

다목적 실용위성 전력조절기 모듈화 구현을 위한 새로운 전원단 설계 및 해석

(A new power-stage design and analysis to modularize
power regulator of the KOrea Multi-Purpose SATellite)

박 성 우*, 이재 승*, 이 종 인*, 윤 정 오**
(Sung-Woo Park, Jae-Seung Lee, Jong-In Lee, Jung-Oh Yun)

요 약 다목적 실용위성(KOMPSAT) 시리즈는 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)을 사용한다. 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.

핵심주제어 : 전력조절기, 병렬 모듈, 전류 불균형, 전류분배

Abstract KOMPSAT series use 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. This paper proposes a new power-stage circuit that can be available for modularization of the 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 proposed power-stages 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-stages.

Key Words : Power Regulator, Parallel Module, Current-unbalance, Current-sharing

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

* 한국항공우주연구원 위성전자그룹
** 경운대학교 정보통신공학과 조교수

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 전류 분배(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 조절형 버스 시스템(regulated bus system)과 비 조절형(unregulated) 버스 시스템으로 나눌 수 있으며, 전력조정기의 스위칭 듀티 값(duty-ratio) 생성, 제어방법에 따라 하드웨어 제어와 소프트웨어 제어방법으로 나눌 수 있다. 다목적 실용위성(KOMPSAT) 시리즈는 비 조절형 버스 시스템을 적용하고 있으며, 태양전지의 출력전력을 조절하기 위해 사용되는 전력조정기의 스위칭 듀티 값이 위성탑재 소프트웨어에 의해 제어되는 소프트웨어 제어방식을 사용한다. 하드웨어 제어방식을 적용하는 위성 시스템에서는 전력조정기의 모듈화 구현 시 발생하는 모듈간 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 마이크로 프로세서에서 직접 출력되기 때문에 각 모듈마다 듀티 값을 다르게 제어하는 것은 매우 어렵다. 본 논문에서는 다목적 실용위성 시리즈에서 사용되는 조절형 소프트웨어 제어 방식을 사용하는 위성의 전력제어기 모듈화를 위한 새로운 전원단 회로를 제안한다. 제안된 전원단은 원하는 출력부하 전력을 얻기 위해 단일 모듈의 병렬 연결만으로 각 모듈의 전류 분배가 적절히 이루어지는 특성을 갖는다. 본 논문의 2장에서는 소프트웨어 제어방식 비 조절형 버스 시스템의 특징과 병렬모듈 동작 시 전류 분배구현의 한계점과 해결 방법에 대해서 논하고, 3장에서는 제안된 전원단의 해석을 통해 모드별 동작 특성을 알아본다. 4장에서는 기존 전원단과 제안된 전원 회로를 적용한 전력조정기를 구성하여 각각의 전류 분배 특성을 비교, 검토함으로써 제안된 전력조정기의 모듈 간 전류 분배 특성을 검토한다.

2. 소프트웨어 제어방식 비 조절형 버스 시스템

다목적 실용위성 시리즈는 전력버스 방식으로 비 조절형 버스 방식을 사용하고 있으며 메인 버스는 배터리와 직접 연결되어있고, 전력조정기의 듀티 값은 전력계의 상태에 따라서 소프트웨어적으로 제어된다. 따라서 전력조정기는 출력 전압의 조정(regulation)보다는 적절한 부하전력을 얻기 위해서 필요한 듀티 값을 마이크로 프로세서에서 입력받는다. 그림 1은 소프트웨어 제어방식을 적용한 다목적 실용위성의 버스 시스템을 나타낸다[4].

