



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](#)

공학석사 학위논문

이중 능동브릿지 컨버터의 경부하 효율
및 동특성 개선을 위한 제어 기법

Control Strategy of Dual Active Bridge
Converters to Improve Light-load
Efficiency and Dynamic Performance

울 산 대 학 교 대 학 원

전기전자컴퓨터공학과

박 정 수

이중 능동브릿지 컨버터의 경부하 효율
및 동특성 개선을 위한 제어 기법

지도교수 최성진

이 논문을 공학석사학위 논문으로 제출함

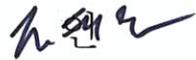
2024년 2월

울산대학교 대학원

전기전자컴퓨터공학과

박정수

박정수의 공학석사학위 논문을 인준함

심사위원장 전 태 원 

심사위원 최 성 진 

심사위원 손 영 광 

울 산 대 학 교 대 학 원

2024년 02월

감사의 글

시간이 흘러 2년이라는 짧은 기간이 지나갔습니다. 처음 연구실에 받을 디딤돌 때는 전력 전자 분야에 대한 무지와 영어 소통의 어려움, 새로운 환경에서의 불안 등으로 인해 많은 고민이 있었습니다. 그러나 최성진 교수님과 연구실 동료들의 따뜻한 배려와 도움 덕분에 원활하게 적응할 수 있었고, 아직은 미숙하지만 전력 전자 분야의 연구자로서 발전해 갈 수 있어 자랑스럽게 생각합니다.

먼저, 석사 과정 동안 지도해주신 최성진 교수님께 진심으로 감사드립니다. 교수님께서 전력전자 분야에 대한 탄탄한 지식과 열정을 바탕으로 저에게 많은 가르침을 주셨습니다. 또한 연구뿐 아니라 여러 살아가면서 필요한 가르침에 대해서도 감사드립니다. 그리고 회사와 학교를 병행할 수 있게 배려해 주셔서 감사합니다. 그리고 바쁜 가운데도 불구하고 심사위원을 맡아주시고 졸업 논문에 대해 진심 어린 조언을 해주신 전태원 교수님과 손영광 교수님께도 감사 인사 올립니다.

그리고 제가 처음 입학했을 때부터 졸업하는 이 순간까지도 가장 많이 도와주고 제가 고민이 있을 때 고민 상담도 해주고 삶에 대한 방향에 대해 조언도 많이 해주었고 특히 실험 방법이나 실험에 대한 노하우를 아낌없이 공유해주었던 Tin형에게 감사하다고 전하고 싶습니다. 그리고 처음 연구실에 왔을 때 잘 적응 할 수 있도록 도와준 Ha 형과 Quoc 형, 그리고 항상 웃는 모습으로 반갑게 인사해 주고 분위기를 풀어주는 Thao와 Anh, 그리고 논문에 대한 질문이나 궁금한 것들을 물어보면 발뺌하고 도와주는 Tofo에게 덕분에 적응 잘하고 졸업할 수 있었다고 감사하다는 말 전하고 싶습니다. 또한 제가 신경 못쓰고 놓치는 점들을 신경 써주고 저를 많이 챙겨준 태영이, 처음 연구실에 왔을 때 연구실에 잘 적응할 수 있고 연구나 방향에 많은 도움이 되었던 승하, 같이 밤새워 공부하고 연구실 분위기를 풀어주는 것에 일등 공신한 병렬이, 얼마 보지는 못했지만 같이 살뜰한 영똥한 석진이에게 고맙다는 말을 전하고 싶습니다.

그리고 회사와 학교를 병행하면서 다닐 수 있게 지원해주시고 배려해 주시고 전력전자 분야에 더 많이 배울 수 있게 도와주셨던 구성영 대표님과 이기욱 이사님께도 감사의 말씀 드립니다.

마지막으로, 항상 무엇이든 지원하고 견디며 살아올 수 있도록 도와주신 나의 아버지
와 어머니, 그리고 항상 저를 챙겨주는 동생에게 깊은 감사의 인사를 드립니다. 많
은 분들의 지지와 도움 덕분에 이 순간까지 공부할 수 있었습니다.

감사합니다.

2024년2월

박 정 수

국문 요약

이중 능동브릿지 컨버터의 경부하 효율 및 동특성 개선을 위한 제어 기법

울산대학교 대학원
전기전자컴퓨터공학과
박 정 수

최근 신재생 에너지 분야의 급속한 성장으로 인해 태양광, 풍력 발전, 에너지 저장 장치(Energy Storage System, ESS)와 같은 시스템을 사용하기 위해 DC-DC 컨버터의 필요성이 증대되고 있다. 이러한 시스템에 사용되는 DC-DC 컨버터의 특징은 양방향성, 절연성, 넓은 입출력 전압 성능 등이 요구된다. 이런 특성을 만족하는 컨버터에는 이중 능동 브릿지(Dual Active Bridge, DAB)가 존재한다. 특히 DAB(Dual Active Bridge) 컨버터는 쉬운 제어성, 고전력 처리 밀도의 이점 또한 가지고 있어 최근 관심이 대두되고 있다. DAB 컨버터는 단일 위상천이 변조(Single Phase-Shift Modulation, SPSM) 제어 방식을 많이 사용한다. SPSM 제어 방식의 경우 유효 입출력 전압비가 1대1일 때 반도체 스위치들이 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching, ZVS)으로 동작하고 무효전력이 낮아 높은 효율을 가지는 이점이 있다. 하지만 유효 입출력 전압비가 1대 1에서 벗어나거나 경부하 운전 시 하드-스위칭(Hard Switching)과 높은 무효전력으로 인해 높은 스위칭 손실과 전도 손실이 발생하게 되어 컨버터의 전력 효율이 급격히 저하되는 단점이 존재한다.

기존 연구에 따르면 컨버터의 경부하 효율 개선을 위해 간헐스위칭 기법(Burst-mode)이 제시되었다.

간헐스위칭 기법은 일정 간헐스위칭 주기 동안 PWM 펄스를 중단하여 컨버터 내부의 전류와 스위칭 손실을 줄여 경부하에서 효율을 높이고 출력 제어의 범위를 넓히는 기법이다. 기존 연구는 DAB 컨버터에서 간헐스위칭 기법을 사용해 ZVS 범위를 확장하는 것에 집중해 경부하 효율을 개선 시키는 연구가 진행되어졌다. 하지만 넓은 범위의 ZVS를 얻기 위해서 변압기 1차측과 2차측 사이의 큰 위상차를 사용하게 되는데

이는 큰 무효전력을 발생시킨다. 부하의 변화에 따라 무효전력의 크기가 SPSM 방식에 비해 커지는 구간이 존재해 오히려 이 기법을 사용하지 않을 때보다 ZVS 영역은 확보되었지만 효율성을 낮아지게 되었다. 또한 일반적으로 간헐스위칭 기법에는 DC 바이어스가 생기는 문제점이 존재한다. DC 바이어스는 변압기 포화를 일으키기 때문에 변압기에 직렬로 커패시터를 추가하는 방법으로 해결해야 한다. 하지만 소자를 추가함으로써 회로의 크기 증가와 추가적인 손실이 발생하게 된다.

본 논문에서는 DAB 컨버터의 입출력 전압을 통해 무효전력이 최소가 되고 ZVS도 만족하는 변압기 1차측과 2차측 전압의 위상차를 결정하고 이를 기반으로 간헐스위칭 기법의 턴-온, 턴-오프 비를 조절해 전력을 전달하는 방식으로 기존 간헐스위칭 기법의 문제점을 해결하는 방법을 제안하였다. 이는 경부하 운전 시 높은 무효전력이 발생하고 ZVS가 되지 않는 문제를 해결한다. 또한 기존의 방식에 비해 경부하에서 높은 효율을 얻을 수 있었다. 이를 입출력 유효 전압비가 0.5, 0.7, 0.9인 지점에서 자성 소자, 스위치, 커패시터의 손실 모델을 통해 효율을 이론적으로 예측하였다. 시뮬레이션과 하드웨어 실험을 통해 제안하는 기법이 SPSM 제어 기법과 기존의 간헐스위칭 기법에 비해 경부하에서 ZVS 여부와 효율이 증가함을 검증하였다.

또한 변압기 1차측 전압의 듀티비를 조절해 DC 바이어스를 제거하여 직렬 커패시터를 제거하는 방법을 소개하고 이를 간헐스위칭 기법을 사용할 때 다양한 유효 입출력 전압비, 다양한 부하에서 DC 바이어스가 제거됨을 시뮬레이션 및 실험을 통해 검증하였다.

제안하는 기법의 동적 특성 분석을 위해 축소 차수 모델을 사용해 소신호 모델을 도출하였다. PI 제어기를 설계하고 이를 이용해 폐 루프 전달함수를 구하고 보데선도를 기반으로 안정도를 검증하였다.

실제로 제안하는 간헐스위칭 기법을 경부하 시와 중부하 시의 부드러운 전환을 위해 SPSM 방식과 제안하는 간헐스위칭 기법 간의 변압기 실효치 전류를 계산한 뒤, 이 정보를 모드 전환에 사용하였다. 또한 두 방식의 전환 지점에서 부드러운 전환을 위해 전향 보상 제어(Feed-forward control)방식을 적용한 알고리즘을 제안하였다. 제어기의 안정성과 모드의 부드러운 전환을 위한 알고리즘을 실험적으로 검증하였다.

주요어 : DAB 컨버터, Burst 모드, 경부하 효율, DC 바이어스, 간헐스위칭

목 차

감사의 글	i
국문 요약	iii
목 차	v
그림 목차	vii
표 목차	ix
1. 서론	1
1.1 연구 배경 및 필요성	1
1.2 연구 목표 및 내용	3
1.3 논문 구성	4
2. DAB 컨버터 동작 원리 및 제어	5
2.1 DAB 컨버터의 정상 상태 분석	5
2.2 DAB 컨버터의 효율	11
2.3 경부하 특성 분석	15
3. 제안하는 DAB 컨버터의 경부하 효율 개선 기법	21
3.1 기존 경부하 제어 개선 기법	21
3.2 제안하는 경부하 제어 기법	25
3.3 시뮬레이션	32
3.4 실험 결과	40
4. 제안하는 기법의 동적특성 분석	49
4.1 제안하는 경부하 제어 기법의 소신호 모델	49
4.2 제어기 설계	53
4.3 시뮬레이션 및 실험	58

5. 결론	62
참 고 문헌	65
ABSTRACT	68

그림 목차

그림 1.1 에너지 저장 시스템 구성도	1
그림 2.1 단상 DAB 컨버터	5
그림 2.2 단상 DAB 컨버터 SPSM 방식 주요 동작 파형	6
그림 2.3 SPSM 방식의 DAB 컨버터 전력 전달	9
그림 2.4 인덕터 전류 파형($M < 1$)	10
그림 2.5 부하에 따른 주요 파형	15
그림 2.6 SPSM 듀티비 D_n 과 유효 입출력 전압비 M 에 대한 무효전력	16
그림 2.7 스위칭 종류	17
그림 2.8 DAB 컨버터의 ZVS 동작	18
그림 2.9 DAB 컨버터의 ZVS 동작 영역	19
그림 2.10 하드-스위칭 동작	19
그림 3.1 기존의 간헐스위칭 기법	21
그림 3.2 통상적인 간헐스위칭 기법 동작 파형	22
그림 3.3 간헐스위칭 듀티 D_b 에 따른 출력전력	23
그림 3.4 제안하는 간헐스위칭 기법의 최적 설계	27
그림 3.5 간헐스위칭 주파수 f_b 설계 그래프	28
그림 3.6 DC 바이어스 제거 기법	30
그림 3.7 계산된 변압기 1차측 전류 실효치	35
그림 3.8 $M = 0.7$ 일 때 인덕터 전류 시뮬레이션 파형	36
그림 3.9 계산된 출력전력에 대한 효율	38
그림 3.10 M 에 따른 효율(PSIM 시뮬레이션)	39
그림 3.11 DAB 컨버터 하드웨어	40
그림 3.12 제안하는 기법의 다양한 전압 범위에서의 경부하 정상 상태 파형	41
그림 3.13 제안하는 DC 바이어스 제거 기법 동작 파형	45
그림 3.14 제안하는 기법과 기존의 기법 효율 비교	47
그림 3.14 제안하는 기법과 SPSM 방식의 효율 비교	48
그림 4.1 DAB의 간헐스위칭 기법 평균 모델	50
그림 4.2 DAB의 간헐스위칭 기법을 포함한 소신호 모델	52

그림 4.3 D_b 에 대한 V_o 전달함수의 보데선도	54
그림 4.4 설계된 전압 제어 보상기를 적용했을 때의 개방 루프 이득 보데선도	54
그림 4.5 SPSM 제어기	56
그림 4.6 간헐스위칭 기법 제어기	56
그림 4.7 제안하는 통합제어 알고리즘	57
그림 4.8 계단과응답을 통한 축소모델의 검증 ($M=0.5$, $R=80\Omega \rightarrow 40\Omega$)	59
그림 4.9 간헐스위칭 모드의 전압 지령치 증가 계단과 응답 특성	60
그림 4.10 간헐스위칭 모드의 부하 증가 계단과 응답 특성	60
그림 4.11 V_o 가 120V일 때 모드 전환 특성	61

표 목차

표 3.1 시뮬레이션 및 실험에 사용된 스위치 매개변수	32
표 3.2 시뮬레이션 및 실험에 사용된 시스템 매개변수	33
표 4.1 시뮬레이션에 사용된 시스템 매개변수	58

1. 서론

1.1 연구 배경 및 필요성

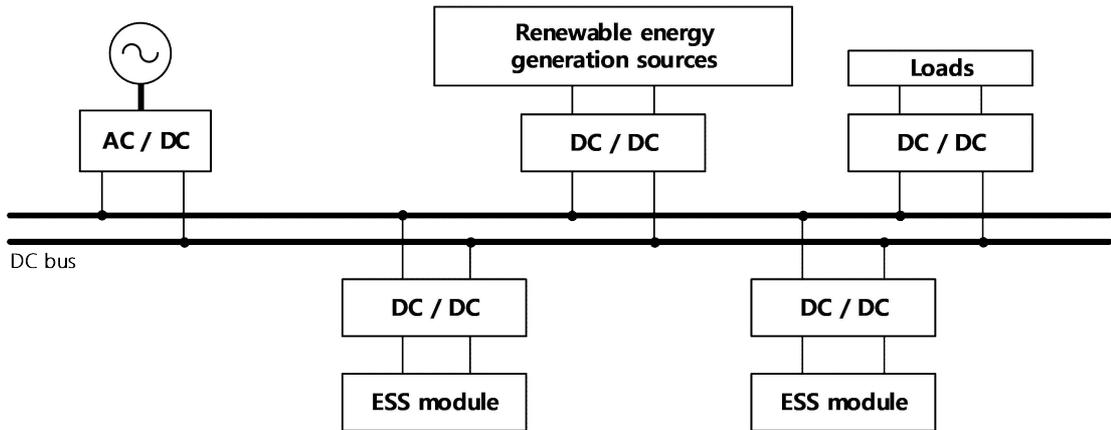


그림 1.1 에너지 저장 시스템 구성도.

Fig. 1.1 Energy Storage System Configuration.

최근 환경 보호와 화석 에너지의 고갈 등의 문제로 태양광, 풍력 발전과 같은 신재생 에너지에 관한 관심이 증대되고 있다^[1]. 하지만 특성상 신재생 에너지의 출력은 시시각각 변화하기 때문에, 기존 화력 발전에 비해 전력의 변동성이 크다. 이에 따라 신재생 에너지를 사용하기 위해서는 그림 1.1과 같은 에너지 저장 장치(Energy Storage System, ESS) 시스템을 통해 에너지 수요에 따라 에너지를 방출하거나 저장하여 안정적인 전원으로 변환하는 것이 필수적이다. 또한 전기차 배터리의 또 다른 사용처로써 ESS의 역할이 더욱 중요해졌다. 또한 무정전 전원 장치(Uninterruptible Power Supply, UPS)와 같이 배터리를 이용해 정전 시 전원을 공급하는 시스템이다. 이러한 시스템에서는 양방향 DC-DC 컨버터(Bidirectional DC-DC Converter, BIDC)가 필수적으로 사용되며 이에 대한 특징으로는 양방향성, 절연성, 넓은 입출력 전압성능 등이 요구된다. 이러한 특성을 만족하는 컨버터에는 이중 능동브릿지(Dual Active Bridge, DAB) 컨버터가 있으며 쉬운 제어성, 고전력 처리 밀도의 이점을 가지고 있어 이러한 시스템에 적합한 컨버터로 평가받고 있다^{[2][3]}.

DAB 컨버터를 제어하기 위한 가장 기본적인 방법은 1차측과 2차측 브릿지 전압을

사각 파형으로 만들고 두 전압 파형 간의 위상 차이를 이용하여 제어를 수행하는 방법인 단일 위상 천이 변조(Single Phase-Shift Modulation, SPSM) 방법이 있다. 이 방식은 제어 변수가 1개이기 때문에 제어가 용이하다는 장점이 있다. DAB 컨버터의 SPSM 제어 방식은 변압기 권선비를 고려한 입출력 전압비가 1대1일 때 반도체 스위치들이 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching, ZVS)으로 동작하고 무효전력이 낮아 높은 효율을 가진다. 하지만 유효 입출력 전압비가 1대 1에서 벗어나거나 경부하 운전 시 하드-스위칭(Hard Switching)과 높은 무효전력으로 인해 높은 스위칭 손실과 전도 손실이 발생하게 되어 컨버터의 전력 효율이 급격히 저하되는 단점이 존재한다^{[4][5]}. 한편 ESS와 UPS와 같은 시스템에서는 신재생 에너지나 배터리 측 출력 전압의 상태가 계속해서 변동하고 부하가 가변하는 특징이 있고 이러한 특성으로 인하여 이러한 분야에서는 경부하와 더욱 넓은 유효 입출력 전압비에서의 높은 효율성이 요구된다. 따라서 DAB 컨버터가 이러한 분야에 적용되기 위해서는 경부하와 유효 입출력 전압비가 1대1에서 벗어났을 때 컨버터의 효율을 개선할 필요가 있다.

기존 연구에 따르면 컨버터의 경부하 효율 개선을 위해 간헐스위칭 기법(Burst-mode)이 제시되었다^{[6][7]}. 그리고 DAB 컨버터에서도 간헐스위칭 기법이 적용되었다^{[8][9][10]}. 문헌[8]에서는 오히려 간헐스위칭 기법을 사용했을 때 ZVS영역은 확장되었지만 효율이 약간 떨어지는 결과가 도출되었다. 또한 문헌[9]에서는 효율성을 고려하지 않은 ZVS영역 확장에 집중되어 연구가 이루어졌다. 문헌 [10]에서는 효율성 측면에서 매우 낮은 전력에서만 효용성이 있는 간헐스위칭 기법이 연구되었다. 따라서 기존 연구에서는 간헐스위칭 기법을 사용하여 경부하시의 ZVS영역 확장에 집중된 연구가 이루어졌고 매우 낮은 부하에서만 적용이 가능하였다. 또한 넓은 ZVS영역을 위해 변압기 1차측과 2차측 사이의 큰 위상차를 사용하게 되는데 이는 큰 무효전력을 발생시킨다. 부하의 변화에 따라 무효전력의 크기가 SPSM 방식에 비해 커지는 구간이 존재해 오히려 이 기법을 사용하지 않을 때보다 ZVS 영역은 확보되었지만 효율성을 낮아지게 되었다. 또한 일반적으로 간헐스위칭 기법에는 DC 바이어스가 생기는 문제점이 존재한다. DC 바이어스는 변압기 포화를 일으키기 때문에 변압기에 직렬로 커패시터를 추가하는 방법으로 해결해야 한다. 하지만 소자를 추가함으로써 회로의 크기 증가와 추가적인 손실이 발생하게 된다. 따라서 기존 간헐스위칭기법의 문제점을 보완해 ZVS 동작과 동시에 무효전력을 최소화하고 추가로 DC 바이어스 제거 특성이 적용된 간헐스위칭 제어 기법이 필요하다.

1.2 연구 목표 및 연구내용

본 논문은 경부하, 다양한 유효 입출력 전압 비에서 단상 DAB 컨버터의 효율 개선을 위한 간헐스위칭 기법 연구를 목표로 하였다. 구체적인 논문의 목표와 내용은 다음과 같다.

- 간헐스위칭 기법을 통한 효율 향상 연구

본 논문은 DAB 컨버터의 넓은 전압 범위 및 경부하에서 고효율 달성을 위한 새로운 간헐스위칭 기법을 제안한다. DAB 컨버터의 SPSM 방식을 이용할 때 넓은 전압 범위 및 경부하에서 높은 효율을 얻지 못하는 단점이 있다. 본 논문에서 제안하는 간헐스위칭 기법에서는 DAB 컨버터의 입력전압과 출력전압을 통해 무효전력이 최소가 되고 ZVS도 만족하는 변압기 1차측과 2차측 전압의 위상차를 결정하고 이를 기반으로 간헐스위칭 기법의 턴-온, 턴-오프 비를 조절해 전력을 전달하는 방식으로 SPSM 제어 기법과 기존 간헐스위칭 기법 보다 높은 효율을 얻을 수 있는 기법을 제안한다.

- 간헐스위칭기법에 수반되는 DC 바이어스 제거 기법 연구

간헐스위칭 기법을 사용할 때 간헐스위칭이 시작될 때 DAB 동작에 의해 인덕터 전류가 생성되는데 이때 인덕터 전류가 늦게 정상상태에 도달하게 되면서 DC 바이어스가 발생하여 변압기 포화를 유발할 수 있는 문제가 있다. 또한 인덕터 전류의 과도 상태에서 인덕터 전류 최댓값이 매우 커지게 되는데 이는 큰 가청 소음을 발생시킨다. 이러한 단점을 해결하기 위해 변압기 1차측 전압 듀티비를 증가시킴으로써 빠르게 인덕터 전류가 정상 상태에 도달하는 기법을 제안한다.

- 간헐스위칭 기법에서 동특성 개선 연구

제안하는 간헐스위칭 기법의 소신호 모델링을 축소 차수 모델을 기반으로 도출하였으며 이를 기반으로 안정적인 제어기의 설계를 보인다.

또한 실제로 제안하는 간헐스위칭 기법을 경부하 시와 중부하 시의 부드러운 전환을 위해 SPSM 방식과 제안하는 간헐스위칭 기법 간의 변압기 실효치 전류를 계산한 뒤, 이 정보를 모드 전환에 사용하였다. 또한 두 방식의 전환 지점에서 부드러운 전환을 위해 전향 보상 제어(Feed-forward control) 방식을 적용한 알고리즘을 제안한다.

1.3 논문구성

본 논문 구성은 다음과 같이 구성된다.

제 1장에서는 연구의 배경 및 연구의 필요성, 연구 목표 및 연구 내용, 논문 구성에 관해 설명한다.

제 2장에서는 단상 DAB 컨버터의 전반적인 특성에 관해 설명한다. 이를 ZVS 조건, 무효전력 정의, 손실 모델에 대해 나누어 설명한다.

제 3장에서는 먼저, 기존의 DAB 컨버터의 간헐스위칭 기법에 대해 설명하고, 기존의 간헐스위칭 기법의 한계와 문제점에 대해 설명한다. 그리고 간헐스위칭 기법 제어 시 무효전력이 최소가 되게 하는 위상각을 구하고 이를 이용한 제어 기법을 제안한다. 그리고 무효전력 저감 기법을 손실 모델을 기반으로 예측하여, DAB 컨버터의 일반적인 SPSM 방식과 기존의 DAB 컨버터의 간헐스위칭 기법과 제안된 간헐스위칭 기법을 비교하여 제안된 방법의 효율 개선 효과를 시뮬레이션 및 실험적으로 검증한다.

제 4장에서는 제안하는 제어 기법의 동적 특성 개선 방법을 제시한다. 제안하는 경부하 제어 기법의 소신호 모델을 구하고, 이를 통해 PI 제어기를 이용하여 제어기 설계를 하고 보드플롯을 이용하여 안정성을 판별한다. 그리고 간헐스위칭과 SPSM 방식의 전환 지점에서 발생하는 문제를 전향 보상 제어로 해결하는 알고리즘 피드포워드 제어로 해결하는 알고리즘을 제시하였다. 이를 시뮬레이션과 실험을 통해 검증한다.

제 5장에서는 본 논문을 목적과 결과에 대해 정리하고 향후 과제에 대해 언급한다.

2. DAB 컨버터 동작 원리 및 제어

이 문헌에서는 DAB 컨버터의 설계 및 분석에 필요한 기본적인 분석 방법을 다각도로 살펴본다. 가장 먼저 DAB 컨버터의 동작 특성을 알기 위해 제어 방법, 동작 원리에 대해 분석한다. 그 후 DAB 컨버터의 자성 소자, 커패시터, 스위치의 손실 모델에 대해 설명하고 이를 이용하여 컨버터의 손실을 예측한다. 그리고 컨버터의 경부하 시 ZVS와 무효전력 특성에 관해 설명한다.

2.1 DAB 컨버터의 정상 상태 분석

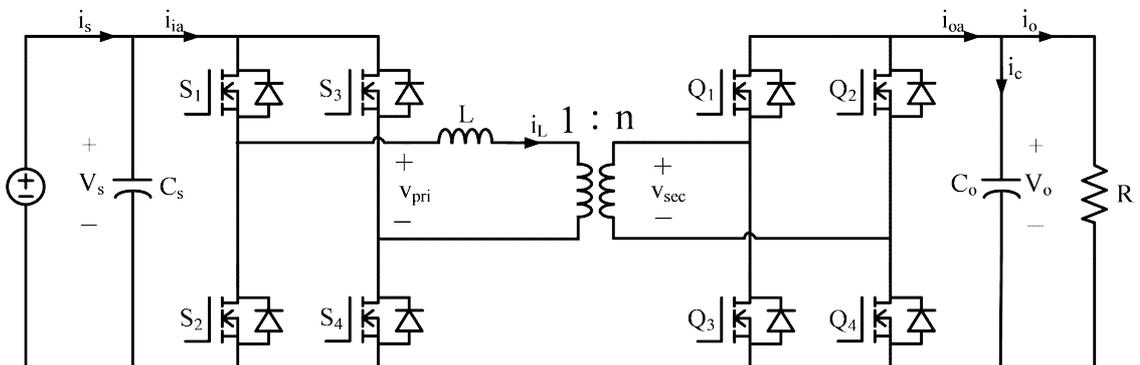


그림 2.1 단상 DAB 컨버터.

Fig. 2.1 Single-phase DAB converter.

단상 DAB 컨버터 회로도도 그림 2.1과 같다. 단상 DAB 컨버터는 입력측 풀 브릿지 S_1, S_2, S_3, S_4 와 출력측 풀 브릿지 Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 와 그 사이에 직렬 인덕턴스 L 과 변압비 $1 : n$ 을 가지는 변압기, 입출력 커패시터 C_s, C_o 를 가지며, 출력측 부하는 등가저항 R 로 나타내었다. V_s 와 V_o 는 입출력 직류 전압이고 일차단 전압 v_{pri} 과 이차단 전압 v_{sec} 는 풀 브릿지에 의해 구형파로 변환된 교류 전압이다. 그리고 i_L 은 v_{pri} 과 v_{sec} 의 위상차(ϕ)에 의해 생성된 인덕터 교류 전류이며, 변압기 1차측 교류 전류이다.

