

컨버터 병렬운전을 위한 디지털 부하분담 기법

유광민¹, 김원용¹, 박승희², 이동후³, 김윤성³, 정유석⁴, 이준영[†]

Digital Load Sharing Method for Converter parallel Operation

Kwang-Min Yoo¹, Won-Yong Kim¹, Seung-Hee Park², Dong-Hoo Lee³, Yun-Sung Kim³,
Yu-Seok Jeong⁴, and Jun-Young Lee[†]

Abstract - This paper presents CAN-based parallel-operation and load-sharing techniques for the communication server power supply. With the load information obtained through CAN communication, each modules performs its current control independently and the power unbalance caused by impedance differences of converter modules can be reduced. In conventional method, slave modules are controlled by master module. On the other hand, the proposed load share algorithm uses the Multi-Master method. Therefore, accurate load sharing can be accomplished by the reference structure of each module's average current. Each converter has two stages and it is separated into PFC, which is responsible for harmonic regulation, and LLC resonant converter, which controls output voltage. To verified the performance of the proposed method, two 2KW prototypes has been implemented and experimented.

Keywords : Load share, Parallel operation, LLC, bridgeless PFC, Server power

1. 서 론

최근 통신용 전원 장치에서 디지털제어에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 디지털 제어의 장점은 제어회로를 간단하게 구성 할 수 있으며, 환경, 입력, 부하조건의 변동에 따라 신속한 제어가 가능하다. 또한 제어회로를 프로그램으로 구현함으로써 회로설계의 주요 핵심부분에 대한 보안 설계가 가능하다. 그리고 회로의 주요부분에 대한 실시간 모니터링(Monitoring)이 가능하며, 회로의 동작 중에 발생될 수 있는 오동작에 대한 대응 운전이 가능하다. 이에 마이크로 컨트롤러 또는 DSP(Digital Signal Processor)를 사용하여 디지털 제어로 구현할 경우 전원 장치의 경우 빠른 제어 응답특성을 만족하게 된다. 그리고 최근 전원장치의 대응량화가

요구되면서 하나의 전원에서 모든 전력을 부담하는 것보다 여러 대의 전원을 병렬 운전하여 신뢰성을 높이고 용량을 증대시키는 방안이 연구되고 있다. 특히 통신서버용 전원에서는 서버 안정성을 위해서 컨버터의 병렬 운전은 필수적인 요소로 자리를 잡고 있는 실정이다. 하지만 실질적으로 시스템을 구성하는 소자들이 특성이 이상적이지 않으며 또한 각 모듈의 임피던스가 상이하기 때문에 순환전류가 발생하여 병렬 시스템 상호간 심각한 불 평형 전류가 흐르게 되어 단일 모듈의 고장 원인이 된다. 따라서 이를 개선하기 위한 부하분담 알고리즘이 필요하게 된다.^{[1][2][3][4]} 또한 여러 대의 컨버터 병렬 운전 중 고장 모듈이 발생하였을 경우 신속히 고장모듈을 차단하고 예비 모듈의 투입과 동시에 다른 모듈들이 안정적으로 부하분담을 수행하여야 한다.

부하분담에 사용된 통신 환경은 CAN(Controller Area Network)을 사용하였다. CAN은 차동 신호 방식을 사용해 전기적인 노이즈에 매우 강하고, 하드웨어적인 오류 검출 및 처리 기능이 있기 때문에 높은 신뢰성을 가지고 있다. 또한 멀티 마스터 구조를 가져 CAN BUS에 연결된 다수의 장치들 간에 통신이 가능하다. 병렬 연결된 전원장치의 부하분담에 사용된 토폴로지는 평균전류방식을 채택하였으며 각 전원장치의 전류차를 CAN으로 정보를 취득하고 이때 평균전류 레퍼런스를 생성한다.

Paper number : TKPE-2012-17-2-9

ISSN : 1229-2214

[†] Corresponding Author : pdpljy@mju.ac.kr, Department of Electrical Engineering, Myongji University

Tel : +82-31-330-6357 Fax : +82-31-321-0271

¹ Dept. of Electrical Engineering, Myongji University

² Dept. of Electrical Engineering, Myongji University

³ Dongah elecomm Corporation

⁴ Dept. of Electrical Engineering, Myongji University

Manuscript received Sep. 19, 2011; accepted Jan. 5, 2012

— 본 논문은 2011년 전력전자학술대회 우수추진논문임

그리고 평균전류 레퍼런스와 각 전원장치의 전류 값과 비교하여 전류 불균형을 조율한다.

통신서버용 전원장치의 안정성 확보를 위해 추가적인 보호 알고리즘 또한 추가하였다. 각 전원장치에서 부하의 정격에 대해서 여유를 갖게 하는 디레이팅 모드, 그리고 출력단의 단락 시 모듈의 보호를 위해 사고(fault)가 해제 될 때까지 short hiccup-mode를 추가하여 Auto-restarting를 구현하였다. 병렬운전중 이 두 가지의 보호회로 적용 시 빠른 응답특성이 없게 되면 정확한 부하 분담이 이루어지지 않게 된다. 제안된 제어 알고리즘의 의한 타당성을 검증하기 위해서 실제 2KW급 전원장치 2대를 제작하여 병렬운전 시 정상상태 및 과도상태에서 정확한 부하분담 알고리즘이 이루어지는 것을 실험 및 검증하였다.

