



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

모드 스위치
임피던스 압축 네트워크를 갖는
Class E 인버터 설계 및 제어

Design and Control of Class E Inverter with
Mode-Switched Impedance Compression Network

2023년 2월

서울대학교 대학원

전기·정보공학부

박 지 민

모드 스위치
임피던스 압축 네트워크를 갖는
Class E 인버터 설계 및 제어

지도 교수 하 정 익

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함
2022년 12월

서울대학교 대학원
전기·정보공학부
박 지 민

박지민의 공학석사 학위논문을 인준함
2022년 12월

위 원 장 _____ 설 승 기 _____ (인)

부위원장 _____ 하 정 익 _____ (인)

위 원 _____ 최 성 휘 _____ (인)

초 록

전기적으로 긴 전송 선로를 가지는 원거리 공진형 전력 변환 시스템은 전송 선로의 기생 성분으로 인해 시스템 내에 반사파가 발생한다. 이는 시스템의 전력 전송 효율을 떨어뜨리고 과전압·과전류를 유발하여 시스템에 소손을 일으킬 위험이 있다. 특히 수 MHz 이상의 고주파로 동작하는 시스템은 반사파가 영향을 미치는 임계 길이가 짧아지므로 이를 고려한 설계가 필수적이다.

본 논문에서는 직선으로 변동하는 부하 시스템에 대해 원거리 공진형 전력 변환 시스템의 핵심 구성 요소인 임피던스 압축 네트워크 설계 방법론을 제안한다. 부하 임피던스 변동에 따라 성능이 감소하는 임피던스 정합 네트워크의 한계를 극복하기 위해 모드 스위치를 활용한 이산 가변 방식의 임피던스 압축 네트워크를 설계한다.

첫째, 수학적 해석을 기반으로, T 형 네트워크 모델을 구성하는 세 개의 임피던스 중 하나의 네트워크 임피던스만을 변동하여도 임피던스 압축 네트워크의 우수한 정합 성능을 보장할 수 있음을 보인다.

둘째, 모드 스위치를 이용한 이산 가변 방식 임피던스 압축 네트워크 설계 방법을 제안한다. 설계는 순서도에 따라 진행되며 부하 임피던스의 거동을 분석하여 우수한 정합 성능을 보장하도록 부하를 그룹화 하고, 시스템의 구조와 동작에 대한 최적화 기법을 도입한다.

제안된 설계 방법은 설계 예시를 위하여 플라즈마 구동 시스템에 적용되었으며, 설계 결과를 검증하기 위하여 모의 실험과 축소 실험이 수행되었다. 이를 통해, 제안하는 구조 및 동작의 효용성과 부하 변동에 따른 우수한 임피던스 압축 성능을 검증하였다.

주요어 : 임피던스 변환, 임피던스 정합, 임피던스 압축, Class E, 공진형
전력 변환 시스템, 영 전압 스위칭
학 번 : 2021-24439

목 차

제 1 장 서 론.....	1
1.1 연구 배경	1
1.2 연구 목적	5
1.3 논문의 구성.....	6
제 2 장 임피던스 변환 네트워크 연구.....	7
2.1 임피던스 변환 네트워크의 필요성.....	7
2.2 기존의 임피던스 정합 네트워크 분석.....	12
2.3 기존의 임피던스 압축 네트워크 분석.....	14
제 3 장 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크 설계.18	
3.1 임피던스 변환 네트워크의 설계 자유도 분석.....	18
3.1.1 4단자 네트워크 분석 [19]	18
3.1.2 L 형 네트워크 모델.....	23
3.1.3 T 형 네트워크 모델	26
3.2 임피던스 압축 네트워크의 수학적 해석	28
3.2.1 네트워크 임피던스 변수에 대한 입력 임피던스 분석.....	28
3.2.2 하나의 네트워크 임피던스 변수를 이용한 임피던스 압축 네트 워크 설계	30
3.3 원거리 공진형 전력 변환 시스템 설계	35
3.3.1 플라즈마 구동 시스템의 개요.....	35
3.3.2 네트워크 임피던스 변수의 해 도출	37
3.3.3 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크 설계	40
3.3.4 Class E 인버터 설계	67
제 4 장 실험 결과.....	71
4.1 설계 고려 사항.....	75

4.2 원거리 공진형 전력 변환 시스템의 성능 검증	80
제 5 장 결론 및 향후 연구.....	89
5.1 연구 결과	89
5.2 향후 연구	91
참고 문헌.....	93

그림 목차

그림 1.1 원거리 공진형 전력 변환 시스템의 구조	2
그림 1.2 임피던스 압축 네트워크 구현 방식.....	3
그림 2.1 전송 선로 길이에 따른 특성 비교	8
그림 2.2 단위 길이 당 전송 선로의 모델링	8
그림 2.3 전송 선로의 특성 임피던스와 입력 임피던스	9
그림 2.4 스미스차트에 표시한 최대 반사 계수 크기 조건	11
그림 2.5 수동 소자 4개로 이루어진 네트워크의 예시 [11]	12
그림 2.6 무선 전력 전송 시스템에서 LCC 보상 공진형 컨버터 설계의 예시 [18]	13
그림 2.7 다중 주파수 방식의 임피던스 압축 네트워크 예시 [19]	14
그림 2.8 가변 소자 방식의 기본 구조 예시 [27]	15
그림 2.9 가변 진공 커패시터와 구동 회로 예시	16
그림 2.10 전계 효과 트랜지스터를 활용한 임피던스 압축 네트워크 예 시 [38]	17
그림 3.1 4단자 네트워크 모델.....	19
그림 3.2 대표적인 L 형 네트워크 모델	23
그림 3.3 대표적인 T 형 네트워크 모델.....	26
그림 3.4 네트워크 임피던스 변수 변동에 따른 입력 임피던스의 거동	29
그림 3.5 원의 방정식과 이를 따르는 부하 임피던스 변동	32
그림 3.6 고정된 X_1 과 X_2 , 변동하는 X_3 를 가지는 임피던스 압축 네트워 크	32
그림 3.7 부하 임피던스 변동의 중심과 접하는 원	33
그림 3.8 임피던스 압축 네트워크 설계 조건을 만족하는 원.....	34

그림 3.9 플라즈마 구동 시스템의 구조.....	35
그림 3.10 플라즈마 챔버의 등가 임피던스 모델.....	36
그림 3.11 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 설계 순서도.....	38
그림 3.12 가스 압력에 따른 CCP 챔버의 등가 임피던스 변화 [19].	39
그림 3.13 설계 조건 방정식을 만족하는 하나의 원과 시스템의 부하 임피던스 변동.....	40
그림 3.14 네트워크 임피던스 변수 조합의 회로.....	41
그림 3.15 스미스차트로 관측한 임피던스 정합 네트워크의 입력 임피던스 궤적.....	42
그림 3.16 그룹화 된 부하 임피던스의 중심을 입력 임피던스에 정합하는 개념도.....	43
그림 3.17 하나의 모드 스위치로 구성된 임피던스 압축 네트워크 구조.....	44
그림 3.18 하나의 모드 스위치로 구성된 X_3 의 구조.....	44
그림 3.19 부하 그룹 별 임피던스 정합을 위한 X_3	45
그림 3.20 부하 그룹 별 임피던스 정합을 위한 L_3	46
그림 3.21 연결 구조에 따른 임피던스 압축 네트워크의 구성.....	47
그림 3.22 각 부하 그룹에서 임피던스 압축 네트워크의 등가 회로....	49
그림 3.23 반사 계수 크기로 확인한 부하 그룹 4의 정합점 오차가 정합 성능에 미치는 영향.....	50
그림 3.24 (예시 2) 부하 그룹 2, 3, 4에 동일한 인덕턴스 오차를 분담하였을 때 반사 계수 크기.....	51
그림 3.25 그래프로 표현한 부하 그룹이 네 개일 때 존재하는 자유도	52
그림 3.26 최소 극대화 최적화 기법을 통한 해 도출 순서도.....	55
그림 3.27 (예시 3) 최소 극대화 최적화 기법을 활용하였을 때 반사 계수 크기.....	56

그림 3.28 스미스차트로 관측한 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 정합 성능	57
그림 3.29 30 mm 직경의 지지대에 2 mm 권선이 감긴 모습.....	58
그림 3.30 동일 인덕턴스를 목표로 제작한 세 개의 공심 인덕터.....	58
그림 3.31 동일 인덕턴스를 목표로 제작한 세 개의 인덕터의 인덕턴스	59
그림 3.32 네트워크를 구성 소자에 각각 오차 1%, 0.1%를 적용하였을 때 입력 임피던스 궤적의 변동	60
그림 3.33 L_3 의 오차를 고려하여 C_1 과 C_2 를 보정하였을 때	61
그림 3.34 인덕터의 3D 모델	63
그림 3.35 주파수에 따른 인덕턴스 측정 결과	64
그림 3.36 주파수에 따른 교류 저항 측정 결과.....	64
그림 3.37 Q_L 에 따라 달라지는 임피던스 압축 성능.....	65
그림 3.38 입력 레퍼런스를 변경하였을 때 임피던스 압축 성능	66
그림 3.39 Class E 인버터의 스위치에 존재하는 기생 커패시턴스 C_{oss}	67
그림 3.40 입력 임피던스에 따른 ZVS 범위와 인버터의 출력 전력....	68
그림 3.41 인버터 스위치(GS66504B)에 걸리는 전압 V_{ds} 에 따른 C_{oss}	69
그림 3.42 LTspice로 관측한 부하 임피던스가 부하 그룹 1의 한 점 ($R_o = 4 \Omega$, $C_o = 62 \text{ pF}$) 일 때의 파형	70
그림 4.1 원거리 공진형 전력 변환 시스템 전체 구성도.....	71
그림 4.2 Class E 인버터 프로토타입 보드 사진	72
그림 4.3 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크와 부하의 프로토타입 보드 사진	72
그림 4.4 릴레이 턴-온/오프 에 따른 등가 인덕턴스.....	76

그림 4.5 임피던스 압축 네트워크에서 발생하는 루프 인덕턴스.....	79
그림 4.6 기존의 임피던스 정합 네트워크에서 실험 조건에 대한 입력 임피던스 측정 결과.....	82
그림 4.7 기존의 임피던스 정합 네트워크에서 스미스차트로 확인한 실 험 조건에 대한 입력 임피던스 측정 결과.....	83
그림 4.8 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크에서 부하 그룹 에 대한 입력 임피던스 측정 결과.....	85
그림 4.9 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크에서 스미스차 트로 확인한 실험 조건에 대한 입력 임피던스 측정 결과.....	86
그림 4.10 실험 세트 구성도.....	87
그림 4.11 실험 세트	87
그림 4.12 RF 전력 측정기를 통해 측정한 전력.....	88
그림 4.13 Class E 인버터의 스위치에 걸리는 전압 V_{ds} 파형.....	88

표 목차

표 2.1 주파수에 따른 파장과 전송 선로의 임계 길이.....	9
표 2.2 ISM 대역의 중심주파수와 대역폭 예시.....	15
표 3.1 조건을 만족하는 원의 방정식의 개수와 X_1 과 X_2 조합의 개수.....	34
표 3.2 네트워크 임피던스 변수 해의 조합.....	40
표 3.3 네트워크 임피던스 변수를 구현하기 위한 수동 소자 값.....	41
표 3.4 그림 3.21 (나)에서 부하 그룹 별 정합을 위한 모드 스위치 상태와 그때의 X_3, L_3	47
표 3.5 (예시 1) 부하 그룹 1, 2, 3을 기준으로 정합하였을 때 부하 그룹 4에서 발생하는 인덕턴스 오차.....	49
표 3.6 부하 범위를 동일하게 분담하였을 때 부하 그룹의 범위.....	50
표 3.7 (예시 2) 부하 그룹 2, 3, 4에 동일한 오차를 분담하였을 때 발생하는 인덕턴스 오차.....	51
표 3.8 정합 성능 최적 설계를 위해 정규화된 자유도 탐색 범위와 해	55
표 3.9 (예시 3) 최소 극대화 최적화 기법을 활용하였을 때 발생하는 인덕턴스 오차.....	56
표 3.10 최소 극대화 최적화 기법을 활용하였을 때 부하 그룹의 범위	56
표 3.11 부하 그룹 분담 방식에 따른 최대 반사 계수 크기.....	57
표 3.12 L_3 의 오차를 고려하여 최대 반사 계수 크기 조건을 만족하는 C_1 과 C_2 의 오차 범위.....	62
표 3.13 기생 저항을 고려하여 변동된 임피던스 압축 네트워크 구성 소자들의 값.....	66
표 3.14 설계 사양을 만족하는 Class E 인버터 구성 소자들의 값.....	68
표 4.1 프로토타입 보드의 실험 조건.....	73

표 4.2 릴레이 루프 기생 인덕턴스를 고려하여 설계된 L_3 의 인덕턴스	78
표 4.3 루프 인덕턴스를 고려하여 수정된 사항	79
표 4.4 기존의 임피던스 정합 네트워크의 실험 조건 및 측정 결과.....	80
표 4.5 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 실험 조건 및 측정 결과.....	83

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경

전력 변환 시스템의 스위칭 주파수를 증가시키면 수동 소자의 사이즈를 감소시킬 수 있어 시스템의 전력 밀도를 증가시킬 수 있다. 따라서 전력 변환 시스템에서 스위칭 주파수를 높이는 연구가 활발히 진행되고 있다 [1]-[7]. 최근 넓은 밴드 갭(wideband gap, WBG) 소자의 발전으로 수 - 수십 MHz까지 스위칭 주파수를 높이는 것이 가능해지면서 공진형 전력 변환 시스템에 대한 수요가 증가하고 있다.

공진형 전력 변환 시스템은 전압이 0이 되는 시점에 스위칭하는 영전압 스위칭(zero voltage switching, ZVS) 또는 전류가 0이 되는 시점에 스위칭하는 영전류 스위칭(zero current switching, ZCS)을 달성하여 스위칭 손실을 줄일 수 있다는 장점이 있다. 전력 밀도를 높이기 위하여 스위칭 주파수를 수 MHz로 높이는 경우 전체 시스템 손실에서 스위칭 손실의 영향은 지배적이게 되며, 이에 따라 공진형 전력 변환 시스템이 크게 고려된다.

공진형 전력 변환 시스템 중에서도 플라즈마(plasma), 인덕션 가열(induction heating), 무선 전력 전송(wireless power transfer)과 같은 시스템은 인버터(inverter)와 부하(load) 사이의 거리가 멀다는 특징이 있다. 전송 선로의 길이가 특정 길이보다 길어진다면 선로 양단의 특성을 더 이상 같다고 가정할 수 없다. 원거리 공진형 전력 변환 시스템의 구조는 그림 1.1과 같다.

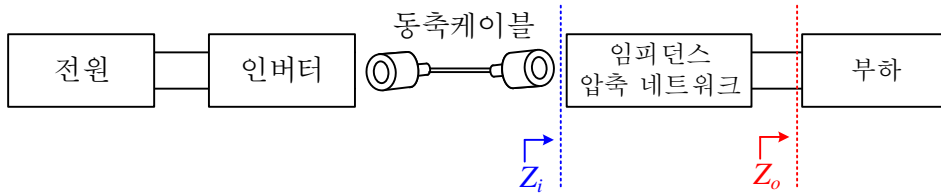


그림 1.1 원거리 공진형 전력 변환 시스템의 구조

각 구성에 대해 설명한다. 인버터는 전원으로부터 받은 DC 전압을 고주파 AC 전압·전류로 변환하는 역할을 한다. MHz 구동에 적합한 인버터 토폴로지는 Class E, Class E² 등의 싱글 엔디드 인버터(single ended inverter)가 있다. 싱글 엔디드 인버터는 한 개의 스위치를 사용하면서 스위치의 소스(source) 단이 접지(ground)에 고정되어 있기 때문에 게이트 드라이버 회로가 간단하는 장점이 있다. 또한 브릿지(bridge) 기반 공진형 컨버터처럼 데드타임(dead time)을 고려하지 않아도 되기 때문에 스위칭 동작 구현이 용이하고 높은 신뢰성을 가진다. 하지만 설계에서 유의할 점은 인버터의 소프트 스위칭(soft switching) 특성, 정합 특성과 같은 입력 특성이 부하 값에 따라 달라진다는 것이다. 특히 원거리 공진형 전력 변환 시스템은 부하 값에 따라 회로 내에 반사 현상이 발생하여 반사 전력을 유도한다. 이는 전력 전송 효율을 떨어뜨리고, 과전압 또는 과전류를 유발하여 시스템을 소손시킬 수 있다. 이러한 부하 의존도를 낮추기 위해 인버터와 부하 사이에는 임피던스 변환 네트워크(impedance transformation network)가 필요하다.

임피던스 변환 네트워크는 부하 앞 단에 위치하여 인버터 측에서 바라보는 출력 임피던스를 설계자가 목표로 하는 임피던스로 변환시켜준다. 본 논문에서는 임피던스 변환 네트워크의 종류로 임피던스 정합 네트워크(impedance matching network)와 임피던스

압축 네트워크(impedance compression network)를 제시한다. 부하 임피던스의 한 점을 입력 임피던스의 한 점으로 변환하는 네트워크를 임피던스 정합 네트워크라고 정의하고, 부하 임피던스의 여러 점을 입력 임피던스의 한 점으로 변환하는 네트워크를 임피던스 압축 네트워크라고 정의한다. 임피던스 정합 네트워크는 구조 상의 한계로 부하 임피던스가 변동할 때 정합 성능이 낮아지게 된다.

이를 극복하기 위해 다양한 임피던스 압축 네트워크가 제시되었다. 임피던스 압축 네트워크는 등가 임피던스를 변동하는 방식에 따라 다중 주파수(multiple frequency) 방식과 가변 소자(tunable component) 방식으로 나뉜다. 두 방식의 등가 임피던스 변동 원리를 표현하면 그림 1.2와 같다. 그림 1.2 (가)와 같이 다중 주파수 방식은 주파수를 가변하여 네트워크의 등가 임피던스를 변동한다. 한편, 가변 소자 방식은 그림 1.2 (나)와 같이 하나의 구동 주파수에서 가변 소자를 활용하여 네트워크의 등가 임피던스를 변동한다.

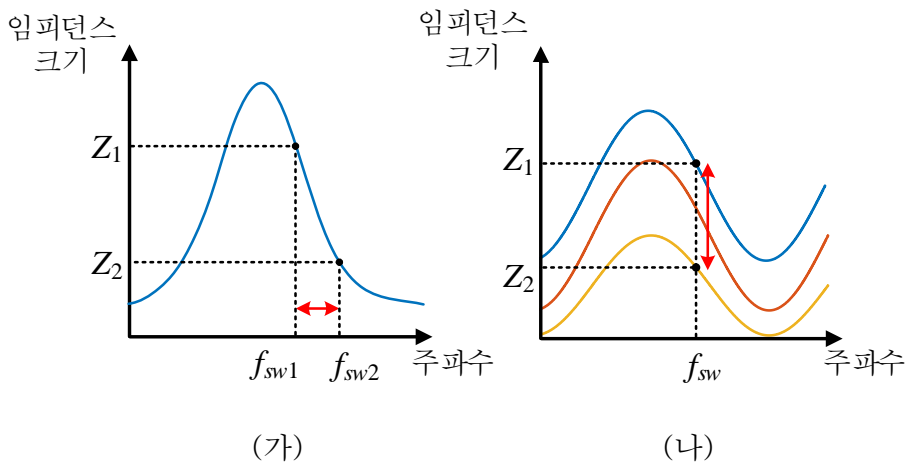


그림 1.2 임피던스 압축 네트워크 구현 방식
(가) 가변 주파수 방식 (나) 가변 소자 방식

가변 소자 방식은 다시 연속 가변(continuous tuning) 방식과 이산 가변(discrete tuning) 방식으로 나뉜다. 연속 가변 방식은 가변 수동 소자를 활용하여 임피던스를 연속적으로 변동하는 방식이고 이산 가변 방식은 스위치 등을 활용하여 임피던스를 이산적으로 변동하는 방식이다. 다중 주파수 방식은 주파수 규제를 만족시키기 어렵기 때문에 입력 필터에 많은 비용과 큰 부피가 요구된다는 한계 점이 있다. 가변 소자 방식에서 연속 가변 방식은 가변 소자 자체의 부피가 매우 클 뿐만 아니라 추가적인 구동 회로의 사용으로 부피, 비용, 제어의 복잡도가 크게 증가한다. 한편, 이산 가변 방식은 정합 성능을 높이기 위해 스위치의 개수를 증가시켜야 하기 때문에 설계자는 부피, 비용과 정합 성능의 상충 관계(trade-off) 관계를 고려하여 설계 목표를 달성해야 한다.

1.2 연구 목적

본 연구의 목적은 원거리 공진형 전력 변환 시스템에서 발생하는 반사 현상을 막기 위하여 모드 스위치를 활용하여 이산 가변 방식의 임피던스 압축 네트워크를 설계하고 모의 실험과 실험을 통하여 효율성을 검증하는 데에 있다. 이를 통하여 부하 임피던스에 따라 반사 현상이 발생하여 시스템의 효율이 감소하고, 소손 위험이 있는 원거리 공진형 전력 변환 시스템의 한계를 극복하는 것이다.

첫째로 T 형 네트워크 모델(T-model network)을 기반으로 하나의 네트워크 임피던스 변수만을 변동하여 임피던스 압축 네트워크의 우수한 성능을 보장할 수 있는 수학적 해석 기법을 제시한다. 기존의 연구는 최소 두 개의 네트워크 임피던스 변수를 변동하여 임피던스 압축 네트워크를 구현한다. 본 논문에서는 하나의 네트워크 임피던스 변수만 변동하여도 우수한 임피던스 압축 성능을 구현할 수 있음을 증명하고, 방정식을 제시하여 설계자에게 공학적 직관을 제공한다. 간단한 구조로 부피와 비용을 감소시킬 수 있으며 고정 주파수로 동작하므로 입력 필터의 부담이 감소한다.

둘째로 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크 구조를 27.12 MHz 에서 동작하는 플라즈마 구동 시스템에 적용하여 시스템의 효율성을 검증한다. 설계 과정은 순서도에 따라 체계적으로 진행되며 여러가지 모의 실험 툴을 활용하여 시스템 구조와 제어 방식에 대한 최적화 설계 기법을 제시한다. 이를 통해 원거리 공진형 전력 변환 시스템의 안정적인 동작을 보장한다.

1.3 논문의 구성

본 논문의 나머지 장은 다음과 같이 구성되어 있다.

2 장에서는 임피던스 변환 네트워크의 필요성에 대해 설명한다. 임피던스 변환 네트워크의 종류로서, 부하 임피던스의 한 점을 정합하는 임피던스 정합 네트워크와 부하 임피던스의 변동을 고려하여 설계하는 임피던스 압축 네트워크에 대한 기존 연구를 소개한다.

3 장에서는 네트워크 구조에 따른 설계 자유도에 대해 4 단자 네트워크 기반의 분석을 진행한다. 임피던스 압축 네트워크를 구성하는 네트워크 임피던스 변수가 입력 임피던스에 미치는 영향을 각각 분석하고, 하나의 네트워크 임피던스 변수만 변동하는 간단한 구조를 통하여 임피던스 압축 네트워크를 설계하는 수학적 해석 기법을 제안한다. 플라즈마 구동 시스템을 설계 예시로 선정하여 순서도에 따라 이산 가변 방식의 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크를 설계하고 최적 설계 기법에 대해 제시한다. 최적화된 부하 임피던스 변동 범위를 바탕으로 Class E 인버터를 설계하여 안정적인 동작을 보장한다.

4 장에서는 제안하는 플라즈마 구동 시스템을 설계하고, 실험을 진행하여 제안하는 구조와 설계 방법, 최적화 기법의 효용성과 우수성을 검증한다.

마지막으로 5 장에서는 본 연구의 결론 및 향후 연구에 관해 서술한다.

제 2 장 임피던스 변환 네트워크 연구

임피던스 변환 네트워크의 목적은 임피던스 정합을 통한 전력 전송 효율 증대와 시스템 소손 방지이다. 이러한 임피던스 변환 네트워크의 종류는 크게 임피던스 정합 네트워크와 임피던스 압축 네트워크로 나뉜다.

본 장에서는 원거리 공진형 전력 변환 시스템에서 임피던스 변환 네트워크 설계의 필요성에 대해 기술하고, 기존의 연구를 분석하여 각각의 특징과 장단점에 대해 논의한다.

2.1 임피던스 변환 네트워크의 필요성

본 절에서는 원거리 공진형 전력 변환 시스템에서 임피던스 정합·압축 네트워크의 필요성에 대해 논의한다. 전기적으로 짧은 전송 선로(electrically short transmission line)의 경우 선로가 이어주는 양단의 특성은 같다고 가정하고 선로의 특성 임피던스를 고려하지 않는다. 하지만, 전기적으로 긴 전송 선로(electrically long transmission line)는 더 이상 양단 특성이 같다고 볼 수 없다 [8], [9]. 그림 2.1에서 전기적으로 길고 짧은 전송 선로에 대해 비교하였다. 그림 2.1 (가)는 전기적으로 짧은 전송 선로를 가지므로 전송 선로 양단의 특성은 같다고 가정할 수 있지만, 그림 2.1 (나)는 전기적으로 긴 전송 선로 길이로 인해 선로의 양단의 기생 성분이 회로에 영향을 미치게 된다. 그림 2.1 (나)의 미소 전송 선로 Δl 을 확대하여 관찰하면 단위 길이 당 전송 선로는 그림 2.2와 같이 모델링할 수 있다.

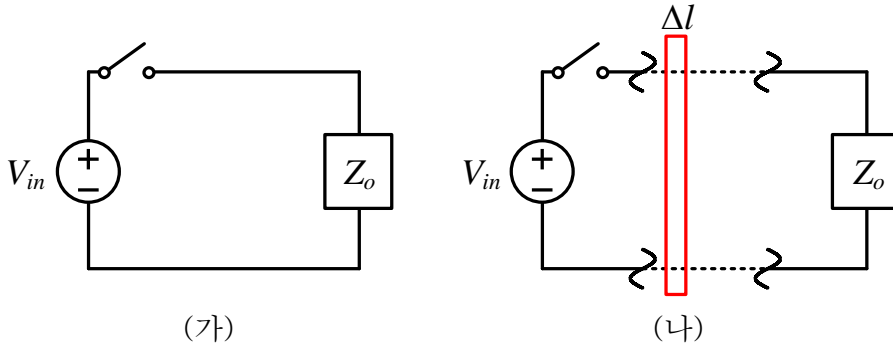


그림 2.1 전송 선로 길이에 따른 특성 비교

(가) 전기적으로 짧은 전송 선로 (나) 전기적으로 긴 전송 선로

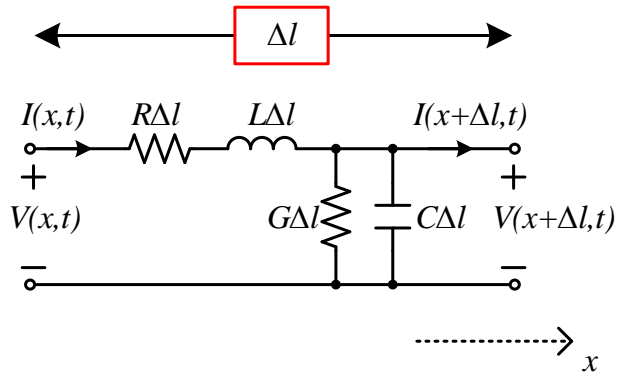


그림 2.2 단위 길이 당 전송 선로의 모델링

그림 2.2에서 R, G, L, C 는 각각 케이블의 단위 길이 당 저항, 컨덕턴스, 인덕턴스, 커패시턴스를 의미한다. 전송 선로 상의 기생 성분 때문에 전기적으로 긴 전송 선로를 가진 회로는 반사 현상이 일어나게 되어 반사 전력을 유발한다. 이는 전력 전송 효율을 감소시킬 뿐만 아니라 과전압 또는 과전류를 유발하여 시스템을 소손시킬 위험이 있다. 따라서 원거리 전송 시스템에서는 이러한 반사 현상을 줄이는 목표를 가지고 설계해야 한다. 이때 긴 전송 선로로 정의되는 기준의 길이, 즉 임계 길이는 주파수에 따른 전압 및 전류의 파장과 회로 길이의 비율에 의해 결정된다.

