

위성 Solar Array Regulator 모듈화를 위한 새로운 전원단 설계

박성우*, 박희성**, 장진백***, 장성수****, 이종인*****

A New Power-Stage Approach to Modularize Solar Array Regulator of Satellites

Sung-Woo Park*, Hee-Sung Park**, Jin-Baek Jang***, Sung-Soo Jang****, Jong-In Lee*****

Abstract

A software-controlled unregulated bus system in which the main bus is directly connected to a battery and the duty-ratio for PWM switch is controlled by the on-board satellite software, is usually used for LEO satellites. This paper proposes a new power-stage circuit that can be available for modularization of a power regulator which is used at the software-controlled unregulated bus system satellite. And we analyze the proposed power-stage operation according to its operating modes and verify it by performing software simulation and hardware experiment using prototype. We construct a parallel-module converter which is composed of the proposed power-stage and perform experiment to verify modular characteristics of the proposed power-stage. Finally, we verify the usefulness of the proposed power-stage by comparing above results with those of a parallel-module converter made of conventional power-stage.

초 록

버스전압이 배터리 전압과 동일하며, 전력조절기(power regulator)의 스위칭 듀티 값(duty-ratio)이 위성탑재 소프트웨어에 의해서 제어되는 소프트웨어 제어방식의 비 조절형 버스 시스템(unregulated bus system)은 저궤도 위성에 흔히 사용된다. 본 논문에서는 이와 같은 소프트웨어 제어방식의 비 조절형 버스 시스템의 전력조절기 모듈화에 적용 가능한 새로운 전원단 회로를 제안하며, 제안된 전원단의 모드별 동작 특성을 해석한다. 다음으로 컨버터 병렬동작에서 발생할 수 있는 모듈간 전류 불균형(current unbalance)에 대한 제안된 전원단의 타당성을 검증하기 위해 제안된 전원단을 적용한 병렬모듈 컨버터의 prototype을 제작하여 모듈별 전류 분배(current sharing) 특성을 시뮬레이션 결과와 비교 검토한다.

키워드 : 전력조절기(power regulator), Unregulated Bus System, 전류불균형(current unbalance), 전류분배(current sharing), 병렬모듈 컨버터(parallel module converter)

* 위성전자그룹/swpark@kari.re.kr

*** 위성전자그룹/jjb@kari.re.kr

***** 위성전자그룹/jilee@kari.re.kr

** 위성전자그룹/hspark74@kari.re.kr

**** 위성전자그룹/ssjang@kari.re.kr

1. 서 론

새로운 위성의 개발 과정에서 시스템 요구 조건의 증가로 대용량 전력의 전원장치를 새롭게 개발할 경우, 기존의 전원단을 모듈화 하여 사용할 수 있다면, 개별 소자에 대한 특성검토, 노이즈, 방열 문제 등을 쉽게 해결 할 수 있을 뿐만 아니라 고 신뢰도의 대형 전원장치를 짧은 기간 내에 적은 개발비용으로 구현 할 수 있다. 즉, 필요한 대용량 전원 시스템은 기존의 소용량 전원단의 모듈 수를 변화시킴으로서 쉽게 구현 할 수 있게 된다. 이와 같이 대용량 전원을 소용량 전원의 모듈화를 통해서 구현하는 방법은 통신 중계기와 같은 통신장비나 네트워크 장치, 대형 컴퓨터의 전원 시스템뿐만 아니라 위성 전원장치 등의 분야에서 이미 널리 사용되고 있다. 일반적으로 대용량의 전원단 컨버터를 소용량 컨버터의 병렬 모듈(parallel module)로 구현할 경우, 단일 대용량 전원을 사용하는 경우보다 높은 효율특성과 우수한 동특성을 얻을 수 있다. 뿐만 아니라 위성 전원 설계의 중요한 개념인 중복성(redundancy)과 상속성(heritage) 개념을 쉽게 적용할 수 있다. 하지만, 위와 같은 여러 이점에도 불구하고, 컨버터의 병렬동작 시 모듈 간 전류분배(current sharing)가 적절히 이루어지지 않을 경우 특정 모듈에 대부분의 부하 전류가 흐르게 되어 해당 모듈의 과중한 전류 압력으로 인해 전체 전력계 시스템에 치명적인 손상을 가할 수 있다[1]-[3].