2. 제안된 디지털 부하분담 알고리즘

본 논문의 검증을 위해 제안된 컨버터는 2단구성을 가지며 1단은 PFC 브리지리스 컨버터 이며, 2단은 주파수 가변형 LLC 공진형 컨버터이다. PFC 출력전압은 390V~410V이며 출력전압은 -43V ~ -58V로 넓은 출력 범위를 갖는 컨버터이다. LLC 방식이 효율향상에 유리하지만 가변전압 범위가 좁아 별도의 회로들이 고안되어야 한다. LLC 컨버터를 디지털로 제어하고 중간부하 이하에서의 효율을 극대화하기 위해서는 부하에 따른 스위칭 주파수의 변위를 작게 설계하여야 한다. 그림 1은 LLC AC모델링을 나타낸다. 모델링으로부터 구하여진 식 (1),(2)식으로부터 DC성분으로 치환하면 입, 출력 이득인 G_{DC} 얻을 수 있다. 부하에 따른 LLC 컨버터의 공진주파수 범위는 변압기의 자화 인덕턴스 L_M 과 누설 인덕턴스 L_R 의 비인 K값과 부하와 공진회로의 임피던스 비와 관계있는 Q(Quality factor)에 의해 좌우된다. n 은 트랜스포머의 턴비, R_{ac} 는 부하저항의 ac모델, R_o 는 부하저항, F_R 은 LLC 공진형 컨버터의 공진주파수이다. 하드웨어의 시정수인 n , F_R , L_M , R_o , L_R 의 시정수 값은 전원장치 제작시 초기설정 고유의 값으로 정해지며 계인을 조정하기 위한 변수는 스위칭 주파수(F_s)이다. 따라서 원하는 출력전압을 제어하기 위해서는 LLC 공진형 컨버터의 스위칭주파수를 가변시켜야 한다. 변환된 DC성분의 LLC 공진형 컨버터의 입, 출력 관계식은 식 (3), (4), (5)에 나타내었다.

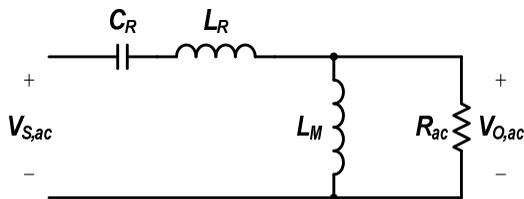
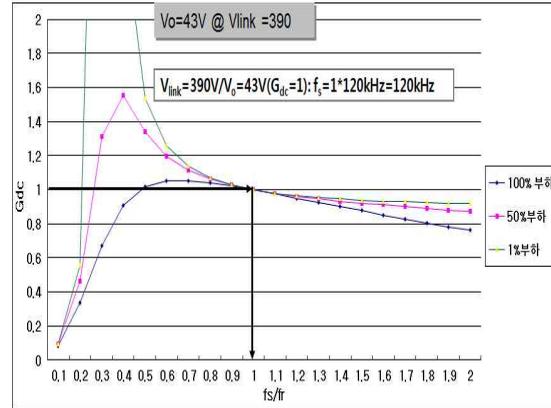
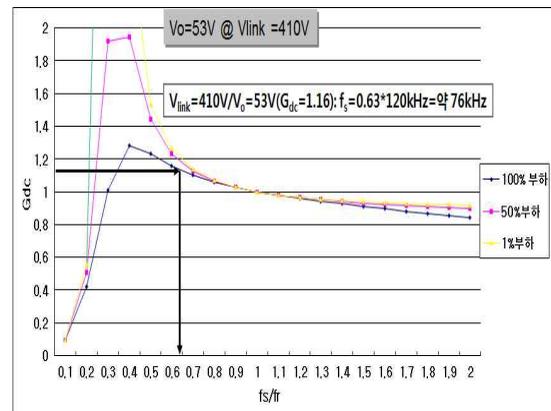


Fig. 1 LLC AC modeling



(a) Gain of LLC converter ($V_o=43V @ V_{link}=390V$)



(b) Gain of LLC converter ($V_o=53V @ V_{link}=410V$)

Fig. 2 Input/output characteristics of LLC converter

$$G_{ac} = \frac{V_{O,ac}}{V_{S,ac}} = \frac{R_{ac} \parallel j2\pi F_s L_M}{j2\pi F_s L_R + \frac{1}{j2\pi F_s C_R} + R_{ac} \parallel j2\pi F_s L_M} \quad (1)$$

$$V_{S,ac} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_s, \quad R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o, \quad V_{O,ac} = \frac{\sqrt{2}n}{\pi} V_o \quad (2)$$

$$G_{DC} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{2n \sqrt{\left\{1 + \frac{1}{K} \left[1 - \left(\frac{F_R}{F_s}\right)^2\right]\right\}^2 + \left\{\left(\frac{F_s}{F_R} - \frac{F_R}{F_s}\right) Q\right\}^2}} \quad (3)$$

$$F_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_R C_R}} \quad (4)$$

$$Q = \frac{1}{R_{ac}} \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}, \quad K = \frac{L_M}{L_R} \quad (5)$$

