

공학석사 학위논문

전계결합형 무선전력전송 시스템의
부피 저감을 위한 매칭 네트워크 설계

A Matching Network Design for Capacitive-coupled
Power Transmission with Reduced Volume

울 산 대 학 교 대 학 원
전기전자컴퓨터공학과
최 희 수

전계결합형 무선전력전송 시스템의 부피 저감을 위한 매칭 네트워크 설계

지도교수 최성진

이 논문을 공학석사학위 논문으로 제출함

2017 년 11 월

울산대학교 대학원

전기전자컴퓨터공학과

최희수

최희수의 공학석사학위 논문을 인준함

심사위원장 이 홍 희 인

심 사 위 원 전 태 원 인

심 사 위 원 최 성 진 인

울 산 대 학 교 대 학 원

2017 년 11 월

[국문요약]

전계결합형 무선전력전송 시스템의 부피 저감을 위한 매칭 네트워크 설계

울산대학교 대학원
전기전자컴퓨터공학과
최 희 수

최근 웨어러블 기기 등 각종 전자제품의 방수 기능 향상을 위해 일체형 배터리는 물론이고 충전단자도 없애는 제품들이 나오고 있다. 이러한 제품의 배터리 충전을 위해 무선전력전송이 필요하며 본 기술에 관한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 본 논문은 무선전력전송 방식 중 누설자기장으로 인한 손실 및 금속물 영향 등의 문제가 적은 전계결합형 무선전력전송(C-WPT)을 사용한다. 전계결합형 시스템의 경우 송·수신부를 이어주는 링크 커패시터의 용량 리액턴스를 보상하기 위한 설계가 간단하며 매칭 회로 부피와 손실이 적은 매칭 네트워크 연구가 필요하다.

본 논문은 전계결합형 무선전력전송 시스템의 부피 저감을 위한 LET 공진 컨버터, 비대칭 PWM 공진 컨버터 두 가지의 매칭 네트워크 회로를 제안한다. 이는 시스템 부피 저감이 필요한 TV와 휴대용 전자장비와 같은 100W급 이하 중소형 어플리케이션에 주안점을 두었다. 제안 회로의 경우 시스템 공진에 사용된 마그네틱 소자가 적어 시스템 입출력 효율이 높을 뿐만 아니라 설계절차도 비교적 간단하다는 장점이 있다. 각 회로는 기존 매칭 회로의 장·단점과 동작 원리를 이론적으로 분석 후 제안 회로와 같은 조건에서 매칭 회로의 부피와 손실 비교를 통해 검증한다. 제안한 두 개의 회로는 손실 최적 설계하고 50W(100V/0.5A)급 하드웨어를 구현하여 시스템별 구동 한계점을 비교한다. 제안 회로는 마그네틱 부피가 가장 저감된 회로로 한정된 공간에서의 무선

전력전송 시스템에 매우 유용한 회로가 될 것으로 판단된다.

목 차

국문요약	I
목 차	III
그림목차	IV
표 목 차	VI
1. 서 론	1
1.1. 연구배경 및 필요성	1
1.2. 연구 목표 및 내용	3
1.3. 논문구성	4
2. 기존 매칭 네트워크	5
2.1. 기존 회로 분석	5
2.1.1. LLC 보상 구조 분석	7
2.1.2. 양방향 LC 보상 구조 분석	8
2.1.3. CLC 보상 구조 분석	9
2.2. 기존 회로 비교	10
2.2.1. LLC 보상 구조 설계 및 시뮬레이션	10
2.2.2. 양방향 LC 보상 구조 설계 및 시뮬레이션	14
2.2.3. CLC 보상 구조 설계 및 시뮬레이션	17
2.2.4. 기존 회로 비교 결과	22
3. 제안하는 매칭 네트워크	24
3.1. 최적 임피던스 매칭구조 도출	24
3.1.1. 회로 설계 및 전제조건	24
3.1.2. 인덕터를 이용한 임피던스 매칭 설계	26
3.1.3. 인덕터와 변압기를 이용한 임피던스 매칭 설계	27
3.1.4. 최적 임피던스 매칭구조 도출 결과	28
3.2. 누설집중형 변압기(LET) 공진 컨버터	32

3.2.1. 제안 회로 구조	32
3.2.2. 누설집중형 변압기 설계 - 손실 최적설계	34
3.2.3. 누설집중형 변압기 설계 - PSIM을 이용한 빠른 설계	44
3.3. 비대칭 PWM 공진 컨버터	55
3.3.1. 제안 회로 개요	55
3.3.2. 제안 회로 동작 원리	57
4. 제안하는 매칭 네트워크 검증	64
4.1. 설계 결과	64
4.1.1. LET 공진 컨버터	64
4.1.2. 비대칭 PWM 공진 컨버터	65
4.2. 시뮬레이션 및 하드웨어 결과	67
4.2.1. LET 공진 컨버터	67
4.2.2. 비대칭 PWM 공진 컨버터	71
4.3. 성능 비교 및 분석 결과	74
5. 결 론	77
참 고 문 헌	79
ABSTRACT	84
연구논문 실적	86
수상 실적	89

그림 목 차

그림 1.1 전계결합형 무선전력전송 기본 구성	2
그림 2.1 전계결합형 무선전력전송의 매칭 회로	6
그림 2.2 LLC 보상 구조의 전압 이득 곡선	7
그림 2.3 양방향 LC 보상 구조의 전압 이득 곡선	8
그림 2.4 LLC 보상 구조의 시뮬레이션 파형	11
그림 2.5 인덕터 설계방법 흐름도	12
그림 2.6 양방향 LC 보상 구조의 시뮬레이션 파형	15
그림 2.7 CLC 보상 구조의 γ 에 대한 최대 전압 스트레스	18
그림 2.8 CLC 보상 구조의 시뮬레이션 파형	20
그림 2.9 마그네틱 부피 비교	22
그림 2.10 마그네틱 손실 비교	23
그림 2.11 링크 커패시터 전압 스트레스 비교	23
그림 3.1 전계결합형 무선전력전송의 임피던스 매칭 방법	26
그림 3.2 마그네틱 부피 비교	30
그림 3.3 마그네틱 손실 비교	30
그림 3.4 링크 커패시터 전압 스트레스 비교	31
그림 3.5 누설집중형 변압기 공진 컨버터	33
그림 3.6 LET 공진 컨버터 등가회로	34
그림 3.7 LET 설계방법 흐름도	35
그림 3.8 LET 설계 곡선	36
그림 3.9 코어 최대 자속밀도 변화에 따른 코어손실 밀도 그래프	37
그림 3.10 EE 코어에서의 LET 구조	39
그림 3.11 주파수 변화에 따른 표피 깊이 그래프	41
그림 3.12 PSIM에서 제공하는 마그네틱 소자	46
그림 3.13 LET 변압기 코어 분할 (EE core)	47
그림 3.14 LET 변압기 누설 자속 분포	49

그림 3.15 LET 변압기 코어 단면적	50
그림 3.16 LET 변압기 자기회로 모델링	51
그림 3.17 LET PSIM 마그네틱 모델	52
그림 3.18 PSIM 회로상수 추출 모의 지그(jig)	53
그림 3.19 통합형 변압기를 사용한 비대칭 PWM 공진 컨버터	55
그림 3.20 인덕터 2개를 사용한 비대칭 PWM 공진 컨버터	56
그림 3.21 정상 상태 파형 ($D>0.5$)	57
그림 3.22 동작 상태와 등가회로 (Mode 1)	58
그림 3.23 동작 상태와 등가회로 (Mode 2)	59
그림 3.24 동작 상태와 등가회로 (Mode 3)	61
그림 3.25 동작 상태와 등가회로 (Mode 4)	62
그림 4.1 LET 공진 컨버터 시뮬레이션 파형	68
그림 4.2 LET 공진 컨버터 하드웨어	69
그림 4.3 누설집중형 변압기 (LET)	69
그림 4.4 LET 공진 컨버터 실험 파형 ($1\mu\text{s}/\text{div}$)	70
그림 4.5 비대칭 PWM 공진 컨버터 시뮬레이션 파형 ($D=0.5$)	72
그림 4.6 비대칭 PWM 공진 컨버터 하드웨어	73
그림 4.7 비대칭 PWM 공진 컨버터 실험 파형 ($500\text{ns}/\text{div}$)	73
그림 4.8 마그네틱 부피 비교	75
그림 4.9 마그네틱 손실 비교	75
그림 4.10 링크 커패시터 전압 스트레스 비교	76

표 목 차

표 2.1 기존의 임피던스 매칭 방법	6
표 2.2 LLC 보상 구조 시뮬레이션 결과	12
표 2.3 LLC 보상 구조 인덕터 설계 결과	13
표 2.4 양방향 LC 보상 구조 시뮬레이션 결과	16
표 2.5 양방향 LC 보상 구조 인덕터 설계 결과	16
표 2.6 CLC 보상 구조 시뮬레이션 결과	21
표 2.7 CLC 보상 구조 인덕터 설계 결과	21
표 3.1 최적 임피던스 매칭구조 비교 표	29
표 3.2 Steinmetz 방정식 변수	37
표 3.3 마그네틱 코어 유량 계산	48
표 3.4 누설 유량 계산	50
표 4.1 LET 설계 결과 - 손실 최적 설계	64
표 4.2 인덕터 L_r 설계 결과	65
표 4.3 인덕터 L_1 설계 결과	66

1. 서론

1.1 연구배경 및 필요성

무선전력전송은 1880년대에 니콜라 테슬라에 의해 시작되었으며 2007년 MIT의 자계 공진방식을 이용한 전력전송기술 논문을 계기로 무선전력전송에 관한 연구개발이 활발해졌고 본격적인 실용화가 시작되었다. 최근에는 웨어러블 기기 등 각종 전자제품의 방수 기능 향상을 위해 일체형 배터리는 물론이고 충전단자도 없애는 제품들이 나오고 있다. 이러한 제품의 배터리 충전을 위해 무선전력전송이 필요하며 본 기술에 관한 연구가 4차 산업혁명의 핵심 기술로 인식, 세계적으로 기술 개발 투자가 급등하는 추세이다[1]-[5].

무선전력전송은 에너지전송 수단에 따라 크게 자장, 전장, 전파, 광학 등으로 분류된다. 그중에서 본 논문은 무선전력전송 방식 중 누설자기장으로 인한 손실 및 금속물 영향 등의 문제가 적은 전장의 원리를 이용한 전계결합형 무선전력전송(C-WPT)을 사용한다. 전계결합형 시스템은 송신부와 수신부 사이를 연결해주는 매개체가 코일이 아닌 그림 1.1과 같이 두 개의 도체로 구성된 링크 커패시터로 구성되어 구조가 간단하고 시스템 구현 비용이 저렴하며, 전기장을 이용하기 때문에 비교적 안전하다는 장점이 있다. 여기서 전계결합형 무선전력전송 시스템 특성상 설계가 간단하며 부피가 작은 임피던스 매칭 방법이 필요하며 또한 송·수신부 정렬오차에 따른 링크 커패시턴스 값이 민감하게 변하는데 이에 따른 제어기법이 요구된다.

각 경우를 살펴보면 먼저 임피던스 매칭 방법의 경우, 여타의 공진형 회로와 같이 시스템의 원활한 전력전송을 위해서는 임피던스 매칭이 필요하므로 기존의 전계결합형 무선전력전송 논문에서는 송·수신부를 이어주는 링크 커패시터의 용량 리액턴스를 보상하기 위한 다양한 방법을 제시한 바 있다. 먼저 단순히 유도 리액턴스인 인덕터를 직렬로 연결해 보상하는 방법이 있는데[6] 이 방법의 경우 인덕터가 모든 용량 리액턴

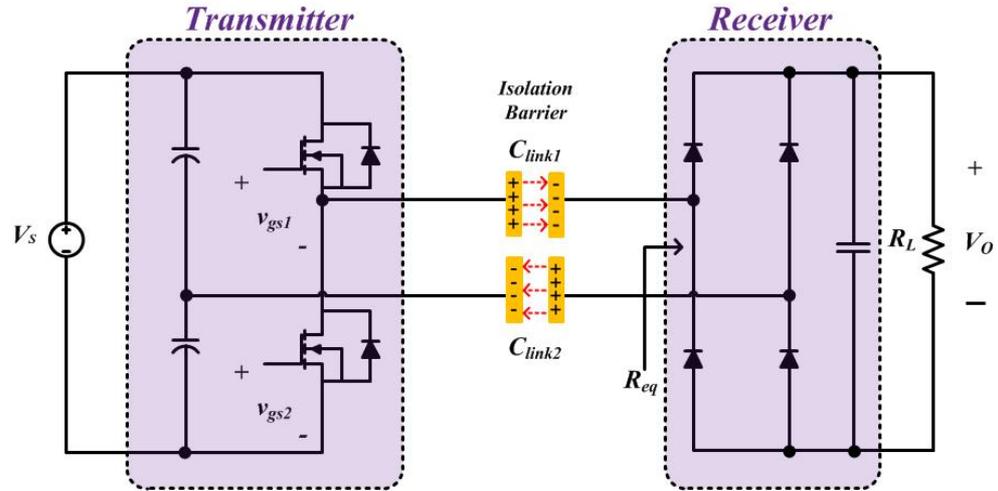


그림 1.1 전계결합형 무선전력전송 기본 구성

Fig. 1.1 Basic structure of Capacitive-coupled wireless power transmission (C-WPT)

스를 상쇄시키기 때문에 인덕터 크기가 크며 전반적으로 시스템의 공진 양호도 Q 가 커서 부하변동에 따른 전압 출력변화가 민감할 뿐만 아니라 링크 커패시터의 전압 스트레스도 상당히 크다는 문제점이 있다. 다른 방법으로는 LCL 보상회로가 있는데 이 역시 참고문헌 [6]과 같이 인덕터가 커서 회로 부피가 크다는 단점이 있다[7]. 이러한 단점을 해결하기 위해 LCLC 보상회로가 나왔는데 이는 송·수신부를 모두 통틀어서 총 8개의 소자를 사용하므로 설계가 다소 복잡하다는 단점이 있다[8]. 따라서 이러한 기존의 단점을 해결하기 위해 설계가 비교적 간단하며 매칭 회로 부피와 손실이 적은 매칭 네트워크 연구가 필요하다.

그리고 전계결합형 무선전력전송 시스템은 송수신부 전극간 정렬 불량 문제나 부하 상태 변화에 따른 일정한 에너지 공급 문제가 있다. 이를 해결하기 위해 기존에는 주파수 제어를 사용하여 출력전압을 제어하였으나 스위칭 주파수가 공진 주파수에서 멀어지면 입출력 효율이 감소한다는 단점이 있다. 따라서 이러한 단점을 해결하기 위해 송·수신 정렬 변화에 따른 공진 주파수 추종 제어와 부하 상태 변화에 따른 시비율 제어 두 방법을 동시에 사용한 하이브리드 제어 가능한 회로 구조 연구가 필요하다.

1.2 연구 목표 및 내용

본 논문의 목적은 전계결합형 무선전력전송 시스템의 부피 저감을 위한 통합형 변압기 기반 네트워크를 설계하는 것이다. 이는 기존의 전계결합형 시스템 매칭 회로에 비해 공진에 사용된 마그네틱 소자가 적어 시스템 입출력 효율이 높을 뿐만 아니라 시스템 부피가 작으며 설계 절차도 비교적 간단하다는 장점이 있다.

본 논문의 논리전개 내용은 다음과 같다.

먼저 기존에 연구된 각 매칭 네트워크의 동작 원리에 대해 분석 후 회로별 마그네틱 손실 및 부피 그리고 링크 커패시터 전압 스트레스에 대해 비교한다. 이후 직렬 공진형 컨버터를 이용한 회로에서 임피던스 매칭용 변압기 위치를 이동시켜 새로운 임피던스 매칭구조를 도출한다. 여기서 도출된 임피던스 매칭구조는 크게 두 가지로 나오는데 먼저 주파수 변경을 통해 부하 변화에 따른 출력 제어 가능한 매칭구조는 수신부에 변압기가 하나 있는 형태로 누설집중형 변압기(LET) 공진 컨버터라 한다. 그다음으로 시비율 변화를 통해 부하 변화에 따른 일정한 출력 제어 가능한 매칭구조는 송신부에 변압기 또는 인덕터 2개가 있는 형태로 비대칭 PWM 공진 컨버터라 한다. 각 회로별로 장점이 다르며 이는 본 논문에서 제시된다. 제안된 2개의 임피던스 매칭구조는 마그네틱 부피가 가장 저감된 회로로 한정된 공간에서의 무선전력전송 시스템에 매우 유용한 회로가 될 것으로 판단된다.

1.3 논문구성

본 논문은 다음과 같은 순서로 구성되어 있다.

2장에서는 최근 발표된 각 회로의 매칭 네트워크의 동작 원리에 대해 이론적으로 분석하고 입출력 전압, 주파수 등 모두 같은 조건에서 매칭 네트워크 마그네틱 사이즈와 손실, 링크 커패시터 전압 스트레스를 비교한다.

3장에서는 먼저 직렬 공진형 컨버터에서 변압기 위치를 이동시켜 가며 최적의 변압기 위치를 선정하고 이를 기반으로 두 가지 회로를 제안한다. 이후 제안 회로의 동작 원리와 설계 방법에 대해 제시하고 특히, 누설집중형 변압기(LET, Leakage-enhanced Transformer)의 두 가지 설계절차에 대해 자세히 설명한다.

4장은 3장에서 제안한 두 개의 회로를 50W(100V/0.5A)급 시뮬레이션과 하드웨어로 구현하고 각 회로의 특징을 분석한 후 2장에서 제시된 최근 발표된 회로 구조와 같은 조건에서 매칭 네트워크 마그네틱 사이즈와 손실 링크 커패시터 전압 스트레스를 비교하고 그 결과를 바탕으로 제안 회로의 장점을 도출한다.

5장에서는 내용을 요약정리하고 결론을 맺는다.

2. 기존 매칭 네트워크

2.1 기존 회로 분석

최근 발표된 회로 구조를 표 2.1과 같이 LLC 보상구조[9], 양방향 LC 보상 구조[10], CLC 보상 구조[11] 총 3가지 회로로 정리하였다. 표 1에서 Input Matching Network(IMN)는 그림 2.1의 송신부 매칭 회로, Output Matching Network(OMN)는 수신부 매칭 회로를 의미한다. 표 2.1에 제시된 기존의 회로는 각기 다른 장점이 있으나 부피 비교에 관한 연구가 진행된 바 없다. 따라서 이 장에서는 각 회로의 동작 원리와 장·단점을 이론적으로 분석하고 모두 같은 조건에서 매칭 네트워크 사이즈와 손실, 링크 커패시터 전압 스트레스를 비교한다.

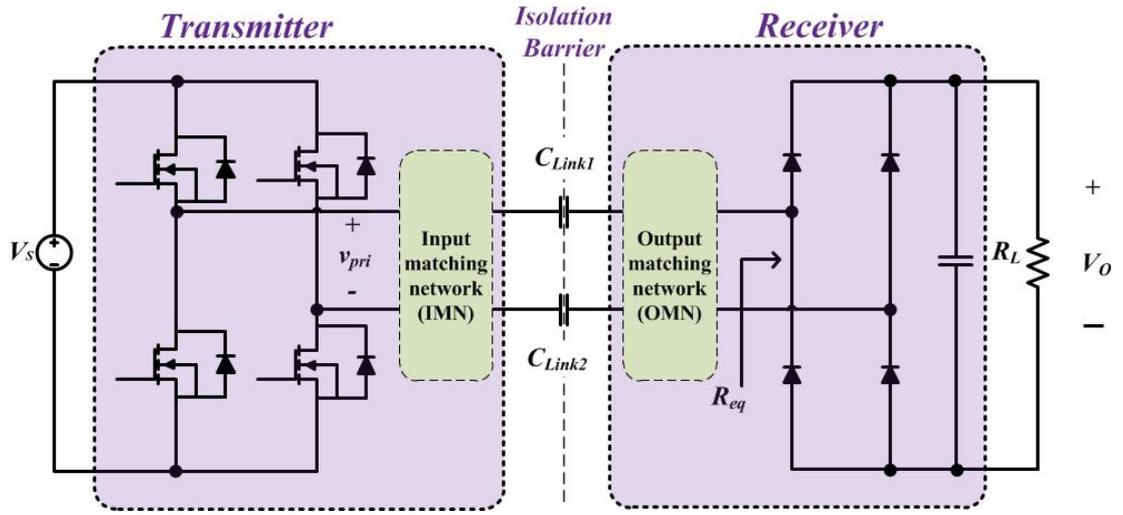
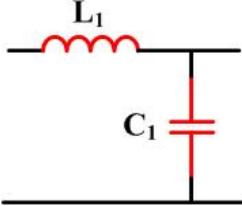
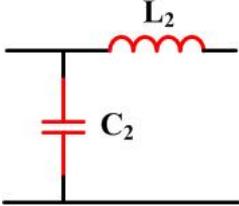
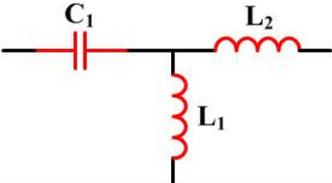
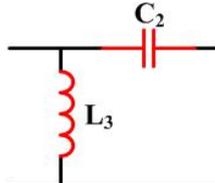


그림 2.1 전계결합형 무선전력전송의 매칭 회로

Fig. 2.1 Matching network of capacitive-coupled wireless power transmission (C-WPT)

표 2.1 기존의 임피던스 매칭 방법

Table. 2.1 Conventional impedance matching methods

Reference	Input matching network (IMN)	Output matching network (OMN)
[9]		
[10]		
[11]		

2.1.1 LLC 보상 구조 분석

LLC 보상 구조의 시스템 최대 출력은 4.2W(12V/0.32A)이고 수신부 부하저항 R_L 은 32.28 Ω , 시스템의 공진 양호도(Q)는 약 2.44이다[9]. 이 구조는 높은 출력 이득과 턴 온 손실을 감소시키기 위해 2개의 인덕터(L_1 , L_2)를 사용하였다. 그림 2.2는 참고문헌[9]에 나와 있는 전압 이득 곡선으로 기존의 LLC 컨버터[12]와 유사하며 공진주파수(f_r)가 스위칭 주파수(f_s)와 같을 때 부하 변화에 관계없이 전압이득은 1을 유지함을 확인할 수 있다.

LLC 보상구조는 저전압 저전류 시스템, 목표 시스템은 모바일 기기 충전으로 스위칭 주파수는 자기 공진 방식의 표준 주파수인 6.78MHz를 사용하였다. 이 보상 구조의 장점은 인덕터 2개만 제작하면 되기 때문에 설계가 비교적 쉬우며 수신부에 병렬 인덕터(L_2)를 이용해 영전압 스위칭을 성립시켜 스위칭 손실을 최소화 하였다.

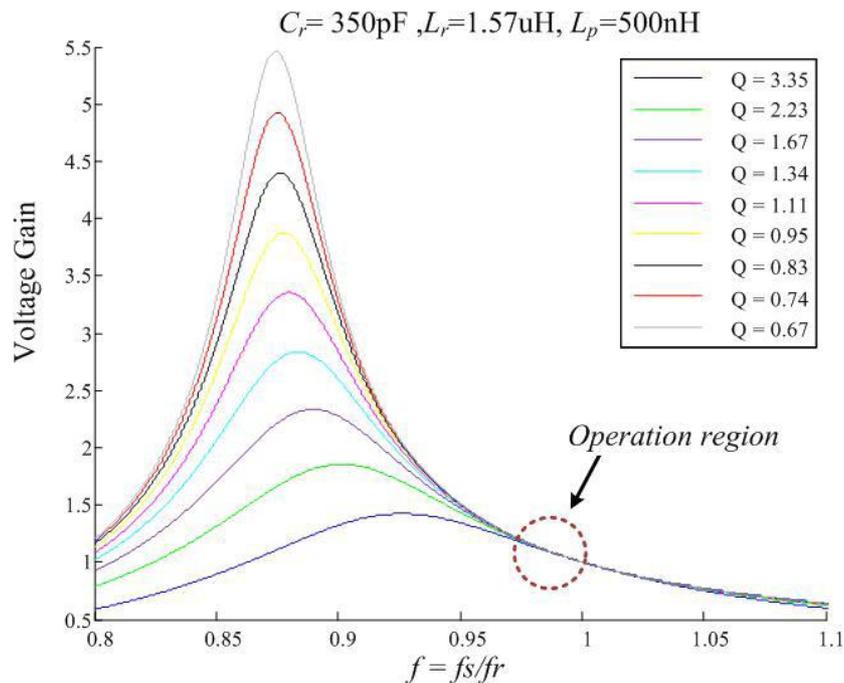


그림 2.2 LLC 보상 구조의 전압 이득 곡선

Fig. 2.2 Voltage gain curve of LLC compensation topology

2.1.2 양방향 LC 보상 구조 분석

양방향 LC 보상 구조의 시스템 최대 출력은 150W(69V/2.1A)이고 수신부 부하저항 R_L 은 32.8 Ω , 시스템의 공진 양호도(Q)는 약 57.9이다[10]. 이는 송신부와 수신부 이격 거리가 먼 경우에서의 무선충전 시스템을 위한 구조로 낮은 링크 커패시터를 보상하기 위해 커패시터 2개(C_1 , C_2)를 송·수신부 각 1개씩 병렬로 연결하였고, 용량 리액턴스 보상을 위해 2개의 인덕터(L_1 , L_2)를 직렬로 연결하였다. 이 구조는 2.1.1장의 LLC 보상 구조와 유사하게 수신부의 L_2 의 값을 조금 더 크게 조절하여 송신부 MOSFET 영전압 스위칭을 성립시켰다. 그림 2.3은 참고문헌[10]에 나와 있는 전압 이득 곡선이다. 시스템 공진 양호도가 상당히 큼에도 불구하고 주파수 변화에 따른 전압 이득이 크게 변하지 않는 것을 확인할 수 있다.

