creative commons

COMMONS DEED

저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:

저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.

변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 이용허락규약(Legal Code)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

Disclaimer

dCollection

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

[UCI]I804:24011-200000265925

2017 년 2 월

석사학위 논문

가변 스위칭 방식을 적용한 마일드 하이브리드 차량용 양방향 DC-DC 컨버터의 디지털 제어

조선대학교 산업융합기술대학원

융합자동차공학과

원 창 현

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

가변 스위칭 방식을 적용한 마일드 하이브리드 차량용 양방향 DC-DC 컨버터의 디지털 제어

Digital Variable Switching Frequency Control of the Bi-directional DC-DC Converter for Mild-Hybrid Electric Vehicle

2016 년 12 월

조선대학교 산업융합기술대학원

융합자동차공학과

원 창 현

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

가변 스위칭 방식을 적용한 마일드 하이브리드 차량용 양방향 DC-DC 컨버터의 디지털 제어

지도교수 이 성 준

이 논문을 공학석사학위 신청 논문으로 제출함

2016 년 12 월

조선대학교 산업융합기술대학원

융합자동차공학과

원 창 현

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

원창현의 석사학위논문을 인준함

위원장 조선대학교 교수 양 인 영 (인)

위 원 조선대학교 교수 박 설 현 (인)

위 원 조선대학교 교수 이 성 준 (인)

2016 년 12 월

조선대학교 산업융합기술대학원

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

목 차

제 1 장 서 론 1
1.1. 연구배경 및 필요성 1
1.2. 연구목적 및 내용 8
1.3. 논문의 구성 9
제 2 장 하프브릿지 양방향 벅-부스트 컨버터 설계 10
2.1. 컨버터 설계 플로우 차트 10
2.2. 컨버터 하드웨어 설계 결과 15
제 3 장 가변 스위칭 디지털 제어기 설계 및 모의 실험 결과 18
3.1. 가변 스위칭 주파수 생성 18
3.2. 디지털 제어기 설계 20
3.3. 모의 실험 결과 24
제 4 장 결 론 27
참 고 문 헌 29

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

LIST OF TABLES

Table 2.1 Design result of the DC-DC converter 17

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

LIST OF FIGURES

Figure 1.1 Eco-friendly vehicle road map..... 2
Figure 1.2 Power-train architecture of mild hybrid vehicle road map... 3
Figure 1.3 DC-DC converter topology comparisons 4
Figure 1.4 EMC regulations of domestic automotive companies..... 6
Figure 1.5 Passive EMI filter for power converter unit..... 6
Figure 1.6 Characteristics of the Spread Spectrum Frequency Modulation..... 7
Figure 1.7 Noise spectrum of fixed frequency PWM and variable frequency PWM..... 8
Figure 2.1 Bi-directional Buck-Boost converter topology..... 10
Figure 2.2 Hardware design flow-chart of the DC-DC converter..... 13
Figure 2.3 Thermal resistances from MOSFET junction to ambient..... 14
Figure 2.4 Estimated Converter Efficiency..... 15
Figure 2.5 Estimated MOSFET junction temperatures..... 16
Figure 3.1 Pseudo-random generator using Linear Congruential Generator..... 19
Figure 3.2 Variable switching frequency of the Pseudo-random generator..... 20
Figure 3.3 Simulation environment using MATLAB/Simulink 21
Figure 3.4 Power circuit of the DC-DC converter..... 22
Figure 3.5 Digital controller simulation block of the DC-DC

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

converter 23
Figure 3.6 Current-loop and voltage-loop gain Bode diagram 24
Figure 3.7 Noise spectrums without/with variable switching frequency 26
Figure 3.8 Voltage regulation simulation result according to load changes 26

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

ABSTRACT

Digital Variable Switching Frequency Control of the Bi-directional DC-DC Converter for Mild-Hybrid Electric Vehicle

Chang-Hyun Won

Advisor : Prof. Seongjun Lee, Ph.D.

Department of Automotive Engineering

Graduate School of Industrial Technology

Recently, the research and development of the 48V mild hybrid electric vehicle have been progressed to achieve the fuel economy and to reduce the exhaust gas due to a low cost solution compared to the full hybrid and battery electric vehicle. In the mild hybrid electric vehicle, the 48V electrical system which is composed of the starter-generator, the lithium battery and the DC-DC converter is newly added to the conventional 12V electrical system. Because the conventional generator in the 12V electrical system is substituted to the 48V starter-generator for charging the 48V lithium battery, the DC-DC converter is utilized as an energy conversion device for charging the lead acid battery of the conventional 12V electrical system.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

The bi-directional power-flow control method using the 2 analog integrated circuit(IC) chips is conventionally studied. One IC is utilized to stabilize the 12V lead acid battery using the 48V lithium battery source during the step down operation mode. On the other hand, the other IC is utilized to stabilize the 48V lithium battery using the 12V battery source during the step-up operation mode. However, there is a problem to raise the device cost due to increasing the component counts, and also to reduce the power density of the converter due to increase the size of the printed control board (PCB). Also, although EMI noise mitigation method using the dedicated IC was studied, this causes a problem of increasing the cost and size.

Therefore, this paper proposes the digital variable switching frequency control method using the micro-controller. Because the functions of the step-up, step-down control operation and variable switching frequency using the linear congruential generator (LCG) are integrated for achieving the low cost and increasing the power density of the DC-DC converter. The proposed method is verified through the simulation software testbed using MATLAB/SIMULINK.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

제 1 장 서 론

1.1. 연구배경 및 필요성

최근 자동차의 증가로 인한 대기 환경오염 문제 및 이에 따른 지구 온난화를 해결하기 위해 세계 각국에서는 온실 가스 및 유해 배출 가스에 대한 규제를 강화하고 있다. 또한 석유 자원의 고갈로 인해 높은 유가 문제가 있어 차량의 연비를 향상시킬 수 있는 기술 및 대체 에너지 개발에 많은 연구가 진행되고 있다. 이로 인해 자동차 제조사에서는 가솔린 또는 디젤 내연 기관만을 구동원으로 사용하던 기존 자동차 운송 시스템에 전기 동력원인 모터를 추가한 하이브리드 자동차 및 전기 모터로만 구동되는 배터리 전기 자동차, 연료전지 자동차를 개발 출시하고 있다.

현재 상용 판매되고 있는 자동차는 풀(full) 하이브리드 자동차 또는 전기자동차로서 고전압 대용량의 에너지를 갖는 리튬 배터리가 에너지 저장장치로 사용되고 있고, 각 자동차 타입별 특징을 그림 1.1 에 나타내었다. 구동 모터만을 이용하여 차량이 거동되는 전기차는 에너지 저장장치가 배터리인 경우 전기 자동차로 구분되고, 풀 하이브리드 자동차보다 고출력 및 고에너지 용량을 갖도록 제작된다. 또한 전기차에서 구동모터의 에너지를 수소 연료전지로부터 얻는 경우 수소 연료전지 자동차가 있다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

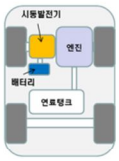
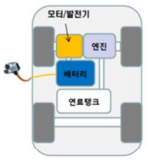
구분	마일드 하이브리드 자동차 (48V)	하이브리드 자동차 (HEV)	플러그인 하이브리드 자동차 (PHEV)	전기 자동차 (EV)	수소연료전지 자동차 (FCEV)
동력원	엔진	엔진+모터	모터+엔진	모터	모터
에너지원	화석연료	화석연료, 전기	전기, 화석연료	전기	수소 → 전기
구조					
특징	내연기관/모터 조합 → 연비 향상		전기차 주행 가능	전기차 주행(배터리)	전기차 주행(연료전지)
기능	아이들 스탑 엔 고				
	회생제동 및 엔진토크 어시스트				
		엔진 운전점제어			
		전기차 주행			
			외부 전기 충전		수소 충전

Figure 1.1 Eco-friendly vehicle road map

기존 엔진 기반 제작된 자동차가 하이브리드화 됨에 따라 엔진 다운사이징 및 엔진의 효율적 운전, 구동모터를 통한 감속시 에너지 회생(회생 제동)을 통해 연비를 향상시키고 배기 가스를 저감시켰지만, 에너지 저장장치로 사용되고 있는 리튬 배터리가 고가의 제품이므로 친환경 차량의 판매량은 아직 미비한 상태이다.