위성의 전력계는 버스 전압(bus voltage) 조정(regulation) 특성에 따라 'regulated bus' 시스템과 'unregulated bus' 시스템으로 나눌 수 있으며, 전력조절기의 스위칭 듀티 값(duty-ratio) 생성, 제어방법에 따라 하드웨어 제어와 소프트웨어 제어방법으로 나눌 수 있다. 저궤도 소형위성에서 주로 채택하는 unregulated bus 시스템은 태양전지의 출력전력을 조절하기 위해 사용되는 전력조절기의 스위칭 듀티 값이 위성탑재 소프트웨어 알고리즘에 의해 제어되는 소프트웨어 제어

방식을 사용한다. 하드웨어 제어방식을 적용하는 위성 시스템에서는 전력조절기의 모듈화 구현 시 발생하는 모듈 간 전류 불균형(current unbalance)을 해결하기 위해 출력전압을 조정하기 위한 전압 루프(voltage loop)이외에 별도로 전류 루프(current loop)를 사용하는 것이 일반적이지만 다목적 실용위성 시리즈에서와 같은 소프트웨어 제어방식의 시스템에서는 각 병렬모듈의 듀티 값이 탑재 μ -프로세서에서 직접 출력되기 때문에 각 모듈마다 듀티 값을 다르게 제어하는 것은 매우 어렵다.

본 논문에서는 저궤도 소형위성에서 사용되는 unregulated bus 소프트웨어 제어 방식을 사용하는 위성의 전력제어기 모듈화를 위한 새로운 전원단 회로를 제안한다. 제안된 전원단은 원하는 출력부하 전력을 얻기 위해 단일 모듈의 병렬연결만으로 각 모듈의 전류 분배가 적절히 이루어지는 특성을 갖는다. 본 논문에서는 소프트웨어 제어방식 unregulated bus 시스템의 특징과 병렬 모듈 동작 시 전류 분배구현의 한계점과 해결 방법에 대해서 논하고, 제안된 전원단의 해석을 통해 모드별 동작 특성을 알아본다. 마지막으로 기존 전원단과 제안된 전원 회로를 적용한 전력조절기를 구성하여 각각의 전류 분배 특성을 비교, 검토함으로써 제안된 전력조절기의 모듈 간 전류 분배 특성을 검토한다.

2. 소프트웨어 제어방식의 Unregulated Bus 시스템

일반적인 저궤도 소형위성은 전력버스 방식으로 unregulated bus 방식을 사용하고 있으며 메인 버스는 배터리와 직접 연결되어있고, 전력조절기의 듀티 값은 전력계의 상태에 따라서 소프트웨어적으로 제어된다. 따라서 전력조절기는 출력 전압의 조정(regulation)보다는 적절한 부하전력을 얻기 위해서 필요한 듀티 값을 μ -프로세서에서 입력받는다. 그림 1은 소프트웨어 제어방식을 적용한 저궤도 소형급 위성의 버스 시스템을 나타낸다[4].