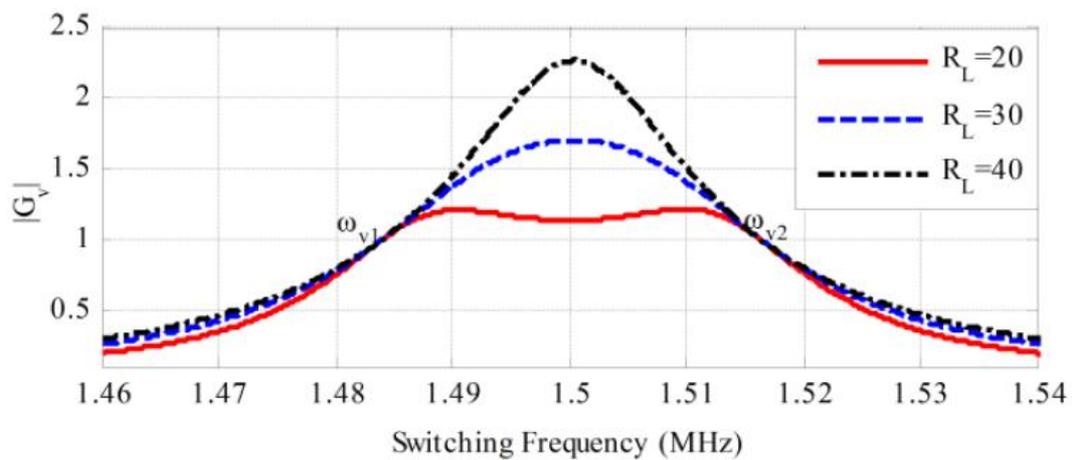


그림 2.3 양방향 LC 보상 구조의 전압 이득 곡선

Fig. 2.3 Voltage gain curve of double-sided LC compensation topology

2.1.3 CLC 보상 구조 분석

CLC 보상 구조의 시스템 최대 출력은 1KW(250V/4A)이고 수신부 부하저항 R_L 은 62.5 Ω , 시스템의 공진 양호도(Q)는 약 41.16이다[11]. 이는 고전압 고전류 무선전력전송 시스템으로 매칭 회로에 사용된 커패시터와 인덕터의 전압 스트레스에 저감을 둔 구조이다. 회로의 모든 소자는 전압 스트레스를 고려해 선정된 보상 계수(γ)와 시스템 입출력 전압 이득을 이용해 얻은 비례 매개 변수(α)로 각 값이 정해지며 보다 자세한 설계는 2.2.3장에 제시되어 있다.

2.2 기존 회로 비교

기존의 회로를 이론적으로 비교하기에 앞서 설계조건을 아래와 같이 통일하였다.

- 1) 각 회로의 공진 주파수 : 300KHz
- 2) 입력 전압 : 150V
- 3) 출력 전력 : 50W(100V/0.5A)
- 4) 링크 커패시터 : 1nF ($C_{link1}=C_{link2}=2nF$)
- 5) 송신부는 풀-브릿지, 수신부는 다이오드 정류기 사용
- 6) 각 회로의 영전압 스위칭은 고려하지 않음
- 7) 모든 소자는 이상적인 것으로 가정
- 8) 마그네틱 소자는 손실 최적 설계함

2.2.1 LLC 보상 구조 설계 및 시뮬레이션

LLC 보상 구조에서 인덕터 L_1 은 링크 커패시터의 용량 리액턴스를 보상하기 위한 것으로 링크 커패시터(C_{link})는 식 (2.1)을 이용해서 구하면 1nF이 나오고, 이후 식 (2.2)의 공진 주파수(f_o) 식을 이용하여 L_1 을 구하면 281.44uH가 나온다. L_2 의 경우, 앞에서도 언급했듯이 송신부 MOSFET의 영전압 스위칭을 위해 사용되는데 L_2 값이 작을수록 도통 손실이 커져 시스템 입출력 효율이 낮아진다. 따라서 참고문헌 [9]에서 제공하는 L_1 과 L_2 의 비율인 약 0.3으로 하고 L_2 를 구하면 84.43uH가 나온다.

$$C_{link} = \frac{C_{link1} \times C_{link2}}{C_{link1} + C_{link2}} \quad (2.1)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_{link}}} \quad (2.2)$$

그림 2.4는 계산된 값을 이용하여 PSIM 시뮬레이션 한 결과이다. 시뮬레이션 시, 입력 전압이 150V에서 출력 전압 100V를 얻기 위해 그림 2.2를 참고하여 스위칭 주파수

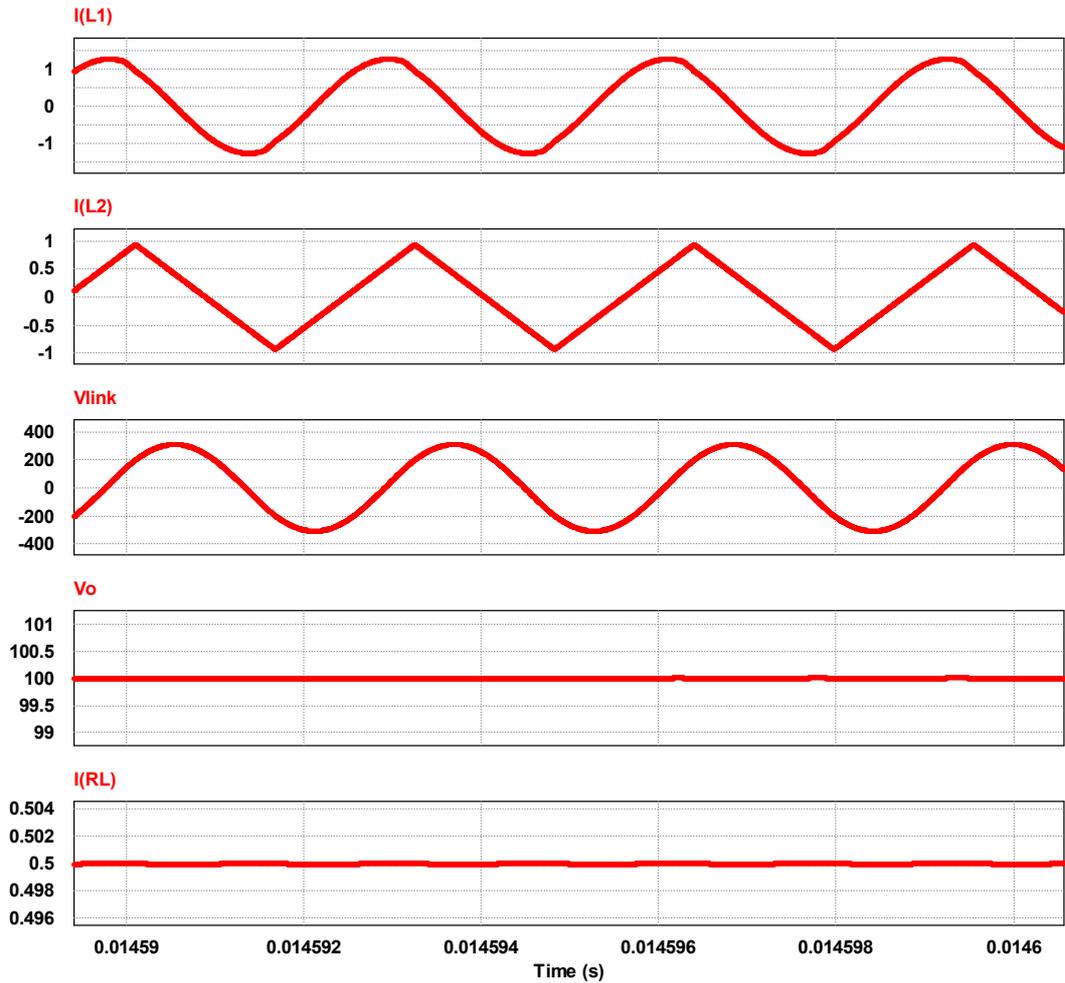


그림 2.4 LLC 보상 구조의 시뮬레이션 파형

Fig. 2.4 Simulation waveforms of LLC compensation topology

를 공진 주파수보다 조금 높은 약 317.5KHz에서 구동하였다. 위 그림에서 $I(L1)$ 은 L_1 인덕터에 흐르는 전류, $I(L2)$ 는 L_2 인덕터에 흐르는 전류, V_{link} 는 링크 커패시터 양단 전압 스트레스, V_o 는 출력 전압, $I(RL)$ 은 출력 전류이다. 각 시뮬레이션 결과 값은 표 2.2에 정리하였다.

시뮬레이션 결과를 이용하여 L_1 , L_2 인덕터를 설계한다. 설계 시, 코어 데이터시트를 기반으로 손실 최적 설계를 하며 설계절차는 그림 2.5와 같다[13]. 그림에서 코어 선정

표 2.2 LLC 보상 구조 시뮬레이션 결과

Table. 2.2 LLC compensation topology simulation results

Variable	Results
$I(L_1)_{rms}$	$0.872A_{rms}$
$\Delta I(L_1)$	$2.512A_{p-p}$
$I(L_2)_{rms}$	$0.538A_{rms}$
$\Delta I(L_2)$	$1.863A_{p-p}$
V_{link}	$308.37V_{peak}$

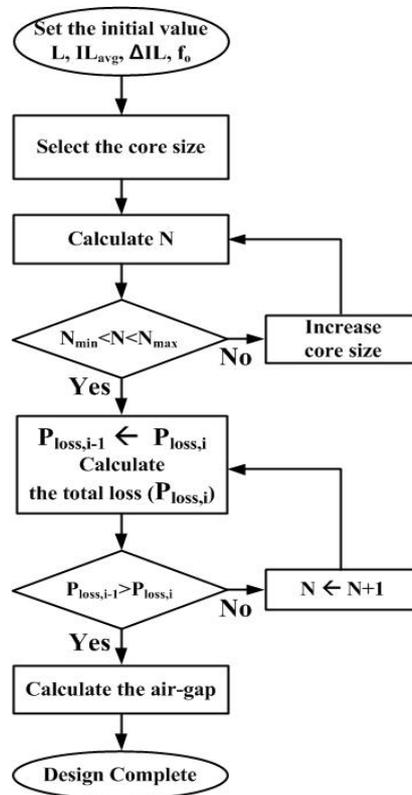


그림 2.5 인덕터 설계방법 흐름도

Fig. 2.5 Flowchart for the inductor design

은 면적 곱 식(Area Product)을 이용하며 코어는 삼화 社의 페라이트 코어를 사용하였다. 그림의 각 파라미터는 아래와 같이 정의한다.

L : 인덕턴스 (H)

- $I_{L_{avg}}$: 인덕터에 흐르는 평균 전류 (A)
- ΔI_L : 인덕터에 흐르는 피크 투 피크 전류 (A_{p-p})
- N : 인덕터 턴 수 (Turn)
- N_{min}, N_{max} : 인덕터 최소 및 최대 턴 수 (Turn)
- $P_{loss,i-1}$: 이전 손실 계산 값 (W)
- $P_{loss,i}$: 현재 손실 계산 값 (W)

이를 바탕으로 인덕터 설계를 하면 표 2.3과 같다.

표 2.3 LLC 보상 구조 인덕터 설계 결과

Table. 2.3 LLC compensation topology inductor design results

Variable	Results	
	L_1	L_2
core	EE2722S	EE1614S
core loss	0.2372W	0.0383W
winding loss	0.3076W	0.0667W
total loss	0.5448W	0.105W
volume	4297mm ³	655mm ³
wire size	0.08/40 litz	0.05/70 litz
number of turn	50.6 turns	48.84 turns
air-gap	928.79um	653.23um

2.2.2 양방향 LC 보상 구조 설계 및 시뮬레이션

양방향 LC 보상 구조에서 식 (2.3), (2.4)와 같이 낮은 링크 커패시터를 병렬로 연결된 두 개의 커패시터 C_1 , C_2 로 보상시키고 이를 식 (2.5), (2.6)과 같이 2개의 인덕터를 이용해서 보상시킨다. 먼저 C_1 과 C_2 의 값은 식 (2.7)의 시스템 전압이득을 고려해서 설계하는데 그 결과 C_1 은 0nF, C_2 는 1nF이 나온다. 이후 식 (2.5)와 (2.6)을 이용해 L_1 과 L_2 값을 구하는데 여기서 f_1 과 f_2 는 1차 측과 2차 측 각각의 공진 주파수를 나타내고 시스템 설계를 쉽게 하기 위해 f_1 과 f_2 는 300KHz로 일치시킨다. 그 결과 L_1 은 140.7uH, L_2 는 93.8uH가 나온다.

$$C_p = C_{link1} + C_1 \quad (2.3)$$

$$C_s = C_{link2} + C_2 \quad (2.4)$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_p}} \quad (2.5)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_s}} \quad (2.6)$$

$$G_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{C_p}{C_s} (\text{if } f_o = f_1 = f_2) \quad (2.7)$$

그림 2.6은 계산된 값을 이용하여 PSIM 시뮬레이션 한 결과이다.

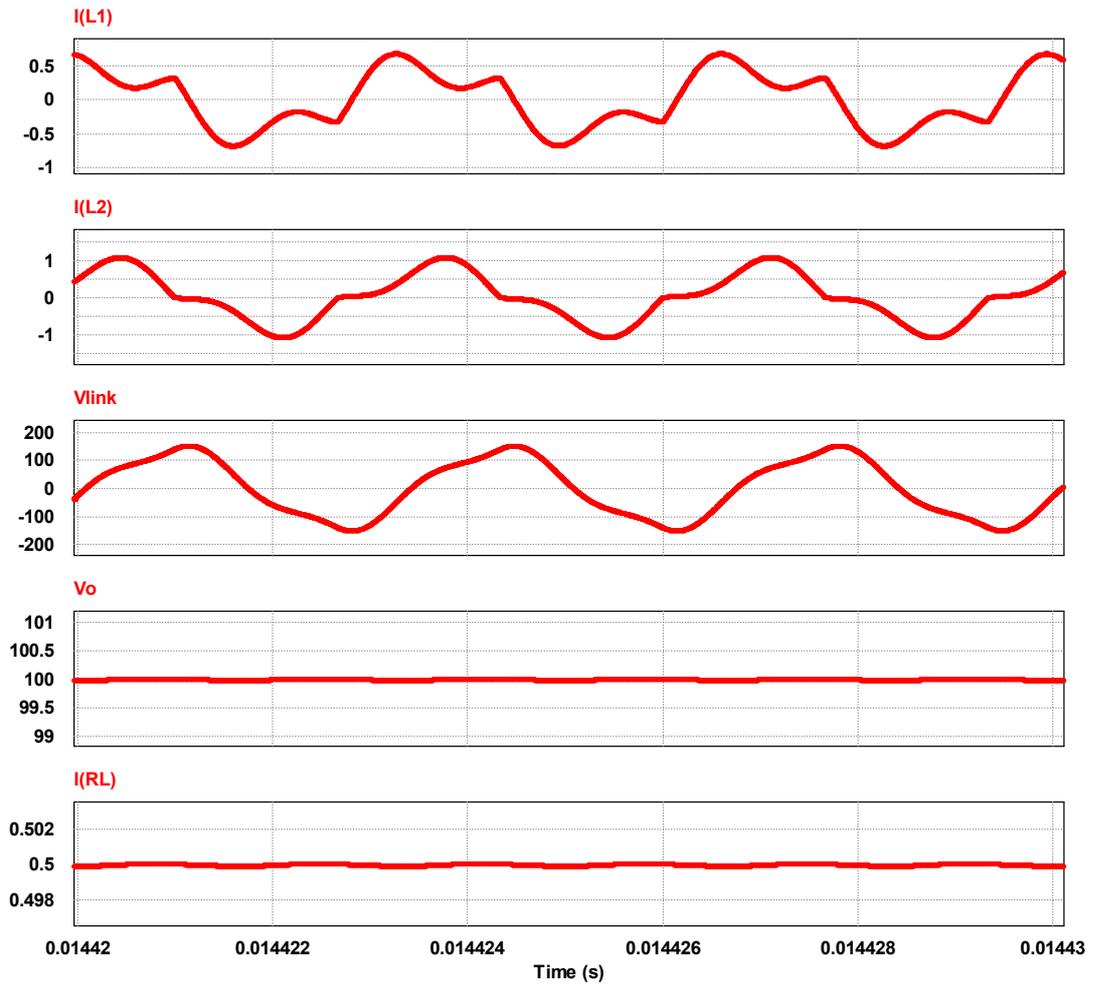


그림 2.6 양방향 LC 보상 구조의 시뮬레이션 파형

Fig. 2.6 Simulation waveforms of double-sided LC compensation topology

위 그림에서 $I(L_1)$ 은 L_1 인덕터에 흐르는 전류, $I(L_2)$ 는 L_2 인덕터에 흐르는 전류, V_{link} 는 링크 커패시터 양단 전압 스트레스, V_o 는 출력 전압, $I(RL)$ 은 출력 전류이다. 각 시뮬레이션 결과 값은 표 2.5에 정리하였다. 시뮬레이션 결과를 이용하여 그림 2.5와 같이 L_1 , L_2 인덕터를 설계한다. 표 2.6은 인덕터 설계 결과이다.

표 2.4 양방향 LC 보상 구조 시뮬레이션 결과

Table. 2.4 Double-sided LC compensation topology simulation results

Variable	Results
$I(L_1)_{rms}$	$0.408A_{rms}$
$\Delta I(L_1)$	$1.374A_{p-p}$
$I(L_2)_{rms}$	$0.629A_{rms}$
$\Delta I(L_2)$	$2.14A_{p-p}$
V_{link}	$151V_{peak}$

표 2.5 양방향 LC 보상 구조 인덕터 설계 결과

Table. 2.5 Double-sided LC compensation topology inductor design results

Variable	Results	
	L_1	L_2
core	EE1614S	EE2218S
core loss	0.0355W	0.0649W
winding loss	0.0549W	0.0879W
total loss	0.0904W	0.1529W
volume	$655mm^3$	$1565mm^3$
wire size	0.05/70 litz	0.08/40 litz
number of turn	61.69 turns	35.33 turns
air-gap	625.53um	618.82um

2.2.3 CLC 보상 구조 설계 및 시뮬레이션

CLC 보상 구조에서 각 값을 선정하기 위해 먼저 (2.8) - (2.13)을 이용하여 각 소자의 전압 스트레스가 가장 적은 지점을 찾는다. 식에서 ω 는 스위칭 주파수, γ 는 보상 계수를 말한다. 그림 2.7은 식 (2.14)를 이용해 각 소자의 전압 스트레스 합(V_{\max})을 γ 변화에 따라 나타낸 것이다. 그림에서 전압 스트레스가 가장 적은 γ 는 0임을 확인할 수 있다.

$$V_{C1} = j \frac{\sqrt{2} P_o (\gamma - 1) \pi}{4\omega C_{link} (V_o + V_s)} \quad (2.8)$$

$$V_{L1} = \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi} - j \frac{\sqrt{2} \pi P_o (\gamma - 1)}{4\omega C_{link} (V_o + V_s)} \quad (2.9)$$

$$V_{L2} = -\frac{2\sqrt{2} \gamma (V_o + V_s)}{\pi(1 - \gamma)} \quad (2.10)$$

$$V_{C_{link}} = \frac{2\sqrt{2} \gamma (V_o + V_s)}{\pi(1 - \gamma)} \quad (2.11)$$

$$V_{L3} = -\frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi} - j \frac{\sqrt{2} \pi P_o (\gamma - 1)}{4\omega C_{link} (V_o + V_s)} \quad (2.12)$$

$$V_{C2} = -j \frac{\sqrt{2} P_o (\gamma - 1) \pi}{4\omega C_{link} (V_o + V_s)} \quad (2.13)$$

$$V_{\max} = V_{C1} + V_{L1} + V_{C_{link}} + V_{L3} + V_{C2} \quad (2.14)$$

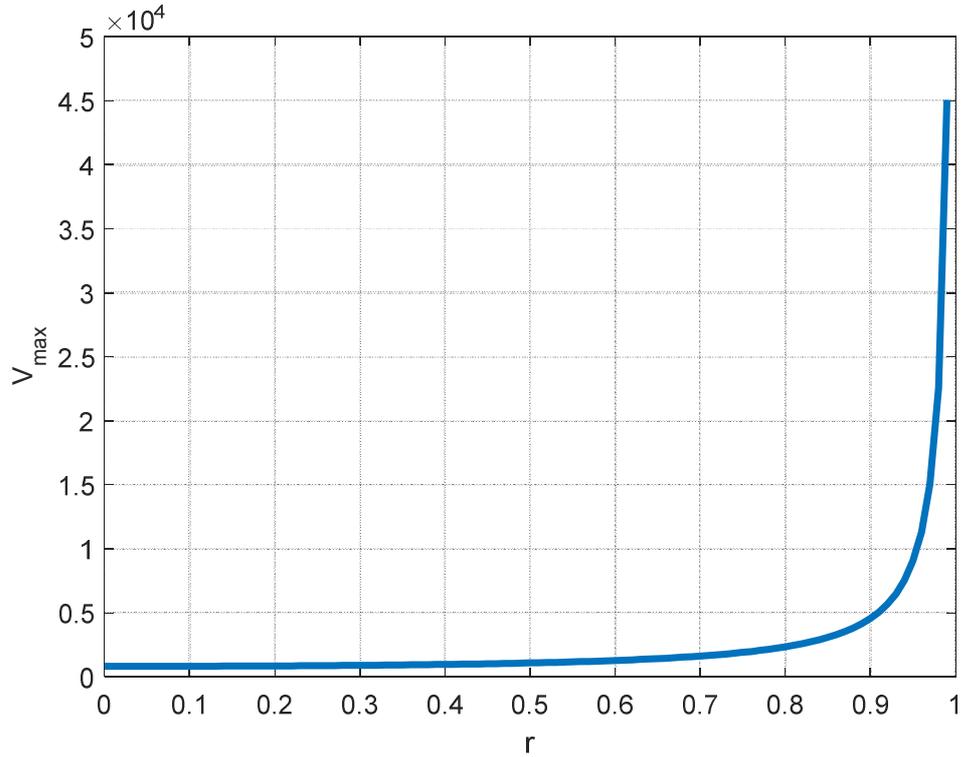


그림 2.7 CLC 보상 구조의 γ 에 대한 최대 전압 스트레스

Fig. 2.7 The maximum voltage against γ of CLC compensation topology

이후 식 (2.15) - (2.20)을 이용하여 각 소자의 값을 구한다. 여기서 α 는 비례 매개 변수로 식 (2.15)에서 α 는 0.6임을 확인할 수 있다.

$$G_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{1-\alpha}{\alpha} \quad (2.15)$$

$$C_1 = \frac{C_{link}}{\alpha(1-\gamma)} \quad (2.16)$$

$$C_2 = \frac{C_{link}}{(1-\alpha)(1-\gamma)} \quad (2.17)$$

$$L_1 = \frac{\alpha(1-\gamma)}{\omega^2 C_{link}} \quad (2.18)$$

$$L_2 = \frac{\gamma}{\omega^2 C_{link}} \quad (2.19)$$

$$L_3 = \frac{(1-\alpha)(1-\gamma)}{\omega^2 C_{link}} \quad (2.20)$$

위 식을 토대로 계산 결과 C_1 은 1.67nF, C_2 는 2.5nF, L_1 은 169uH, L_2 는 0H, L_3 는 113uH가 나온다. 그림 2.8은 계산된 값을 이용하여 PSIM 시뮬레이션 한 결과이다.