그림 2는 LLC 공진형 컨버터의 입출력 특성을 나타낸 그림이다. 일반적으로 Q가 작을수록 기울기가 상승

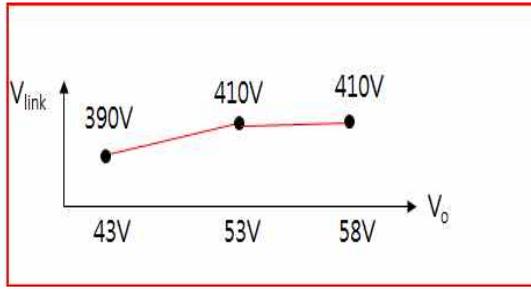


Fig. 3 The relationship between Vo and Vlink

하는 형태를 갖고 있으며 Region2영역을 사용하므로 스위칭주파수 변동에 따른 입, 출력 기울기를 가지고 있다. 부하변동에 따라 게인이 변동하므로 풀부하(Full Load)시의 게인을 맞추기 위해 스위칭 주파수가 약간씩 커짐을 알 수 있다. 또한 부하에 따라 주파수의 변위가 거의 없어 디지털 제어기의 설계가 용이하게 된다. 하지만 LLC 공진형 컨버터의 특성상 출력전압 가변범위가 매우 작아서 주파수 가변으로만 출력전압을 조정하기 어렵다. 또한 효율을 저감 시키는 원인이 된다. 따라서 LLC 공진형 컨버터의 출력전압(V_o)을 가변시키기 위해 입력전압인 PFC 링크전압(V_{link})을 가변시키는 방법을 도입하였다. 그림 2(a)는 출력 전압 43V, PFC 링크전압 390V일 때의 특성 그래프이며 그림 2(b)는 출력전압 53V, PFC 링크전압 410V일 때의 특성 그래프이다.

링크전압과 출력전압의 관계는 그림 3에 나타내었다. 출력전압이 53V까지는 PFC 링크전압과 일정한 기울기를 가지고 상승하지만 출력전압 53V이상일 경우에는 링크전압을 410V로 제한을 하였다. PFC컨버터와 LLC 공진형 컨버터사이의 통신은 SPI(Serial Peripheral Interface) 통신을 채택하였으며 이때 LLC 단에서 전체적인 PFC 단에 지령을 주어 출력전압에 따른 링크전압을 제어하게 된다.

여러 대의 전원장치를 병렬운전 하기 위해서 제작된 LLC 공진형 컨버터들은 각 소자의 오차가 있어 동등하게 부하분담을 못하는 경우가 발생한다. 특히 LLC 공진 탱크의 시정수 오차는 LLC 공진형 컨버터의 동작에 큰 영향을 주게 된다. 이를 해결하기 위해서는 각각의 전원장치의 독립적인 제어가 필요하게 되며 정확한 부하분담을 수행하기 위해서는 각 전원장치의 스위칭 주파수를 변화시켜 게인을 조정하여야 한다.

그림 4는 CAN을 이용한 평균전류 방식을 간단히 나타낸 전체 시스템의 블록다이어그램으로서 N개의 전원장치의 병렬연결로 구성되어 있다. 각 전원장치는 독립적인 제어기를 포함하고 있으며 출력전류 정보는 CAN BUS를 통하여 실시간 모니터링을 하고 있다. 통신용 서버 전원에 CAN을 사용한 이유는 최대 전송량이 64bit 이기 때문에 매우 높은 분해능을 가지며 전원 장치 간 여러 개의 기타 정보들을 한 번에 송, 수신이 가능하기