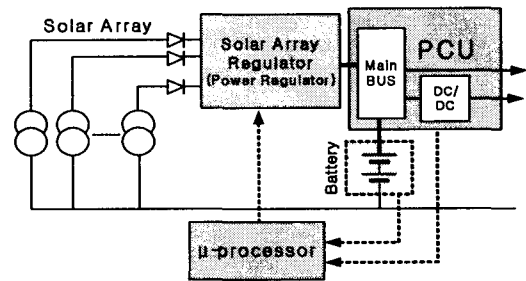


그림 1. 다목적 실용위성의 소프트웨어 제어방식 비 조절형 버스 시스템

Fig. 1. Software-controlled unregulated bus system of the KOMPSAT series

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 궤환 루프를 가지는 컨버터를 병렬 동작시키는 경우 각 모듈의 전압 궤환 이득을 다르게 하거나 별도의 전류 궤환 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 출력전압을 궤환하지 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 모듈간 전류불균형을 해소하는 방법은 적용하기 어렵다. 그림 1과 같이 소프트웨어적

으로 제어되는 듀티 값이 각 모듈에 동일하게 인가되는 시스템에서 병렬 모듈로의 확장성을 고려하여 단일 모듈을 설계할 경우, 외부 제어 회로의 추가 없이 단일모듈의 병렬 연결만으로 모듈간 전류분배를 구현할 수 있는 전원단을 사용하여 설계하여야 한다. 일반적으로 DCM (Discontinuous Conduction Mode)에서 동작하는 Buck, Boost, Buck/Boost 컨버터나 공진형 계열의 컨버터는 전원단의 동작특성상 병렬 모듈화를 구현할 경우, 단일 모듈이나 모듈간 추가 제어회로 없이 모듈간 전류 분배가 이루어지는 것으로 알려져 있다[2],[5]-[7]. 다목적 실용위성 시리즈는 그림 2와 같이 전력조절기의 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 재 설계가 요구된다.

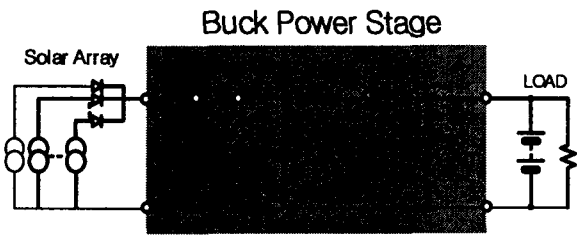


그림 2. 다목적 실용위성의 Solar Array Regulator 전원단 회로
Fig. 2. Power-stage of solar array regulator of the KOMPSAT series

본 논문에서 다목적 실용위성의 전력조절기 모듈화를 위해 제안된 전력조절기의 전원단은 Buck 컨버터에 공진 특성을 추가하여 CCM에서 동작하면서도 병렬 모듈 동작시 모듈간 전류 분배특성을 가진다. 다음장에서 전력조절기 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.

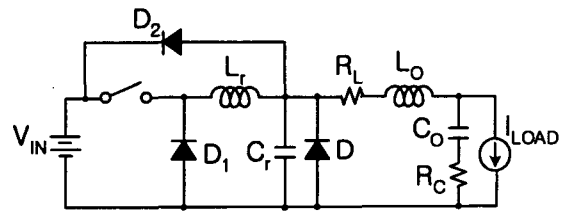


그림 3. 제안된 전원단 회로
Fig. 3. The proposed power-stage circuit

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. Z_r 는 L_r , C_r 의 특성 임피던스를 나타낸다[9].

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

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

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 짧

고, 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 모드로 나뉘 각 모드별 동작을 설명하였다. 그림 5에 각 모드별 동작 파형을 나타내었다.

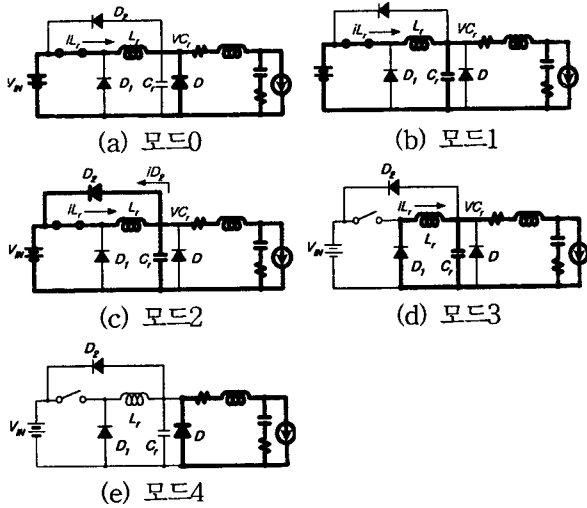


그림 4. 제안된 전원단의 모드별 동작
Fig. 4. Circuit operation at each mode of the proposed power-stage