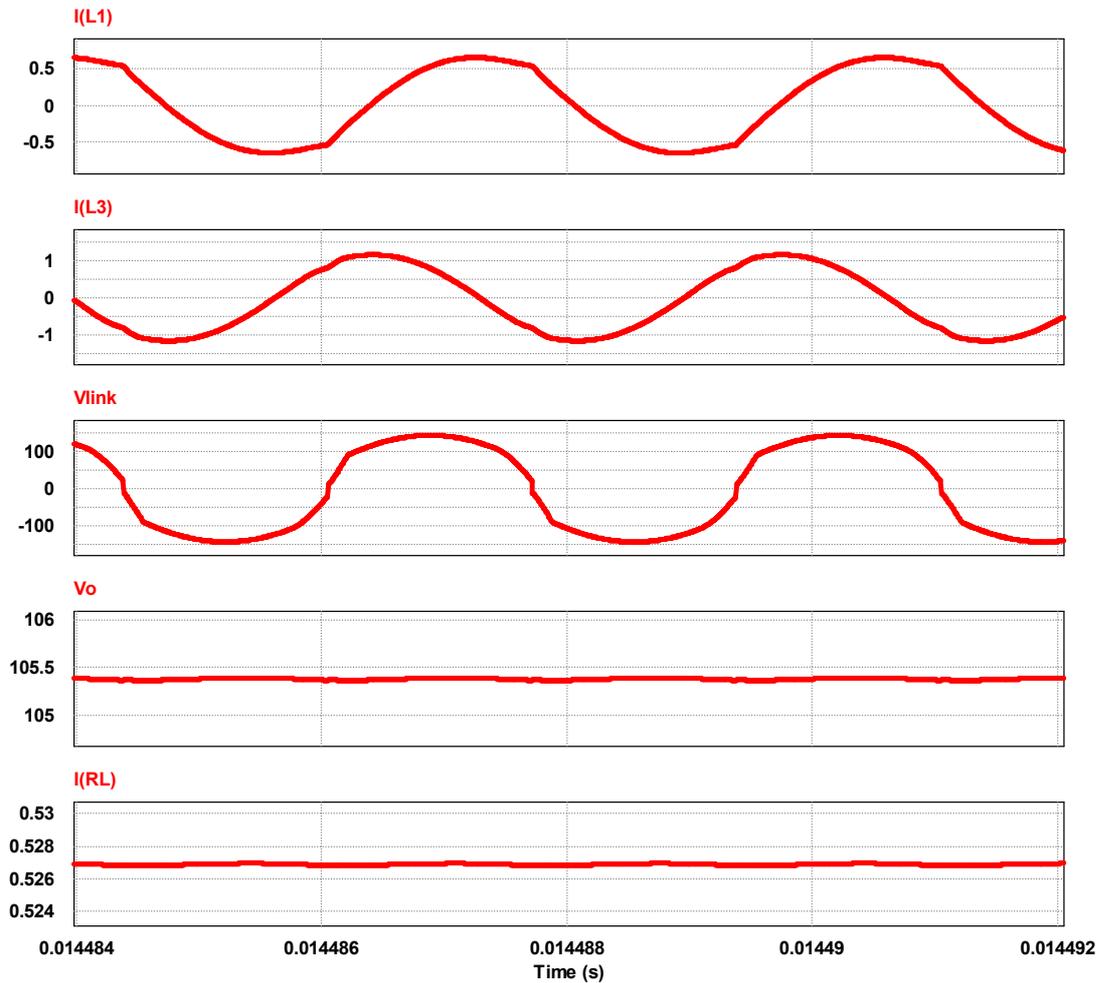


그림 2.8 CLC 보상 구조의 시뮬레이션 파형

Fig. 2.8 Simulation waveforms of CLC compensation topology

위 그림에서 $I(L_1)$ 은 L_1 인덕터에 흐르는 전류, $I(L_3)$ 는 L_3 인덕터에 흐르는 전류, V_{link} 는 링크 커패시터 양단 전압 스트레스, V_o 는 출력 전압, $I(RL)$ 은 출력 전류이다. 각 시뮬레이션 결과 값은 표 2.7에 정리하였다. 시뮬레이션 결과를 이용하여 그림 2.5와 같이 L_1 , L_3 인덕터를 설계한다. 표 2.8은 인덕터 설계 결과이다.

표 2.6 CLC 보상 구조 시뮬레이션 결과

Table. 2.6 CLC compensation topology simulation results

Variable	Results
$I(L_1)_{rms}$	$0.485A_{rms}$
$\Delta I(L_1)$	$1.303A_{p-p}$
$I(L_3)_{rms}$	$0.816A_{rms}$
$\Delta I(L_3)$	$2.29A_{p-p}$
V_{link}	$142V_{peak}$

표 2.7 CLC 보상 구조 인덕터 설계 결과

Table. 2.7 CLC compensation topology inductor design results

Variable	Results	
	L_1	L_3
core	EE1916S	EE2218S
core loss	0.0479W	0.1156W
winding loss	0.0798W	0.1533W
total loss	0.1277W	0.269W
volume	$913mm^3$	$1565mm^3$
wire size	0.05/70 litz	0.08/40 litz
number of turn	57.48 turns	36.38 turns
air-gap	560.26um	544.77um

2.2.4 기존 회로 비교 결과

그림 2.9는 위에서 설계한 결과를 토대로 마그네틱 부피 비교를 한 결과이고 그림 2.10은 마그네틱 손실 비교, 그림 2.11은 링크 커패시터 전압 스트레스($V_{c, stress}$) 비교한 것이다. 마그네틱 부피의 경우 양방향 LC 보상 구조[10]가 가장 부피가 큰 LLC 보상 구조[9]의 약 43% 수준임을 확인할 수 있다. 하지만 수신부 마그네틱 부피만 따져 보았을 때는 LLC 보상 구조가 양방향 LC 보상 구조와 CLC 보상 구조[11]의 약 42% 수준임을 확인할 수 있다. 마그네틱 손실의 경우 양방향 LC 보상 구조가 가장 손실이 큰 LLC 보상 구조의 약 37% 수준임을 확인할 수 있다. 링크 커패시터 전압 스트레스의 경우 CLC 보상 구조가 가장 전압 스트레스가 큰 LLC 보상 구조의 약 46% 수준임을 확인할 수 있다.

결과적으로 보면 LLC 보상 구조[9]의 경우 수신부 마그네틱 부피가 가장 적다는 장점이 있고, 양방향 LC 보상 구조[10]의 경우 전체 마그네틱 부피와 손실이 가장 적다는 장점이 있고, CLC 보상 구조[11]의 경우 링크 커패시터 전압 스트레스가 가장 적다는 장점이 있다.

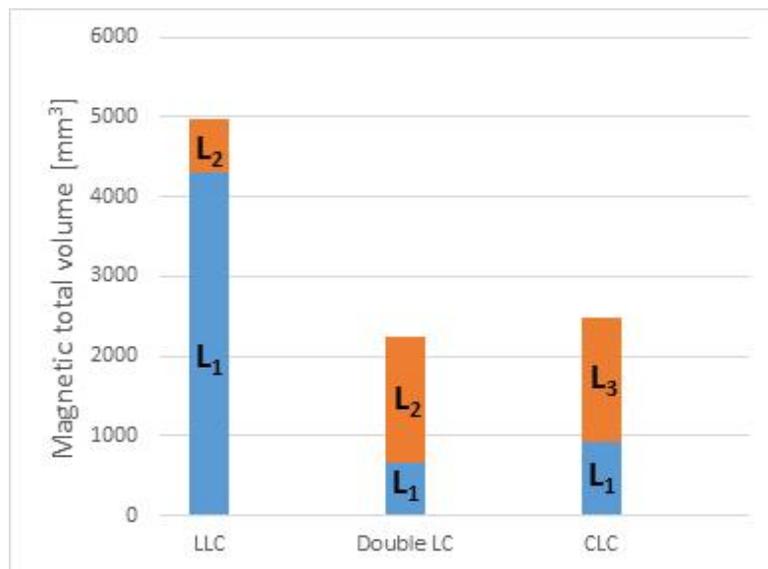


그림 2.9 마그네틱 부피 비교

Fig. 2.9 Magnetic volume comparison

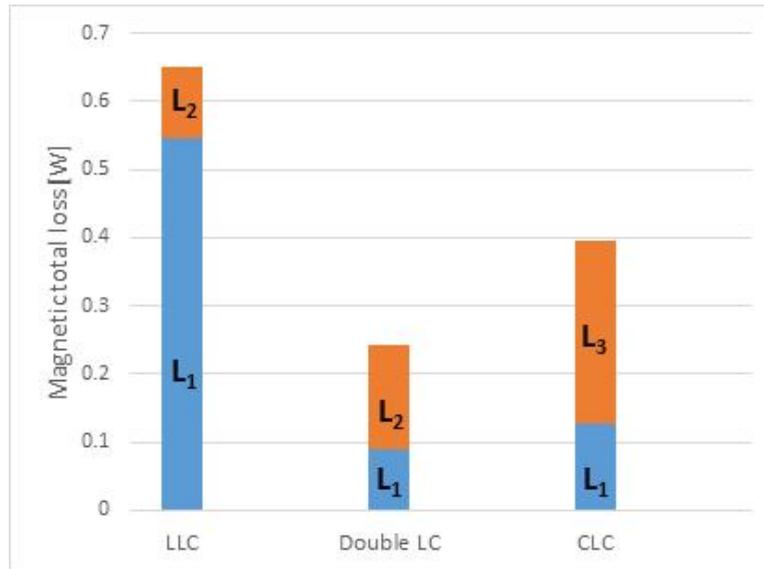


그림 2.10 마그네틱 손실 비교

Fig. 2.10 Magnetic loss comparison

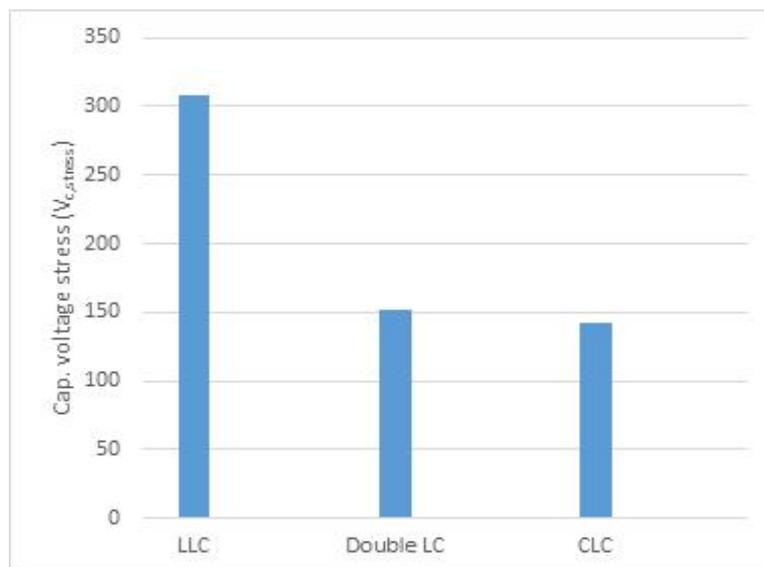


그림 2.11 링크 커패시터 전압 스트레스 비교

Fig. 2.11 Link capacitor voltage stress comparison

3. 제안하는 매칭 네트워크

3.1 최적 임피던스 매칭구조 도출

이 장에서는 기본적인 전계결합 시스템 구조인 직렬 공진형 컨버터(Series Resonant Converter)를 이용한 회로에서 임피던스 매칭용 변압기 위치를 이동시켜 최적의 회로를 도출한다. 각 회로는 인덕터, 변압기 코어 손실(Core loss)과 권선 손실(Winding loss)을 고려한 최적 설계를 한다. 이를 통해 얻은 인덕터 및 변압기 부피와 마그네틱 부품의 전체손실(코어 손실+권선 손실), 인덕터와 커패시터의 전류 및 전압 스트레스, 시스템 공진 양호도(Quality factor[Q])를 비교 분석한다.

3.1.1 회로 설계 전제조건

송신부의 구조는 하프-브릿지이고 이를 통과해서 나온 ac 전압은 V_{pri} 라 하고 V_{pri} 는 식 (3.1)의 첨두치를 가진 구형파와 같이 나타낼 수 있다. 수신부의 구조는 전파 정류기이다. 성능 비교를 위해 다음 사항을 가정한다.

- 1) 하프-브릿지의 스위칭 손실, 정류기 다이오드 손실, 송·수신부를 연결하는 링크 커패시터 C_{link} 의 손실은 없다.
- 2) 링크 커패시터(C_{link})는 C_{link1} 과 C_{link2} 를 직렬 연결한 값으로 100pF으로 고정한다.
- 3) 모든 회로의 출력전력은 5W로 일치시키고 입력전압은 출력전력에 맞게 증가 또는 감소시킨다. 여기서 부하저항(R_L)은 DC 기준 $20\Omega(10V/0.5A)$ 을 가지고 AC기준 부하 저항(R_{eq})은 식 (3.2)에 의해 16.2Ω 을 가진다.
- 4) 공진 주파수(ω_0)는 사용 가능한 범위로 $1,000,000 \sim 10,000,000\text{rad/s}$ 를 사용한다.
- 5) 인덕터와 변압기 설계에 사용된 도선은 단선으로 구리(copper)를 사용하였다.
- 6) 설계 시, 각 인덕터와 변압기는 전체손실을 최대로 줄이고 전압 및 전류 스트레스를 최소화하도록 고려한다.
- 7) 회로에 사용되는 변압기는 이상적인 변압기로 누설 및 자화 인덕턴스를 고려

하지 않은 단순 물리적 턴 비(N)만 있다고 가정한다.

- 8) 시스템의 공진 양호도(Q)는 높을수록 시스템이 민감할 뿐만 아니라 전압 스트레스가 공진양호도의 배수로 커진다. 따라서 이를 고려해 공진 양호도를 최대 '10'으로 잡고 시스템 제어를 고려해 공진양호도의 최소값을 '1'로 정하였다. 만약 시스템을 설계하였을 때 공진 양호도가 '10'보다 크다면 가용주파수 범위 내에서 가장 작은 값을 선정한다.

$$V_{pri(peak)} = \frac{V_s}{2} \quad (3.1)$$

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (3.2)$$

3.1.2 인덕터를 이용한 임피던스 매칭 설계

그림 3.1은 직렬 공진형 컨버터의 등가회로를 나타낸 것으로 인덕터를 이용한 임피던스 매칭은 ①만 있는 형태를 말한다. 식 (3.3)은 본 시스템의 공진 주파수 식이고 식 (3.4)는 시스템의 공진 양호도 식이다. 식 (3.3), (3.4)에서 알 수 있듯이 주파수가 높아 질수록 인덕턴스는 작아지고 공진 양호도도 작아짐을 확인할 수 있다.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_{link}}} \quad (3.3)$$

$$Q = \frac{1}{\omega_o R_{eq} C_{link}} \quad (3.4)$$

3.1.1장의 공진 양호도 전제조건에 의해 주파수는 10,000,000rad/s 으로 고정하고 이때의 인덕턴스는 (3.3)식에 의해 100uH, 공진 양호도는 식 (3.4)에 의해 61.68로 계산된다.

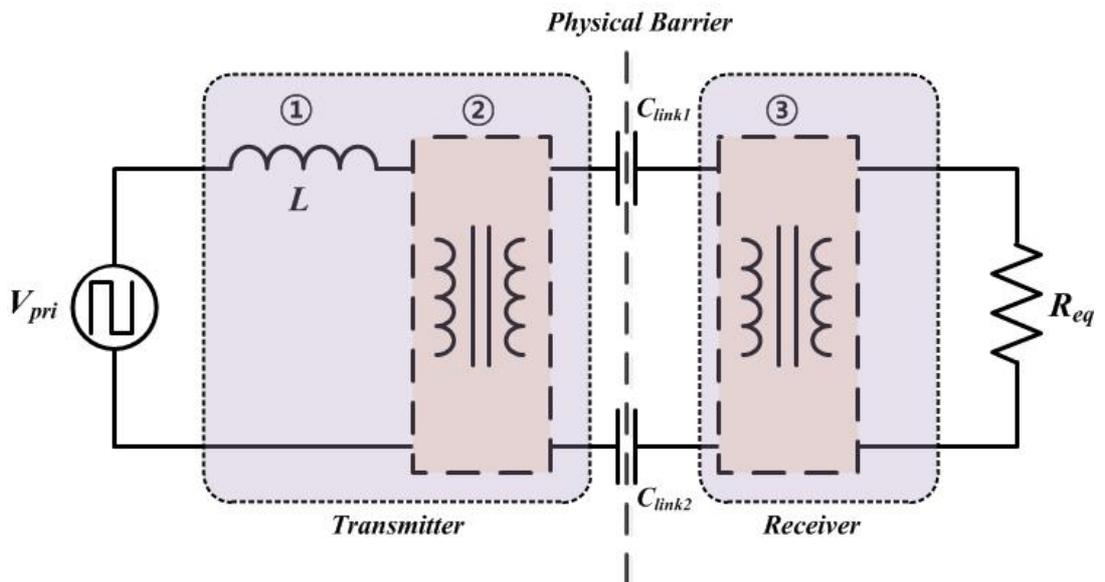


그림 3.1 전계결합형 무선전력전송의 임피던스 매칭 방법

Fig. 3.1 Impedance matching method of C-WPT

인덕터의 코어 사이즈, 전압 및 전류 스트레스 및 전체 손실 등은 3.1.4장의 표 3.1에 정리되어 있다.

3.1.3 인덕터와 변압기를 이용한 임피던스 매칭 설계

그림 3.1에서 ①+② 구조는 송신부에 인덕터와 변압기가 있는 임피던스 매칭구조를 의미하며, ①+③ 구조는 송신부에 인덕터, 수신부에 변압기가 있는 임피던스 매칭구조를 말한다. 각 매칭 회로를 살펴보면 ①+② 구조의 경우 변압기 턴 비가 시스템 공진 양호도에 아무런 영향을 미치지 않는 않지만, 수신부에 리액턴스 보상을 위한 마그네틱 소자가 없어 수신부 부피가 작다는 장점이 있다. ①+③ 구조의 경우 변압기 턴 비가 N:1일 때 공진양호도가 N²배 만큼 감소하여 링크 커패시터의 전압 스트레스가 동일 주파수에서 ①+② 구조에 비해 낮다는 장점이 있다. 일반적으로 링크 커패시터의 전압 스트레스는 식 (3.5)와 같이 공진 양호도(Q)에 비례하여 증가함이 알려져 있으므로 이를 낮추는 것이 전극 구조 형상 제작이나 시스템의 안전성을 확보하는데 매우 중요하다. 각 인덕터와 변압기의 코어 사이즈, 전압 및 전류 스트레스 및 전체 손실 등은 3.1.4장의 표 3.1에 정리되어 있다.

$$V_{C, stress} = V_{pri} \times Q \quad (3.5)$$

3.1.4 최적 임피던스 매칭구조 도출 결과

표 3.1은 앞서 언급한 설계 기준을 토대로 임피던스 매칭구조를 설계한 결과이다. 각 인덕터와 변압기의 코어 사이즈는 면적 곱(A.P)식을 이용해 선정하였고 마그네틱 손실을 고려해 최적 설계를 하였다. 그림 3.2는 마그네틱 부피 비교, 그림 3.3은 마그네틱 손실 비교, 그림 3.4는 링크 커패시터 전압 스트레스($V_{c, stress}$) 비교한 것이다. 마그네틱 부피의 경우 ①+③구조가 ①+②구조의 약 9% 수준이고, 마그네틱 손실 면에서는 ①+③구조가 ①+②구조의 약 31% 수준이고, 링크 커패시터 전압 스트레스 면에서는 ①+③구조가 ①과 ①+②구조의 약 41% 수준임을 확인할 수 있다.

결과적으로 보면 ①+③구조가 가장 좋은 매칭구조임을 도출하였다. 여기서 ① 인덕터를 수신부로 옮기고 ③ 변압기와 결합한 구조를 합치면 누설집중형 변압기(Leakage-enhanced Transformer, LET)구현이 가능하다. 누설집중형 변압기란 변압기의 누설 성분을 극대화 시킨 변압기로 ① 인덕터는 누설집중형 변압기의 누설성분으로 대체 가능하다는 점에 착안하여 본 논문에서는 수신부에만 임피던스 매칭용 누설집중형 변압기(LET)를 사용하는 임피던스 매칭구조(LET 공진 컨버터)를 제안한다. 이는 주파수 변경을 통해 부하 변화에 따른 일정한 출력 제어가 가능한 구조이다.

반면, 전계결합형 무선전력전송 특성상 이격거리나 정렬 오차에 따라 송·수신부를 분리하는 링크 커패시터 값이 민감하게 변하는데 이러한 시스템의 제어를 위해서는 기존의 주파수 제어보다는 시비율 제어와 동시에 주파수 추종제어가 필요하다. 따라서 본 논문에서는 추가로 송신부에 변압기 또는 인덕터 2개가 있는 구조 형태인 비대칭 PWM 공진 컨버터를 제안하며 앞의 LET 임피던스 매칭구조와는 달리 수신부에 임피던스 매칭용 마그네틱이 없으므로 수신부 부피가 작다는 장점이 있다.

LET 공진 컨버터, 비대칭 PWM 공진 컨버터 각 회로별로 장점이 다르며 이는 본 논문의 3.2장, 3.3장에 제시되어 있다. 제안된 2개의 매칭 네트워크 형태는 마그네틱 부피가 가장 저감된 회로로 한정된 공간에서의 무선전력전송 시스템에 매우 유용한 회

로가 될 것으로 판단된다.

표 3.1 최적 임피던스 매칭구조 비교 표

Table. 3.1 Comparison table of optimum impedance matching structure

topology		①	①+②	①+③
input voltage (V)		10	2	25
quality factor		61.68	61.68	10
link capacitor	voltage (V)	800	800	330
	current (A)	0.8	0.78	0.315
Inductor	voltage (V)	800	158	330
	current (A)	0.8	3.89	0.315
	core type	EE2532B	EE2532B	EE1616A
	core vol. (mm ³)	2930	2930	788
	A.P (mm ⁴)	6487.4	6487.4	910.53
	core loss (W)	0.0179	0.0134	0.0073
	winding loss (W)	0.0179	0.0134	0.0073
	total loss (W)	0.0358	0.0268	0.0146
Trans.	core type	N.A	EE3549S	EE1312S
	core vol. (mm ³)		10900	487
	A.P (mm ⁴)		28080	558.4
	core loss (W)		0.0118	0.00045
	winding loss (W)		0.0117	0.00045
	total loss (W)		0.0235	0.0009
total loss (W)		0.0358	0.0503	0.0155
total volume (mm ³)		2930	13830	1275
total area product (mm ⁴)		6487.4	34567.4	1468.93

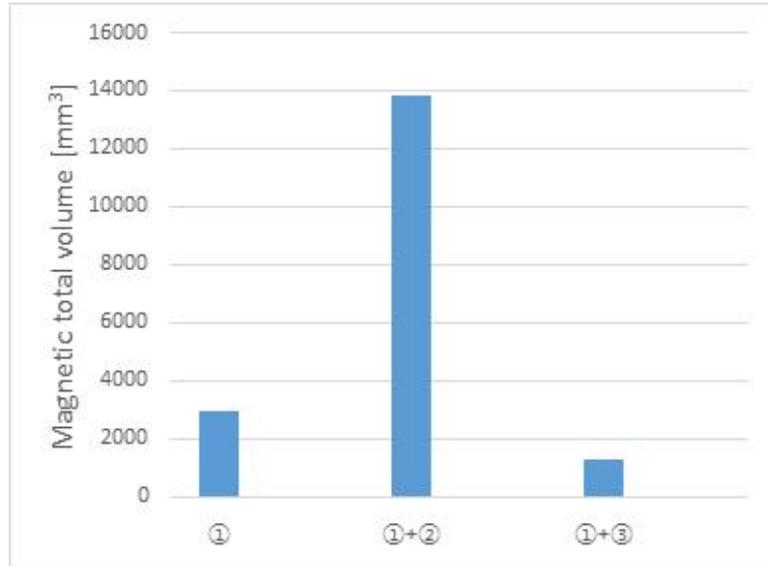


그림 3.2 마그네틱 부피 비교

Fig. 3.2 Magnetic volume comparison

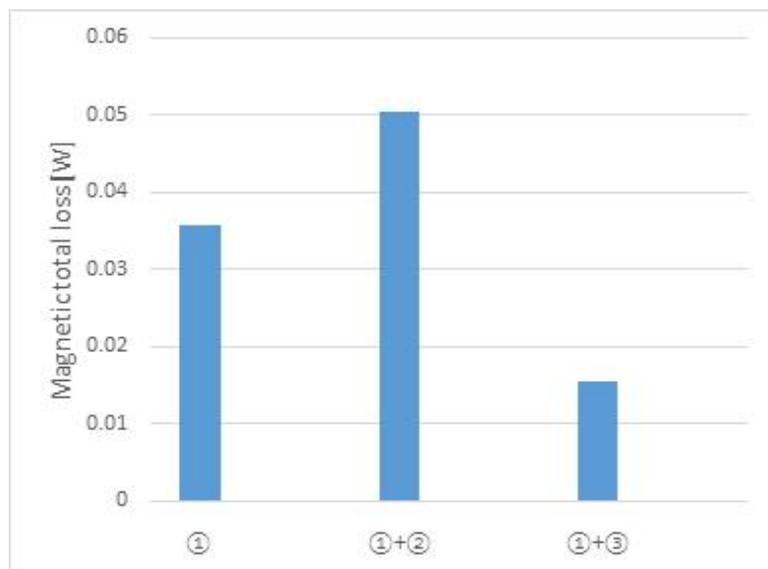


그림 3.3 마그네틱 손실 비교

Fig. 3.3 Magnetic loss comparison

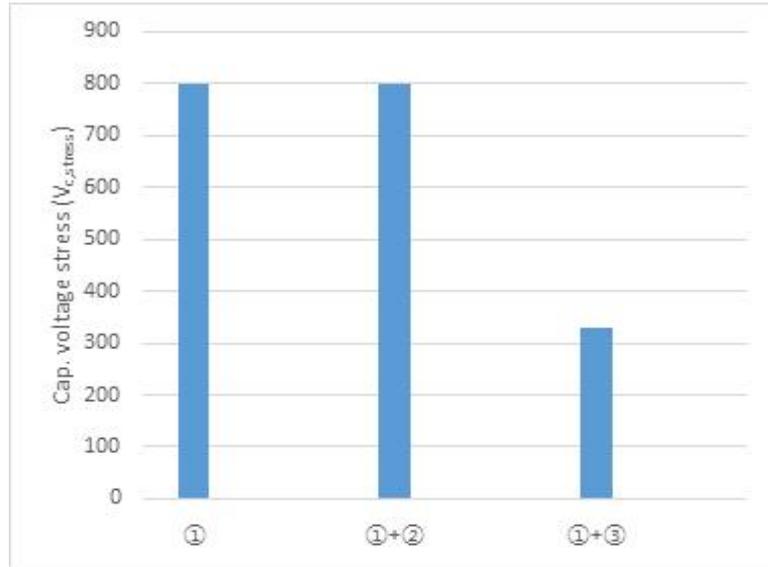


그림 3.4 링크 커패시터 전압 스트레스 비교

Fig. 3.4 Link capacitor voltage stress comparison

3.2 누설집중형 변압기(LET) 공진 컨버터

3.2.1 제안 회로 구조

그림 3.5는 누설집중형 변압기 공진 컨버터 구조이다. 그림을 보면 매칭 회로인 누설 집중형 변압기(LET)가 수신부에만 구성된 것을 확인할 수 있다. 제안 회로에서 LET는 링크 커패시터의 전압 스트레스를 감소시킴과 동시에 시스템의 전압 이득을 조절하며 유효 부하 임피던스를 증가시키는 역할을 한다. 이러한 LET의 누설 인덕턴스는 1차 측과 2차 측 권선 사이의 간격을 이용하여 설계할 수 있으며 공극은 사용하지 않기 때문에 자화 인덕턴스가 누설 인덕턴스보다 상당히 크다. 이로 인해 시스템 공진에 자화 인덕턴스가 거의 영향을 미치지 않게 되며 누설 성분만으로 링크 커패시터와 시스템 공진이 가능하게 된다.