따라서 기존 자동차에서 비용을 최소화하면서 하이브리드 자동차의 장점인 연비 향상과 배기 가스 저감의 목적을 달성하기 위한 마일드 하이브리드 자동차에 대한 연구 및 개발이 진행되고 있다[1]. 최근 연구되고 있는 마일

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

드 하이브리드 자동차는 그림 1.2 에서 볼 수 있는 바와 같이 기존 내연기관 자동차에서 사용되고 있는 12V 전기시스템에 추가적으로 48V 전기시스템이 도입된다. 48V 마일드 하이브리드 자동차는 기존 차량에 있던 12V 발전기 대신 48V DC 전압을 출력할 수 있는 시동발전기로 대체된다. 시동발전기는 일반적으로는 48V 리튬 배터리의 충전을 위한 발전기 용도로 사용되고, 또한 엔진 정지시에는 모터로 작동하여 엔진의 시동을 위한 토크를 제공하는 역할을 한다.

이러한 마일드 하이브리드 자동차는 엔진 및 시동발전기로부터 발생되는 전기 에너지가 48V 리튬 배터리를 충전시키는 역할을 하고 있기 때문에 기존 차량에 존재하는 12V 전장부하 및 배터리의 충전을 위한 전력변환장치인 DC-DC 컨버터가 필요하다. 따라서 48V 와 12V 듀얼 배터리 시스템의 충방전 전력 변환을 위한 컨버터에 대한 연구가 진행되어 왔다. 그림 1.3 은 DC-DC

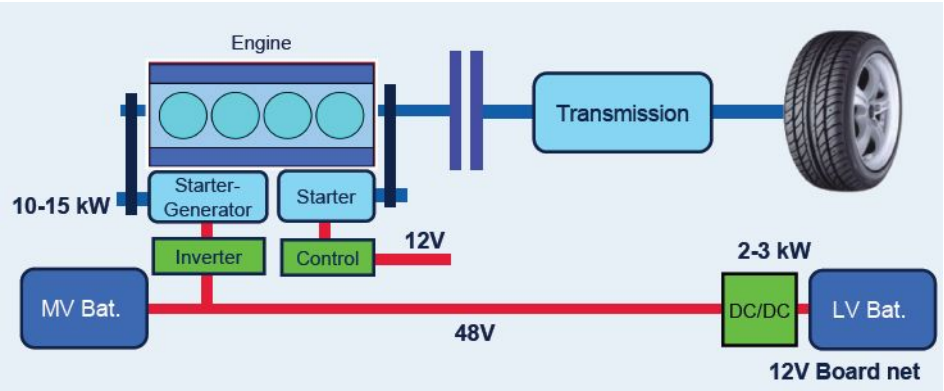


Figure 1.2 Power-train architecture of mild hybrid vehicle road map[2]

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

컨버터에 적합한 회로 구조(토폴로지)에 대한 선행 연구 결과를 나타낸다. 벅 컨버터와 부스트 컨버터를 결합한 형태인 양방향 벅-부스트 컨버터(Full Bi-Directional Buck/Boost)는 전력반도체의 스위치 개수가 많은 단점이 있고, 입력과 출력 전류가 연속 전류가 아닌 펄스 형태의 전류이기 때문에 필터 크기가 커지는 단점이 있다. 세픽(Sepic) 컨버터는 스위치의 개수는 작지만 스위치 양단에 걸리는 전압(내전압) 크고, 컨버터의 제어기 설계가 복잡한 단점이 있다. 풀브릿지(Full Bridge) 컨버터는 트랜스포머를 통한 절연을 할 수 있는 장점이 있지만 입출력 전류가 펄스 형태이고 전력반도체 스위치의 개수가 가장 많은 단점이 있다. 따라서 스위치의 개수가 가장 적고, 14V 출력부의 전류가 연속적이며 제어가 다른 컨버터에 비해 간단한 하프브릿지 양방향 벅-부스트 컨버터가 DC-DC 컨버터에 적합한 것으로 분석되

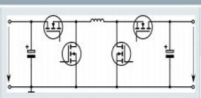
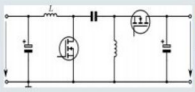
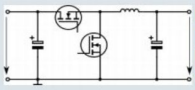
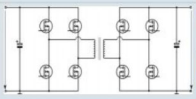
Topology	Schematic	Switches	Storage Elements	Vdsmax (Switches)	Non-Pulsating Current	Control Complexity
Full Bi-Directional Buck/Boost		High Side 2 Low Side 2	1	2 x BN14/2 2 x BN48/2 2 x BN14/2 2 x BN48/2	Left: ☒ Right: ☒	→
Sepic/Zeta		High Side 1 Low Side 1	3	BN14+BN48 BN14+BN48	Left: ☑ Right: ☒	↗
Half Bi-Directional Buck/Boost		High Side 1 Low Side 1	1	BN48 BN48	Left: ☒ Right: ☑	↙
Full Bridge		High Side 4 Low Side 4	3	2 x BN14/2 2 x BN48/2 2 x BN14/2 2 x BN48/2	Left: ☒ Right: ☒	↗

Figure 1.3 DC-DC converter topology comparisons

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

었다[2]. 논문 [3]에서는 다상(multi-phase) 하프브릿지 컨버터의 주요 수동 소자인 인덕터와 커패시터의 용량을 선정하는 방법을 제시하였으나, 다상 컨버터의 병렬 수 및 스위칭 주파수에 대한 선정 가이드에 대해서는 제시되지 않았다.

이러한 다상 하프브릿지 컨버터의 양방향 충방전 전류의 크기를 제어하기 위해서는 각 병렬 연결된 컨버터의 제어를 위한 전류제어기 및 전압 제어기가 필요하다. 따라서 제어용 반도체 제작 업체에서는 다상 컨버터의 전류 및 전압을 제어할 수 있는 전용 반도체 IC 을 개발하여 판매하고 있다[4]. 하지만 현재까지 샘플 판매되고 있는 제어 IC 는 내부의 회로가 아날로그 방식이고, 단 전원 극성을 갖기 때문에 48V 전압 또는 12V 전압을 각각 제어하는 양방향 전압 제어를 수행해야 하는 경우 반도체 IC 를 두 개 적용해야 하는 문제점이 있다. 따라서 제어 IC 가 두 개 사용됨에 따라 부품 가격 증가 및 제어 보드 PCB (Printed Circuit Board)기판 사이즈가 증가되어 출력 밀도가 저하되는 문제점이 있다.

제작된 DC-DC 컨버터가 자동차에 적용되기 위해서는 전자파규제를 만족해야 한다. 자동차용 전자파 규제는 그림 1.4 에서와 같이 자동차 제조사마다 각기 다른 규격을 적용하고 있지만 이러한 규격들은 국제 규격인 ISO 와 CISPR 규격을 따르거나 약간 변경된 형태의 노이즈 크게 제한을 갖는다 [5].