3.1 동작 모드 0

다이오드 D가 도통된 상태에서 스위치를 온 시키면 그림 4(a)와 같은 회로가 구성되며 다이오드 D는 모드 0구간 동안 도통상태를 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)와 같이 선형적으로 감소한다. 모드 0구간에서는 다이오드 D가 도통상태이므로 커패시터 C_r 양단 전압은 0을 유지한다.

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

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

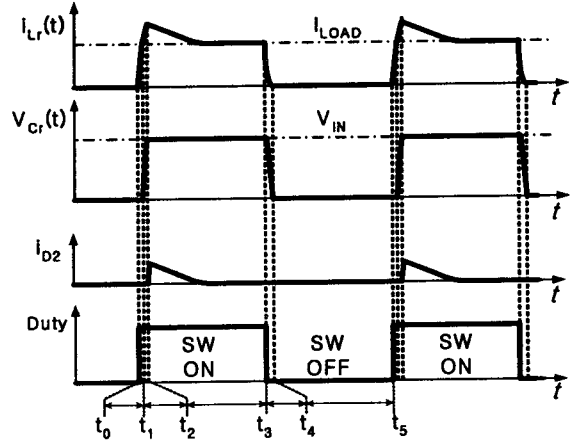


그림 5. 제안된 전원단의 모드별 동작 파형
Fig. 5. Operational waveform at each mode of the proposed power-stage

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

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

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

3.2 동작 모드 1

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 전

류와 커패시터에 걸리는 전압은 다음의 식(9), 식(10)과 같이 표현될 수 있다. I_{LOAD} , Z 와 w_r 는 각각 부하 전류, 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.

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

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

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 $i_{L_r}(t)$ 과 $V_{C_r}(t)$ 는 위의 식(9)과 식(10)으로 표시되지만 모드 1의 구간에서는 거의 선형적으로 증가한다.

3.3 동작 모드 2

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 입력으

로 케환된다. 모드 2구간동안 $V_{C_r}(t)$ 은 다이오드 D_2 로 인해 더 이상 증가하지 못하고 입력전압 V_{IN} 을 유지한다. 모드 2구간은 스위치가 오프되는 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

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

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

모드 3구간에서 C_r 양단 전압이 0이 되면 다이오드 D 가 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.

$$V_{C_r}(t = t_4) = V_{IN} - \left[\frac{I_{LOAD}}{C}\right] \times (t_4 - t_3) = 0 \quad (17)$$

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

3.5 동작 모드 4

모드 3에서 커패시터 C_r 의 양단전압 $V_{C_r}(t)$ 이 0이 되는 순간 다이오드 D 가 도통되어 그림 4(e)의 회로가 구성된다. 모드 4에서 출력 필터전류 $i_L(t)$ 은 다이오드 D 를 통해서 흐르므로 커패시터 C_r 에는 영전압이 유지되고 스위치 양단에는 입력전압 V_{IN} 이 걸리게 된다. 모드 4구간의 지속시간은 C_r 양단 전압이 0이 된 후 다시 스위치가 턴온되기까지 걸리는 시간이며, 스

위치 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 모의 실험 결과를 나타낸다. 각각의 파형은 공진 인덕터 전류(i_L), 공진 커패시터 양단전압(V_C), 보조 다이오드 전류(i_{D_2}) 및 PWM 제어신호를 나타낸다. 시뮬레이션 조건은 표1과 같다.