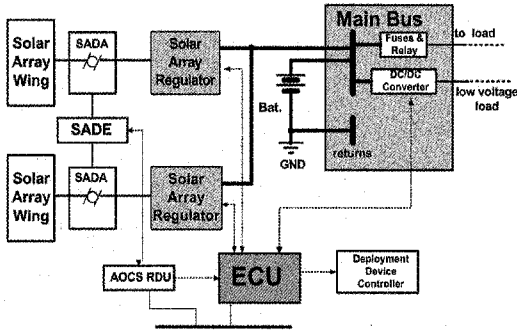


그림 1. 일반적인 저궤도 소형급 위성의 소프트웨어 제어방식 unregulated bus 시스템

일반적으로 부하요구 전력의 증가로 전력조정기의 전력 용량을 증가시켜야 할 경우 기존에 설계, 사용된 소용량 컨버터의 병렬 동작으로 원하는 전력용량 조건을 만족시킬 수 있다면 개발비용, 개발기간 및 전력계의 신뢰성 측면에서 매우 많은 이점이 있다. 전압 제한 루프를 가지는 컨버터를 병렬 동작시키는 경우 각 모듈의 전압 제한 이득을 다르게 하거나 별도의 전류 제한 루프를 추가하여 각 모듈 간 전류 분배를 구현하는 것이 일반적인 방법이다. 하지만 그림 1과 같은 버스 시스템에서는 버스 출력 전압을 제어하지 않으므로, 전력조정기로 사용되는 컨버터는 출력 전압을 제한하지 않고 개 루프(open-loop)로 동작한다. 뿐만 아니라 각 모듈의 듀티 값이 탑재 소프트웨어에 의해 제어되므로 각 모듈에 동일한 듀티 값이 인가된다. 따라서 컨버터의 루프이득(loop-gain)을 조정함으로써 병렬 컨버터의 모듈 간 전류 불균형을 해소하는 방법은 적용하기 어렵다. 그림 1과 같이 소프트웨어적으로 제어되고 듀티 값이 각 모듈에 동일하게 인가되는 시스템에서 병렬 모듈로의 확장성을 고려하여 단일 모듈을 설계할 경우, 외부 제어 회로의 추가 없이 단일모듈의 병렬연결만으로 모듈 간 전류분배를 구현할 수 있는 전원단을 사용하여 설계하여야 한다. 일반적으로 인덕터 전류 불연속 모드(DCM, Discontinuous Conduction Mode)에서 동작하는 Buck, Boost, Buck/Boost 컨버터나 공진형 계열의 컨버터는 전원단의 동작특성상 병렬 모듈화

를 구현할 경우, 단일 모듈이나 모듈 간 추가 제어회로 없이 모듈 간 전류 분배가 이루어지는 것으로 알려져 있다[2],[5]-[7]. 다목적 실용위성 시리즈는 그림 2와 같이 전력조정기의 전원단으로 Buck 컨버터를 이용하고 있다. CCM(Continuous Conduction Mode)에서 동작하도록 설계된 Buck 컨버터를 DCM에서 동작시키기 위해서는 기존의 전원단에 대한 설계 값 변경이 요구된다. 공진형 컨버터를 이용한 병렬모듈 구현도 전원단 소자 값에 대한 재설계가 요구된다.

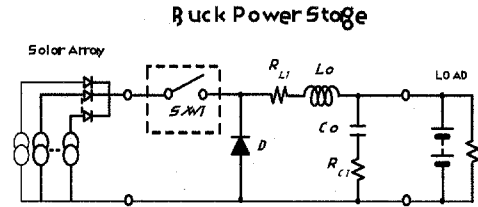


그림 2 KOMPSAT의 Solar Array Regulator 전원단 회로

본 논문에서 일반적 저궤도 소형위성의 전력조정기 모듈화를 위해 제안된 전력조정기의 전원단은 Buck 컨버터에 공진 특성을 추가하여 CCM에서 동작하면서도 병렬 모듈 동작시 모듈 간 전류 분배특성을 가진다. 다음 장에서 전력조정기 모듈화를 위한 새로운 전원단 회로를 제안하고 전원단의 모드별 동작 특성을 해석한다.

3. 제안된 전원단 해석

제안된 전원단을 그림 3에 나타내었다. 기존의 Buck 컨버터 전원단에 공진 특성을 얻기 위해 L_r , C_r 이 추가되었으며, Buck 컨버터와 유사한 입출력 전압특성을 얻기 위해 다이오드 D_1 , D_2 가 추가되었다. L_r 값은 전류 공진형 Buck 컨버터를 설계하는 것과 동일한 방법으로 얻을 수 있다. L_r 값이 위와 같이 결정되었을 때, C_r 값이 크면 입출력 전압특성은 Buck 컨버터와 다르게

되므로 기존 전원단과 유사한 입출력 전압관계를 유지하기 위해서 C_r 값은 전류 공진형 컨버터 설계 값보다 충분히 작은 값으로 선택되어야 한다[8]. 본 논문에서는 공진형 컨버터에서 계산된 값보다 1/10이하의 작은 값으로 설정하였다.