DAB 컨버터의 전력을 전달하는 가장 보편적인 방법은 단일 위상 천이 변조 방법 (Single Phase Shift Modulation, SPSM)이다. SPSM은 입력측과 출력측에 연결된 2개의 풀 브릿지에 의해서 만들어진 v_{pri}, v_{sec} 의 위상차(ϕ)를 통해 전력을 전달하는 방식이다. SPSM 방식은 1차측 스위치와 2차측 스위치의 50% 고정 듀티비를 사용하여 동작하고, 50% 듀티비의 구형파 v_{pri} 과 v_{sec} 를 생성한다. v_{pri} 과 v_{sec} 의 전압 차이만큼 인덕터에 인가되어 교류 전류를 생성해 전력을 전달한다. 이 방식은 DAB 컨버터 제

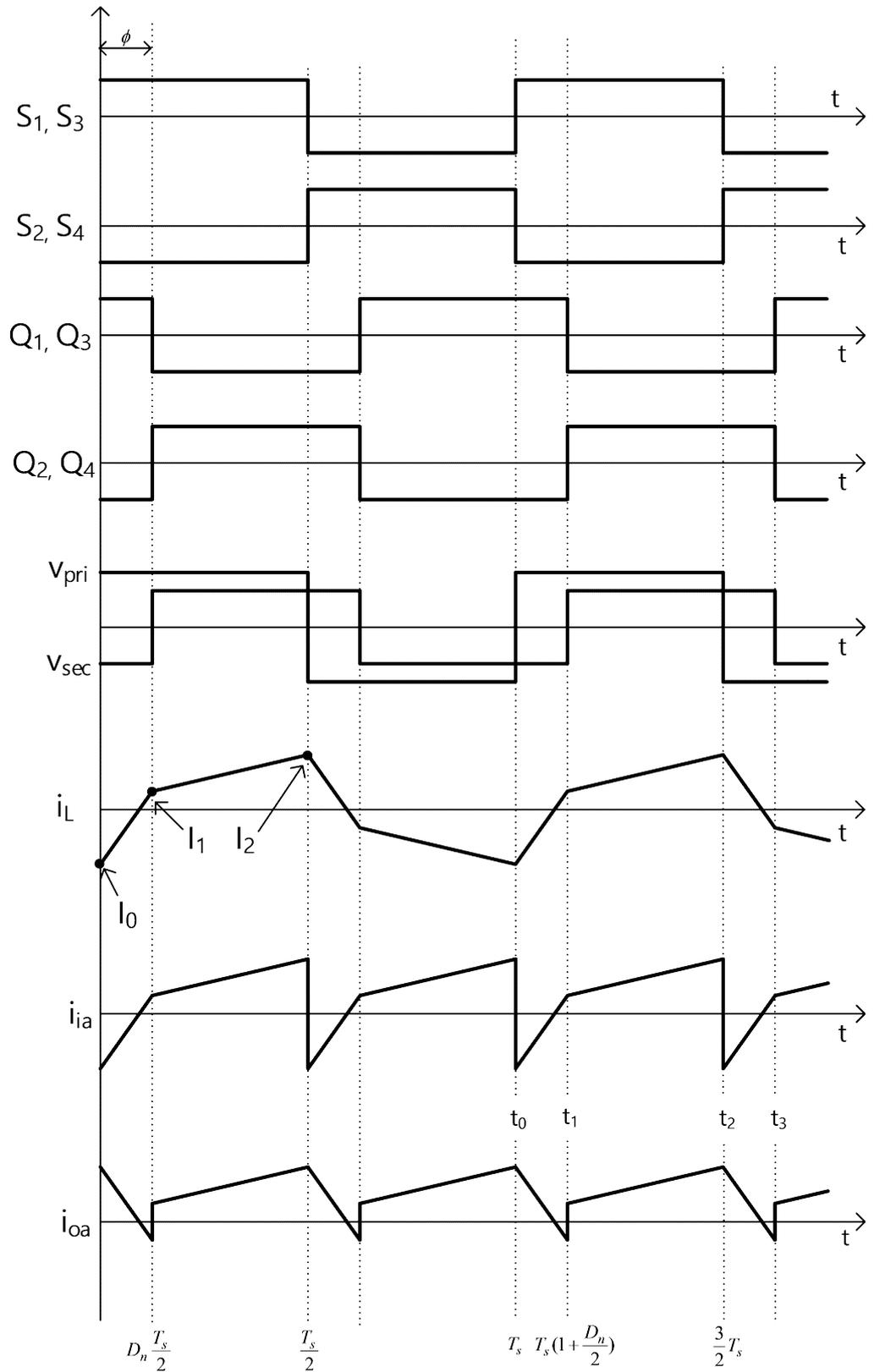


그림 2.2 단상 DAB 컨버터 SPSM 방식 주요 동작 파형.

Fig. 2.2 SPSM operation waveforms of Single-phase DAB converter.

어에서 가장 널리 쓰이며, 본 논문에서는 이 방식을 기본으로 하여 설명한다.

그림2.2는 SPSM 방식으로 동작할 때 각 스위치 상태($S_1 \sim S_4$, $Q_1 \sim Q_4$), 1차측 전압 (v_{pri}), 2차측 전압(v_{sec}), 직렬 인덕터를 통해 흐르는 전류(i_L)이고 위상차(ϕ , [rad])는 DAB 컨버터에서의 변압기 1차측과 2차측 전압간의 위상차를 나타내며 이는 듀티비로 표현이 가능한데 본 논문에서 식(2.1)과 같이 정의한다.

$$D_n = \frac{\phi}{\pi} \quad (2.1)$$

본 논문에서는 변압기 권선비를 고려한 입출력 전압비를 유효 전압비 M 으로 정의하며 식(2.2)과 같다.

$$M = \frac{V_o}{nV_s} = \frac{D_n(1-D_n)T_s R}{2Ln^2} \quad (2.2)$$

유효 전압비가 같은 지점 즉, M 이 1일 때 가장 높은 효율을 얻을 수 있다. 하지만 SPSM 방식의 경우 M 이 1에서 벗어나거나 출력전력이 낮아질수록 무효전력이 커지게 되고 인덕터 전류의 조건에 따라 ZVS 동작을 하지 못하게된다. 이는 컨버터 내부의 전류 실효치를 증가시켜 전도 손실이 증가하며, 하드 스위칭을 하게 되어 스위칭 손실이 증가하게 되어 컨버터의 전력 효율이 급격하게 저하되는 단점이 존재한다.

i_{ia} 은 1차측 풀 브릿지에서 변환된 직후의 입력측 전류를 나타내며, i_{oa} 는 2차측 풀 브릿지에서 변환된 직후의 출력측 전류를 나타낸다. I_1 은 2차측 전압이 음의 값에서 양의 값으로 바뀌는 시점에서의 인덕터 전류를 나타내며, I_2 는 1차측 전압이 음의 값에서 양의 값으로 바뀌는 시점의 인덕터 전류를 나타낸다. SPSM 방식에서의 반주기 동안의 인덕터 전류는 식(2.3), 식(2.4)과 같이 표현된다.

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{1}{L}(V_s + \frac{V_o}{n})(t - t_0) \quad t_0 < t < t_1 \quad (2.3)$$

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{1}{L}(V_s - \frac{V_o}{n})(t - t_1) \quad t_1 < t < t_2 \quad (2.4)$$

정상 상태에서의 한주기 동안의 인덕터 전류의 평균은 0이다. 따라서 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$|i_L(t_0)| = |i_L(t_2)| \quad (2.5)$$

그리고 t_0 , t_1 , t_2 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$t_1 - t_0 = D_n \frac{T_s}{2} \quad (2.6)$$

$$t_2 - t_1 = (1 - D_n) \frac{T_s}{2} \quad (2.7)$$

식(2.3) ~ 식(2.7)을 이용하여 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$i_L(t_1) = I_1 = [V_s(2D_n - 1) + \frac{V_o}{n}] \frac{T_s}{4L} \quad (2.8)$$

$$i_L(t_2) = -I_o = I_2 = [V_s + \frac{V_o}{n}(2D_n - 1)] \frac{T_s}{4L} \quad (2.9)$$

그리고 직렬 인덕턴스에 흐르는 전류의 반주기 동안의 평균 식은 다음과 같이 구해진다.

$$\langle i_L \rangle = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_L(t) dt = \frac{V_o}{2nL} D_n (1 - D_n) T_s \quad (2.10)$$

이상적인 DAB 컨버터일 때, SPSM 방식의 일반적인 컨버터의 전력 전달 공식은 식(2.10)에 나타나 있는 평균 전류를 이용하여 구할 수 있다. 음의 전력 전달까지 고려한 전력 전달 공식은 식(2.11)과 같다.

$$P_o = \frac{V_s V_o}{2nL} D_n (1 - |D_n|) T_s \quad (2.11)$$

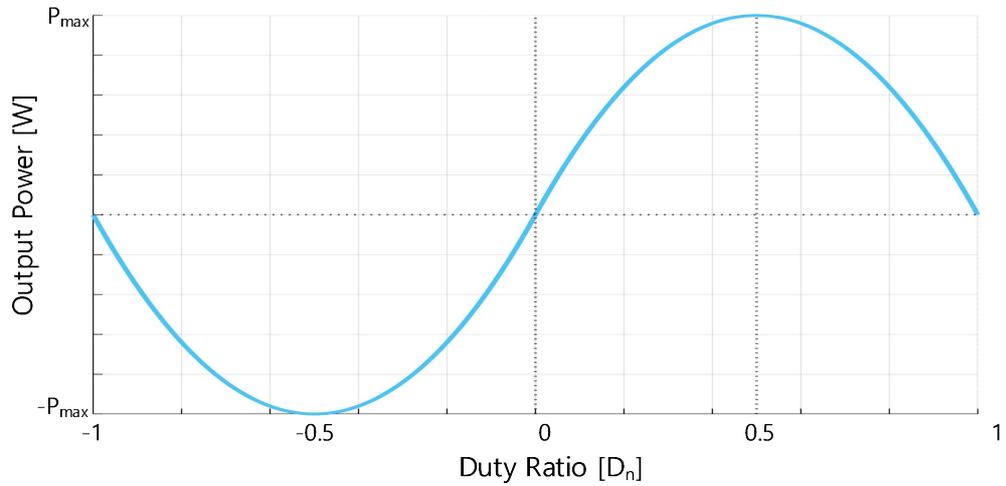


그림 2.3 SPSM 방식의 DAB 컨버터 전력 전달.

Fig. 2.3 Power Transfer of DAB Converter with SPSM Method.

P_o 는 출력전력을 뜻한다. 그림2.3은 식(2.11)을 D_n 이 -1에서 1로 변할 때 식2.11을 이용해 나타낸 전력을 보여준다. D_n 이 0보다 클 때는 입력측에서 출력측으로 전력이 전달되고 D_n 이 0보다 작을 때는 출력측에서 입력측으로 전력이 전달된다. DAB 컨버터의 최대 전력 전달 조건은 D_n 의 절댓값이 0.5인 지점이 된다. 이를 위상각으로 표현하면 ϕ 가 $\pm \frac{\pi}{2}$ [radian]인 지점이 된다. 그리고 스위칭 주파수가 일정할 때 최대 전력 전달량은 입력전압 또는 출력전압의 크기 그리고 직렬 인덕턴스에 의해 결정되며 이는 DAB 컨버터를 설계할 때 고려되어야 할 사항이다.

다음은 인덕터 전류 공식을 통해 인덕터 전류의 실효치를 유도하는 과정이다. DAB 컨버터가 정상상태에 도달했다고 가정한다면, 다음 그림2.4와 같은 1차측 인덕터 전류 파형을 가지게 된다. 변압기 1차측 인덕터 전류의 실효치 $I_{rms,pri}$ 은 다음과 같은 식으로 구할 수 있다.

$$I_{rms,pri} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_L^2 dt} \quad (2.12)$$

반주기에 대해 실효치를 구해보면 $t_a, t_b, \frac{T_s}{2}(1-D_n)$ 구간에 대해 각각 계산해 인덕터 전류 실효치는 식(2.13)으로 구할 수 있다.

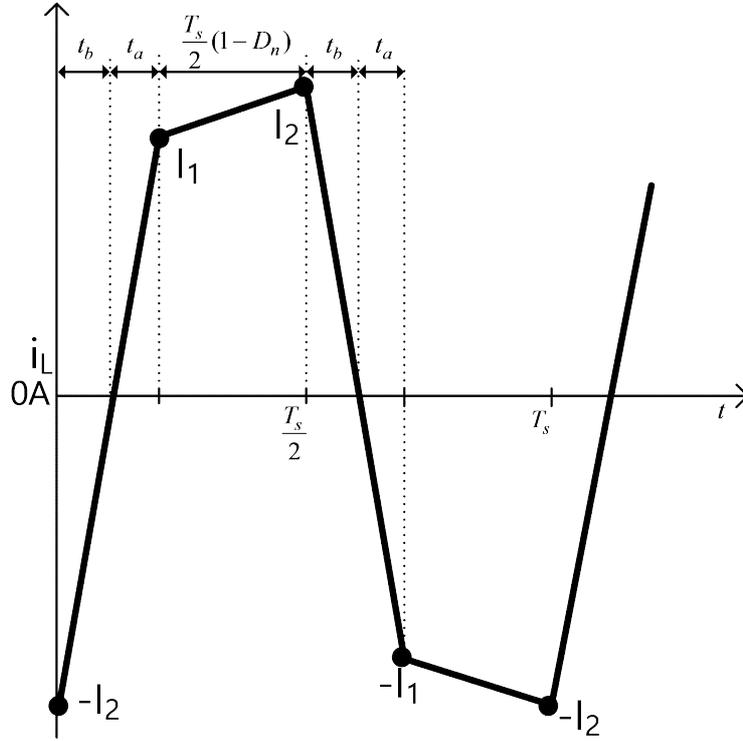


그림 2.4. 인덕터 전류 파형(M<1).

Fig. 2.4 Inductor current waveform(M<1).

$$I_{rms,pri} = \sqrt{\frac{2}{3T_s}(I_1^2 t_a + I_2^2 t_b) + \frac{1}{3}(I_1^2 + I_2^2 + I_1 I_2)(1 - D_n)} \quad (2.13)$$

이를 좀 더 간략히 하면 식(2.14)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{rms,pri} = \sqrt{\frac{I_1^2 + I_2^2 + I_1 I_2 (1 - 2D_n)}{3}} \quad (2.14)$$

식(2.14)는 변압기 1차측에 흐르는 전류의 실효치와 같고 변압기 2차측에 흐르는 전류의 실효치는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_{rms,sec} = \frac{I_{rms,pri}}{n} \quad (2.15)$$

2.2 DAB 컨버터의 효율

DAB 컨버터의 손실 모델을 이용한 효율 예측은 DAB 경부하 효율 개선을 위한 주요한 지표이다. 따라서 자성 소자의 전도 손실, 코어 손실과 스위칭 소자의 전도 손실과 스위칭 손실, 커패시터의 전도 손실을 기반으로 컨버터의 손실 모델을 도출하고 효율을 예측한다.

2.2.1 변압기 손실

DAB 컨버터의 변압기 손실에는 전도 손실, 코어 손실과 같은 손실이 있다. 변압기의 전도 손실 $P_{cu,T}$ 은 식(2.16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{cu,T} = I_{rms,pri}^2 R_{pri} + I_{rms,sec}^2 R_{sec} \quad (2.16)$$

$P_{cu,T}$ 는 변압기의 전도 손실을 의미한다. $I_{rms,pri}$ 는 변압기 1차측 전류 실효치, $I_{rms,sec}$ 는 2차측 전류 실효치를 의미한다. R_{pri} 와 R_{sec} 는 각각 변압기 1차측, 2차측 권선 저항을 의미한다. 그리고 변압기의 최대 자속 밀도는 다음과 같이 근사화된다 [11][12].

$$B_{max,T} = \frac{V_o}{K_f f_s N_2 A_{c,T}} \quad (2.17)$$

K_f 는 파형 계수(Waveform coefficient)이고 DAB 컨버터에서는 사각파이기 때문에 4로써 계산된다. N_2 , $A_{c,T}$ 는 각각 변압기 2차 권선 수, 변압기 코어 유효 단면적이다. 자화 손실 $P_{core,T}$ 는 다음 Steinmetz 공식에 의해 근사화된다 [13].

$$P_{core,T} = K_f^a B_{max,T}^b V_{core,T} \quad (2.18)$$

K, a, b 는 변압기에 사용되는 코어 재질에 따라 달라지는 변수이며, 본 논문에서 사용

된 값은 표3.2에 나타나 있다. $V_{core,T}$ 는 자성 코어의 부피이다. 이에 따라 변압기 총손실 $P_{loss,T}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$P_{loss,T} = P_{cu,T} + P_{core,T} \quad (2.19)$$

2.2.2 인덕터 손실

DAB 컨버터에는 전력 전달을 위해 인덕터가 필요하게 된다. 필요한 인덕턴스를 변압기의 내부 누설 인덕턴스로 설계하는 경우도 있다. 하지만 충분한 인덕턴스를 얻기 힘들기 때문에 직렬 인덕턴스를 추가로 연결하여 구현한다.

인덕터의 손실은 전도 손실과 자성 소자의 코어 손실로 나누어 계산할 수 있다. 인덕터의 전도 손실은 다음과 같다.

$$P_{cu,L} = I_{rms,pri}^2 R_L \quad (2.20)$$

R_L 은 인덕터 권선 저항이다. 인덕터의 최대 자속 밀도는 다음과 같다.

$$B_{max,L} = \frac{LI_{pk,pri}}{N_L A_{c,L}} \quad (2.21)$$

$I_{pk,pri}$ 는 인덕터 전류의 최대값, N_L 은 인덕터의 권선 턴수, $A_{c,L}$ 은 인덕터 코어의 횡단 면적이다. 코어 손실, $P_{core,L}$ 은 Steinmetz 공식에 의해서 근사화된다.

$$P_{core,L} = K f_s^a B_{max,L}^b V_{core,L} \quad (2.22)$$

K, a, b 는 코어 재질에 의해 정해지는 상숫값이고 $V_{core,L}$ 는 선택된 코어의 부피이다. 따라서 인덕터에서 발생하는 총손실은 다음과 같다.

$$P_{loss,L} = P_{cu,L} + P_{core,L} \quad (2.23)$$

2.2.3 DC 커패시터 손실

DC 커패시터에서의 손실은 주로 직렬 등가 저항(Equivalent Series Resistance, ESR)에서 발생하는 손실이다. 입출력 전류의 고주파 리플 성분은 입출력 커패시터 C_s, C_o 로 완전히 흐른다고 가정한다. 따라서 입력 커패시턴스, 출력 커패시턴스에 발생하는 손실은 다음과 같이 나타낼 수 있다^[11].

$$P_{ESR, C_s} = (I_{rms, pri}^2 - I_s^2) ESR_{C_s} \quad (2.24)$$

$$P_{ESR, C_o} = (I_{rms, pri}^2 - I_o^2) ESR_{C_o} \quad (2.25)$$

ESR_C 는 입력, 출력 커패시터의 직렬 등가저항이다. $P_{loss, cap}$ 는 DC 커패시터의 총손실을 나타내고 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{loss, cap} = P_{ESR, C_s} + P_{ESR, C_o} \quad (2.26)$$

2.2.4 스위칭 손실

DAB 컨버터의 스위칭 손실은 전도 손실, 턴-온 스위칭 손실, 턴-오프 스위칭 손실이 있다. 턴-온 스위칭의 경우에는 조건에 따라 하드 스위칭과 소프트 스위칭으로 나눌 수 있다.

우선 전도 손실을 구하기 위해서 각 스위치에 흐르는 전류 실효치와 스위치의 등가저항을 알아야 한다. 스위치의 턴-온 저항은 각 스위치의 데이터시트에서 구할 수 있고, 각 스위치에 흐르는 1차측 전류 실효치는 식(2.14)을 이용해 유도된다.

$$I_{pri, rms, sw} = \frac{I_{rms, pri}}{\sqrt{2}} \quad (2.27)$$

1차측 스위치 전류 실효치는 1차측 변압기 전류의 반 주기 만큼 흐르기 때문에 $\sqrt{2}$ 배로 나누어 계산한다. 마찬가지로 2차측 스위치에 흐르는 전류 실효치도 같은 방법으로

로 구할 수 있다.

$$I_{\text{sec},rms,sw} = \frac{I_{rms,sec}}{\sqrt{2}} \quad (2.28)$$

따라서 $r_{ds(on),pri}$, $r_{ds(on),sec}$ 는 각 스위치의 턴-온 저항이며, DAB 컨버터의 스위치의 총 전도 손실은 다음과 같다.

$$P_{cond,sw} = 4(I_{pri,s,sw}^2 r_{ds(on),pri} + I_{sec,s,sw}^2 r_{ds(on),sec}) \quad (2.29)$$

DAB 컨버터의 스위치는 턴-온 시에 조건에 따라 스위칭 손실이 0가 되는 ZVS가 일어나기 때문에 이를 고려해야 한다. 이를 고려한 턴-온 스위칭 손실은 다음식으로 나타낼 수 있다.

$$P_{on,sw} = \begin{cases} 4f_s E_{on,pri} & I_1 > 0 \text{ and } I_2 < 0 \\ 4f_s E_{on,sec} & I_1 < 0 \text{ and } I_2 > 0 \\ 0 & I_1 I_2 > 0 \end{cases} \quad (2.30)$$

$E_{on,pri}$, $E_{on,sec}$ 는 각 스위치의 턴-온 시의 손실 되는 에너지이다. 다음은 턴-오프시의 스위칭 손실이다.

$$P_{off,sw} = 4f_s (E_{off,pri} + E_{off,sec}) \quad (2.31)$$

$E_{off,pri}$, $E_{off,sec}$ 는 각 스위치의 턴-오프 시의 손실 되는 에너지이다. 따라서 DAB 컨버터의 스위치에서 나타나는 총손실은 다음과 같다.

$$P_{loss,sw} = P_{cond,sw} + P_{on,sw} + P_{off,sw} \quad (2.32)$$

최종적으로 DAB 컨버터의 효율은 변압기, 인덕터의 전도 손실, 자화 손실, 커패시터의 전도 손실, 스위치의 전도 손실과 스위칭 손실을 이용해 다음 식으로 예측이 가능하다.

$$P_{loss,DAB} = P_{loss,T} + P_{loss,L} + P_{loss,\cap} + P_{loss,sw} \quad (2.33)$$

$$\eta_{DAB} = \left[\frac{P_o}{P_o + P_{loss,DAB}} \right] \times 100\% \quad (2.34)$$

2.3 경부하 특성 분석

2.3.1 무효전력 특성

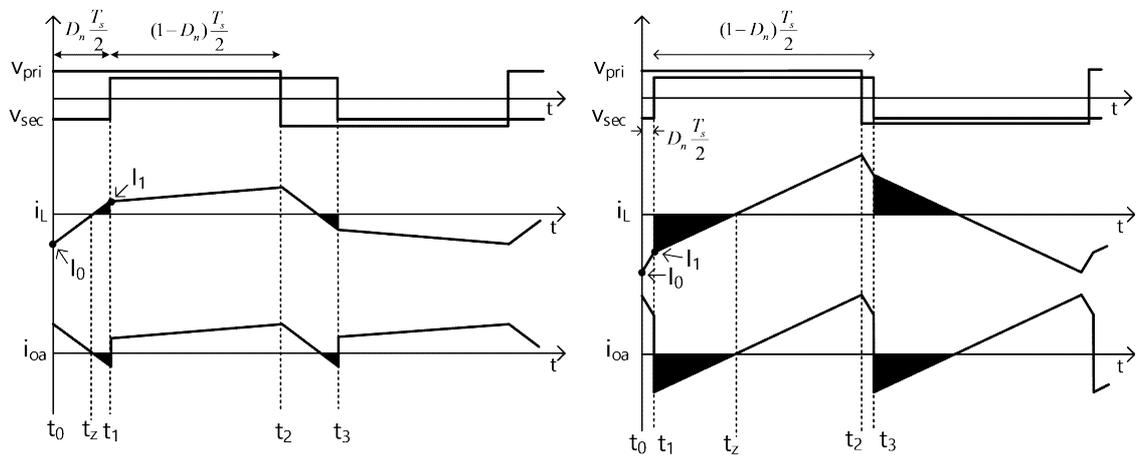


그림 2.5 부하에 따른 주요 파형 (a) 중부하 (b) 경부하 .

Fig. 2.5 Waveforms according to load (a) Heavy Load (b) Light Load.

DAB 컨버터에는 무효전력이라는 특성이 있다. 기존의 부스트 컨버터, 벡 컨버터, 하프 브릿지 컨버터의 경우 변압기로 넘어간 모든 전력이 부하로 흐르거나 한 주기 내의 부하에서 전원으로 흐르기 때문에 무효전력이 존재하지 않는다. 하지만 DAB 컨버터의 경우 1차측 전압과 2차측 전압은 모두 구형파이며, 이 사이의 누설 인덕턴스를 통해 각 구형파의 위상 차이를 통해 전력을 전달하는 방식이다. 그리고 1차측 전류와 1차측 전압의 위상은 동일하지 않다. 이때 DAB 컨버터 전력의 대부분은 부하로 전달되지만 일부 전력은 다시 입력측으로 되돌아가게 되는데 무효전력이라고 정의한다 [14][15]. 이때의 무효전력은 교류 전류와 같이 에너지를 전달하지는 않지만, 스위치의 전도 손실과 변압기 인덕터의 전도 손실을 발생시킨다. 그림2.5(a)는 중부하의 전류 파형을 그림2.5(b)는 경부하의 전류 파형을 나타내며 어두운 부분은 DAB 컨버터의

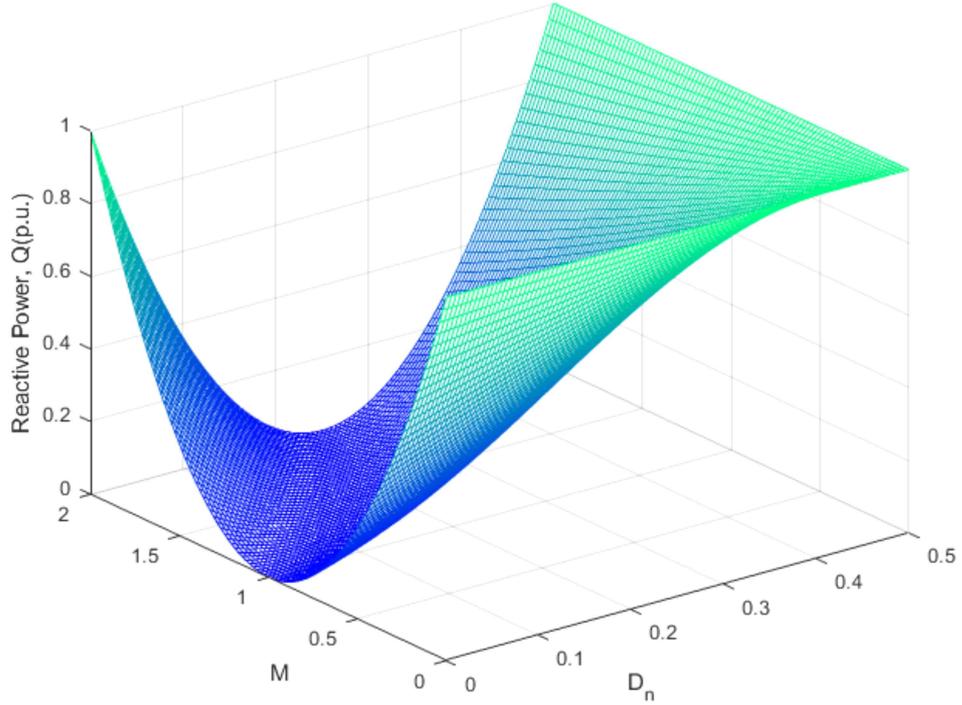


그림 2.6 SPSM 듀티비 D_n 과 유효 입출력 전압비 M 에 대한 무효전력.