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

시험 항목	적용 시험 규격 (Test Spec)			
	A사	B사	C사	D사
RADIATED EMISSON (B/B, N/B)	CISPR25	EC 95/54 GM9114P	EC 95/54	JASO
CONDUCTED EMISSION	CISPR25	CISPR25	-	-
TRANSIENT EMISSION	-	SAE J1113/42	-	-
RADIATED SUSCEPTIBILITY (GTEM cell)	SAE J1113/24	EC 95/54 SAE J1113/24	ISO11452/1,3	-
BULK CURRENT INJECTION	SAE J1113/4	SAE J1113/4 ISO 11452-4	-	JASO
CONDUCTED TRANSIENT	SAE1113/11-12	ISO7637-1,3	ISO7637-1,3	JAS0
ELECTROSTATIC DISCHARGE	SAEJ1113/13	ISO TR 10605	ISO TR 10605	JAS0
MAGNETIC FIELD	-	SAE J1113/22	-	-
SINUSOIDAL BURST	-	GM9116P	-	-

Figure 1.4 EMC regulations of domestic automotive companies [6]

따라서 자동차용 전장부품들은 제조사에서 요구하는 전자파 규제를 만족하기 위해 그림 1.5 의 수동 소자를 적용한 크기가 큰 입력 필터(passive input filter)를 사용하고 있다[6]. EMI 를 저감하기 위해서 전력변환장치인

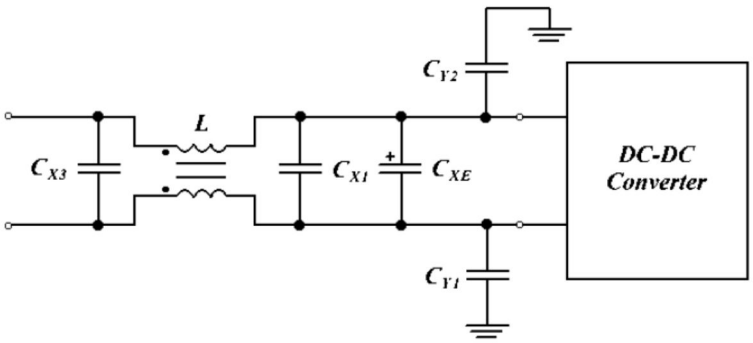


Figure 1.5 Passive EMI filter for power converter unit

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

인버터나 컨버터의 전력반도체의 스위칭 주파수를 가변 시킴으로써 컨버터의 입출력부의 노이즈 주파수 스펙트럼을 넓은 대역으로 퍼트리는 방법을 적용하는 연구가 진행되었다[7]. 근래에는 주파수가 가변되는 오실레이터 반도체 IC 가 제작되고 있고, 이 IC 의 가변 클럭 주파수를 이용하여 아날로그 제어용 IC 와 연계시켜 가변 주파수를 생성할 수 있다. [8]. 그림 1.6 을 통해 동작 원리를 간략하게 살펴볼 수 있다. LT6908 IC 와 같이 랜덤 가변 클럭을 생성하는 IC 를 적용하여 아날로그 주파수를 랜덤 가변 클럭의 주파수와 동기시키는 방법을 적용하는 것이다. 이 경우 고정 주파수를 사용하는 것 대비 그림 1.7 의 노이즈 스펙트럼에서 확인할 수 있듯이, 고정 주파수의 스위칭 PWM 에 비해 노이즈의 크기가 넓은 주파수 대역으로 흩트려서 노이즈 크기가 10dB 이상 저감되는 것을 확인할 수 있다. 하지만 기존의 방법은 가변 주파수 구현을 위해서 별도의 전용 IC 를 적용하기 때문에 제어기 구현을 위한 비용 상승 및 제어보드 사이즈가 증가되는 문제점이 있다.

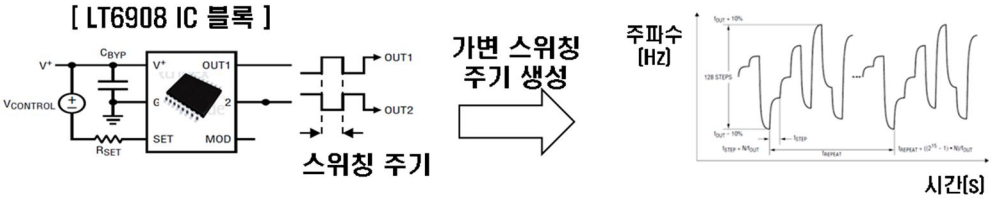


Figure 1.6 Characteristics of the Spread Spectrum Frequency Modulation(SSFM)[15]

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

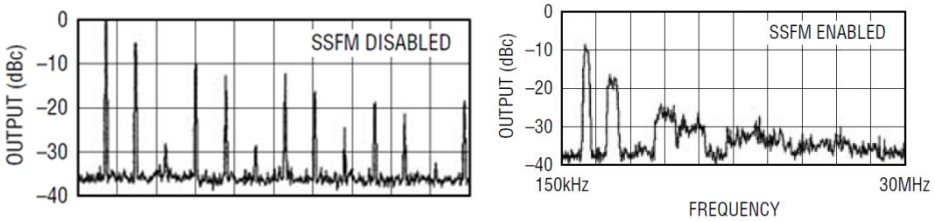


Figure 1.7 Noise spectrum of fixed frequency PWM and variable frequency PWM

1.2. 연구목적 및 내용

본 논문에서는 DC-DC 컨버터의 가격 저감 및 전력변환장치의 사이즈 저감을 위한 디지털 제어기의 설계 방법을 제안한다. 또한 기존 전용 아날로그 IC 를 적용한 노이즈 크기 저감 방법을 디지털 제어기의 기능에 포함시켜 가변 스위칭 주파수 발생기능을 제어기에 통합시키도록 한다.

아날로그 IC 를 적용한 컨버터의 제어의 경우에는 48V 전원을 이용하여 12V 를 제어하는 강압모드와 12V 전원을 이용하여 48V 전압을 제어하는 승압모드를 변경하고자 하는 경우 각 IC 가 안정화에 따른 과도상태 천이 구간이 존재하였다. 하지만 디지털 제어기를 사용할 경우 승압 및 강압에 대한 운전 모드 천이시 부드러운 응답 특성을 얻을 수 있다. 그리고 가변 스위칭 주파수 PWM 제어를 통해 EMI 을 저감시킴으로써 전력변환장치의 입·출력 필터 설계를 간략화할 수 있다. 본 연구에서는 선형 합동 생성기(LCG) 방법을

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

통한 랜덤 PWM 스위칭 방식을 구현하여 EMI 저감 가능성을 검증하였다. 제안된 방법은 출력용량 2kW 를 갖는 하프브릿지 양방향 벅-부스트 컨버터 시스템을 MATLAB/SIMULINK 소프트웨어 환경에 구축함으로써 모의 시험 검증하였다.

1.3. 논문의 구성

본 논문은 다음과 같은 구성으로 이루어져 있다.

제 1 장에서는 본 연구의 배경과 필요성, 목적 등을 전반적으로 기술하고,

제 2 장에서는 마일드 하이브리드 자동차에 적용될 수 있는 하프브릿지 양방향 벅-부스트 컨버터의 전력회로 설계 방법을 소개하며,

제 3 장에서는 본 논문에서 다루는 가변 스위칭 주파수를 갖는 디지털 제어 방법을 소개하고, 시뮬레이션 모델 설계 및 모의 실험을 통한 제안된 방법의 타당성을 검증하고,

마지막으로, 제 4 장에서는 결론을 기술하고 향후 과제에 관해서 언급한다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

제 2 장 하프브릿지 양방향 벅-부스트 컨버터 설계

2.1. 컨버터 설계 플로우 차트

하프브릿지 양방향 벅-부스트 컨버터를 적용한 전력 회로는 그림 2.1 과 같다. 전력 회로의 손실은 전력반도체의 손실, 인덕터 손실, 커패시터 손실로 크게 나눌 수 있다. 전력 반도체의 손실은 전도 손실, 스위칭 손실이 있고, 다이오드의 역회복 손실 (Reverse recovery loss) 및 데드 타임(dead time) 손실이 있다[9].