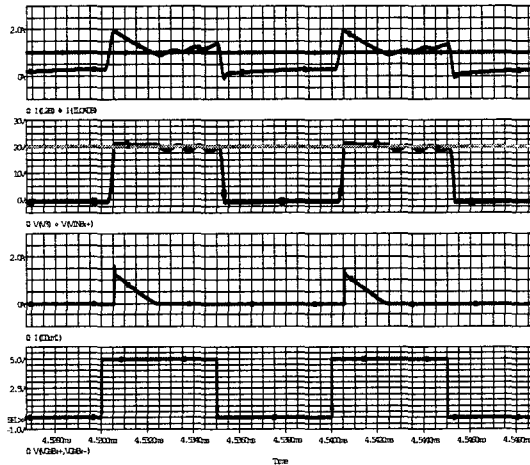


그림 6. 제안된 전원단 모드별 동작 파형
Fig. 6. Operational waveform at each mode of the proposed power-stage

표 1 제안된 전원단 모의 실험 조건
Table 1 Simulation environments of the proposed power-stage

Items	Simulation 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. 제안한 전원단을 적용한 전력조정기의 모듈화

기존의 전원단은 단일모듈의 단순한 병렬 연결만으로 병렬모듈을 구현할 수 없다. 이와 같은 단점을 해결하기 위해 본 논문에서는 단일모듈의 병렬 연결만으로 모듈간 전류분배가 가능한 단일 모듈을 제안하고 제안된 전원단에 대한 해석을 3장에서 수행하였다. 4장에서는 3장의 해석과 모의 실험결과를 바탕으로 제안한 전원단으로 병렬모듈 컨버터를 구성하고 기존 전원단을 적용한 병렬모듈 컨버터와 모듈간 전류 분배 특성을 검토함으로써 제안한 전원단의 우수한 모듈간 전류분배 특성을 검증한다.

4.1 기존 전원단을 적용한 병렬모듈 컨버터

그림 7은 기존 전원단을 적용한 병렬모듈 컨버터 회로를 나타낸다. 각 모듈은 동일한 입력과 부하를 사용하며, 마이크로 프로세서에서 동일한 듀티 값을 입력받는다. 하지만 각 모듈이 마이크로 프로세서에서 입력받는 듀티 값은 동일하더라도 각 모듈의 스위치($S/W1$, $S/W2$)를 구동하는 각각 다른 스위칭 구동 IC로 입력되므로, 실제 $S/W1$ 과 $S/W2$ 가 입력받는 듀티 값에는 스위칭 구동 IC의 특성 편차에 의해서 차이가 발생할 수 있다. 이와 같은 각 모듈의 S/W 가 입력받는 듀티 값의 차이, R_L 과 같은 회로의 기생성분, $R_{DS(ON)}$ 과 같은 소자의 특성차이 등에 의해서 그림 8과 같은 모듈간 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.

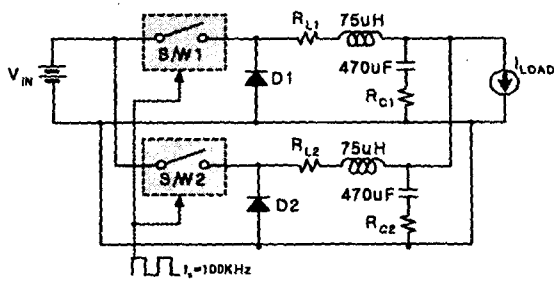


그림 7. 기존 전원단을 적용한 병렬 모듈 컨버터
Fig. 7. Parallel-module converter using conventional power-stage

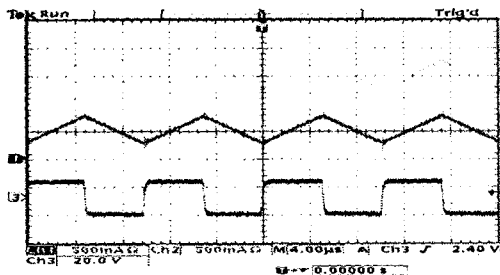


그림 8. 기존 전원단 병렬모듈의 모듈별 부하전류
Fig. 8. Load current at each module of the conventional power-stage

4.2 제안한 전원단을 적용한 병렬모듈 컨버터

그림 9는 제안한 전원단을 적용한 병렬모듈 컨버터 회로도를 나타낸다. 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 모듈간 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 모듈간 전류 불균형량은 감소하지만, 입력으로 제한되는 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 가

장 바람직하다.