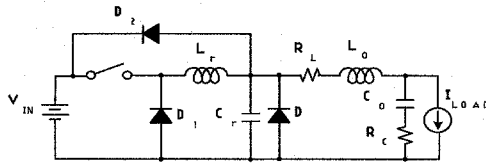


그림 3. 제안된 전원단 회로

입출력 전압이득이 M , 출력전압이 V_{OUT} 부하 저항이 $R (= V_{OUT}/I_{LOAD})$, 스위칭 주파수가 f_s , 인덕터 L_r 에 흐르는 전류의 최대진폭 (V_{IN}/Z_r)를 부하전류 I_{LOAD} 로 표준화한 규격화 상수를 ζ_c 로 나타낼 때, L_r 과 C_r 설계 값은 각각 식(1), 식(2)과 같이 주어진다.[9] Z_r 는 L_r, C_r 의 특성 임피던스를 나타낸다.

$$L_r = \frac{R_{min}}{2\pi \times f_s \times \zeta_c} \quad (1)$$

$$C_r = \frac{\zeta_c \times M_{max}^2}{2\pi \times f_s \times R_{min}} \times \frac{1}{10} \quad (2)$$

그림 4는 제안된 전원단 회로의 모드별 동작을 보이고 있다. 제안된 회로는 Buck 컨버터에 공진 특성을 얻기 위해서 L_r, C_r 이 추가되어 스위칭 온(on) 초기 구간동안 공진형 컨버터로 동작한다. 하지만 일반 공진 컨버터와는 다르게 C_r 값이 매우 작으므로 전체 스위칭 구간 T_s 에 비해 공진 구간이 매우 짧고, 다이오드 D_2 의 영향으로 커패시터 C_r 의 양단 전압은 입력전압 이상 상승하지 않는다. 3.1~3.5절에 스위칭주기 T_s 를 스위치 모드에 따라 $t_0 \sim t_5$ 의 5가지 모드

로 나눠 각 모드별 동작을 설명하였다. 그림 5에 각 모드별 동작 파형을 나타내었다.

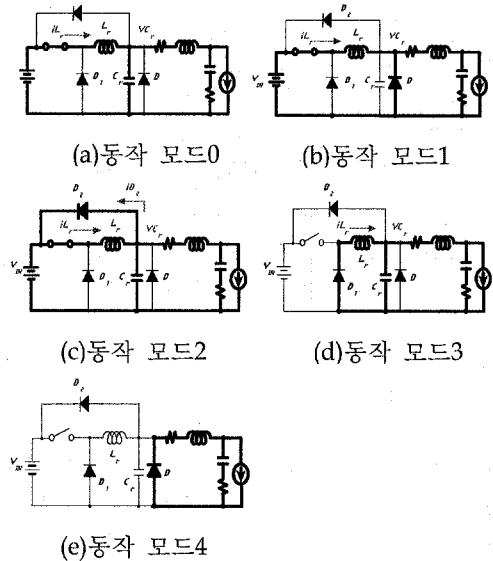


그림 4. 제안된 전원단의 모드별 동작

3.1 동작 모드 0: $t_0 \sim t_1$ 구간

다이오드 D가 도통된 상태에서 스위치를 온시키면 그림 4(a)와 같은 회로가 구성되며 다이오드 D는 모드 0구간 동안 도통 상태를 유지한다. 따라서 인덕터 L_r 에는 입력전압 V_{IN} 이 인가되며 인덕터 L_r 에 흐르는 전류 i_{L_r} 은 식(3)과 같이 t_0 에서부터 선형적으로 증가한다. 다이오드 D의 전류 i_D 는 i_{L_r} 의 증가로 식(4)과 같이 선형적으로 감소한다. 모드 0구간에서는 다이오드 D가 도통 상태이므로 커패시터 C_r 양단 전압은 0을 유지한다.

다이오드 D의 전류 i_D 가 감소하여 0이 되면, 다이오드 D는 오프(off) 되고 모드 0은 종료된다. 동작모드 0의 지속시간 Td_0 은 $i_D=0$ 이 되는 때이므로, 모드 0이 종료되는 시간을 t_1 으로 가정

하면 모드 0의 지속시간은 식(5)에서 구할 수 있으며, 결과는 식(6)과 같다.

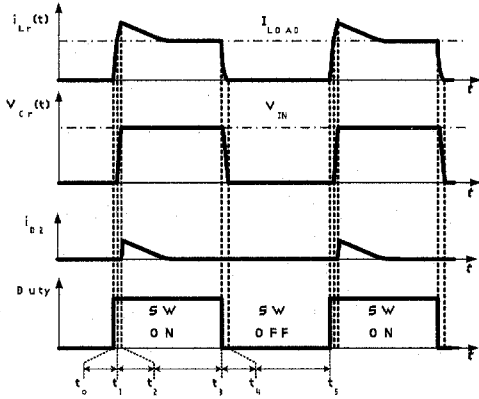


그림 5. 제안된 전원단의 모드별 동작파형

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{IN}}{L_r} \times (t - t_0) \quad (3)$$