표 2.1 주파수에 따른 파장과 전송 선로의 임계 길이.

주파수 [MHz]	파장 (λ) [m]	임계 길이 (l_c) [m]
1000	0.3	0.003
100	3.0	0.03
10	30	0.3
1	300	3

표 2.1과 같이 전송 선로의 길이 (l)가 파장 (λ)의 0.01 배 이상이 되면 전송 선로의 특성으로 인해 발생하는 반사 현상을 고려해야 한다. 10 MHz 이상의 구동 시스템에서는 전송 선로의 임계 길이가 30 cm 이하로 짧아지기 때문에 반사파 영향을 최소화할 수 있도록 임피던스를 정합해야 한다.

전기적으로 긴 전송 선로를 가진 원거리 공진형 전력 변환 시스템에서 임피던스 정합의 목표는 부하 임피던스가 변동할 때 임피던스 변환 네트워크를 활용하여 반사파를 최소화하는 것이다. 따라서 그림 2.3과 같이 동축케이블의 특성 임피던스 (Z_{cable})와 입력 임피던스의 공액 복소수 (\bar{Z}_i)가 같아지도록 설계해야 한다. 전송 선로의 특성 임피던스를 식으로 나타내면 다음과 같다.

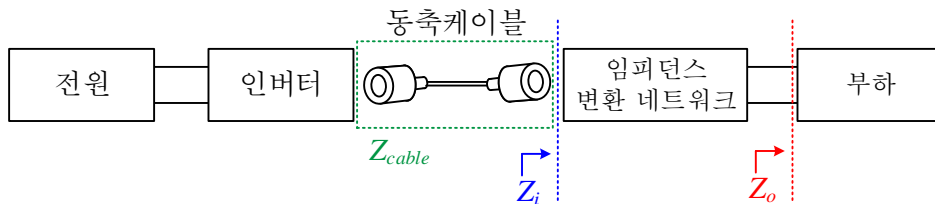


그림 2.3 전송 선로의 특성 임피던스와 입력 임피던스

$$Z_{cable} = \frac{V_{cable}^+}{I_{cable}^+} = -\frac{V_{cable}^-}{I_{cable}^-} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.1)$$

식 (2.1)에서 케이블의 무손실(lossless)을 가정하면 $R = 0 \Omega$, $G = 0 \Omega$ 이다. 따라서 케이블의 특성 임피던스는 다음과 같이 인덕턴스와 커패시턴스의 비로 표현할 수 있다.

$$Z_{cable} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right)}{\left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)}} \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left[1 + j\left(\frac{G}{2\omega C} - \frac{R}{2\omega L}\right)\right] \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.2)$$

보편적으로 사용되는 동축케이블의 특성 임피던스는 50Ω , 75Ω 등이 있다. 본 연구는 산업 영역에서 가장 많이 사용되는 50Ω 을 기준으로 진행된다.

반사 전력의 크기, 즉 전력 전달 특성을 평가하기 위한 지표는 대표적으로 식 (2.3)의 반사 계수 크기 (reflection coefficient, $|\Gamma|$), 식 (2.4)의 전압 정재파 비 (voltage standing wave ratio, VSWR), 식 (2.5)의 반사 손실 (return loss, RL) 등이 있다.

$$|\Gamma| = \left| \frac{V^-}{V^+} \right| = \left| \frac{Z_i - Z_{cable}}{Z_i + Z_{cable}} \right| \quad (2.3)$$

$$VSWR = \frac{|V|_{max}}{|V|_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.4)$$

$$RL = -20 \log |\Gamma| \quad (2.5)$$

반사 계수 크기 $|\Gamma|$ 는 ‘임피던스 차이에 의해 발생하는 반사 량을 입력 전압 대 반사 전압 비’ 로 계산한 지표를 의미한다. 전압 정재파 비

VSWR은 ‘반사에 의해 발생하는 정재파 높이의 비’를 의미한다. 또한 반사 손실 RL은 수식을 통해 ‘입력 전력과 반사 전력의 차’를 의미하는 것을 알 수 있다. 표현하는 방법은 다르지만 전압 정재파 비와 반사 손실은 반사 계수 크기에 대한 함수이기 때문에, 본질적으로 그 의미가 같다. 따라서 본 연구는 반사 계수 크기를 시스템 성능의 지표로 삼아 평가한다. 일반적으로 전력 변환 시스템에서 기준으로 삼는 최대 반사 계수 크기($|\Gamma|_{max}$) 조건은 0.20~0.33 수준이다 [10]. 이는 전력 전달 과정에서 4~10%의 비율로 반사 전력이 존재한다는 의미이다. 이때 스미스차트를 이용하면 반사 특성을 가시적으로 확인하는데 유리하다. 최대 반사 계수 크기를 0.20과 0.33으로 제한하였을 때의 경계선을 스미스차트에 표시하면 그림 2.4와 같다.

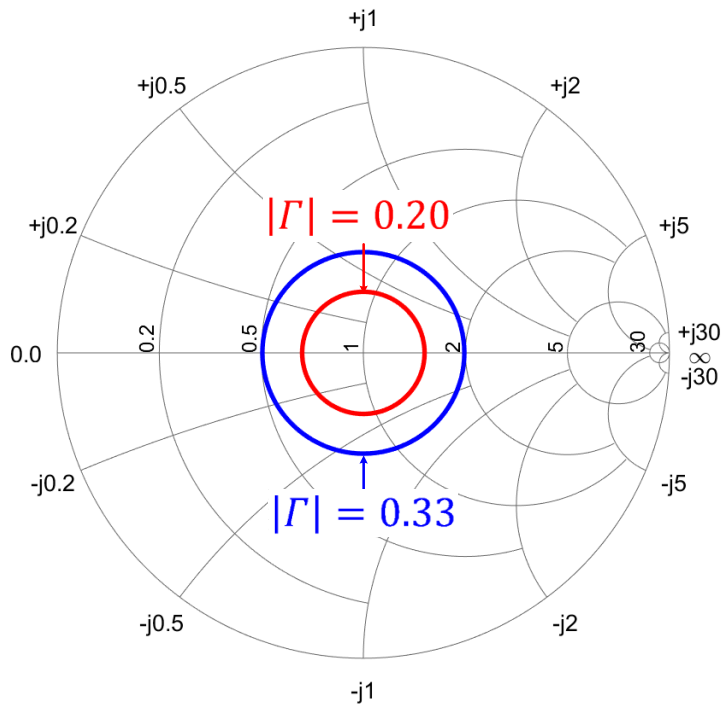


그림 2.4 스미스차트에 표시한 최대 반사 계수 크기 조건

2.2 기존의 임피던스 정합 네트워크 분석

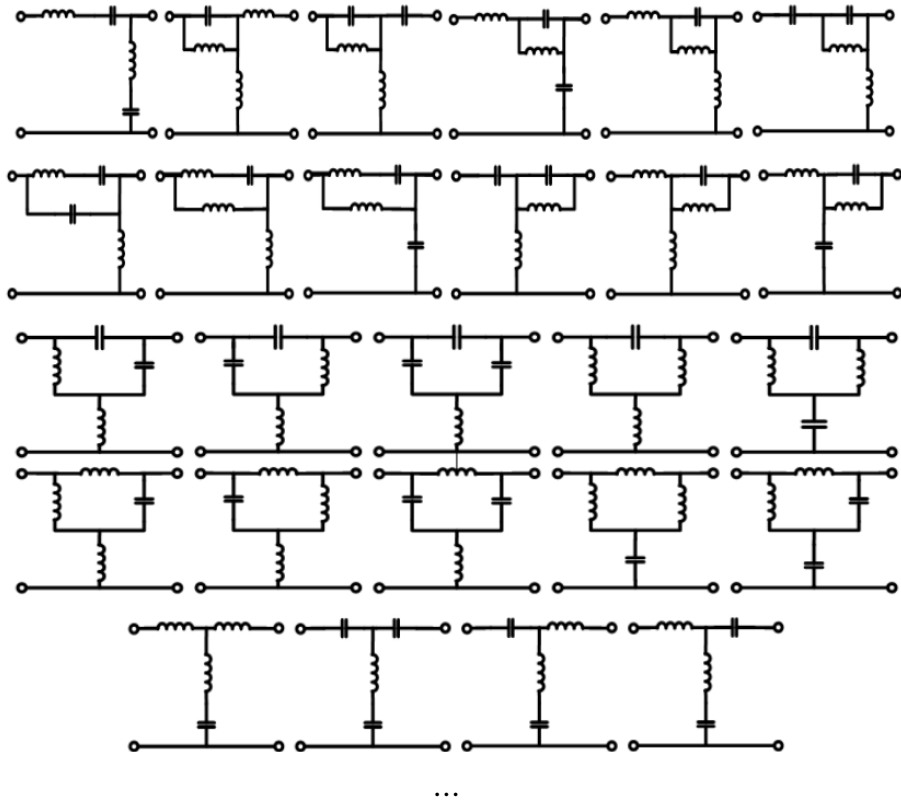


그림 2.5 수동 소자 4개로 이루어진 네트워크의 예시 [11]

임피던스 정합 네트워크는 부하 임피던스를 설계자가 원하는 입력 임피던스로 정합시킨다. 따라서 주로 부하 임피던스 변동이 없거나 적은 시스템, 반사 계수 크기 조건이 까다롭지 않은 시스템에 활용된다. 이를 위해 진행된 연구로는, 수동 소자 두 개로 이루어진 L 형 네트워크 모델(L-model network)에서 구성 가능한 8 가지의 모든 후보에 대한 특성이 비교 및 분석된 바 있으며, 이후 3~5 개의 수동 소자를 가지는 네트워크에 대해 구성 가능한 모든 후보를 비교 분석한 연구가 진행되었다 [11]~[15]. 하지만 수동 소자의 개수가 증가할수록 비교할

네트워크는 급격히 증가하므로 모든 경우의 수를 비교하는 방법은 매우 비효율적이다.

임의의 네트워크 구조에서 특정 구성을 선택하고 그 값을 보정해가면서 임피던스 정합 네트워크를 최적화하는 연구가 진행되었다. 첫번째 예시로는 무선 전력 전송 시스템에서 직렬-직렬 보상 토폴로지(series-series compensation topology)를 구성하는 회로의 보상 커패시터(compensate capacitor)를 최적화하는 연구가 있다 [16], [17]. 두번째 예시로서 LCC 보상 토폴로지(LCC compensation topology)에서 회로를 구성하는 수동 소자의 제정수 최적화 방법론이 제시된 바 있다 [18]. 하지만 최적화 대상인 수동 소자의 선정 이유에 대한 분석이 미비하고, 수동 소자 값을 보정하면서 최적 값을 찾는 과정은 설계 과정이 비효율적이며 로컬 최적 설계 지점에 빠질 가능성이 있다.

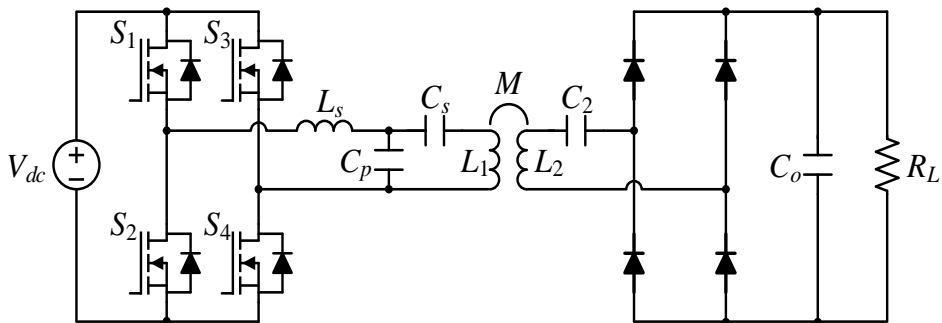
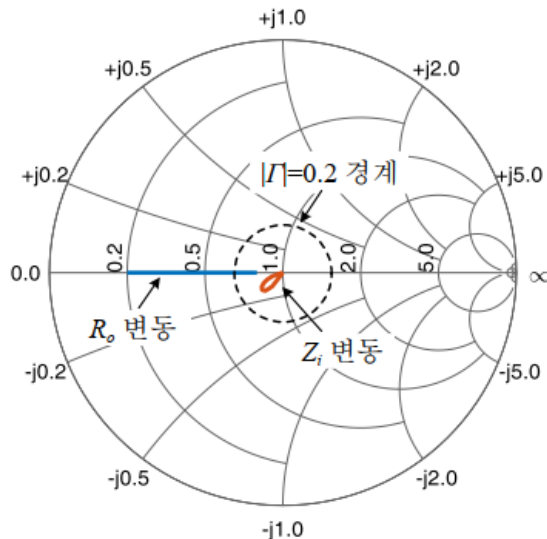
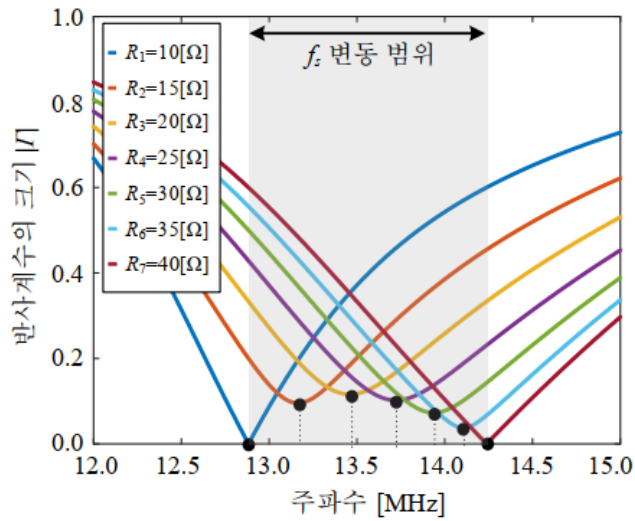


그림 2.6 무선 전력 전송 시스템에서 LCC 보상 공진형 컨버터 설계의 예시 [18]

2.3 기존의 임피던스 압축 네트워크 분석



(가)



(나)

그림 2.7 다중 주파수 방식의 임피던스 압축 네트워크 예시 [19]
 (가) 스미스차트로 나타낸 정합 성능 (나) 부하에 따른 동작 주파수

많은 공진형 전력 변환 시스템은 부하 임피던스 변동 범위가 존재한다. 이때 임피던스 정합 네트워크는 부하 임피던스 변동 범위에 비해 정합 성능 조건이 까다로운 시스템에 적용할 수 없다는 한계가 있다. 이를

보완하기 위해 많은 임피던스 압축 네트워크 설계 방법이 제시되었다.

주파수를 제어하여 네트워크의 등가 임피던스를 제어하는 다중 주파수 방식의 임피던스 압축 네트워크 연구가 제안되었다 [19]–[25]. 하지만 다중 주파수 방식은 주파수 규제로 인한 한계가 존재한다. 수 MHz – 수백 GHz 대역의 동작 주파수에서는 주파수 대역 간의 간섭을 막기 위해 표 2.2와 같이 특정 주파수 대역만을 허용하는데, 이를 ISM 대역 (industry–science–medical Band, ISM Band)이라고 한다 [26]. ISM 대역에서 동작하지 않는 시스템, 즉 non-ISM 대역은 매우 낮은 전기장의 세기만 허용하므로 안정적인 입력 필터 설계를 통해 주파수 규제를 만족시켜야 한다. 즉, 다중 주파수 방식을 활용할 때 주파수 변동 폭의 한계를 고려해야 하므로, 입력 필터의 비용과 부피가 증가한다는 단점이 있다.

표 2.2 ISM 대역의 중심주파수와 대역폭 예시

중심 주파수 [MHz]	대역폭 [kHz]	주파수 변동률 [%]
6.78	30	± 0.22
13.56	14	± 0.5
27.12	326	± 6
40.68	40	± 0.49

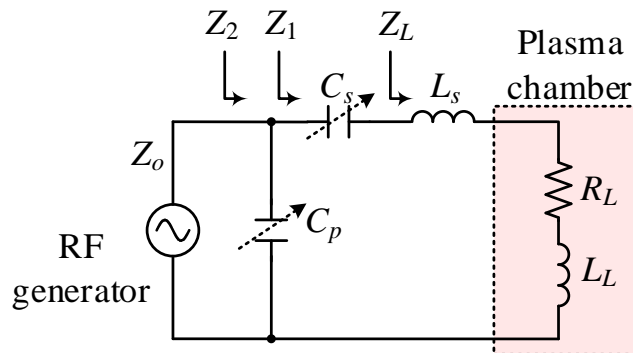


그림 2.8 가변 소자 방식의 기본 구조 예시 [27]

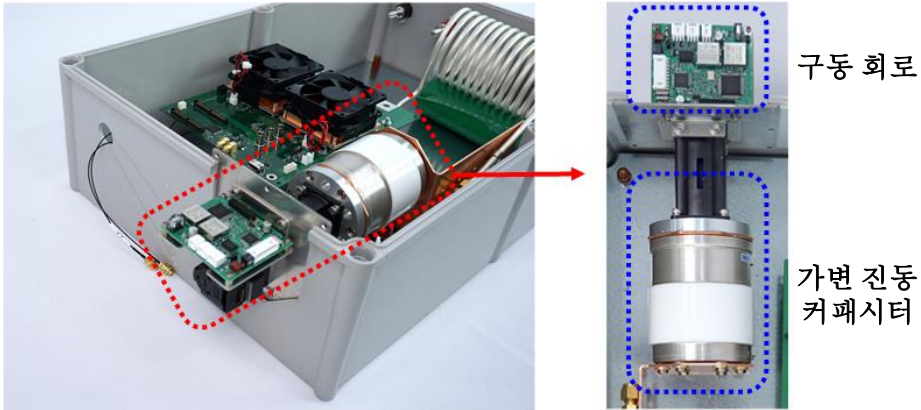


그림 2.9 가변 진공 커패시터와 구동 회로 예시

가변 소자 방식의 임피던스 압축 네트워크는 고정된 주파수에서 소자의 임피던스 값을 가변하여 네트워크의 등가 임피던스를 변동시킨다. 가변 소자 방식의 기본 구조는 그림 2.8과 같이 L 형 네트워크 모델에 두 소자의 임피던스를 변동하는 방식이다 [27]–[33]. 이때 수동 소자 값의 한계를 극복하기 위해 T 형 네트워크 모델 [34], π 형 네트워크 모델 [35]–[37], cascade 형 네트워크 모델 [38]–[42] 등으로 보완할 수 있다. 가변 소자 방식의 임피던스 압축 네트워크를 구현하는 방법으로는 크게 연속 가변 방식과 이산 가변 방식으로 나뉜다.

연속 가변 방식에서 가변 수동 소자(tunable passive component)를 활용하여 네트워크의 등가 임피던스 값을 변동하는 연구가 진행되었다. 그림 2.9와 같이 가변 진공 커패시터(variable vacuum capacitor, VVC)를 활용하여 커패시턴스를 조절하는 방법은 가장 널리 쓰이는 방법이다 [27]–[30], [34], [36], [43], [44]. 이때 커패시턴스 크기를 제어하기 위해 스텝핑 모터(steping motor) 등의 전동기를 활용하여야 한다. 따라서 가변 진공 커패시터와 전동기의 큰 부피, 전동기 구동 회로 제어의 복잡성 증가, 느린 반응성을 가진다. 버랙터 다이오드(varactor diode) [35], [45]–[54]를 통해 커패시턴스를 가변하는 연구도 진행되었

지만, 이는 소용량 시스템에서만 사용될 수 있다는 한계가 있다.

한편, 이산 가변 방식으로는 스위치를 활용한 임피던스 압축 네트워크 설계 방법이 제안되었다. 그림 2.10과 같이 전계 효과 트랜지스터(field effect transistor, FET) [38], [55]-[59]로 구현하는 방식이 있으며 이외에도 반도체 릴레이(solid state relay, SSR) [60]-[62], 핀 다이오드(pin diode) [39], [63], 미세 전자 기계 시스템(micro electro mechanical systems, MEMS) 스위치 [39], [64]-[70] 등의 방식이 있다. 미세 전자 기계 시스템 스위치는 온 저항(on-resistance)이 매우 낮아서 손실이 작고 최대 수십 GHz까지 동작할 수 있지만 소용량 시스템에서만 사용 가능하다는 한계가 있다. 전계 효과 트랜지스터, 반도체 릴레이, 핀 다이오드는 온 저항으로 인해 일부의 전력 손실이 존재하지만 대용량 시스템에서 활용될 수 있다는 장점이 있다. 이산 가변 방식에서 정합 성능을 높이기 위해서는 더 많은 스위치가 필요하고, 이는 비용과 부피 증가를 초래할 수 있다. 따라서 설계자의 목표에 따라 정합 성능 조건에 맞는 구성을 적절히 채택해야 한다.

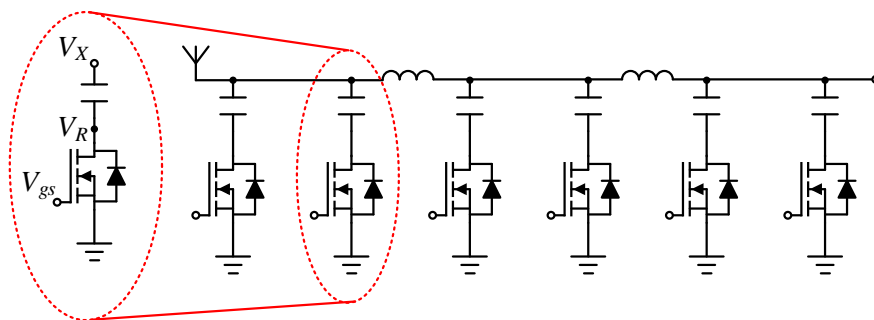


그림 2.10 전계 효과 트랜지스터를 활용한 임피던스 압축 네트워크 예시 [38]

제 3 장 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크 설계

본 장에서는 원거리 공진형 전력 변환 시스템에서 하나의 네트워크 임피던스 변수를 변동하여 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 정합 성능을 높일 수 있는 수학적 해석 기법을 제시한다. 이를 플라즈마 구동 시스템에 적용하여 순서도에 따라 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크를 설계한다. 설계 과정에서 임피던스 압축 네트워크의 구조와 제어 방식에 대한 최적화 기법을 제시한다. 최적화된 부하 임피던스 변동 범위에 대해 Class E 인버터를 설계하여 시스템의 안정적인 동작을 보장한다.

3.1 임피던스 변환 네트워크의 설계 자유도 분석

임피던스 변환 네트워크의 목적은 시스템의 부하 임피던스를 설계자가 목표로 하는 입력 임피던스로 정합하여 시스템의 전력 전송 효율을 높이고 안정적인 동작을 확보함에 있다.

본 절에서는 임피던스 정합을 목표로 하는 임피던스 변환 네트워크의 일반화된 해석을 위해 4단자 네트워크 분석 방법을 활용한다. 또한 임피던스 변환 네트워크의 가장 단순한 모델인 L 형 네트워크 모델부터, 연구에 활용될 T 형 네트워크 모델을 소개하여 수학적으로 모델링한다.

3.1.1 4단자 네트워크 분석 [19]

3.1.1.1 이상적인 4단자 네트워크 분석

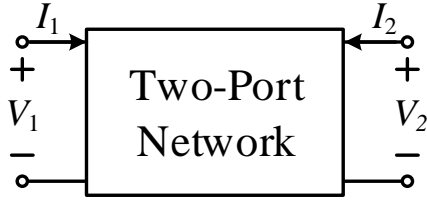


그림 3.1 4단자 네트워크 모델

우수한 전력 전송 효율과 안정적인 동작을 위하여 임피던스 정합은 필수적이다. 출력 임피던스 ($Z_o = R_o + jX_o$) 를 설계자가 원하는 입력 임피던스($Z_i = R_i + jX_i$)로 정합하기 위해서는 R_o 와 X_o 가 각각 R_i 와 X_i 로 정합되어야 한다. 따라서 두 개의 설계 조건을 만족하기 위하여 최소한 두 개의 자유도(degree of freedom)가 필요하다. 다음의 과정을 통해 설계 조건과 자유도의 관계에 대해 분석한다.

임피던스 변환 네트워크의 해석을 위해 4단자 네트워크(two-port network)를 도입한다. 4단자 네트워크란 입력과 출력이 각각 한 쌍의 단자로 구성되어 있는 회로 또는 네트워크를 의미하며, 한 단자에 들어가는 입력 전류는 나오는 단자의 출력 전류와 같아야 한다. 그림 3.1과 같이 입력 단의 전압과 전류를 각각 V_1 , I_1 , 출력 단의 전압과 전류를 V_2 , I_2 로 정의한다. 그림 3.1의 네트워크 모델은 다음과 같이 임피던스 변수(Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} , Z_{22})에 대한 행렬로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

회로 이론에 따라 각 임피던스 변수는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} & Z_{12} &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \\ Z_{21} &= \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} & Z_{22} &= \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \end{aligned} \quad (3.2)$$

4단자 네트워크를 수동소자로만 구성하므로 상호성(reciprocal)을 가정하면 위 모델에서 $Z_{12} = Z_{21}$ 이 성립할 수 있고, 수동 소자의 기생 저항이 매우 작아서 무손실을 가정하면 임피던스의 허수부, 즉 리액턴스(reactance)만 존재한다고 가정할 수 있다. 따라서 식 (3.1)은 다음과 같이 리액턴스 변수($X_{11}, X_{12}, X_{21}, X_{22}$)에 대해 정리된다.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jX_{11} & jX_{12} \\ jX_{12} & jX_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

다음으로 임피던스 정합의 목적에 따라, 입력 임피던스 (Z_i)와 출력 임피던스 (Z_o)의 관계에 대해 분석한다. 4단자 네트워크에서 입력 임피던스와 출력 임피던스는 다음과 같다.

$$Z_i = \frac{V_1}{I_1} = R_i + jX_i \quad (3.4)$$

$$Z_o = \frac{V_2}{I_2} = R_o + jX_o \quad (3.5)$$

출력 임피던스와 리액턴스 변수에 대해 입력 임피던스를 표현하면 다음과 같다.

$$Z_i = jX_{11} + \frac{X_{12}^2}{Z_o + jX_{22}} \quad (3.6)$$

입력 임피던스의 실수부와 허수부를 분리해서 표현하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$R_i = \frac{X_{12}^2 R_o}{R_o^2 + (X_{22} + X_o)^2} \quad (3.7)$$

$$X_i = X_{11} - \frac{X_{12}^2 (X_{22} + X_o)}{R_o^2 + (X_{22} + X_o)^2} \quad (3.8)$$

즉, 출력 임피던스를 원하는 입력 임피던스로 정합하기 위해서는 입력 임피던스 R_i 와 X_i 조건을 각각 만족해야 하므로, 두 개의 방정식을 만족해야 한다. 이때 설계의 변수가 되는 리액턴스 변수를 적절한 값으로 선정하여 구현할 수 있다.

3.1.1.2 기생 저항을 고려한 4단자 네트워크 분석

수동 소자로 구성된 임피던스 변환 네트워크는 각 소자마다 기생 저항 성분(equivalent series resistance, ESR)이 존재한다. 식 (3.3)에 따르면 4단자 네트워크의 무손실을 가정하여 리액턴스 성분만이 존재하지만, 실제로 발생하는 기생 저항 성분을 포함하면 다음과 같이 재정의할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} + jX_{11} & R_{12} + jX_{12} \\ R_{12} + jX_{12} & R_{12} + jX_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

이를 바탕으로 입력 임피던스의 실수부와 허수부를 나타내면 다음과 같다.

$$R_i = R_{11} - \frac{(R_{12}^2 - X_{12}^2)(R_o + R_{22}) - 2R_{12}X_{12}(X_o + X_{22})}{(R_o + R_{22})^2 + (X_{22} + X_o)^2} \quad (3.10)$$

$$X_i = X_{11} - \frac{2R_{12}X_{12}(R_o + R_{22}) - (R_{12}^2 - X_{12}^2)(X_o + X_{22})}{(R_o + R_{22})^2 + (X_{22} + X_o)^2} \quad (3.11)$$

식 (3.10)과 식 (3.11)에서 알 수 있듯이, 기생 저항으로 인한 문제는 단지 손실이 증가할 뿐만 아니라 정합 성능에 영향을 준다는 것이다. 따라서 기생 저항의 영향을 고려하여 설계를 진행해야 한다.