Fig. 2.6 Reactive power versus SPSM duty cycle D_n and Input-Voltage ratio M .

무효전력이다. 무효전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Q = \frac{V_o}{nT_s} \int_{t_z}^{t_1} i_L(t) dt \quad (2.35)$$

식(2.8)과 식(2.35)을 이용해서 무효전력을 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다.

$$Q = \frac{V_o}{n} \frac{((1-2D_n)M-1)^2}{16f_s L_s} \times \frac{1}{nV_s + V_o} \quad I_o < 0 \quad (2.36)$$

$$Q = \frac{V_o}{n} \frac{((1-2D_n)M-1)^2}{16f_s L_s} \times 0 \quad I_o = 0 \quad (2.37)$$

$$Q = \frac{V_o}{n} \frac{((1-2D_n)M-1)^2}{16f_s L_s} \times \frac{1}{nV_s - V_o} \quad I_o > 0 \quad (2.38)$$

그림2.6은 식(2.36)을 M과 D_n에 대한 무효전력을 3차원 그래프로 나타낸 것이다. 이에 따르면 D_n이 작을수록 유효 입출력 전압비 M이 1에서 벗어날수록 무효전역 Q가 커진다는 것을 알 수 있다. 또한 그림 2.6에서 볼 수 있듯이 중부하에 비해 경부하일 때 어두운 부분인 무효전력이 더 증가함을 볼 수 있다. 즉, 유효 입출력 전압비가 1에서 벗어날수록 경부하일수록 무효전력이 증가한다.

2.3.2 영전압 스위칭 및 하드-스위칭

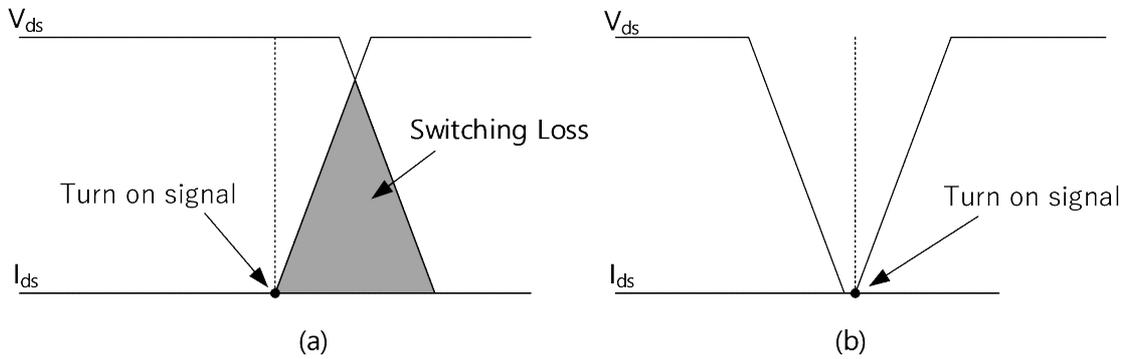


그림 2.7 스위칭 종류 (a) 소프트 스위칭 (b) 하드 스위칭.

Fig. 2.7 Switching type (a) Soft switching (b) Hard switching.

DAB 컨버터는 SPSM을 이용하여 제어할 때, 유효 입출력 전압비가 1에서 많이 벗어나게 되거나 경부하일 때 하드-스위칭이 발생해 효율이 낮아지는 특징이 있다.

그림2.7은 소프트-스위칭과 하드-스위칭의 동작을 그림으로 표현한 것이다. 그림 2.7(a)과 같이 하드-스위칭을 할 때 어두운 부분만큼 스위칭 손실이 생긴다. 스위칭 손실을 줄이기 위해 소프트-스위칭을 하게 되며 그림 2.7(b)과 같이 DAB 컨버터에서는 특정 조건에서 전압이 0일 때 턴-온하여 영전압 스위칭(Zero-Voltage Switching, ZVS)으로 동작해 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

DAB 컨버터에서 ZVS를 하기 위한 과정은 다음과 같다. 그림2.8(a)은 S₁, S₄는 꺼져있고 S₂, S₃는 켜져 있는 상태이다. 이때 인덕터 전류 i_L은 음의 방향으로 흐르고 있는 상태이다.

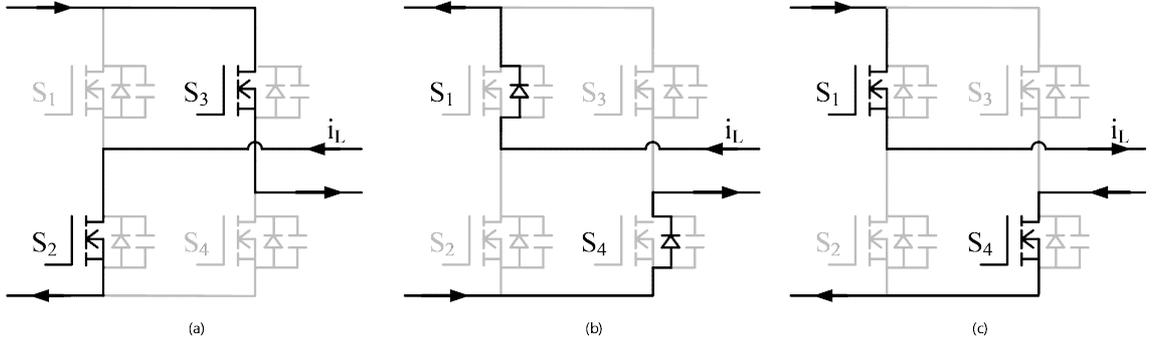


그림 2.8 DAB 컨버터의 ZVS 동작

(a) S₂, S₃가 켜진 상태($t < t_0$) (b) S₁, S₄과 S₂, S₃가 모두 꺼져있는 상태 (c) S₁, S₄이 켜진 상태

Fig. 2.8 ZVS operation of a DAB converter

(a) S₂, S₃ is turned on (b) S₁, S₄ and S₂, S₃ are turned off (c) S₁, S₄ is turned on

이때 그림2.8(b)의 상태가 되었을 때 S₁, S₄와 S₂, S₃가 모두 꺼진 상태가 된다. 이때 인덕터에 저장된 에너지가 계속해서 음의 방향으로 흐르기 때문에 S₁의 다이오드를 통해 환류한다. 이때 S₁, S₄에 걸리는 전압은 0이며, 이때 그림2.8(c)의 상태로 변하게 된다. S₁, S₄의 전압이 0인 순간에 스위치가 켜졌기 때문에 손실은 이론적으로 0이며 ZVS로 동작하게 된다. 그 후 전류가 양의 방향으로 흐르게 된다. ZVS가 안되는 상태를 하드-스위칭이 되게 되는데 이때 DAB 컨버터의 효율도 감소될 뿐만 아니라 스위칭 소자의 발열을 야기해 더 좋은 냉각 시스템이 요구된다. 따라서 DAB 컨버터에서 ZVS는 매우 중요하다.

DAB 컨버터의 두 개의 풀 브릿지에서 ZVS를 만족하게 하기 위해서는 두 가지 조건이 필요하다. 1차측 풀 브릿지의 ZVS를 위해 $I_1 > 0$ 만족해야 하고 2차측 풀 브릿지의 ZVS를 위해 $I_2 > 0$ 을 만족해야 한다. 즉 $I_1 I_2 > 0$ 조건을 만족한다면 스위치가 켜지는 순간 전류가 다이오드를 통하여 흐르므로 두 개의 풀브릿지에서 모든 스위치는 ZVS 동작을 하게 된다. I_1 과 I_2 는 식(2.8)과 식(2.9)을 통해 구할 수있고 ZVS 동작을 만족하는 D_n 은 다음과 같다.

$$D_n > \frac{M-1}{2M}, \text{ if } M \geq 1, I_1 > 0 \quad (2.39)$$

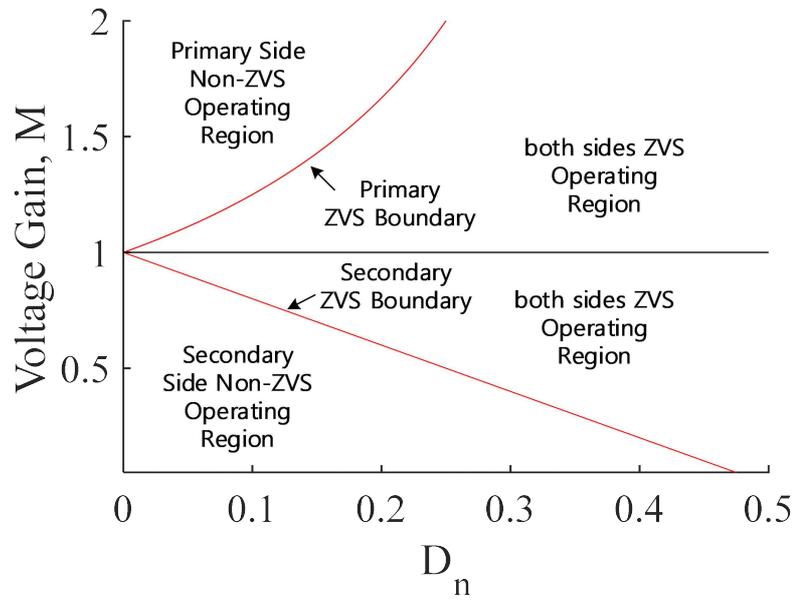


그림 2.9 DAB 컨버터의 ZVS 동작 영역.

Fig. 2.9 ZVS region for DAB converter.

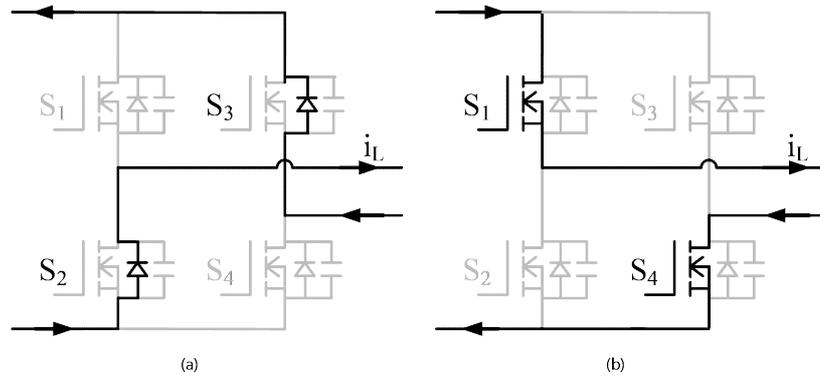


그림 2.10 하드-스위칭 동작. (a) S_1 , S_4 과 S_2 , S_3 가 모두 꺼진 상태 (b) S_1 , S_4 이 켜진 상태.

Fig. 2.10 Hard switching operation.

(a) S_1 , S_4 and S_2 , S_3 are turned off (b) S_1 , S_4 is turned on.

$$D_n < \frac{1-M}{2}, \text{ if } M \leq 1, I_2 > 0 \quad (2.40)$$

그림 2.9는 ZVS를 경계를 나타내는 공식 식(2.39), 식(2.40)을 이용해 D_n 의 변화에 대한 M 에 대한 그래프를 얻은 것이며 ZVS 영역을 나타내었다. $M = 1$ 일 때는 D_n 에

관계없이 모든 영역에서 ZVS 동작함을 볼 수 있다. 한편 $M > 1$ 인 경우 2차측의 스위치는 모든 영역에서 ZVS 동작을 하지만 1차측 스위치는 ZVS로 동작하기 위해서 식(2.39)을 만족해야 한다. $M < 1$ 인 경우에는 1차측의 스위치는 모든 영역에서 ZVS 동작을 하지만 2차측 스위치는 ZVS로 동작하기 위해서 식(2.40)을 만족해야 한다.

DAB 컨버터에서 하드-스위칭을 하는 과정은 다음과 같다. 그림2.10은 1차측 스위치가 ZVS를 만족하지 않을 때의 스위치에 흐르는 전류 흐름을 나타낸다. 그림2.10 (a)에서 S_1, S_4 와 S_2, S_3 는 꺼져있으며 전류는 양의 방향으로 흐르기 때문에 S_2, S_3 의 다이오드를 통해 인덕터 전류는 환류하고 있다. 이 상태에서 그림2.10 (b)와 같이 S_1, S_4 가 켜지고 S_2, S_3 가 꺼지게 되는데 이때 전류는 양의 방향이므로 S_1, S_4 가 켜지는 순간에 전류가 흐르게 되고 그 순간에 인가되어 있던 전압이 그대로 손실로 발생하게 된다. 이러한 스위칭 방식을 하드-스위칭이라고 하며, 이는 큰 열 손실을 발생시킨다. 따라서 $I_1 I_2 < 0$ 일 때 하드-스위칭 조건이 된다.

3. 제안하는 DAB 컨버터의 경부하 효율 개선 기법

이 장에서는 우선 DAB 컨버터의 경부하 효율을 개선하기 위한 기존의 간헐스위칭 기법에 대해 간략히 설명한다. 그리고 제안된 기법의 동작 방식과 전력 전달 방식, 무효전력 최소화 기법 그리고 DC 바이어스 제거 기법에 대해 차례로 설명한다. 그 후 ZVS와 무효전류, 변압기 1, 2차측 전류 실효치에 의해 계산된 손실 모델을 통해 효율을 예측하고 제안된 기법의 효용성을 보인다. 그다음 시뮬레이션과 실험을 통해 정상 상태에서의 제안된 기법의 타당성을 검증한다.

3.1 기존 경부하 제어 개선 기법

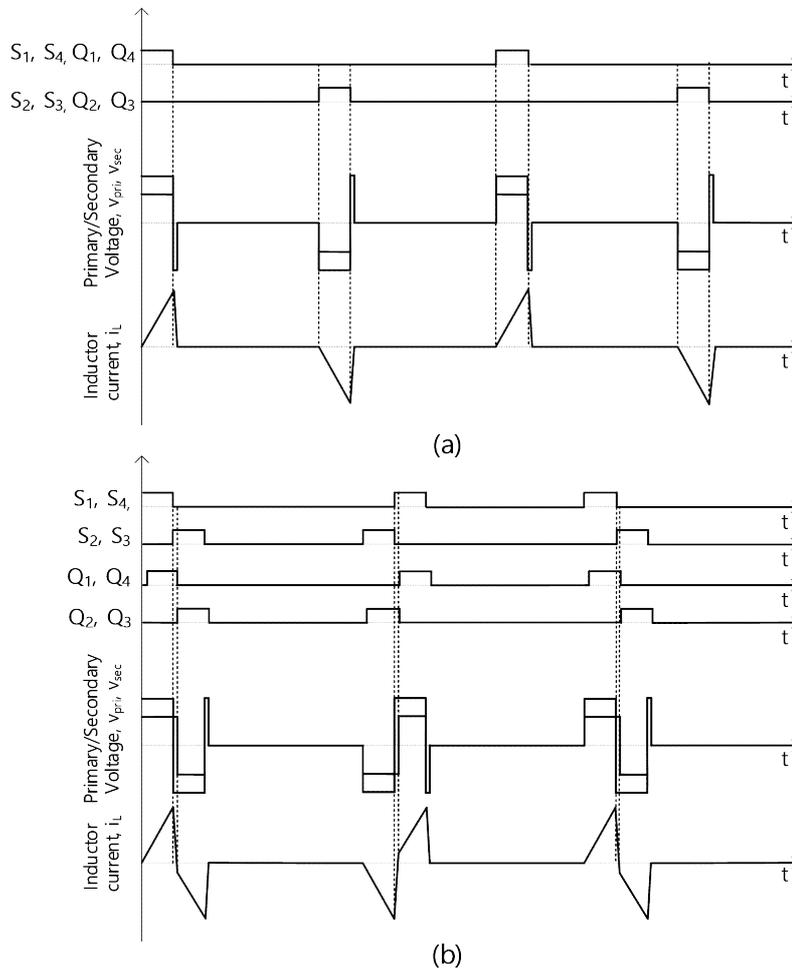


그림 3.1 기존의 간헐스위칭 기법. (a) 반주기 간헐스위칭 (b) 한주기 간헐스위칭.

Fig. 3.1 Existing Light Load Burst mode. (a) half cycle burst mode (b) full cycle burst mode.

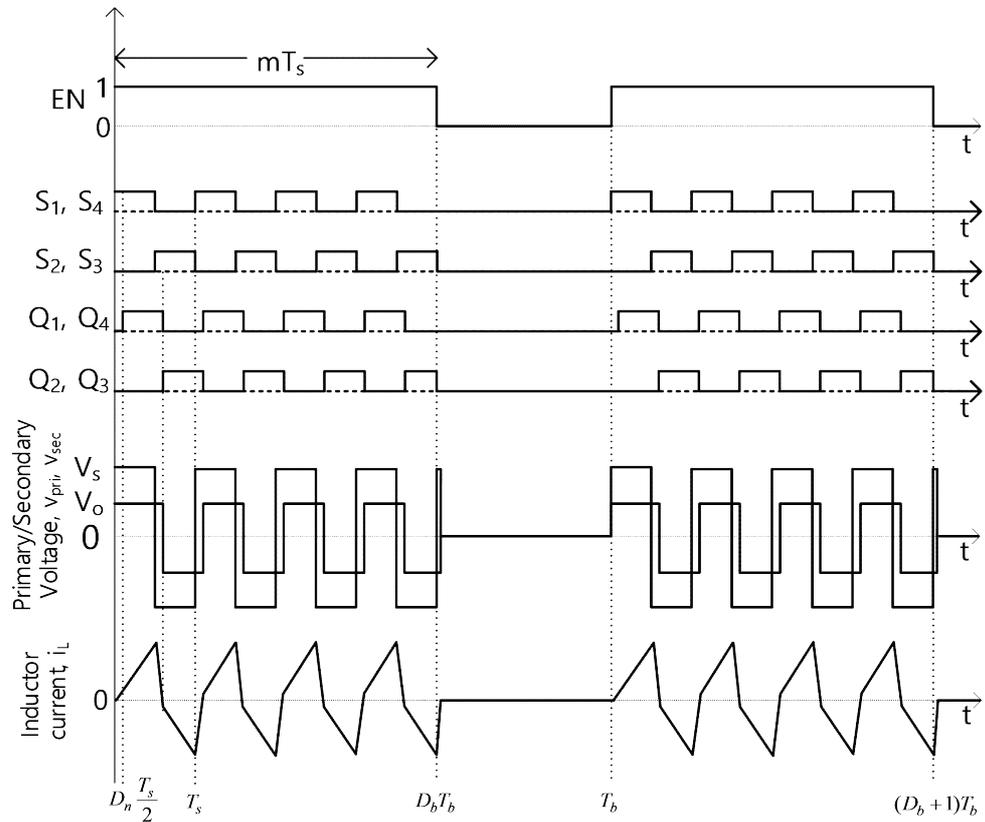


그림 3.2 통상적인 간헐스위칭 기법 동작 파형.

Fig. 3.2 Typical waveform of DAB converter under burst mode control.

DAB 컨버터의 경부하 제어 개선을 위한 간헐스위칭 기법은 DAB 컨버터의 경부하에서 효율이 낮은 문제를 간헐스위칭을 통해 전도 손실과 스위칭 손실을 낮추어 효율을 높이는 기법이다. 그림3.1은 문헌[10]에서 제안한 경부하 시 간헐스위칭 기법의 동작 파형이다. 그림3.1(a)의 간헐스위칭 기법은 반주기 동안의 스위칭하고 스위칭하는 주기의 조절을 통해 전력을 전달하는 방식이다. 변압기 포화 방지를 위해 S_1, S_4 와 S_2, S_3 를 번갈아 가며 한 번씩 스위칭해 스위칭 손실을 줄이고 전류 실효치를 낮추어 효율 증가시키는 기법이다. 그림3.1(b)은 그림3.1(a)과 달리 한주기 동안 스위칭하고 스위칭하는 주기의 조절을 통해 전력을 전달한다. 이 기법 또한 변압기 포화를 방지하기 위해 극성을 번갈아가며 동작시킨다. 하지만 두기법 모두 매우 낮은 전력 전달만 가능하며 높은 인덕터 전류 쇄뎀값이 발생한다. 또한 간헐스위칭 기법 사용시 가청소음이 발생할 가능성이 있다. 앞에서 소개한 두 가지 간헐스위칭 기법은 SPSM방식의 듀티비 D_n 을 사용하지 않기 때문에 높은 전력 전달이 힘들다. 따라서 넓은 범위의 경부하 영역에서는 동작하기 힘들다는 단점이 존재한다.

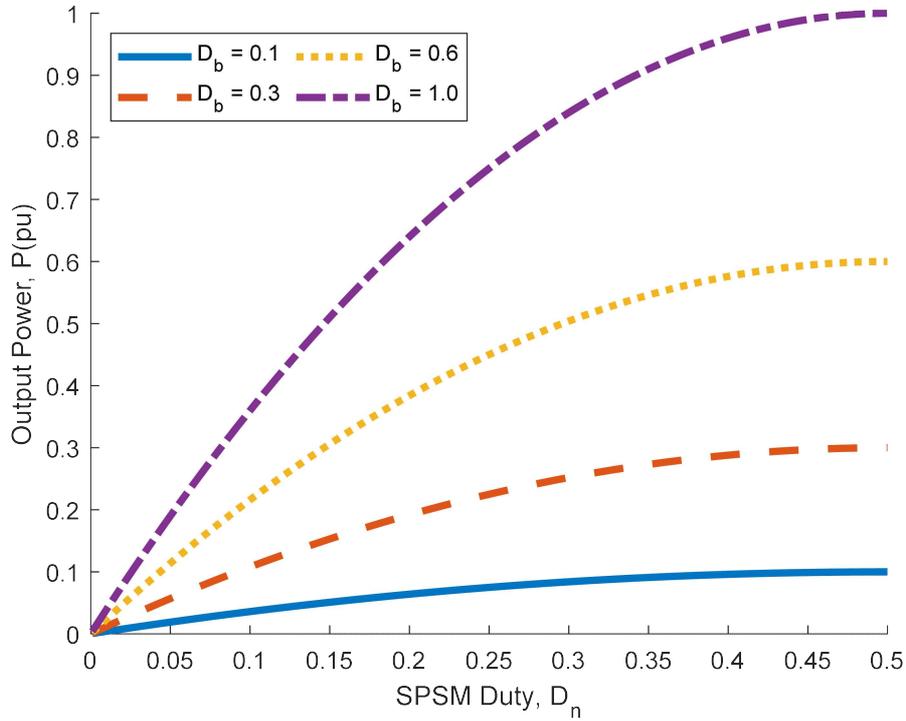


그림 3.3 간헐스위칭 듀티 D_b 에 따른 출력전력.

Fig. 3.3 Output power vsesus burst duty cycle D_b .

그림3.2는 문헌[9][10]에서 사용된 통상적인 간헐스위칭 기법의 동작 파형이다. PWM 활성화(Enable) 신호를 EN 신호, 간헐스위칭 주파수를 f_b , 간헐스위칭 시간 주기를 T_b , EN 신호가 활성화되는 비율을 간헐스위칭 듀티비인 D_b 라고 한다. m 은 T_b 동안 f_s 의 스위칭 주파수로 동작하는 펄스의 개수이다. 즉, 컨버터는 EN 신호가 $D_b T_b$ 동안 HIGH를 유지해 SPSM 기법으로 동작한다. 그리고 EN 신호가 $(1-D_b)T_b$ 동안 LOW를 유지하며 모든 스위치($S_1 \sim S_4$, $Q_1 \sim Q_4$)가 턴-오프된다. D_b 와 m 은 식(3.1)과 식(3.2)과 같이 정의된다.

$$D_b = \frac{mT_s}{T_b} = \frac{mf_b}{f_s} \quad 0 \leq D_b \leq 1 \quad (3.1)$$

$$m = \left\lfloor \frac{D_b T_b}{T_s} \right\rfloor \quad (3.2)$$

D_b 의 범위는 0부터 1까지이며 D_b 가 0일 때는 모든 스위치가 턴-오프, D_b 이 1일 때는 기존의 SPSM 방식으로 동작하는 것을 뜻한다. 기호 $\lfloor \cdot \rfloor$ 은 버림기호이며 m 은 음이 아닌 정수로 정의한다.

간헐스위칭 기법에서는 D_b 를 제어하여 전력을 전달하게 되는데 간헐스위칭 기법의 출력전력 P_b 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_b = \frac{V_o V_s D_n (1 - D_n) D_b T_S}{2nL} \quad (3.3)$$

그림3.3은 간헐스위칭 기법의 듀티비 D_b 의 변화량에 따라 간헐스위칭 기법의 출력전력 P_b 를 그래프로 나타낸 것이다. D_b 가 1일 때 SPSM 방식의 전력과 같으며 D_b 가 작아질수록 P_b 또한 감소하며 간헐스위칭 기법은 같은 D_n 일 때 SPSM 기법의 출력전력보다 클 수 없음을 알 수 있다.

기존의 간헐스위칭 기법은 경부하 영역에서 ZVS가 되지 않던 문제를 해결하는데 집중되어 연구되어졌다. 문헌[8]에서는 3상 DAB 컨버터에 적용되었고 ZVS 동작 영역이 확장되는 결과를 도출했다. 하지만 간헐스위칭 기법을 적용했을 때 SPSM 기법에 비해 효율이 약간 낮아지게 되었다. 문헌[9]에서는 단상 DAB 컨버터에 적용되었고 경부하에서 ZVS 영역을 확장시키는 연구가 진행되었다. 하지만 효율성에 대한 연구는 이루어지지 않았다. 그리고 ZVS 영역을 확장시키기 위해 임의의 큰 D_n 값이 사용되었는데 높은 D_n 으로 인해 식(2.36), 식(2.38)에 따라 높은 무효전력이 발생하게 되며 그에 따라 높은 전도 손실을 발생시키며 이를 고려한 연구가 필요하다. 또한 그림3.2에서 사용된 기법의 f_b 를 선정하는데 명확한 근거가 제시되지 않았다. 따라서 간헐스위칭 기법의 중요한 설계 요소 중 하나인 f_b 의 설계 방법에 대한 연구가 필요하다.

3.2 제안하는 경부하 제어 개선 기법

본 논문에서는 기존 연구에서는 고려되지 않았던 그림3.2에서 사용된 간헐스위칭 기법에서 무효전력이 최소가 되고 ZVS 동작을 만족하는 최적의 D_n 을 찾고 간헐스위칭 기법에 적용해 경부하에서 기존의 간헐스위칭 방식과 SPSM 방식에 비해서 효율을 높이는 기법을 제안한다. 또한 기존 연구에서는 다루어지지 않았던 간헐스위칭 주파수 f_b 설계 방법과 간헐스위칭 기법 사용 시 발생하는 DC 바이어스 문제를 해결하는 기법에 대해서도 제안한다.