$$\begin{aligned} i_D(t) &= I_{LOAD} - i_{L_r}(t) \\ &= I_{LOAD} - \frac{V_{IN}}{L_r} \times (t - t_0) \end{aligned} \quad (4)$$

$$i_D(t=t_1) = I_{LOAD} - \frac{V_{IN}}{L_r} \times (t_1 - t_0) = 0 \quad (5)$$

$$Td_0 = \left(\frac{I_{LOAD}}{V_{IN}} \right) \times L_r \quad (6)$$

3.2 동작 모드 1: $t_1 \sim t_2$ 구간

모드 0에서 다이오드 D의 전류가 0이 되면 다이오드 D는 오프되며 컨버터는 모드 1의 회로로 동작한다. 그림 4(b)에서 인덕터 L_r 과 커패시터 C_r 은 직렬로 공진 회로를 구성하게 되어 공진 현상이 일어난다. 모드 1의 초기조건은 모드 0이 종료되는 시점이고 L_r 과 C_r 의 전류, 전압 초기조건은 다음과 같다.

$$i_{L_r}(t=t_1) = I_{LOAD} [A] \quad (7)$$

$$V_{C_r}(t=t_1) = 0 [V] \quad (8)$$

위와 같은 초기조건에서 공진 인덕터에 흐르는 전류와 커패시터에 걸리는 전압은 다음의 식(9), 식(10)과 같이 표현될 수 있다. I_{LOAD} , Z 와 w_r 는 각각 부하전류, L_o 와 C_o 의 특성 임피던스와 공진 각주파수를 나타낸다.

$$i_{L_r}(t) = I_{LOAD} + \frac{V_{IN}}{Z} \times \sin w_r(t - t_1) \quad (9)$$

$$V_{C_r}(t) = V_{IN} \times [1 - \cos w_r(t - t_1)] \quad (10)$$

모드 1의 상태에서 $V_{C_r}(t) = V_{IN}$ 이 되면, 다이오드 D_2 가 도통되므로 모드 1구간은 V_{C_r} 이 V_{IN} 에 도달할 때까지 지속된다. V_{C_r} 이 V_{IN} 이 되는 시간을 t_2 라고 하면, 모드 1의 지속시간 Td_1 은 식(11)에서 식(12)와 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} V_{C_r}(t_2) &= V_{IN} \times [1 - \cos w_r(t_2 - t_1)] \\ &= V_{IN} \end{aligned} \quad (11)$$

$$Td_1 = t_2 - t_1 = \frac{(2n+1) \times \pi}{2 \times w_r}, n=0 \quad (12)$$

식(12)에서 알 수 있듯이 제안된 전원단 회로에서 모드 1의 지속시간 Td_1 은 전체 스위칭 주기 T_S 에 비해 매우 짧다. 따라서 i_{L_r} 과 V_{C_r} 는 위의 식(9)과 식(10)으로 표시되지만 모드 1의 구간에서는 거의 선형적으로 증가한다.

3.3 동작 모드 2: $t_2 \sim t_3$ 구간

모드 1에서 $V_{C_r}(t) = V_{IN}$ 이 되면, 다이오드 D_2 가 도통되고 L_r , C_r 사이의 공진은 더 이상 진행되지 않는다. 모드 2의 초기상태에서 $i_{L_r}(t)$ 과 $V_{C_r}(t)$ 값은 다음과 같다.

$$i_{L_r}(t=t_2) = I_{LOAD} + \left(\frac{V_{IN}}{Z} \right) [A] \quad (13)$$

$$V_{C_r}(t=t_2) = V_{IN}[V] \quad (14)$$

공진 인덕터에 흐르는 전류 성분 중 부하전류 I_{LOAD} 보다 큰 성분은 다이오드 D_2 을 통해서 입력력으로 제환된다. 모드 2구간동안 V_{C_r} 은 다이오드 D_2 로 인해 더 이상 증가하지 못하고 입력 전압 V_{IN} 을 유지한다. 모드 2구간은 스위치가 오프(off)되는 시간까지 지속되고 지속시간 Td_2 는 식(15)과 같이 얻어진다.