본 연구는 이상적인 4단자 네트워크를 기반으로 설계를 진행한 후 기생 저항 성분을 고려하여 네트워크 임피던스 변수 값을 보정하는 방식으로 진행된다. 수동 소자의 기생 저항의 크기에 대한 지표로는 Q 값 (quality factor)이 있다.

$$Q = \frac{X}{R_{esr}} \quad (3.12)$$

식 (3.12)에서 X 와 R_{esr} 은 각각 수동 소자의 리액턴스 값과 기생 저항을 나타낸다. Q 값을 측정하기 위한 방법으로는 설계 회사에서 제공하는 데이터시트(datasheet)를 확인하는 방법, 기존 문헌을 바탕으로 구조에 따라 Q 값을 계산하는 방법 [71], 또는 통상 널리 알려진 Q 값의 범위를 바탕으로 추정하는 방법 등이 있다. 본 연구에서는 회사에서 제공하는 데이터시트를 바탕으로 커패시터의 Q 값을 도출하고, 인덕터는 공심 인덕터(air-core inductor)를 사용하고, 유한 요소 해석(finite element analysis, FEA) 기법을 활용하여 Q 값을 도출해낸다.

3.1.2 L 형 네트워크 모델

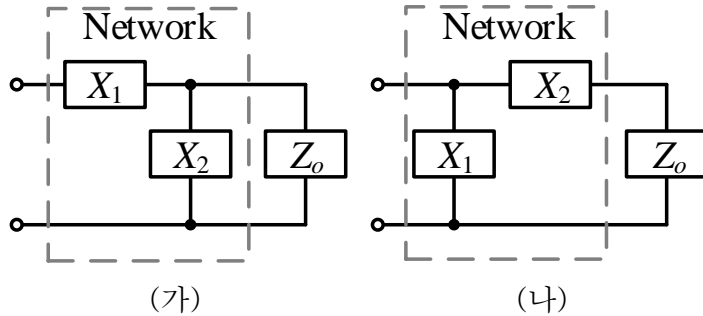


그림 3.2 대표적인 L 형 네트워크 모델
(가) 직렬-병렬 모델, (나) 병렬-직렬 모델

4단자 네트워크의 종류는 매우 많지만, 임피던스 정합을 위한 가장 단순한 모델은 2개의 네트워크 임피던스 변수로만 구성된 L 형 네트워크 모델이다. 그림 3.2에서 L 형 네트워크 모델을 구성하는 네트워크 임피던스 변수 (X_1 , X_2) 를 리액턴스 변수로 표현하기 위해 아래와 같은 유도 과정을 거친다. 이때 네트워크는 수동소자로만 구성되어 상호성과 무손실을 가정한다. 식 (3.2)를 활용하여 그림 3.2 (가)의 리액턴스 변수를 유도한다.

$$\begin{aligned}
 X_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = X_1 + X_2 \\
 X_{12} &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} = X_2 \\
 X_{21} &= \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} = X_2 \\
 X_{22} &= \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = X_2
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

식 (3.3)을 이용하면 리액턴스 변수는 다음과 같이 네트워크 임피던스 변수로 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jX_1 + jX_2 & jX_2 \\ jX_2 & jX_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

그림 3.2 (나)의 리액턴스 변수도 같은 방식으로 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} X_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = X_1 \\ X_{12} &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} = X_1 \\ X_{21} &= \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} = X_1 \\ X_{22} &= \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = X_1 + X_2 \end{aligned} \quad (3.15)$$

동일하게 다음과 같이 네트워크 임피던스 변수로 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jX_1 & jX_1 \\ jX_1 & jX_1 + jX_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

다음으로 임피던스 정합 네트워크의 출력 임피던스, 즉 부하 임피던스 Z_o 와 네트워크 임피던스 변수 X_1 과 X_2 에 대해 L 형 네트워크 모델의 입력 임피던스 Z_i 를 유도한다. 그림 3.2 (가)의 입력 임피던스를 구하기 위해 식 (3.7)과 식 (3.8)의 입력 임피던스 방정식에서 리액턴스 변수를 식 (3.13)의 네트워크 임피던스 변수로 표현하면 다음과 같다.

$$R_i = \frac{X_2^2 R_o}{R_o^2 + (X_2 + X_o)^2} \quad (3.17)$$

$$X_i = X_1 + X_2 - \frac{X_2^2 (X_2 + X_o)}{R_o^2 + (X_2 + X_o)^2} \quad (3.18)$$

같은 방식으로 그림 3.2 (나)의 입력 임피던스를 나타내면 다음과 같다.

$$R_i = \frac{X_1^2 R_o}{R_o^2 + \{(X_1 + X_2) + X_o\}^2} \quad (3.19)$$

$$X_i = X_1 - \frac{X_1^2 \{(X_1 + X_2) + X_o\}}{R_o^2 + \{(X_1 + X_2) + X_o\}^2} \quad (3.20)$$

모든 L 형 네트워크 모델에서 입력 임피던스 R_i 와 X_i 를 구성하는 네트워크 임피던스 변수는 X_1 과 X_2 이다. 즉, 입력 임피던스 값을 결정하는 설계 변수가 두 개이므로 자유도가 두 개인 것과 등가이다. 이때, 부하 임피던스의 한 점에 대해 입력 임피던스를 정합하려면 모든 자유도를 활용해야 한다. 즉, 설계 조건을 만족하는 네트워크 임피던스 변수의 해는 유일하다. 한 점을 정합하는 임피던스 정합 네트워크를 설계하려면 L 형 네트워크 모델로 충분하다. 하지만 부하 임피던스가 변동하는 시스템에 대하여 여러 점을 정합하는 임피던스 압축 네트워크를 설계하기 위해서는 네트워크 임피던스 변수 X_1 과 X_2 모두를 변동시켜야 한다.

3.1.3 T 형 네트워크 모델

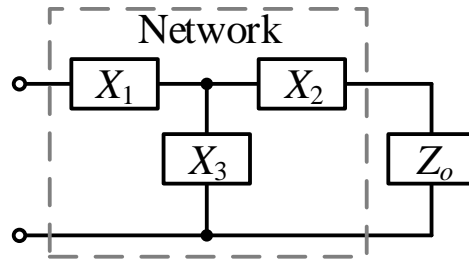


그림 3.3 대표적인 T 형 네트워크 모델

L 형 네트워크 모델과 같이 네트워크 임피던스 변수가 두 개인 임피던스 정합 네트워크는 부하 임피던스 한 점을 원하는 입력 임피던스로 정합시키는 것이 가능하지만 부하 임피던스가 변동할 때 입력 임피던스의 거동이 불가피하고, 이를 극복하기 위해 네트워크 임피던스 변수 X_1 과 X_2 모두를 변동시켜야 함을 알았다.

본 절에서는 세 개의 네트워크 임피던스 변수로 구성된 임피던스 변환 네트워크에 대해 분석하도록 한다. 대표적인 모델인 T 형 네트워크 모델을 기반으로 논의한다.

T 형 네트워크 모델의 네트워크 임피던스 변수 (X_1 , X_2 , X_3)를 리액턴스 변수로 표현하기 위해 아래와 같은 유도 과정을 거친다. 식 (3.2)를 활용하여 그림 3.3의 리액턴스 변수를 유도한다.

$$\begin{aligned}
 X_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = X_1 + X_3 \\
 X_{12} &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} = X_3 \\
 X_{21} &= \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} = X_3 \\
 X_{22} &= \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = X_2 + X_3
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

식 (3.3)을 이용하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jX_1 + jX_3 & jX_3 \\ jX_3 & jX_2 + jX_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

T 형 네트워크 모델의 입력 임피던스를 부하 임피던스와 네트워크 임피던스 변수에 대한 식으로 나타내기 위하여 식 (3.7)과 식 (3.8)의 입력 임피던스 방정식에서 리액턴스 변수를 식 (3.21)의 네트워크 임피던스 변수로 표현하면 다음과 같다.

$$R_i = \frac{X_3^2 R_o}{R_o^2 + (X_2 + X_3 + X_o)^2} \quad (3.23)$$

$$X_i = X_1 + X_3 - \frac{X_3^2 (X_2 + X_3 + X_o)}{R_o^2 + (X_2 + X_3 + X_o)^2} \quad (3.24)$$

식 (3.23)과 식 (3.24)에 따르면 입력 임피던스를 결정하는 네트워크 임피던스 변수는 X_1 , X_2 , X_3 이다. 즉, 입력 임피던스 값을 결정하는 설계 변수가 세 개이므로 자유도가 세 개인 것과 등가이다. 부하 임피던스의 한 점에 대해 입력 임피던스를 정합시키는 임피던스 정합 네트워크에서는 두 개의 자유도가 필요하므로 하나의 자유도가 남게 된다. 이는 곧 설계 조건을 만족하는 설계 변수의 해가 무수히 많이 존재하게 됨을 의미한다. 따라서 변동하는 부하 임피던스를 가진 시스템에서 부하 임피던스의 여러 점을 입력 임피던스로 정합하기 위하여 남는 자유도를 활용하여 설계자가 목표로 하는 최적의 임피던스 압축 네트워크 설계를 구현할 수 있다.

3.2 임피던스 압축 네트워크의 수학적 해석

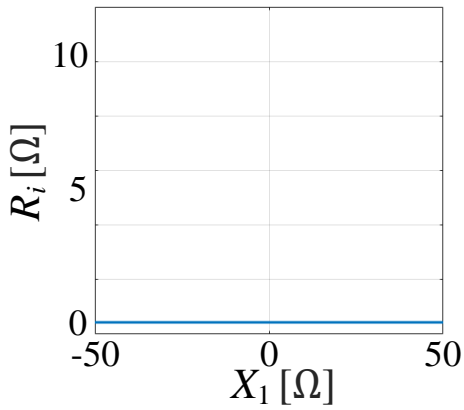
부하 임피던스가 변동하는 시스템에서 임피던스 정합 네트워크는 분명한 한계가 존재한다. 임피던스 정합 네트워크는 구조 상의 한계로 인해 부하 임피던스 변동 범위가 결정되면 반사 계수 크기의 최대값도 결정된다. 임피던스 압축 네트워크는 변동하는 부하 임피던스에 대해 정합이 가능하다는 측면에서 많은 전력 변환 시스템에 필수적이다.

본 절에서는 오직 하나의 네트워크 임피던스 변수만 변동하여 간단한 구조와 제어 방법으로 부하 임피던스 변동에 강인한 임피던스 압축 네트워크를 설계하는 수학적 해석 기법을 제시한다.

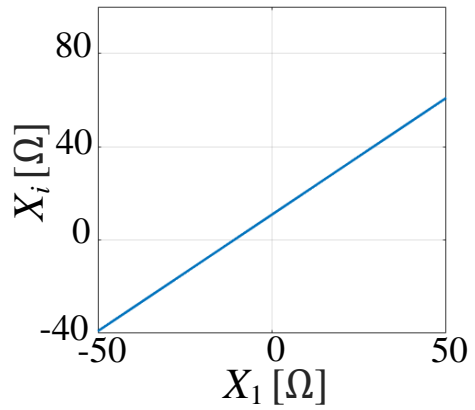
3.2.1 네트워크 임피던스 변수에 대한 입력 임피던스 분석

본 연구에서 제안하고자 하는 임피던스 압축 네트워크 설계의 핵심은 오직 하나의 네트워크 임피던스 변수만 변동하여 넓은 부하 임피던스 범위를 압축하는 것이다. 따라서 네트워크 임피던스 변수의 변동에 따른 입력 임피던스의 거동 양상에 대해 분석해야 한다. 본 논문에서는 T 형 네트워크 모델을 활용하여 임피던스 압축 네트워크를 설계한다. T 형 네트워크 모델의 입력 임피던스 R_i 와 X_i 에 대한 방정식을 각각 식 (3.23)과 식 (3.24)에서 확인할 수 있다.

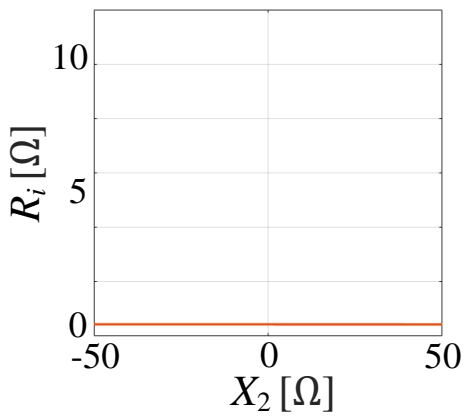
네트워크 임피던스 변수 X_1 , X_2 , X_3 중에 어떤 변수를 변동할지 선정해야 하므로 네트워크 임피던스 변수 변동에 대한 입력 임피던스의 거동을 확인한다. 본 절의 예시를 위하여 X_1 , X_2 , X_3 을 각각 10Ω 으로 단일화한 후, 하나의 변수만 $-50 \sim 50\Omega$ 까지 변동할 때 입력 임피던스의 거동을 분석한다.



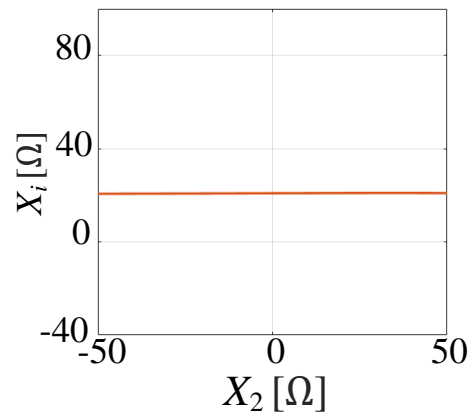
(가)



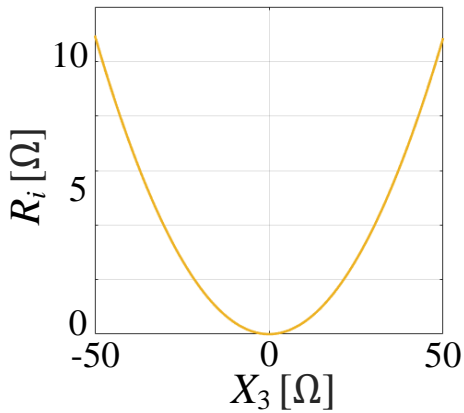
(나)



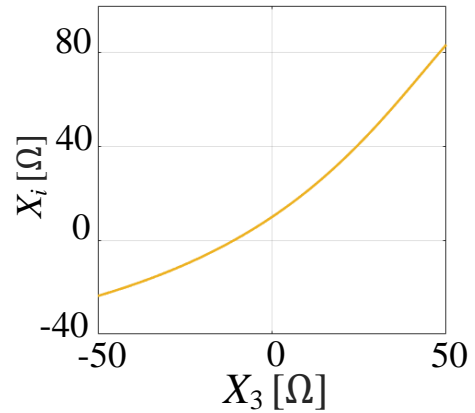
(다)



(라)



(마)



(바)

그림 3.4 네트워크 임피던스 변수 변동에 따른 입력 임피던스의 거동
 (가) X_1 변동에 따른 R_i (나) X_1 변동에 따른 X_i (다) X_2 변동에 따른 R_i
 (라) X_2 변동에 따른 X_i (마) X_3 변동에 따른 R_i (바) X_3 변동에 따른 X_i

그림 3.4에서 보는 것과 같이 다른 두 개의 네트워크 임피던스 변수가 고정이고 하나의 변수만 변동할 때, X_1 과 X_2 는 설계에 어려움이 있다는 것을 알 수 있다. X_1 은 구조상으로 입력 임피던스의 직렬 성분이기 때문에 그 값을 바꿔도 그림 3.4 (나)와 같이 X_i 만 변동하고 그림 3.4 (가)와 같이 R_i 는 바뀌지 않는다. 그림 3.4 (다)와 (라)를 보면, X_2 가 변동할 때 입력 임피던스는 그래프 상으로 잘 보이지 않을 만큼 작은 거동 범위를 갖는다. X_3 를 변동하면 이점이 두 가지가 있다. 첫째로 그림 3.4 (마)와 (바)와 같이 X_3 변동에 따라 입력 임피던스 값이 제일 크게 변동한다. X_3 를 통해 입력 임피던스 값을 원활하게 바꿀 수 있기 때문에 설계에 유리하다. 두번째로 X_3 는 구조 상 부하와 접지를 공유하기 때문에 안정적인 동작이 가능하다. 따라서 X_3 의 값을 변동하여 임피던스 압축 네트워크를 설계한다.

3.2.2 하나의 네트워크 임피던스 변수를 이용한 임피던스 압축 네트워크 설계

X_1 과 X_2 는 고정인 상태로 X_3 만 변동하여 입력 임피던스를 제어해야 한다. 입력 임피던스 Z_i 에 대한 설계 조건 방정식인 식 (3.23)과 식 (3.24)을 재정리하여 X_3 에 대한 자유도를 확보할 수 있다. 유도 과정은 다음과 같다. 식 (3.23)과 식 (3.24)는 각각 식 (3.25)와 식 (3.26)으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{R_i}{R_o} = \frac{X_3^2}{R_o^2 + (X_2 + X_3 + X_o)^2} \quad (3.25)$$

$$\frac{-X_i + X_1 + X_3}{X_2 + X_3 + X_o} = \frac{X_3^2}{R_o^2 + (X_2 + X_3 + X_o)^2} \quad (3.26)$$

두 식의 우변이 공통이므로 정리하여 X_3 에 대해 나타내면 식 (3.27)과 같다.

$$X_3 = \frac{R_o(X_1 - X_i) - R_i(X_2 + X_o)}{R_i - R_o} \quad (3.27)$$

이때 식 (3.27)이 의미하는 바는 부하 임피던스 Z_o , 입력 임피던스 Z_i , 그리고 X_1 과 X_2 가 결정되면 이를 만족하는 X_3 가 결정된다는 것이며, 이에 따라 X_3 를 변동하면 목표하는 임피던스 정합을 달성함을 알 수 있다. 이때 설계 조건을 만족하기 위해서는 적절한 X_1 과 X_2 를 선정해야 하므로 식 (3.27)을 식 (3.23)에 대입해서 정리하면 다음과 같이 원의 방정식이 나온다.

$$\left[R_o - \frac{1}{2} \left\{ \frac{(X_1 - X_i)^2}{R_i} + R_i \right\} \right]^2 + (X_o + X_2)^2 = \left[\frac{1}{2} \left\{ \frac{(X_1 - X_i)^2}{R_i} + R_i \right\} \right]^2 \quad (3.28)$$

식 (3.28)에서 원의 중심은 $C \left[\frac{1}{2} \left\{ \frac{(X_1 - X_i)^2}{R_i} + R_i \right\}, -X_2 \right]$ 이고, 반지름의 길이 r 은 $\frac{1}{2} \left\{ \frac{(X_1 - X_i)^2}{R_i} + R_i \right\}$ 이다. 즉, 부하 임피던스 변동과 입력 임피던스가 결정되었을 때, 그림 3.5와 같이 부하 임피던스 변동 ΔZ_o 가 식 (3.28)의 X_1 과 X_2 가 그리는 원의 방정식을 따른다면 고정된 X_1 과 X_2 , 그리고 변동하는 X_3 를 통해 설계자가 요구하는 입력 임피던스를 모두 정합할 수 있다. 이를 그림 3.6의 개념도로 나타내었다.

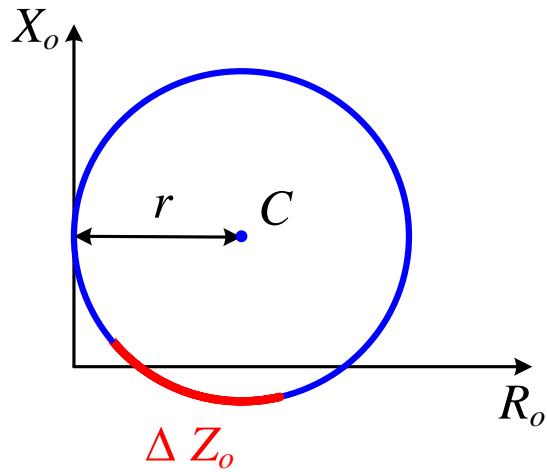


그림 3.5 원의 방정식과 이를 따르는 부하 임피던스 변동

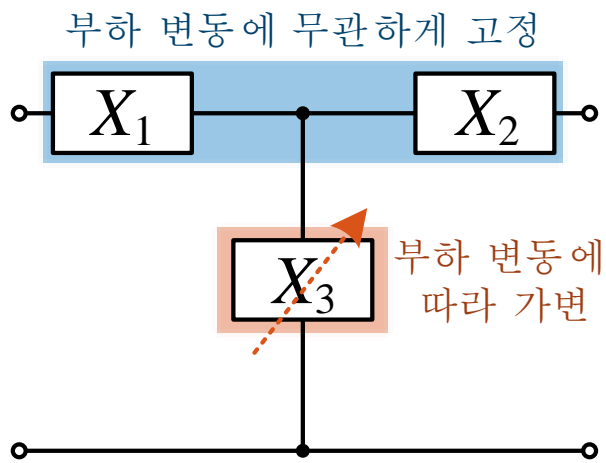


그림 3.6 고정된 X_1 과 X_2 , 변동하는 X_3 를 가지는 임피던스 압축 네트워크

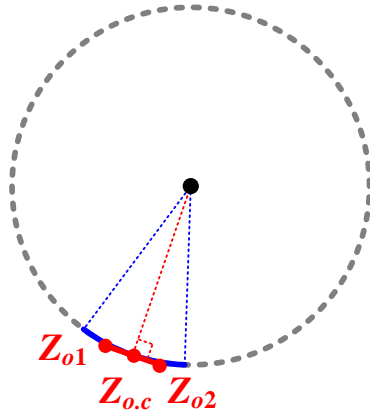


그림 3.7 부하 임피던스 변동의 중심과 접하는 원

본 연구는 부하 임피던스 변동이 직선인 시스템을 다룬다. 따라서 그림 3.7과 같이 Z_{o1} 부터 Z_{o2} 까지 움직이는 부하 임피던스 변동 직선보다 원의 크기를 훨씬 크게 설계하면 원의 호와 부하 임피던스 변동 직선을 근사 시킨다. 식 (3.28)을 통해 부하 임피던스 변동의 중심($Z_{o.c}$)과 접하는 원의 방정식을 찾는다. 조건을 만족하는 원의 방정식의 개수는 한 개 또는 두 개이며, 그림 3.8에 표현하였다. 만약 반지름의 길이(r)가 $0.5R_i$ 보다 작다면 식 (3.28)의 원의 방정식에서 X_1 은 허수가 된다. 하지만 X_1 은 실수여야 하므로 이러한 경우에는 오직 하나의 원의 방정식만이 조건을 만족한다. 이외의 경우, 조건을 만족하는 원의 방정식은 두 개이다. 또한 식 (3.28)에서 X_1 은 제곱항으로 존재하기 때문에 한 원의 방정식을 만족하는 X_1 과 X_2 의 조합은 두 개이다. 이를 표 3.1에 정리하였다.

X_1 과 X_2 의 조합이 결정되면 식 (3.27)을 이용해서 X_3 의 범위를 얻을 수 있다. 즉, 임피던스 압축 네트워크를 구성하는 네트워크 임피던스 변수를 모두 구하게 된다.

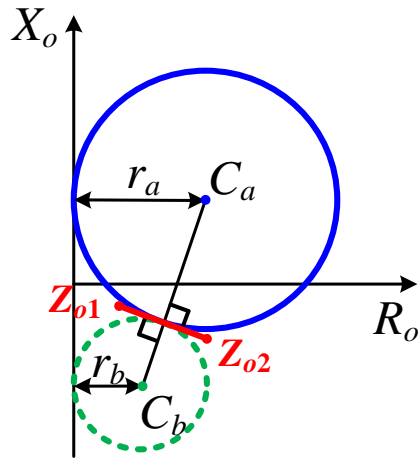


그림 3.8 임피던스 압축 네트워크 설계 조건을 만족하는 원

표 3.1 조건을 만족하는 원의 방정식의 개수와 X_1 과 X_2 조합의 개수

반지름 길이 (r)	$r < 0.5R_i$	$r \geq 0.5R_i$
원의 방정식 개수	1	2
X_1 과 X_2 의 조합 개수	2	4

3.3 원거리 공진형 전력 변환 시스템 설계

본 절에서는 제안하는 임피던스 압축 네트워크 설계 방법을 활용하여 플라즈마 구동 시스템의 임피던스 압축 네트워크를 구성하는 네트워크 임피던스 변수들의 해를 도출한다. 순서도에 따라 이산 가변 방식의 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 구조를 설계하고, 부피와 정합 성능에 대한 최적화 방법론에 대해 모의 실험과 함께 제시하여 분석과 설계의 효용성을 검증한다. Class E 인버터를 설계하고 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크를 통해 인버터의 안정적인 동작을 보인다.

3.3.1 플라즈마 구동 시스템의 개요

플라즈마 구동 시스템은 진공 챔버(chamber)에 가스를 주입하여 전자와 중성 입자를 충돌시켜 이온화 반응을 통해 플라즈마 상태를 만들어내는 원리로 반도체 공정에 사용되고 있다. 시스템의 구조는 그림 3.9와 같이 전원, 인버터, 임피던스 압축 네트워크, 그리고 플라즈마 생성이 이루어지는 부하단, 즉 플라즈마 챔버로 이루어져 있다.

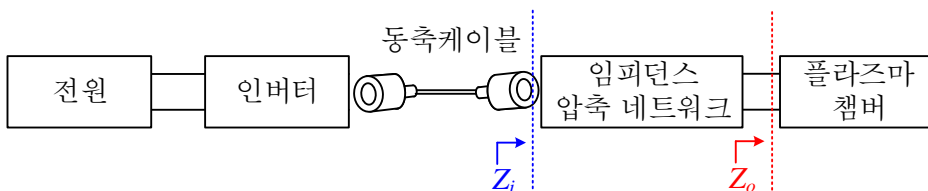
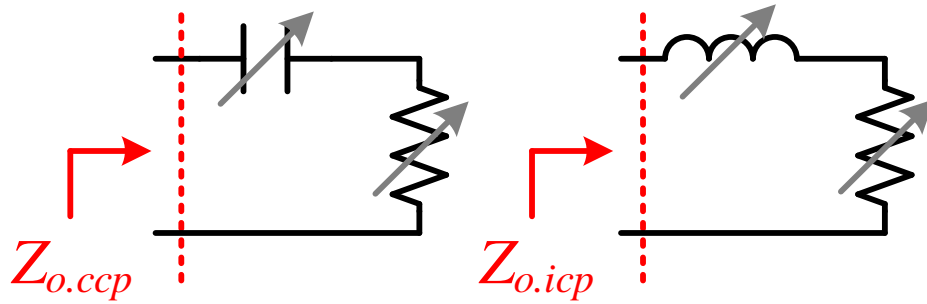


그림 3.9 플라즈마 구동 시스템의 구조



(가)

(나)

그림 3.10 플라즈마 챔버의 등가 임피던스 모델

(가) CCP 방식 (나) ICP 방식

동작 주파수가 27.12 MHz 인 플라즈마 구동 시스템의 파장의 길이는 약 11 m 이다. 표 2.1과 같이 전송 선로의 길이가 약 11 cm 보다 길어지면 전기적으로 긴 전송 선로를 가진다. 플라즈마 구동 시스템은 인버터와 부하의 거리가 먼 원거리 시스템이기 때문에 동축케이블로 연결되어 있고, 공정 조건에 따라 부하의 임피던스는 변동하기 때문에 최적의 전력을 전달하기 위해 임피던스 압축 네트워크는 필수적이다.