그림 3.6은 그림 3.5의 기본과 성분만을 고려한 등가회로이다. 여기서 C_{link} 는 C_{link1} 과 C_{link2} 의 직렬 연결한 값이고 LET는 all primary-referenced(APR) 모델로 표현하였다[15]. APR 모델에서 직렬(L_r) 및 병렬 인덕턴스(L_m)는 원래의 누설 및 자화 인덕턴스 값과는 약간 다르다. 이상적인 변압기 블록(TX1)의 권선비(n_{eff})는 변압기 커플링 계수(k)에 비례하므로 물리적 권선비(N)와 동일하지 않다. R_{eq} 는 수신부 인버터 앞에서 본 교류 등가 부하 저항으로 식 (3.2)를 이용하여 계산하고 입출력 전압 이득 식은 식 (3.6)과 같다. 여기서 V_{pri} , V_{sec} 는 각각 기본과 사인 입력과 출력 전압이고 n_{eff} 와 f_o , Q 는 각각 식 (3.7), (3.8), (3.9)와 같다. 제안 회로의 전압이득이 최대인 지점은 스위칭 주파수 f 가 직렬 공진주파수 f_o 와 일치할 때이고 이때 전압이득은 $1/n_{eff}$ 이다.

$$M = \frac{v_{sec}}{v_{pri}} = \frac{1/n_{eff}}{1 + Q^2[(f/f_o)^2 - 1]^2} \quad (3.6)$$

$$n_{eff} = kN = k \frac{N_p}{N_s} \quad (3.7)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_{link}}} \quad (3.8)$$

$$Q = \frac{1}{n_{eff}^2 R_{eq}} \sqrt{\frac{L_r}{C_{link}}} \quad (3.9)$$

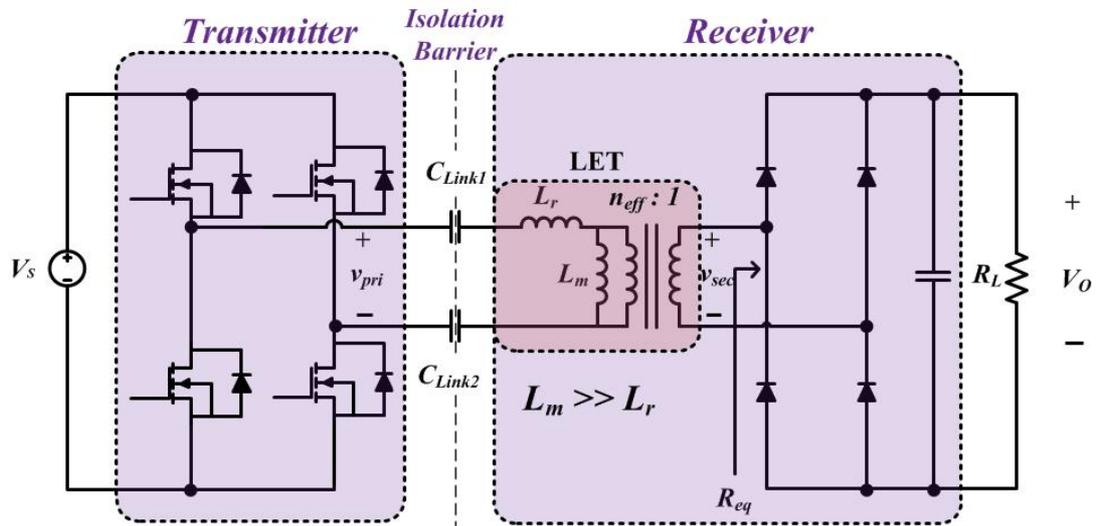


그림 3.5 누설집중형 변압기 공진 컨버터

Fig. 3.5 Leakage-enhanced transformer resonant converter

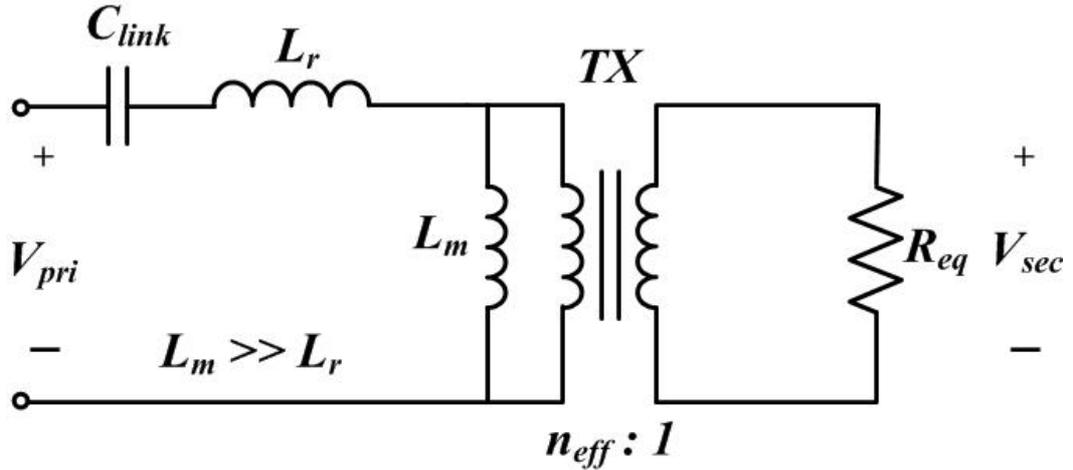


그림 3.6 LET 공진 컨버터 등가회로

Fig. 3.6 Equivalent circuit of LET resonant converter (APR model)

3.2.2 누설집중형 변압기 설계 - 손실 최적설계

누설집중형 변압기 설계 흐름도는 그림 3.7과 같고 이에 대한 자세한 설계 과정은 아래와 같다.

Step 1 : 초기값 설정

먼저 출력 전압(V_o), 입력 전압(V_s), 링크 커패시터 값(C_{link}), 부하 저항(R_L)값을 선정한다.

Step 2 : 시스템 공진주파수(f_o) 및 권선비(n_{eff}) 선정

시스템 공진주파수와 공진 양호도는 그림 3.8에서 선정할 수 있다. 여기서 공진 양호도가 큰 값을 선정하면 식 (3.10)에 의해 링크 커패시터의 전압 스트레스($V_{c, stress}$)가 커짐을 확인할 수 있다. 반대로 공진양호도가 1보다 작은 값을 선정하게 되면 깨끗한 사인 파형을 얻을 수 없게 된다. 공진주파수를 선정할 때는 너무 낮은 주파수를 선정하게 되면 LET가 너무 커지고 반대로 너무 높은 주파수를 선정하게 되면 구동 회로와

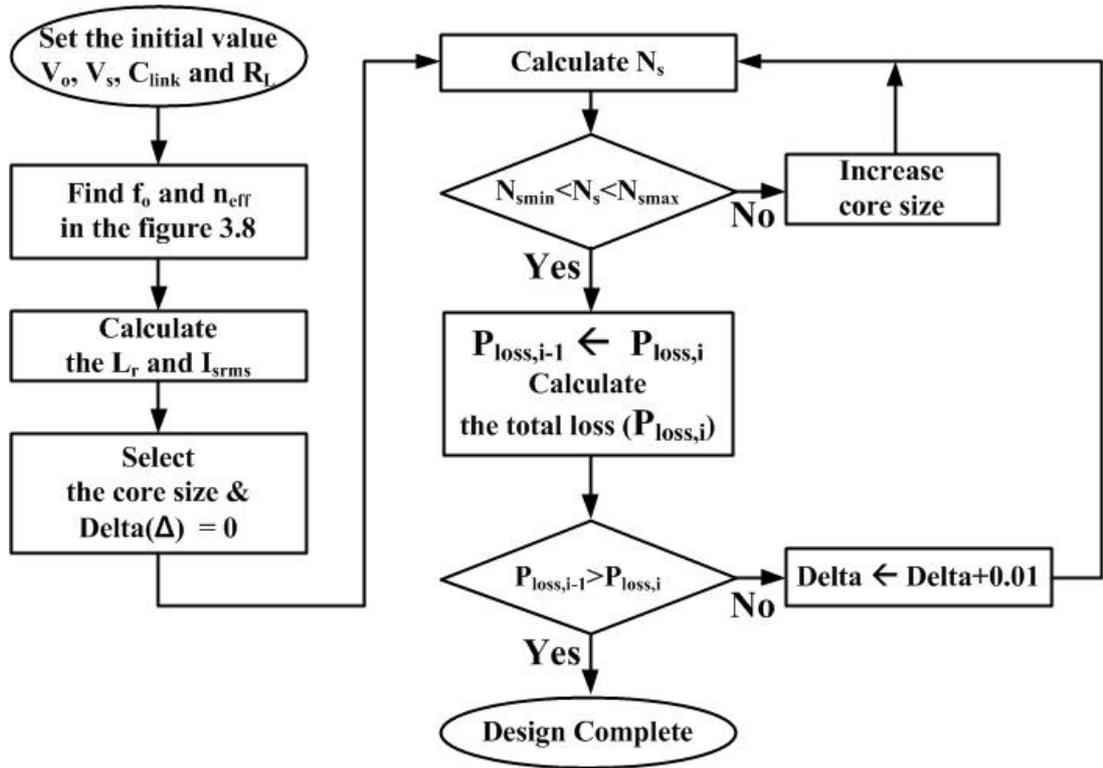


그림 3.7 LET 설계방법 흐름도

Fig. 3.7 Flowchart for the LET design

스위치 소자에 의해 제한되는 스위칭 손실이 증가한다. 따라서 이를 고려해 값을 선정해야 한다. 선정된 값을 토대로 식 (3.11)과 식 (3.12)를 이용해 시스템에 필요한 L_r 값과 2차 측 rms 전류(I_{srms})를 계산한다.

$$V_{c, stress} = \frac{\pi}{4} Q V_s \quad (3.10)$$

$$L_r = \frac{1}{(f_o \times 2\pi)^2 \times C_{link}} \quad (3.11)$$

$$I_{srms} = \frac{V_{pri}}{n_{eff} R_{eq}} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.12)$$

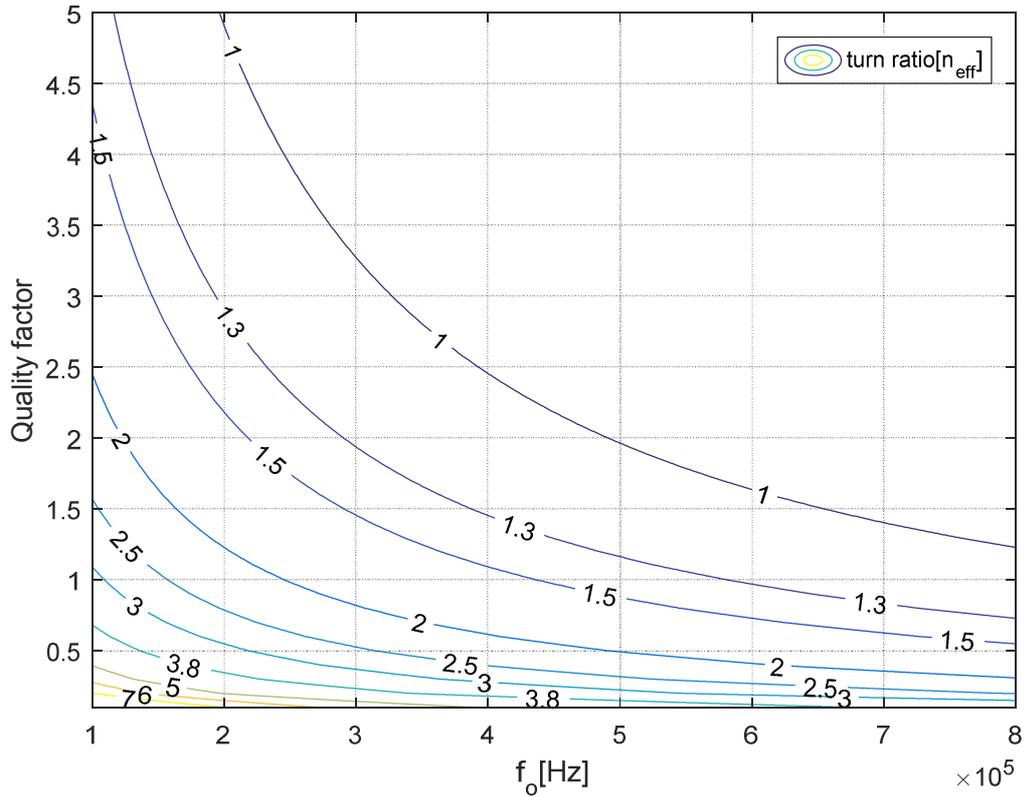


그림 3.8 LET 설계 곡선

Fig. 3.8 LET design curve

Step 3 : Steinmetz 방정식[16] 이용해서 코어 최대 자속밀도(B_{max}) 값 선정

식 (3.13)과 표 3.2를 이용하여 코어 최대 자속밀도(B_{max})를 선정한다. 그림 3.9는 주파수가 300KHz일 때의 그래프이고 일반적으로 전력손실 밀도(P_v)가 100KW/m³일 때의 B_{max} 를 선정한다. 여기서 선정된 B_{max} 값은 0.1074이다.

$$P_v = k_f f^x \Delta B^y \quad (3.13)$$

표 3.2 Steinmetz 방정식 변수

Table. 3.2 Steinmetz equation variable

frequency	k	x	y
< 100 KHz	0.074	1.43	2.85
100 ~ 500 KHz	0.036	1.64	2.62
> 500 KHz	0.014	1.84	2.28

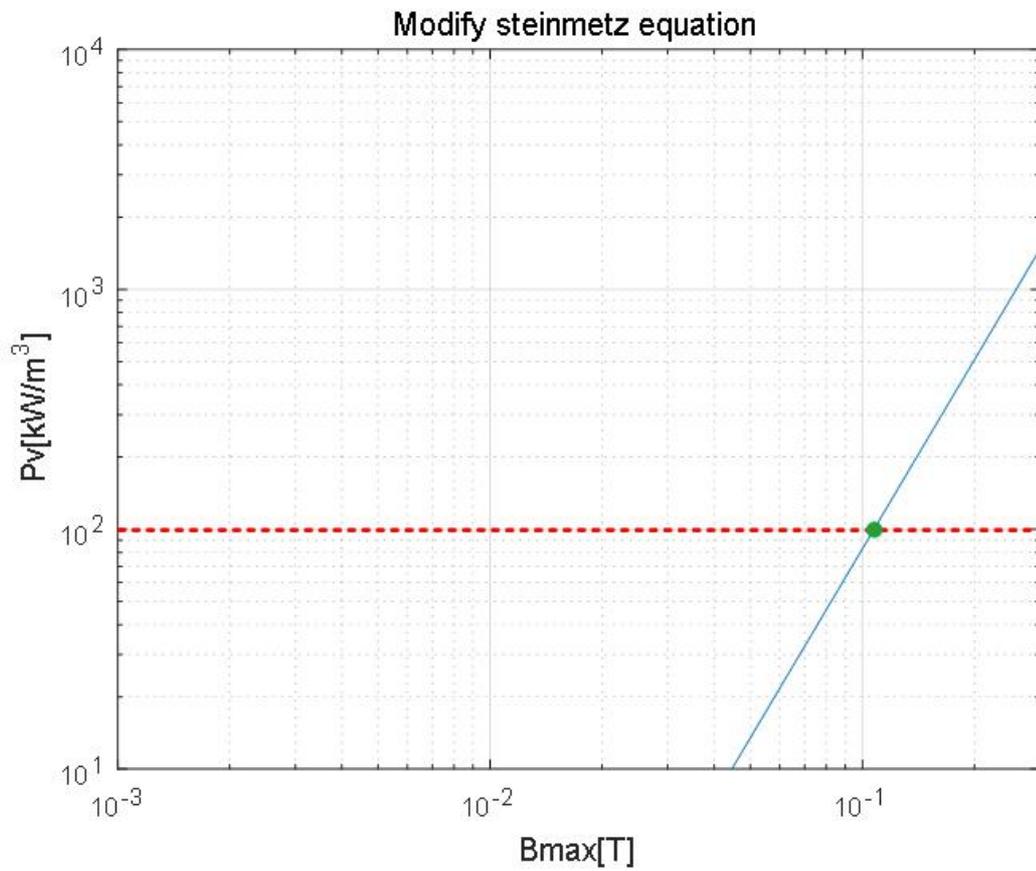


그림 3.9 코어 최대 자속밀도 변화에 따른 코어손실 밀도 그래프

Fig. 3.9 B_{\max} vs Core loss density (P_v) curve

Step 4 : 코어 사이즈 선정

스위칭 주파수(f)가 공진 주파수(f_0)에 가깝다고 가정하면, 변압기 코어는 식 (3.14)를 이용해 선정할 수 있다.

$$A_e A_w \geq \frac{10^4 P_o}{K_f B_{\max} f K_u J_{\text{rms}}} \quad (3.14)$$

식에서 A_e 는 코어 단면적, A_w 는 권선 면적, B_{\max} 는 코어의 최대 자속밀도로 Step 3에서 구할 수 있으며, K_f 는 파형 계수로 4의 값을 사용하고, K_u 는 채우기 비율로 0.6의 값을 사용하며, J_{rms} 는 최대 전류밀도로 $500\text{A}/\text{cm}^2$ 를 사용한다.

Step 5 : 변압기 턴 수 계산

먼저 2차 측 최소 턴 수는 식 (3.15), 최대 턴 수는 식 (3.16)과 같고 Δ 변화에 따른 2차 측 턴 수는 식 (3.17)과 같다. 여기서 Δ 란 그림 3.10의 변압기 h_w 에 대한 s_w 의 비율을 의미한다($0 \leq \Delta \leq 1$). 변압기 턴 수는 식 (3.15)와 식 (3.16)사이에 있는 식 (3.17)을 이용해 선정한다[식(3.15) \leq 식(3.17) \leq 식(3.16)]. 만약 식(11)의 최소 턴 수가 식 (12)보다 크거나 식(13)가 식(11)보다 작거나 식(12)보다 크다면 step 4로 가서 코어 크기를 증가시켜야 한다[13],[14].

$$N_{smin} \geq \frac{V_{\text{sec}}(10^4)}{A_e B_{\max} f K_f} \quad (3.15)$$

$$N_{smax} \leq \frac{K_u A_w (1 - \Delta) / 2}{A_{cu}} \quad (3.16)$$

$$N_s(\Delta) = \frac{k}{n_{eff}} \sqrt{\frac{L_r}{(1+k)\mu_o \frac{l_w h_w}{6b_w} (1+2\Delta) \times 10^{-3}}} \quad (3.17)$$

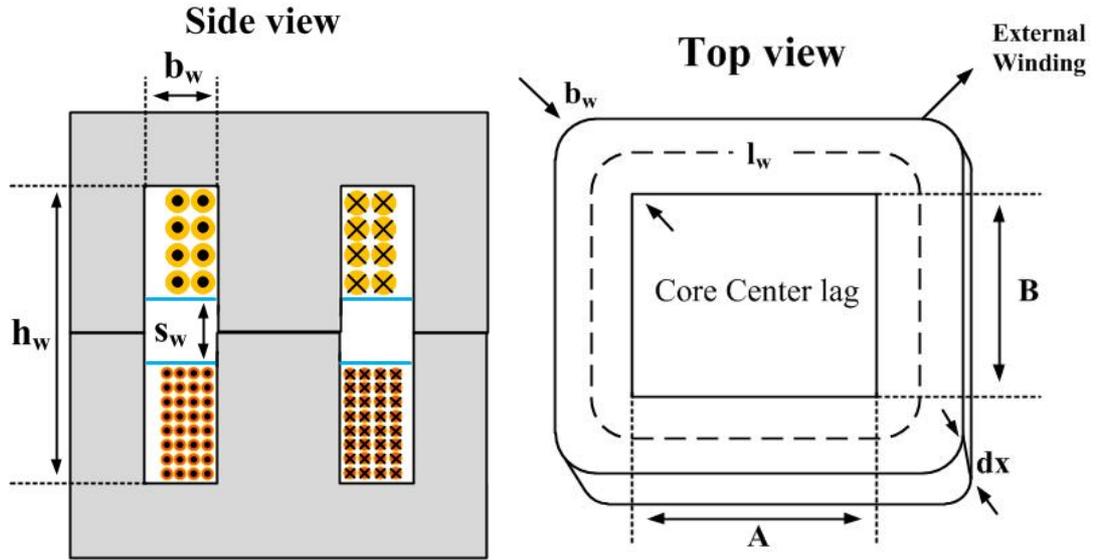


그림 3.10 EE 코어에서의 LET 구조

Fig. 3.10 LET structure in EE core

여기서 h_w 와 b_w 는 그림 3.10에 있는 코어 높이 폭 길이이며 l_w 는 그리고 코어에 감긴 권선의 평균 길이(Mean length turn, MLT)로 식 (3.18)과 같이 계산할 수 있다. 그리고 최대 전압 이득은 공진 시 $1/n_{eff}$ 와 같으므로 LET의 커플링 계수 k 를 알고 있다면 1차 측 턴 수는 식 (3.7)을 이용해서 찾아낼 수 있다. 여기서 커플링 계수(k)는 변압기 내부 변수이기 때문에 약 0.98~0.99의 값으로 두고 설계를 진행한다.

$$l_w = 2(A + B) + \pi b_w \quad (3.18)$$

Step 6 : 변압기 코어 손실 계산

Step 4에서 선정된 코어의 데이터시트에서 코어 단면적(A_c)을 이용하여 식 (3.19)를 이용해 코어 최대 자속밀도(B_{max})를 다시 계산한다. 이후 계산해 나온 값을 식 (3.13) Steinmetz 방정식에 대입하여 코어 손실을 구한다.

$$B_{\max} = \frac{V_{\text{sec}} (10^4)}{A_e N_s f K_f} \quad (3.19)$$

Step 7 : 변압기 권선 손실 계산

먼저 구리의 표피 깊이(δ [mm])를 식 (3.20)을 이용하여 구하면 그림 3.11과 같다. 여기서 사용하는 주파수에 맞는 표피 깊이를 찾는다.

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{(2\pi f_o)(\mu_o\mu_r)}} \times 10^3 \quad (3.20)$$

위 식에서 ρ 는 구리 전도율로 $1.68 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ 이고 μ_r 은 투자율로 1이고, μ_o 는 유전율로 1.2566×10^{-6} 이다. 이후 식 (3.21)을 이용해 2차 측 권선(litz wire)의 dc 저항(R_{dc2})을 찾는다.

$$R_{dc2} = \frac{4\rho l N_s l_w}{s\pi d_{str}^2} \quad (3.21)$$

위 식에서 ρ 는 구리 전도율(위 식에서는 mm 단위로 변경 후 계산), N_s 는 2차 측 턴수, s 는 권선 가닥 수, l_w 는 코어에 감긴 권선의 평균 길이로 식 (3.18)을 이용해 구하고 d_{str} 은 권선 한 가닥 직경(예를 들면, 0.06mm/20의 litz wire인 경우 s 는 20, d_{str} 은 0.06을 의미)을 의미한다. 2차 측 권선의 dc 저항을 구한 후 식 (3.22)의 Dowell 곡선 식 [17]을 이용해 2차 측 권선의 ac 저항을 구한다.

$$R_{ac2} = R_{dc2} \beta' \left[\zeta'_1 + \frac{1.9}{3} (m^2 - 1) \zeta'_2 \right] \quad (3.22)$$

여기서 ζ'_1 과 ζ'_2 , β' , m 은 식 (3.23) - (3.26)을 이용해 구한다.