$$Td_2 = T_{ON} - t_2 = T_{ON} - (Td_1 + Td_2) \quad (15)$$

3.4 동작 모드 3: $t_3 \sim t_4$ 구간

제안된 전원단 회로는 스위치가 오프(off)되면, 모드 3의 그림 4(d)와 같은 회로로 동작한다. 동작 모드 3구간에서 C_r 양단 전압 V_{C_r} 의 초기 조건은 $V_{C_r}(t=t_3) = V_{IN}$ 이고, 이 구간에서 V_{C_r} 은 다음 식(16)과 같이 주어진다.

$$V_{C_r}(t) = V_{IN} - \left[\frac{I_{LOAD}}{C} \times (t - t_3) \right] \quad (16)$$

모드 3구간에서 C_r 양단 전압이 0이 되면 다이오드 D가 도통되어 모드 4의 회로로 동작하게 되므로, 모드 3이 종료되는 시간을 t_4 라고 가정할 경우 모드 3의 지속구간 Td_3 은 식(17)에서 구할 수 있으며, 결과는 식(18)과 같다.

$$V_{C_r}(t_4) = V_{IN} - \left[\frac{I_{LOAD}}{C} \times (t_4 - t_3) \right] \quad (17)$$

$$Td_3 = t_4 - t_3 = \left(\frac{V_{IN}}{I_{LOAD}} \right) \times C_r \quad (18)$$

3.5 동작 모드 4: $t_4 \sim t_5$ 구간

모드 3에서 커패시터 C_r 의 양단전압 V_{C_r} 이

0이 되는 순간 다이오드 D가 도통되어 그림 4(e)의 회로가 구성된다. 모드 4에서 출력 필터전류 $i_L(t)$ 은 다이오드 D를 통해서 흐르므로 커패시터 C_r 에는 영(0) 전압이 유지되고 스위치 양단에는 입력전압 V_{IN} 이 걸리게 된다. 모드 4구간의 지속시간은 C_r 양단 전압이 0이 된 후 다시 스위치가 턴온(trun-on) 되기까지 걸리는 시간이며, 스위치 주기 T_S 에서 모드 3구간까지의 지속시간을 제외한 시간과 동일하다. $t_0 \sim t_5$ 는 스위치 주기 T_S 와 같으므로 모드4의 지속시간 Td_4 는 식(19)과 같다.

$$Td_4 = t_5 - t_4 = T_{OFF} - Td_3 \quad (19)$$

그림 6은 제안한 전원단의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 각각의 파형은 공진 인덕터 전류 (i_L), 공진 커패시터 양단전압 (V_{C_r}), 보조 다이오드 전류 (i_{D_2}) 및 PWM 제어신호를 나타낸다. 시뮬레이션 조건은 표1과 같다.

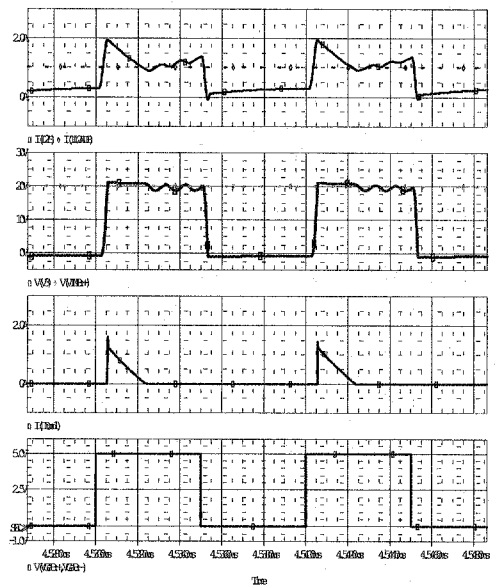


그림 6. 제안된 전원단 모드별 동작파형

표 1. 제안된 전원단의 시뮬레이션 조건

Items	Values
입력 전압 (V_{IN})	20[V]
부하 전류 (I_{LOAD})	1[A]
공진 인덕터 (L_r)	1.75[uH]
공진 커패시터 (C_r)	30[nF]
출력 인덕터 (L_o)	75[uH]
출력커패시터 (C_o)	400[uF]
스위칭 주파수 (f_s)	100[kHz]