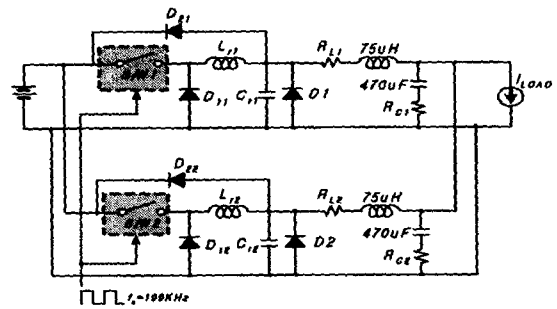


그림 9. 제안한 전원단을 적용한 병렬 모듈 컨버터
Fig. 9. Parallel-module converter using proposed power-stage

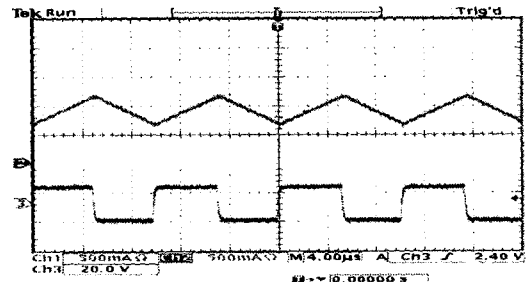


그림 10. 제안한 전원단 병렬모듈의 모듈별 부하전류
Fig. 10. Load current at each module of the proposed power-stage

5. 결론

본 논문에서는 소프트웨어 제어방식을 사용하는 비조절형 버스 시스템의 전력조절기 모듈화 구현에 적합한 새로운 컨버터 전원단을 제안하였다. 제안한 전원단 회로의 모드별 동작 특성을 해석하였으며, 기존의 KOMPSAT 시리즈에 사용된 전원단과 제안한 원단을 이용한 병렬모듈 컨버터를 각각 구성하여 모듈간 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 병렬모듈간 전류분배방법과는 달리 외부 추가회로 없이 단일 모듈의 병렬연결만으로

모듈간 뛰어난 전류분배 특성을 얻을 수 있을 뿐만 아니라 기존의 KOMPSAT 시리즈에 사용된 전원단의 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 병렬 연결만으로 원하는 출력 전력용량을 가지며 모듈간 전류분배 특성이 우수한 컨버터를 쉽게 구현할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Shiguo Luo, Zhihong Ye, Ray-Lee Lin and CLee, "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-HWu, T.Kohama, Y.Kordra, "Load -Current sharing for parallel operation of dc-dc converters," in Power Electronics Specialists Conference (PESC) 1993, pp.101~107.
- [4] 박성우, KARI-SED-TM_2002_010, "Unregulated Bus 방식을 사용하는 위성의 SAR 모듈 설계 및 분석," 2002.
- [5] J. 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] 정규범외, 위성 SAR 모듈화 설계 및 분석, 위탁 연구과제 제3차 년도 보고서, 2002.
- [9] 김희준, "스위치모드 파워 서플라이," 성안당, 1994, pp. 163~184.



박 성 우 (Sung-Woo Park)
1999년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
1999년 2월 ~2002년 5월 LG전자 DAV 설계실 주임연구원
2002년6월~현재 한국항공 우주연구원

관심분야 : SMPS 모델링, 해석 및 위성전력계 해석 등



이 재 승 (Jae-Seung Lee)
1999년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사)
2001년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
2000년12월~현재 한국항공 우주연구원

관심분야 : 위성 탑재 소프트웨어, 영상 신호처리 등



이 종 인 (Jong-In Lee)
1985년 2월 한국과학기술원 대학원 전산학과 졸업(공학석사)
1985년 2월~ 1990년 삼성전자 정보통신연구소
1994년~현재 한국항공우주연구원 책임연구원

관심분야 : 위성 탑재 소프트웨어, embedded RTS 등



윤 정 오 (Jung-Oh Yun)
1991년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
1998년 8월 경북대학교 대학원 전자공학과 박사수료
1997년 3월 ~ 현재 경운대학교 정보통신공학과 조교수

관심분야 : 영상처리, 영상압축, 정보보호 등