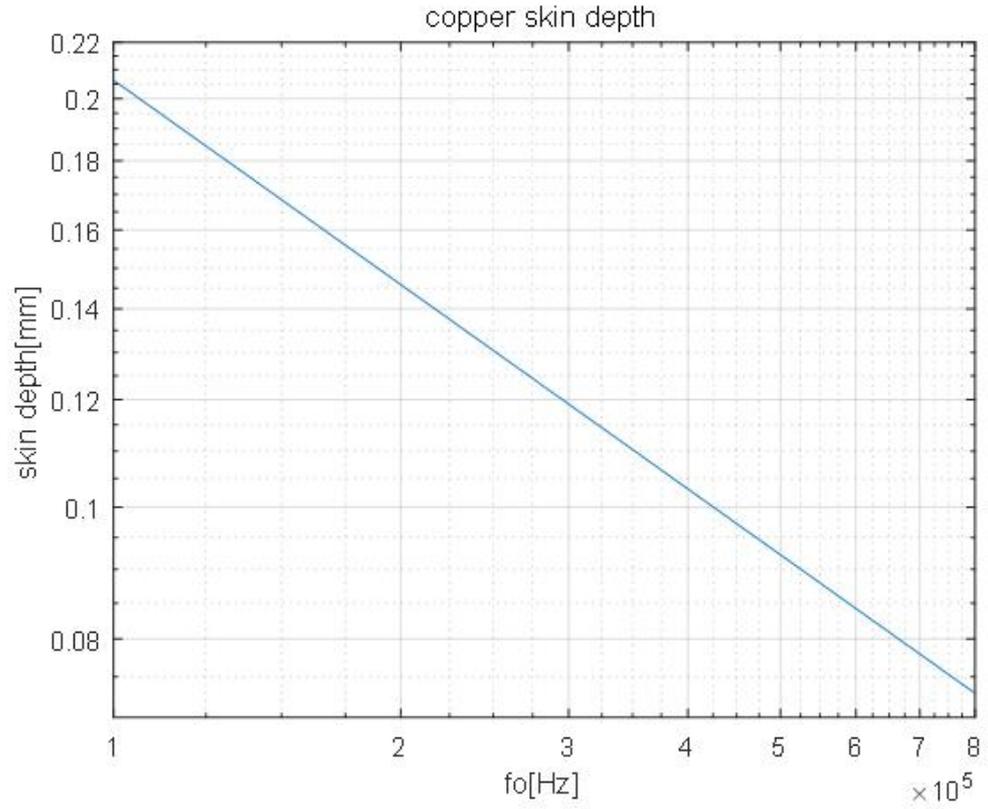


그림 3.11 주파수 변화에 따른 표피 깊이 그래프

Fig. 3.11 f_0 vs skin depth (δ) curve

$$\zeta'_1 = \frac{\sinh(2\beta') + \sin(2\beta')}{\cosh(2\beta') - \cos(2\beta')} \quad (3.23)$$

$$\zeta'_2 = \frac{\sinh(\beta') - \sin(\beta')}{\cosh(\beta') + \cos(\beta')} \quad (3.24)$$

$$\beta' = \sqrt{\eta_w} \beta \quad (3.25)$$

$$m = N_s / N_{la2} \quad (3.26)$$

여기서 N_{la2} 는 코어 한 층에 감기는 2차 측 턴 수로 식 (3.27)을 이용해 계산할 수 있고

β 와 공극인자 η_w , d_w 는 식 (3.28) - (3.30)을 이용해 구한다.

$$N_{la2} = \frac{h_w - s_w}{2d_2} \quad (3.27)$$

$$\beta = \frac{d_w}{\delta} \quad (3.28)$$

$$\eta_w = \frac{d_w N_{la2}}{h_t} \quad (3.29)$$

$$d_w = \sqrt{\frac{\pi d_2}{4}} \quad (3.30)$$

여기서 d_2 는 2차 측 권선 직경(litz wire 직경)이며 h_t 는 식 (3.31)을 이용해 구할 수 있다.

$$h_t = \frac{h_w(1-\Delta)}{2} \quad (3.31)$$

위에서 구한 R_{dc} , R_{ac} 를 이용하여 식 (3.32) - (3.34)와 같이 2차 측 dc 권선 손실, ac 권선 손실, 전체 권선 손실을 구한다.

$$P_{dc2} = I_{savg}^2 \times R_{dc2} \quad (3.32)$$

$$P_{ac2} = I_{srms}^2 \times R_{ac2} \quad (3.33)$$

$$P_{2winding,loss} = P_{dc2} + P_{ac2} \quad (3.34)$$

여기서 I_{savg} 는 2차 측 평균 전류, $I_{\text{s rms}}$ 는 2차 측 평균 rms 전류를 의미하며 1차 측도 이와 마찬가지로 Step 7을 반복하여 계산한다. 전체 코어 손실은 권선 손실과 코어 손실의 합을 의미하며 손실 최적 설계를 위해 Step 7에서 변압기의 Δ 값을 조금씩 변화 시켜가며 손실이 가장 낮은 지점을 찾아 설계한다. 이후 선정된 Δ 값은 식 (3.35)를 이용하여 변압기 1차 측과 2차 측 사이의 실제 간격(s_w)을 구한다.

$$\Delta = \frac{s_w}{h_w} \quad (3.35)$$

3.2.3 누설집중형 변압기 설계 - PSIM을 이용한 빠른 설계

본 논문에서는 누설집중형 변압기 설계 방법으로 크게 2가지를 제시한다. 먼저 3.2.2 장처럼 수식을 이용한 손실 최적 설계 방법이 있고 변압기 모델링 후 PSIM을 이용한 빠른 설계 방법이 있다. 기존 변압기 모델링 방법 중 가장 정확한 방법은 FEM(Finite element method)과 같은 전자기장 해석 시뮬레이션으로 알려져 있다. 하지만 해석 시뮬레이션 프로그램 가격이 비싸며 변압기 각 상수를 추출하는데 계산시간이 길고, 각종 회로 구조와의 연계에 제약이 따르는 단점이 있다[18],[19]. 이를 해결하기 위해 전자기장 해석과 회로 시뮬레이션 프로그램과의 연계 시뮬레이션(co-simulation) 해법도 나와 있으나 이 또한 비용적인 문제가 크다.

한편, 전통적인 회로 시뮬레이션 프로그램을 이용한 집중소자(lumped element)에 기반을 둔 변압기 해석 방법은 여전히 많은 장점을 가지며 연구되고 있다. 특히 변압기는 해석뿐만 아니라 설계 또한 중요하기 때문에 자화 인덕턴스와 누설 인덕턴스와 같은 전기적인 터미널 모델과 함께 내부의 형상구조와 자기 물성 정보를 포함할 수 있는 자기회로(magnetic circuit) 모델 방법은 그 의미가 매우 크다 할 수 있다. 이러한 변압기 연구 동향으로는 자기저항(reluctance)을 사용하는 방법과 퍼미언스-커패시터(permeance-capacitor)를 사용하는 방법 크게 두 가지로 나뉜다.

자기저항 방법은 전통적으로 많이 사용되었는데 자기회로를 전기적 터미널 모델로 변환하기 위해서 주로 마디를 망으로 망은 마디로 하는 쌍대성 원리를 이용해야 하고, 자기회로구조가 변압기 형상구조를 그대로 반영하지 못한다[20],[21]. 따라서 이러한 방법은 상대적으로 어려운 구조의 변압기 형태에서는 모델링하기가 쉽지 않을 뿐만 아니라 에너지 저장소자가 에너지 손실 소자인 저항으로 모델링 되어있어서 단위 혼동을 일으킬 수 있다는 단점이 있다. 반면, 퍼미언스-커패시터를 사용하는 방법은 자이레이터가 전기적 회로를 자기적 회로로 자동으로 변환하는 역할을 하므로 자기회로가 변압기 형상구조를 그대로 나타내준다[22]-[24]. 이러한 이유로 변압기 구조를 좀 더 직관적으로 볼 수 있으며 에너지 저장소자인 커패시터로 모델링 하므로 단위 혼동을 일

으키지 않는다.

기존의 자기저항 모델에 대해서는 MATLAB의 Simulink를 이용한 회로 시뮬레이션 해석법이 있었다[25]. 하지만 퍼미언스-커패시터 방법은 최근에는 회로 시뮬레이션 블록을 지원하기 시작하였고 대표적으로 PSIM의 마그네틱 라이브러리가 있다. 하지만 사용방법이 체계적으로 정리되지 않아 널리 사용되지 못하고 있었다. 따라서 이 장에서는 PSIM에서 제공하는 마그네틱 라이브러리를 이용하여 변압기를 퍼미언스-커패시터로 직관적으로 모델링 하여 누설집중형 변압기 설계하는 방법을 제시한다.

누설집중형 변압기 설계에 앞서 PSIM에서 제공하는 마그네틱 소자는 그림 3.12와 같이 에너지 변환 블록과 자기 회로 블록으로 나누어진다. PSIM의 에너지 변환블록 즉, 자이레이터는 권선(winding)소자로 이 소자는 식 (3.36)과 식 (3.37)을 보면 정확하게 자이레이터와 일치함을 볼 수 있다. 자이레이터란 1948년 Tellegen에 의해 처음으로 소개되었으며 일반적으로 한 포트의 전압을 다른 포트의 전류로 바꾸는 소자이다.

$$\frac{d\psi}{dt} = I_m = \frac{V_e}{N} \quad (3.36)$$

$$F_{mmf} = V_m = N \times I_e \quad (3.37)$$

여기서 각 파라미터는 아래와 같다.

N : 턴수(turn)

Φ : 자속율

I_m : 자기전류(Weber/sec)

V_e : 전압(V)

I_e : 전류(A)

F_{mmf} : 기자력(A·turn)

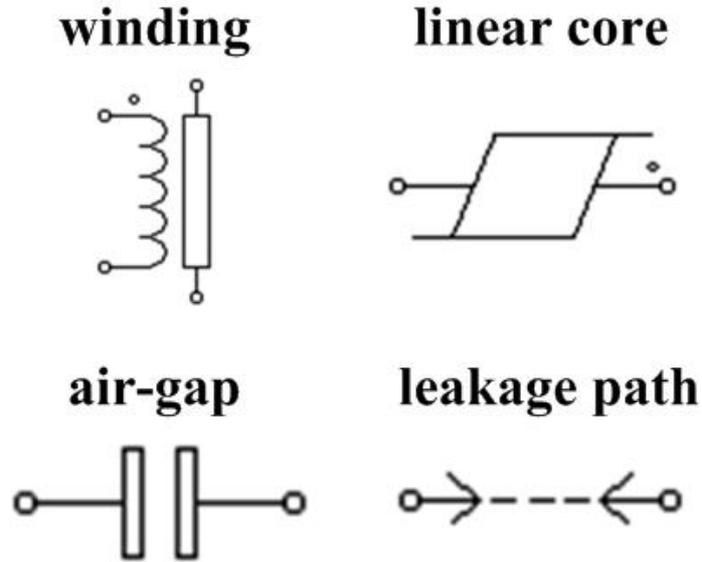


그림 3.12 PSIM에서 제공하는 마그네틱 소자

Fig. 3.12 PSIM's magnetic element library

설계 시, PSIM 권선 소자의 내부 손실 저항은 무시하였다(통상 1mΩ). 권선 소자에는 1차 측과 2차 측 각 턴 수를 대입한다.

PSIM에서 제공하는 자기 회로 블록은 선형 코어(linear core), 공극(air-gap), 누설 경로(leakage path) 이렇게 3개로 구성되어 있다[26]-[28]. 자기회로 블록 즉, 퍼미언스-커패시터 모델의 각 PSIM 라이브러리의 퍼미언스를 구하는 공식은 식 (3.38)과 같다.

$$P = \mu_0 \mu_r \frac{A_{eff}}{l_{eff}} \quad (3.38)$$

여기서 P는 퍼미언스(Henry/turn²)이고 A_{eff}는 코어의 면적(m²)이고 l_{eff}(m)는 코어의 길이이다. 상대 투자율μ_r은 공극 소자에서는 1이고(공기 중) 코어 내부의 경우에는 코어 데이터시트를 참고해 상대투자율을 결정한다.

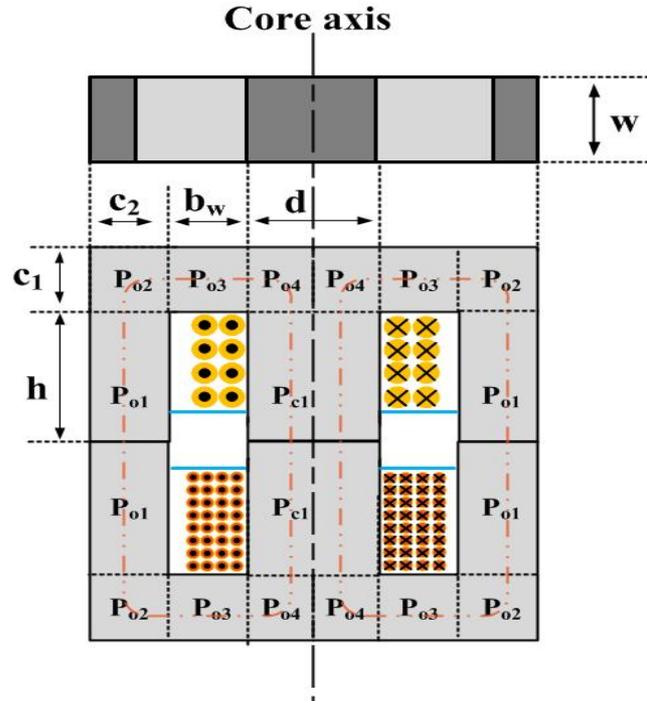


그림 3.13 LET 변압기 코어 분할 (EE core)

Fig. 3.13 LET transformer core partitioning

코어는 일반적으로 제작되어 나오는 형태가 있지만, 시스템에 따라 코어를 주문 제작해서 코어를 사용하는 경우가 많다. 이러한 경우를 대비하여 각 코어를 분할해서 해석 후 합쳐서 해석하는데, 이렇게 해석하게 되면 보다 정확하게 변압기의 자화 인덕턴스를 구해낼 수 있다. 다시 말해 먼저 코어를 부분별로 나누어 각각의 퍼미언스-커패시터를 구한다. 이후 원래 코어 형상대로 각 커패시터를 연결한다. 그러나 아무렇게나 코어를 분할하는 것은 모델링의 정확도가 떨어질 수 있으므로 각 코어를 분할하는 방법에 대해 가이드라인을 그림 3.13과 같이 제시한다.

그림 3.13을 보면 코어의 자속을 따라 각 퍼미언스-커패시터가 $P_{01} \sim P_{04}$, P_{c1} 로 분할되어 있는 것을 볼 수 있다. 여기서 각각의 값들을 계산하는 방법은 표 3.3과 식 (3.38)을 이용한다[29]. 표 3.3을 보면 P_{01} , P_{03} , P_{c1} 의 면적(A_{eff})은 단순 면적 계산식으로 구할 수 있고 코어의 길이(l_{eff})는 각 부분에 해당하는 길이를 나타낸다. P_{02} , P_{04} 는 코어의 자속

표 3.3 마그네틱 코어 유량 계산

Table. 3.3 Magnetic core flux calculation

Permeance	l_{eff}	A_{eff}
P_{01}, P_{c1}	h	c_2w
P_{02}	$\frac{\pi}{8}(c_1 + c_2)$	$\frac{w}{2}(c_1 + c_2)$
P_{03}	b_w	c_1w
P_{04}	$\frac{\pi}{8}(c_1 + \frac{d}{2})$	$\frac{w}{2}(c_1 + \frac{d}{2})$
P_{05}	h	dw

이 회전하는 구간으로 면적(A_{eff})은 코어의 옆면 넓이 합의 평균으로 구성되어있다. 길이(l_{eff})는 그림 3.13을 보면 P_{02} 가 4개 있는걸 확인할 수 있는데 각 코어 자속을 합하면 하나의 원으로 보인다. 이 원의 둘레를 구하는 공식을 이용해서 네 부분으로 나누면 표 3.3에 나와 있는 수식과 같이 나온다. P_{04} 역시 같은 방식으로 길이를 계산한다. 각 계산한 값들은 PSIM의 선형 코어 소자의 inductance factor AL에 대입한다.

누설 인덕턴스는 주로 코어의 감긴 형태에 따라 값이 좌우된다. 그림 3.14를 보면 각 권선에 의해 형성된 기자력(F_{mmf}) 분포를 나타내고 있다. 그림에서 Pri와 Sec는 각각 1차 측과 2차 측 권선을 나타낸다. 자화 인덕턴스와 마찬가지로 각 부분을 분할 후 합치는 방법을 사용한다. 먼저 그림을 보면 누설 인덕턴스를 1차 측, 2차 측 그리고 1차 측 과 2차 측의 중간영역 이렇게 3가지로 분할 할 수 있다. 앙페르 법칙에 따라 1차 측을 나타내면 식 (3.39)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\oint Hds = N_1 I_1 \frac{x}{h_1} \quad (3.39)$$

여기서 H는 자계, x는 코어 축의 위치, s는 코어 축 길이를 말하고 N_1 은 1차 측 턴 수, I_1 은 1차 측에 흐르는 전류를 말한다. 에너지 밀도는 식 (3.40)과 같이 나타낼 수 있다.

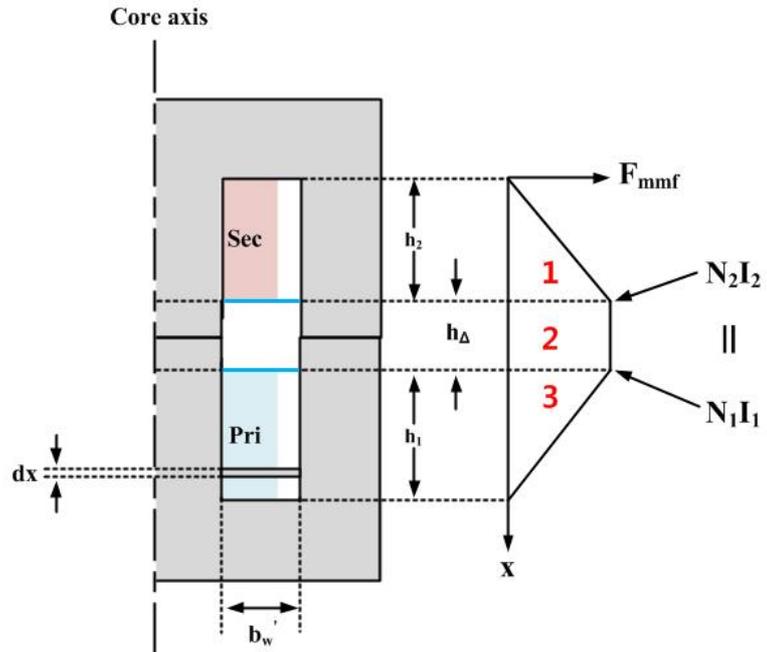


그림 3.14 LET 변압기 누설 자속 분포

Fig. 3.14 LET transformer leakage flux distribution

$$W_h = \frac{\mu_o}{2} \int_v H^2 dv \quad (3.40)$$

여기서 dv 는 그림 3.15의 부피를 나타낸다. 그림 3.15는 코어의 단면을 잘라낸 형태로 이를 보면 자계가 코어 외부로 뺏어 나감을 볼 수 있다. 식 (3.39), (3.40)을 아래 식을 이용하면

$$\frac{\mu_o}{2} \int_0^h H^2 l_w b_w dx = \frac{1}{2} N_1^2 P_1 I_1^2 \quad (3.41)$$

누설 인덕턴스 각 구역별 퍼미언스-커패시터를 알 수 있다[14]. 여기서 P_1 은 1차 측의 퍼미언스-커패시터 값이고 l_w 는 mean length turn(MLT)이다. 2차 측과 1, 2차 측의 중간

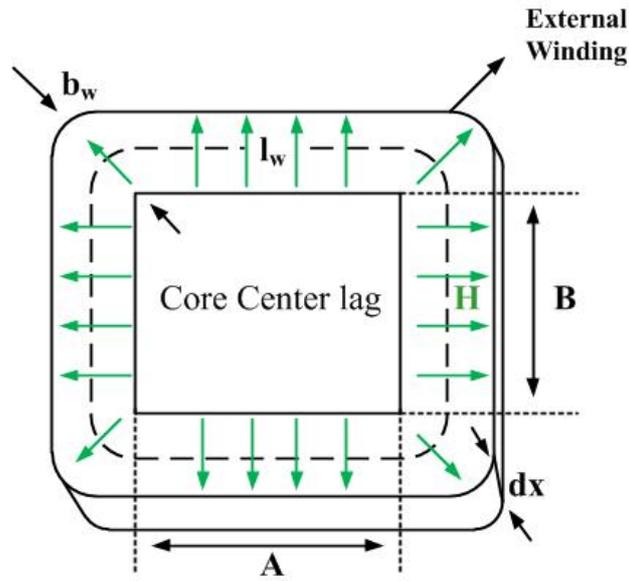


그림 3.15 LET 변압기 코어 단면적

Fig. 3.15 LET transformer differential volume

영역도 마찬가지로 방법으로 구한다. 각각의 값은 표 3.4에 정리되어있고 식 (3.38)을 이용하여 계산한다. 각 계산한 값들은 PSIM의 누설 경로 소자의 inductance factor AL에 대입한다. 여기서 A_{eff} 를 구성하는 가장 중요한 MLT(I_w)는 식 (3.18)과 같다.

그림 3.16은 그림 3.13의 변압기를 자기회로로 모델링 한 것이다. 앞에서 언급하였듯이 직관적으로 변압기를 모델링 할 수 있음을 확인할 수 있다. 여기서 P_{leak1} 과 P_{leak2} 는 각각 1차 측과 2차 측의 누설 인덕턴스를 퍼미언스로 나타낸 것이고 P_{leakc} 는 1차 측과

표 3.4 누설 유량 계산

Table. 3.4 Leakage flux calculation

Permeance	l_{eff}	A_{eff}
P_{leak1}	b_w	$l_w \left(\frac{h_1}{3} \right)$
$P_{leakc1,2}$	b_w	$l_w \times h_{\Delta}$
P_{leak2}	b_w	$l_w \left(\frac{h_2}{3} \right)$

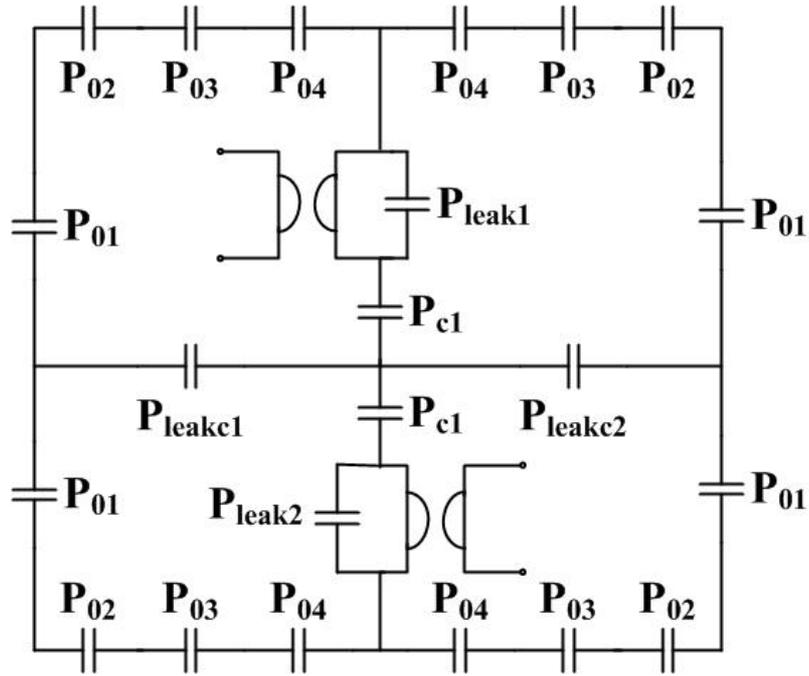


그림 3.16 LET 변압기 자기회로 모델링

Fig. 3.16 LET transformer magnetic circuit

2차 측 중앙의 누설 인덕턴스를 퍼미언스로 나타낸 것이다. 여기서 P_{leak} 가 P_{leakc1} , P_{leakc2} 2개로 나누어진 것을 확인할 수 있는데 이를 통해 누설 인덕턴스가 그림 3.15와 같이 방사형으로 퍼진다는 걸 알 수 있다.

그림 3.17은 그림 3.16을 반으로 접은 형태로 PSIM의 마그네틱 소자 사용하여 회로를 구성하였다. 1차 측과 2차 측은 각각 권선 소자로 사용되고 P_{sum1} 은 $(P_{01}||P_{02}||P_{03}||P_{04}) \times 2$ 를 한 것이다. P_{sum2} 는 P_{c1} 그리고 병행 권선 형태의 변압기로 1차 측과 2차 측에 형성되는 누설 인덕턴스 값이 같다. 따라서 P_{l1} 은 P_{leak1} 또는 P_{leak2} 이다. 그리고 P_{l2} 는 $P_{leakc1}||P_{leakc2}$ 를 나타낸 것이다.