$$P_{cond_HS} = R_{ds(on)_HS} \times I_{rms_HS}^2 \quad (2\text{-}1)$$

$$P_{cond_LS} = R_{ds(on)_LS} \times I_{rms_LS}^2 \quad (2\text{-}2)$$

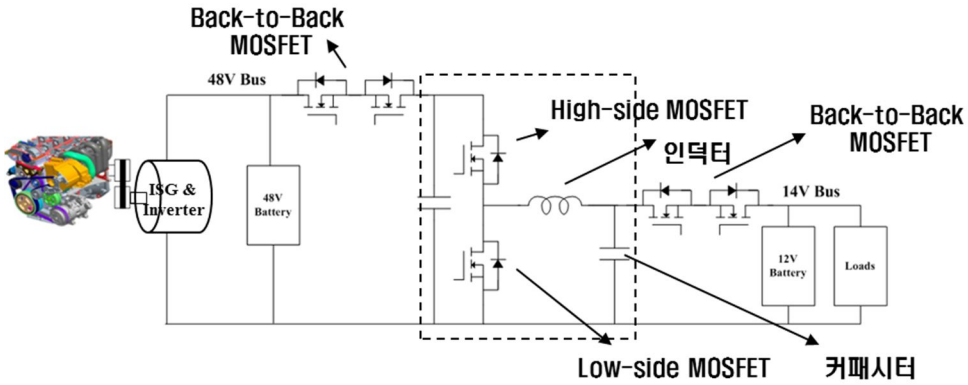


Figure 2.1 Bi-directional Buck-Boost converter topology

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

윗상(High-side)과 아랫상(Low-side) MOSFET 스위치의 전도 손실은 식 (2-1), (2-2)과 같이 표시할 수 있다. *Rds(on)*은 MOSFET 의 Gate 에 전원이 인가되어 채널이 형성될 때 저항을 나타낸다. *Irms* 는 각각의 전력반도체 스위치에 흐르는 전류의 RMS 값을 나타내고, 식 (2-3), (2-4)와 같이 나타낸다.

$$\mathrm{Irms(HS)} = \sqrt{\left(\frac{D}{3}\times\left[\left(Iout+\frac{Iripple}{2}\right)^2+\left(Iout+\frac{Iripple}{2}\right)\times\left(Iout-\frac{Iripple}{2}\right)+\left(Iout-\frac{Iripple}{2}\right)^2\right]\right)} \quad (2\text{-}3)$$

$$\mathrm{Irms(LS)} = \sqrt{\left(\frac{1-D}{3}\times\left[\left(Iout+\frac{Iripple}{2}\right)^2+\left(Iout+\frac{Iripple}{2}\right)\times\left(Iout-\frac{Iripple}{2}\right)+\left(Iout-\frac{Iripple}{2}\right)^2\right]\right)} \quad (2\text{-}4)$$

윗상 전력반도체의 스위칭 손실은 식 (2-5)-(2-6)과 같다.

$$P_{sw} = V_{in}\times i_L\times f_{sw}\times\frac{Q_{sw}}{I_g} \quad (2\text{-}5)$$

$$I_g = \frac{V_{driver}-V_{sp}}{R_g+R_{driver}} \quad (2\text{-}6)$$

다이오드 손실은 역회복 손실과 데드 타임 손실이 있고, 식 (2-7)-(2-8)과 같이 나타내고, MOSFET 게이트 구동을 위한 Gate 손실은 (2-9)와 같다.

$$P_{drr} = Q_{rr(LS)}\times V_{in}\times f_{sw} \quad (2\text{-}7)$$

$$P_{deadtime} = V_{sd}\left[\left(I_{out}-\frac{I_{rip}}{2}\right)\times t_{deadtime(r)}+\left(I_{out}+\frac{I_{rip}}{2}\right)\times t_{deadtime}\right]\times f_{sw} \quad (2\text{-}8)$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$P_{gate} = P_{gate_HS} + P_{gate_LS} = \left(Q_{g_HS} + Q_{g_LS}\right) \times V_{driver} \times f_{sw} \quad (2\text{-}9)$$

그리고, 컨버터는 입력과 출력부에 대전류를 차단하기 위한 백투백(Back-to-Back) 전력반도체 스위치가 적용된다. 이 전력반도체 스위치는 입출력을 상시 On 상태로 사용하기 때문에 스위칭 손실은 없고 도통 손실만이 존재한다. 12V 와 48V 측의 백투백 MOSFET 스위치의 전도 손실은 식 (2-10), (2-11)과 같다.

$$P_{cond_12V} = R_{ds(on)} \times I_{out}^2 \quad (2\text{-}10)$$

$$P_{cond_48V} = R_{ds(on)} \times I_{in}^2 \quad (2\text{-}11)$$

앞선 능동 소자인 MOSFET 스위치 외에 수동 소자인 인덕터와 커패시터에서도 손실이 발생하며, 식 (2-12), (2-13)과 같이 각 소자에 흐르는 전류에 의한 저항(ESR, Equivalent Series Resistor) 손실이 주요하다.

$$P_{ind} = ESR_{ind} \times I_{L,rms}^2 \quad (2\text{-}12)$$

$$P_{cap} = ESR_{cap} \times I_{c,rms}^2 \quad (2\text{-}13)$$

전력 회로의 주요 소자 파라미터는 주어진 요구 사양을 만족 시키기 위해서 설계 되어야 한다. 본 논문에서는 컨버터의 효율을 목표로 설계하고, 추가적으로 장치의 사이즈와 가격을 최소화하기 위해 최소 수량의 부품을 사용할 수 있는 조건으로 컨버터를 설계하였다. 컨버터의 손실에서 큰 비중

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

을 차지하는 요소는 식 (2-5)에서 확인할 수 있듯이 스위칭 손실이고, 이는 구동하는 주파수에 비례한다. 따라서 컨버터의 설계는 주어진 설계 사양을 만족시키기 위해 주파수 및 인덕터를 적절히 설계해야 한다. 본 논문에서는 컨버터의 설계 변수로서 스위칭 주파수와 인덕터를 결정할 수 있는 그림 2.2 와 같은 설계 플로우 차트를 수립하였다.

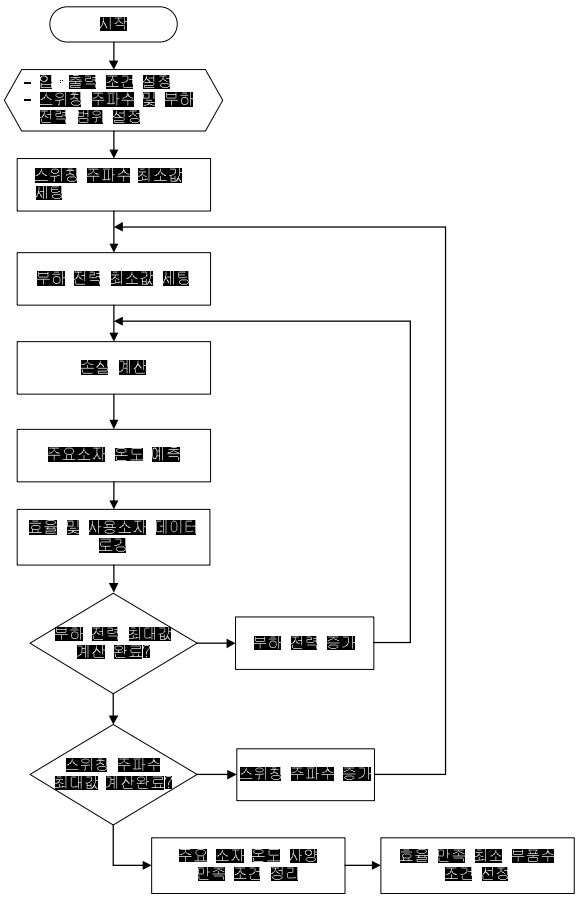


Figure 2.2 Hardware design flow-chart of the DC-DC converter

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

그림 2.2 의 주요 소자의 온도 예측은 컨버터에서 온도에 가장 취약한 소자인 MOSFET 에 대해 행하였다. 전력반도체뿐만 아니라 회로기판(PCB, Printed Circuit Board) 에 대한 온도 예측에 대한 연구[10-11]가 진행되어 왔고, 본 논문에서는 참고문헌 [10]의 결과를 이용하여 MOSFET 의 온도를 예측하였다. MOSFET 은 PBC 상부에 솔더링(soldering) 부착되고, 하부의 방열판까지 수직으로 열 전도가 이루어지는 것으로 분석하여, 그림 2.3 과 같이 열저항 모델을 도출하였다. MOSFET 정션부터 방열판 외부의 공기까지의 열저항은 식 (2-14)와 같이 표현된다.

$$R_{th,tot} = R_{th,JC} + R_{th,CP} + R_{th,PT} + R_{th,TH} + R_{th,HA} \tag{2-14}$$