3.2.1 무효전력 최소화 기법

본 논문에서는 최적의 D_n 을 결정하기 위해 무효전력이 최소가 되는 D_n 을 찾는다. 우선 간헐스위칭을 하지 않는 SPSM 방식에서 무효전력은 앞에서 구한 식(2.36)과 식(2.38)을 통해서 얻을 수 있다. 그리고 간헐스위칭 기법에서의 무효전력을 식(3.5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$Q_b = Q \times \sqrt{D_b} \quad (3.4)$$

식(3.4)에 의해서 최소 무효전력을 가지는 D_n 은 $V_s > \frac{V_o}{n}$ 조건일 때 다음과 같이 구할 수 있다.

$$(1 - 2D_n)V_s = \frac{V_o}{n} \quad V_s > \frac{V_o}{n} \quad (3.5)$$

$$D_{op} = D_n = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{V_o}{nV_s} \right) \quad V_s > \frac{V_o}{n} \quad (3.6)$$

그리고 $V_s < \frac{V_o}{n}$ 조건일 때는 다음과 같다.

$$(1 - 2D_n) \frac{V_o}{n} = V_s \quad V_s < \frac{V_o}{n} \quad (3.7)$$

$$D_{op} = D_n = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{nV_s}{V_o} \right) \quad V_s < \frac{V_o}{n} \quad (3.9)$$

D_{op} 는 최소 무효전력을 가지는 SPSM의 듀티비로 정의한다. 즉, DAB 컨버터가 $D_n = D_{op}$ 에서 동작할 때 최소 무효전력을 가진다는 것을 뜻하고 $D_n = D_{op}$ 을 유지한 채 간헐스위칭을 하면 최소 무효전력을 유지하면서 전력 전달을 할 수 있게 된다.

D_{op} 을 사용했을 때의 최소 무효전류를 가지는 전압 이득은 식(2.1)을 통해 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$M_{op} = \frac{D_{op}(1-D_{op})T_s R}{2Ln^2} \quad (3.10)$$

식(3.10)의 의미는 유효 입출력 전압비에 따라 바뀌는 D_{op} 에 의해서 최소 무효전력을 가지는 전압 이득을 뜻한다. 즉, SPSM 방식에서의 최소 무효전력을 가질 때의 전압이득이다. 그리고 간헐스위칭 기법을 사용할 때의 전압이득 M_b 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$M_b = M_{op} D_b = \frac{D_{op}(1-D_{op})T_s R}{2Ln^2} D_b \quad (3.11)$$

D_b 식(3.8)을 정리하면 D_b 에 대한 식을 얻을 수 있다.

$$D_b = \frac{2M_b Ln^2}{D_{op}(1-D_{op})T_s R} \leq 1 \quad (3.12)$$

식(3.9)을 통해 제안하는 간헐스위칭 기법에서의 제어 변수 D_b 를 얻을 수 있다.

그리고 최소 무효전력을 고려한 제안하는 경부하 제어 개선 기법의 전달 가능한 전력 P_b 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$P_b = \frac{V_o V_s D_{op} (1-D_{op}) D_b T_s}{2nL} \quad (3.13)$$

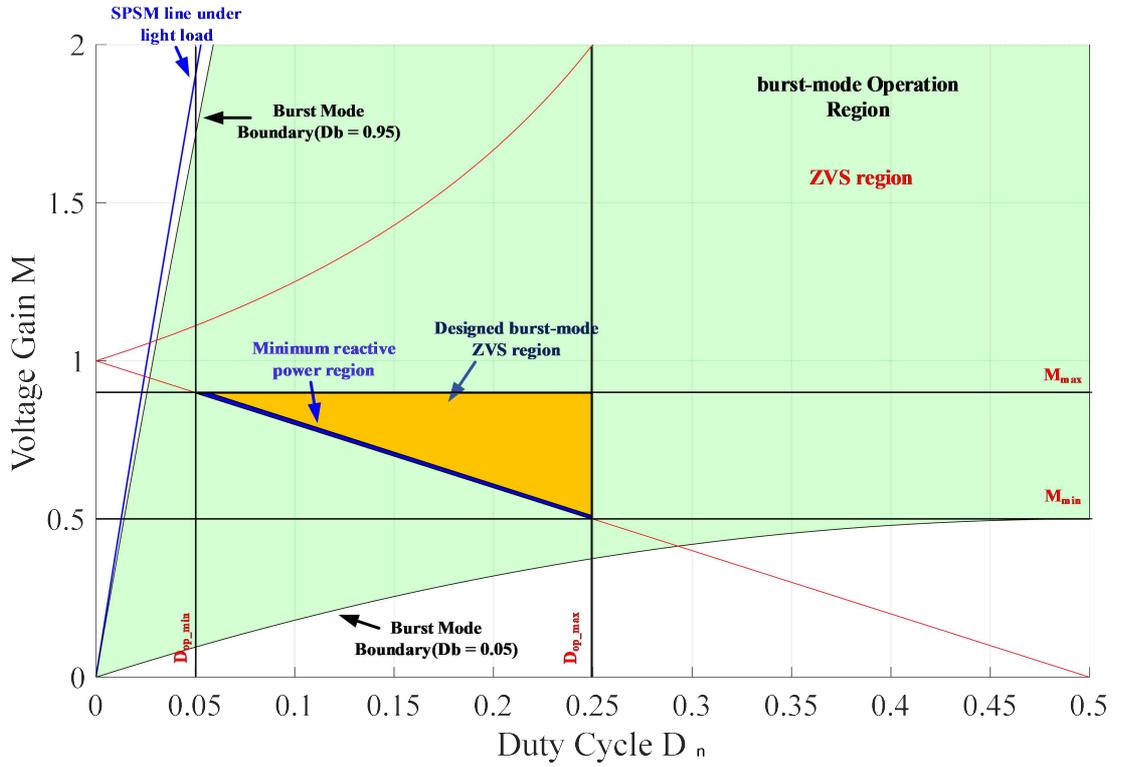


그림 3.4 제안하는 간헐스위칭 기법의 최적 설계

Fig. 3.4 Design curve of optimal region of the proposed optimal burst mode

간헐스위칭 기법을 사용할 때의 전압 이득 M_b 에서 D_b 를 0.05~0.95 범위에서 사용한다고 가정하고 간헐스위칭 기법을 적용했을 때 동작 범위는 그림3.4의 간헐스위칭 동작 영역(Burst-mode Operation Region)과 같다. 그림3.4의 M_{max} 와 M_{min} 의 의미는 간헐스위칭을 적용할 때의 최대 전압이득과 최소 전압이득을 뜻한다. $D_{op,max}$ 와 $D_{op,min}$ 의 의미는 간헐스위칭 기법을 사용할 때 최대 전압이득과 최소 전압이득을 만족할 때 필요한 최소 D_n 값과 최대 D_n 값을 의미한다. 따라서 앞선 조건들로 인하여 간헐스위칭 기법에서 사용하는 최대 전압이득과 최소 전압이득에 따른 ZVS를 만족하는 범위가 정해지게 되고 이는 그림3.4의 간헐스위칭 ZVS 설계 영역(Designed burst-mode ZVS region)과 같다. 그리고 이때 최소 무효전력을 가지는 범위는 식(3.7)에 따라 그림3.4의 최소 무효전력 영역(Minimum reactive power region)과 같이 나타낼 수 있다. 따라서 간헐스위칭 기법을 사용할 때 이 두 영역이 겹치는 지점에서 동작한다면 간헐스위칭 기법에서 원하는 최대 전압이득과 최소 전압이득 사이에서 최소 무효전력과 ZVS 두 가지를 동시에 만족하는 동작을 할 수 있게 된다.

3.2.3 간헐스위칭 주파수 선택

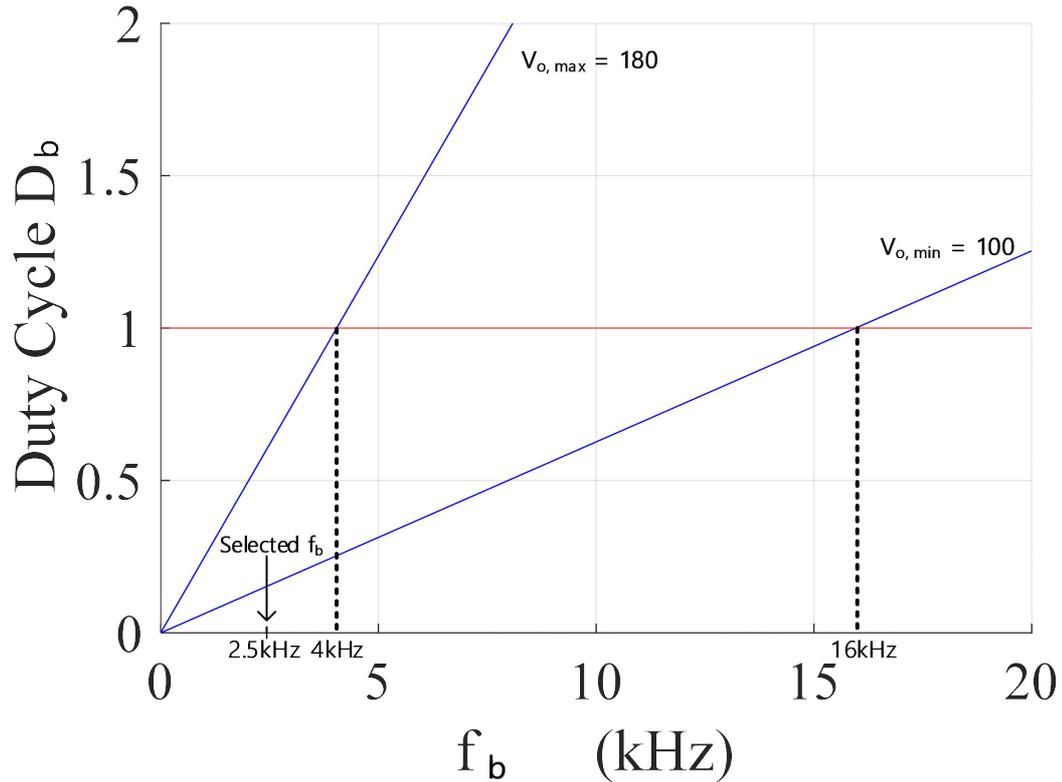


그림 3.5 간헐스위칭 주파수 f_b 설계 그래프.

Fig. 3.5 Selection curve of burst frequency f_b .

간헐스위칭 기법을 사용할 때 간헐스위칭 주파수 선정은 매우 중요한 설계 절차의 하나이다. 간헐스위칭 주파수 f_b 는 출력 리플 전압과 간헐스위칭 기법을 적용했을 때의 최대 전압이득과 최소 전압이득에 따라 결정된다. 커패시터의 리플 전압 공식에 따라 간헐스위칭 기법을 사용할때의 부하전류는 다음 식(3.14)과 같이 나타낼 수 있다 [16].

$$I_o = C_o \Delta v_o f_b \quad (3.14)$$

식(3.14)는 다시 식(3.15)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{V_o}{C_o \Delta v_o f_b} \quad (3.15)$$

식(3.12)과 식(3.15)을 통해 출력 전압과 리플 전압에 대한 D_b 의 관련 식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$D_b = \frac{2M_b \ln^2}{D_{op}(1-D_{op})T_s} \frac{C_o \Delta v_o f_b}{V_o} \leq 1 \quad (3.16)$$

식(3.16)에서 설계하려고 하는 출력 리플 Δv_o 를 정하고 간헐스위칭 기법을 적용할 때의 최소 출력전압과 최대 출력전압의 범위를 선정한다. D_b 의 범위는 $0 \leq D_b \leq 1$ 인 조건과 선정된 출력 리플 Δv_o 과 간헐스위칭 기법이 적용될 전압 범위에 의해서 간헐스위칭 주파수 f_b 의 값을 설계할 수 있다. 이를 본 논문에서 사용된 컨버터에 사용된 매개변수를 나타낸 표 2를 바탕으로 f_b 에 대한 D_b 그래프를 그림3.5에 도시하였다. 간헐스위칭 기법을 사용할 때의 최소전압을 적용했을 때 약 16kHz가 도출된다. 이는 간헐스위칭 기법에서 최소전압을 유지하기 위해 최대한으로 유지되어야 할 주파수이다. 최대 전압을 적용했을 때는 약 4kHz가 계산되지만 f_b 는 f_s 의 정수배이어야 하기 때문에 본 논문에서는 f_b 를 2.5kHz로 설정했다. 또한 간헐스위칭 주파수 설계시 고려되어야 할 사항 중 하나는 가청 주파수이다. 가청 주파수는 20Hz~20kHz인데 가전제품과 같은 소음에 민감한 시스템에 사용되기 위해서는 간헐스위칭 주파수를 가청 주파수 대역을 피해야 하며 이는 스위칭 주파수를 높이거나 간헐스위칭기법의 적용 범위를 줄이는 방법으로 해결이 가능하다. 본 논문에서는 소음에 민감한 시스템에는 고려하지 않아 설계된 간헐스위칭 주파수 값 f_b 를 2.5kHz를 사용하였다.

3.2.3 DC 바이어스 제거 기법

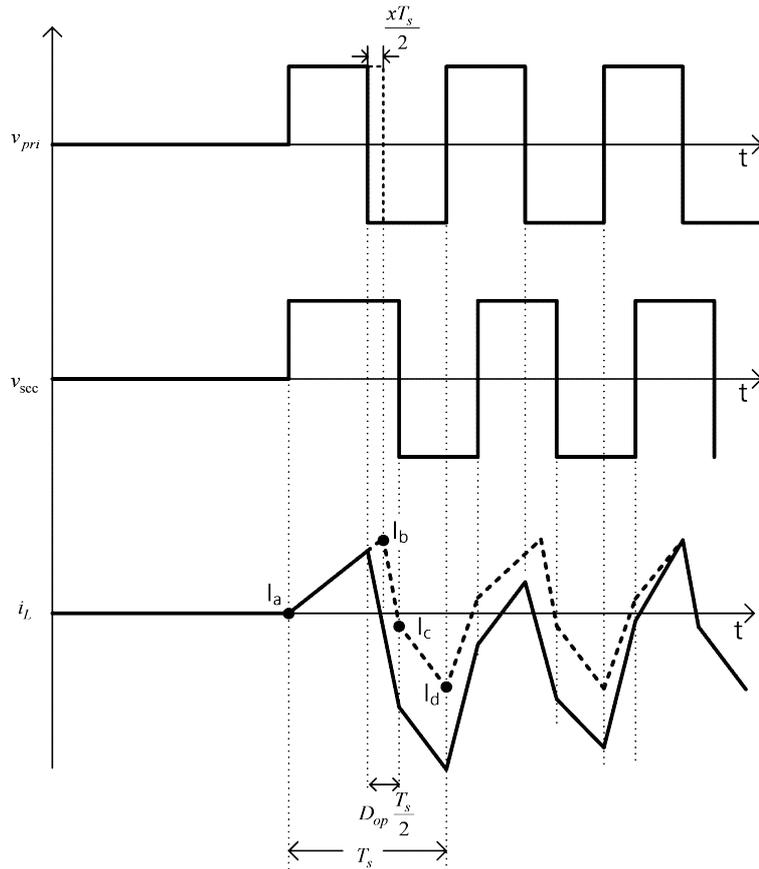


그림 3.6 DC 바이어스 제거 기법

Fig. 3.6 DC Bias Removal Techniques

DAB 컨버터가 스위칭을 시작하는 순간에 인덕터 전류가 과도 상태인 구간이 존재한다. 하지만 일반적인 SPSM 방식의 경우 스위칭이 시작하는 시점에서만 발생하기 때문에 큰 문제가 발생하지 않는다. 하지만 간헐스위칭 기법에서는 스위칭을 시작하는 순간마다 과도 상태이기 때문에 DC-바이어스가 생겨 변압기 포화를 일으킬 수 있는 문제가 존재한다[1]. 그림2.2의 인덕터 전류를 보면 간헐스위칭 기법에서는 스위칭을 시작할 때 초깃값이 항상 0에서 시작하기 때문에 과도 상태가 발생한다. 변압기 포화를 일으킬 수 있는 DC-바이어스를 제거하기 위해서 간헐스위칭이 시작할 때 과도 상태를 빠르게 없애는 방법이 필요하게 된다. 이는 그림3.6에서 볼 수 있듯이 간헐스위칭 기법이 시작할 때 첫 스위칭 주기 동안에 V_{pri} 의 듀티를 강제적으로 늘려 빠르게 정상상태에 도달하게 할 수 있다. V_{pri} 의 듀티를 xT_s 만큼 늘려 한주기 동안에 간헐스

위칭 기법의 I_d 가 SPSM 방식에서의 정상상태에 도달했을 때의 $I_{d,SPSM}$ 값과 같아지게 된다면 한주기 만에 정상 상태 파형에 도달할 수 있게 된다. 그림3.5의 I_a , I_b , I_c , I_d 는 다음과 같이 구할 수 있다^{[17][18]}.

$$I_a = 0 \quad (3.17)$$

$$I_b = I_a + \frac{nV_s - V_o}{2L}(1+x)T_s \quad (3.18)$$

$$I_c = I_b - \frac{nV_s + V_o}{2L}(D_n - x)T_s \quad (3.19)$$

$$I_d = I_c + \frac{V_o - nV_s}{2L}(1 - D_n)T_s \quad (3.20)$$

그리고 SPSM 방식일 때의 인덕터 전류가 정상상태에 도달했을 때의 $I_{d,SPSM}$ 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_{d,SPSM} = \frac{-nV_s + V_o(1 - 2D_n)}{2L}T_s \quad (3.21)$$

$$I_{d,SPSM} = I_d \quad (3.22)$$

이때 식(3.16), 식(3.17), 식(3.18), 식(3.19), 식(3.20)의 연립방정식을 통해 식(3.21) 만족하는 $\frac{xT_s}{2}$ 값을 다음과 같이 찾을 수 있다.

$$\frac{xT_s}{2} = \left(-\frac{1}{4} + \frac{1}{4}M + \frac{1}{2}MD_n\right)T_s \quad (3.23)$$

3.3 시뮬레이션

제안된 제어 기법의 유효성을 검증하기 위해 손실 모델을 통해 일반적인 DAB 컨버터, 기존의 간헐스위칭 기법, 제안하는 간헐스위칭 기법에 대해 인덕터 전류 실효치와 ZVS 특성을 기반으로 하여 효율을 예상할 수 있다. 표 3.1은 본 논문에서 시뮬레이션 및 실험에서 사용된 스위치의 매개변수를 나타낸다. 그리고 표 3.2는 실험 조건 및 자성 소자의 매개변수를 나타낸다. 전력 소자는 F4-23MR12W1M1를 선정하였으며, E_{on} 와 E_{off} 는 선정된 스위치의 일반적인 턴-온, 턴-오프 스위칭 손실 에너지를 나타낸다. 시스템 사양에서 최대 출력전력 4kW이다. 입력 전압은 400V이고 본 논문에서는 경부하 및 $M = 1$ 에서 멀어졌을 때의 성능이 개선됨을 검증하기 때문에 출력 전압은 100V, 140V, 180V에서 각각 분석을 진행하였다.

표 3.1. 시뮬레이션 및 실험에 사용된 스위치 매개변수

Table 3.1. SIMULATION AND EXPERIMENTAL PARAMETERS OF SWITCH

	Paramters	Symbol	Values
Switch	Name of the product	F4-23MR12W1M1	
	material	silicon carbide	
	Vendor	infineon	
	DC drain current	$I_{D,nom}$	50A
	Drain-source voltage	V_{DSS}	1200V
	Drain-source on resistance	$r_{ds(on)}$	29.5mΩ
	Turn-on energy loss per pulse	E_{on}	0.43mJ
	Turn-off energy loss per pulse	E_{off}	0.11mJ

표 3.2. 시뮬레이션 및 실험에 사용된 시스템 매개변수

Table 3.2. SIMULATION AND EXPERIMENTAL PARAMETERS OF SYSTEM

Paramters		Symbol	Values
Converter	Input voltage	V_s	400V
	Output voltage	V_o	100V ~ 180V
	Output Power	P_o	0 ~ 4 kW
	Switching frequency	f_s	50kHz
	Inductor (CS778026G)	L	50uH
		R_L	412mΩ
		N_L	40
		$A_{c,L}$	2.270cm ²
		$V_{core,L}$	45.40cm ³
		μ_r	26
		K	146
		a	1.357
		b	2.103
Magnetics		N_2	20
		n	0.5
		L_m	2.7mH
		L_{lk}	11uH
	Transformer (MAGNETICS R Material)	$A_{c,T}$	38.8cm ²
		$V_{core,T}$	207.86cm ³
		R_{pri}	29mΩ
		R_{sec}	103mΩ
		K	3.53
		a	1.420
	b	2.880	
Capacitors	Input	C_s	940uF
	Output	C_o	940uF
	ESR	ESR _C	322mΩ

3.3.1 인덕터 전류 비교

2.2장에서 사용된 손실 모델을 이용하여 시스템 효율을 구하기 위해선 변압기 1차측과 2차측 전류의 실효치를 구할 필요가 있다. 간헐스위칭 기법의 변압기에 흐르는 전류는 간헐스위칭 한 주기 동안의 $D_b T_b$ 동안에는 전류가 흐르고 $(1-D_b)T_b$ 동안에는 전류가 흐르지 않는 특성을 이용하여 다음과 같은 식을 이용하여 간헐스위칭 기법에서의 근사적인 변압기 1차측, 2차측 전류의 실효치를 유도할 수 있다.

$$I_{burst,rms,pri} = I_{rms,pri} \sqrt{D_b} \quad (3.16)$$

$$I_{burst,rms,sec} = I_{rms,sec} \sqrt{D_b} \quad (3.17)$$

DAB 컨버터에서 변압기 1차측, 2차측 전류의 실효치가 줄어든다는 것은 변압기, 인덕터, 스위치의 전도 손실과 스위칭 손실이 줄어들음을 의미한다. 그림3.7은 유효 입출력 전압비 M이 각각 0.5, 0.7, 0.9일 때에 간헐스위칭을 사용하지 않는 SPSM 방식, [9]에서 제시된 D_n 이 0.33으로 고정된 간헐스위칭 기법, 제안하는 간헐스위칭 기법의 출력전력에 따른 변압기 1차측 전류 실효치를 그래프로 표현한 것이다. 그림3.7에서 SPSM방식에 비해 경부하시에 간헐스위칭 기법을 적용했을 때 변압기 1차측 전류의 실효치가 작은 것을 확인할 수 있다. 또한 제안된 기법이 기존의 기법에 비해 더 낮은 전류의 실효치를 가진다. 그리고 SPSM 기법의 전류의 실효치와 간헐스위칭 기법의 전류 실효치가 서로 전환되는 시점이 제안된 기법이 더 넓어짐을 확인할 수 있었다. 즉, 더 넓은 경부하 범위에서 제안된 기법의 전류의 실효치가 SPSM 기법 전류의 실효치보다 적음을 확인할 수 있었다. 각각의 유효 입출력 전압비의 변화에 따라 SPSM보다 더 적은 전류 실효치를 가지는 범위가 더 줄어들었다.

그림3.8은 M이 0.7이고 각각 20Ω, 50Ω, 80Ω일 때 SPSM, 기존 간헐스위칭 기법, 제안된 간헐스위칭 기법의 인덕터 전류를 $2T_b$ 기간 동안의 PSIM 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 앞선 결과와 마찬가지로 PSIM 시뮬레이션 결과는 부하 낮아질수록 즉 경부하일수록 간헐스위칭 기법의 효과가 더 좋아지는 것을 확인할 수 있다. 그리고 제안된 기법이 SPSM 기법과 기존의 기법에 비해 더 적은 인덕터 전류 실효치를 가지는 것을 확인할 수 있다.