본 모델에서 누설 및 자화 인덕턴스를 구하는 방법은 식 (3.42) - (3.47)과 같다. 여기서 N 은 APR 모델에서의 턴 비, N_1 은 1차 측 턴수, N_2 는 2차 측 턴수, L_r 은 직렬 인덕턴스, L_m 은 병렬 인덕턴스, k 는 커플링 계수를 말한다. 그리고 L_{s1} 는 2차 측을 개방하

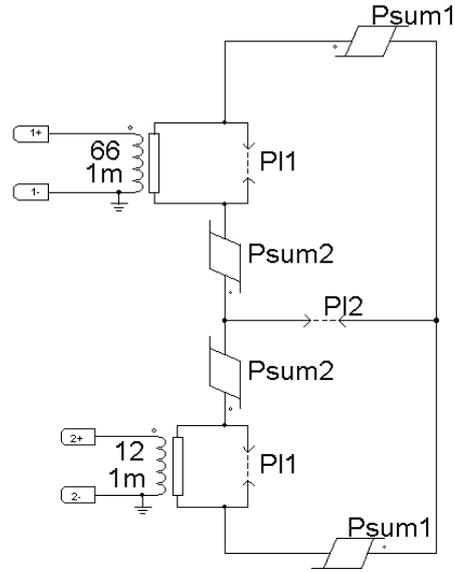


그림 3.17 LET PSIM 마그네틱 모델

Fig. 3.17 LET PSIM magnetic model

고 1차 측에서 본 인덕턴스, L_{s2} 는 1차 측을 개방하고 2차 측에서 본 인덕턴스를 말한다. 변압기의 1차 측과 2차 측의 각 커플링 계수가 다르므로 1차 측 커플링 계수를 k_1 , 2차 측 커플링 계수를 k_2 라 한다. 따라서 k_1 과 k_2 를 각각 구한 다음 두 개의 기하평균 값으로 k 를 구하였다.

$$N = \frac{M}{L_{s2}} \quad (3.42)$$

$$k_1 = \frac{M}{L_{s1}} \times \frac{N_1}{N_2} \quad (3.43)$$

$$k_2 = \frac{M}{L_{s2}} \times \frac{N_2}{N_1} \quad (3.44)$$

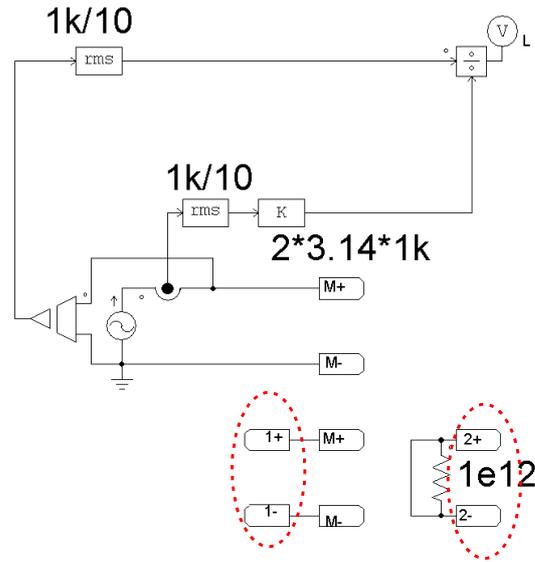


그림 3.18 PSIM 회로상수 추출 모의 지그(jig)

Fig. 3.18 PSIM circuit constant extraction simulation jig

$$k = \sqrt{k_1 k_2} \quad (3.45)$$

$$L_r = (1 - k^2) L_{s1} \quad (3.46)$$

$$L_m = k^2 L_{s1} \quad (3.47)$$

그림 3.18은 식 (3.48)을 토대로 PSIM의 계산 블록을 이용하여 회로상수를 추출하기 위한 모의 지그를 만든 것이다.

$$L = \frac{V}{I \times 2\pi f} \quad (3.48)$$

먼저 임의의 주파수(f)를 설정하고(본 지그에서는 1kHz) I는 2차 측에서 측정된 전류로 PSIM의 전류 센서를 이용하여 측정한다. 여기서 sine 교류 전류원에서 나오는 주파

수와 임의의 주파수는 일치시켜야 한다. 그렇지 않으면 원하는 측정값이 나오지 않는다. 전압은 PSIM의 전압 센서를 이용하여 측정한다. 여기서 전압과 전류를 rms값으로 변경시키기 위해 rms 블록을 사용하는데 1k/10을 한 이유는 1kHz의 10주기를 보고 rms값으로 내보내겠다는 의미이다. 이렇게 하면 보다 정확한 rms값을 얻을 수 있다. 그리고 2차 측을 단락, 개방하면서 회로상수를 추출하는데 여기서 PSIM은 회로를 개방한 후 시뮬레이션 되지 않기 때문에 2차 측에 큰 저항을 두어 개방 회로처럼 사용한다. 이를 이용해 2차 측을 개방하면 그림 3.18의 권선소자가 단락이 되고 따라서 직렬과 병렬 인덕터가 합친 값이 보인다. 반대로 2차 측을 단락하면 권선소자가 개방되며 변압기의 직렬 인덕턴스만 보이게 된다. 그리고 그림 3.18의 (1+,1-)과 (2+,2-)로 구성된 라벨의 위치를 1대1 교환한 후 1차 측을 개방하고 시뮬레이션 하면 L_{s2} 값을 알 수 있다. 이는 식 (3.42)와 식 (3.49)를 이용해 APR 모델의 턴 비 N 을 구할 수 있다.

$$N = \sqrt{\frac{L_m}{L_{s2}}} \quad (3.49)$$

3.3 비대칭 PWM 공진 컨버터

3.3.1 제안 회로 개요

그림 3.19는 통합형 변압기를 사용한 비대칭 PWM 공진 컨버터 구조이다. 이론적으로 통합형 변압기 구조가 성립되지만, 병렬 인덕터(L_1)가 직렬 인덕터(L_r)보다 작은 분회로 특성상 실제 변압기 제작에 한계가 있어 그림 3.20과 같이 인덕터 2개 있는 구조로 변경하여 제안한다. 제안 회로는 기본적으로 벽-부스트 컨버터의 동작 원리와 유사하며 MOSFET S_2 는 벽-부스트의 다이오드처럼 구동된다. 여기서 C_r 커패시터의 양단 전압 V_p 는 식 (3.50)과 같다. 벽-부스트와 하프-브릿지를 결합한 구조이기 때문에 시스템 출력전압(V_o)이 기준 전압보다 낮은 경우 MOSFET S_1 의 시비율을 증가시키고 반대로 높은 경우 S_1 의 시비율을 낮춰서 출력을 일정하게 제어한다. 여기서 출력전압은 식 (3.51)과 같고 이는 시스템 기본과 해석을 통해 나온 결과이다.

$$V_p = \frac{D}{1-D} V_s \quad (3.50)$$

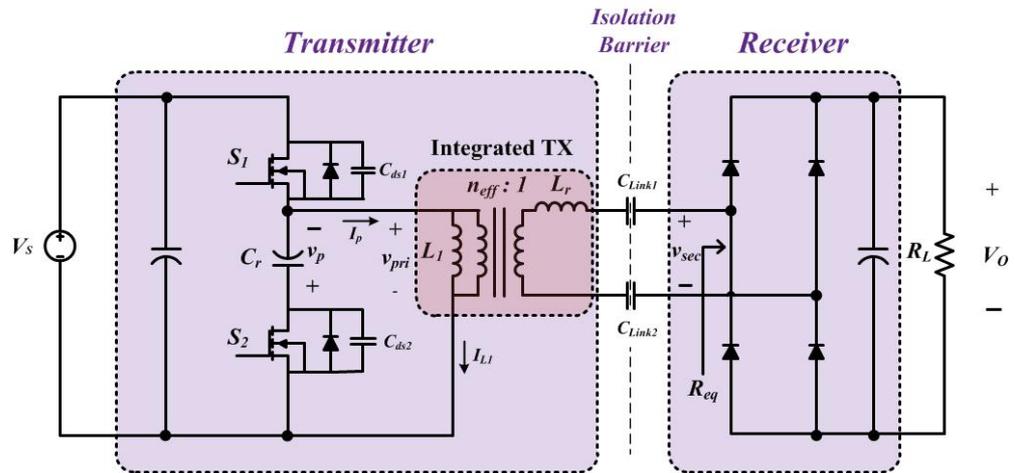


그림 3.19 통합형 변압기를 사용한 비대칭 PWM 공진 컨버터

Fig. 3.19 Asymmetric PWM resonant converter with integrated transformer

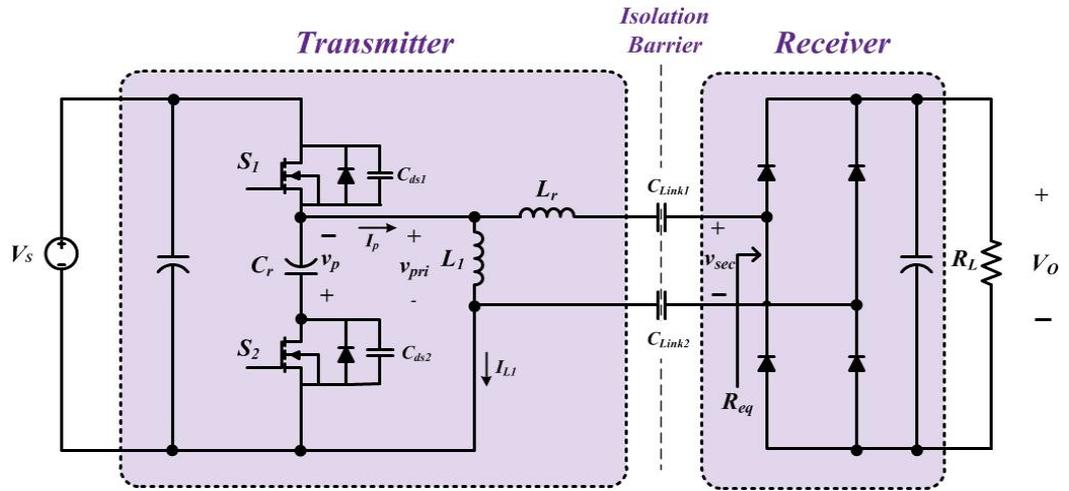


그림 3.20 인덕터 2개를 사용한 비대칭 PWM 공진 컨버터
Fig. 3.20 Asymmetric PWM resonant converter with two inductors

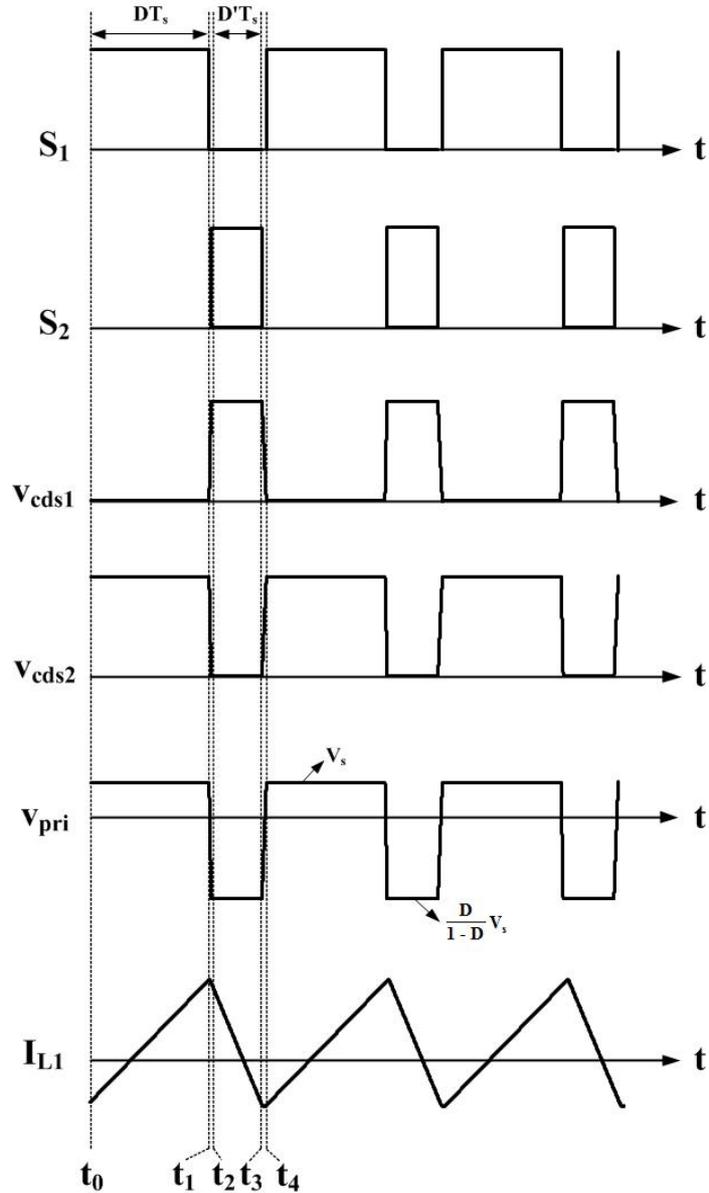
$$V_o = \frac{8 \times V_p \times \sin(\pi D)}{\pi^2} \quad (3.51)$$

그림 3.20을 보면 송신부 매칭 회로가 인덕터 2개로 구성되어 있는데 여기서 L_1 은 송신부 MOSFET 영전압 스위칭에 이용되고 L_r 은 식 (3.52)와 같이 시스템 공진에 이용된다.

$$f_{sw} = f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r (C_{link1} \parallel C_{link2})}} \quad (3.52)$$

3.3.2 제안 회로 동작 원리

그림 3.21은 정상 상태 파형이다. 각 회로 동작은 크게 4가지 모드로 구성된다. 모드별 분석은 아래와 같다.



Steady-state waveforms

그림 3.21 정상 상태 파형 ($D > 0.5$)

Fig. 3.21 Steady-state waveform

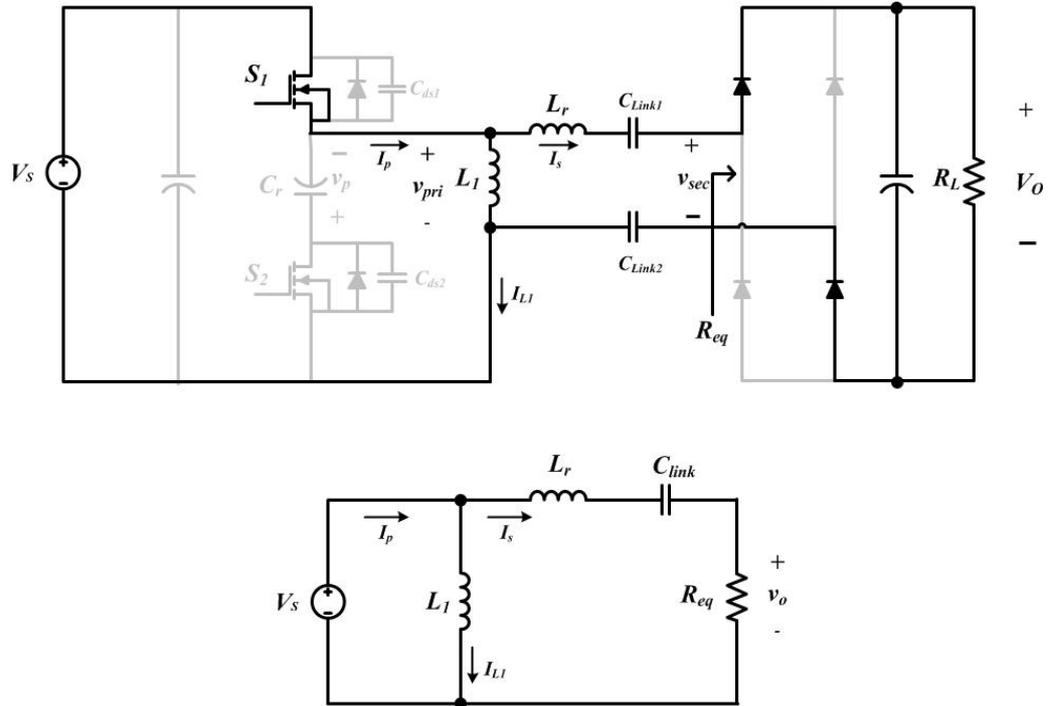


그림 3.22 동작 상태와 등가회로 (Mode 1)

Fig. 3.22 Operation and equivalent circuits of the proposed converter

Mode 1 [$t_0 < t < t_1$] : 모드 1은 스위치 S_2 가 꺼져있는 동안 스위치 S_1 이 켜지면서 시작된다. 여기서 L_1 의 전류는 식 (3.53)과 같이 나타나며 스위치 S_2 의 기생 커패시터 전압(V_{cds2})은 식 (3.54)와 같고 V_{pri} 전압은 입력전압 V_s 와 같다. 그림 3.22는 모드 1일 때 동작 상태와 등가회로이다.

$$I_{L1}(t) = \frac{V_s}{L_1}(t_1 - t_0) + I_{L1}(t_0) \quad (3.53)$$

$$V_{cds2} = \frac{V_s}{1-D} \quad (3.54)$$

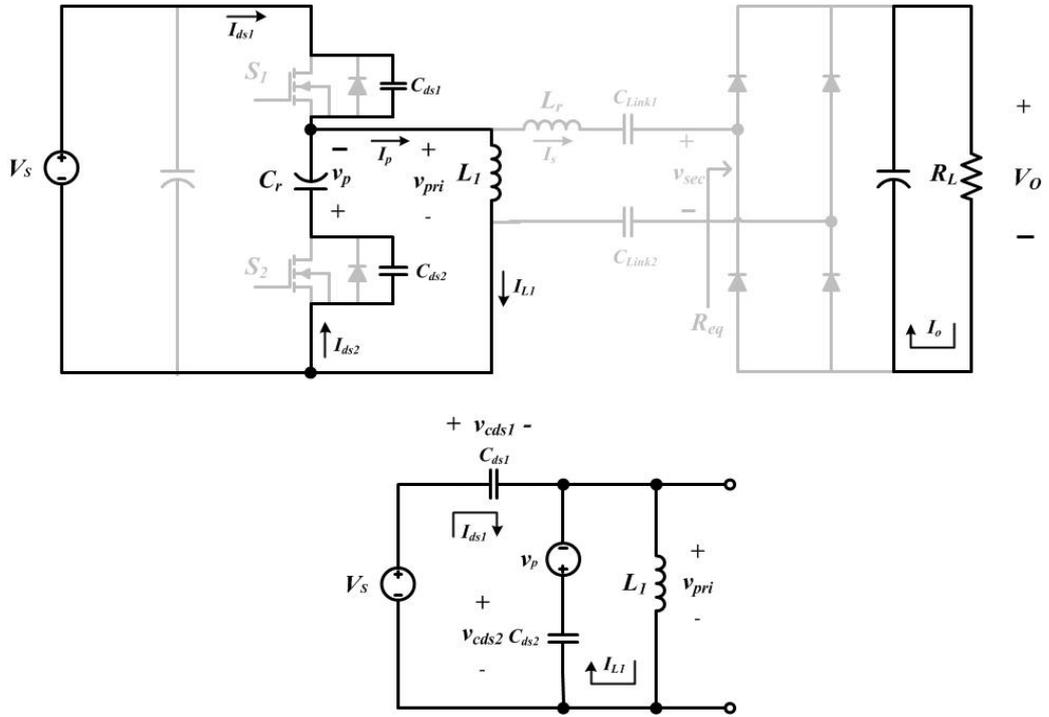


그림 3.23 동작 상태와 등가회로 (Mode 2)

Fig. 3.23 Operation and equivalent circuits of the proposed converter

Mode 2 [$t_1 < t < t_2$] : 모드 2는 스위치 S_1 이 꺼지면 시작된다. 이 구간 동안 스위치 S_2 도 꺼져있다. 여기서 인덕터 L_1 에 저장된 에너지를 이용하여 S_2 의 기생 커패시터의 에너지를 제거하며 이로 인해 영전압 스위칭이 가능하게 된다. 여기서 V_{pri} 전압은 식 (3.55)와 같고 I_{L1} 전류는 식 (3.56)과 같다. 그림 3.23은 모드 2일 때 동작 상태와 등가 회로이다.

$$V_{pri}(t) = V_{cds2}(t_1) \cos \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_r (t_2 - t_1) + \frac{I_{L1}(t_1)}{\sqrt{2} Z_o} \sin \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_r (t_2 - t_1) - v_p \quad (3.55)$$

$$I_{L1}(t) = I_{L1}(t_1) \cos \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_r (t_2 - t_1) + \sqrt{2} Z_o V_{pri}(t_1) \sin \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_r (t_2 - t_1) \quad (3.56)$$

여기서 Z_o 와 ω_r 은 아래 식과 같다.

$$Z_o = \sqrt{\frac{C_{ds2}}{L_1}} \quad (3.57)$$

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_{ds2}}} \quad (3.58)$$

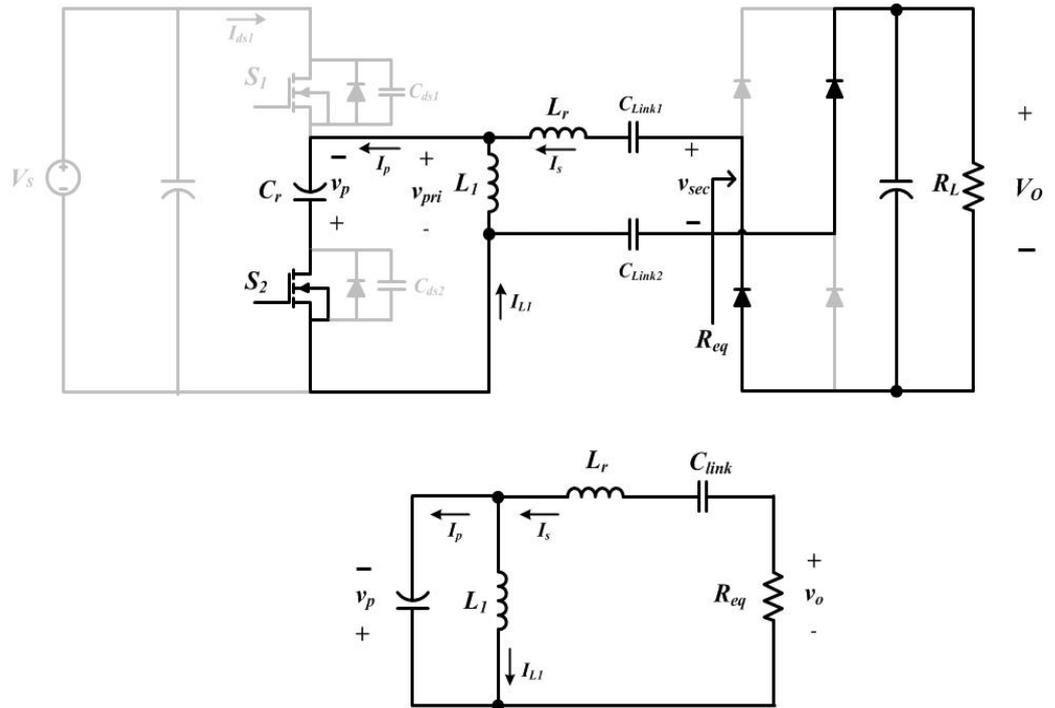


그림 3.24 동작 상태와 등가회로 (Mode 3)

Fig. 3.24 Operation and equivalent circuits of the proposed converter

Mode 3 [$t_2 < t < t_3$] : 모드 3은 스위치 S_1 이 꺼져있는 동안 스위치 S_2 가 켜지면 시작된다. 여기서 v_{cds2} 의 전압이 0이 되면 S_2 가 on 이 되므로 영전압 스위칭이 성립됨이 확인할 수 있고 L_1 의 전류는 식 (3.59)와 같다. 그림 3.24는 모드 3일 때 동작 상태와 등가회로이다.

$$I_{L1}(t) = -\frac{V_p}{L_1}(t_3 - t_2) + I_{L1}(t_2) \quad (3.59)$$

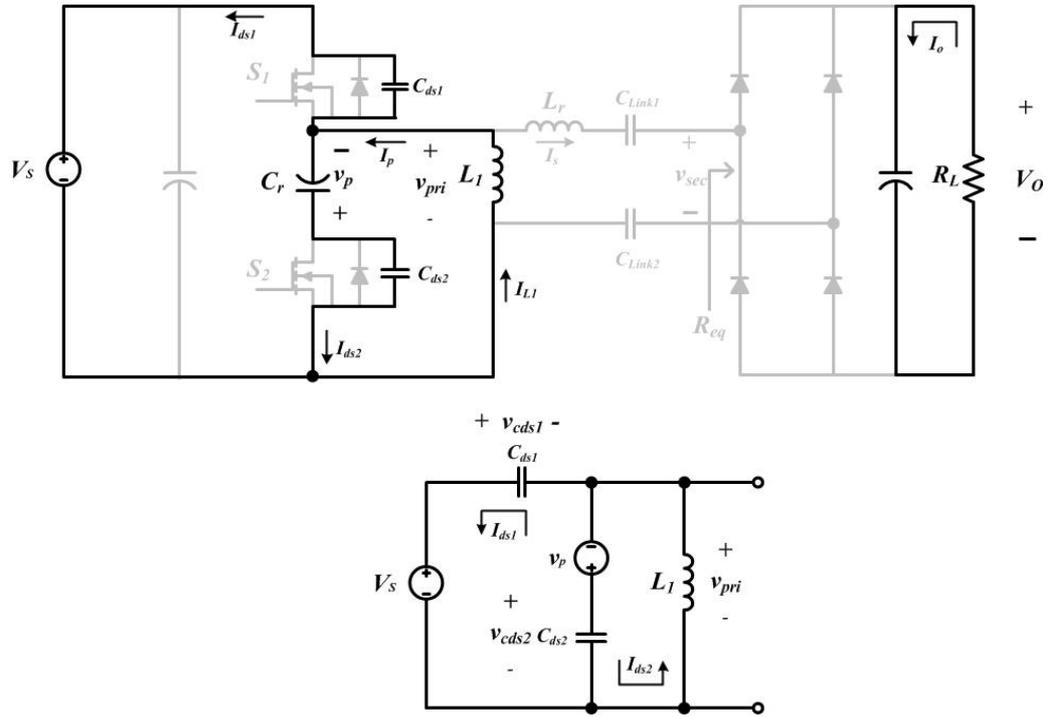


그림 3.25 동작 상태와 등가회로 (Mode 4)

Fig. 3.25 Operation and equivalent circuits of the proposed converter

Mode 4 [$t_3 < t < t_4$] : 모드 4는 스위치 S_2 가 꺼지면 시작된다. 이 구간 동안 스위치 S_1 도 꺼져있다. 여기서 인덕터 L_1 에 저장된 에너지를 이용하여 S_1 기생 커패시터의 에너지를 제거하며 이로 인해 영전압 스위칭이 가능하게 된다. 여기서 V_{pri} 전압은 식 (3.60)과 같고 I_{L1} 전류는 식 (3.61)과 같다. 그림 3.25는 모드 4일 때 동작 상태와 등가회로이다.

$$V_{pri}(t) = V_{cds2}(t_3) \cos \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_r (t_4 - t_3) + \frac{I_{L1}(t_3)}{\sqrt{2} Z_o} \sin \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_r (t_4 - t_3) - v_p \quad (3.60)$$

$$I_{L1}(t) = I_{L1}(t_3) \cos \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_r (t_4 - t_3) + \sqrt{2} Z_o V_{pri}(t_3) \sin \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_r (t_4 - t_3) \quad (3.61)$$

위의 모드 분석에서 L_1 은 식 (3.62)를 이용하여 영전압 스위칭을 충족하도록 값을 정해

야 한다.

$$L_1 \leq \frac{D(1-D)T_{dead}}{4f_{sw}(C_{ds1} + C_{ds2})} \quad (3.62)$$

여기서 T_{dead} 는 t_2 - t_3 구간 또는 t_3 - t_4 구간의 시간(sec)을 말하고 C_{ds1} 은 S_1 의 기생 커패시터, C_{ds2} 는 S_2 의 기생 커패시터를 말한다. 이후 C_r 값을 선정해야 하는데 이는 식 (3.63)에 따라 선정한다. 여기서 V_{pri} 음의 전압이 공진 현상을 나타내지 않게 하려고 L_1 과 C_r 의 공진주파수 f_1 을 시스템 공진주파수 f_o 보다 작게 한다.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r L_1}} \ll f_o \quad (3.63)$$

4. 제안하는 매칭 네트워크 검증

4.1 설계 결과

본 논문에서 누설집중형 변압기(LET) 공진 컨버터, 비대칭 PWM 공진 컨버터 2가지 회로를 제안하였다. 각 회로의 설계 전제조건은 2.2장에 제시된 것과 같다. 이 장에서는 각 회로의 설계 결과에 대해 정리하였다.

