해석", 항공우주학회 추계학술대회, 1998, P437
- [2] 김일송, "The interrim report : Globalstar Power system", Hyundai electronics, 1998
- [3] B.H. Cho, J.R. Lee " Large signal stability analysis of spacecraft power systems" IEEE PESC, 1987
- [4] Phoung Huynh, " Analysis and design of microprocessor-controlled peak power tracking system" 1992, MS Thesis of VPEC
- [5] JPL, " Solar cell/array design handbook," NASA, 1976

저자 소개

**김일송(金一松)**



1968년 7월생. 1991년 연세대 공대 전자공학과 졸업(학사). 1994년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994~1999 현대전자 위성사업단 1995~1997 Space Systems/Loral(USA) 1997~1998 Alenia Aerospazio (ITALY) 1999 ~ 인공위성연구센터. 현재 한국과학기술원 전기및전자공학과 박사과정.

**이준영(李竣榮)**



1970년 10월생. 1993년 고려대학교 공대 전기공학과 졸업. 1996년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.

**윤명중(尹明重)**



1946년 11월생. 1970년 2월 서울대학교 졸업. 1974년 University of Missouri-Columbia 졸업(석사). 1978년 동 대학원 졸업(박사). 1978년부터 General Electric Company에서 Individual Contributor on Aerospace Electrical Engineering으로 재직. 현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수. 1999년 당 학회 회장 역임.