이때 PCB 에 대한 열저항인 $R_{th,JC}$는 MOSFET 정션부터 케이스까지의 열저항, $R_{th,CP}$는 케이스부터 PCB 까지의 열저항, $R_{th,PT}$는 PCB 에서 써멀 그리스

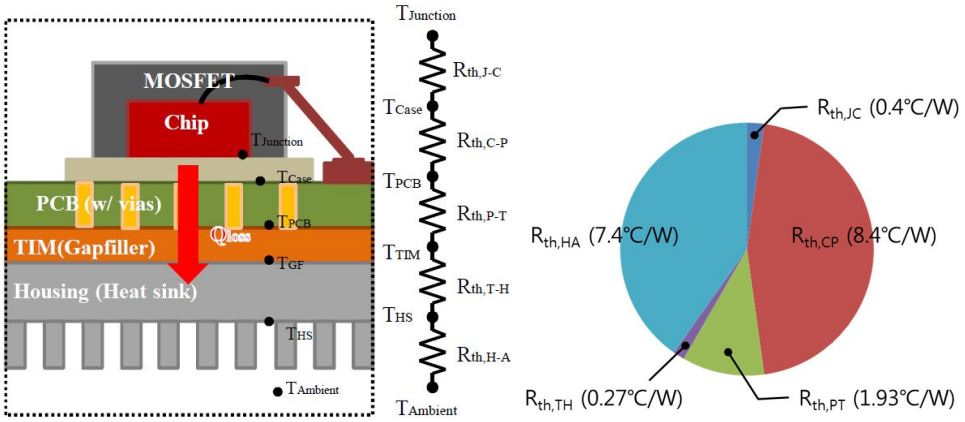


Figure 2.3 Thermal resistances from MOSFET junction to ambient [10]

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

까지의 열저항, $R_{th,TH}$ 는 써멀 그리스부터 히트싱크까지의 열저항, $R_{th,HA}$ 는 히트싱크에서 대기(air)까지의 열저항을 나타낸다. 본 논문에서는 [10]의 연구 결과를 적용하여 MOSFET 의 정션 온도를 예측하였고, 각각의 열저항은 그림 2.3 에 나타내었다.

2.2. 컨버터 하드웨어 설계 결과

그림 2.2 의 플로우 차트에 따라서 컨버터의 스위칭 주파수, 실제 사용된 부품의 파트(part)와 병렬 조합된 수량에 따라 컨버터의 효율, MOSFET 부품 온도가 정리되고, 효율 및 온도 사양이 만족되는 최소 부품사용 조건을 선택하여 컨버터를 설계하였다. 컨버터는 목표 효율 96% 이상을 달성하기 위해 설계되었고, 그림 2.4 와 같이 최대 97%의 효율이 나올 것으로 예상된다. 출력 밀도를 증가시키기 위해서는 스위칭 주파수를 증가시켜야 하지

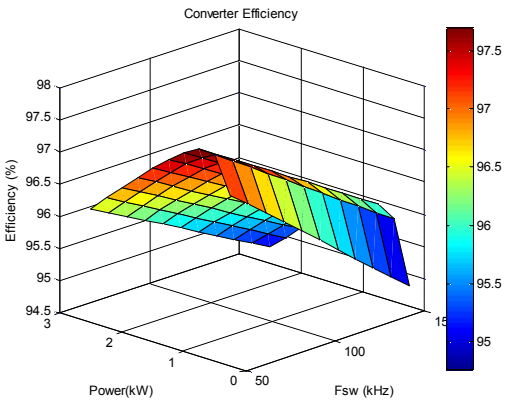
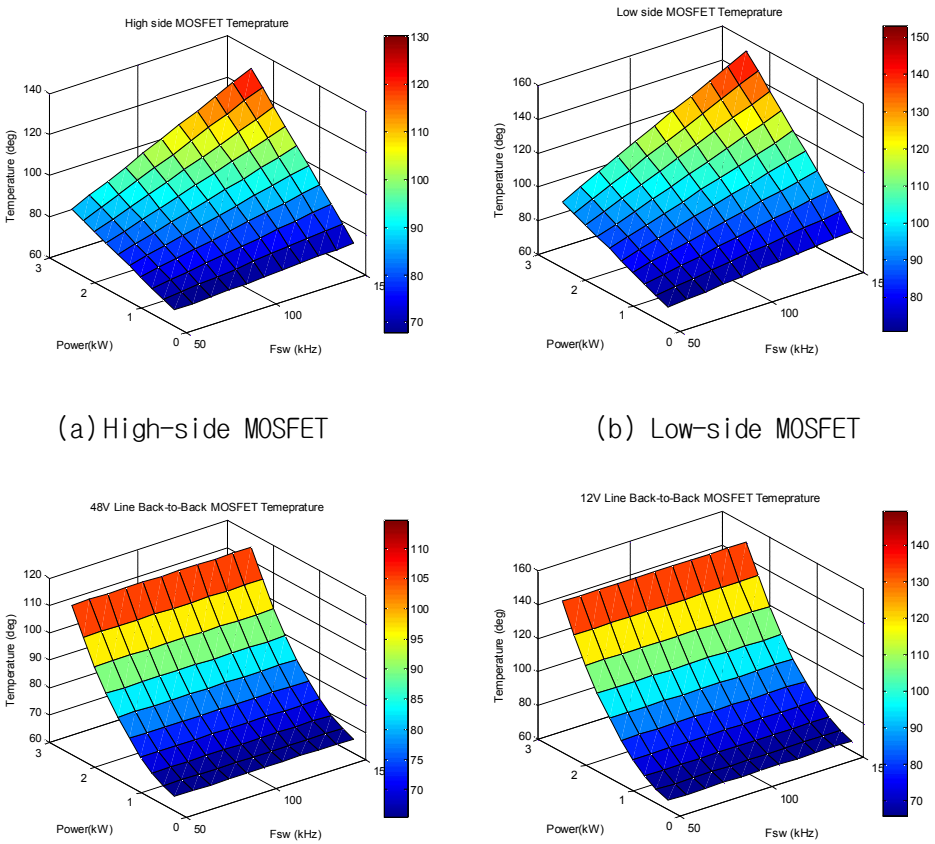


Figure 2.4 Estimated Converter Efficiency

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

만 효율 목표를 만족시키기 위해 스위칭 주파수를 100kHz 로 선정하였다. 컨버터의 주요 발열원인 MOSFET 에 대한 온도 예측 결과는 그림 2.5 와 같다. 주요 부품의 온도는 최대 전력 운전시에 MOSFET 정션 온도 120℃ 로 예상되어 발열에 의한 부품 소손 문제가 없을 것으로 분석하였다.



(a) High-side MOSFET (b) Low-side MOSFET

(c) 48V Back-to-Back MOSFET (d) 12V Back-to-Back MOSFET

Figure 2.5 Estimated MOSFET junction temperatures

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

앞서 설계 분석한 컨버터의 설계 사양은 표 2.1 에 정리하였다. 하프브릿지 양방향 벅-부스트 DC-DC 컨버터는 4 병렬로 구성하였고, 병렬 모듈의 인터리빙(interleaving)에 따른 입출력 전류의 리플을 감소시킬 수 있다.

Table 2.1 Design result of the DC-DC converter

구성품	파트넘버 및 구성
Topology	4 병렬 하프브릿지 양방향 Buck-boost 컨버터
48V Back-to-Back MOSFET	IPB180N10S4 2 병렬
12V Back-to-Back MOSFET	IPD50N08S4-13 5 병렬
High-side MOSFET	IPD50N08S4-13 2 병렬
Low-side MOSFET	IPD50N08S4-13 2 병렬
인덕터	IHTH-1125MZ-5A 13.6uH (2 직렬)
목표 및 예상 효율	목표 : 96% 이상, 예상 : 97.5% (최대)

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

제 3 장 가변 스위칭 디지털 제어기 설계 및 모의 실험 결과

본 장에서는 가변 스위칭 디지털 제어기를 설계하고, 설계된 하드웨어 및 제어기를 검증하기 위한 소프트웨어 테스트베드(Software Testbed) 설계를 통한 모의 실험 결과를 제시한다.