4.1.1 LET 공진 컨버터

먼저 3.2.2장의 누설집중형 변압기 손실 최적 설계절차에 따르면 전압 이득 $M=1/1.5(n_{\text{eff}} = 1.5)$ 일 때 f_0 는 300KHz이며 이때 Q 는 약 1.46이고 식 (3.8)을 이용해서 누설집중형 변압기의 직렬 인덕터(L_r)를 구하면 281.44uH이 나온다. 상세한 LET 설계 스펙은 표 4.1에 나와 있다.

표 4.1 LET 설계 결과 - 손실 최적 설계

Table. 4.1 Design results (LET)

core type	EI3026S (Samwha)
effective turn ratio (n_{eff})	1.5
number of turns (primary)	45
number of turns (secondary)	30
winding separation (s_w)	4.39mm
wire size (primary & secondary)	0.06 / 20 litz
relative permeability	2400 (PL-7)
winding loss	0.1335W
core loss	0.0295W
total loss	0.163W

3.2.2장에서 설계한 최적 설계 절차를 한 번 더 검증하기 위해 3.2.3장의 퍼미언스-커패시터 모델링 과정 후 PSIM을 이용하여 변압기를 설계해 보았다. 그 결과 직렬 인덕터(L_r)는 241.32 μ H, 병렬 인덕터(L_m)는 9.05mH가 나왔다. 여기서 직렬 인덕터(L_r)는 3.2.2장에서 이론적으로 나온 값 281.44 μ H와 약 14.2% 오차로 두 개의 설계방법이 비교적 일치함을 확인할 수 있다.

4.1.2 비대칭 PWM 공진 컨버터

먼저 링크 커패시터의 용량 리액턴스 보상에 사용된 인덕터 L_r 의 값은 식 (3.52)에 의해 281.44 μ H가 나오고, 송신부 MOSFET 영전압 스위칭을 위해 사용된 인덕터 L_1 의 값은 식 (3.62)에 의해 데드 타임(T_{dead})가 100ns 일 때 시비율이 0.3~0.7 안의 범위에서 사용한다고 하면 L_1 은 최대 72 μ H 아래의 값으로 결정된다. 여기서 L_1 의 값이 작을수록 시비율 범위가 더 커져도 영전압 스위칭이 성립하지만 작아지는 만큼 도통 손실이 크기 때문에 입출력 효율이 감소하는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 L_1 값을 최대값인 72 μ H로 결정한다. 이후 C_r 의 경우 식 (3.63)을 이용해 값을 정한다. 각 인덕터는 그림 2.5의 설계절차를 이용하였고 표 4.2와 표 4.3은 각각 L_r 과 L_1 의 설계 결과이다.

표 4.2 인덕터 L_r 설계 결과

Table. 4.2 Design results (L_r)

core type	EE2519S (Samwha)
number of turns	56.19
wire size	0.08 / 40 litz
winding loss	0.1671W
core loss	0.1424W
total loss	0.3095W
air-gap	569.6 μ m

표 4.3 인덕터 L_1 설계 결과

Table. 4.3 Design results (L_1)

core type	EI3026S (Samwha)
number of turns	23.14
wire size	0.06 / 200 litz
winding loss	0.089W
core loss	0.06W
total loss	0.149W
air-gap	1100um

4.2 시뮬레이션 및 하드웨어 결과

4.2.1 LET 공진 컨버터

LET 공진 컨버터를 검증하기 위해 시뮬레이션 및 하드웨어를 진행하였다. 그림 4.1은 앞에서 설계된 값을 기준으로 PSIM 시뮬레이션 한 결과이다. 시뮬레이션은 모든 조건을 이상적이라고 가정하고 진행하였다. 그림 4.2는 실제 하드웨어 사진이다. 여기서 송신부는 MOSFET은 Cree 社의 C3M0065090D를 사용하였고 수신부 다이오드는 Cree 社의 C3D16060D를 사용하였다. 링크 커패시터는 각각 가로 600mm 세로 600mm 아크릴판 안에 가로 500mm 세로 500mm 2개의 동판으로 구성되어 있고 2개의 동판 사이의 이격 거리는 3mm로 이격물질로는 유전상수(ϵ_r)가 공기($\epsilon_r=1$)보다 높은 유리($\epsilon_r=3\sim5$)를 사용하였다. 실측 결과 C_{link1} 은 2.11nF, C_{link2} 는 2.01nF이 나왔다. 그림 4.3은 3.2장의 설계 절차에 따라 설계한 LET이다. 변압기의 측정방법은 Agilent 社의 LCR 미터기 4263B를 사용하였다. 그림 4.4는 하드웨어 구동 결과이다. 그림에서 서브하모닉오실레이션은 링크 커패시터의 기생 인덕터와 누설집중형 변압기의 기생 커패시터가 공진해서 나타난 것이다. 하드웨어 구동 시 공진 주파수는 약 367KHz로 설계치 보다 상향 조정되었는데, 이는 LET 설계 후 실측 결과 직렬 공진 인덕터(L_r)의 값이 예상 값보다 작게 나와서 공진주파수가 다소 높게 설정된 것으로 판단된다. 그리고 시스템 효율은 송신 DC로부터 수신 DC까지의 효율로 설계 목표 전력인 50W일 때 약 83%를 달성하였다.

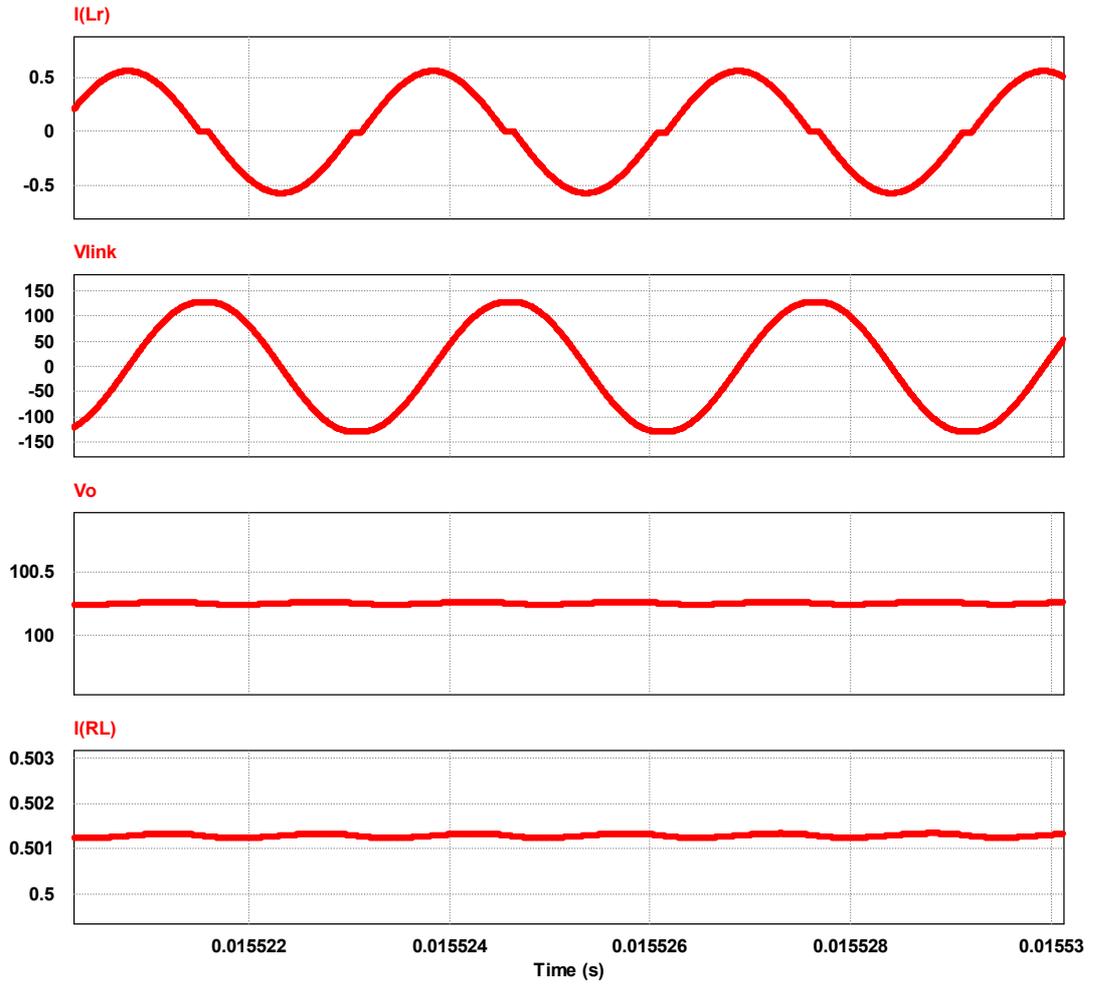


그림 4.1 LET 공진 컨버터 시뮬레이션 파형

Fig. 4.1 Simulation waveforms of LET resonant converter

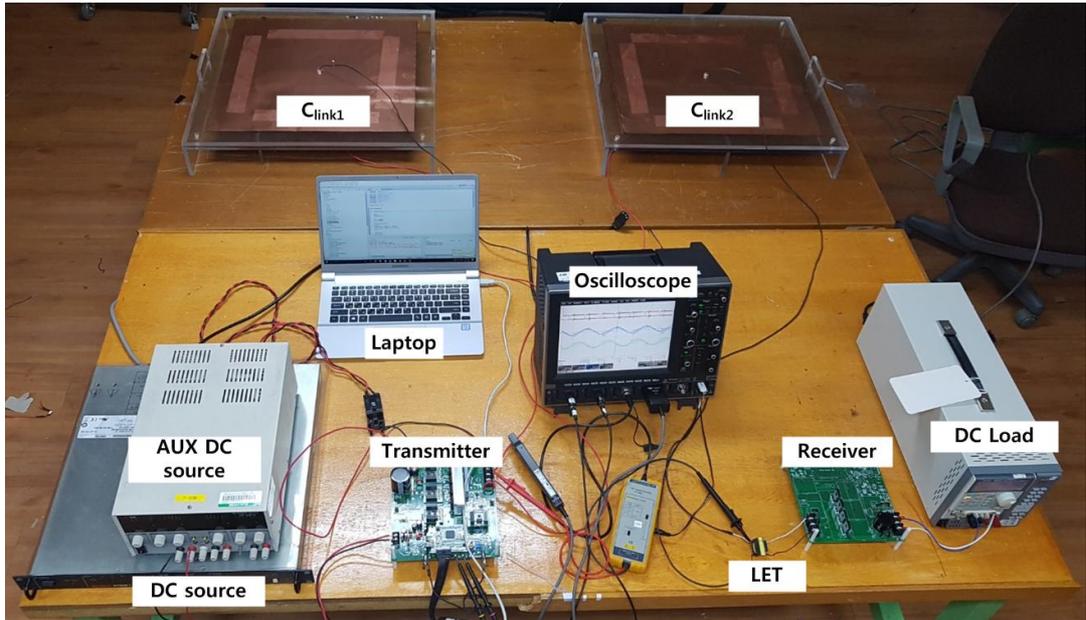


그림 4.2 LET 공진 컨버터 하드웨어

Fig. 4.2 Photograph of the hardware

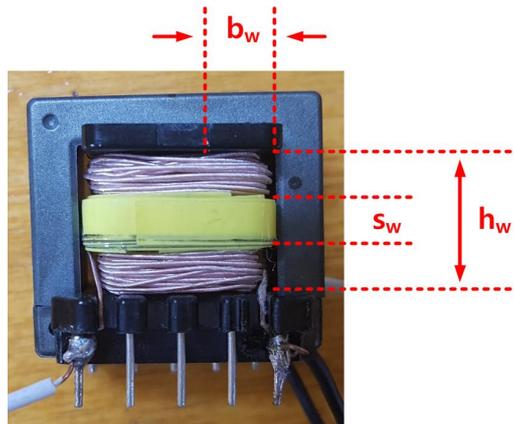


그림 4.3 누설집중형 변압기 (LET)

Fig. 4.3 Leakage-enhanced transformer

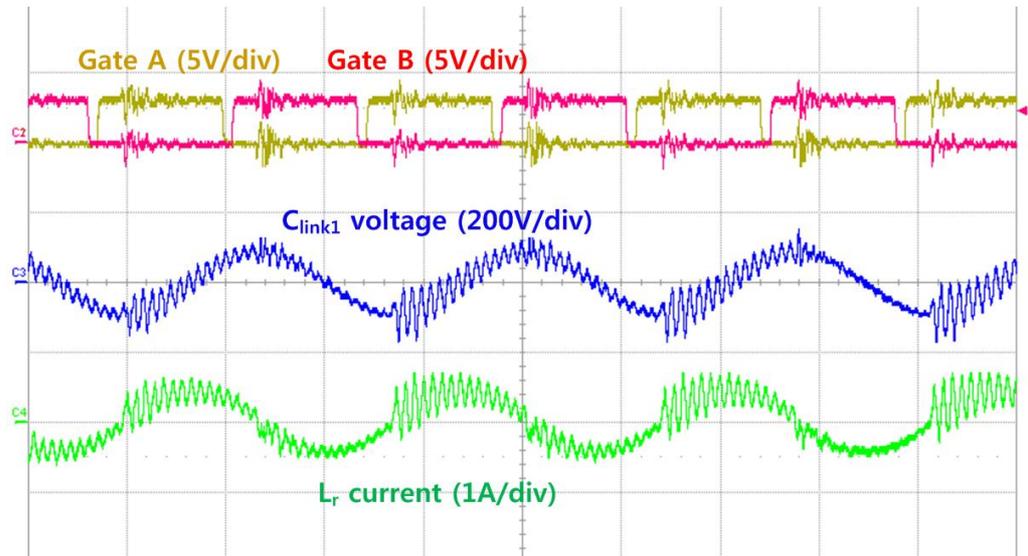


그림 4.4 LET 공진 컨버터 실험 파형 (1 μ s/div)

Fig. 4.4 Hardware waveforms of LET resonant converter

4.2.2 비대칭 PWM 공진 컨버터

비대칭 PWM 공진 컨버터를 검증하기 위해 시뮬레이션 및 하드웨어를 진행하였다. 그림 4.5는 앞에서 설계된 값을 기준으로 PSIM 시뮬레이션 한 결과이다. 그림 4.6은 실제 하드웨어 사진이다. 여기서 각 소자는 LET 공진 컨버터에서 사용된 것과 같다. 그림 4.7은 하드웨어 구동 결과이다. 시스템 효율은 송신 DC로부터 수신 DC까지의 효율로 설계 목표 전력인 50W일 때 약 87.7%를 달성하였다.

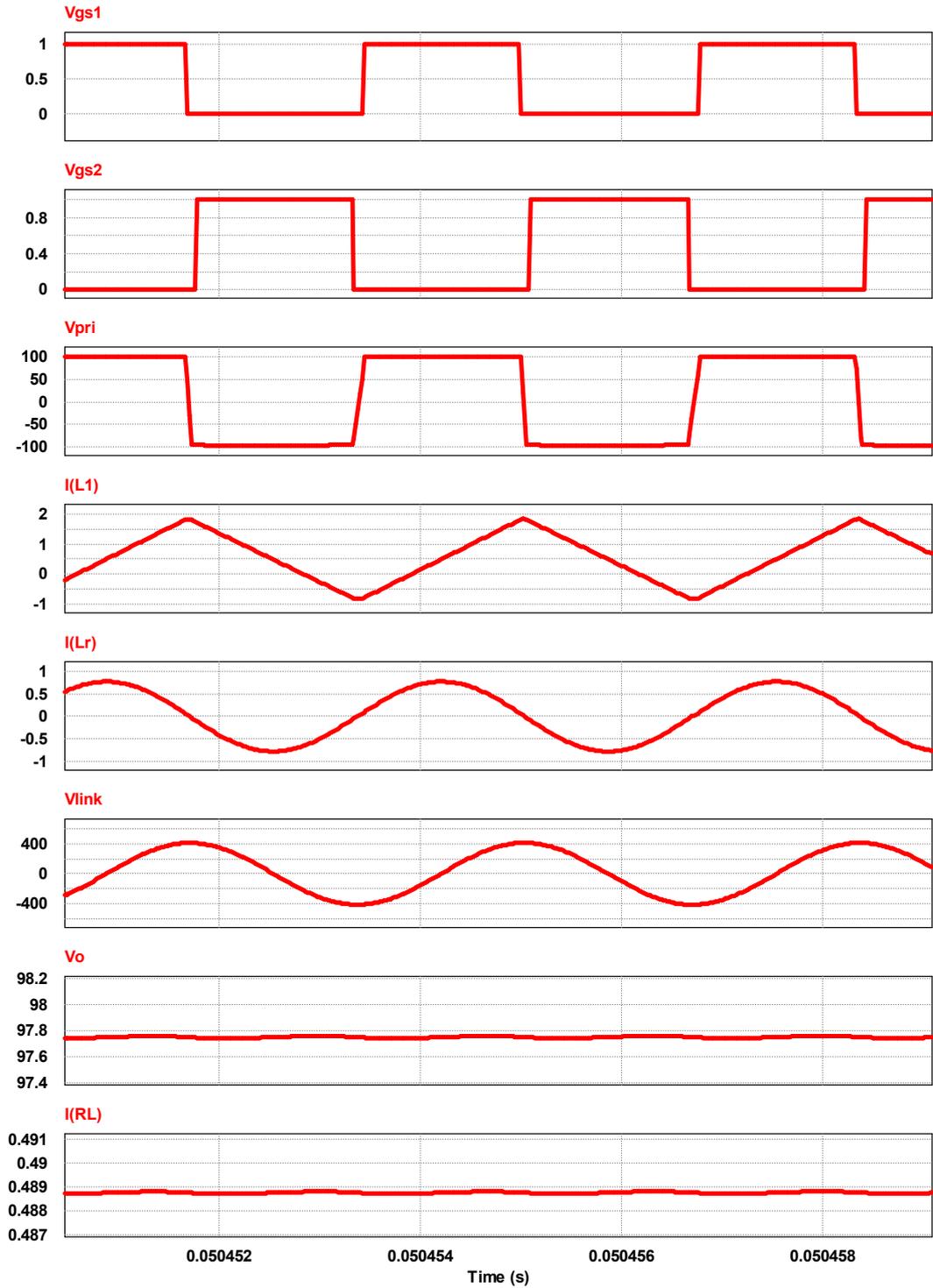


그림 4.5 비대칭 PWM 공진 컨버터 시뮬레이션 파형 (D=0.5)

Fig. 4.5 Simulation waveforms of asymmetric PWM resonant converter

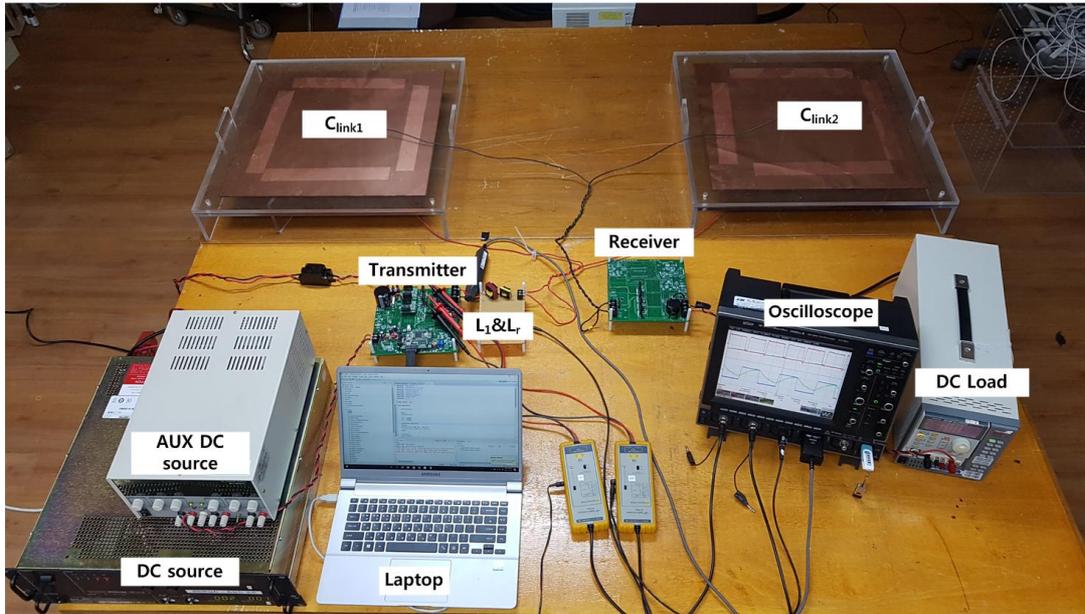


그림 4.6 비대칭 PWM 공진 컨버터 하드웨어

Fig. 4.6 Photograph of the hardware

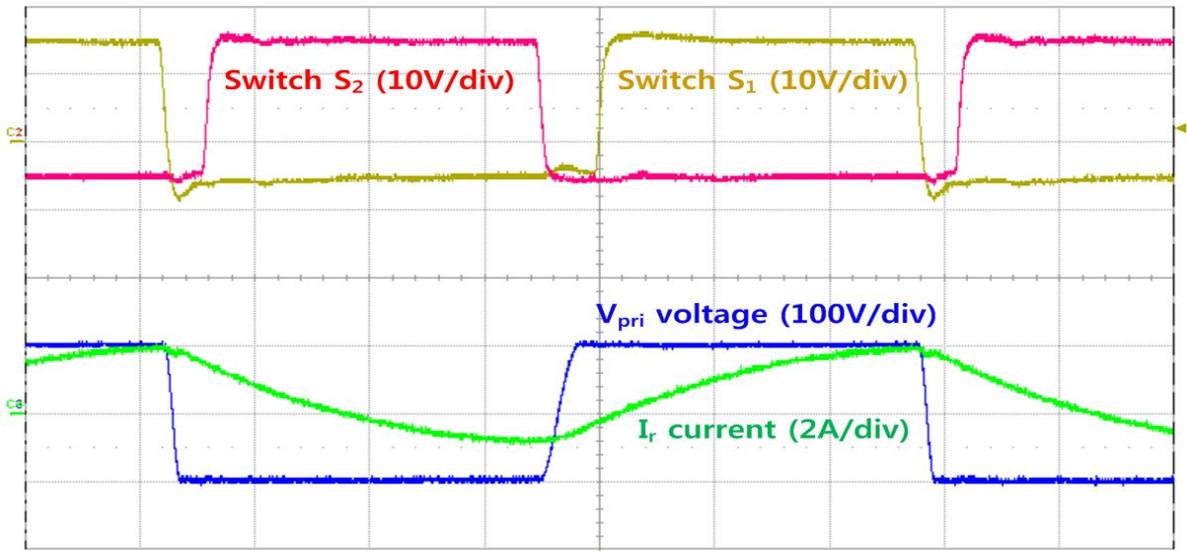


그림 4.7 비대칭 PWM 공진 컨버터 실험 파형 (500ns/div)

Fig. 4.7 Hardware waveforms of Asymmetric PWM resonant converter

4.3 성능 비교 분석 결과

그림 4.8과 그림 4.9는 LET 공진 컨버터와 비대칭 PWM 공진 컨버터, 2.24장에서 가장 마그네틱 부피와 손실이 작은 양방향 LC 공진 컨버터를 비교한 결과이고 그림 4.10은 LET 공진 컨버터와 비대칭 PWM 공진 컨버터, 2.24장에서 링크 커패시터 전압 스트레스가 작은 CLC 공진 컨버터를 비교한 결과이다. 마그네틱 부피의 경우 LET 공진 컨버터가 가장 부피가 큰 비대칭 PWM 공진 컨버터의 약 19% 수준임을 확인할 수 있다. 마그네틱 손실의 경우 LET 공진 컨버터가 가장 손실이 큰 비대칭 PWM 공진 컨버터의 약 6% 수준임을 확인할 수 있다. 링크 커패시터 전압 스트레스의 경우 LET 공진 컨버터가 가장 전압 스트레스가 PWM 공진 컨버터의 약 33% 수준임을 확인할 수 있다.