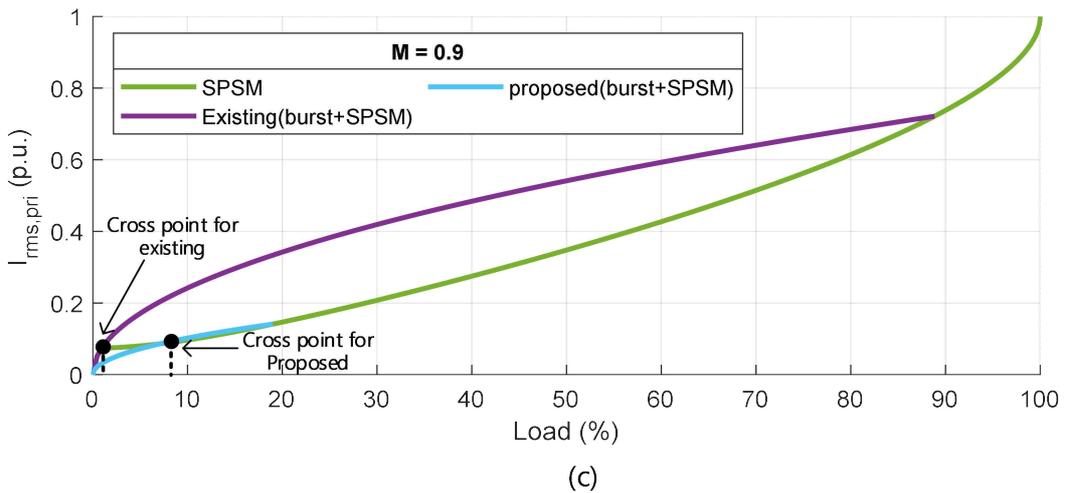
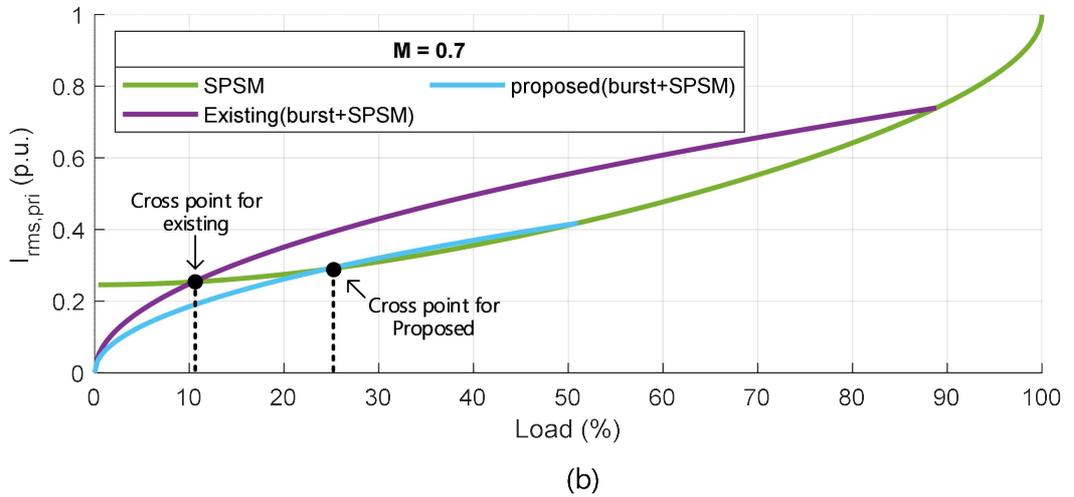
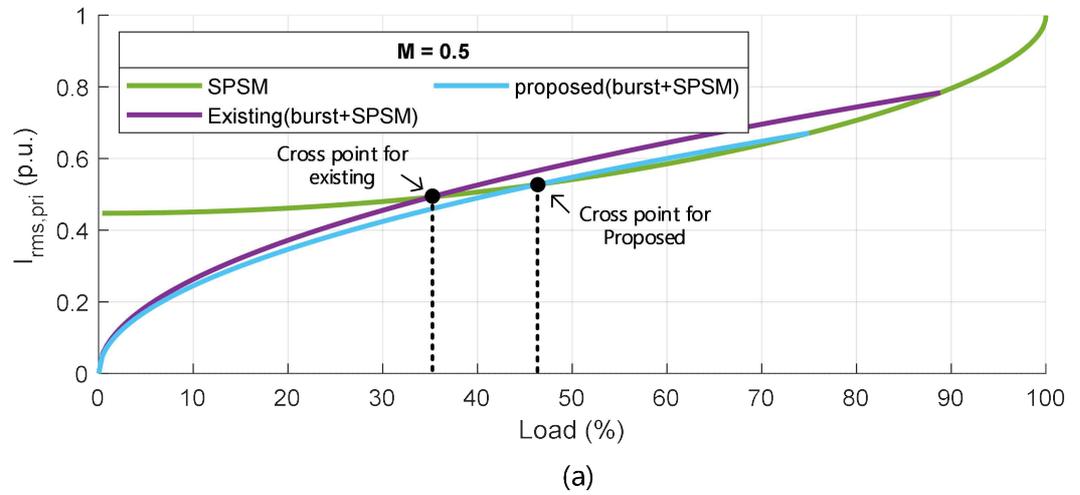


그림 3.7 계산된 변압기 1차측 전류 실효치 $I_{rms,pri}$

(a) $M = 0.5$ (b) $M = 0.7$ (c) $M = 0.9$

Fig. 3.7 Transformer primary RMS current calculated $I_{rms,pri}$

(a) $M = 0.5$ (b) $M = 0.7$ (c) $M = 0.9$

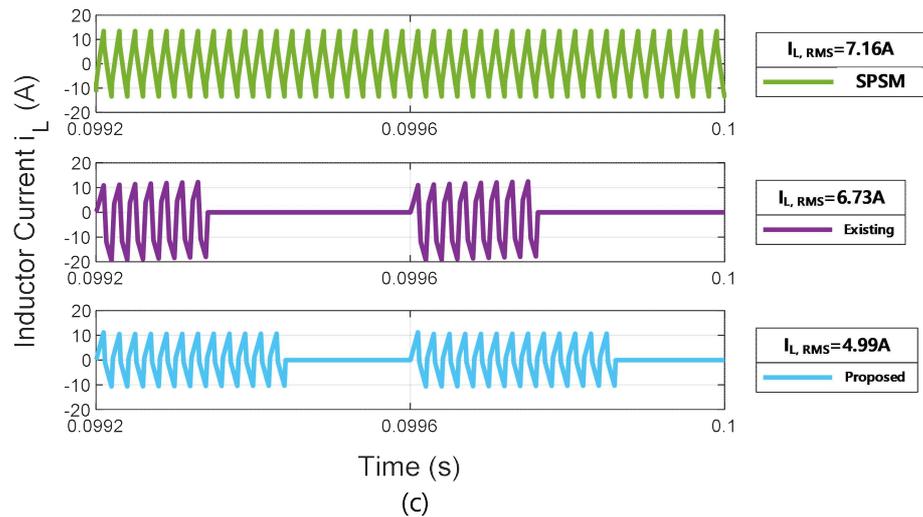
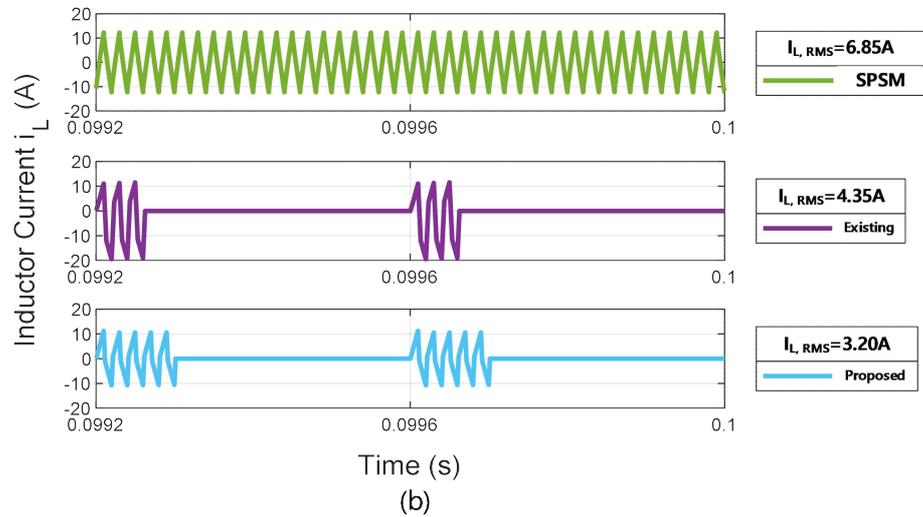
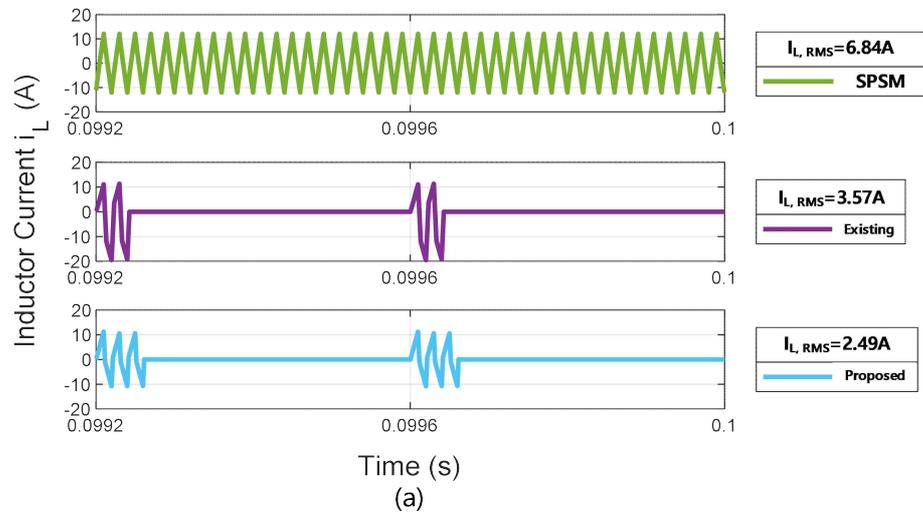


그림 3.8 $M = 0.7$ 일 때 인덕터 전류 시뮬레이션 파형.

(a) $R=20\Omega$, $P_o=980W$ (b) $R=50\Omega$, $P_o=392W$ (c) $R=80\Omega$, $P_o=245W$

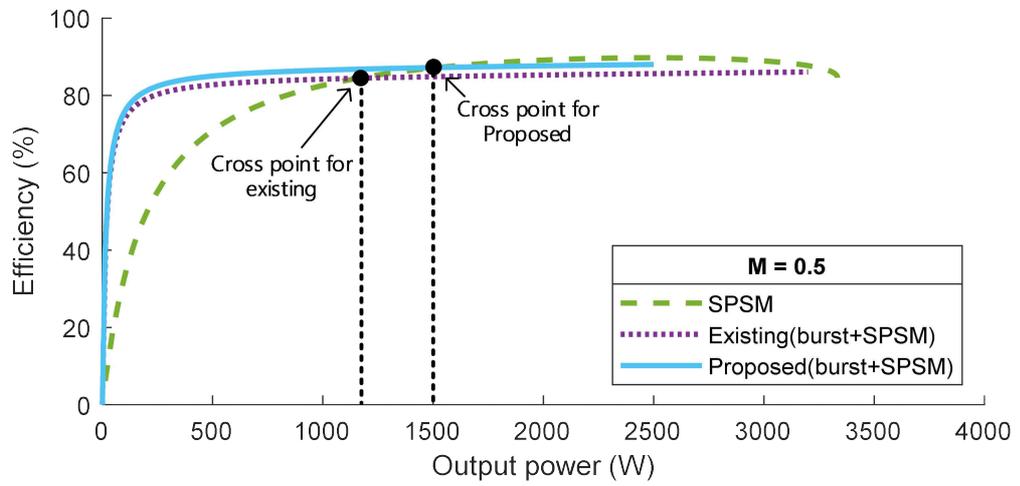
Fig. 3.8 Inductor current waveform in simulation at $M = 0.7$

(a) $R=20\Omega$, $P_o=980W$ (b) $R=50\Omega$, $P_o=392W$ (c) $R=80\Omega$, $P_o=245W$.

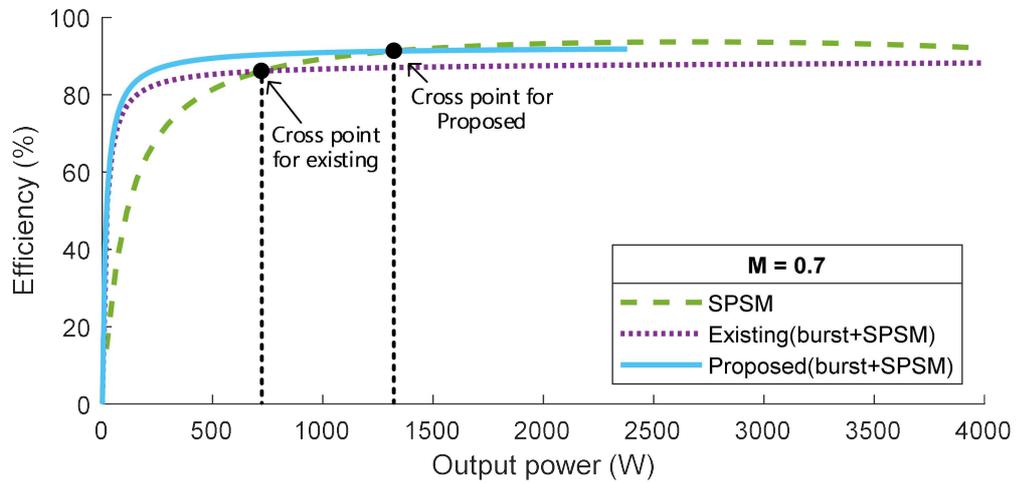
3.3.2 예상 효율 비교

그림3.9는 입력전압이 400V이고 유효 입출력 전압비 M 이 0.5, 0.7, .09일 때의 출력전력에 대한 효율을 이론적으로 계산한 것을 그래프로 나타낸 것이다. 효율 또한 M 이 작거나 경부하일수록 간헐스위칭 기법의 효과가 더 좋아짐이 확인되었다. 또한 모든 영역에서 제안된 간헐스위칭 기법의 효율이 기존의 간헐스위칭 기법의 효율보다 향상되었다.

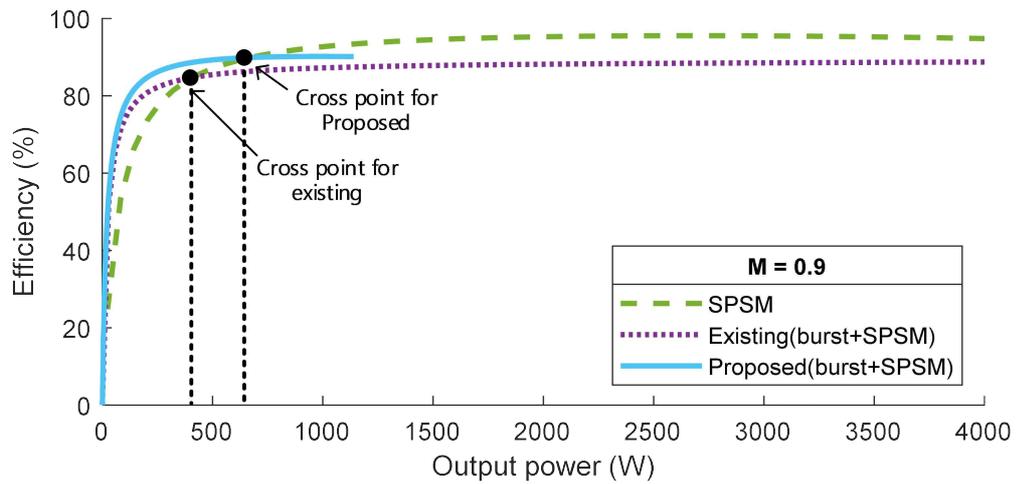
그림3.10은 간헐스위칭을 사용하지 않는 SPSM, 문헌[9]에서 제시된 D_n 이 0.33으로 고정된 간헐스위칭 기법, 제안하는 간헐스위칭 기법을 적용시켰을 때 PSIM 시뮬레이션에서 각각의 유효 입출력 전압비와 출력전력에 대한 효율을 나타낸 그래프이다. 그림3.10(a)에서 경 부하 지점에서 간헐스위칭 기법을 적용한 SPSM 방식이 간헐스위칭을 사용하지 않은 SPSM 방식보다 효율이 높음을 확인할 수 있다. 또한 기존의 간헐스위칭법과 제안된 간헐스위칭 기법 간에는 항상 제안된 간헐스위칭 기법이 효율이 높음을 확인할 수 있으며 이는 본 논문에서 제안한 최소 무효전력 기법이 추가로 적용된 결과라고 볼 수 있다. 그림3.10(b)과 그림3.10(c)을 보면 유효 입출력 전압비가 1에 가까울수록 간헐스위칭 기법이 SPSM 방식에 비해 효율이 높아지는 영역이 줄어드는 것을 볼 수 있다. 그 이유는 간헐스위칭을 사용했을 때 일정 부하 이상에서는 SPSM 방식에 비해 인덕터 전류의 실효치가 높아지게 되는데 간헐스위칭 기법에서의 더 높아진 인덕터 실효치 전류에 의한 전도 손실이 간헐스위칭으로 인해 저감되는 스위칭 손실보다 커졌을 때 효율의 역전이 일어난다고 볼 수 있다. 따라서 시뮬레이션 결과 경부하일수록 그리고 M 이 1에서 더 멀어질수록 더욱 간헐스위칭 기법의 효율이 향상됨을 확인할 수 있다.



(a)



(b)

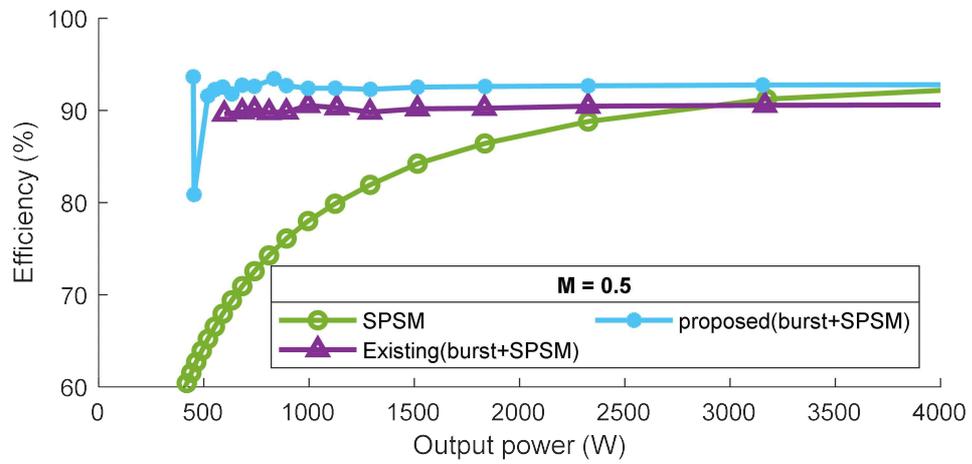


(c)

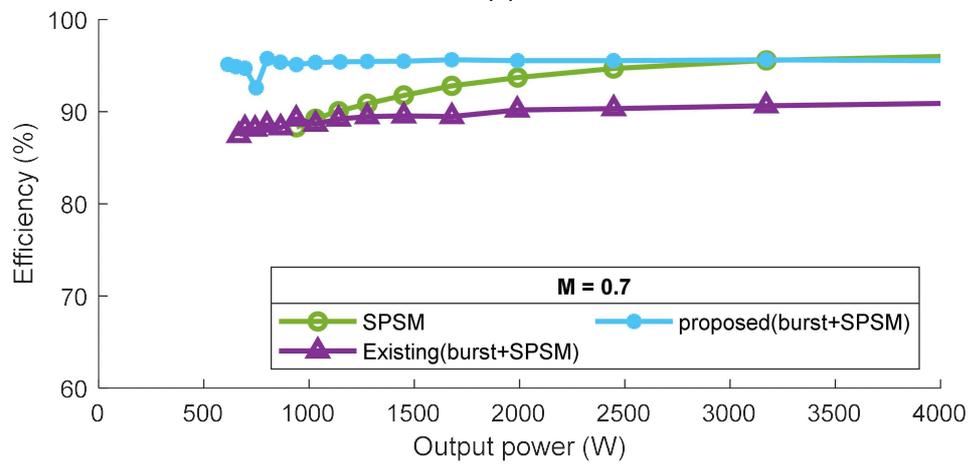
그림 3.9 계산된 출력전력에 대한 효율 (a) M=0.5 (b) M=0.7 (c) M=0.9

Fig. 3.9 Efficiency for calculated output power

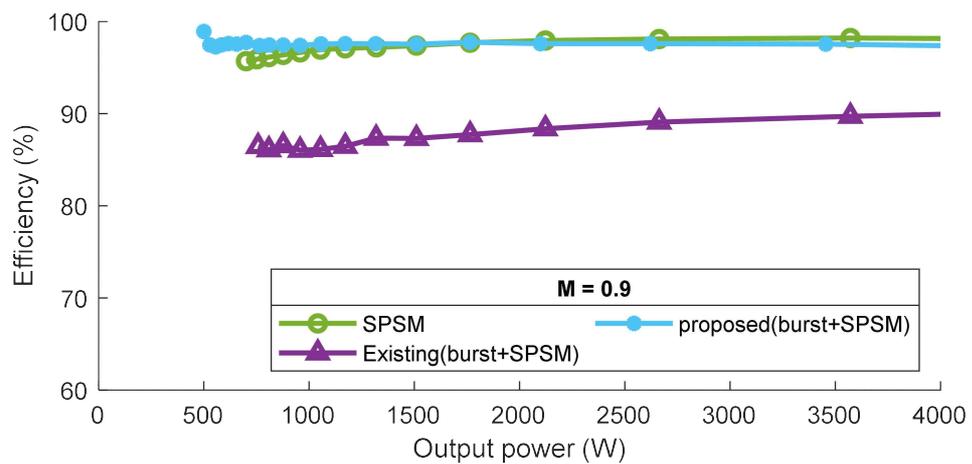
(a) M=0.5 (b) M=0.7 (c) M=0.9



(a)



(a)



(a)

그림 3.10 M에 따른 효율(PSIM 시뮬레이션)

(a) M=0.5 (b) M=0.7 (c) M=0.9

Fig. 3.10 Efficiency according to M(PSIM simulation)

(a) M=0.5 (b) M=0.7 (c) M=0.9

3.4 실험 결과

그림3.11은 제안하는 간헐스위칭 기법을 검증하기 위한 DAB 컨버터의 하드웨어 구성이다. DSP는 TI사의 TMS320F28335를 사용하였고 스위치는 F423MR12W1 -M1을 사용하였고 자세한 스위치 정보는 표 3.1에 정리하였다. 게이트 드라이버는 2SC0115T제품을 사용하여 하드웨어를 구현했다. 자성 소자 및 커패시터에 대한 자세한 내용은 표 3.2에 정리해 두었다.

3.4.1 정상 상태 실험 결과

그림3.12는 제안하는 간헐스위칭 기법의 M 이 0.5, 0.7, 0.9일 때에 각각의 부하 80Ω, 50Ω에 대한 1차측, 2차측 전압 파형, 인덕터 전류 파형을 나타낸다. 실험 결과 동일한 부하 조건에서 출력 전압을 증가시켰을 때 D_b 가 증가하여 전력 전달하는 모습을 볼 수 있다. 경부하 구간에서 간헐스위칭을 할 때 인덕터 전류의 최댓값이 높음을 볼 수 있다. 이는 더 낮은 경부하 구간에서 무효전력을 최소로 하기 위해 더 높은 D_n 을 사용함으로써 더 높은 인덕터 전류가 흐르게 되는 것이다. 간헐스위칭 기법을 사용할 때 자성 소자에서 가청 주파수로 인한 소음이 발생할 가능성이 있다. 이는 간헐스위칭 기법을 사용할 때 개선되어야 할 문제 중 하나이다.

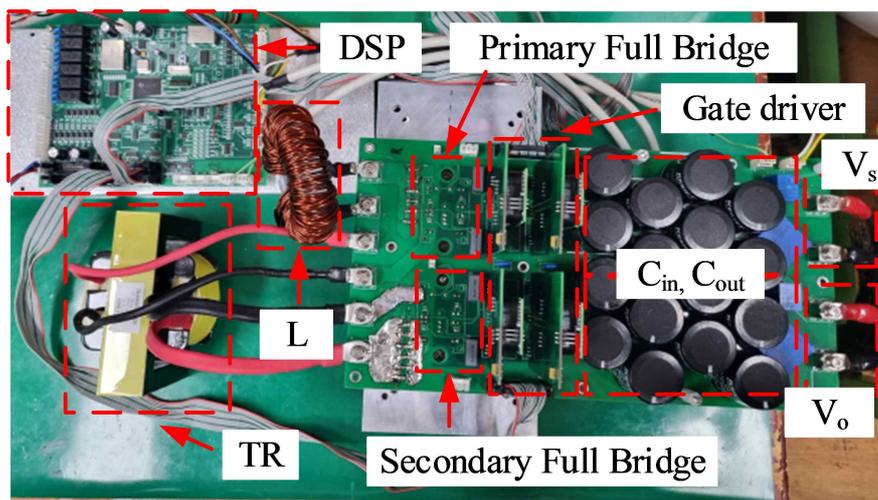
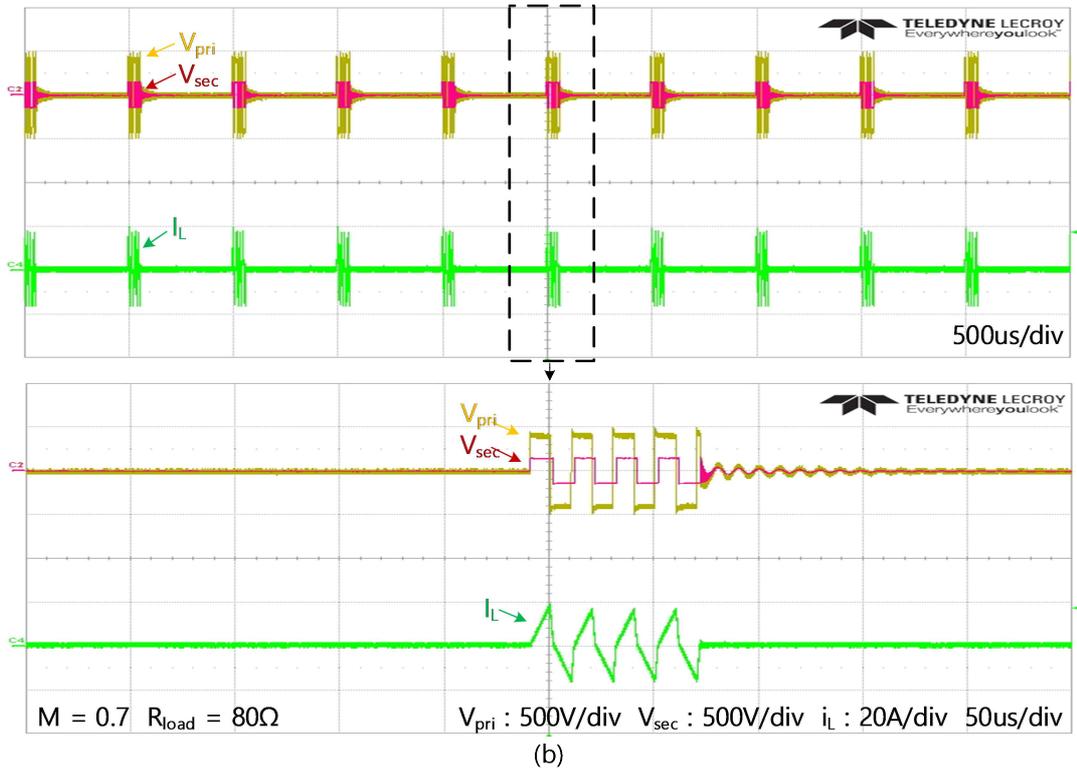
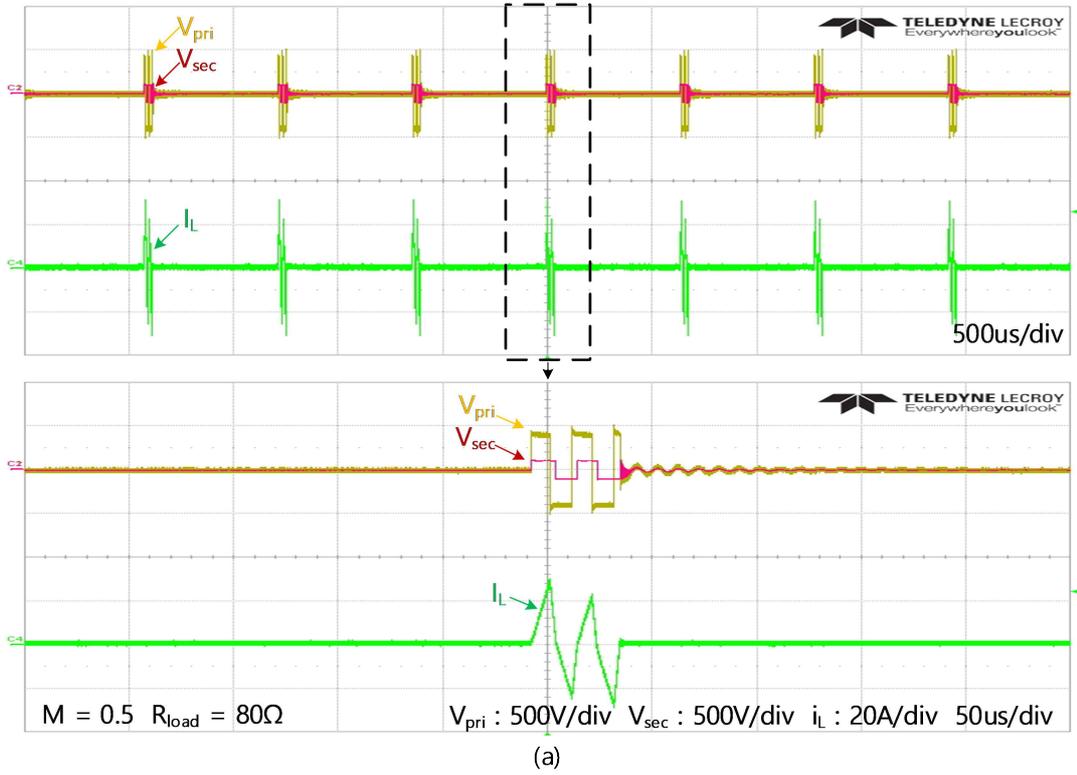
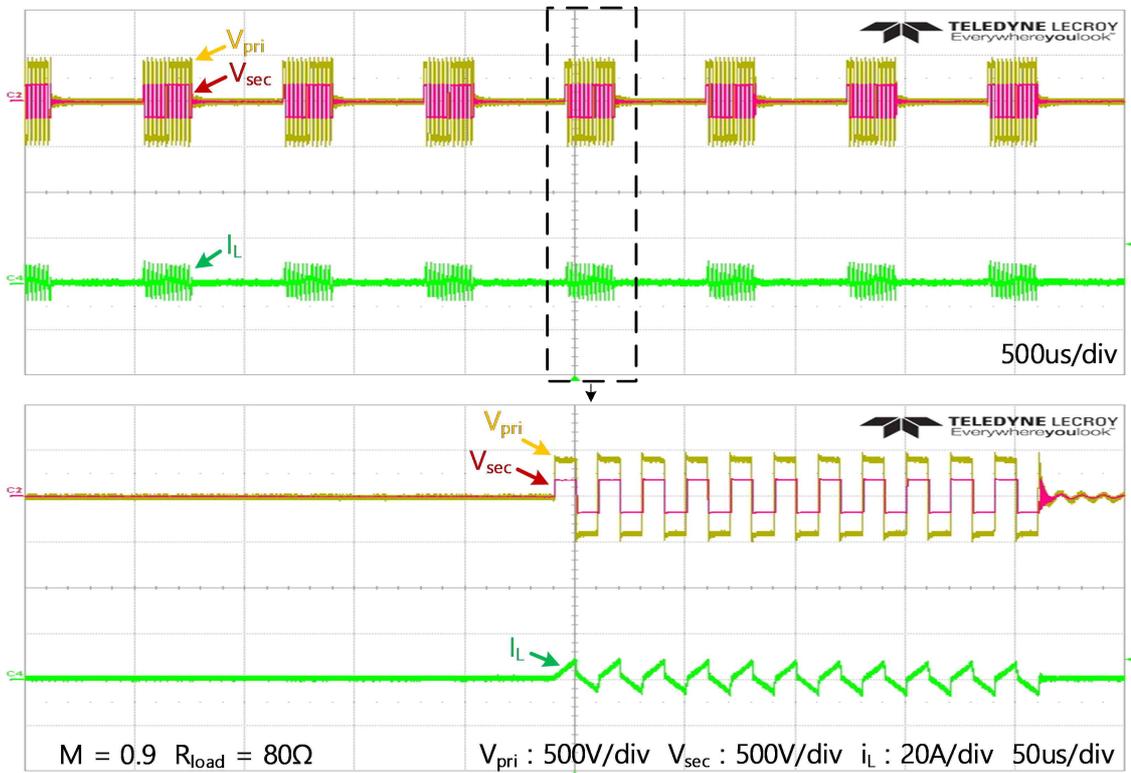