플라즈마 챔버 내부는 플라즈마를 발생시키는 방식에 따라 축전 결합 플라즈마(capacitively coupled plasma, CCP) 또는 유도 결합 플라즈마(inductively coupled plasma, ICP)로 구성된다. CCP는 전극 상에 형성되는 수직 방향의 전기장에 의해 전자가 가속되는 원리이고, ICP는 안테나(antenna) 전류로부터 만들어지는 유도기전력이 전자를 가속시키는 원리이다. 이 두 방식 모두 등가 모델로 표현하면 그림 3.10과 같다. 본 연구에서는 그림 3.10 (가)와 같이 CCP 방식의 플라즈마 챔버로 구성된 시스템에 대해 다루도록 한다.

3.3.2 네트워크 임피던스 변수의 해 도출

제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크 설계는 그림 3.11의 순서도(flowchart)를 따라 진행된다. 위 순서도에 본 시스템을 적용한다.

[1단계]: 설계 목표 설정

위 단계에서는 설계자가 정합하고자 하는 입력 임피던스 값을 설정한다. 동축케이블을 이용하는 시스템은 케이블의 특성 임피던스에 맞추어 입력 임피던스를 선정한다. 이외의 경우에도 설계자가 원하는 특정 입력 임피던스 값을 설계 목표로 설정할 수 있다. 본 연구에서는 동축케이블의 특성 임피던스와 입력 임피던스의 공액복소수를 같게 하여 반사 전력을 최소화하는 것이 목표이므로 $Z_i = 50 \Omega$ 으로 정한다.

[2단계]: 부하 임피던스 변동 범위 확인

시스템의 부하 임피던스 변동 범위를 파악한다. 우수한 정합 성능을 위하여 설계의 기준점은 부하 임피던스 변동의 중심이다. 이전 문헌에서 가스 압력에 따라 변동하는 CCP 방식 플라즈마 챔버의 부하 임피던스 범위는 실험을 통해 측정하였다 [19]. 이를 근거로 CCP 방식 플라즈마 챔버의 저항 성분 변동 범위는 $R_o = 4 \sim 4.4 \Omega$, 커패시턴스 성분 변동 범위는 $C_o = 62 \sim 56 \text{ pF}$ 이다. 이때 부하는 선형적으로 변화한다고 가정할 수 있고, 저항 성분과 커패시턴스 성분이 종속적인 관계임을 확인하였다 [19]. 가스 압력에 따른 부하 임피던스 변동과 이를 선형으로 근사한 직선을 그림 3.12에 그래프로 나타내었다. 이때 부하 임피던스 변동의 중심 점은 $R_{o,c} = 4.2 \Omega$ 이고 $C_{o,c} = 59 \text{ pF}$ 이다.

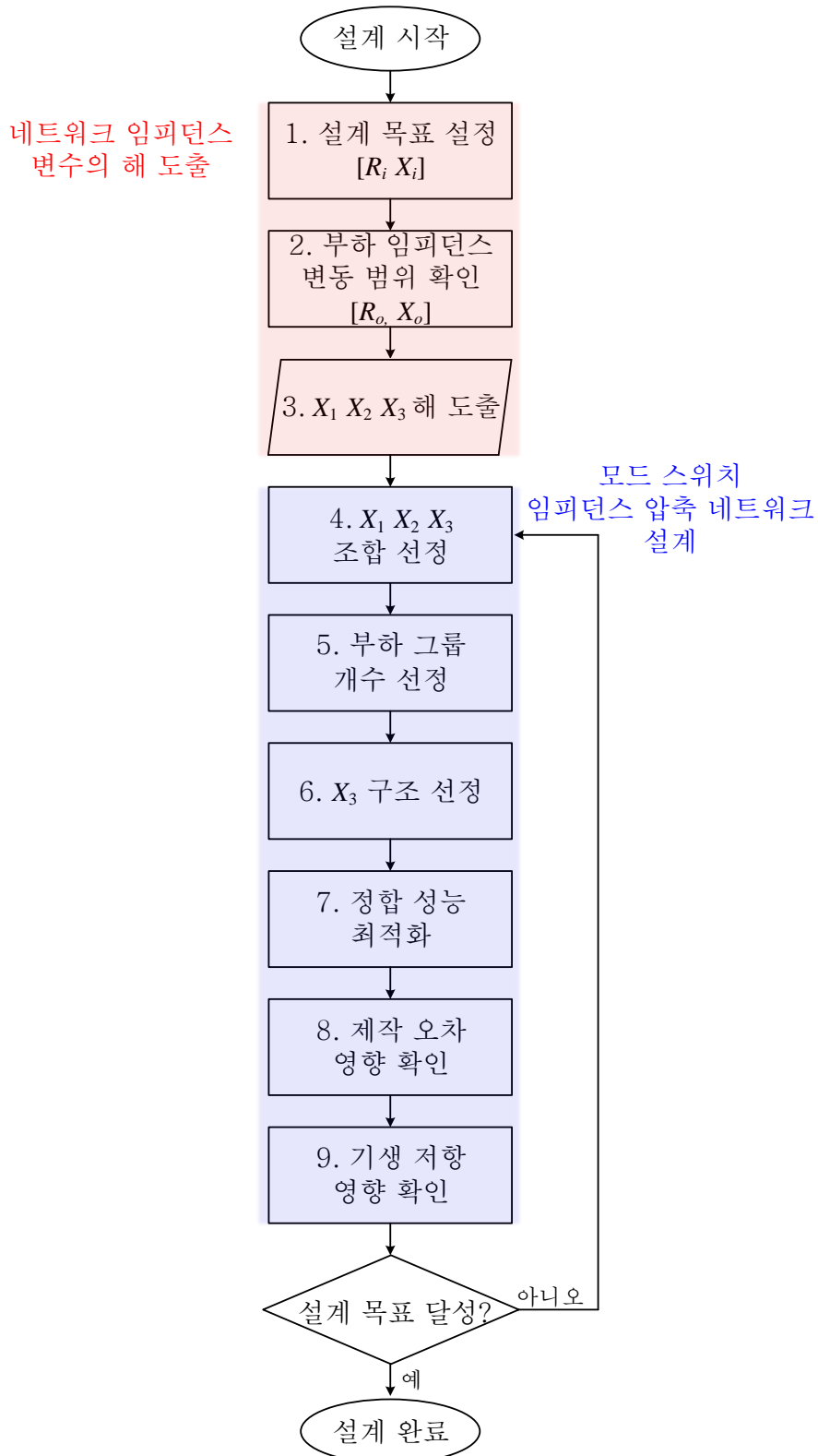
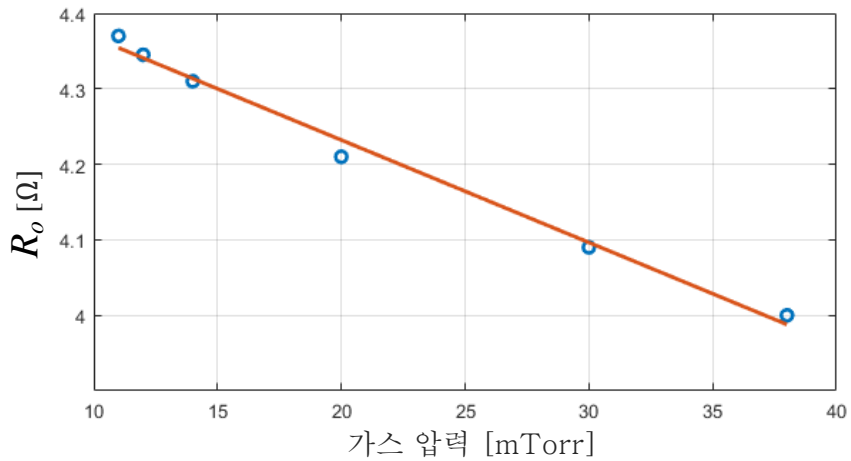
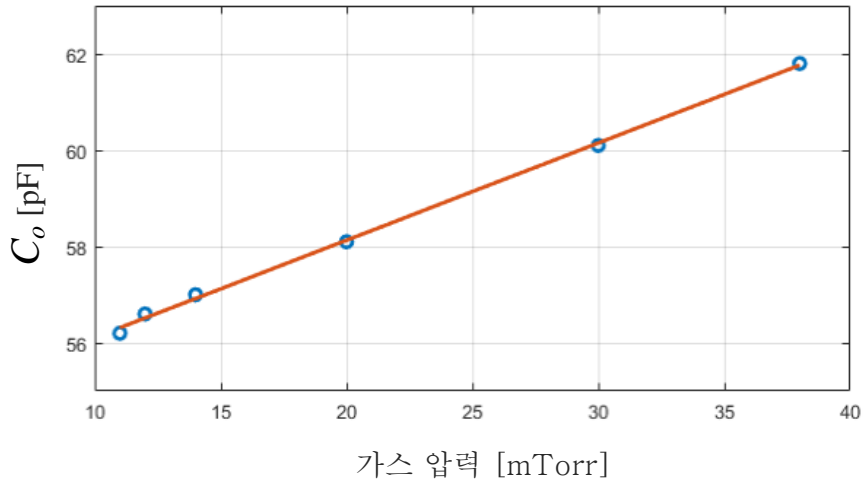


그림 3.11 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 설계 순서도



(가)



(나)

그림 3.12 가스 압력에 따른 CCP 챔버의 등가 임피던스 변화 [19]
(가) R_o [Ω] (나) C_o [pF]

[3단계]: 네트워크 임피던스 변수 X_1 , X_2 , X_3 의 해 도출

그림 3.13과 같이 본 시스템에서 조건을 만족 하는 원의 방정식은 한 개 존재한다. 따라서 조건을 만족하는 네트워크 임피던스 변수 조합의 개수는 두 개이다. 각 네트워크 임피던스 변수의 임피던스 값은 표 3.2에 나타내었다.

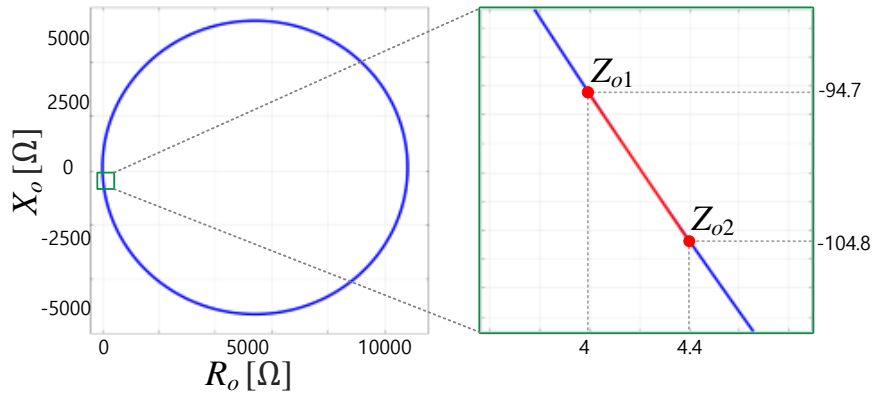


그림 3.13 설계 조건 방정식을 만족하는 하나의 원과 시스템의 부하 임피던스 변동

표 3.2 네트워크 임피던스 변수 해의 조합

네트워크 임피던스 변수	조합 1 [Ω]	조합 2 [Ω]
X_1	-733	733
X_2	-113	-113
X_3	163~168	292~307

3.3.3 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크 설계

본 항부터는 시스템을 설계하고 최적화하는 과정이므로 모의 실험을 활용한다.

[4단계]: 네트워크 임피던스 변수 조합 선정

3단계에서 얻은 설계 조건을 만족하는 네트워크 임피던스 변수의 조합은 총 두 개이다. 각각의 변수를 수동 소자로 구현하기 위한 값을 나타내면 표 3.3과 같다. 이때 임피던스 압축 네트워크 앞 단의 인버터 특성을 고려해야 한다. Class E 인버터가 고속 스위칭 동작을 할 때 임피던스 압축 네트워크 단으로는 평균 전압과 고주파 교류 전압이 함께 인가된다. 한편 그림 3.14와 같이 조합 2의 구조는 L_1 과 L_3 의 경로에 평균 전압이 인가되기 때문에 과도한 DC 전류가 유기된다. 따라서 조합 2는 설계에 적합하지 않으므로 조합 1을 채택한다.

표 3.3 네트워크 임피던스 변수를 구현하기 위한 수동 소자 값

네트워크 임피던스 변수	조합 1	조합 2
X_1	$C_1 = 8.0 \text{ pF}$	$L_1 = 4.3 \text{ uH}$
X_2	$C_2 = 51.8 \text{ pF}$	$C_2 = 51.8 \text{ pF}$
X_3	$L_3 = 956 \sim 985 \text{ nH}$	$L_3 = 1.7 \sim 1.8 \text{ uH}$

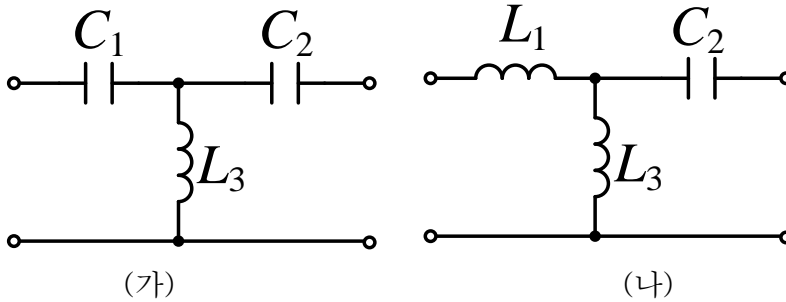


그림 3.14 네트워크 임피던스 변수 조합의 회로
(가) 조합 1 (나) 조합 2

[5단계]: 부하 그룹 개수 선정

변동하는 부하 임피던스의 모든 점에서 완벽한 정합을 하려면 무수히 많은 X_3 가 필요하다. 이때 정합 성능은 증가하지만 시스템의 부피가 커지고 비용이 증가한다는 단점이 있다. 따라서 본 연구는 부하 임피던스 변동 범위를 그룹화하고, 각 부하 그룹에 대해 최적의 X_3 를 선정한다. 모드 스위치를 통해 부하 그룹 별로 임피던스를 정합하여 최종적으로 이산 가변 방식의 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크를 설계한다. 시스템의 부하 임피던스 변동 범위에 따라, 그리고 최대 반사 계수 크기 조건에 따라 부하 그룹의 범위와 개수가 달라진다. 설계자는 설계 조건에 부합하도록 부하를 적절히 그룹화해야 한다. CCP 방식의 플라즈마 구동 시스템이 27.12 MHz에서 동작할 때, 부하 임피던스 R_o 와 C_o 의 변동에 따른 반사 계수 크기의 평균값이 가장 작도록 임피던스 정합 네트워크를 설계하면 그림 3.15와 같다.

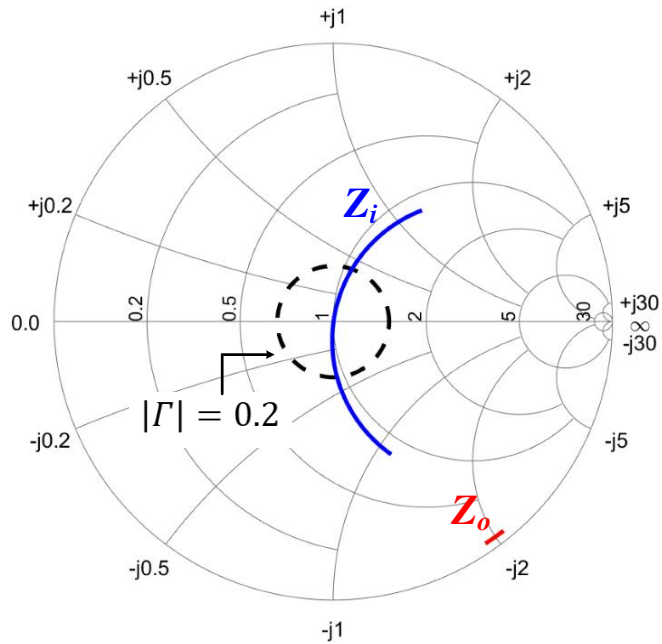


그림 3.15 스미스차트로 관측한 임피던스 정합 네트워크의 입력 임피던스 궤적

그림 3.15에서 알 수 있는 반사 계수 크기의 최대값은 0.518이다. 이 값을 전력 전송 효율로 환산하면 27%의 전력이 동축케이블을 지나면서 반사되어 부하 단에는 오직 73%의 전력만이 전달될 수 있다. 본 논문에서 기준으로 두는 최대 반사 계수 크기 조건은 $|\Gamma_{max}| \leq 0.20$ 이다. 이를 만족하기 위해서 부하를 네 개의 그룹으로 나누는게 적절하다. 또한 우수한 반사 특성을 위해 각 부하 그룹의 중심 점이 $Z_i = 50 \Omega$ 에 정합되도록 한다. 그림 3.16에서 그룹화 된 부하 임피던스 각각의 중심을 입력 임피던스에 정합하는 개념도를 복소 평면에 나타내었다.

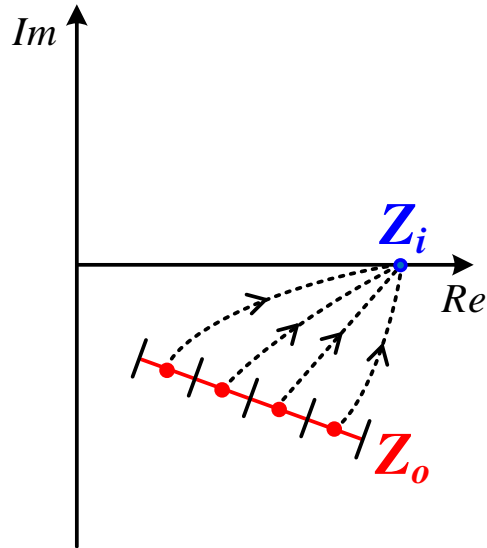


그림 3.16 그룹화 된 부하 임피던스의 중심을 입력 임피던스에 정합하는 개념도

[6단계]: X_3 구조 선정

그림 3.17 (가)와 (나)에서 하나의 모드 스위치 만을 사용하여 간단하게 구현한 임피던스 압축 네트워크 모델의 예시를 보인다. 이때 X_3 를 구성하는 소자에 대해 논의한다. X_3 의 리액턴스 값은 양수이므로 유도성 리액턴스이다. 유도성 리액턴스를 구현하는 방식은 그림 3.18 (가), (나)와 같이 모드 스위치, 인덕터와 커패시터를 적절히 사용하여 구현할 수도 있고, 그림 3.18 (다), (라)와 같이 모드 스위치와 인덕터만으로 구현할 수도 있다.

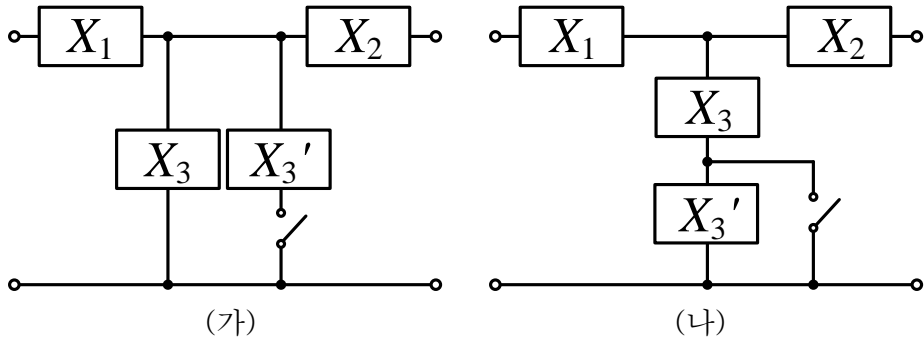


그림 3.17 하나의 모드 스위치로 구성된 임피던스 압축 네트워크 구조

(가) 병렬 임피던스 구조 (나) 직렬 임피던스 구조

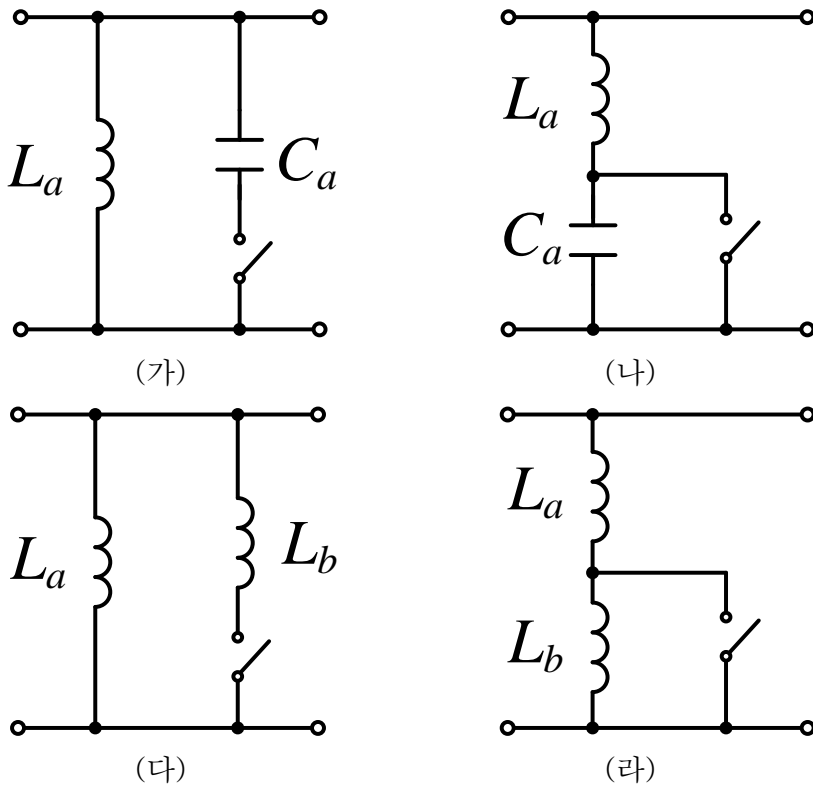


그림 3.18 하나의 모드 스위치로 구성된 X_3 의 구조

(가) 병렬 LC 회로 (나) 직렬 LC 회로

(다) 병렬 L 회로 (라) 직렬 L 회로

X_3 값을 LC 직·병렬 회로로 구성하는 것은 극점이 생기기 때문에 설계 난이도에 어려움을 준다. 따라서 X_3 단은 그림 3.18 (다) 또는 (라)처럼 오직 인덕터로만 구성한다.

다음으로는 인덕터의 직렬 또는 병렬 구조에 대한 논의가 필요하다. 그림 3.18과 같은 예시는 부하가 두 개의 그룹으로 나뉘는 가장 단순한 구조이다. 부하 그룹의 개수가 세 개 이상일 때부터는 각 부하 그룹의 X_3 변화 양상을 활용할 수 있다. 부하 그룹의 개수가 많아짐에 따라 X_3 단의 모드 스위치 개수를 늘려서 설계할 수도 있지만, 그 전에 X_3 의 변동 양상을 분석한다면 모드 스위치 개수를 부하 그룹 개수만큼 늘리지 않을 수 있다. 즉, 모드 스위치 최적 설계를 통해 임피던스 압축 네트워크의 부피와 비용을 감소시킬 수 있다. 부하를 네 개의 그룹으로 나누었을 때 각 부하 임피던스의 중심이 입력 임피던스 $Z_i = 50\Omega$ 에 정합되도록 하는 X_3 의 값을 살펴보면 그림 3.19와 같다.

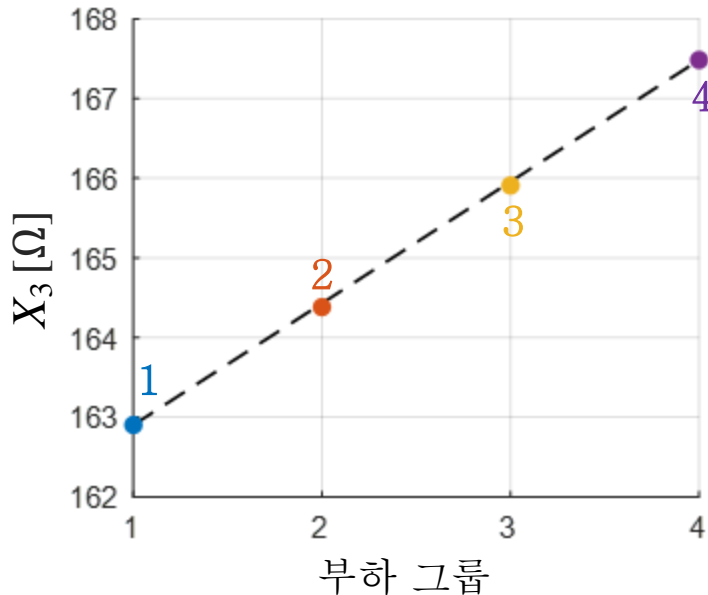


그림 3.19 부하 그룹 별 임피던스 정합을 위한 X_3

그림 3.19에서 부하 그룹 별 임피던스 정합을 위한 X_3 를 점으로 표기하였고, 부하 그룹 1과 부하 그룹 4의 점을 직선으로 이어서 점선으로 표현하였다. 부하 그룹 1을 기준으로 부하 그룹 2, 3, 4의 X_3 값이 거의 같은 기울기를 가진 직선 위에 있다. 즉, 부하 그룹이 이동할 때의 ΔX_3 가 거의 동일하다. 그렇다면 부하 그룹 1의 X_3 값을 기준으로 ΔX_3 를 더해가면서 부하 그룹 2, 3, 4의 X_3 값을 도출할 수 있다. 인덕터로 구성되는 $X_3(=j\omega L_3)$ 는 주파수가 고정일 때 L_3 와 비례 관계이므로 L_3 에 대해 표현하면 그림 3.20과 같다.

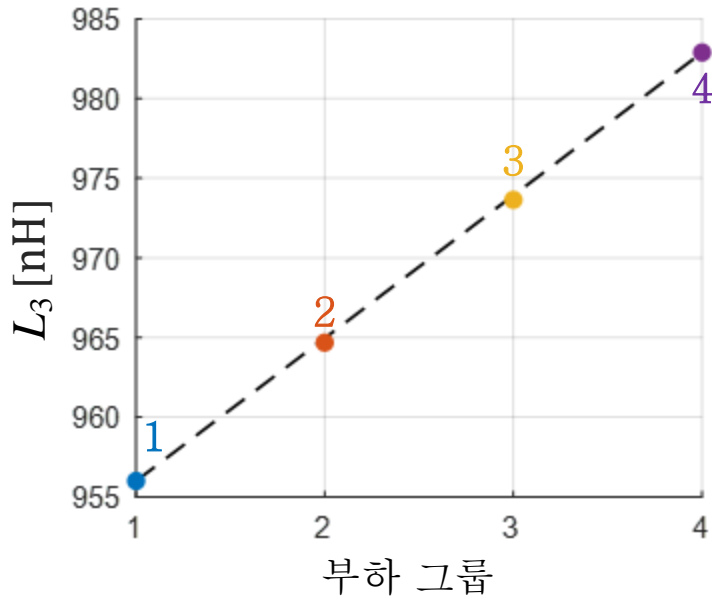
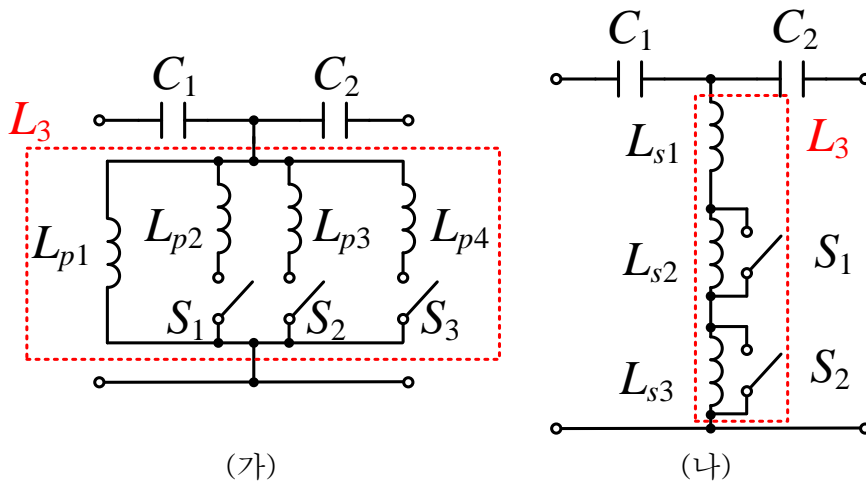


그림 3.20 부하 그룹 별 임피던스 정합을 위한 L_3

L_3 가 선형으로 변하므로, 부하 그룹 1을 기준으로 ΔL_3 를 더해주면 부하 그룹 2, 3, 4의 최적 L_3 를 구현할 수 있다. 따라서 임피던스 압축 네트워크의 X_3 단은 그림 3.21 (나)처럼 인덕터 직렬 연결 구조로 구현해야 모드 스위치 개수를 줄이면서 우수한 정합 성능을 유지할 수 있다. 표 3.4에서 그림 3.21 (나) 구조의 부하 그룹 별 모드 스위치 상태와 그때의 X_3, L_3 를 정리하여 나타내었다.