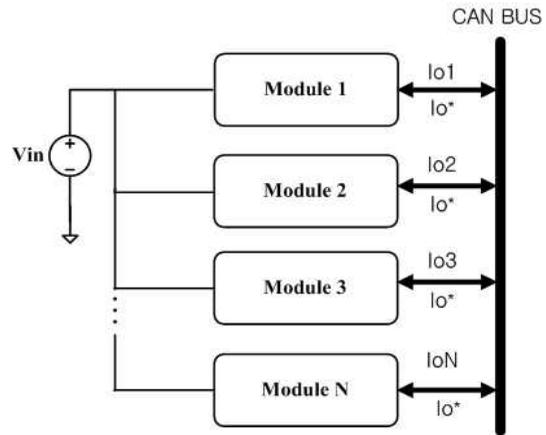


Fig. 4 Average current Method using CAN

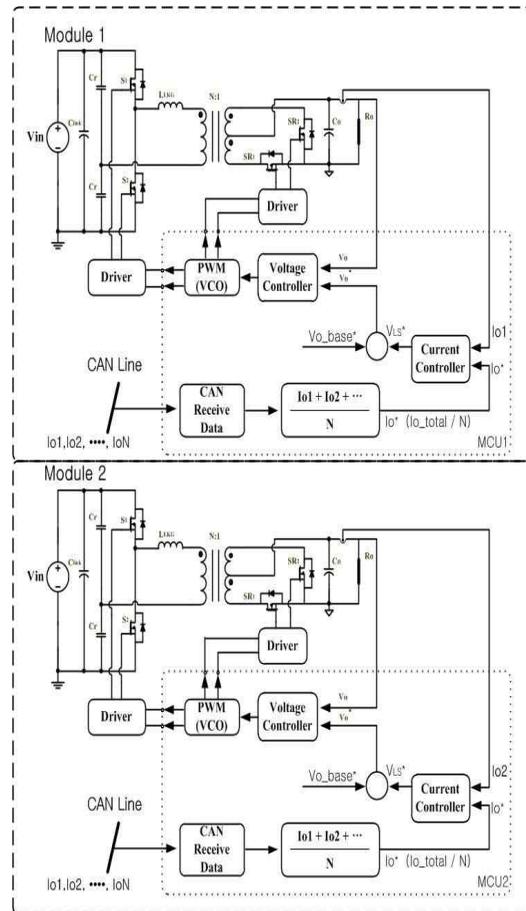


Fig. 5 Digital load sharing control of Converter

때문이다. 그리고 부하분담 도중 통신 시 발생할 수 있는 노이즈에 의한 오동작에 강한 장점이 있다.

$$V_o^* = V_{o_base}^* \pm V_{LS}^* \tag{6}$$

제안된 컨버터의 제어기 블록도는 그림 5와 같고 제안하는 방식에서 병렬 연결된 전원장치는 각각의 독립

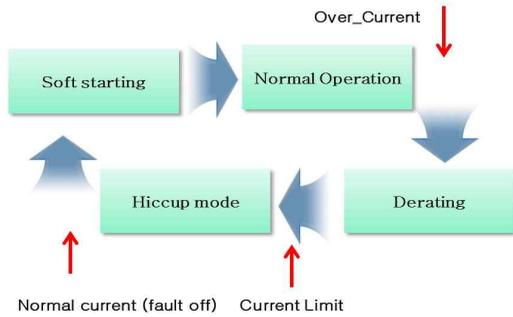


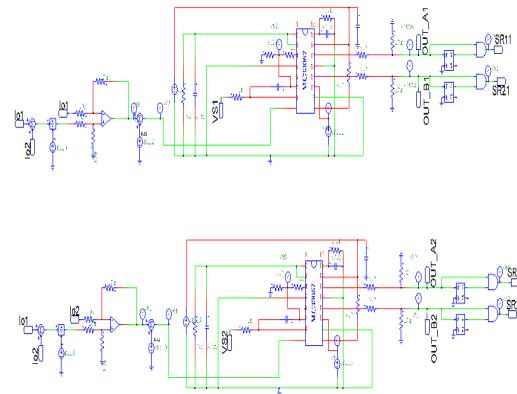
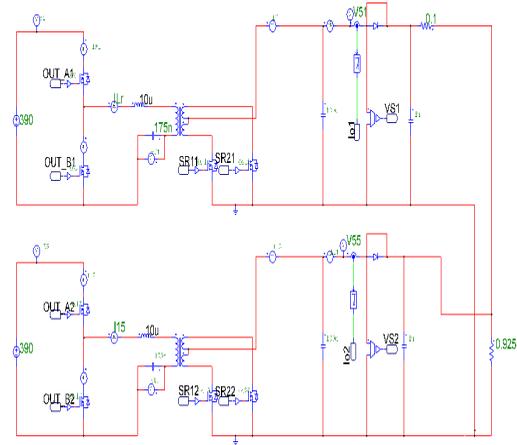
Fig. 6 LLC converter operation sequence

적인 제어를 하여 마스터 역할을 수행한다. 각각의 전원 장치는 부하분담시 식(6)과 같이 출력전류의 평균값을 레퍼런스로 하는 V_{LS}^* 전압에 의해 각 전원장치의 출력전압 레퍼런스를 조정하여 부하 분담을 수행하게 된다. V_o^* 는 최종 출력 기준전압이며 $V_{o_base}^*$ 는 제어출력 지령전압, 그리고 V_{LS}^* 은 부하분담용 보상가변전압이다. 여기서 V_{LS}^* 전압은 일정 범위의 전압 가변 폭을 정하여야 하는데 가변 폭은 $\pm 3V$ 로 제한하였다.