결과적으로 보면 전반적으로 LET 공진 컨버터 구조가 가장 좋다는 결론이 나온다. 하지만 수신부에 LET가 위치하여 수신부 크기가 송신부보다 상대적으로 크다는 단점이 있다. 반면, 비대칭 PWM 공진 컨버터의 경우 앞에서 비교된 다른 회로에 비해 전반적으로 좋지 않지만, 송신부에만 임피던스 매칭 회로가 있으므로 수신부 부피 저감이 중요한 차량이나 휴대폰 같은 어플리케이션에 적용하기에 좋은 회로로 판단된다.

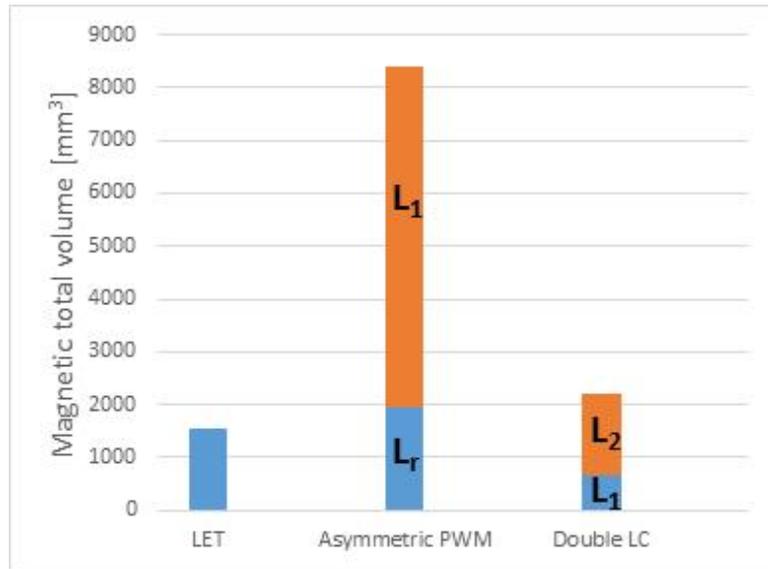


그림 4.8 마그네틱 부피 비교

Fig. 4.8 Magnetic volume comparison

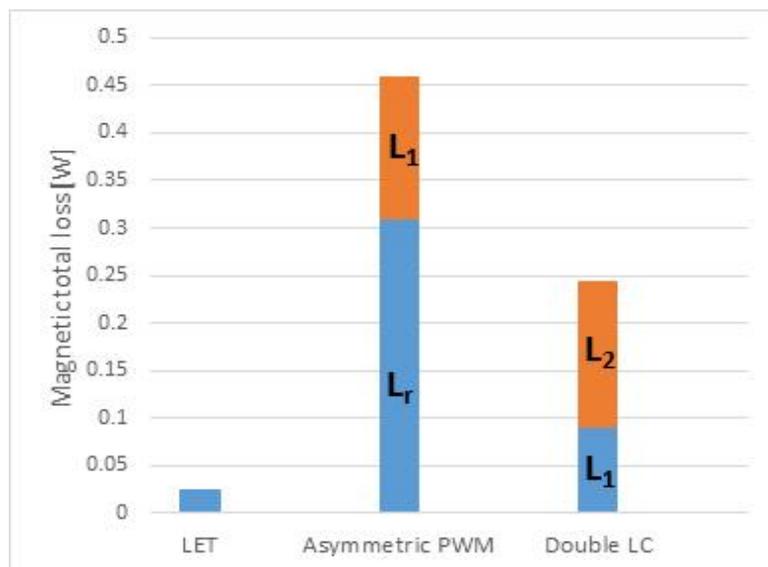


그림 4.9 마그네틱 손실 비교

Fig. 4.9 Magnetic loss comparison

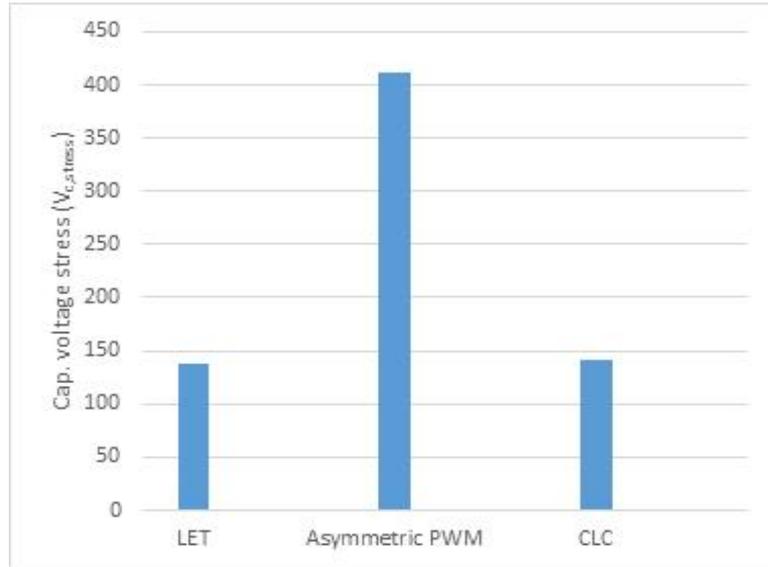


그림 4.10 링크 커패시터 전압 스트레스 비교

Fig. 4.10 Link capacitor voltage stress comparison

5. 결 론

본 논문에서는 전계결합형 무선전력전송 시스템에서 변압기의 누설성분을 극대화 시킨 누설집중형 변압기를 이용한 임피던스 매칭을 통해 마그네틱 부피를 가장 저감한 회로인 LET 공진 컨버터와 송신부 회로를 하프-브릿지와 벽-부스트가 결합한 구조에서 인덕터를 이용한 임피던스 매칭을 통해 수신부 부피를 저감한 회로인 비대칭 PWM 공진 컨버터를 제안하였다. LET 공진 컨버터의 경우 다른 회로에 비해 공진에 사용된 마그네틱 소자가 적을 뿐만 아니라 설계절차도 비교적 간단하며 시스템의 공진 양호도가 턴 비에 제곱 배 만큼 줄어들기 때문에 링크 커패시터에 걸리는 전압 스트레스도 적다는 장점이 있다. 비대칭 PWM 공진 컨버터의 경우 시스템 구동과 공진에 사용된 마그네틱 소자가 송신부에 모두 배치되어 수신부 부피가 작으며 회로 특성상 시비율을 조절하여 출력전압을 일정하게 제어할 수 있고 특히, 차량과 같이 수신부 부피 저감이 중요하며 송·수신부 정렬이 일정하지 않은 어플리케이션에 유용한 회로라 할 수 있다.

그뿐만 아니라 본 논문에서는 누설집중형 변압기를 설계하는 방법을 손실 최적 설계, PSIM을 이용한 빠른 설계로 구분하여 정리하였다. 손실 최적 설계의 경우 기존 변압기 설계와 달리 변압기의 1차 측과 2차 측 간격의 비율인 Δ 를 조금씩 증가해 가며 손실 최적 지점을 찾아 설계하였다. PSIM을 이용한 빠른 설계의 경우 기존에 PSIM의 마그네틱 라이브러리의 사용 방법이 체계적으로 정리되지 않아 널리 사용되지 못하고 있었는데 이를 퍼미언스-커패시터 모델링 방법을 사용하여 PSIM 라이브러리로 구현하고 변압기 직렬(L_r) 및 병렬 인덕터(L_m)를 추출하는 방법을 체계적으로 정리하였다.

하드웨어를 제작하기에 앞서 기존 회로와 부피 및 손실을 비교 분석 하였는데 그 결과 LET 공진 컨버터가 마그네틱 부피, 손실, 링크 커패시터 전압스트레스가 가장 큰 회로의 약 19%, 6%, 33% 수준임을 확인할 수 있었다. 여기서 각 회로의 임피던스 매칭용 커패시터의 부피 및 손실은 고려하지 않았는데 이를 고려하면 LET 공진 컨버터가 손실 및 부피 면에서 더 작아진다. 이후 LET 공진 컨버터의 50W급 하드웨어를 구

동하였는데 그 결과 설계 목표 전력일 때 효율이 약 83% 임을 확인하였고 비대칭 PWM 공진 컨버터의 경우 목표 전력인 50W일 때 효율이 약 87.7%임을 확인하였다. 비대칭 PWM 공진 컨버터가 LET 공진 컨버터 보다 입·출력 효율이 더 높은 이유는 비대칭 PWM 공진 컨버터의 송신부 MOSFET 영전압 스위칭이 되어 스위칭 손실이 적고 파형에 서브하모닉오실레이션이 없기 때문으로 판단된다.

결과적으로 보았을 때 본 논문에서 제안된 두 가지 회로는 부피 저감에 있어서 기존 회로에 비해 장점이 있다고 할 수 있으며 이는 시뮬레이션과 하드웨어를 통해 구현하고 이후 기존 회로와 부피와 손실, 전압 스트레스를 분석하여 비교 검증하였다. LET 공진 컨버터의 경우 주파수 제어를 통해 출력 제어 가능한 시스템이고 비대칭 PWM 공진 컨버터의 경우 공진주파수 추종제어를 하면서 시비율 제어를 통해 출력 제어 가능한 시스템으로 향후 두 제어 시스템을 구성하여 비교할 필요가 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] C. T. Rim, "Technical difficulties of wireless power transfer," *Transaction of the Korean Institute of Power Electronics*, vol. 15, no. 6, pp. 32-39, Dec. 2010.
- [2] M. Liu, C. Zhao, J. Song and C. Ma, "Battery Charging Profile-Based Parameter Design of a 6.78-MHz Class E² Wireless Charging System," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 8, pp. 6169-6178, Aug. 2017.
- [3] D. Patil, Zhuo Yang and B. Fahimi, "A Wireless Powered EV battery charger for sinusoidal current charging technique with maximum efficiency control," *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Chicago, IL, USA, pp. 613-620, 2017.
- [4] S. Y. Choi, B. W. Gu, S. Y. Jeong and C. T. Rim, "Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway-Powered Electric Vehicles," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 18-36, March 2015.
- [5] J. M. Miller, O. C. Onar and M. Chinthavali, "Primary-Side Power Flow Control of Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Charging," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 147-162, March 2015.
- [6] M. Kline, I. Izyumin, B. Boser and S. Sanders, "Capacitive power transfer for contactless charging," *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Fort Worth, TX, pp. 1398-1404,

2011.

[7] M. P. Theodoridis, "Effective Capacitive Power Transfer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 12, pp. 4906-4913, Dec. 2012.

[8] F. Lu, H. Zhang, H. Hofmann and C. Mi, "A Double-Sided LCLC-Compensated Capacitive Power Transfer System for Electric Vehicle Charging," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 11, pp. 6011-6014, Nov. 2015.

[9] Y. S. You, H. W. Moon and K. H. Yi, "High Frequency (MHz) LLC Resonant Converter for a Capacitor Coupling Wireless Power Transfer (CCWPT)," *Transaction of the Korean Institute of Power Electronics*, vol. 21, no. 2, pp. 111-116, Apr. 2016.

[10] F. Lu; H. Zhang; H. Hofmann; C. Mi, "A Double-Sided LC Compensation Circuit for Loosely-Coupled Capacitive Power Transfer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1633-1643, Feb. 2018.

[11] B. Luo, R. Mai, Y. Chen, Y. Zhang and Z. He, "A voltage stress optimization method of capacitive power transfer charging system," *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL, USA, pp. 1456-1461, 2017.

[12] Hang-Seok Choi, "Design Consideration of Half-Bridge LLC Resonant Converter," *The Journal of Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 13-20, Jan. 2007.

- [13] C. W. T. Mcllyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*, 4th ed., CRC Press, 2011.
- [14] E. C. Snelling, *Soft Ferrites-Properties and Applications*, second ed., London Iliffe Books LTD, pp.337-358, 1969.
- [15] D. Simone, C. Adragna, and C. Spini, "Design guideline for magnetic integration in LLC resonant converters," *International Symposium on Power Electronics*, pp. 950-957, 2008.
- [16] Ray Ridley, "Magnetics Core Losses," *APEC Industry session on Magnetics*, Mar. 2016.
- [17] R. P. Wojda and M. K. Kazimierczuk, "Winding Resistance of Litz-wire and Multi-strand Inductors," in *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 257-268, Feb. 2012.
- [18] N. H. Kim, J. H. Nam, and K. H. Choi, "A study on flux barrier of permanent magnet assisted reluctance synchronous moter design using FEM," *Transaction of the korean institute of Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 295-302, Aug. 2008.
- [19] C. Alvarez-Marino, F. de Leon, and X. M. Lopez-Fernandez, "Equivalent Circuit for the Leakage Inductance of Multiwinding Transformers: Unification of Terminal and Duality Models," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no.1, pp. 353-361, 2012.
- [20] L. Dixon, "Deriving the Equivalent Electrical Circuit Form the Magnetic Device Physical Properties," Oct. 1994.

- [21] G. W. Ludwig and S. A. El-Hamamsy, "Coupled Inductance and Reluctance Models of Magnetic Components," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 240-250, Apr. 1991.
- [22] D. C. Hamill, "Lumped Equivalent Circuits of Magnetic Components: The Gyrator-capacitor Approach," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 8, no.2, pp. 97-103, Apr. 1993.
- [23] D. C. Hanmill, "Gyrator-capacitor Modeling: A Better Way of Understanding Magnetic Components," *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 326-332, 1994.
- [24] L. Yan and B. Lehman, "A Capacitor Modeling Method for Integrated Magnetic Components in DC/DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 5, pp. 987-996, Sep. 2005.
- [25] P. K. Preetha, S. Jacob, and P. S. C. Nair, "An Equivalent Circuit Model for Star-star-delta_utilized Distribution Transformer," *IEEE Region 10 Conference*, pp. 1-6, Oct. 2014.
- [26] PSIM User's Guide, Ver. 9, May, 2010, POWERSIM.
- [27] Tutorial on How to Define the Saturable Core Element, July, 2006, POWERSIM.
- [28] M. E. Eaton, "Adding Flux Paths to SPICE's Analytical Capability Improves the Ease and Accuracy of Simulation Power Circuits," *Applied Power Electronics Conference*, vol. 1, pp. 386-392, 1998.

[29] Calculation of the Effective Parameters of Magnetic Piece Parts, british standard 60205, 2009.

A Matching Network Design for Capacitive-coupled Power Transmission with Reduced Volume

Hee-Su Choi

School of Electrical Engineering,

The Graduate School,

University of Ulsan

Supervised by Prof. Sung-Jin Choi

ABSTRACT

In recent years, there have been products that eliminate the charging terminal as well as the integral battery to improve the waterproof function of various electronic products such as wearable devices. In order to charge the battery of these products, wireless power transmission is required and research on this technology actively conducted. This paper uses capacitive-coupled wireless power transmission(C-WPT), which has few problems such as loss due to leakage magnetic field and metal effect during wireless power transmission. In the case of a capacitive-coupled system, it is necessary to study a matching network that has a simple design to compensate for the capacitive reactance of the link capacitor connecting the transmitter and the receiver it has a small matching circuit volume and loss.

This paper proposes a matching network topology for LET resonant converter and asymmetric PWM resonant converter for the volume reduction of the electric field coupling type wireless power transmission system. This topology focuses on small and medium-sized applications below 100W, such as TV and portable electronic equipment that require

system volume reduction. In the proposed topology, there are few magnetic devices used for system resonance, which not only has high system input/output efficiency but also has a relatively simple design procedure. Each topology is theoretically analyzed for the advantages and disadvantages of the conventional matching circuits, and then verified through comparison of the volume and loss of matching circuits under the same conditions with the proposed topology. The proposed two topologies are designed to optimize the loss and to implement the 50W(100V/0.5A) class hardware to compare the operating limits of each system. The proposed topology is expected to be a useful topology for wireless power transmissions systems in a space limited by the topology with the lowest magnetic volume.

연구논문 실적

국내 학술지 논문 (KCI)

- [1] 최희수, 최성진 "PSIM 모델을 이용한 변압기 모델링 및 회로상수 추출 방법," *전력전자학회논문지*, vol. 21, no. 3, pp. 207-214, June 2016.
- [2] 최희수, 정채호, 최성진 "누설집중형 변압기를 이용한 전계결합형 무선 전력전송 시스템의 부피저감 최적설계 연구," *전력전자학회논문지*, vol. 22, no. 6, pp. 469-475, Dec. 2017.

국제 학술대회 논문

- [1] H. S. Choi, J. Y. Park and S. J. Choi, "Analysis and control of capacitive-coupled wireless power transmission system," *2015 15th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, Busan, pp. 1005-1009, 2015.
- [2] S. J. Choi and H. S. Choi, "Capacitive wireless power transfer system with double matching transformers for reduced stress and extended ZVS range," *2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Osaka, pp. 1-6, 2015.
- [3] S. J. Choi and H. S. Choi, "Analysis and design of capacitive power transmission system employing out-of-band wireless feedback link," *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, pp. 3153-3157, 2016.

[4] H. S. Choi and S. J. Choi, "A Modeling of Integrated Transformer using PSIM Magnetic Elements," *2017 12th The International Forum on Strategic Technology (IFOST)*, Ulsan, 2017.

[5] H. S. Choi and S. J. Choi, "An Effective Transformer Simulation Technique using PSIM Magnetic Elements," *2017 International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, Kaohsiung, Taiwan, pp. 1686-1690, 2017.

[6] C. H. Jeong, H. S. Choi and S. J. Choi, "FOM-rd Plane: An Effective Design and Analysis Methodology for Resonant Energy Link in Inductive Power Transfer," *2017 Energy Conversion Congress & Expo (ECCE)*, Cincinnati, pp. 4030-4034, 2017.

국내 학술대회 논문

[1] 최희수, 박준영, 최성진, "PSIM 모델을 이용한 변압기 회로상수 추출방법," *전력전자 추계학술대회*, pp. 44-45, 11월, 2015.

[2] 최희수, 최성진, "임피던스 매칭을 이용한 전계결합형 무선전력전송 최적 설계 방법 연구," *전력전자 하계학술대회*, pp.141-142, 7월, 2016.

[3] 정채호, 최희수, 최성진, "계단파 응답을 이용한 전계결합형 무선전력전송의 수신부 감지 알고리즘," *전력전자 추계학술대회*, pp.55-56, 11월, 2016.

[4] 최희수, 정채호, 최성진, "누설집중형 변압기를 이용한 전계결합형 무선 전력전송 시스템의 부피저감 최적 설계," *전력전자 하계학술대회*, pp.106-107, 7월, 2017.

[5] 최희수, 정채호, 최성진, "전계결합형 무선전력전송을 위한 비대칭 하프 브릿지 PWM 컨버터 구조 연구," *전력전자 하계학술대회*, pp.254-255, 7월, 2017.

[6] 정채호, 최희수, 최성진, "비대칭 직렬 보상형 자계결합 무선전력전송의 도식적인 에너지링크 분석 및 설계 방법," *전력전자 하계학술대회*, pp.200-201, 7월 2017.

수상 실적

상훈명	IE 경진대회
수여기관	산학협동재단
수상일자	2015.07.07
수상내용	특별상
내용	<p>2015년 전력전자학술대회에서 개최한 제 13회 IE 경진대회</p> <p>작품명 : 전계결합형 무선 전기 수송시스템</p> <p>전계결합 무선전력전송 기술을 이용해 실시간으로 차량 모터에 에너지 공급시켜 구동</p>
상훈명	전력전자 추계학술대회
수여기관	전력전자학회
수상일자	2015.11.27
수상내용	우수논문상
내용	<p>제목 : PSIM 모델을 이용한 변압기 회로상수 추출방법</p> <p>2015년 전력전자 추계학술대회에서 선정한 우수 학술논문상</p>

상훈명	캡스톤디자인 경진대회
수여기관	울산대학교 전기공학부
수상일자	2015.12.03
수상내용	최우수상
내용	울산대 전기공학부에서 개최한 학부 4학년 졸업작품 경진대회 작품명 : Plug Free 무선 거울조명

상훈명	IE 경진대회
수여기관	전력전자학회
수상일자	2016.07.05
수상내용	동상
내용	2016년 전력전자학술대회에 개최한 제 14회 IE 경진대회 작품명 : Not 선 충전, 부하감지 알고리즘 무선전력전송 커플링 커패시턴스를 이용한 저비용 부하감지 알고리즘

상훈명	전력전자 하계학술대회
수여기관	전력전자학회
수상일자	2017.07.05
수상내용	우수논문상
내용	<p>제목 : 누설집중형 변압기를 이용한 전계결합형 무선전력전송 시스템의 부피저감 최적설계</p> <p>2017년 전력전자 하계학술대회에서 선정된 우수 학술논문상</p>

상훈명	전력전자학회 논문지 우수 논문
수여기관	전력전자학회
수상일자	2017.07.05
수상내용	소춘상
내용	<p>제목 : PSIM 모델을 이용한 변압기 모델링 및 회로상수 추출방법</p> <p>전력전자학회 논문지 우수 논문상</p>

감사의 글

학부 3학년 때 처음 연구실에 들어온 지 엇그제인 것만 같은데 어느새 벌써 졸업을 앞두고 사회에 한걸음 내디딜 시기가 되니 조금 아쉬우면서도 기쁩니다. 본 논문의 마지막 장에는 저의 졸업에 있어서 많은 관심과 도움을 주신 분들에게 감사의 말씀을 전 해드리고자 합니다.

먼저 부족한 저를 믿어주시고 지금까지 지도해 주신 최성진 교수님께 깊이 감사드립니다. 교수님께서 알려주신 다양한 학문적 지식뿐만 아니라 삶의 지혜는 앞으로의 제 인생에 있어서 큰 도움이 될 거라 생각합니다. 그리고 바쁘신 와중에도 열과 성을 다 하여 심사에 임해주셨던 이홍희 교수님, 전태원 교수님께 감사의 말씀을 올립니다.

또한, 연구실에 처음 와서 적응하기에 많은 도움을 주고 항상 모범적으로 연구실 생활에 임했던 준영이 형에게 감사하고 대학 입학할 때부터 지금까지 7년간 같이 공부했던 영태한테 수고했다고 전하고 싶습니다. 그리고 차기 연구실을 이끌어갈 후배 채호 에게도 고맙고 앞으로도 더 열심히 하길 바란다고 전하고 싶습니다. 이 외에도 우리 연구실 외국인 친구 와타, 하 에게도 감사한다고 전하고 싶습니다. 그뿐만 아니라 제가 지금까지 힘들 때마다 같이 있어 주고 힘을 주었던 김우식, 백종환, 박다훈, 박종걸, 양민철, 양시경, 정재석, 조혜수에게 감사하며 연구에 있어서 항상 옆에서 많은 도움을 주었던 충렬이 형, 지석이 형, 동현이 형, 동혁이 형에게 감사하다는 말 전하고 싶습니다.

마지막으로 제가 공부에만 집중할 수 있도록 도움을 주신 부모님과 동생에게 감사하다는 말씀을 전하고 싶고 앞으로도 그 마음 잊지 않고 살아가겠다고 전하고 싶습니다. 그리고 이 글에 표현하지 못한 모든 분께 감사의 말씀을 드리고 싶습니다. 감사합니다.

2017 년 12 월

최 회 수