(가) 그림 3.21 연결 구조에 따른 임피던스 압축 네트워크의 구성
(가)인덕터 병렬 연결 구조 (나)인덕터 직렬 연결 구조

표 3.4 그림 3.21 (나)에서 부하 그룹 별 정합을 위한 모드 스위치 상태와 그때의 X_3, L_3

부하 그룹	S_1	S_2	X_3 [Ω]	L_3 [nH]
1	ON	ON	162.9	956.1
2	OFF	ON	164.4	964.8
3	ON	OFF	165.9	973.7
4	OFF	OFF	167.5	983.0

[7단계]: 정합 성능 최적화

앞 단계에서 부하 그룹에 따른 L_3 의 값을 보였다. 부하 그룹이 이동할 때, ΔL_3 는 거의 동일한 값을 가지지만 미세한 오차가 존재한다. 본 단계에서는 모드 스위치 최적화 과정에서 발생하는 인덕턴스 오차로 인한 정합 성능 감소를 극복하는 최적화 기법에 대해 제시한다. 먼저 오차의 원인에 대해 구체적으로 분석하고, 정합 성능의 지표가 되는 최대 반사 계수 크기 최적화 알고리즘을 제시하여 설계의 효용성에 대해 논의한다.

모드 스위치의 동작 원리는 다음과 같다. 스위치의 턴-온/오프 상태에 따라 등가 인덕턴스 값이 바뀌고, 이를 통해 부하 그룹 별 최적의 정합 점을 보장한다. 부하 그룹 별 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 등가 회로에 대해 그림 3.22에 나타내었다. 이때 부하 그룹 1, 2, 3에서는 L_{s1} , L_{s2} , L_{s3} 를 적절히 선정하여 이상적으로 정합할 수 있지만, 부하 그룹 4의 등가 인덕턴스는 L_{s1} , L_{s2} , L_{s3} 의 합으로 결정되므로 종속적으로 결정됨을 알 수 있다. 첫번째 예시로 L_{s1} , L_{s2} , L_{s3} 의 값을 부하 그룹 1, 2, 3을 기준으로 설정하였을 때 부하 그룹 4에서 발생하는 인덕턴스 오차를 구하면

표 3.5와 같다. 이때 인덕턴스 오차는 이상적인 인덕턴스 값에서 실제 인덕턴스 값을 뺀 값으로 정의한다.

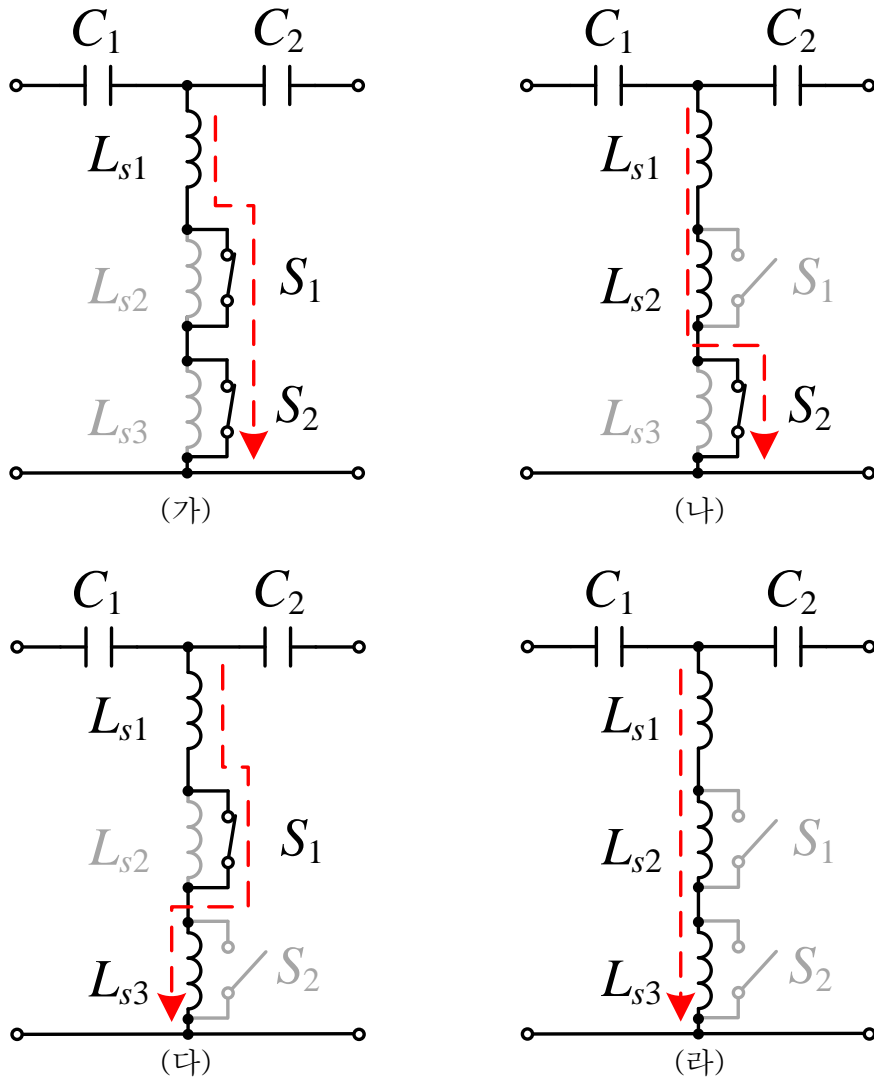


그림 3.22 각 부하 그룹에서 임피던스 압축 네트워크의 등가 회로

(가) 부하 그룹 1 (나) 부하 그룹 2

(다) 부하 그룹 3 (라) 부하 그룹 4

표 3.5 (예시 1) 부하 그룹 1, 2, 3을 기준으로 정합하였을 때 부하 그룹 4에서 발생하는 인덕턴스 오차

부하 그룹	이상 L_3 [nH]	실제 L_3 [nH]	인덕턴스 오차 [pH]
1	956.0	956.0	0
2	964.69	964.69	0
3	973.64	973.64	0
4	982.89	982.33	560

표 3.6 부하 범위를 동일하게 분담하였을 때 부하 그룹의 범위

부하 그룹	시작점	끝점	부하 그룹의 중심점
1	4-j94.654	4.097-j97.093	4.047-j95.837
2	4.097-j97.093	4.195-j99.596	4.144-j98.307
3	4.195-j99.596	4.296-j102.163	4.244-j100.841
4	4.296-j102.163	4.400-j104.795	4.347-j103.440

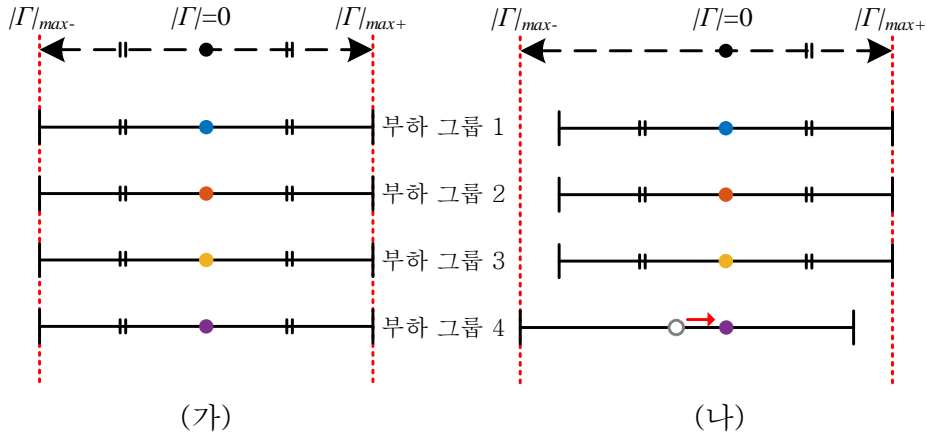


그림 3.23 반사 계수 크기로 확인한 부하 그룹 4의 정합점 오차가 정합 성능에 미치는 영향

- (가) 이상적 설계로 오차가 존재하지 않을 때 반사 계수 크기
- (나) (예시 1) 부하 그룹 4에 인덕턴스 오차를 부담하였을 때 반사 계수 크기

표 3.6과 같이 각 부하 그룹의 부하 범위를 동일하게 분담하였을 때 부하 그룹 4에서 발생하는 인덕턴스 오차가 정합 성능에 미치는 영향을 반사 계수 크기로 표현하면 그림 3.23과 같다. 설계의 목표대로라면, 그림 3.23 (가)와 같이 부하의 중심점이 정합점과 같아야 한다. 하지만 모드 스위치 최적 설계로 인해 발생하는 인덕턴스 오차로 인해 부하 그룹 4의 정합점이 변동된 결과가 그림 3.23 (나)에 나타난다. 반사 계수 크기의 최대값은 $|\Gamma|_{max} = \max(|\Gamma|_{max-}, |\Gamma|_{max+})$ 이므로 $|\Gamma|_{max-}$ 와 $|\Gamma|_{max+}$ 의 불균형은 최대 반사 계수 크기 증가를 초래한다.

표 3.7 (예시 2) 부하 그룹 2, 3, 4에 동일한 오차를 분담하였을 때 발생하는 인덕턴스 오차

부하 그룹	이상 L_3 [nH]	실제 L_3 [nH]	인덕턴스 오차 [pH]
1	956.0	956.0	0
2	964.69	964.87	-186
3	973.64	973.83	-186
4	982.89	982.70	186

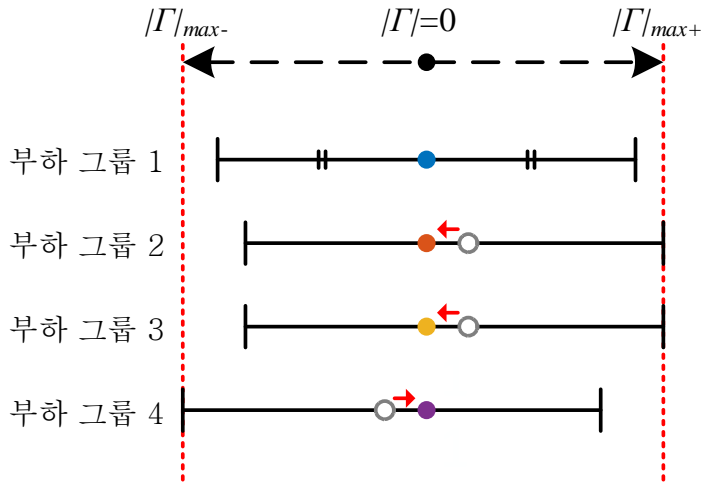


그림 3.24 (예시 2) 부하 그룹 2, 3, 4에 동일한 인덕턴스 오차를 분담하였을 때 반사 계수 크기

두번째 예시로, 표 3.7과 같이 동일한 부하 범위를 가지는 부하 그룹 2, 3, 4에 동일한 인덕턴스 오차를 분담한다면 그림 3.24와 같이 $|\Gamma|_{max-}$ 와 $|\Gamma|_{max+}$ 의 불균형이 감소하여 $|\Gamma|_{max}$ 의 크기가 감소한다. 즉, 정합 성능이 보다 나아지는 것을 확인할 수 있다. 이때 $|\Gamma|_{max-}$ 와 $|\Gamma|_{max+}$ 의 변동 양상을 보면, 이상적인 인덕턴스 값을 기준으로 실제 인덕턴스 값을 더 작게 설계할 때 $|\Gamma|_{max-}$ 가 증가하는 방향으로 부하가 이동한다. 반대로 이상적인 인덕턴스 값보다 더 큰 인덕턴스로 설계할 때 $|\Gamma|_{max+}$ 가 증가하는 방향으로 부하가 이동한다.

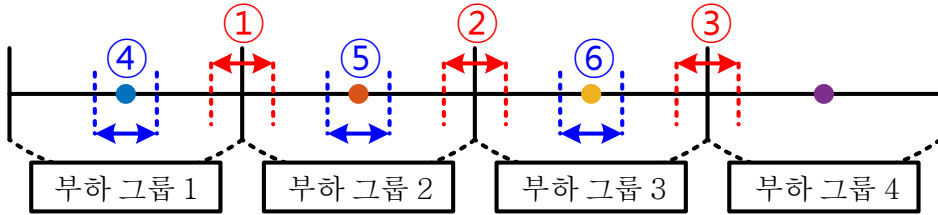


그림 3.25 그래프로 표현한 부하 그룹이 네 개일 때 존재하는 자유도
 빨간 화살표 표식: 부하 그룹 범위 자유도
 파란 화살표 표식: 인덕턴스 오차 자유도

이러한 방향성을 가진다는 것은, 부하 그룹 범위와 인덕턴스 오차를 적절히 조절하면서 반사 계수 크기의 최대값을 제일 작게 하는 특정 조건이 있음을 암시한다. 따라서 부하 그룹 범위와 인덕턴스 오차의 자유도를 활용하여 $|\Gamma|_{max}$ 의 최소화를 목표로 설계를 진행한다.

우선 자유도를 분석한다. 부하 그룹을 네 개로 나누었기 때문에 부하 그룹 범위에 대한 자유도 세 개와 인덕턴스 오차에 대한 자유도 세 개로 총 여섯 개의 자유도가 존재한다. 이를 그래프로 표현하면 그림 3.25와 같다. 부하 그룹 4의 인덕턴스는 부하 그룹 1, 2, 3의 합으로 표현되기 때문에 종속되는 조건이다.

자유도의 값에 따른 방향성을 미리 알면, 분석 범위를 줄여 최적 해에 빨리 접근할 수 있다. 인덕턴스 오차가 양(+)이면, 즉 이상적인 인덕턴스 값이 실제 인덕턴스 값보다 크면 부하가 왼쪽으로 이동하여 $|\Gamma|_{max-}$ 가 증가한다. 인덕턴스 오차가 음(-)이면, 즉 이상적인 인덕턴스 값이 실제 인덕턴스 값보다 작으면 부하가 오른쪽으로 이동하여 $|\Gamma|_{max+}$ 가 증가한다.

따라서 부하 그룹 4에서 실제 인덕턴스 값이 이상적인 값보다 작아서 부하가 왼쪽으로 이동하는 것을 줄이기 위해 부하 그룹 1, 2, 3에서 인덕턴스 값을 증가시켜서 부하 그룹 4의 인덕턴스 오차를 줄여야 한다.

하지만 그렇게 되면 부하 그룹 1, 2, 3은 오른쪽으로 이동하게 되고 $|\Gamma|_{max+}$ 가 증가한다. 본 부하 시스템은 변동하는 부하의 시작점이 $|\Gamma|_{max+}$ 이고 끝 점이 $|\Gamma|_{max-}$ 이므로 부하 그룹 2, 3의 앞쪽 부하를 각각 부하 그룹 1, 2가 감당하도록 변경하면 부하 그룹 2, 3의 $|\Gamma|_{max+}$ 를 줄일 수 있다.

이때 부하 그룹 1은 부하 그룹 2의 부하 범위 중 앞 부분을 감당하게 되면 $|\Gamma|_{max+}$ 와 $|\Gamma|_{max-}$ 의 대칭이 깨지면서 $|\Gamma|_{max-}$ 가 증가하게 된다. 이를 보완하기 위해 음의 인덕턴스 오차를 부여하여 부하를 오른쪽으로 이동시킨다. 인덕턴스 오차의 허용 정도가 부하 그룹 범위의 시작점과 연관되어 있음을 알 수 있다.

부하 그룹 4는 양의 인덕턴스 오차가 생길수록 왼쪽으로 이동하고 부하 그룹 범위가 넓을수록 영향이 커지기 때문에 부하의 범위를 적게 하고 오차도 줄여야 한다. 정리하면 다음과 같다.

- 1) 부하 그룹 1에 음의 인덕턴스 오차를 인가하여 부하를 오른쪽으로 이동시켜서 $|\Gamma|_{max+}$ 를 증가시키고, 부하 그룹 2의 앞쪽 부하 임피던스 범위를 감당하여 $|\Gamma|_{max-}$ 를 증가시킨다.
- 2) 부하 그룹 2는 부하 그룹 1에 넘겨준 부하만큼 음의 인덕턴스 오차를 감당할 수 있으므로 부하를 오른쪽으로 이동하여 $|\Gamma|_{max+}$ 를 증가시키고, 부하 그룹 3의 앞쪽 부하를 감당하여 $|\Gamma|_{max-}$ 를 늘린다.
- 3) 부하 그룹 3은 부하 그룹 2에 넘겨준 부하만큼 음의 인덕턴스 오차를 감당할 수 있으므로 부하를 오른쪽으로 이동하여 $|\Gamma|_{max+}$ 를 증가시키고, 부하 그룹 4의 앞쪽 부하를 감당하여 $|\Gamma|_{max-}$ 를 늘린다.
- 4) 부하 그룹 4는 양의 인덕턴스 오차로 인해 부하가 왼쪽으로 이동하기 때문에 오차를 줄여서 $|\Gamma|_{max-}$ 를 감소시켜야 한다.

이러한 직관을 가지고 부하 그룹의 범위와 인덕턴스 오차를 다음과 같이 설정한다.

부하 그룹 범위에 대한 자유도를 활용하기 위해 그림 3.25에서 부하가 동일한 범위로 분담되었을 때 부하 그룹 기준점 (①, ②, ③)을 각각 1로 정규화 한다. 각각의 이상적인 부하 임피던스 기준점을 1.0005배에서 1.001배까지 증가시킨다.

인덕턴스 오차에 대한 자유도를 활용하기 위해 앞의 예시 1에서 부하 그룹 4가 감당해야하는 인덕턴스 오차 560 pH 을 1로 정규화 한다. 따라서 부하 그룹 1, 2, 3의 인덕턴스 오차(④, ⑤, ⑥)가 이상적인 인덕턴스 값 대비 $-560\sim 0$ pH 의 범위에 존재할 때를 기준으로 분석한다.

분석 방법으로는 최악의 경우 발생 가능한 손실을 최소화하는 분석 방식인 최소 극대화 최적화(maximin optimization)기법을 채택하였다. 최소 극대화 최적화 기법의 구현 방법은 그림 3.26의 순서도를 따른다. 이때 부하 그룹은 4개이고 정밀도 k 는 9로 선정하였다. 부하 그룹 개수(N)를 바탕으로 자유도의 개수는 $2N - 2$ 이다. 최종적으로 주어진 범위 내에서 최대 반사 계수 크기가 가장 최소화되는 조합을 채택한다. 정규화 기준 값과 탐색 범위, 그리고 최종적으로 채택된 해는 표 3.8에 정리하여 나타내었다. 선정된 해가 가지는 인덕턴스 값은 표 3.9에 정리하였고 그때의 부하 범위는 표 3.10에 정리하였다.

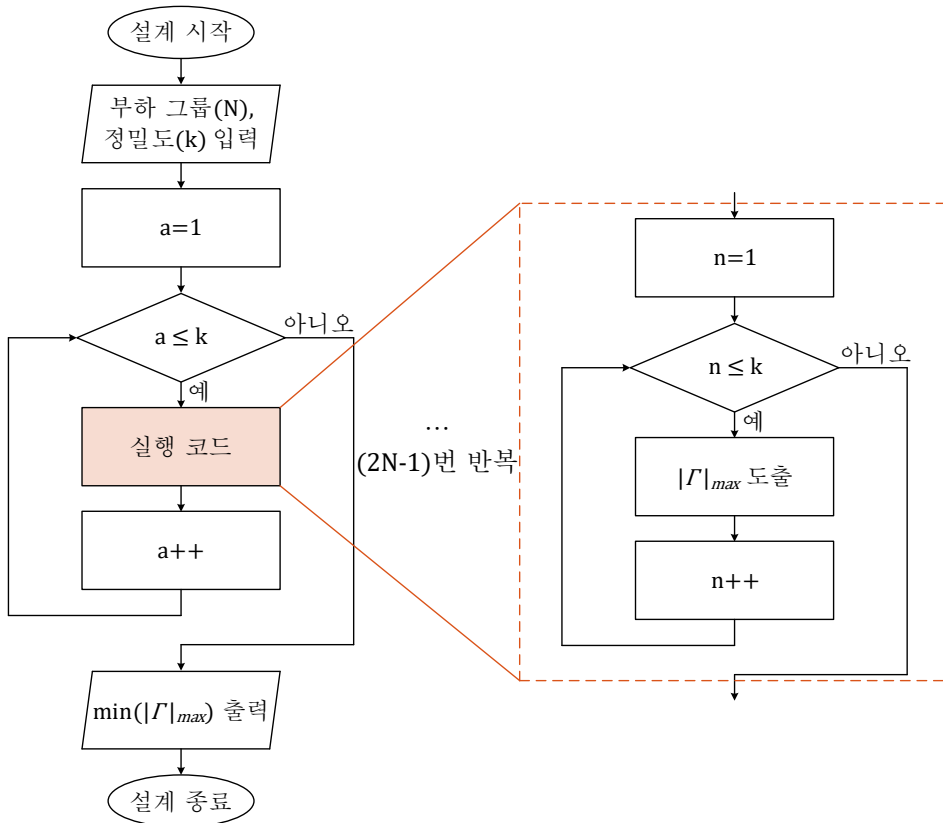


그림 3.26 최소 극대화 최적화 기법을 통한 해 도출 순서도

표 3.8 정합 성능 최적 설계를 위해 정규화된 자유도 탐색 범위와 해

자유도	부하 그룹 기준점			인덕턴스 오차 [pH]		
	①	②	③	④	⑤	⑥
기준	1	1	1	0	0	0
탐색 범위	1~1.0005	1~1.001	1~1.001	-1~0	-1~0	-1~0
해	1.0002	1.0005	1.0007	-0.05	-0.39	-0.63

표 3.9 (예시 3) 최소 극대화 최적화 기법을 활용하였을 때 발생하는 인덕턴스 오차

부하 그룹	이상 L_3 [nH]	실제 L_3 [nH]	인덕턴스 오차 [pH]
1	956.0	956.03	-30
2	964.69	964.91	-220
3	973.64	973.99	-350
4	982.89	982.87	20

표 3.10 최소 극대화 최적화 기법을 활용하였을 때 부하 그룹의 범위

부하 그룹	시작점	끝점	부하 그룹의 중심점
1	4-j94.654	4.097-j97.113	4.048-j95.876
2	4.097-j97.113	4.197-j99.646	4.147-j98.371
3	4.197-j99.646	4.299-j102.234	4.248-j100.932
4	4.299-j102.234	4.400-j104.795	4.349-j103.507

최소 극대화 최적화 기법의 정합 성능을 반사 계수를 통해 확인하면 그림 3.27과 같다. 최종적으로 앞의 예시 1, 2와 정합 성능 최적 설계의 최대 반사 계수 크기 성능을 비교하면 표 3.11과 같고, $|\Gamma|_{max+}$ 와 $|\Gamma|_{max-}$ 의 불균형이 해소되어 우수한 정합 성능을 가진다.

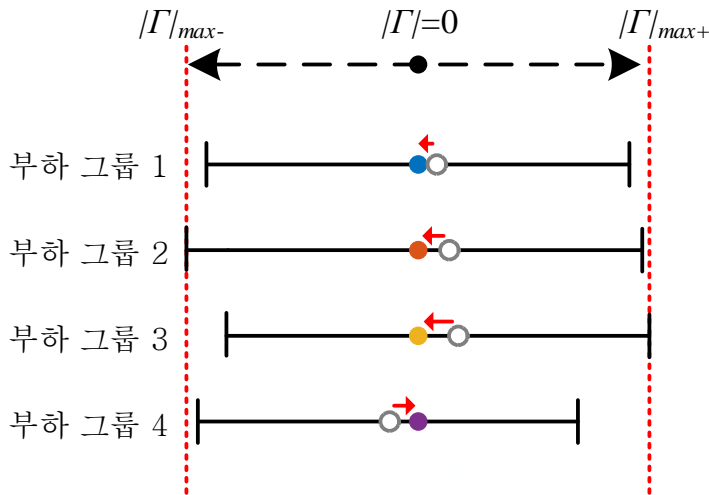


그림 3.27 (예시 3) 최소 극대화 최적화 기법을 활용하였을 때 반사 계수 크기

표 3.11 부하 그룹 분담 방식에 따른 최대 반사 계수 크기

부하 그룹 분담 방식	그룹 4에 오차 모두 부담	그룹 2, 3, 4에 오차 동등 부담	최소 극대화 최적화 기법
$ \Gamma _{max+}$	0.1480	0.1512	0.1507
$ \Gamma _{max-}$	0.1671	0.1554	0.1506
$ \Gamma _{max}$	0.1671	0.1554	0.1507

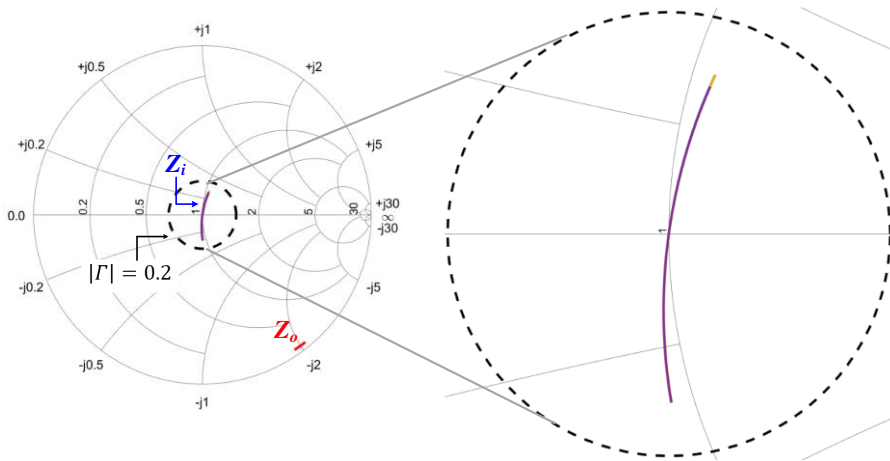


그림 3.28 스미스차트로 관측한 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 정합 성능

설계된 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 입력 임피던스 거동을 스미스차트를 통해 나타내면 그림 3.28과 같다.

[8단계]: 제작 오차 영향 확인

실제 수동 소자는 제작 과정에서 소자 값의 오차가 발생하기 때문에 이러한 제작 오차가 설계에 미치는 영향에 대해서 미리 분석한다. 네트워크를 구성하는 각 수동 소자의 개별적인 소자 값 오차가 정합 성능에 미치는 영향을 확인한다. 이때 커패시터는 데이터시트 상 제공되는 오차 범위가 존재한다. 인덕터는 자성 재료를 사용하지 않는 공심 인덕터를 직접 제작하기 때문에 체계적인 제작으로 오차를 감소시켜야 하며 오차 범위에 대한 분석이 필요하다. 정확한 제작 및

분석을 위해 3D 프린터로 원통 직경은 30 mm이고, 권선 직경은 2 mm 인 인덕터 지지대를 제작하였다. 목표로 하는 인덕턴스 값을 956 nH로 선정하였을 때 권선이 지지대에 감긴 모양은 그림 3.29와 같다. 이 지지대를 기반으로 세 개의 인덕터를 제작하여 인덕턴스 크기 비교를 통해 오차 범위를 파악한다.