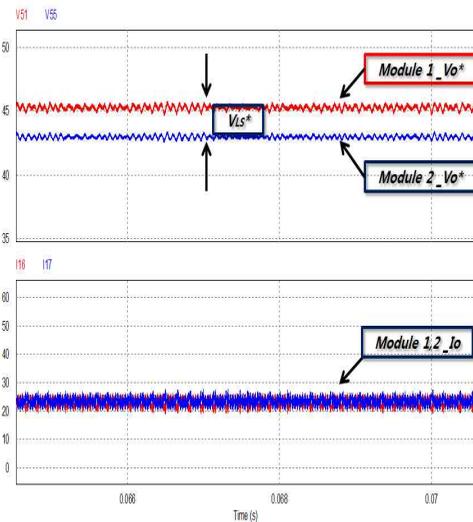
기존의 마스터(master), 슬레이브(Slave)방식은 마스터의 고장시 전체 시스템이 정지되는 큰 문제를 야기시킬 수 있어 부가적인 알고리즘이 필요하였다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 본 논문에서 제안된 부하분담 알고리즘은 CAN통신을 이용하여 병렬운전시 연결된 모듈의 수와 연결된 모듈의 전류값을 실시간으로 모니터링하여 이때 각 모듈의 전류의 합을 모듈의 수 만큼 나누어 평균전류 레퍼런스(I_o^*)를 갖는 구조로 정확한 부하 분담을 수행한다. 모듈의 독립운전시 평균전류 레퍼런스는 각 모듈의 실제전류로 실질적으로 정전압 제어만 수행 하게 되며 N개의 모듈이 연결되어도 각 모듈의 평균전류 레퍼런스로 인하여 각각의 모듈에서 부담해야 하는 실제전류는 평균전류 레퍼런스를 따르게 된다. 또한 컨버터의 보호장치로 병렬운전중 한 모듈의 이상 동작으로 그 모듈에 할당된 전류를 다른 모듈에서 감당하게 되는데 이때 다른 모듈들은 정격보다 큰 전류를 부담하게 될 지도 모른다. 정격보다 많은 전류를 흘리기 위해서 각 모듈은 일정 전압까지 낮추어 디레이팅 모드로 동작하게 하고 한계전압까지 낮아지게 되면 저전압 프로텍션으로 각 모듈은 Hiccup mode로 진입하여 사고(fault)가 해제 될 때 까지 동작을 하게 된다. 또한 출력단이 단락되었을 때 단락 해제 시까지 Hiccup mode를 반복하게 되어 각 모듈의 안정성과 전체 시스템의 신뢰성을 높였다. 그림 6은 이상동작 시 LLC 공진형 컨버터의 동작시퀀스를 나타낸 그림이다.

3. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 컨버터 2대의 병렬운전을 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용하여 모의실험을 실시하



(a) Circuit diagram for simulation



(b) Simulation result of converter parallel operation

Fig. 7 Simulation of Converter parallel operation

였다. 전원장치의 입력전압 및 출력전압은 서로 병렬형태로 연결이 되어있어 항상 일정하게 유지된다. 병렬운전시 부하분담을 수행하기 위해서는 각각의 전원장치의 V_o^* 를 조절을 하여야 하는데 그림 7의 시뮬레이션 결과에서 보듯이 모듈 1의 V_o^* 가 모듈 2의 V_o^* 에 비해 V_{LS}^* 만큼 차이가 나는 것을 확인 할 수 있다. 이는 식

Table 2 Key devices of LLC Resonant Converter

Parameters	Value[Unit]
1 st FET	FQA47N60
2 nd FET	IRFP4568*2ea
fs(switching frequency)	50~300[KHz]
Main transformer	EER4548(18:4[turn])
Aux Inductor	PQ2625(24[turn])
Resonant Inductor	PQ2625(7[turn])

Table 3 parameter of AC-DC Converter

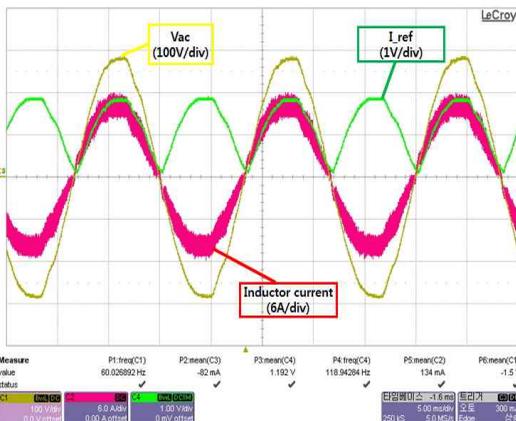
2KW AC-DC Converter	
Input Voltage	90~265Vac
Vlink	390~410V
Output Voltage	-43 ~ -58V
Output Current	37.7A~46.5A
PFCswitching frequency	60KHz(Fixed frequency)
LLC switching frequency	50KHz~300KHz
LLC resonant frequency	110KHz
MCU	TMS320F28035
Communication Protocol	CAN 2.0B

4. 실험 결과 및 고찰

앞에서 구성한 내용을 바탕으로 2KW급 AC-DC 컨버터를 제작하였고 제작된 회로를 통한 실험을 하였다. 표 1은 LLC 공진형 컨버터에 사용된 자기소자들에 대한 파라미터 및 LLC 공진형 컨버터에 사용된 주요소자를 정리한 표이다. 실제 실험에 사용된 AC-DC컨버터의 사항은 표 2와 같다.

그림 8은 제안된 회로를 DSP제어를 통해 실제 구성하여 실험한 파형이다. 그림 8(a)는 PFC단의 AC입력전압, 인덕터 전류, 그리고 평균전류 제어 모드를 위한 I_{ref}파형이며 그림 8(b)는 링크전압, 출력전압, 공진전류 그리고 LLC 스위치 양단전압을 보여준다. 이때 링크전압은 390V이며 출력전압은 -43V이다. 효율은 최대효율 94.5%이며 최대역률은 99%이상이다.