3.1. 가변 스위칭 주파수 생성

컨버터의 가변 스위칭 PWM(Pulse Width Modulation)을 구현하기 위해서 하드웨어 설계시 선정한 100kHz 의 스위칭 주파수를 기본 주파수로 하고 난수(random) 주파수를 생성하여 합함으로써 랜덤 주파수가 생성될 수 있도록 구성하였다. 난수 생성방법으로는 선형 합동 생성기(LCG, Linear Congruential Generator) 방법을 적용하였다[12]. 이 방법은 그림 3.1 과 같이 현재 난수값을 a 배하고 c 를 더한 뒤, m 으로 나눈 나머지를 다음의 난수로 선택하는 방법이다.

선형 합동 생성기를 이용한 난수 생성 방법은 C 언어로 프로그래밍 할 경우 라이브러리로 이미 제공되어 있어, 디지털 제어를 수행하는 경우 쉽게

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

적용 가능하다. 또한 계산 공식이 간단하여 빠르고 이해하기 쉽고, 적은 메모리를 사용하는 장점이 있다.

그림 3.2 는 LCG 를 이용한 가변 스위칭 주파수로서 100kHz 의 베이스 주파수에 난수 주파수가 섞여 주파수를 가변시키고 있는 것을 확인할 수 있고, 랜덤 주파수의 업데이트 주기는 1msec 마다 업데이트 되도록 하였다.

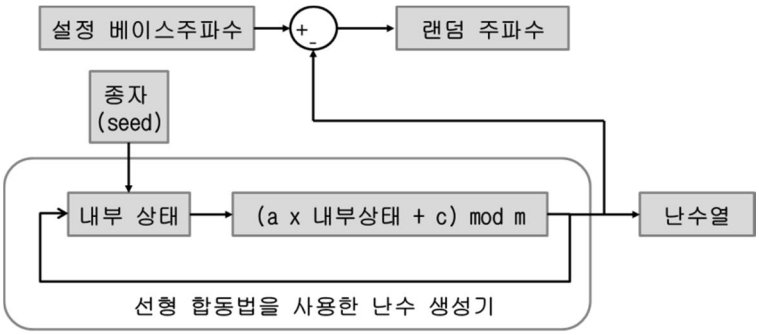


Figure 3.1 Random number generator using Linear Congruential Generator

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

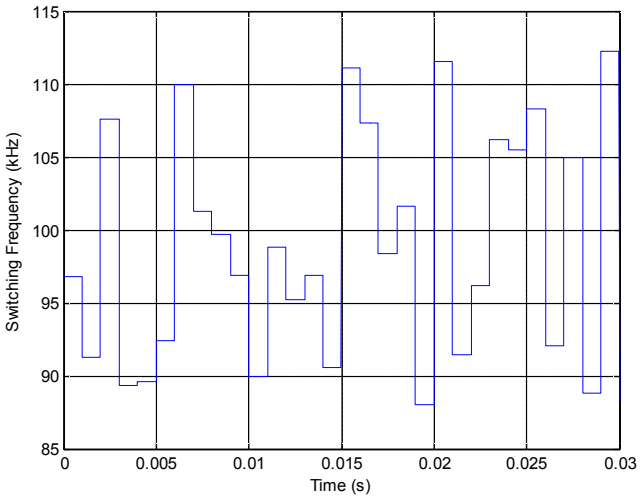


Figure 3.2 Variable switching frequency using LCG

3.2. 디지털 제어기 설계

설계된 하드웨어 및 제어기에 대한 검증을 위해 시뮬레이션 모델을 구축한다. 시뮬레이션 도구로는 전력변환장치 뿐만 아니라, 제어시스템 설계에서 많이 사용되고 있는 MATLAB 을 사용하였다. DC-DC 컨버터의 전력회로는 MATLAB-SIMULINK 와 연동 사용할 수 있는 상용 소프트웨어인 PLECS[13] 툴박스를 이용하여 모델링하였고, 디지털 제어기와 전력회로는 SIMULINK 환경에서 모델링하였다. 그림 3.3 은 시뮬레이션 최상의 블록 다이어그램을 나타내고, 그림 3.4 는 전력회로 내부 블록을 나타낸다. 그림에서 확인할 수 있는

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

바와 같이 전력회로의 전 부품을 그래픽 기호를 통해 작성함으로써 쉽게 모델링 구현할 수 있다.

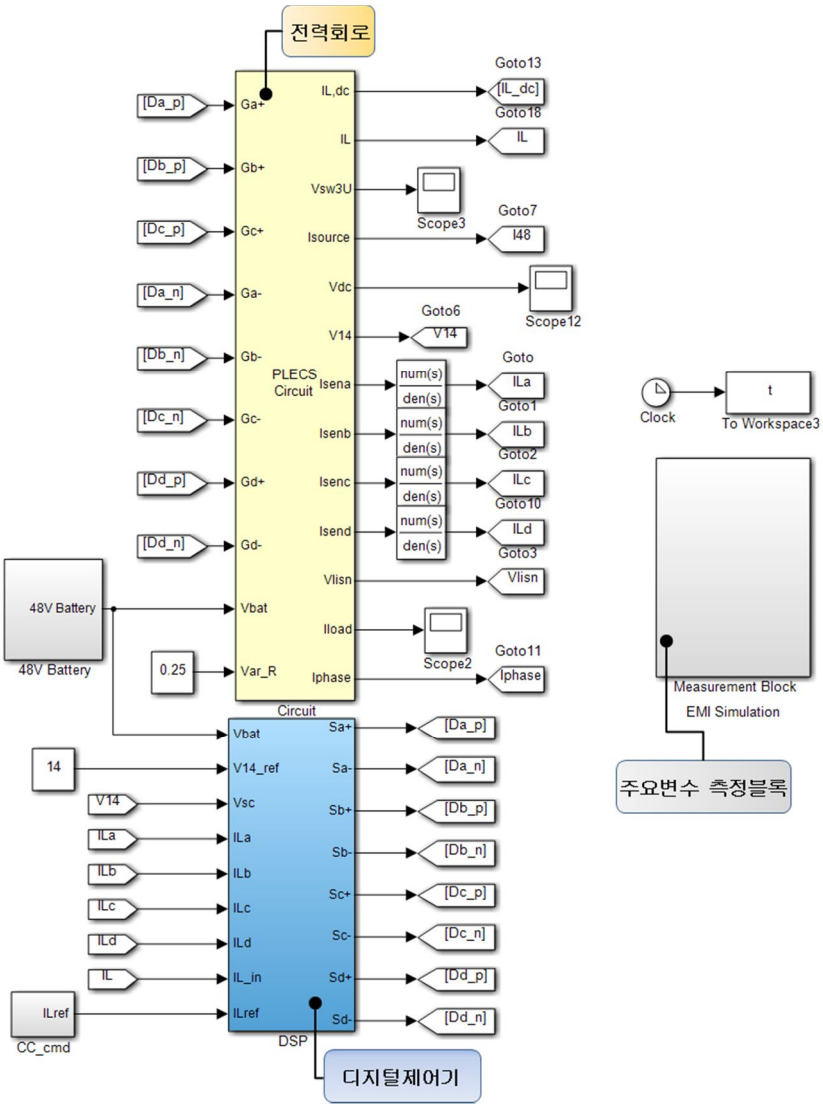


Figure 3.3 Simulation environment using MATLAB/SIMULINK

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

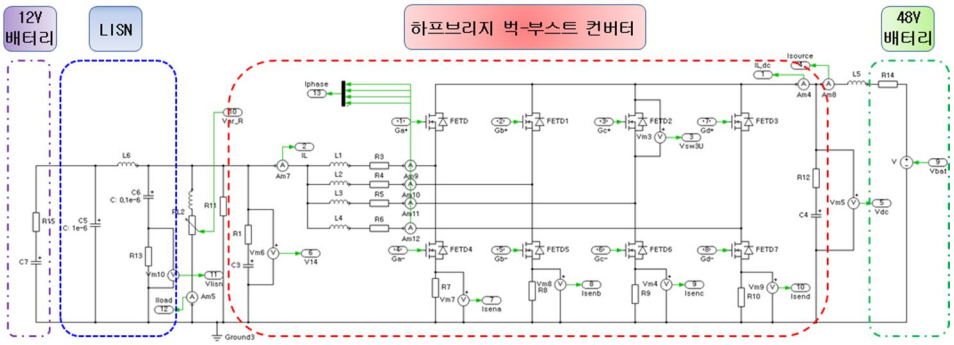


Figure 3.4 Power circuit of the DC-DC converter

전력회로는 하드웨어 설계 사양과 동일하게 4 병렬 하프브리지 벅-부스트 컨버터로 모델하였고, 12V 출력부에 LISN 회로를 추가하여 전원부의 노이즈 크기를 측정함으로써 가변 스위칭 주파수 적용에 따른 노이즈 저감 효과를 확인하였다.