4. 제안된 전원단을 적용한 병렬 모듈형 전력조절기 특성해석

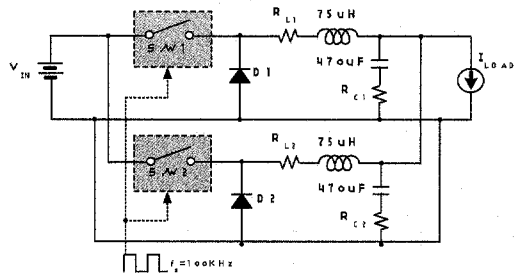
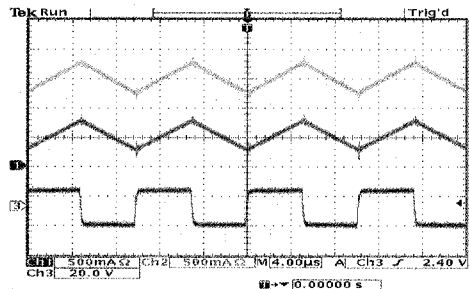
기존의 전원단은 단일모듈의 단순한 병렬연결만으로 모듈 간 전류분배 가능한 병렬모듈을 구현할 수 없다. 이와같은 단점을 해결하기 위해 본 논문에서는 단일모듈의 병렬연결만으로 모듈 간 전류분배가 가능한 단일 모듈을 제안하고 제안된 전원단에 대한 해석을 3장에서 수행하였다. 4장에서는 앞장에서의 해석과 시뮬레이션 결과를 바탕으로 제안한 전원단으로 병렬모듈 컨버터를 구성하고 기존 전원단을 적용한 병렬모듈 컨버터와 모듈 간 전류 분배 특성을 검토함으로써 제안한 전원단의 우수한 모듈 간 전류분배 특성을 검증한다.

4.1 기존 전원단을 적용한 병렬모듈 전력 조절기의 전류분배

그림 7은 기존 전원단을 적용한 병렬모듈 컨버터 회로를 나타낸다. 각 모듈은 동일한 입력과 부하를 사용하며, μ -프로세서에서 동일한 듀티 값을 입력받는다. 하지만 각 모듈이 μ -프로세서에서 입력받는 듀티 값은 동일하더라도 각 모듈의 스위치(SW1, SW2)를 구동하는 각각 다른 스위칭 구동 IC로 입력되므로, 실제 SW1과 SW2가 입력받는 듀티 값에는 스위칭 구동 IC의 특

성 편차에 의해서 차이가 발생할 수 있다. 이와 같은 각 모듈의 S/W가 입력받는 듀티 값의 차이, R_L 과 같은 회로의 기생성분, $R_{DS(ON)}$ 과 같은 소자의 특성차이 등에 의해서 그림 8과 같은 모듈 간 전류 불균형이 발생한다.

그림 8은 외부 추가 제어회로 없이 기존의 전원단을 단순 병렬 연결하여 모듈화를 구현한 경우 각 모듈에 흐르는 부하 전류를 나타낸다. 모듈1과 모듈2에 흐르는 부하전류는 각각 0.5A와 1.5A로 모듈 간 전류 불균형은 기준전류 $1A \pm 50\%$ 수준으로 매우 크게 나타난다.


그림 7. 기존 전원단을 적용한 병렬모듈

그림 8 기존 전원단을 적용한 병렬모듈의 모듈별 부하전류

4.2 제안된 전원단을 적용한 병렬모듈 전력 조절기의 전류분배

그림 9는 제안한 전원단을 적용한 병렬모듈 컨버터 회로도다. 각각의 전원단은 제안된 전원단 회로를 사용하였으며 입력, 출력 조건 및 S/W 구동회로 등은 기존 전원단을 사용한 병렬모듈에서와 동일하다.

그림10은 제안한 전원단을 적용한 병렬모듈 동작시 각 모듈에 흐르는 부하전류를 나타낸다. 모듈1과 모듈2에 흐르는 부하전류는 각각 0.95A와 1.05A로 모듈 간 전류불균형은 $1A \pm 0.05A$ 로 $\pm 5\%$ 수준으로 기존 전원단을 병렬모듈화 한 경우에 비해 1/10 수준으로 감소하였다. 제안한 전원단에서 C_r 의 값을 증가시킬수록 모듈 간 전류 불균형량은 감소하지만, 입력으로 변환되는 무효전력의 증가로 전원단의 효율이 크게 감소하고, 부품의 전압, 전류 stress가 증가하므로 C_r 값을 과도하게 증가시키는 것은 바람직하지 않다. 따라서 C_r 값은 III장 식(2)의 값 부근에서 설정하는 것이 가장 바람직하다.