SPI통신을 이용하여 출력전압 가변에 따른 링크전압의 가변을 테스트한 파형은 그림 9이며 안정적으로 가변되는 것을 확인 할 수 있다.



(a) Waveform of Bridgeless PFC converter

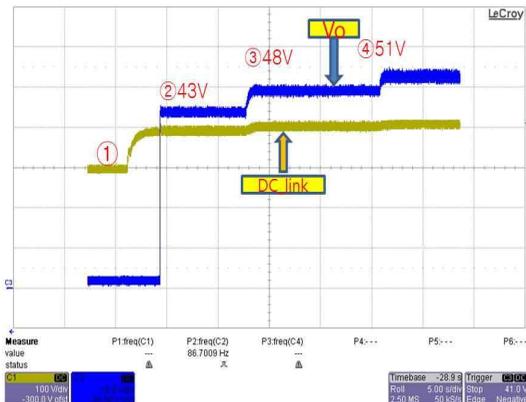
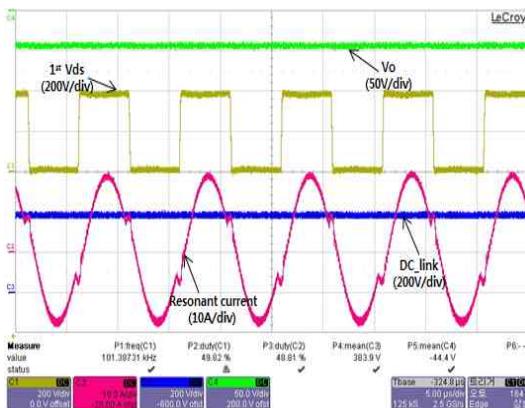


Fig. 9 Waveform of SPI



(b) Waveform of LLC resonant converter

Fig. 8 Waveform of each part

(6)에서 병렬운전시 평균전류 부하분담을 수행하기 위한 부하분담용 보상가변전압인 V_{LS}^* 를 조정함으로써 부하분담 조정이 가능한 것을 확인 하였다.

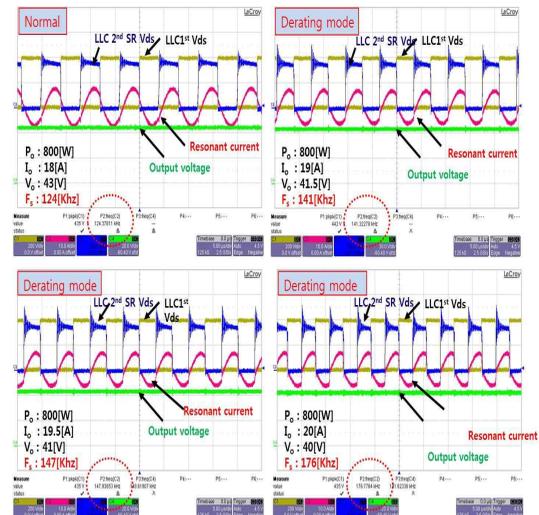


Fig. 10 Waveform of derating mode

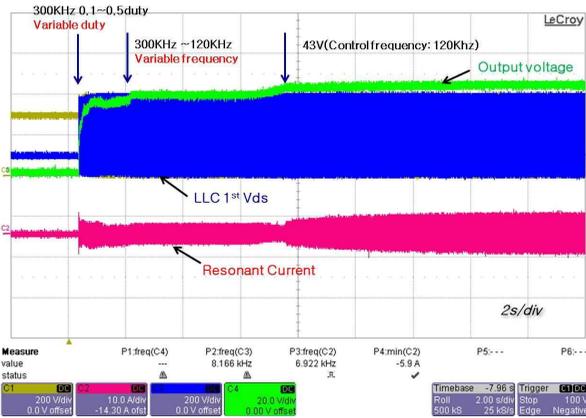
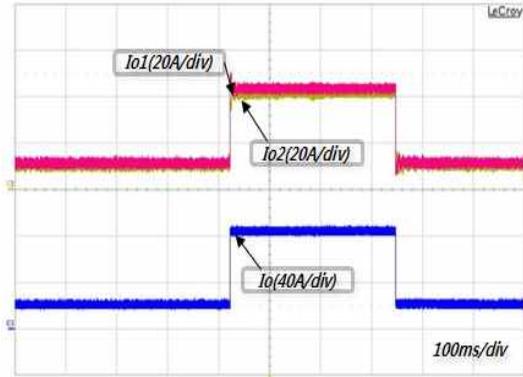