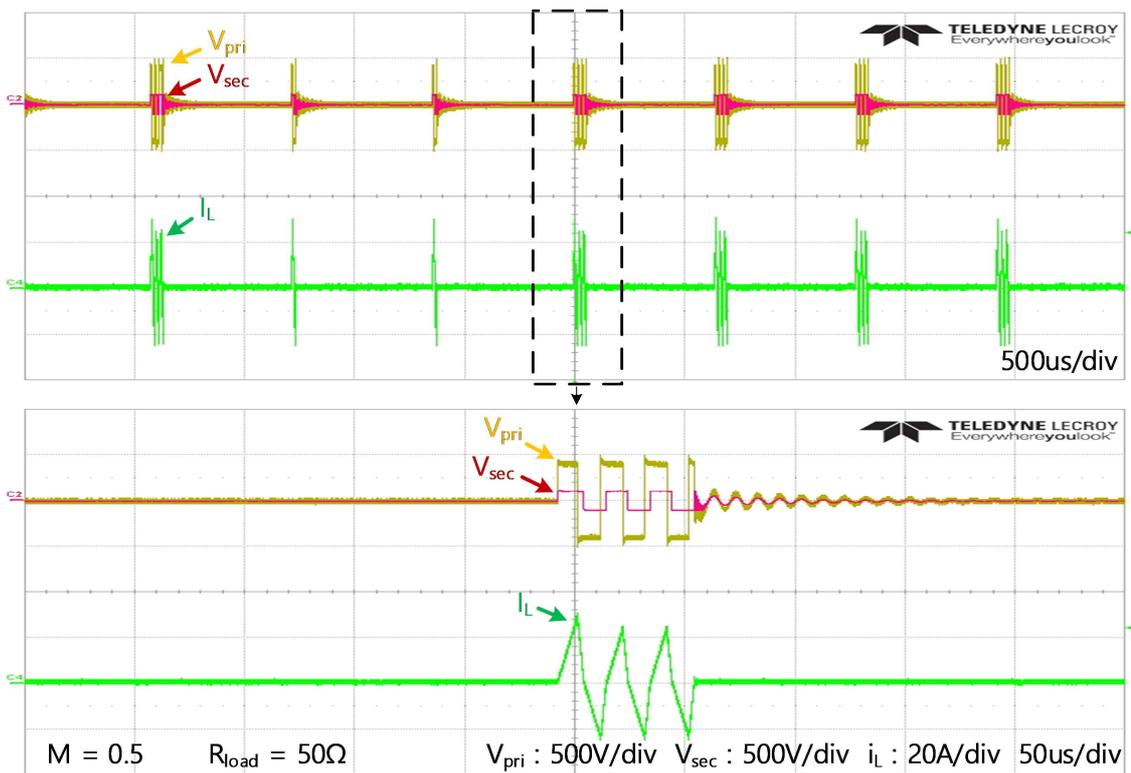
그림 3.11 DAB 컨버터 하드웨어.

Fig. 3.11 DAB converter hardware.

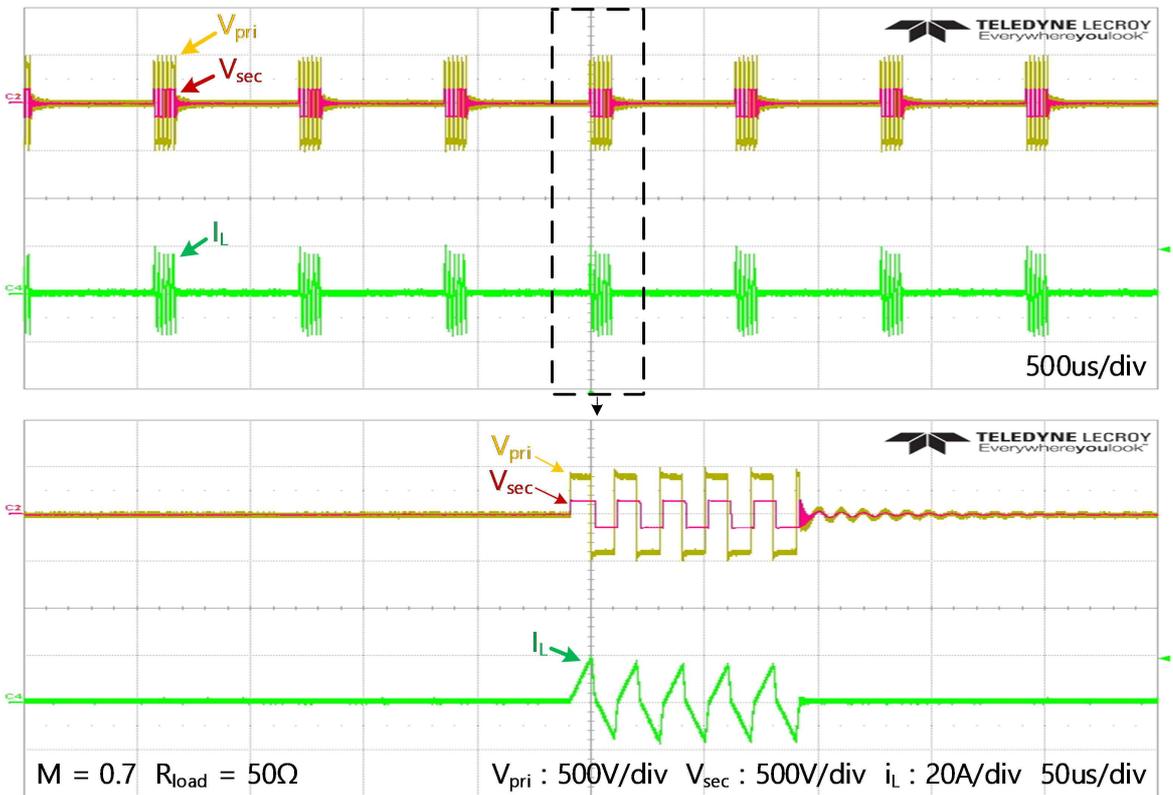




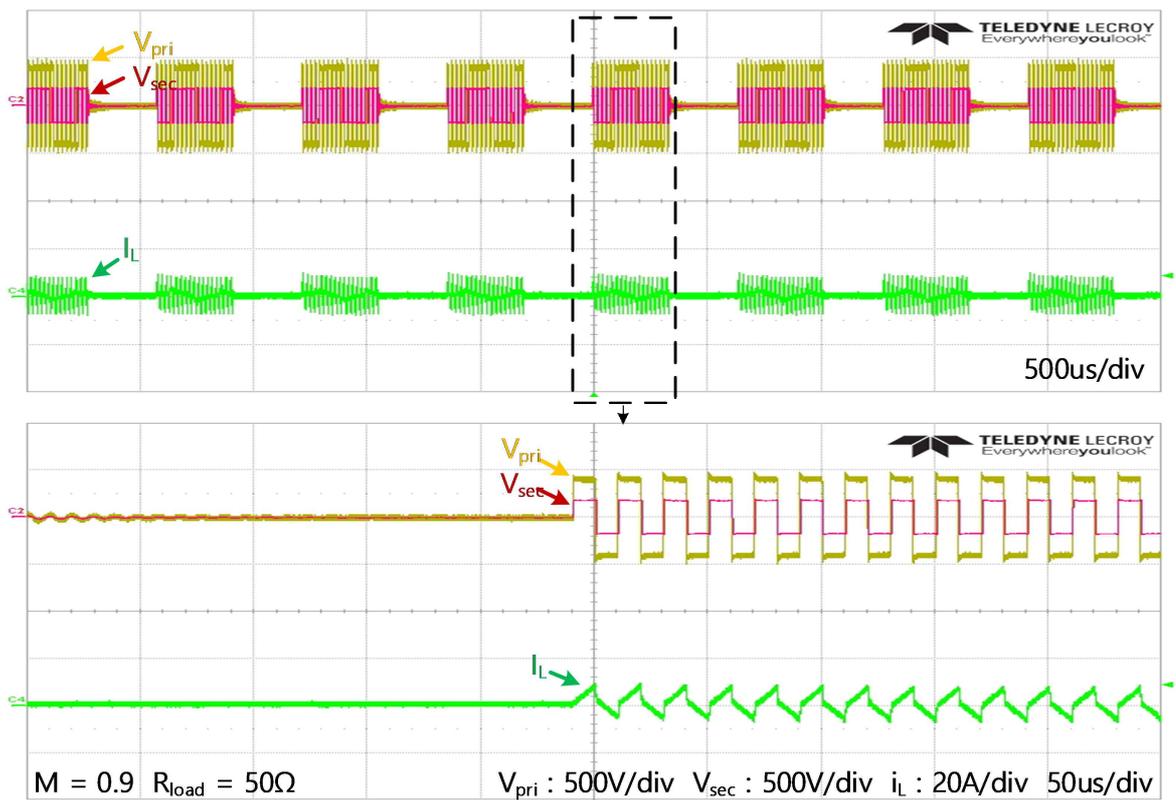
(c)



(d)



(e)



(f)

그림3.12 제안하는 기법의 다양한 전압 범위에서의 경부하 정상 상태 파형.
 (a)M=0.5, R=80Ω, P_o=125W (b)M=0.7, R=80Ω, P_o=245W (c)M=0.9, R=80Ω,
 P_o=405W (d)M=0.5, R=50Ω, P_o=200W (e)M=0.7, R=50Ω, P_o=392W (f)M=0.9,
 R=50Ω, P_o=648W.

Fig. 3.12 Light load steady-state waveforms over various voltage ranges of the proposed burst mode. (a)M=0.5, R=80Ω, P_o=125W (b)M=0.7, R=80Ω, P_o=245W (c)M=0.9, R=80Ω, P_o=405W (d)M=0.5, R=50Ω, P_o=200W (e)M=0.7, R=50Ω, P_o=392W (f)M=0.9, R=50Ω, P_o=648W.

3.4.2 DC 바이어스 제거 실험 결과

본 논문에서는 간헐스위칭 기법에서 스위칭을 시작하는 시점의 첫 듀티비를 늘림으로써 이를 방지하는 방법을 제안하였다. 그림3.13은 3.2.3장의 제안하는 DC 바이어스 제거 기법을 적용하기 전과 적용한 후의 파형이다. 그림3.13(a)은 DC 바이어스 제거 기법을 사용하지 않은 파형인데 스위칭을 시작할 때 일반적인 SPSM 방식의 시작점이 0보다 작은 지점에서 시작함에 반해 간헐스위칭 기법은 인덕터 전류의 시작 지점이 0이기 때문에 과도 상태가 길어지게 되고 더 늦게 정상상태에 도달하게 되면서 DC 바이어스로 인한 변압기의 포화를 야기하는 위험이 생기게 된다. 또한 인덕터 전류의 최댓값이 순간적으로 커지기 때문에 간헐스위칭 기법에서 발생하는 소음 문제 또한 더 심해지게 된다.

그림3.13(b)은 제안하는 기법이 적용된 결과이다. 적용 결과 한 주기 만에 정상상태에 도달하게 되면서 DC 바이어스 문제를 해결했다. 또한 그림3.12의 인덕터 전류 파형 또한 DC 바이어스 제거 기법을 이미 적용한 결과인데 이는 다양한 부하, 전압에서 해당 기법이 유효함을 보인다.

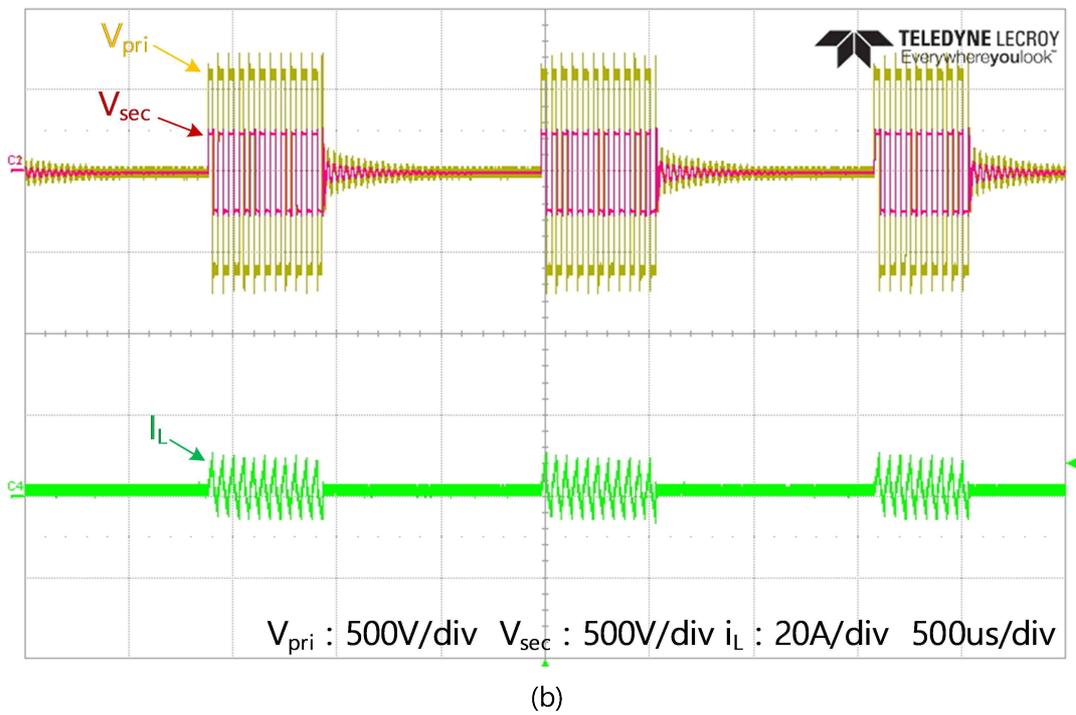
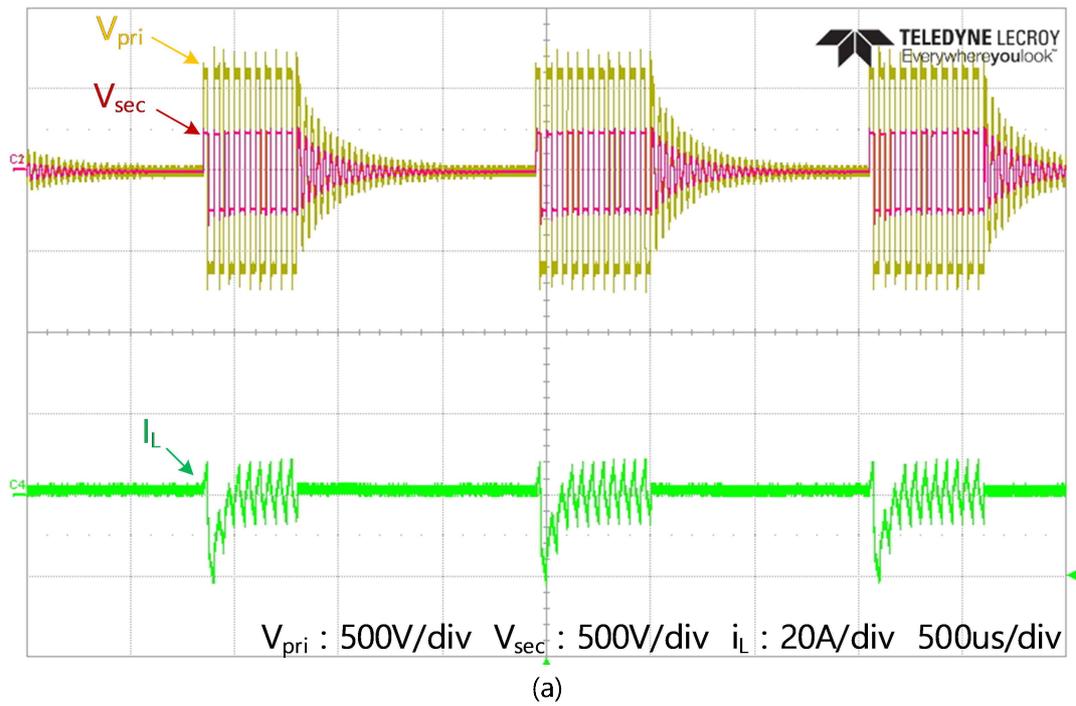


그림 3.13 제안하는 DC 바이어스 제거 기법 동작 파형.

(a) 적용 전 (b) 적용 후.

Fig. 3.13 DC Bias Elimination in Waveforms with the Proposed Techniques.

(a) before application (b) after application.

3.4.3 제안하는 기법의 효율 실험 결과

그림3.14는 고정 듀티비가 각각 $D_n=0.33$, 0.165 기준의 간헐스위칭 기법, 제안하는 간헐스위칭 기법에 대해 실제 실험에서 각각의 유효 입출력 전압비와 출력전력에 대한 효율을 나타낸 그래프이다. 출력전력이 4kW로 설계된 DAB 컨버터이지만 일정 부하 이상부터는 간헐스위칭 기법이 동작 하지 않기 때문에 2kW까지의 출력을 그래프에 나타내었다. M 이 변화할 때 최적의 D_n 값은 변화하게 된다. 그림3.14의 제안된 방식의 그래프는 항상 최적의 D_n 값을 선정하기 때문에 항상 기존의 기법에 비해 효율이 좋은 결과를 얻을 수 있다. 또한 고정 듀티비가 각각 $D_n=0.33$, 0.165 일 때의 효율이 M 의 변화에 따라 효율 비숫값의 역전이 일어 나게되는데 이 또한 M 이 달라짐에 따라 최적의 D_n 이 달라짐을 나타낸다.

그림3.15는 간헐스위칭을 사용하지 않는 SPSM, 제안하는 간헐스위칭 기법에 대해 실제 실험에서 각각의 유효 입출력 전압비와 출력전력에 대한 효율을 나타낸 그래프이다. SPSM 방식과 제안된 기법의 효율이 전환되는 지점까지의 출력전력을 내는 부하를 본 논문에서는 경부하라고 정의한다. 그리고 그림3.15(a)의 조건일 때 최대 출력 전력의 약 40% 지점의 경부하까지 효율이 더 높음을 확인할 수 있다. 그림3.15(b)는 약 37% 경부하 지점까지 그림3.15 (c)는 약 35% 경부하 지점까지 유효 입출력 전압비가 증가할수록 경부하 구간은 줄어드는 것을 확인할 수 있고 유효 입출력 전압비가 감소할수록 경부하에서 효율의 증가폭이 더 커짐을 확인할 수 있다. 따라서 출력전력이 낮을수록 유효 입출력 전압비가 1과 멀어질수록 제안된 방법이 SPSM 기법에 비해 효율이 높아지는 영역이 더 넓어지게 되고 효율의 증가폭 또한 증가하고 유효 입출력 전압비 M 이 변하더라도 항상 이전 기법에 비해 같거나 더 높은 효율을 가짐을 실험적으로 검증하였다.

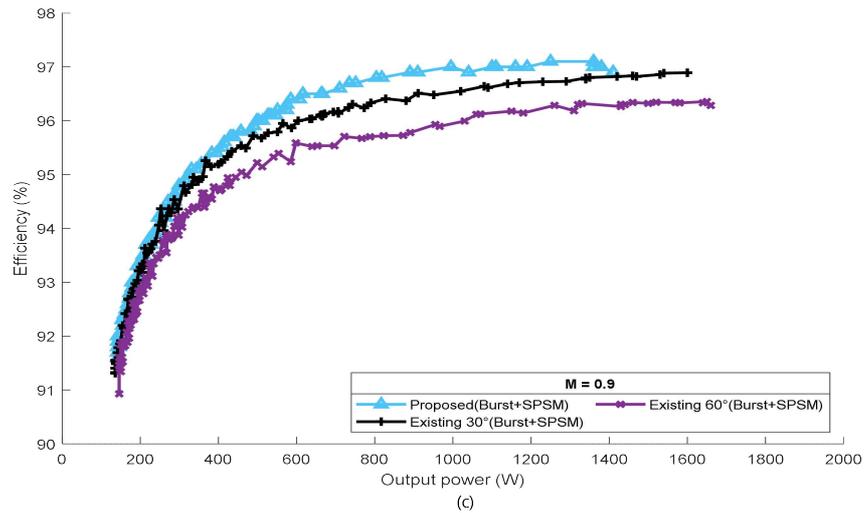
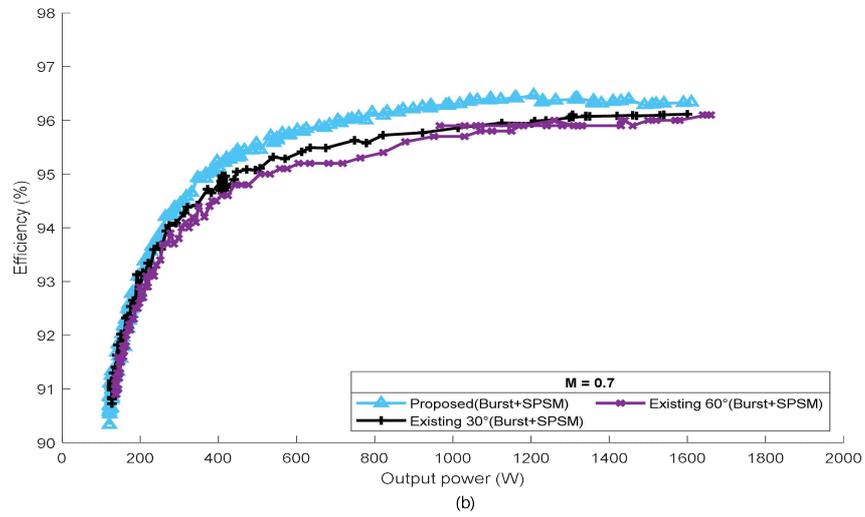
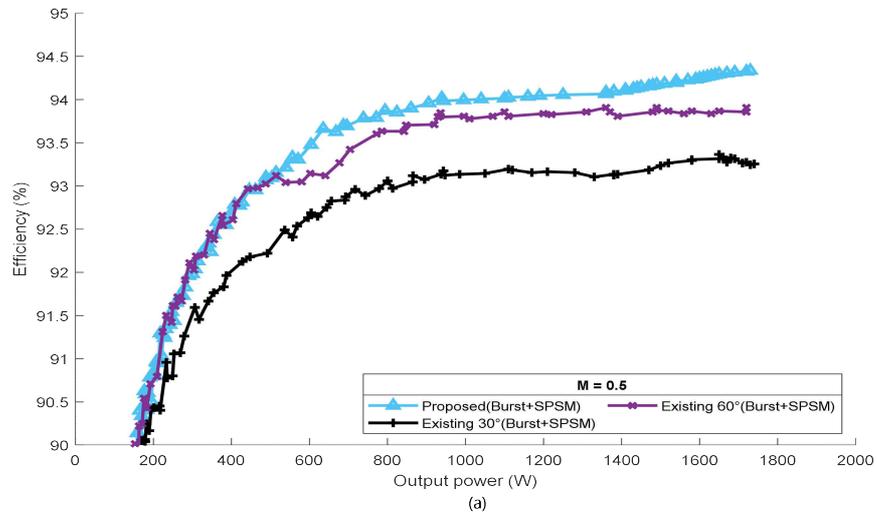
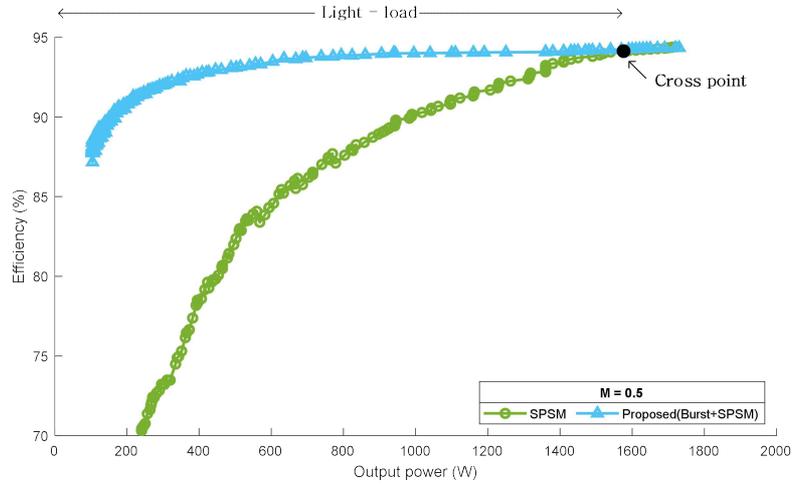
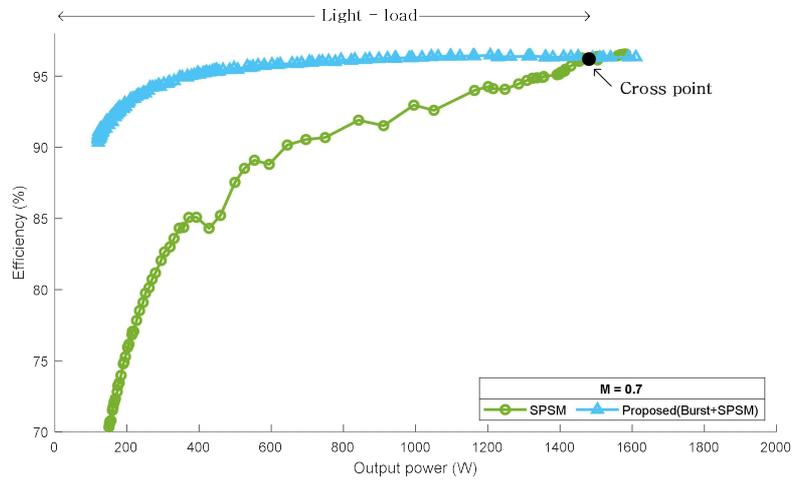


그림 3.14 제안하는 기법과 기존기법의 효율 비교 (a) $M=0.5$ (b) $M=0.7$ (c) $M=0.9$

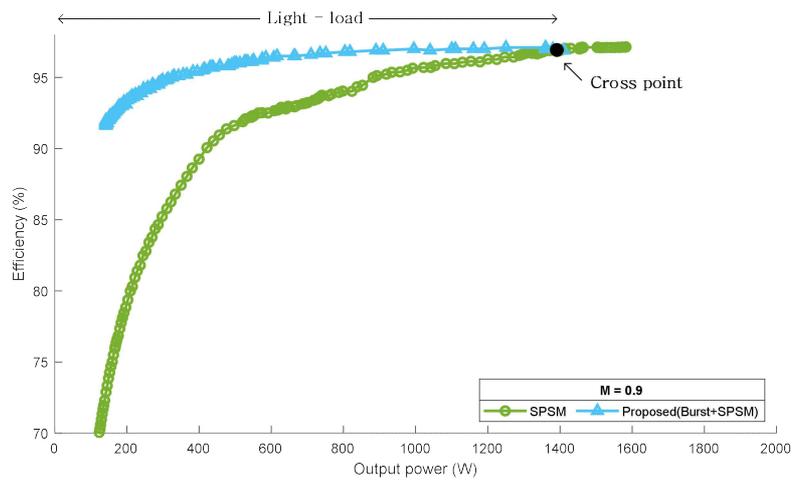
Fig. 3.14 Efficiency Comparison between the Proposed Technique and the Existing Technique (a) $M=0.5$ (b) $M=0.7$ (c) $M=0.9$



(a)



(b)



(c)

그림 3.15 제안하는 기법과 SPSM 기법 효율 비교 (a) $M=0.5$ (b) $M=0.7$ (c) $M=0.9$

Fig. 3.15 Efficiency Comparison between the Proposed Technique and SPSM Technique (a) $M=0.5$ (b) $M=0.7$ (c) $M=0.9$

4. 제안하는 경부하 제어를 포함한 통합제어 기법

4.1 평균 모델 및 소신호 모델

제어기 설계의 필수적인 시스템 전달함수를 얻기 위해 간헐스위칭 기법의 소신호 모델링이 필요하게 된다. 본 논문에서는 간헐스위칭 기법의 모델을 얻기 위해 축소 차수 모델인 평균 모델 기법을 사용한다. 평균화 모델에서는 고주파 변압기 전류 및 그 동적 특성은 고려 되지 않는다. 이러한 근사로는 상승 시간과 정착 시간을 약간 증가시킬 수 있지만 제어기 설계의 주요 목표인 정상 상태 응답에는 영향을 미치지 않아 본 논문에서는 설계의 용이성을 고려하여 축소 차수 모델을 사용하였다^[19-22].