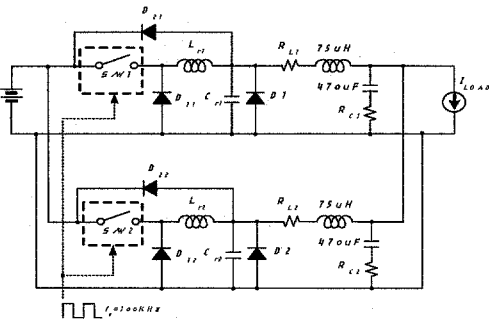


그림 9. 제안한 전원단을 적용한 병렬모듈

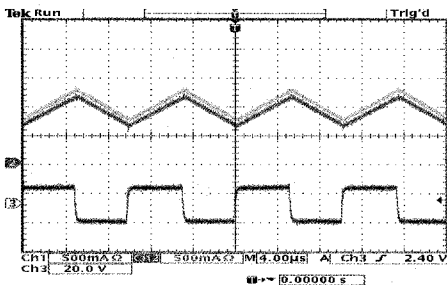


그림 10. 제안한 전원단을 적용한 병렬모듈의 모듈별 부하전류

본 논문에서는 소프트웨어 제어방식을 사용하는 unregulated bus 시스템의 전력조절기 모듈화 구현에 적합한 새로운 컨버터 전원단을 제안하였다. 제안한 전원단 회로의 모드별 동작 특성을 해석하였으며, 기존의 소형급 저케도 위상에 일반적으로 사용되는 전원단과 제안한 전원단을 이용한 병렬모듈 컨버터를 각각 구성하여 모듈 간 전류 분배특성을 검증함으로써 제안한 전원단을 적용한 병렬모듈의 우수한 전류분배 특성을 확인하였다. 비교 실험 결과에서 알 수 있듯이 제안된 전원단을 적용한 컨버터는 병렬모듈을 구현할 경우, 기존에 널리 사용되고 있는 병렬 모듈 간 전류분배방법과는 달리 외부 추가회로 없이 단일 모듈의 병렬연결만으로 모듈 간 뛰어난 전류분배 특성을 얻을 수 있을 뿐만 아니라 기존의 전원단 설계 값을 그대로 적용할 수 있는 장점이 있다.

향후 시스템 전력용량의 증가로 병렬모듈의 확장성을 고려하여 단일 모듈을 설계할 경우, 본 논문에서 제안된 전원단을 적용한 단일모듈 컨버터를 구현하면 외부 추가회로 없이 단일모듈의 단순 병렬연결만으로 원하는 출력 전력용량을 가지며 모듈 간 전류분배 특성이 우수한 컨버터를 쉽게 구현할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

1. Shiguo Luo, Zhihong Ye, Ray-Lee Lin and C.Lee, "A Classification and Evaluation of Paralleling Methods for Power Supply Modules," PESC '99 Proc., pp.901~908.
2. C. Jaerson, C. Mullet, "Paralleling supplies via various droop methods," in High Frequency power Conversion (HFPC) Conference, apl. 1994, pp.68~76.
3. R-H.Wu, T.Kohama, Y.Kordra, "Load -Current sharing for parallel operation of dc-dc converters," in Power Electronics Specialists Conference (PESC) 1993, pp.101~107.

5. 결 론

4. 박성우, KARI-SED-TM_2002_010, "Un-regulated Bus 방식을 사용하는 위성의 SAR 모듈 설계 및 분석," 2002.
5. Perkinson, "Current sharing of redundant DC-DC converters in high availability systems a simple approach," APEC APEC Proc., pp. 952~956.
6. Joe Bocek et al., "Determining Current Sharing Criterion for Parallel Operation of Power Converters in Multi-module BUS System," PESC '90, pp. 1105~1111.
7. John S. Glaser, "Output Plane Analysis of Load-Sharing in Multiple-Module Converter Systems," IEEE Trans. On P.E., Vol.9, No.1, Jan. 1997, pp. 43~50.
8. 정규범外, 위성 SAR 모듈화 설계 및 분석, 위탁 연구과제 제3차 년도 보고서, 2002.
9. 김희준, "스위치모드 파워 서플라이," 성안당, 1994, pp. 163~184.