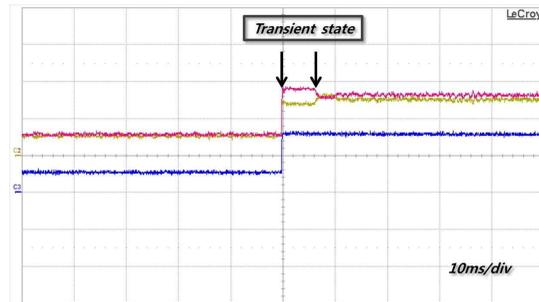
Fig. 11 Waveform of soft-starting

그림 10은 디레이팅 모드 진입 시 각부 파형이며 부하가 증가할수록 출력전압이 낮아지며 이때 스위칭 주파수가 상승하는 파형을 보여준다. 디레이팅 모드로 진입하기 위해서는 일정부하 이상에서 정 출력을 유지하기 위해 출력전압을 낮추는 과정이 필요한데 테스트 조건은 출력전류 21A, 출력은 800W로 제한하였다. 초기 조건은 출력전압 -43V이며 부하가 증가하여 800W까지 도달하게 되면 출력전압을 낮추게 된다. 이때 출력전압을 낮추기 위해 LLC 공진형 컨버터의 스위칭 주파수가 상승하게 된다. 출력전압 제한 조건은 -38V이하, 출력전류 21A이상면 제어가 중지 되어 모든 스위치가 꺼지며 다시 Auto-restart기능으로 소프트 스타트로 기동한다. 다시 과부하가 걸렸을 경우 다시 보호기능(Protection)이 발동하여 재 기동을 하는데 이러한 Hiccup과정을 반복하게 된다. 소프트 스타트는 병렬운전 시 꼭 필요한 기능 중에 하나이다. 기동 중에 큰 돌입전류가 발생하면 알고리즘 상으로 다시 과부하로 인식하여 모듈 전체가 정상동작을 할 수 없게 되기 때문이다. 소프트 스타트 관련 파형은 그림 11에 나타내었다. 기동 주파수는 300KHz이며 0.5 Duty까지 서서히 올리면서 기동시킨 후 300KHz에서 제어주파수까지 낮춰 출력전압을 제어하는 구조이다.

다음으로 여러 가지 보호 기능들은 추가한 후 병렬운전 시 제안된 부하 분담 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해서 제작된 전원장치 두 대를 이용하여 실험을 진행하였다. 테스트 조건은 링크전압 390V, 출력전압 -43V로 적용하였다. CAN통신 프로토콜은 CAN 2.0B를 사용하였다. USB 통신을 위한 에뮬레이터는 NI(National Instrument)사의 USB-8473을 사용하였으며 에뮬레이터의 최대 속도는 1Mbps이고 스탠다드 ID(standard ID)방식을 채용하였다. 통신서버용 전원은 약 수십 개 내외의 CAN통신을 수행하기 때문에 스탠다드 ID방식으로도 통신이 충분하다고 여겨진다. CAN 최대 속도를 고려한 통신 주기는 110us내외이지만 TMS320F28035의 연산속도 및 제어구문을 고려하여 CAN 통신 속도는 5ms로



(a) Dynamic load change (20A → 80A → 20A)



(b) Transient state during Dynamic load change

Fig. 12 Experimental waveform of Load Sharing

Table 3 Steady-State Load Sharing Current

Io1[A]	11.17	20.92	31.61	39.85
Io2[A]	10.64	21.45	31.19	40.32
Io/2 [A]	10.905	21.185	31.415	40.085
ΔIo	0.53	0.53	0.42	0.47

설정하였다. 이는 추후 고성능 제어를 채용할 경우 CAN 제어기 연산 속도를 더욱 빠르게 할 수 있다. 그림 12(a)에서 각 전원장치의 부하전류는 각각 10A로 부하분담을 수행하다가 부하를 80A로 변경하였을 때 각 전원장치의 부하분담 전류는 각각40A로 정확한 부하분담을 수행하는 것을 확인 할 수 있다. 그림 12(b)는 부하 급변 시 과도상태를 나타낸 파형이며 부하 급변 시 (Dynamic Load Change) 두 모듈은 빠른 속응성을 가지며 10ms정도의 과도상태가 발생한 후 정확한 평균전류의 값을 추종하는 것을 확인할 수 있다.

두 모듈에서 부하 변동 시 각 전원장치에서 감당하는 전류를 표 3에 나타내었다. 10A단위로 측정하였으며 정상상태 시 두 모듈의 차이는 약 5%정도로 안정적인 부하분담을 수행하는 것을 확인 할 수 있다. 그림 13은 병렬 운전 시 제안한 컨버터의 신뢰성과 안정도를 확인하기 위하여 검토한 전체 시퀀스 파형이다. 실험 조건은 전체출력 1.6KW로 제한하였으며 디레이팅 진입조건은 1200W로 제한하였다.