그림 3.5 는 디지털 제어기를 구현한 시뮬레이션 파일이다. PWM 주기마다 생성되는 인터럽트를 이용하여 제어기 연산이 구현되는 하드웨어의 특성을 반영하였다. 제어기 내부는 가변 주파수 캐리어 및 인터럽트 생성 블록, 전압 및 전류제어기 블록, 스위칭 펑션 생성 블록으로 모델링 되었다.

전압, 전류 제어기의 게인은 벅-부스트 컨버터의 소신호 모델링을 통해 전달함수를 유도하고, 전압 및 전류 제어기의 폐루프 전달함수가 원하는 주파수 대역폭 및 위상 여유를 갖도록 설계하였고 [14]에서 유도한 모델링 수식 및 방법을 적용하였다. 설계된 제어기의 48V 전원을 이용해서 12V 출력

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

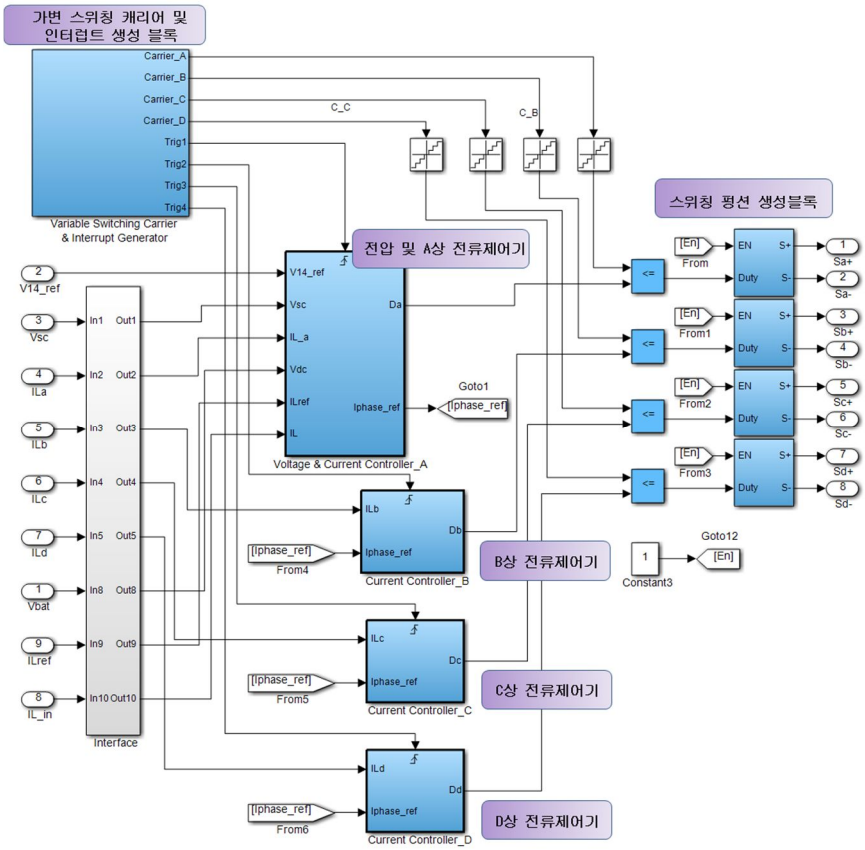
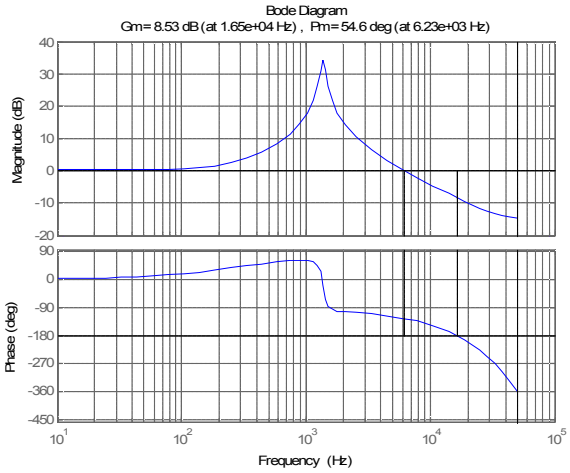


Figure 3.5 Digital controller simulation block of the DC-DC converter

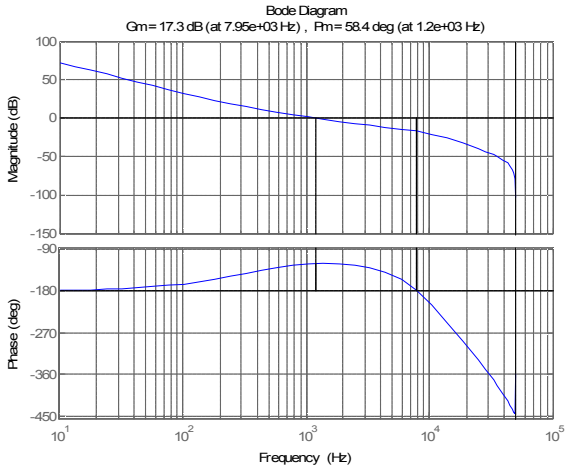
을 제어하는 벅 모드의 전류 제어기 및 전압 제어기의 루프 게인의 보드 선도는 그림 3.6 과 같다. 전류 제어기의 대역폭(bandwidth) 또는 차단 주파수(cut-off frequency)는 6.2kHz 이고, 54.6 도의 위상 여유(phase margin)를 갖는다. 전압 제어기의 차단 주파수는 1.2kHz 이고, 위상 여유는 58.4 도이므로 충분한 안정도를 갖도록 제어기가 설계되었다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(a) Bode diagram of the current-loop gain



(b) Bode diagram of the voltage-loop gain

Figure 3.6 Current-loop and voltage-loop gain Bode diagram

3.3. 모의 실험 결과

양방향 DC-DC 컨버터는 48V 정격전압을 갖는 리튬 배터리를 소스원으로

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

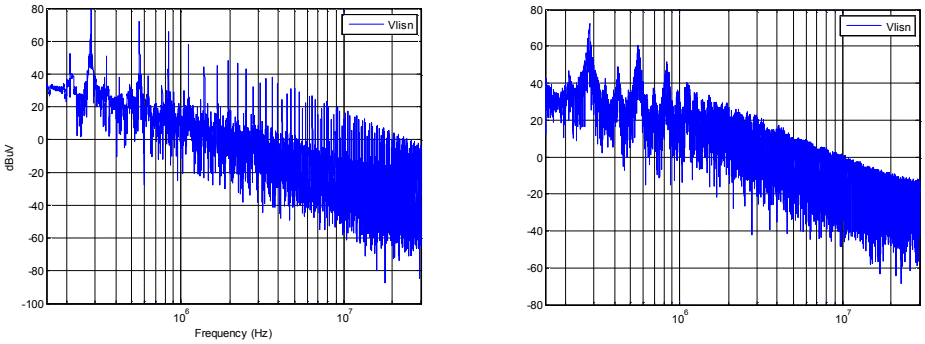
12V 납축전지가 연결된 출력부를 14V 로 제어하는 기본 기능이 검증되어야 한다. 그리고 가변 스위칭 주파수 적용에 따른 노이즈 저감 효과에 대해 검증하고자 한다.