4.1.1 대신호 평균화 모델

SPSM 방식을 사용하는 DAB 컨버터의 평균 모델을 먼저 도출한다. 그 후 간헐스위칭 기법의 모델링을 위한 모델 방법에 관해 설명한다. 이 모델에는 회로 손실이 없는 이상적인 DAB 컨버터가 고려되었으며, 출력커패시터의 전압 리플은 매우 작은 것으로 가정해 해당 모델을 도출할 때는 무시하였다. 스위칭 주기 동안의 입력전류를 평균함으로써 평균 입력전류는 다음과 같이 얻어진다.

$$I_{s,SPSM} = \frac{D_n(1-D_n)V_oT_s}{2nL} \quad (4.1)$$

마찬가지로, 출력 전류 파형을 스위칭 주기에 따라 평균화함으로써 다음과 같은 평균 전류를 얻을 수 있다.

$$I_{o,SPSM} = \frac{D_n(1-D_n)V_sT_s}{2nL} \quad (4.2)$$

간헐스위칭 기법의 $(1-D_b)T_b$ 구간에서는 입력 전류, 출력 전류가 흐르지 않는다. 따라서 식(4.1), 식(4.2)을 T_b 의 주기에 대해 다시 평균화하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$I_s = \frac{D_n(1-D_n)D_b V_o T_s}{2nL} \quad (4.3)$$

$$I_o = \frac{D_n(1-D_n)D_b V_s T_s}{2nL} \quad (4.4)$$

I_s 와 I_o 는 각각 간헐스위칭 기법을 적용했을 때의 평균 입력전류, 평균 출력전류이다. 식(4.3), 식(4.4)을 이용하여 그림4.1과 같이 간헐스위칭 기법 동작 시의 DAB 컨버터 감소 차수 평균 모델을 도출할 수 있으며, 평균 모델로부터 간헐스위칭 기법 동작 시의 DAB 컨버터의 전압 이득은 다음과 같이 얻어진다.

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D_n(1-D_n)D_b T_s R}{2nL} \quad (4.5)$$

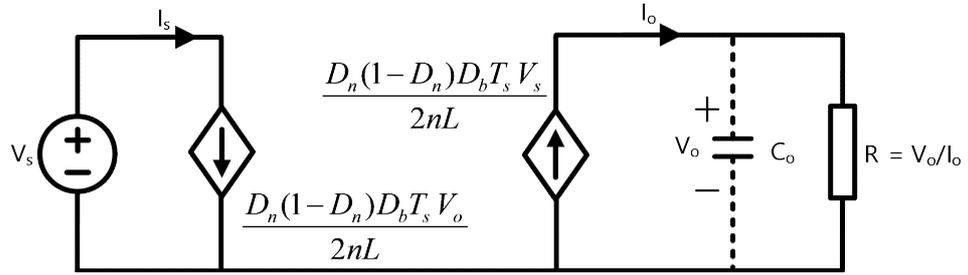


그림 4.1 DAB의 간헐스위칭 기법 평균 모델
Fig. 4.1 Average Model of Burst mode in DAB

4.1.2 소신호 평균화 모델

소신호 모델은 시스템의 작은 변화에 대한 응답을 나타내는 모델이다. 제안된 기법의 안정성 및 제어기 설계를 위해 소신호 모델을 구하는 것은 필수적이다. 위에서 구한 평균 모델은 시스템의 평균적인 동작 특성을 나타내는 모델이기 때문에 이를 선형화하면 시스템의 작은 변화에 대한 응답을 근사하는 소신호 모델을 도출할 수 있다.

$$I_s + \hat{i}_s = \frac{(D_n + \hat{d}_n)(1-D_n - \hat{d}_n)(D_b + \hat{d}_b)(V_o + \hat{v}_o) T_s}{2nL} \quad (4.6)$$

식(4.6)을 통해 \hat{i}_s 을 구할 수 있는데 두 개의 작은 섭동의 곱은 매우 작은 값이기 때문에 시스템의 동작 특성에 미치는 영향이 미미하다. 따라서 이러한 값들을 무시해도 시스템의 동작 특성을 근사하는 데 큰 문제가 없다. 작은 섭동의 곱을 무시한 \hat{i}_s 는 다음과 같다.

$$\hat{i}_s = \frac{[D_n(1-D_n)V_o\hat{d}_b + D_n(1-D_n)D_b\hat{v}_o + (1-2D_n)V_oD_b\hat{d}_n]T_s}{2nL} \quad (4.7)$$

출력측 부분에도 섭동을 고려한 식을 구할 수 있다.

$$C_o \frac{d(V_o + \hat{v}_o)}{dt} = (I_o + \hat{i}_o) - \frac{(V_o + \hat{v}_o)}{R} \quad (4.8)$$

$$I_o + \hat{i}_o = \frac{(D_n + \hat{d}_n)(1-D_n - \hat{d}_n)(D_b + \hat{d}_b)(V_s + \hat{v}_s)T_s}{2nL} \quad (4.9)$$

이를 소신호 부분만을 따로 떼어내어서 다음과 같은 식을 도출할 수 있다.

$$C_o \frac{d\hat{v}_o}{dt} = \hat{i}_o - \frac{\hat{v}_o}{R} \quad (4.10)$$

$$\hat{i}_o = \frac{[D_n(1-D_n)V_s\hat{d}_b + D_n(1-D_n)D_b\hat{v}_s + (1-2D_n)V_sD_b\hat{d}_n]T_s}{2nL} \quad (4.11)$$

식(4.7), (4.10), (4.11)을 통해 다음과 같은 간헐스위칭 기법을 사용할 때의 DAB 컨버터의 소신호 평균화 모델을 얻을 수 있다. 그림4.2는 이를 그림으로 표현한 것이다. 그리고 라플라스 변환 후 정리하면 다음과 같다.

$$\hat{i}_s(s) = g_{is,db}\hat{d}_b(s) + g_{is,vo}\hat{v}_o(s) + g_{is,dn}\hat{d}_n(s) \quad (4.12)$$

$$\hat{i}_o(s) = g_{io,db}\hat{d}_b(s) + g_{io,vs}\hat{v}_s(s) + g_{io,dn}\hat{d}_n(s)$$

$$\hat{v}_o(s) = \frac{R}{RCs + 1} \hat{i}_o(s)$$

$$G_{v_o, d_b} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}_b(s)}, \hat{d}_n(s) = 0, \hat{v}_s(s) = 0, \hat{i}_{load}(s) = 0 = \frac{D_n(1-D_n)V_s T_s}{2nL} \left(\frac{R}{RCs+1} \right) \quad (4.13)$$

$$G_{v_o, d_n} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}_n(s)}, \hat{d}_b(s) = 0, \hat{v}_s(s) = 0, \hat{i}_{load}(s) = 0 = \frac{(1-2D_n)D_b V_s T_s}{2nL} \left(\frac{R}{RCs+1} \right) \quad (4.14)$$

$$G_{v_o, i_{load}} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{load}(s)}, \hat{d}_b(s) = 0, \hat{v}_s(s) = 0, \hat{d}_n(s) = 0 = \frac{R}{RCs+1} \quad (4.15)$$

$$G_{v_o, v_s} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)}, \hat{d}_b(s) = 0, \hat{d}_n(s) = 0, \hat{i}_{load}(s) = 0 = \frac{D_n(1-D_n)D_b T_s}{2nL} \left(\frac{R}{RCs+1} \right) \quad (4.16)$$

$$G_{i_s, d_n} = \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{d}_n(s)}, \hat{d}_b(s) = 0, \hat{v}_s(s) = 0, \hat{i}_{load}(s) = 0 = \frac{(1-2D_n)V_o D_b T_s}{2nL} \quad (4.17)$$

$$G_{i_s, d_b} = \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{d}_b(s)}, \hat{d}_n(s) = 0, \hat{v}_s(s) = 0, \hat{i}_{load}(s) = 0 = \frac{D_n(1-D_n)V_o T_s}{2nL} \quad (4.18)$$

$$G_{v_s, i_s} = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_s(s)}, \hat{d}_b(s) = 0, \hat{d}_n(s) = 0, \hat{i}_{load}(s) = 0 = \left(\frac{2nL}{D_n(1-D_n)D_b T_s} \right)^2 \left(\frac{RCs+1}{R} \right) \quad (4.19)$$

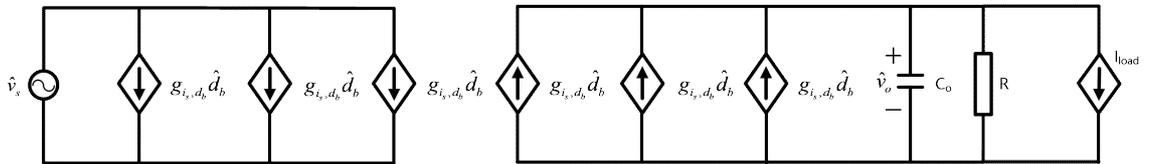


그림 4.2 DAB의 간헐스위칭 기법을 포함한 소신호 모델.

Fig. 4.2 small signal model of DAB considering Burst mode.

4.2 제어기 설계

4.2.1 제안하는 Burst-Mode의 PI 제어기 설계

앞서 구한 소신호 모델 D_b 에 대한 V_o 개방 루프 전달함수 G_{v,d_b} 을 이용하여 PI 제어기를 설계하였다. PI 제어기 G_c 는 식(4.20)과 같이 비례기 하나와 적분기 하나로 이루어져 있으며 이를 이용하여 전압 제어 보상기를 설계한다.

$$G_{c,b} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.20)$$

K_p 는 비례기의 상수, K_i 는 적분기의 상수를 의미한다. 식(4.13)과 식(4.20)을 통해 시스템의 개방 루프 이득(Loop Gain)을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} G_b(s) &= G_{c,b}(s)G_{v,d_b}(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \frac{D(1-D)V_s T_s}{2nL} \left(\frac{R}{RC_o s + 1}\right) \\ &= \left(\frac{k_p s}{k_i} + 1\right) \frac{k_i}{s} \frac{D(1-D)V_s T_s}{2nL} \left(\frac{R}{RC_o s + 1}\right) \end{aligned} \quad (4.21)$$

본 논문에서 사용한 간헐스위칭 주파수는 2.5kHz이고 크로스-오버 주파수는 250Hz로 설계하였다. 설계된 K_p , K_i 는 표4.1에 나타내었다. 그림4.3은 전달함수 G_{v,d_b} 의 보데선도, 그림4.4는 개방 루프 이득 보데선도이다. 크로스-오버 주파수는 250Hz, 위상마진은 약 90도이며, DC 이득은 무한대로 설계되었다.

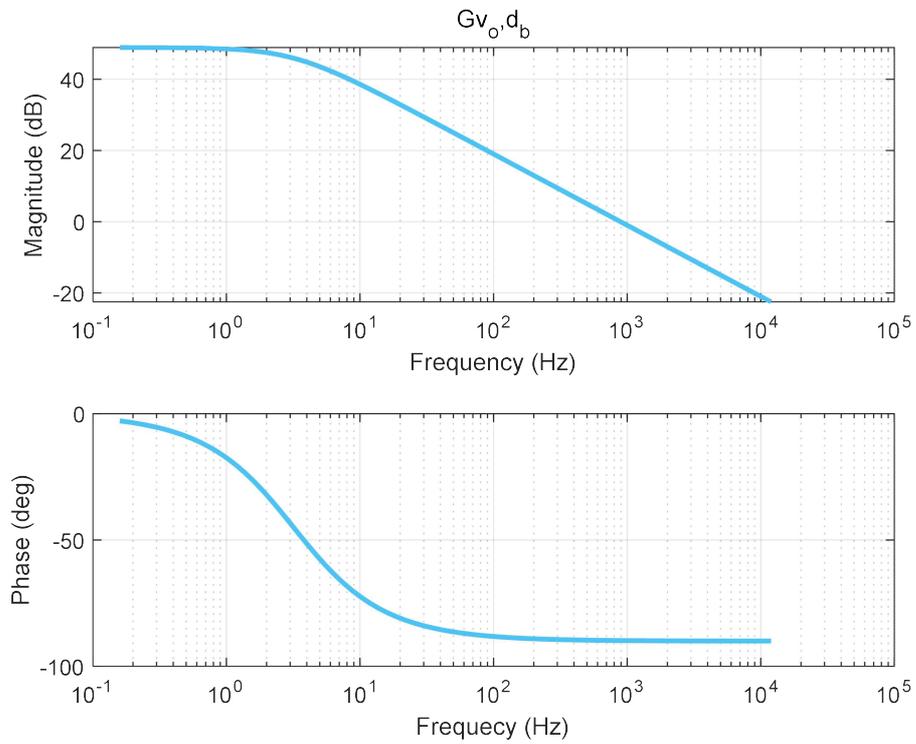


그림 4.3 D_b 에 대한 V_o 전달함수의 보데선도.

Fig. 4.3 Db to V_o transfer function in Bode plot.

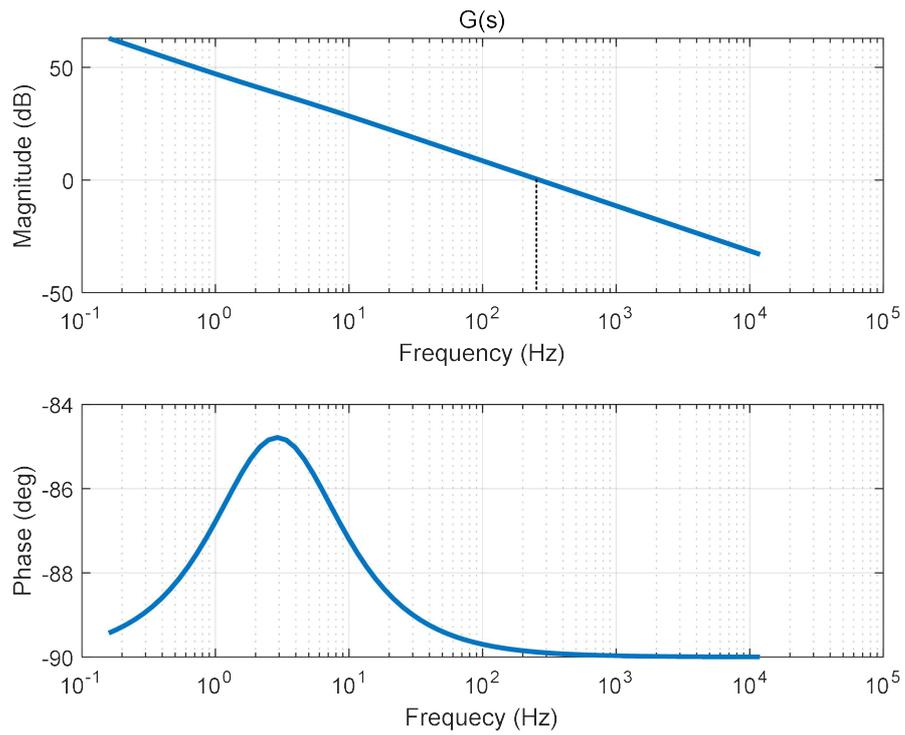


그림 4.4 설계된 전압 제어 보상기를 적용했을 때의 개방 루프 이득 보데선도.

Fig. 4.4 Compensated Loop Gain in Bode Plot.

4.2.2 제안하는 통합제어 전략

출력 전압이 변화가 큰 DAB 컨버터에서 간헐스위칭 기법을 적용하기 위해선 알맞은 제어 전략이 필요하다. DAB 컨버터를 중부하에서 동작할 때는 통상적인 SPSM 방식을 통한 전력 전달 제어를 한다. 이에 대한 제어기는 그림4.5에 나타나 있다. 한편 경부하 동안에 계산된 SPSM 방식의 변압기 1차측 전류 실효치가 제안하는 전류 실효치보다 커지면 제안하는 간헐스위칭 기법으로 전환하여 제어하게 된다. 간헐스위칭 기법의 제어 모드는 그림4.6에 나와 있다. 또한 제안하는 DAB 컨버터의 제어 알고리즘은 그림4.7에 나와 있다.

제안하는 기법의 제어는 다음을 따른다.

- SPSM 방식에서 제안하는 간헐스위칭 기법으로 전환되는 경우(중부하→ 경부하)
 - 식(2.8), 식(2.9)을 통해 I_1, I_2 를 추정한다.
 - 식(2.14), 식(3.16)을 통해 $I_{rms, pri}, I_{burst, rms, pri}$ 을 추정한다
 - $I_{rms, pri} > I_{burst, rms, pri}$ 일 때 간헐스위칭 기법으로 동작했을 때 더 높은 효율을 얻을 수 있는 경계 지점에 있는 것으로 생각할 수 있다. 따라서, $I_{rms, pri} > I_{burst, rms, pri}$ 조건이 경계 지점에서 지속적으로 바뀌지 않게 하기 위해, 그리고 잘못된 트리거를 제거하기 위해서 10번의 스위칭 사이클 뒤에 간헐스위칭 모드로 전환한다.
 - 모드 전환 시에 갑자기 전력 전달량이 바뀌는 것을 방지하기 위해 전향보상 제어를 이용한다. 식(4.5)을 통해 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$D_{b,ff} = \frac{2nLI_o}{D_{op}(1-D_{op})T_s V_s} \quad (4.23)$$

SPSM 방식에서 제안하는 기법으로 전환 시에 식(4.23)을 이용하여 전향보상 제어를 사용한다.

- 제안하는 간헐스위칭 기법에서 SPSM 방식으로 전환되는 경우(경부하→ 중부하)
 - 유효 전력 값은 식(3.3)을 통해 P_b 를 추정한다.
 - 식(2.11)을 통해 P_b 와 같은 전력을 가지는 D_n 를 추정한다.
 - D_n 과 식(2.8), 식(2.9)을 통해 I_1, I_2 를 추정한다.

- 식(2.14), 식(3.16)을 통해 $I_{rms, pri}, I_{burst, rms, pri}$ 을 추정한다.
- $I_{rms, pri} < I_{burst, rms, pri}$ 일 때 SPSM 방식의 제어 기법이 더 높은 효율을 얻을 수 있는 경계 지점에 있는 것으로 생각할 수 있다. 따라서, $I_{rms, pri} < I_{burst, rms, pri}$ 조건에서 10번의 스위칭 사이클 뒤에 제안하는 간헐스위칭 기법에서 SPSM 방식으로 전환한다.
- 해당 모드 전환 시 또한 갑자기 전력 전달량이 바뀌는 것을 방지하기 위해 전향보상 제어를 이용한다. 식(2.11)을 통해서 얻을 수 있는 D_n 을 전향보상 제어에 사용한다.

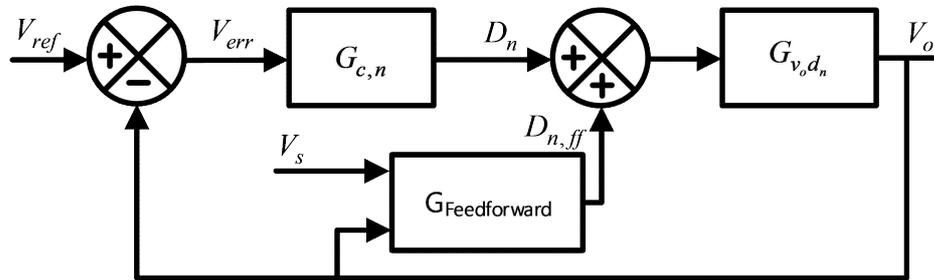


그림 4.5 SPSM 제어기.

Fig. 4.5 SPSM Controller.

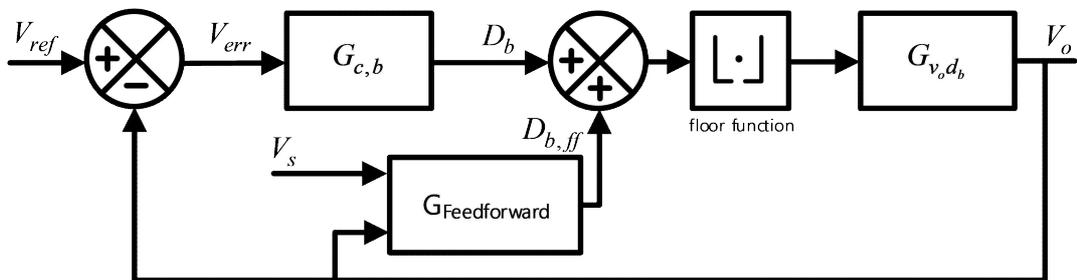


그림 4.6 간헐스위칭 기법 제어기.

Fig. 4.6 Burst mode Controller.

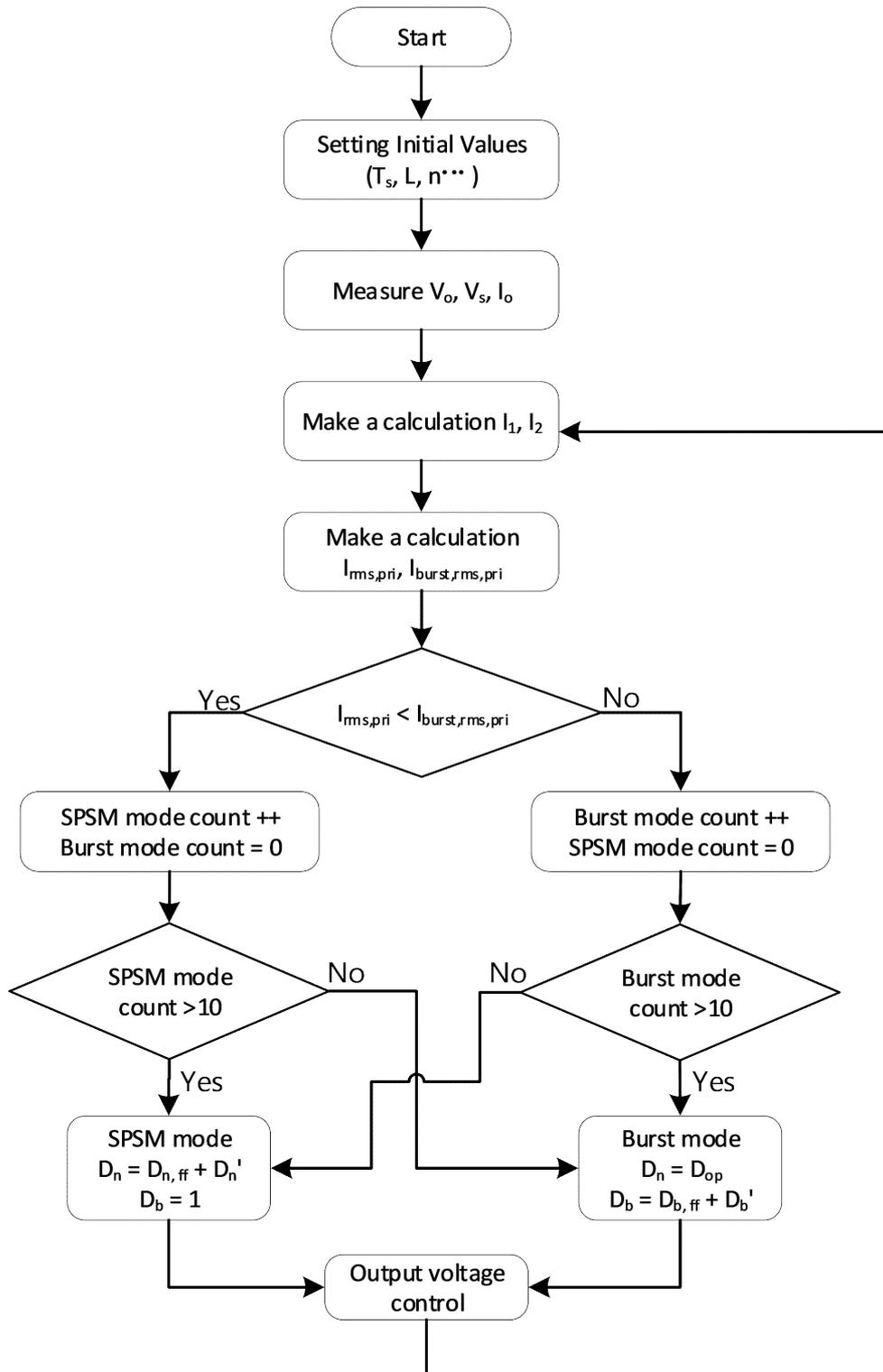


그림 4.7 제안하는 통합제어 알고리즘.