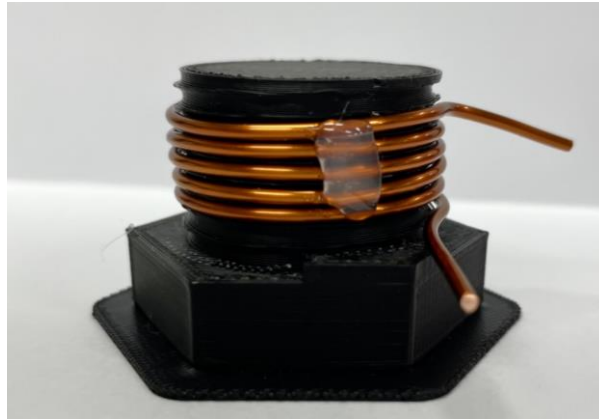


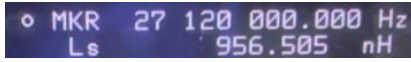
그림 3.29 30 mm 직경의 지지대에 2 mm 권선이 감긴 모습




그림 3.30 동일 인덕턴스를 목표로 제작한 세 개의 공심 인덕터



(가)



(나)



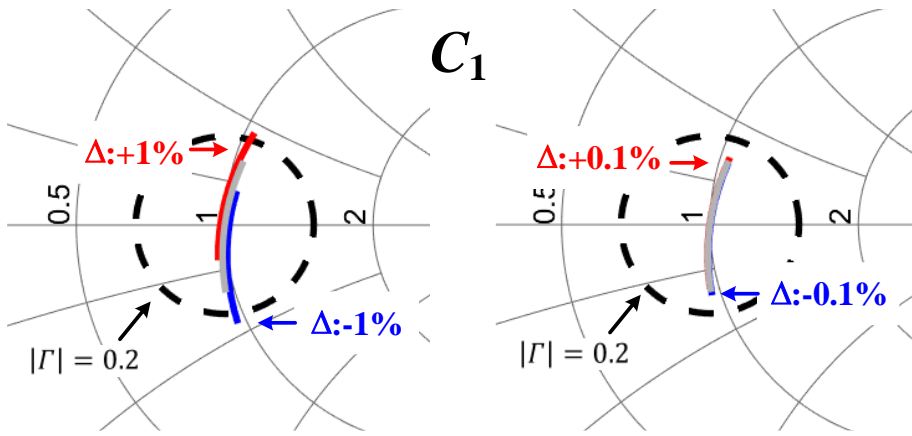
(다)

그림 3.31 동일 인덕턴스를 목표로 제작한 세 개의 인덕터의 인덕턴스

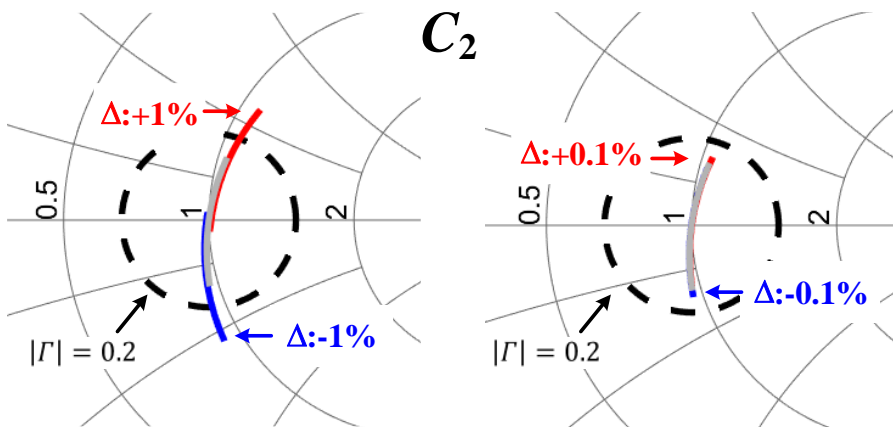
(가) 인덕터 1 (나) 인덕터 2 (다) 인덕터 3

그림 3.30과 같이 제작한 인덕터의 인덕턴스를 임피던스 분석기(impedance analyzer)로 측정하면 그 범위가 그림 3.31과 같이 952~966 nH이다. 즉, 956 nH 기준으로 0.05~1%의 오차가 존재하는 것을 알 수 있다.

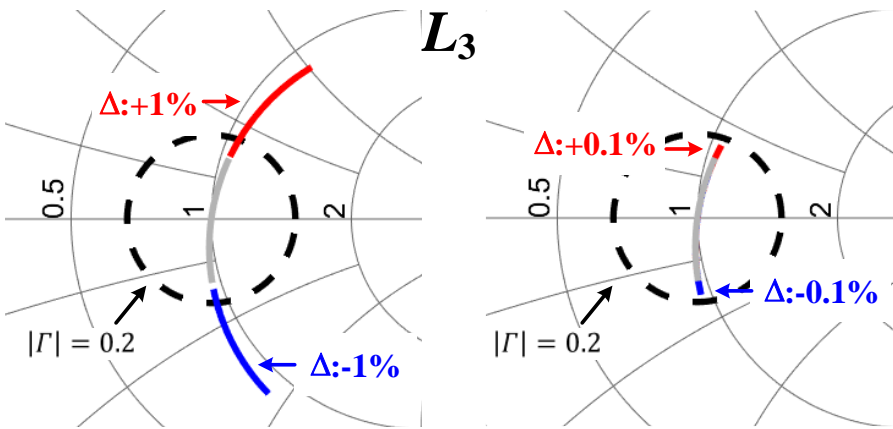
그림 3.31의 인덕턴스 오차를 기반으로 네트워크를 구성하는 각 소자의 개별적인 오차가 정합 성능에 미치는 영향에 대해 분석한다. 그림 3.32를 보면 1%와 0.1%의 오차에 대한 임피던스 궤적 변동은 L_3 , C_2 , C_1 순으로 큰 것을 알 수 있다. 특히 L_3 와 C_2 의 오차가 1%까지 증가하게 되면 최대 반사 계수 크기 조건을 만족하지 못하게 된다. 하지만 수동 소자 값의 오차에 따른 임피던스 궤적 변동 양상을 이용하면 제작 오차에 의한 영향을 줄일 수 있다. 모든 수동 소자는 오차에 대해서 R_i 값은 거의 변하지 않고 X_i 값이 민감하게 변동한다. 또한 양의 오차에 대해서는 X_i 가 증가하고, 음의 오차에 대해서는 X_i 가 감소한다. 따라서 L_3 의 오차가 양의 방향이라면 C_2 와 C_1 에 음의 방향으로 오차를 부여해서 입력 임피던스를 목표에 부합시킬 수 있다. 가장 오차가 컸던 그림 3.31 (다)의 인덕터 3을 예시로 제작 오차 극복 방법에 대해 제시한다.



(가)



(나)



(다)

그림 3.32 네트워크를 구성 소자에 각각 오차 1%, 0.1%를 적용하였을 때 입력 임피던스 궤적의 변동

(가) C_1 (나) C_2 (다) L_3

그림 3.32 (다)의 스미스차트를 통해 인덕터의 오차율이 +1%일 때 입력 임피던스 궤적의 원점이 스미스차트 상에서 0.276의 크기만큼 이동하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 커패시터에 음의 오차를 부여하여 인덕터에서 발생한 양의 오차를 보완한다. C_2 가 같은 오차 비율에 대해 큰 변동 폭을 가지므로 우선 C_2 에 음의 오차를 부여하고 C_1 에 미세한 오차를 부여한다. 또한 R_1 의 변동도 미세하지만 존재하기 때문에 한 커패시터에 너무 큰 오차를 부여하지 않아야 한다. 이러한 직관을 가지고 L_3 가 가진 오차를 극복하기 위해 커패시터 C_1 과 C_2 에 오차를 부여하여 최대 반사 계수 크기 0.20 보다 작은 조합을 찾는다. 그림 3.33과 같이 C_1 과 C_2 의 오차 범위를 $-3\sim 0\%$ 로 설정하여 분석하면 최대 반사 계수 크기 조건을 만족하는 조합은 무수히 많다. 따라서 이 범위 내의 C_1 과 C_2 의 조합을 채택하면 오차에 강인하면서도 정합 성능이 보장되는 설계가 가능하다. C_2 에 인가하는 음의 오차를 기준으로 최대 반사 계수 크기 조건을 만족하는 C_1 의 범위를 비율로 표현하면 표 3.12와 같이 정리할 수 있다.

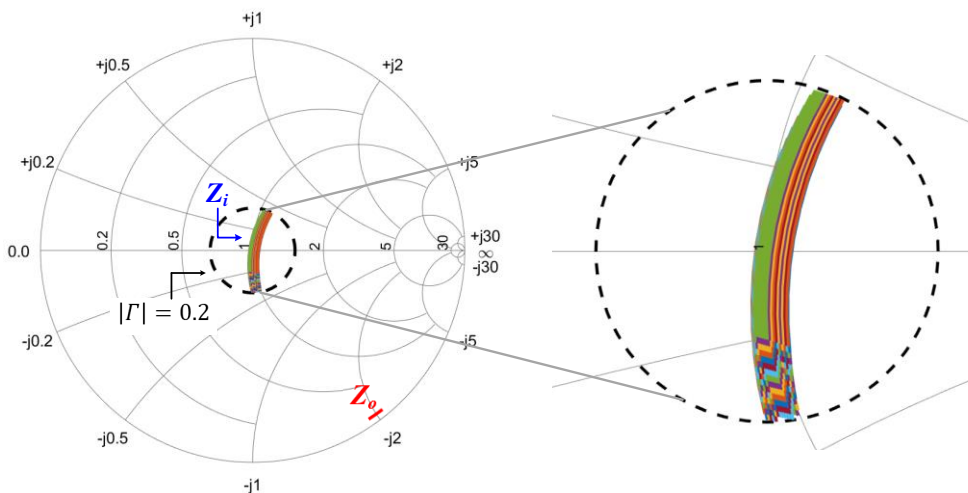


그림 3.33 L_3 의 오차를 고려하여 C_1 과 C_2 를 보정하였을 때 최대 반사 계수 크기 조건을 만족하는 무수히 많은 해

표 3.12 L_3 의 오차를 고려하여 최대 반사 계수 크기 조건을 만족하는 C_1 과 C_2 의 오차 범위

사항	오차 범위 [%]								
C_2	-2.2	-2.0	-1.8	-1.6	-1.4	-1.2	-1.0	-0.8	-0.6
C_1	-0.5	-0.9	-1.2	-1.8	-2.0	-2.4	-2.7	-3	-3
	~	~	~	~	~	~	~	~	~
	0	0	0	-0.1	-0.7	-1	-1.3	-1.8	-2.1

[9단계]: 기생 저항 영향 확인

설계의 마지막 단계로서, 기생 저항으로 인한 오차를 고려한다. 커패시터와 인덕터의 Q 값은 식 (3.12)에 의해 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$Q_c = \frac{X}{R_{esr}} = \frac{1}{\omega C R_{esr}} \quad (3.29)$$

$$Q_L = \frac{X}{R_{esr}} = \frac{\omega L}{R_{esr}} \quad (3.30)$$

커패시터의 Q_c 는 RF 용 커패시터를 사용하므로 데이터시트를 참고하여 1000으로 설정한다. 인덕터의 Q_L 을 계산하기 위해 fusion 360 툴을 이용하여 그림 3.34와 같이 인덕터의 3D 모델을 그린 후, Ansys Q3D 시뮬레이션 툴을 활용한다. 인덕터 직경 30 mm, 권선 직경 2 mm, 턴 수 5 회의 규격을 가지는 인덕터의 인덕턴스와 교류 저항을 측정하였을 때 결과는 각각 그림 3.35와 그림 3.36에 나타내었다.

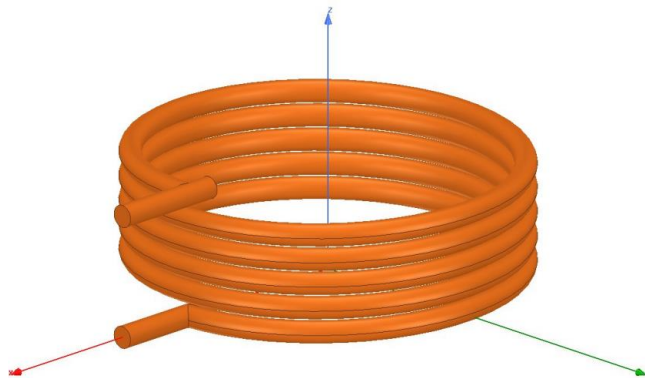


그림 3.34 인덕터의 3D 모델

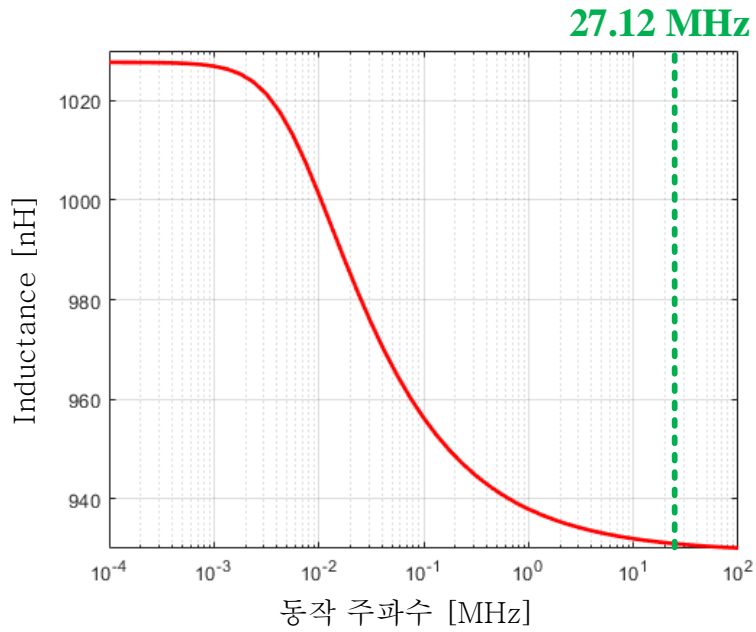


그림 3.35 주파수에 따른 인덕턴스 측정 결과

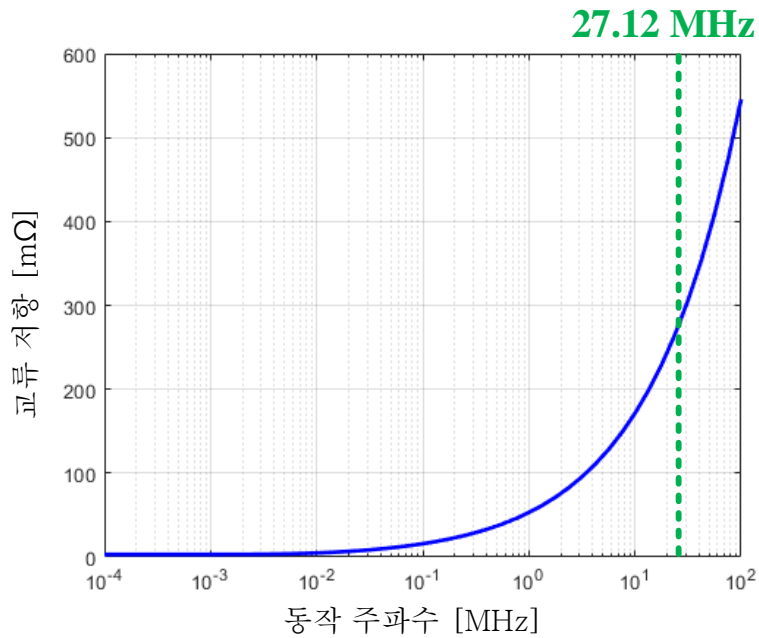


그림 3.36 주파수에 따른 교류 저항 측정 결과

동작 주파수 27.12 MHz에서 인덕턴스의 크기는 약 930 nH 이며, 교류 저항의 크기는 약 285 mΩ이다. 따라서 Q_L 의 크기는 식(3.30)에 의해 약 556임을 알 수 있다. Q_c 를 1000으로 고정하고 Q_L 이 400, 550, 700일 때 입력 임피던스의 궤적을 확인하였다. 그림 3.37과 같이 Q_L 값이 작아질수록 인덕터의 기생 저항 성분이 커지면서 스미스차트 상의 입력 임피던스 궤적이 오른쪽으로 이동하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 그림 3.38과 같이 입력 임피던스 레퍼런스를 $Z_i^* = 50 + j0$ 에서 $Z_i^* = 45 + j1$ 로 변동하여 수정된 네트워크 임피던스 변수로 설계를 진행한다. 이때 달라지는 수동 소자 값은 표 3.13에 정리하였다.

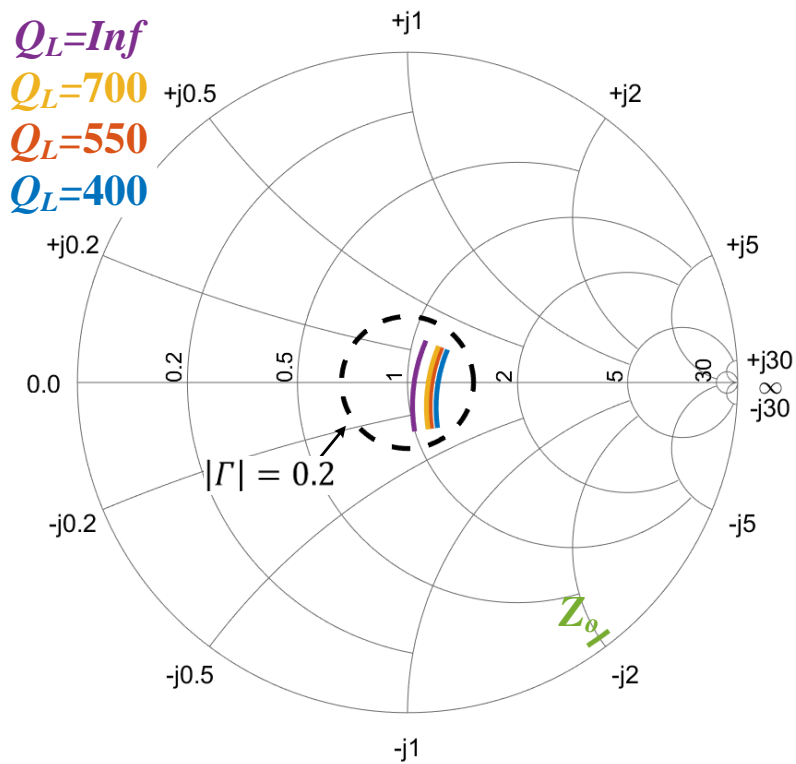


그림 3.37 Q_L 에 따라 달라지는 임피던스 압축 성능

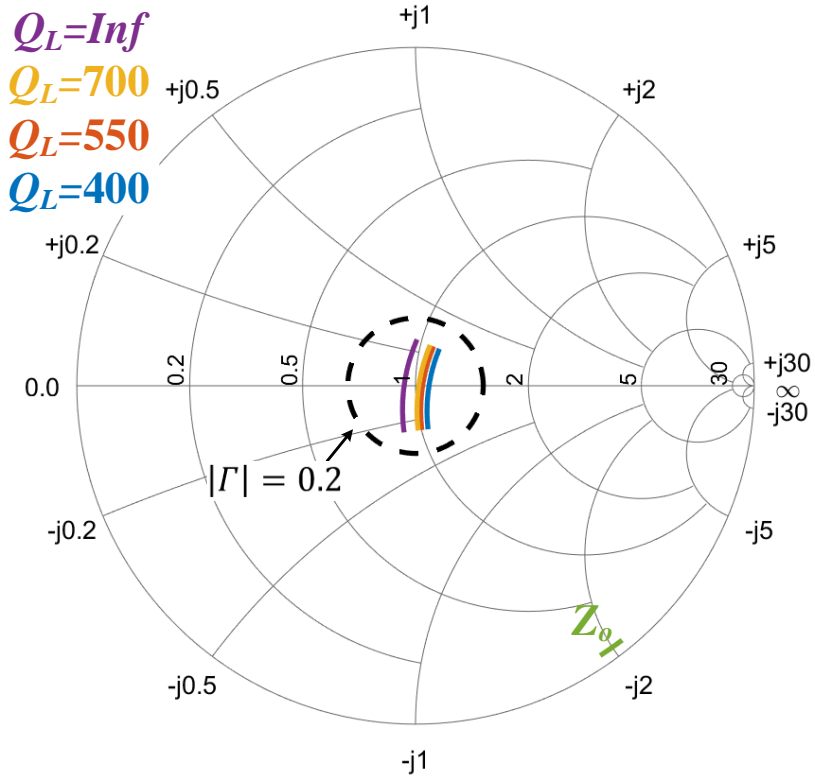


그림 3.38 입력 레퍼런스를 변경하였을 때 임피던스 압축 성능

표 3.13 기생 저항을 고려하여 변동된 임피던스 압축 네트워크 구성 소자들의 값

입력 임피던스 레퍼런스 Z_i^*	기존 값 $50 + j0$	수정 값 $45 + j1$
C_1	8.0 pF	8.4 pF
C_2	51.8 pF	51.8 pF
L_{S1}	956.0 nH	944.7 nH
L_{S2}	8.8 nH	8.6 nH
L_{S3}	17.9 nH	17.5 nH

3.3.4 Class E 인버터 설계

임피던스 압축 네트워크 설계의 목적에 따라 Class E 인버터의 안정적인 동작을 보장해야 한다. Class E 인버터의 설계는 기존 문헌 [72], [73]을 따라 설계하여 임피던스 압축 네트워크의 입력 임피던스 변동 범위에 대해 Class E 인버터에서 ZVS를 만족시키도록 설계한다. 또한 그림 3.39의 공진 인덕터 L_{inv} 의 크기를 최적으로 설계하여 시스템의 부피를 감소시키고, 공진 전류를 줄여 전도 손실을 최소화한다. 시스템의 사양을 만족하도록 설계된 Class E 인버터의 구성 소자들의 값은 표 3.14와 같다. 표 3.14의 값을 바탕으로 Class E 인버터의 ZVS를 만족하게 하는 입력 임피던스의 범위는 그림 3.40과 같다. 이때 인버터 스위치와 병렬 연결되는 커패시터 C_{inv} 는 290 pF이 요구되지만, 스위치에는 기생 커패시턴스 C_{oss} 가 존재한다. 따라서 이를 고려하여 C_{inv} 를 더 작은 값으로 보정해야 한다. 본 연구에 사용될 인버터 스위치 GS66504B의 기생 커패시턴스 C_{oss} 는 그림 3.41과 같다.

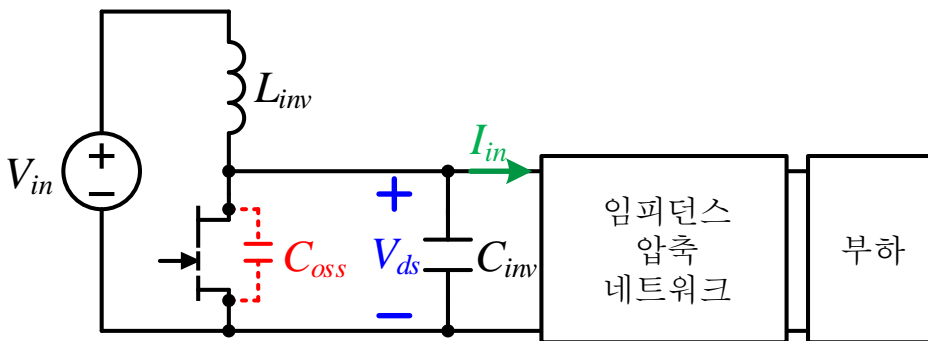


그림 3.39 Class E 인버터의 스위치에 존재하는 기생 커패시턴스 C_{oss}

표 3.14 설계 사양을 만족하는 Class E 인버터 구성 소자들의 값

구분	사항	값
설계 사양	입력 전압	28 V
	동작 주파수	27.12 MHz
	인버터 스위치	GS66504B
Class E 인버터	L_{inv}	72 nH
	C_{inv}	92 pF
	D_{inv}	0.37

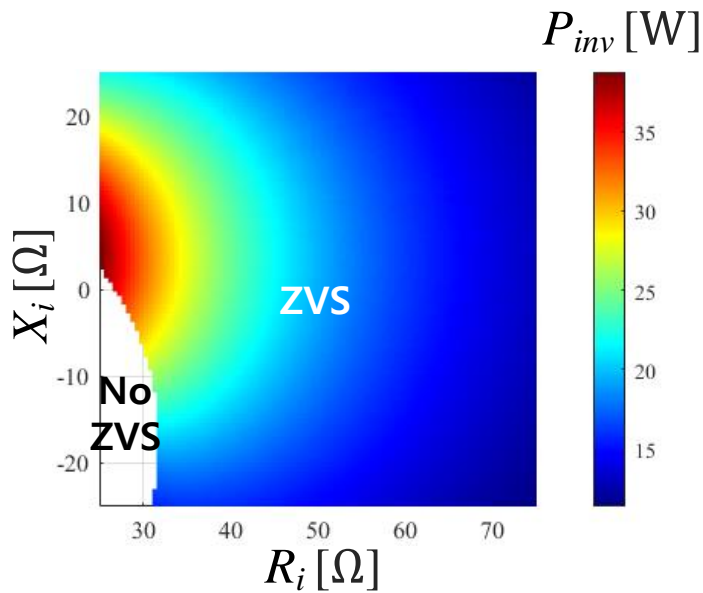


그림 3.40 입력 임피던스에 따른 ZVS 범위와 인버터의 출력 전력

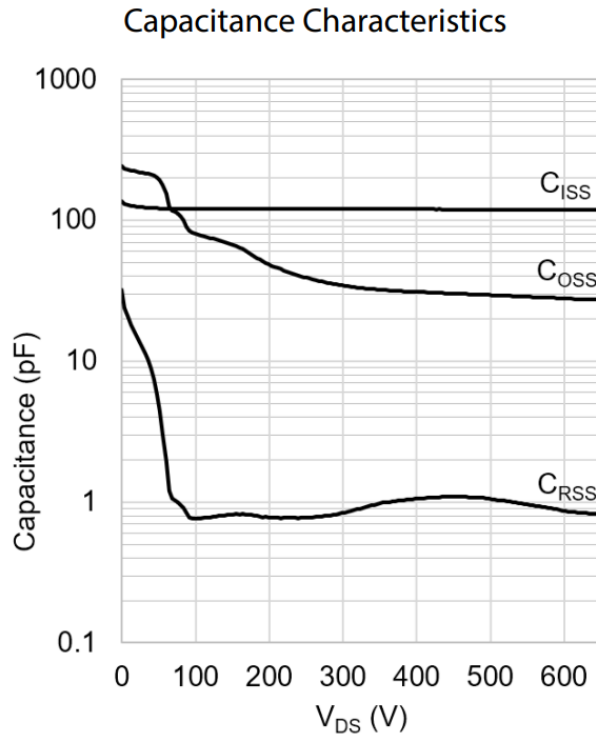
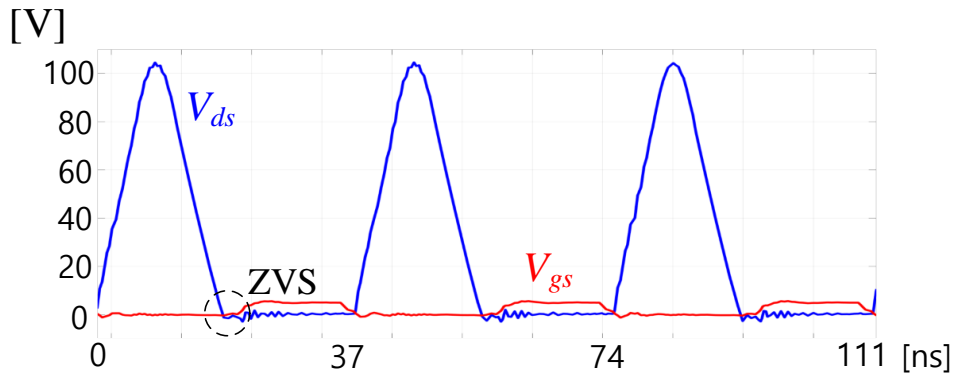
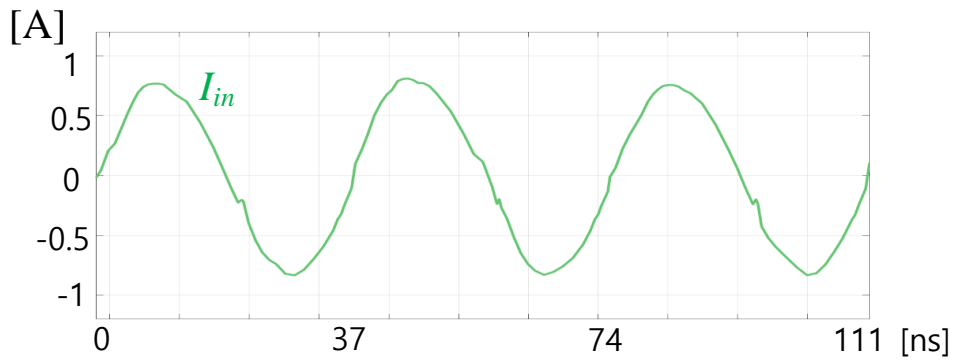


그림 3.41 인버터 스위치(GS66504B)에 걸리는 전압 V_{ds} 에 따른 C_{oss}

스위치의 기생 커패시턴스의 크기가 대략적으로 확인이 되긴 하지만, 스위치에 걸리는 전압 V_{ds} 에 따라 그 크기가 비선형적으로 변화한다. 이러한 스위치의 비이상적 특성을 보다 정확히 반영하기 위해 제조사에서 제공하는 스위치 비선형 모델을 사용한다. 따라서 LTspice를 활용해 모의 실험을 진행한다. 이를 바탕으로 C_{inv} 는 92 pF으로 보정한다. 부하 임피던스가 부하 그룹 1의 한 점($R_o = 4 \Omega$, $C_o = 62 \text{ pF}$)일 때 인버터 스위치에 걸리는 전압 V_{ds} 의 파형은 그림 3.42 (가)와 같고 임피던스 압축 네트워크로 흐르는 입력 전류 I_{in} 의 파형은 그림 3.42 (나)와 같다. 이후 실험을 통해 모의 실험에서 도출한 파형과 비교하여 성능을 검증한다.