먼저 가변 주파수 적용에 따른 노이즈 저감에 대한 영향은 그림 3.7 의 시뮬레이션 결과로부터 확인할 수 있다. 가변 스위칭을 적용하기 전의 파형인 그림 3.7(a)의 그림에서 볼 수 있듯이 설정된 베이스 스위칭 주파수마다 발생하는 노이즈 피크가 최소 10dBuV 이상 감소 (노이즈 크기가 절반 이하로 저감) 됨을 그림 3.7(b)의 노이즈 파형으로부터 확인할 수 있다.

설계된 하드웨어의 전압 제어 성능을 분석하기 위해 전력변환장치의 출력부의 부하가 2 배 스텝(step) 변경하는 조건에 대한 시뮬레이션 결과를 보인다. 컨버터는 기동 초기 0.78kW 의 부하 전력 조건상태일 때 출력을 공급(제어)하다가 3ms 에 부하가 1.57kW 로 급변하더라도 컨버터의 출력 전압 범위이내인 10V ~ 16.5V 이내에서 안정하게 제어되고, 다시 6ms 에 0.78kW 로 부하 전력이 변경되더라도 전압 범위내에서 안정하게 제어하고 있음을 확인할 수 있다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(a) 가변스위칭 주파수 적용 전 (b) 가변스위칭 주파수 적용 후

Figure 3.7 Noise spectrums without/with variable switching frequency

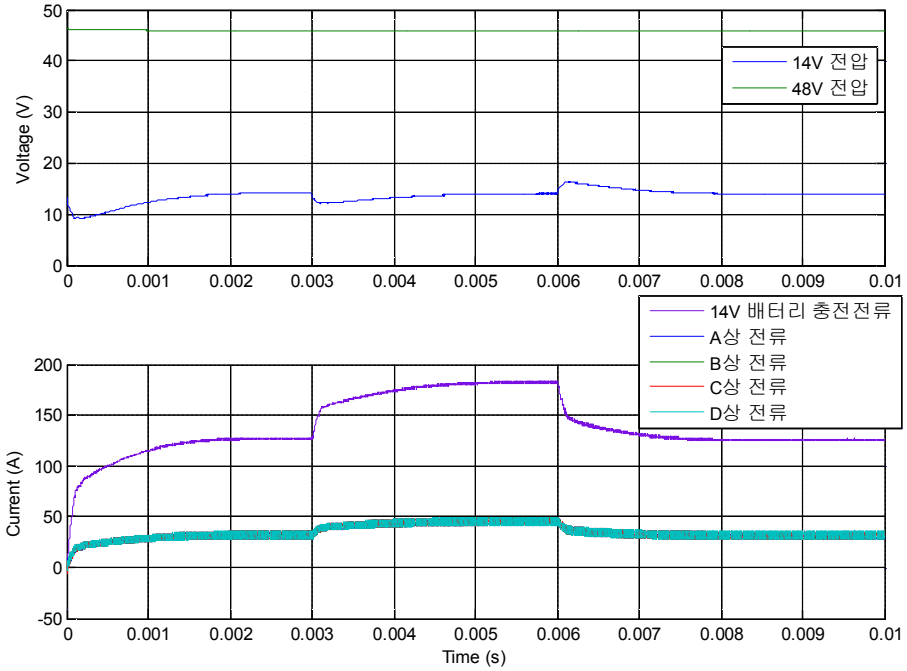


Figure 3.8 Voltage regulation result according to load changes

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

제 4 장 결 론

본 논문에서는 48V 마일드 하이브리드 자동차에 적용되는 양방향 DC-DC 컨버터의 하드웨어 설계 및 이를 제어하기 위한 가변속 스위칭 방식을 적용한 디지털 제어기 설계 방법을 제안하였다.

아날로그 IC를 적용한 컨버터의 제어의 경우에는 48V 전원을 이용하여 12V를 제어하는 강압모드를 위한 아날로그 제어 IC와 12V 전원을 이용하여 48V 전압을 제어하는 승압모드를 위한 아날로그 제어 IC가 각각 사용되어 부품 비용 상승 및 보드 PCB 면적을 많이 차지하는 문제점이 있었다. 그리고, 컨버터의 EMI 노이즈를 저감하기 위해 기존에는 주파수를 랜덤하게 가변시킬 수 있는 전용 반도체 IC를 적용하였으나, 추가의 부품 적용에 따른 장치의 가격이 증가되는 문제점이 있었다.

따라서 본 논문에서는 디지털 제어기를 통해 강압 모드 제어 및 승압 모드 제어를 하나의 제어기에서 구현할 수 있고, 선형 합동 생성기를 통한 난수열 생성 후 가변 스위칭할 수 있는 기능을 동일한 디지털 제어기내에 구현할 수 있는 방법을 제안하였다.

본 논문에서 제안된 하드웨어 설계 방법 및 디지털 제어기의 타당성을

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

보이기 위해 MATLAB-SIMULINK 소프트웨어 테스트베드를 구축하였고, 전력회로 및 제어 로직을 설계하여 모의 실험 검증하였다. 본 연구에서는 하드웨어 설계 사양 및 제어 알고리즘에 대한 연구가 진행되었지만, 향후에는 실제 하드웨어를 제작하여 실험 검증함으로써 설계된 사양을 최적화하는 연구 및 자동차의 상위 시스템과 연관된 보호 기능 등 시스템 측면 로직 개발이 필요할 것으로 보인다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

참 고 문 헌

[1] J. Junak, “Development of vehicle drivetrain and its components - solutions for CO2 reduction,” *2015 International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART)*, Kuwait City, 2015, pp. 1-6..

[2] Infineon, “48V HEV system introduction and Infineon approach for 48V”, http://www.infineon-autoeco.com/Public/GetFile/1/90

[3] 임재우, 김희준, 최준삼, 여환영, 김삼수, “마일드 하이브리드 전기 차량용 2.5kW급 Multi-Phase 양방향 컨버터에 관한 연구”, KSAE 2016 한국자동차공학회 춘계학술대회, pp. 1330-1336, 2016.

[4] Intersil datasheet, “6-phase interleaved boost PWM controller with light load efficiency enhancement”.

[5] 김은하, “자동차 산업의 전자파 기술 동향,” 보고서, 자동차부품연구원.

[6] I. A. Makda and M. Nymand, “Differential mode EMI filter design for isolated DC-DC boost converter”, IEEE EPE’14, pp.1-8, 2014.

[7] Ki-Seon Kim, Young-Gook Jung, and Young-Cheol Lim, “A New Hybrid Random PWM Scheme,” IEEE Trans. On Power Electronics, pp.192-200,2009.

[8] LTC, Datasheet, “LTC6908-1”, http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/690812fa.pdf

[9] David Jauregui, Bo Wang, and Rengang Chen, “Power Loss Calculation with Common Source Inductance Consideration for Synchronous Buck

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Converters”, Texas Instruments, Application Report, 2011.

[10] Deok-kwan Choi, Soo-bin Hwang, Sang-min Kim, and Tae-suk Kwon, “Loss analysis and thermal design in 48V mild hybrid DC-DC converter”,EVS 28, 2015.

[11] TI datasheet, “Thermal design by insight, not hindsight”, Texas Instruments, Application Report, 2011.

[12] https://ko.wikipedia.org/wiki/%EC%84%A0%ED%98%95_%ED%95%A9%EB%8F%99_%EC%83%9D%EC%84%B1%EA%B8%B0

[13] PLECS, Simulation software for power electronics, http://www.plexim.com/

[14] 이성준, “직렬형 하이브리드 군용 자동차의 동력 시스템 설계 및 전력 제어,” 박사학위논문, 서울대학교, 2011.

[15] LTC datasheet, “Resistor Set SOT-23 Oscillator with Spread Spectrum Modulation,” http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/690812fa.pdf.

Collection @ chosun