Fig. 4.7 Algorithm for the integrated.

4.3 시뮬레이션 및 실험

4.3.1 응답 특성 시뮬레이션

시뮬레이션에 사용된 시스템 매개변수는 표 4.1에 나타내었다. 그림 4.8은 4.1장에서 구한 Burst-mode 전달함수를 통해 설계한 PI 제어 보상기를 적용했을 때 유효 입출력 전압비 M 이 0.5일 때 R 이 80Ω에서 40Ω으로 변경했을 때 응답 특성 시뮬레이션 파형을 보여준다. 평균 모델을 통한 동특성 파형이 스위칭을 포함한 시뮬레이션 결과와 매우 유사함을 도출할 수 있다. 시뮬레이션 파형은 목표값보다 1.4V가량 감소한 뒤에 5ms 이내에 다시 목표값으로 복귀한다. 따라서 시뮬레이션 상에서 간헐스위칭 기법의 전압 제어가 됨을 볼 수 있다. 그리고 다음으로 실험을 통해 전달함수 예측이 타당함을 확인한다.

표 4.1. 시뮬레이션에 사용된 시스템 매개변수

Table 4.1. SIMULATION PARAMETERS OF SYSTEM

	Paramters	Symbol	Values
	Input Voltage	V_s	400 [V]
	Output Voltage	V_o	140 [V]
	Switching frequency	f_s	50 [kHz]
Switch	Burst frequency	f_b	2.5 [kHz]
	Serial reactance	L	50 [uH]
	Transformer turn ratio	n	0.5
	Proportional Gain	K_p	0.3
	Integral Gain	K_i	5.0

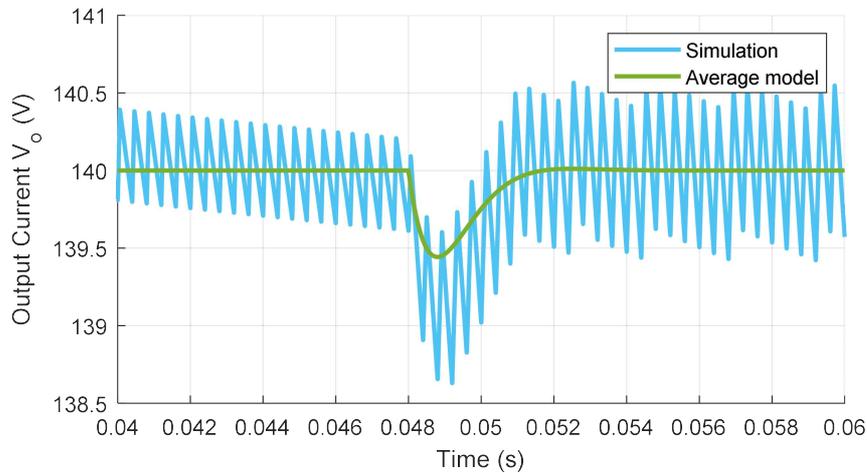


그림 4.8 계단과응답을 통한 축소모델의 검증 ($M=0.5$, $R=80\Omega \rightarrow 40\Omega$).

Fig. 4.8 Validation of the average model for Burst-mode operation ($M=0.5$, $R=80\Omega \rightarrow 40\Omega$).

4.3.2 응답 특성 실험 결과

그림4.9는 입력 400V이고 부하가 50Ω일 때 출력 전압이 90V에서 120V로 증가했을 때 응답 특성 실험 파형이다. 출력 전압은 약 7ms 이내에 목표값을 추종한다.

그림4.10은 입력전압 400V, 출력 전압 100V일 때 부하를 80Ω에서 40Ω으로 변경했을 때 응답 특성 실험 파형이다. 출력 전압은 6V 정도 감소 후에 7ms 이내에 다시 기존 목표값을 추종한다. 따라서 시뮬레이션 결과와 실험 결과가 거의 유사하며 전압 제어기가 잘 설계되었음을 확인하였다.

그림4.11은 SPSM 모드와 간헐스위칭 모드 간의 전환에 대한 실험 파형이다. 그림 4.11(a)은 입력전압 400V, 출력 전압 120V일 때 부하를 경부하인 80Ω에서 중부하인 15Ω으로 변경했을 때의 실험 결과이다. 이때의 실험 결과에서는 SPSM 모드에서 $I_{rms, pri} > I_{burst, rms, pri}$ 조건을 계산하고 만족할 때 간헐스위칭 모드가 손실이 더 적음을 예측해 간헐스위칭 모드로 전환하는 것을 볼 수 있다.

그림4.11(b)은 입력전압 400V, 출력 전압 120V일 때 부하를 중부하인 15Ω에서 경부하인 80Ω으로 변경했을 때의 실험 결과이다. 이때의 실험 결과에서는 간헐스위칭 모드에서 $I_{rms, pri} < I_{burst, rms, pri}$ 조건을 계산하고 만족할 때 간헐스위칭 모드가 더 손실이 높음을 예측하고 SPSM 모드로 전환되는 것을 볼 수 있다.

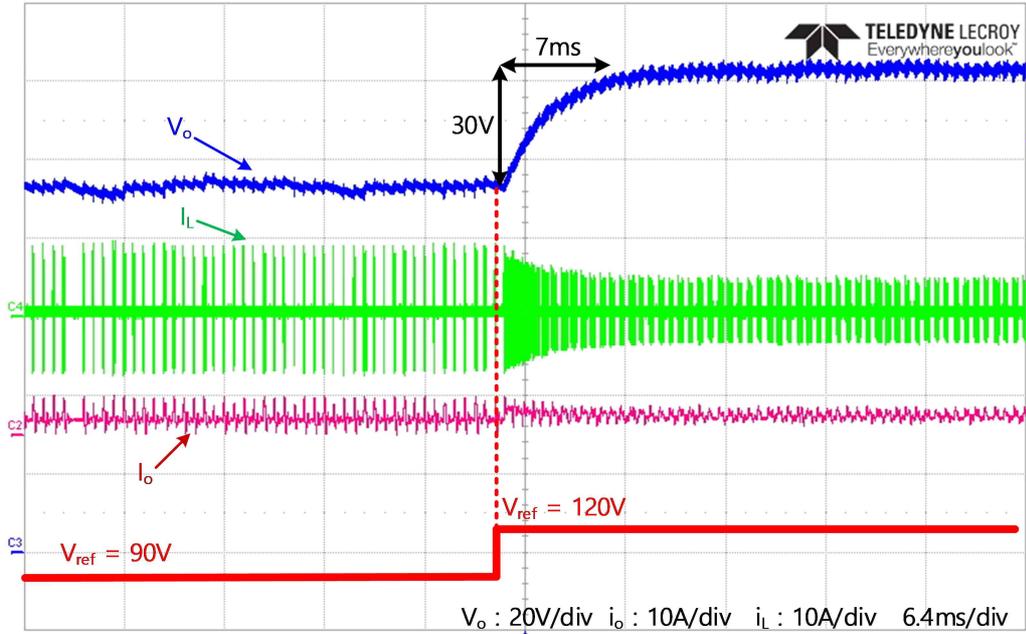


그림 4.9 간헐스위칭 모드의 전압 지령치 증가 계단과 응답 특성
 ($V_o = 90V \rightarrow 120V$, $R = 50\Omega$)

Fig. 4.9 Setp Response to the Refence Voltage Increase in Burst-mode
 ($V_o = 90V \rightarrow 120V$, $R = 50\Omega$)

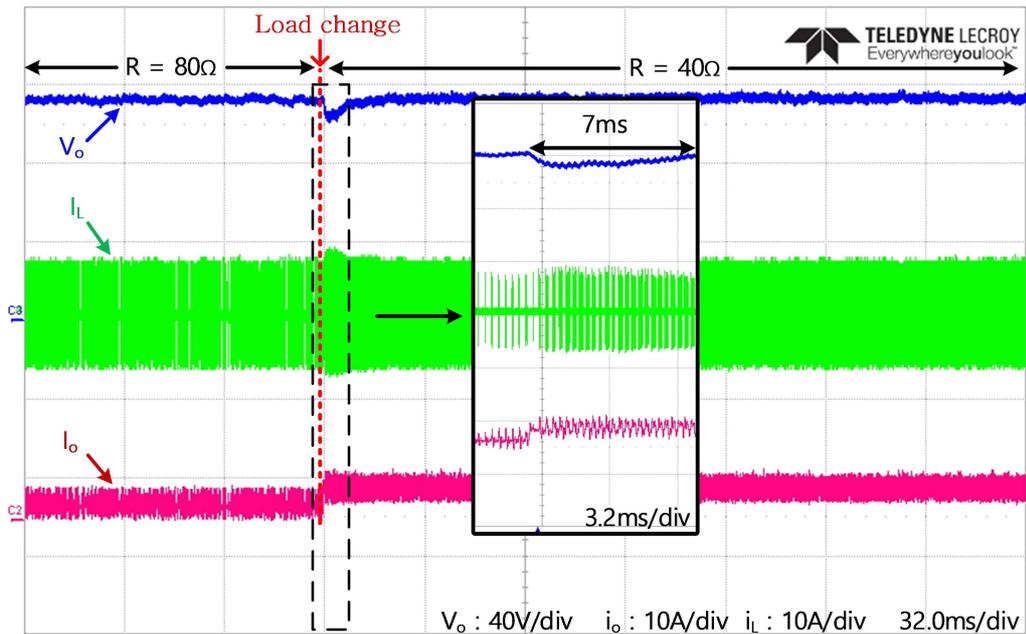
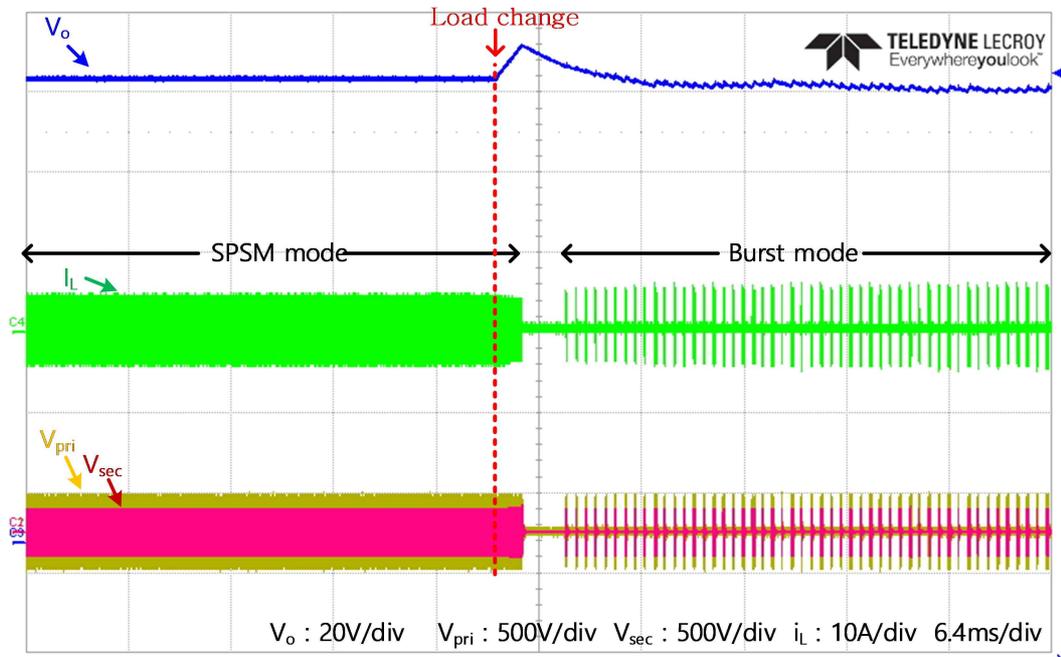
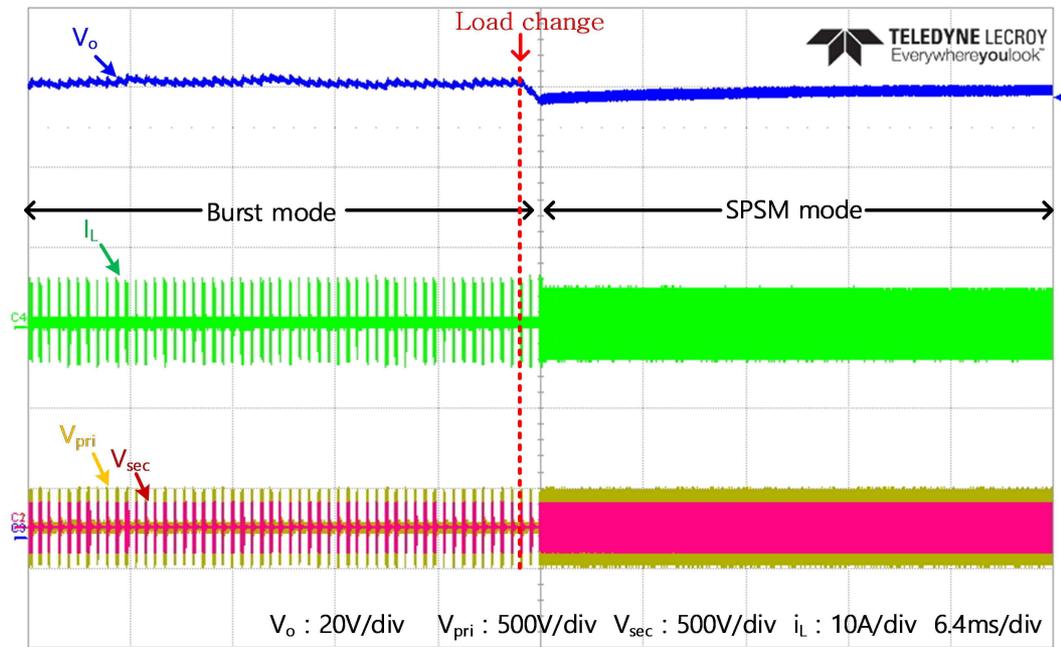


그림 4.10 간헐스위칭 모드의 부하 증가 계단과 응답 특성
 ($V_o : 100V$, $R = 80\Omega \rightarrow 40\Omega$)

Fig. 4.10 Step Response to the Load Increase in Burst-mode
 ($V_o : 100V$, $R = 80\Omega \rightarrow 40\Omega$)



(a)



(b)

그림 4.11 V_o 가 120V일 때 모드 전환 특성.

(a) SPSM 모드에서 간헐스위칭 모드로의 전환($R = 15\Omega \rightarrow 80\Omega$)

(b) 간헐스위칭 모드에서 SPSM 모드로의 전환($R = 80\Omega \rightarrow 15\Omega$)

Fig. 4.11 Mode switching characteristics when. $V_o = 120V$

(a) Burst-mode to SPSM mode ($15\Omega \rightarrow 80\Omega$)

(b) SPSM mode to Burst-mode ($R = 80\Omega \rightarrow 15\Omega$)

5. 결론

5.1 결론

최근 ESS, SST(solid-state Transformer), UPS 등 다양한 곳에 사용되는 DC-DC 컨버터 중에서 DAB 컨버터는 여러 가지 장점으로 인하여 각광받는 토폴로지 중 하나이다. DAB 컨버터는 두 개의 풀 브릿지 컨버터와 고주파 변압기, 필요하다면 추가적인 직렬 인덕터만으로 쉽게 구현이 가능하다. 그런데 DAB 컨버터의 SPSM 방식으로 제어할 때, 경부하 구간에서 효율이 낮아지는 문제점이 존재한다. 이를 보완하기 위해 간헐적으로 스위칭을 하여, 컨버터 내부의 전류 실효치의 감소로 자성 소자와 스위치의 전도 손실을 줄이는 이점과 스위칭 손실을 줄일 수 있는 간헐스위칭 기법이 제안됐다. 하지만 기존의 방법에서는 ZVS 영역을 넓히는 것에만 연구가 되어져왔고 DAB 내부의 무효전력을 줄이는 방법에 대해선 고려되지 않았다. 또한 이 기법을 사용할 때 변압기 포화를 일으키는 DC 바이어스가 발생하는 단점이 있었다.

이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 DAB 컨버터의 무효전력이 최소가 되도록 1차측과 2차측 사이의 위상각을 결정하는 기법을 제안하였다. 이 기법을 사용해 기존의 방식보다 경부하에서 더 높은 효율을 얻을 수 있으며 DAB 내부의 전류 실효치를 줄여 스위칭 소자 및 자성 소자의 스트레스를 줄이는 이점을 얻을 수 있다. 이를 손실 모델을 통해 경부하시 효율 향상을 이론적으로 검증하고 SPSM 방식과 기존의 간헐스위칭 방식 그리고 제안하는 간헐스위칭 방식에 대해 비교 분석한다. 그리고 DAB 컨버터 하드웨어를 구현하여 제안하는 기법이 SPSM 방식에 비해 낮은 출력 전압과 경부하 조건에서 최대 약 35% 효율이 개선을 보였다. 또한 다른 출력 전압과 다른 부하 조건에서 5%~20% 이상의 효율이 개선됨을 보였다.

또한, 간헐스위칭 기법에서 필연적으로 생기는 DC 바이어스를 변압기 1차측 전압 제1 펄스의 듀티만 조절하여 DC 바이어스를 제거하는 기법을 제안하였다. 이를 DAB 컨버터의 하드웨어를 통해 간헐스위칭 기법에서 다양한 출력 조건과 다양한 부하 조건에서 DC 바이어스가 제거됨을 확인하였다.

제안하는 기법의 동적 특성 분석을 위해 축소 차수 모델을 사용해 소신호 모델을 도출하였다. PI 제어기를 설계하고 이를 이용해 폐 루프 전달함수를 구하고 보데선도를 기반으로 안정도를 검증하였다.

실제로 제안하는 간헐스위칭 기법을 경부하 시와 중부하 시의 부드러운 전환을 위해 SPSM 방식과 제안하는 간헐스위칭 기법 간의 변압기 실효치 전류를 계산한 뒤, 이

정보를 모드 전환에 사용하였다. 또한 두 방식의 전환 지점에서 부드러운 전환을 위해 전향 보상 제어방식을 적용한 알고리즘을 제안하였다.. 제어기의 안정성과 모드의 부드러운 전환을 위한 알고리즘을 실험적으로 검증하였다.

따라서 본 논문에서 제안하는 기법을 사용했을 때 경부하에 더 높은 효율을 얻을 수 있어 넓은 범위의 전압 범위를 사용하는 배터리 같은 애플리케이션이나 부하 변동이 심한 애플리케이션에서 유용할 것으로 예상된다.

5.2 향후 과제

본 논문의 결과를 바탕으로, 향후 해결해야 할 과제들은 다음과 같다.

- 가청 소음 제거

- 간헐스위칭 기법은 컨버터의 스위칭 주파수보다 몇 배 낮은 주파수로 동작한다. 따라서 이러한 낮은 주파수로 동작할 때 가청 주파수 영역에서 동작하게 되는데 이때 인간의 귀에 들리는 소음이 생기게 된다. 따라서 현재 기술들은 소음에 민감한 가전제품과 같은 분야에 적용되기에 다소 무리가 있다. 이를 해결하기 위한 방안이 제시되어야 한다.

- 출력 전압 리플

간헐스위칭 기법 특성상 출력 전압 리플이 SPSM 방식에 비해 더 크게 증가하는데 정밀한 전압을 요구하는 애플리케이션에서 이용되기 위해선 이를 개선 시켜야 한다. 스위칭 주파수를 높여 간헐스위칭 주파수를 높이면 출력 전압 리플이 많이 개선될 것으로 생각되나 이 또한 추후 연구가 필요하다.

또는 다수의 DAB 컨버터의 인터리빙 운전을 통해 출력 전압 리플을 개선 시킬 수가 있는데 이를 간헐스위칭 기법에 적용되면 출력 전압 리플을 크게 개선 시킬 수 있을 것으로 예측된다. 해당 연구와 관련하여서는 학술대회에 발표한 적 있으나 조금 더 심도있는 연구가 필요하다.

- 동적 특성 개선

간헐스위칭 모드로 운전 시 부하가 급격히 변화할 때, 모드를 전환할 때 간헐스위칭의 듀티만을 이용한다. 이때 변압기 1차측과 2차측의 전압 위상차를 제어 변수로써 활용한다면 더 빠른 동적 특성을 얻을 수 있을 것으로 예측되며 이에 대해 더 많은 연구가 필요하다.

- DPS, EPS, TPS 등과 같은 다양한 제어 기법에 적용

간헐스위칭 기법을 다양한 제어 기법에 적용했을 때 DPS, EPS, TPS의 이점과 간헐스위칭 기법의 스위치 손실 감소, 전도 손실 감소의 이점 때문에 더 높은 효율 개선 및 더 넓은 범위에서 경부하 효율 개선됨을 예측되며 이에 대해 더 많은 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

[1] Lukic, Srdjan M., et al. "Energy storage systems for automotive applications." IEEE Transactions on industrial electronics 55.6 (2008): 2258-2267.

[2] De Doncker, Rik WAA, Deepakraj M. Divan, and Mustansir H. Kheraluwala. "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications." IEEE transactions on industry applications 27.1 (1991): 63-73.

[3] Kheraluwala, M. N., et al. "Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter." IEEE Transactions on industry applications 28.6 (1992): 1294-1301.

[4] B. Zhao, Q. Song, W. Liu and Y. Sun, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 8, pp. 4091-4106, Aug. 2014.

[5] Krismer, Florian, and Johann W. Kolar. "Efficiency-optimized high current dual active bridge converter for automotive applications." IEEE Transactions on Industrial Electronics 59.7 (2011): 2745-2760.

[6] Reverter, Ferran, and Manel Gasulla. "Optimal inductor current in boost DC/DC converters operating in burst mode under light-load conditions." IEEE Transactions on Power Electronics 31.1 (2015): 15-20.

[7] Zhang, Lanhua, et al. "A parabolic voltage control strategy for burst-mode converters with constant burst frequency and eliminated audible noise." IEEE Transactions on Power Electronics 31.12 (2016): 8572-8580.

[8] N. H. Baars, J. Everts, H. Huisman, J. L. Duarte and E. A. Lomonova, "A 80-kW Isolated DC-DC Converter for Railway Applications," in IEEE

Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 12, pp. 6639–6647, Dec. 2015.

[9] Iyer, Vishnu Mahadeva, Srinivas Gulur, and Subhashish Bhattacharya. "Hybrid control strategy to extend the ZVS range of a dual active bridge converter." 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2017.

[10] Oggier, German G., and Martin Ordonez. "High-efficiency DAB converter using switching sequences and burst mode." IEEE Transactions on Power Electronics 31.3 (2015): 2069–2082.

[11] Iyer, Vishnu Mahadeva, Srinivas Gulur, and Subhashish Bhattacharya. "Optimal design methodology for dual active bridge converter under wide voltage variation." 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). IEEE, 2017.

[12]McLyman, Colonel Wm T. Transformer and inductor design handbook. CRC press, 2004.

[13] Steinmetz, Chas P. "On the law of hysteresis." Proceedings of the IEEE 72.2 (1984): 197–221.

[14] Bai, Hua, and Chris Mi. "Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control." IEEE Transactions on power electronics 23.6 (2008): 2905–2914.

[15] Shao, Shuai, et al. "Circulating current and ZVS-on of a dual active bridge DC-DC converter: A review." Ieee Access 7 (2019): 50561–50572.

[16] Gao, Guoqing, et al. "The Output-voltage-ripple analysis of dual active bridge converter based on a novel ripple recovery technique." 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019-ECCE Asia). IEEE, 2019.

[17] Li, Xiaodong, and Yi-Fan Li. "An optimized phase-shift modulation for

fast transient response in a dual-active-bridge converter." IEEE Transactions on Power Electronics 29.6 (2013): 2661-2665.

[18] Bu, Qinglei, et al. "A comparative review of high-frequency transient DC bias current mitigation strategies in dual-active-bridge DC-DC converters under phase-shift modulations." IEEE Transactions on Industry Applications 58.2 (2021): 2166-2182.

[19] Bai, Hua, et al. "The dynamic model and hybrid phase-shift control of a dual-active-bridge converter." 2008 34th annual conference of IEEE industrial electronics. IEEE, 2008.

[20] Bai, Hua, Ziling Nie, and Chris Chunting Mi. "Experimental comparison of traditional phase-shift, dual-phase-shift, and model-based control of isolated bidirectional DC-DC converters." IEEE Transactions on Power Electronics 25.6 (2009): 1444-1449.

[21] Shah, Suyash Sushilkumar, and Subhashish Bhattacharya. "A simple unified model for generic operation of dual active bridge converter." IEEE Transactions on Industrial Electronics 66.5 (2018): 3486-3495.

[22] Zhang, Kai, Zhenyu Shan, and Juri Jatskevich. "Large-and small-signal average-value modeling of dual-active-bridge DC-DC converter considering power losses." IEEE Transactions on Power Electronics 32.3 (2016): 1964-1974.

Control Strategy of Dual Active Bridge Converters to Improve Light-load Efficiency and Dynamic Performance

Jeong-soo, Park

Dept. of Electrical, Electronic
and Computer Engineering,

The Graduate School,

University of Ulsan

Supervised by Prof. Sung-Jin, Choi

ABSTRACT

Dual active bridge converter is widely used in many applications. Nonetheless, efficiency degrades significantly under light load conditions due to high switching and conduction losses. Burst mode control techniques have been widely employed to increase efficiency under light load conditions. However, in the previous research, the burst mode was applied to the DAB converter without taking into account optimal operating conditions. The optimal burst mode control for the light load condition region is proposed in this paper. The DAB converter is designed to operate in the ZVS condition regions and at a minimum backflow power condition. Therefore, the switching loss and conduction loss are simultaneously minimized, thus the light load efficiency is significantly improved. The 4 kW DAB converter prototype is built to verify the analysis.

Besides, the conventional burst-mode have a problem with DC bias. current in the inductor since the DC bias may cause transformer saturation, it is usually avoided by adding a DC blocking capacitor in series with the transformer. However, the addition of series elements increase the circuit size

and cost. This paper introduces a method of DC bias elimination by adjusting the duty ratio of the first pulse in the burst-mode operation without additional elements. The proposed method is verified through simulation and experiment, showing that the DC bias is removed.

For the control of the proposed burst-mode technique, a controller is designed through the transfer function, which verifies the model feasibility. By the way the SPSM mode for light load condition and the proposed burst-mode for light load condition should be switched for high efficiency. To address the issue, we also propose an integrated control algorithm for smooth mode transitions between the two schemes. The stability of the controller and the smooth mode transition has been experimentally verified.

Keywords: DAB converter, Burst-mode. Right load efficiency, DC bias, Seamless transition