(가)



(나)

그림 3.42 LTspice로 관측한 부하 임피던스가 부하 그룹 1의 한 점

($R_o = 4 \Omega$, $C_o = 62 \text{ pF}$) 일 때의 파형

(가) 인버터 스위치에 걸리는 전압 V_{ds}

(나) 임피던스 압축 네트워크의 입력 전류 I_{in}

제 4 장 실험 결과

본 장에서는 그림 4.1과 같은 구성을 가지는 원거리 공진형 전력 변환 시스템을 제작하여 실험 세트를 구성하고, 본 연구에서 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 동작 특성과 성능을 검증한다.

그림 4.2는 원거리 공진형 전력 변환 시스템에서 Class E 인버터의 프로토타입 보드 사진이다. 그림 4.3은 본 연구에서 제안하는 방법에 따라 설계된 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 프로토타입 보드 사진이다. 시스템의 부하는 플라즈마 챔버의 등가 임피던스를 저항과 커패시터로 모델링 하여 실험을 진행하였다. 표 4.1에서 원거리 공진형 전력 변환 시스템의 설계 사항과 값을 정리하였다.

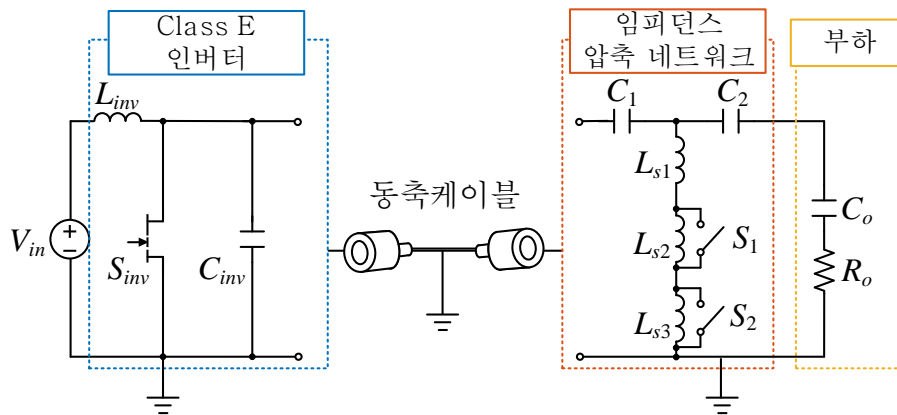


그림 4.1 원거리 공진형 전력 변환 시스템 전체 구성도

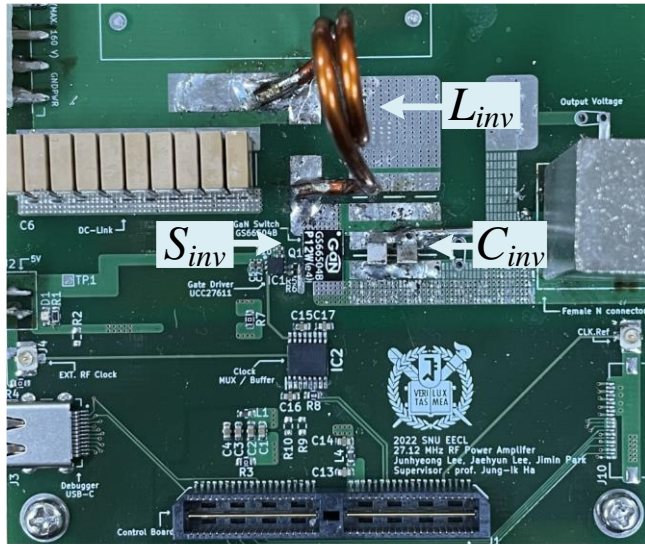


그림 4.2 Class E 인버터 프로토타입 보드 사진

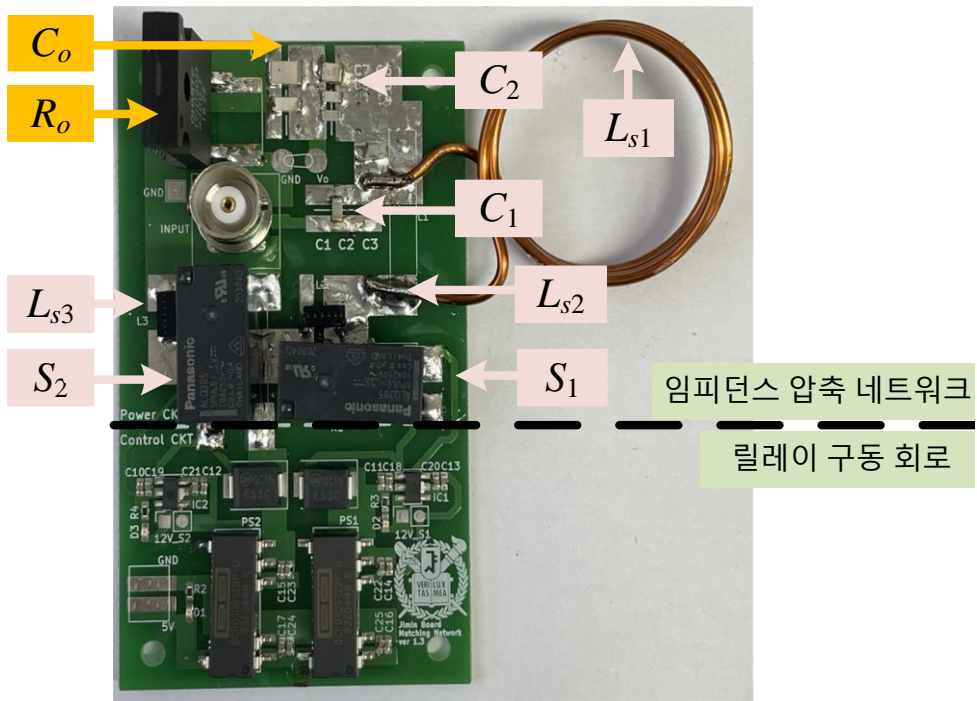


그림 4.3 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크와 부하의 프로토타입 보드 사진

표 4.1 프로토타입 보드의 실험 조건

구분	사항	값
설계 사양	입력 전압	28 V
	동작 주파수	27.12 MHz
	출력 정격	20 W
주요 소자	인버터 스위치 S_{inv}	GS66504B
	게이트 드라이버	UCC27611
	릴레이 S_1, S_2	ALQ305S
Class E 인버터	L_{inv}	72 nH
	C_{inv}	92 pF
	D_{inv}	0.37
임피던스 압축 네트워크	C_1	8.4 pF
	C_2	50 pF
	L_{s1}	861.9 nH
	L_{s2}	11.8 nH
	L_{s3}	19.1 nH
플라즈마 챔버 부하	부하 그룹 1	$R_o = 4 \Omega$ $C_o = 62 \text{ pF}$
	부하 그룹 2	$R_o = 4.17 \Omega$ $C_o = 59.3 \text{ pF}$
	부하 그룹 3	$R_o = 4.2 \Omega$ $C_o = 58.8 \text{ pF}$
	부하 그룹 4	$R_o = 4.33 \Omega$ $C_o = 57 \text{ pF}$

프로토타입 보드의 설계 사양은 동작 주파수 27.12 MHz 에서 출력 정격 20 W를 만족하도록 DC 입력 전압 28 V를 인가한다. 인버터 스위치 S_{inv} 는 Gan systems 사의 GS66504B 가 사용되었으며 구동을 위한 게이트 드라이버는 수 십 MHz 동작에 적합한 Texas Instruments 사의 UCC27611 이 사용되었다. 임피던스 압축 네트워크에서 모드 스위치는 릴레이 S_1 과 S_2 로 구현하였고, Panasonic Industrial Devices 사의 ALQ305S가 사용되었다. 본 연구에 사용되는 인덕터 L_{inv} 와 L_{s1} 은 직접 제작하고 L_{s2} 와 L_{s3} 는 coil craft 사의 공심 인덕터를 사용하였다.

4.1 설계 고려 사항

본 프로토타입 보드를 제작할 때 실질적인 고려 사항으로는 릴레이의 기생 성분과 회로의 루프 인덕턴스(loop inductance)가 있다. 먼저 릴레이의 기생 성분이 발생하는 양상은 두 가지로 나뉜다.

1) 릴레이 턴-오프 시 기생 커패시턴스 C_{relay}

2) 릴레이 턴-온 시 기생 인덕턴스 L_{relay}

1)의 영향을 확인하기 위해 임피던스 분석기로 릴레이 턴-오프 시 기생 커패시턴스의 크기를 측정하면 $C_{relay} = 741 \text{ fF}$ 이다. 병렬 인덕터 L_{s2} 를 기준으로 임피던스의 크기를 비교하면 L_{s2} 의 인덕턴스 값이 8 nH 일 때 임피던스 값은 $X_{L_{s2}} = \omega L_{s2} = 1.3 \Omega$ 이고 기생 커패시터 C_{relay} 의 임피던스 값은 $X_{C_{relay}} = -\frac{1}{\omega C_{relay}} = 7920 \Omega$ 이다. 임피던스 크기가 약 6000 배 이상 차이 나기 때문에 기생 커패시턴스의 영향이 매우 작으므로 고려하지 않는다.

다음으로 2)의 영향을 확인하기 위해 릴레이가 턴-온 되었을 때 기생 인덕턴스의 크기를 임피던스 분석기를 통해 측정한다. 프로토타입 보드에서 기생 인덕턴스의 크기는 릴레이 내부의 인덕턴스뿐만 아니라 레이아웃 방식에 따라 결정된다. 게다가 병렬 인덕터 L_{s2} 와 L_{s3} 의 크기가 작기 때문에 기생 인덕턴스의 영향은 무시할 수 없다. 릴레이가 턴-온 되었을 때를 기준으로 턴-오프 되었을 때의 인덕턴스 값 차이를 알고 있다면 L_{s1} , L_{s2} , L_{s3} 의 크기를 조정하여 구현할 수 있으므로 이를 만족하는 인덕턴스 값은 아래와 같은 단계로 도출한다.

- ① L_{s2} 와 L_{s3} 에 병렬로 위치한 릴레이 루프의 기생 인덕턴스 측정
- ② 기생 인덕턴스를 고려한 L_{s2} 와 L_{s3} 값 설정
- ③ 증가한 기생 인덕턴스만큼 L_{s1} 조정

단계 ①에서 측정한 L_{s2} 에 병렬로 존재하는 릴레이 루프 기생 인덕턴스 L_{p2} 는 4.3 nH 이고, L_{s3} 에 병렬로 존재하는 릴레이 루프 기생 인덕턴스 L_{p3} 는 1.8 nH 이다.

다음으로 단계 ②를 위해 다음의 유도 과정을 거친다. L_{s2} 를 기준으로 수식을 전개하고 L_{s3} 에도 동일하게 적용한다. 이상적인 회로라면 릴레이를 켜는 등의 등가 인덕턴스는 그림 4.4 (가)와 같이 $L_{s1} + L_{s2}$ 이고, 릴레이를 켜면 그림 4.4 (나)와 같이 L_{s1} 이 된다. 하지만 릴레이 루프의 기생 인덕턴스로 인해 릴레이를 켜는 등의 등가 인덕턴스는 그림 4.4 (다)와 같이 $L_{s1} + (L_{p2} \parallel L_{s2})$ 가 된다.

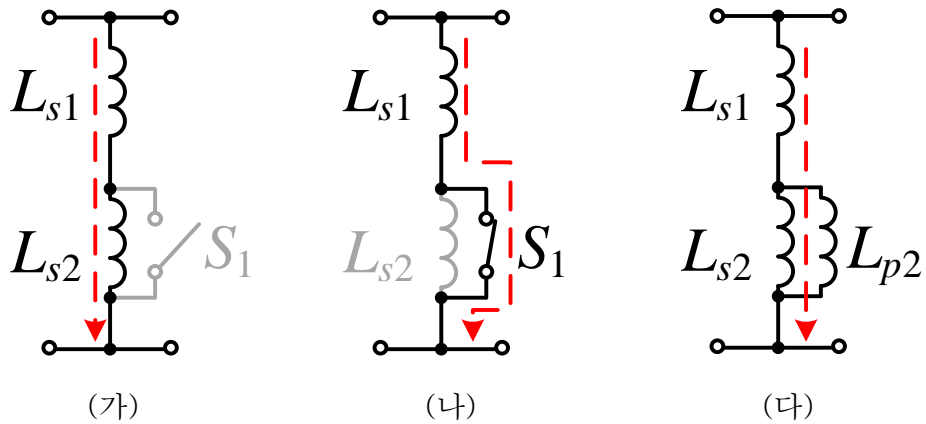


그림 4.4 릴레이 턴-온/오프에 따른 등가 인덕턴스

(가) 릴레이가 꺼졌을 때 (나) 릴레이가 켜졌을 때 이상적인 회로

(다) 릴레이가 켜졌을 때 실제 회로

부하 그룹 1과 2에서 각각 요구하는 등가 인덕턴스를 α, β 라고 하고 $\beta = \alpha + \Delta\alpha$ 일 때 식 (4.1)과 같이 정리할 수 있다. 이때 $\Delta\alpha$ 는 릴레이가 턴-온 되었을 때를 기준으로 턴-오프 되었을 때 인덕턴스 값의 차이이다.

$$\begin{aligned}\alpha &= L_{s1} + (L_{p2} \parallel L_{s2}) = L_{s1} + \frac{L_{p2}L_{s2}}{L_{p2} + L_{s2}} \\ \beta &= \alpha + \Delta\alpha = L_{s1} + L_{s2}\end{aligned}\quad (4.1)$$

식 (4.1)을 $\Delta\alpha$ 에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$\Delta\alpha = L_{s2} - \frac{L_{p2}L_{s2}}{L_{p2} + L_{s2}}\quad (4.2)$$

이를 L_{s2} 에 대한 2차 방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$L_{s2}^2 - \Delta\alpha L_{s2} - \Delta\alpha L_{p2} = 0\quad (4.3)$$

따라서 L_{s2} 의 해는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_{s2} = \frac{\Delta\alpha \pm \sqrt{\Delta\alpha^2 + 4\Delta\alpha L_{p2}}}{2}\quad (4.4)$$

릴레이 루프 기생 인덕턴스 L_{p2}, L_{p3} 를 알면 식 (4.4)를 통해 설계자가 원하는 $\Delta\alpha$ 를 구현하기 위한 L_{s2}, L_{s3} 를 계산할 수 있다. 단계 ①에서 L_{s2} 와 L_{s3} 의 릴레이 루프 기생 인덕턴스를 구한 것을 바탕으로 보정된 L_{s2} 와 L_{s3} 의 인덕턴스를 표 4.2에 정리하여 나타내었다.

표 4.2 릴레이 루프 기생 인덕턴스를 고려하여 설계된 L_3 의 인덕턴스

인덕턴스	기존 값 [nH]	수정 값 [nH]
L_{s1}	944.7	939.9
L_{s2}	8.6	11.8
L_{s3}	17.5	19.1

이때 단계 ③에 의해 릴레이 루프 기생 인덕턴스를 고려하여 L_{s1} 도 보정해야 한다. 네트워크 임피던스 변수에 존재하는 릴레이 루프 기생 인덕턴스는 $3.2 + 1.6 = 4.8 \text{ nH}$ 이므로 $L_{s1} = 944.7 - 4.8 = 939.9 \text{ [nH]}$ 를 목표로 설계한다.

다음으로 회로 설계 과정에서 발생하는 회로 내부의 루프 인덕턴스를 측정한다. 회로에서 발생하는 루프 인덕턴스는 그림 4.5와 같다. 루프 인덕턴스 L_{L1} 은 L_{s1} 에 흡수시킬 수 있으므로 기존 L_{s1} 에서 L_{L1} 만큼을 빼서 설계한다. 다음으로 L_{L2} 는 C_2 의 임피던스 $X_2 = \omega L_{L2} - \frac{1}{\omega C_2}$ 에 등가시켜서 C_2 의 값을 보정하면 적합한 X_2 를 구현할 수 있다. 프로토타입 보드로 측정한 루프 인덕턴스는 각각 $L_{L1} = 78 \text{ nH}$, $L_{L2} = 30 \text{ nH}$ 이다. 따라서 수정되어야 할 사항은 표 4.3에 정리하여 나타내었다.

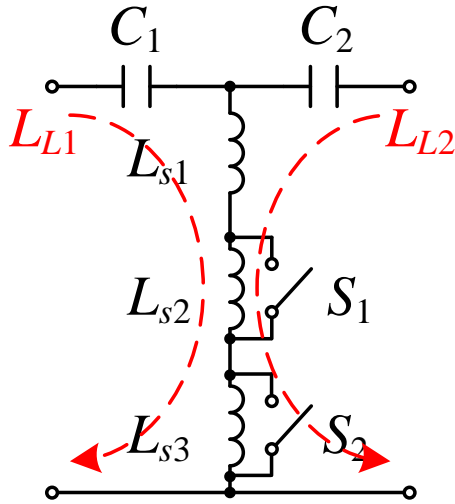


그림 4.5 임피던스 압축 네트워크에서 발생하는 루프 인덕턴스

표 4.3 루프 인덕턴스를 고려하여 수정된 사항

사항	기존 값	수정 값
L_{s1}	939.9 nH	861.9 nH
C_2	51.8 pF	50 pF

4.2 원거리 공진형 전력 변환 시스템의 성능 검증

본 연구에서 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 성능 검증을 위해 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크를 제작하고, 정합 성능을 검증한다. 성능을 검증하는 방법은 두 가지이다.

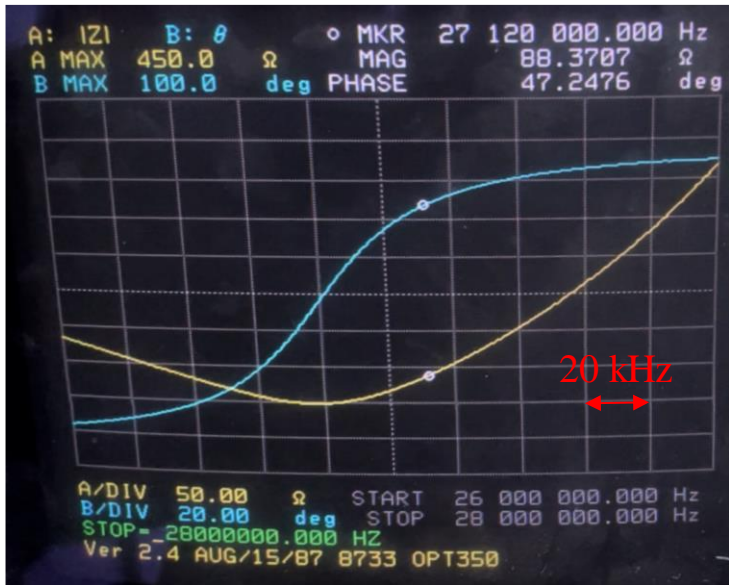
- 1) 임피던스 분석기를 통한 입력 임피던스 측정
- 2) RF 전력 측정기를 통한 입사 전력 대비 반사 전력 측정

먼저 1)의 방법을 활용하여 검증한다. 이때 기존의 임피던스 정합 네트워크와 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크를 모두 제작하여 입력 임피던스를 측정하고 정합 성능을 비교한다. 측정의 기준이 되는 부하 임피던스는 표 4.4 와 표 4.5 의 실험 조건과 같이 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크에서 나누어진 부하 그룹의 한 점씩을 선정하여 모델링 하였다.

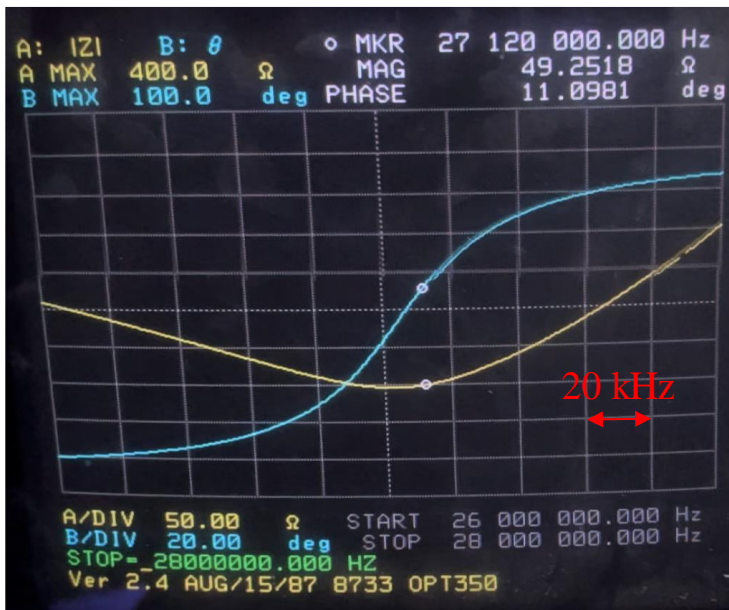
기존의 임피던스 정합 네트워크를 설계하였을 때 반사 계수 크기를 확인한다. 그림 4.6 과 같이 임피던스 분석기로 관측한 측정 결과를 표 4.4 에 정리하여 나타내었다.

표 4.4 기존의 임피던스 정합 네트워크의 실험 조건 및 측정 결과

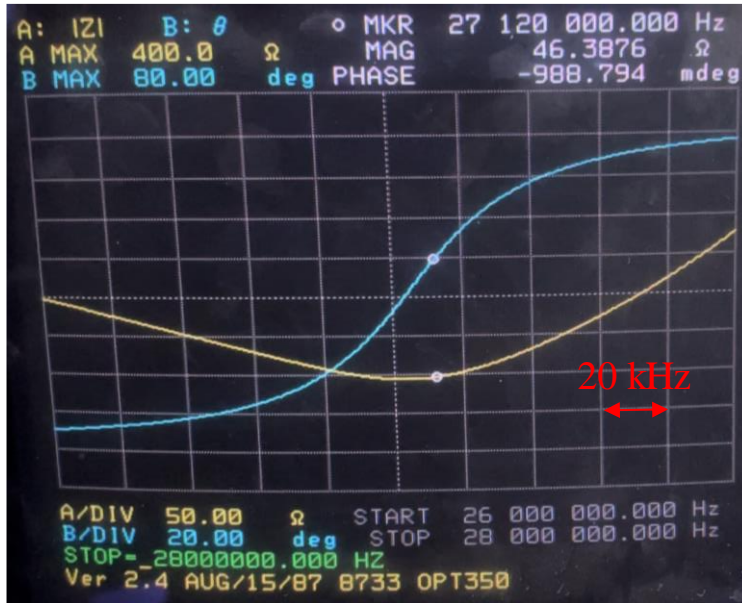
실험 조건			결과	
부하 그룹	R_o [Ω]	C_o [pF]	Z_i [Ω]	$ \Gamma $
1	4	62	$60 + j64.9$	0.52
2	4.17	59.3	$48.3 + j9.5$	0.1
3	4.2	58.8	$46 - j1$	0.05
4	4.33	57	$42.3 - j30.8$	0.33



(가)



(나)



(가)



(라)

그림 4.6 기존의 임피던스 정합 네트워크에서 실험 조건에 대한 입력 임피던스 측정 결과

(가) 부하 그룹 1 (나) 부하 그룹 2

(다) 부하 그룹 3 (라) 부하 그룹 4

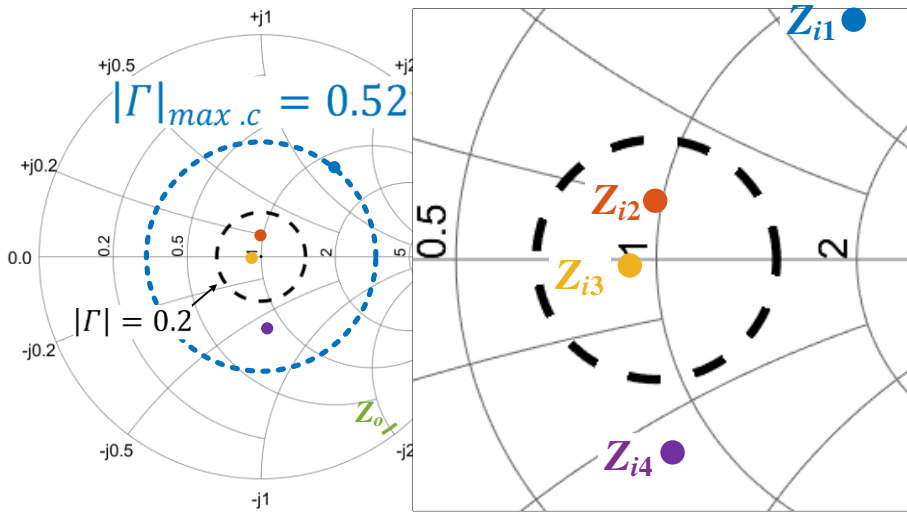


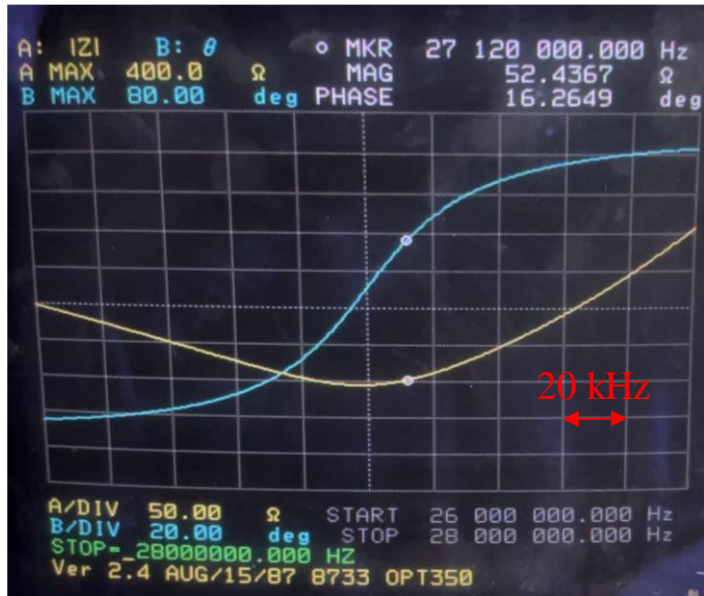
그림 4.7 기존의 임피던스 정합 네트워크에서 스미스차트로 확인한 실험 조건에 대한 입력 임피던스 측정 결과

임피던스 분석기로 관측한 그림 4.6 의 실험 결과를 스미스차트를 통해 확인하면 그림 4.7 과 같다.