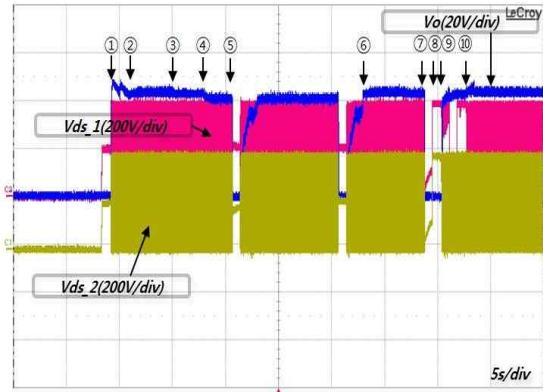


Fig. 13 Sequence waveform of parallel operation

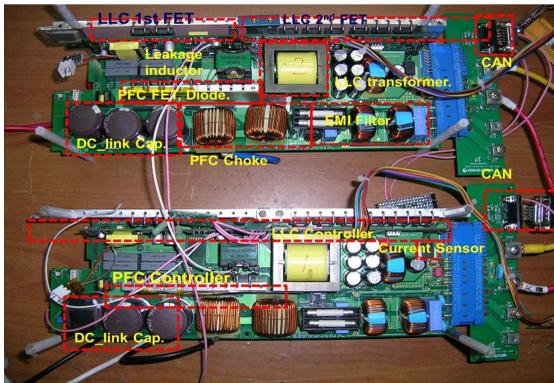


Fig. 14 Implemented hardware of proposed converter

- ① 무부하 기동
- ② 부하 400W
- ③ 부하 1200W(Derating 진입: 출력전압 감소)
- ④ 부하 1600W(Derating mode :출력전압 -38V)
- ⑤ Derating Hiccup-mode
- ⑥ Derating mode 해제(부하 400W)
- ⑦ 출력단 단락
- ⑧ Short Hiccup-mode 동작
- ⑨ 출력단 단락 해제(1번 모듈 정상 동작)
- ⑩ 2번 모듈 정상동작, 병렬운전 시작

그림 14는 본 논문에서 제안한 컨버터를 제작한 사진이다. 실제 통신서버용 전원으로 설계되어 양산용 사이즈에 맞게 설계되었다. 현재 핫 스왑(Hot- swap), 모듈 추가 등, 마지막 안정도 테스트 중이며 병렬운전부하분담 시 과도상태에 대한 응답속도 향상을 위하여 제어기의 최적의 게인(gain)조정과 최적의 CAN통신 속도를 실험 진행할 예정이다.

5. 결 론

본 논문에서는 통신서버용 2KW급 AC-DC컨버터를 제작하여 디지털 병렬운전을 실험 진행하였고 CAN 통

신을 적용한 멀티 마스터 구조로 평균전류 부하분담 알고리즘을 제안하였다. 부가적으로 모듈의 사고, 이상동작 발생 시 전원장치의 보호를 위해서 보호알고리즘을 적용하였으며 보다 안정적으로 동작할 수 있는 고성능 통신서버용 전원장치로서의 타당성을 검증하였다.

이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 20110027700)

참 고 문 헌

- [1] Seong-Mi Park, Chun-Sung Kim, Sang-Hyeok Lee, Sang-Hun Lee, Sung-Jun Park, and Bae-Ho Lee, "Load-Sharing Algorithm using Digital Parallel Communication", *The Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 16, No. 1, pp. 50-57, 2011. 2.
- [2] Y. Panov, J. Rajagopalan, and F. C. Lee, "Analysis and Design of N Parallel DC-DC Converters with Master-Slave Current-Sharing Control", *APEC '97*, pp. 436, 1997.
- [3] Perreault D. J. Sato, K. Kassakian, J. G., "Switching-ripple-based current sharing for paralleled power converters", *Power Conversion Conference -Nagaoka 1997*, pp. 473-478, 1997.
- [4] Hong-Ju Ju, Sang-Hyuk Lee, Seung-Ryong Kim, Kang-Soon Ahn, Sung-Jun Park, "A Novel Parallel Communication Algorithm and Load Sharing Electronic Load", *Power Electronics Annual Conference*, pp. 534-535, 2010. 7.



유광민(兪光敏)

1978년 5월 26일생. 2004년 단국대 전자공학과 졸업. 2006년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2009년~현재 명지대 대학원 전기공학과 박사과정.



김원용(金元溶)

1985년 5월 19일생. 2009년 대덕대학 전기공학과 졸업. 2009년~2011년 명지대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2011년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



박승희(朴昇熙)

1985년 12월 6일생. 2011년 명지대 전기공학과 졸업. 2011년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



이동후(李東侯)

1977년 10월 24일생. 2004년 2월 한양대 전자-컴퓨터 공학부 졸업. 2005년 11월~현재 동아일렉콤(주) 전원연구소 선임연구원.



김윤성(金潤成)

1977년 1월 30일생. 2002년 청주대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2010년~현재 성균관대 대학원 전자전기컴퓨터공학과 박사과정. 2002년~현재 동아일렉콤(주) 전원연구소 책임연구원.



정유석(鄭裕錫)

1971년 5월 13일생. 1993년 서울대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학부 졸업(석사). 2001년~2002년 위스콘신대 (Special Student). 2005년 서울대 전기컴퓨터공학부 졸업(공학박사). 1995년~1999년 기아자동차 주임연구원. 1999년~2001년 서울대 터보동력기계연구센터 전임연구원. 2005년~2006년 현대자동차 선임연구원. 2006년~현재 명지대 전기공학과 조교수.



이준영(李竣榮)

1970년 10월 3일생. 1993년 고려대 전기공학과 졸업. 1996년 KAIST 전기 및 전자공학과의 졸업(석사). 2001년 동 대학원 졸업(공학박사). 2001년~2005년 삼성 SDI PDP사업부 과장. 2005년~2008년 단국대 전자공학과 조교수. 2008년~현재 명지대 전기공학과 부교수. 당 학회 편집위원.