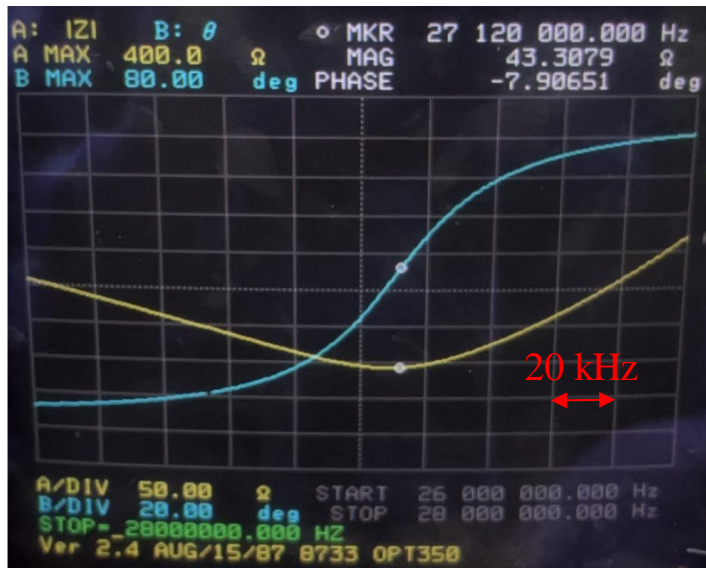
다음으로 그림 4.8 과 같이 동일한 실험 조건에서 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 입력 임피던스를 임피던스 분석기로 관측하면 표 4.5 의 결과와 같은 측정 결과를 확인할 수 있다.

표 4.5 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 실험 조건 및 측정 결과

실험 조건			결과	
부하 그룹	R_o [Ω]	C_o [pF]	Z_i [Ω]	$ \Gamma $
1	4	62	$50.3+j14.7$	0.15
2	4.17	59.3	$42.9-j6$	0.1
3	4.2	58.8	$50.8+j14$	0.14
4	4.33	57	$47.3+j5.5$	0.06



(가)



(나)



(가)



(나)

그림 4.8 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크에서 부하

그룹에 대한 입력 임피던스 측정 결과

(가) 부하 그룹 1 (나) 부하 그룹 2

(다) 부하 그룹 3 (라) 부하 그룹 4

임피던스 분석기로 관측한 그림 4.8 의 실험 결과를 스미스차트를 통해 확인하면 그림 4.9 와 같다.

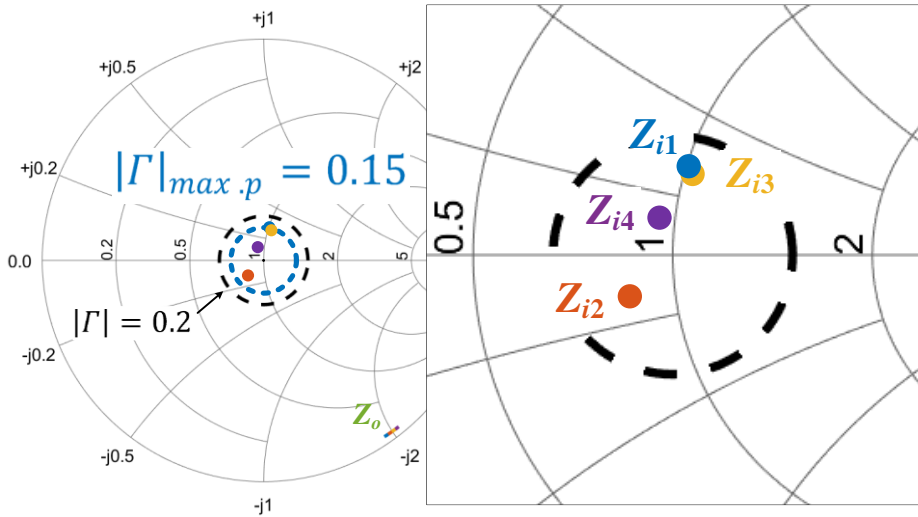


그림 4.9 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크에서 스미스차트로 확인한 실험 조건에 대한 입력 임피던스 측정 결과

최대 반사 계수 크기를 비교하면, 기존의 임피던스 정합 네트워크의 $|\Gamma|_{max}$ 는 0.52 이었으나, 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 $|\Gamma|_{max}$ 는 0.15까지 향상된 것을 알 수 있다.

다음으로 2)의 방법인 RF 전력 측정기를 통해 입사 전력과 반사 전력량을 측정하여 전력이 공급되는 상태에서의 정합 성능을 확인한다. 실험을 위해 Bird 사의 43 모델 RF 전력 측정기(RF wattmeter)를 사용한다. RF 전력 측정기는 특정 주파수 대역에 대해 보정(calibration) 작업을 거치므로 일반적인 계측기에 비해 측정의 신뢰도가 높다는 장점이 있다 [19]. 본 연구에서는 27.12 MHz 에서 원활히 측정할 수 있도록 2 MHz – 30 MHz 사이에서 보정되어 전력 정격 250 W 까지 측정 가능한 모델을 사용한다.

측정을 위해 그림 4.10 과 같이 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크를 가지는 원거리 공진형 전력 변환 시스템 실험 세트를 구성한다. 이를 실제 실험 세트로 구현하면 그림 4.11 과 같다. 실험은

부하 임피던스 중 가장 반사 전력이 컸던 부하 그룹 1 ($R_o = 4\Omega$, $C_o = 62\text{ pF}$)을 대표로 선정하여 진행하였다. 전원으로부터 공급되는 입력 전압이 28V일 때, 그림 4.12 (가)와 같이 입사 전력은 20W이고 반사 전력은 그림 4.12 (나)와 같이 1W로 측정됨을 확인할 수 있다.

RF 전력 측정기는 아날로그 표기 방식이기 때문에 정확한 입사 전력과 반사 전력 값을 확인할 수는 없지만, 전력이 공급되는 상황에서 정합 성능을 검증하였다.

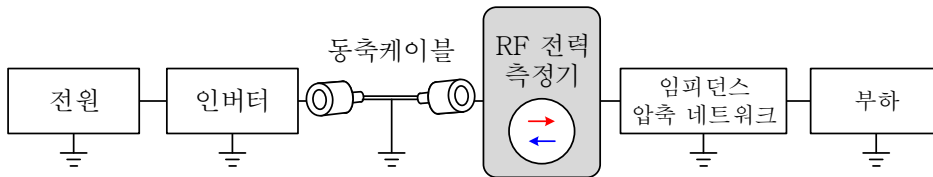


그림 4.10 실험 세트 구성도

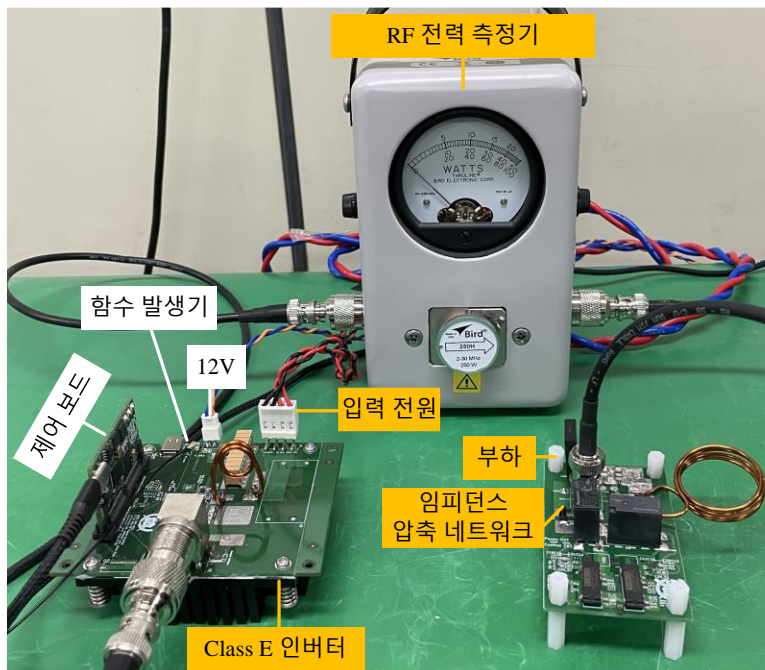


그림 4.11 실험 세트



(가)

(나)

그림 4.12 RF 전력 측정기를 통해 측정된 전력

(가) 입사 전력 (나) 반사 전력

임피던스 압축 네트워크의 목표는 반사 전력의 감소를 통한 인버터의 안정적 동작 보장이므로 Class E 인버터의 스위치에 걸리는 전압 V_{ds} 를 확인해보면 그림 4.13 과 같이 ZVS 를 만족하고 그림 3.42 (가)의 모의 실험 결과와도 매우 흡사한 파형을 보이는 것을 확인할 수 있다.

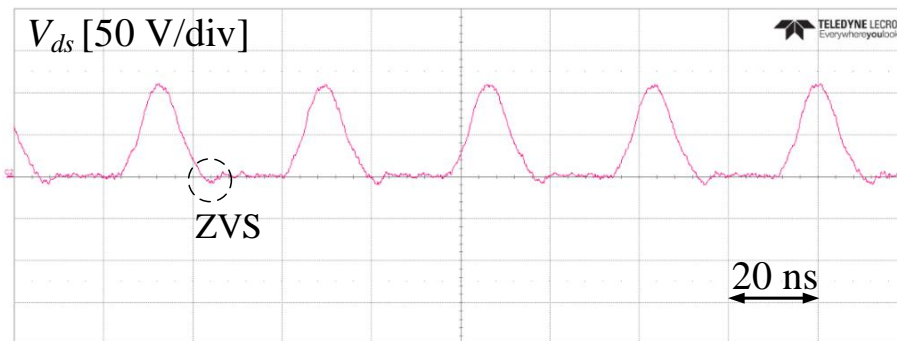


그림 4.13 Class E 인버터의 스위치에 걸리는 전압 V_{ds} 파형

제 5 장 결론 및 향후 연구

5.1 연구 결과

본 논문에서는 원거리 공진형 전력 변환 시스템에서 활용되는 임피던스 정합 네트워크의 정합 성능 한계를 극복하기 위한 목적으로 모드 스위치를 활용하여 이산적으로 네트워크를 가변하는 임피던스 압축 네트워크를 제안하였다.

본 연구에서는 임피던스 압축 네트워크를 설계할 때 하나의 네트워크 임피던스 변수만을 변동하여 임피던스 압축 성능을 높이는 일반화된 수학적 해석 기법을 제시하여 설계자에게 공학적 직관을 제공한다. 하나의 네트워크 임피던스 변수만을 변동하므로 부피와 비용이 감소하고, 고정 주파수에서 동작하므로 ISM 규제에 자유로우며 입력 필터의 부담이 감소한다.

제안하는 설계 방법은 순서도에 따라 체계적으로 진행된다. 부하 임피던스 변동을 감당할 수 있는 적절한 네트워크 임피던스 변수의 해를 도출하고 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크의 구조와 제어 방식을 최적화 하여 우수한 정합 특성을 보장한다.

제안하는 방법을 CCP 방식의 플라즈마 구동 시스템에 적용하여 원거리 공진형 전력 변환 시스템을 설계하였다. 우수한 정합 특성을 가지는 임피던스 압축 네트워크와 부하 임피던스 변동에 대해 안정적인 동작을 보장하는 Class E 인버터를 설계하였고, 모의 실험과 실험 결과를 통해 제안하는 방법의 효용성과 우수성을 검증하였다.

본 연구의 연구 결과는 다음과 같이 요약된다.

- 1) 하나의 네트워크 임피던스 변수만을 변동하여 임피던스 압축 성능을 높일 수 있는 수학적 해석 기법을 제시한다. 이를 통해 가변 소자 방식의 임피던스 압축 네트워크 설계자에게 공학적 직관을 제공한다.
- 2) 27.12 MHz 에서 동작하는 CCP 방식의 플라즈마 구동 시스템을 대상으로 임피던스 압축 네트워크를 설계하였다. 최대 반사 계수 크기 조건 $|\Gamma|_{max} \leq 0.20$ 을 만족하며 4개의 부하 그룹에 대해 모드 스위치의 개수를 2개로 최적화 하였다.
- 3) 모드 스위치 최적화 과정에서 발생하는 인덕턴스 오차에 대하여 부하 그룹 범위와 인덕턴스 오차의 자유도를 확보하고 최소 극대화 최적화 기법을 활용하여 우수한 정합 특성을 보장한다.
- 4) 제안하는 모드 스위치 임피던스 압축 네트워크를 통해 최적화된 부하 범위를 바탕으로 Class E 인버터를 설계하여 ZVS를 확보하였음을 실험을 통해 확인하였다.

5.2 향후 연구

본 연구의 향후 연구는 다음과 같다.

- 1) 다양한 임피던스 변환 네트워크 모델 분석을 진행한다. 본 연구에서는 T 형 네트워크 모델을 다루지만, 실제로 π 형 네트워크 모델과 cascade 형 네트워크 모델도 활발히 활용되고 있다.
- 2) 과도 상태를 고려한 분석을 통해 동특성이 중요한 시스템에 적용할 수 있다. 본 연구의 실험은 정상 상태에 대한 성능을 분석하였으므로 시스템의 동특성을 분석하여 설계한다면 더욱 다양한 시스템에 활용될 수 있다.
- 3) 기생 저항 성분을 수학적으로 분석하는 과정을 통해 기생 저항 성분에 대한 공학적 직관을 제시할 수 있다. 본 연구는 마지막 단계에서 기생 저항을 계산한 후 보정하는 방식으로 설계하였지만 임피던스 압축 네트워크에 미치는 영향을 미리 고려한다면 보다 효율적으로 보완할 수 있을 것이다.
- 4) 부하의 실수부와 허수부가 독립적으로 동작하는 시스템에 대한 분석이 필요하다. 본 연구는 부하 임피던스가 종속적으로 변동하는 시스템을 다루었다. 하지만 부하의 실수부와 허수부가 독립적인 시스템도 존재하기 때문에 독립적인 부하 변동을

고려한 설계를 진행한다면 다양한 시스템에 활용될 수 있을 것이다.

- 5) ISM 밴드 규제를 만족하는 범위 내에서 주파수를 가변한다면 입력 필터의 부담 없이 더 넓은 부하 범위를 감당할 수 있을 것으로 예상된다. 제어의 복잡도는 증가하지만 부하 범위가 더 넓거나, 부피 제한이 존재하거나, 정합 성능 조건이 까다로운 시스템에 활용될 수 있을 것이다.

참고 문헌

- [1] A. Hariya, K. Matsuura, H. Yanagi, S. Tomioka, Y. Ishizuka, and T. Ninomiya, “Five-Megahertz PWM-Controlled Current-Mode Resonant DC-DC Step-Down Converter Using GaN-HEMTs,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp. 3263–3272, Jul. 2015, doi: 10.1109/TIA.2015.2391439.
- [2] D. J. Perreault *et al.*, “Opportunities and Challenges in Very High Frequency Power Conversion,” in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Feb. 2009, pp. 1–14. doi: 10.1109/APEC.2009.4802625.
- [3] D. Reusch and J. Strydom, “Evaluation of Gallium Nitride Transistors in High Frequency Resonant and Soft-Switching DC-DC Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 9, pp. 5151–5158, Sep. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2364799.
- [4] Z.-L. Zhang, Z. Dong, D.-D. Hu, X.-W. Zou, and X. Ren, “Three-Level Gate Drivers for eGaN HEMTs in Resonant Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, pp. 5527–5538, Jul. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2606443.
- [5] Z.-L. Zhang, Z. Dong, X.-W. Zou, and X. Ren, “A Digital Adaptive Driving Scheme for eGaN HEMTs in VHF Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 8, pp. 6197–6205, Aug. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2619911.

- [6] X. Zou, Z. Zhang, Z. Dong, Y. Zhou, X. Ren, and Q. Chen, “A 10-MHz eGaN FETs based isolated class- Φ 2 DCX,” in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Mar. 2016, pp. 2518–2524. doi: 10.1109/APEC.2016.7468219.
- [7] Z.-W. Xu, Z.-L. Zhang, K. Xu, Z. Dong, and X. Ren, “2-MHz GaN PWM isolated SEPIC converters,” in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Mar. 2017, pp. 149–156. doi: 10.1109/APEC.2017.7930686.
- [8] SAMUEL Y. LIAO, *Microwave Devices and circuits*. PRENTICE HALL, 1990.
- [9] Sol Rosenstark, *Transmission Line in Computer Engineering*. McGraw-Hill, Inc, 1994.
- [10] A. Al Bastami *et al.*, “Dynamic Matching System for Radio-Frequency Plasma Generation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 1940–1951, Mar. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2734678.
- [11] D. Huang, Fred. C. Lee, and D. Fu, “Classification and selection methodology for multi-element resonant converters,” in *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Mar. 2011, pp. 558–565. doi: 10.1109/APEC.2011.5744651.
- [12] R. P. Severns, “Topologies for three-element resonant converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 89–98, Jan. 1992, doi: 10.1109/63.124581.
- [13] M. T. Outeiro, G. Buja, and D. Czarkowski, “Resonant Power Converters: An Overview with Multiple Elements in the Resonant

- Tank Network,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 10, no. 2, pp. 21–45, Jun. 2016, doi: 10.1109/MIE.2016.2549981.
- [14] I. Batarseh, “Resonant converter topologies with three and four energy storage elements,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 64–73, Jan. 1994, doi: 10.1109/63.285495.
- [15] A. Khoshsaadat and J. S. Moghani, “Fifth-Order T-Type Passive Resonant Tanks Tailored for Constant Current Resonant Converters,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 65, no. 2, pp. 842–853, Feb. 2018, doi: 10.1109/TCSI.2017.2730282.
- [16] Q. Zhu, Y. Guo, L. Wang, C. Liao, and F. Li, “Improving the Misalignment Tolerance of Wireless Charging System by Optimizing the Compensate Capacitor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp. 4832–4836, Aug. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2397882.
- [17] H. Feng, T. Cai, S. Duan, X. Zhang, H. Hu, and J. Niu, “A Dual-Side-Detuned Series-Series Compensated Resonant Converter for Wide Charging Region in a Wireless Power Transfer System,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp. 2177–2188, Mar. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2745455.
- [18] H. Feng, T. Cai, S. Duan, J. Zhao, X. Zhang, and C. Chen, “An LCC-Compensated Resonant Converter Optimized for Robust Reaction to Large Coupling Variation in Dynamic Wireless Power Transfer,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6591–6601, Oct. 2016, doi:

10.1109/TIE.2016.2589922.

- [19] 정의훈, “부하 임피던스 변동을 고려한 공진형 전력 변환 시스템의 4 단자 네트워크 설계,” 박사학위논문, 서울대학교, 2020.
- [20] E. Chung and J.-I. Ha, “Resonant network design methodology based on two-port network analysis considering load impedance variation,” in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2019, pp. 2178–2183. doi: 10.1109/ECCE.2019.8912491.
- [21] E. Chung, J.-I. Ha, A. Al Bastami, and D. J. Perreault, “Impedance Compressing Matching Network Based on Two-Port Network Analysis for Wireless Power Transfer System,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2021, doi: 10.1109/JESTIE.2021.3103679.
- [22] M. Alibakhshikenari *et al.*, “Impedance Bandwidth Improvement of a Planar Antenna Based on Metamaterial-Inspired T-Matching Network,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 67916–67927, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3076975.
- [23] C. Charles, R. W. Boswell, and A. Bish, “Low-Weight Fixed Ceramic Capacitor Impedance Matching System for an Electrothermal Plasma Microthruster,” *Journal of Propulsion and Power*, vol. 30, no. 4, pp. 1117–1121, Jul. 2014, doi: 10.2514/1.B35119.
- [24] Y. Liu, “Synthesis Techniques on Multiband Impedance Matching Networks for Frequency-Dependent Complex Loads,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 10, pp. 4507–4519, Oct. 2018, doi:

10.1109/TMTT.2018.2859920.

- [25] B. Wang, Z. Cao, and F. Song, "Design and Evaluation of a T-Shaped Adaptive Impedance Matching System for Vehicular Power Line Communication," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 73843–73854, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2988299.
- [26] "Industrial, scientific and medical equipment – Radio-frequency disturbance characteristics – Limits and methods of measurement" *CISPR 11 Ed. 6. 1 (2016)*:
- [27] Y.-F. Li, "Analysis and Design of Tracking Control for the RF Matching Box of Plasma System," in *Proceedings of the 2019 2nd International Conference on Intelligent Science and Technology – ICIST 2019*, Durham, United Kingdom, 2019, pp. 18–23. doi: 10.1145/3354142.3354146.
- [28] Y. Hirose, A. Kawamura, A. Takayanagi, and H. Takada, "Analysis of impedance matching control," in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, May 2009, pp. 1188–1191. doi: 10.1109/IPEMC.2009.5157563.
- [29] J. Viola, D. Hollenbeck, C. Rodriguez, and Y. Chen, "Fractional-Order Stochastic Extremum Seeking Control with Dithering Noise for Plasma Impedance Matching," in *2021 IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA)*, Aug. 2021, pp. 247–252. doi: 10.1109/CCTA48906.2021.9658616.
- [30] "IMPEDANCE MATCHING CONTROLLER FOR AN INDUCTIVELY COUPLED PLASMA CHAMBER – L-type Matching Network Automatic Controller:," in *Proceedings of the Fourth International Conference on Informatics in Control*,

Automation and Robotics, Angers, France, 2007, pp. 202–207. doi: 10.5220/0001648802020207.

[31] A. J. van Roosmalen, “Plasma parameter estimation from rf impedance measurements in a dry etching system,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 42, no. 5, pp. 416–418, Mar. 1983, doi: 10.1063/1.93948.

[32] Akbar. Montaser, Izumi. Ishii, R. H. Clifford, S. A. Sinex, and S. G. Capar, “Versatile impedance matching network for inductively coupled plasma spectrometry,” *Anal. Chem.*, vol. 61, no. 22, pp. 2589–2592, Nov. 1989, doi: 10.1021/ac00197a028.

[33] M. Mohamed Salem, J.-F. Loiseau, and B. Held, “Impedance matching for optimization of power transfer in a capacitively excited RF plasma reactor,” *Eur. Phys. J. AP*, vol. 3, no. 1, pp. 91–95, Jul. 1998, doi: 10.1051/epjap:1998208.

[34] S. Ishida, A. Kawamura, A. Takayanagi, and H. Takada, “Robust convergence of the impedance matching process based on seek control,” in *IECON 2011 – 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Jan. 2011, pp. 1554–1559. doi: 10.1109/IECON.2011.6119538.

[35] W. C. E. Neo *et al.*, “Adaptive Multi-Band Multi-Mode Power Amplifier Using Integrated Varactor-Based Tunable Matching Networks,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 9, pp. 2166–2176, Sep. 2006, doi: 10.1109/JSSC.2006.880586.

[36] Q. Gu, J. R. De Luis, A. S. Morris, and J. Hilbert, “An Analytical Algorithm for Pi-Network Impedance Tuners,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 58,

no. 12, pp. 2894–2905, Feb. 2011, doi:
10.1109/TCSI.2011.2158700.

- [37] A. El-Dahshan, H. N. Ahmed, and A. El-Tager, “An interactive approach to the design of adaptive impedance matching circuits,” in *2011 24th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, May 2011, pp. 000607–000610. doi: 10.1109/CCECE.2011.6030523.
- [38] P. Sjoblom and H. Sjoland, “Measured CMOS Switched High-Quality Capacitors in a Reconfigurable Matching Network,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 54, no. 10, pp. 858–862, Oct. 2007, doi: 10.1109/TCSII.2007.901629.
- [39] C. Sánchez-Pérez, J. de Mingo, P. L. Carro, and P. García-Dúcar, “Design and Applications of a 300–800 MHz Tunable Matching Network,” *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 3, no. 4, pp. 531–540, Feb. 2013, doi: 10.1109/JETCAS.2013.2280806.
- [40] D. Qiao *et al.*, “Antenna impedance mismatch measurement and correction for adaptive CDMA transceivers,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, Jun. 2005, pp. 783–786. doi: 10.1109/MWSYM.2005.1516730.
- [41] F. H. Raab, “High-efficiency linear amplification by dynamic load modulation,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, Jun. 2003, vol. 3, pp. 1717–1720 vol.3. doi: 10.1109/MWSYM.2003.1210470.
- [42] C. R. Chappidi and K. Sengupta, “Globally Optimal Matching Networks With Lossy Passives and Efficiency Bounds,” *IEEE*

- Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 65, no. 1, pp. 257–269, Jan. 2018, doi: 10.1109/TCSI.2017.2720179.
- [43] T. Aoki, K. Fukasawa, Y. Nishikawa, and N. Mikoshiba, “Novel Impedance–Matching Method for Plasma Processing at Very High Frequency Band,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 35, no. Part 1, No. 9A, pp. 4799–4806, Sep. 1996, doi: 10.1143/JJAP.35.4799.
- [44] D. Sudhir, M. Bandyopadhyay, W. Kraus, A. Gahlaut, G. Bansal, and A. Chakraborty, “Online tuning of impedance matching circuit for long pulse inductively coupled plasma source operation—An alternate approach,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 85, no. 1, p. 013510, Jan. 2014, doi: 10.1063/1.4863098.
- [45] Q. Shen and N. S. Barker, “Distributed MEMS tunable matching network using minimal–contact RF–MEMS varactors,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2646–2658, Jun. 2006, doi: 10.1109/TMTT.2006.872943.
- [46] Z. Wang and S. Mirabbasi, “CMOS Rectifier with on–chip Transformer–Coupled Tunable Matching Network for Biomedical Implants,” in *2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, May 2018, pp. 1–5. doi: 10.1109/ISCAS.2018.8351383.
- [47] E. Arabi, C. Gamlath, K. A. Morris, and M. A. Beach, “Analysis of the Coverage of Tunable Matching Networks for the Imperfect Matching Case,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 66, no. 4, pp. 572–576, Apr. 2019, doi: 10.1109/TCSII.2018.2862138.

- [48] S. Rezayat *et al.*, “Real–Time Amplifier Load–Impedance Optimization for Adaptive Radar Transmitters Using a Nonlinear Tunable Varactor Matching Network,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 55, no. 1, pp. 160–169, Feb. 2019, doi: 10.1109/TAES.2018.2849198.
- [49] C. Hoarau, N. Corrao, J.–D. Arnould, P. Ferrari, and P. Xavier, “Complete Design and Measurement Methodology for a Tunable RF Impedance–Matching Network,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 11, pp. 2620–2627, Jan. 2008, doi: 10.1109/TMTT.2008.2006105.
- [50] C. Hoarau, P.–E. Bailly, J.–D. Arnould, P. Ferrari, and P. Xavier, “A RF tunable impedance matching network with a complete design and measurement methodology,” in *2007 European Microwave Conference*, Oct. 2007, pp. 751–754. doi: 10.1109/EUMC.2007.4405301.
- [51] A. Saberhari, S. Ziabakhsh, H. Martinez, and E. Alarcón, “Active inductor–based tunable impedance matching network for RF power amplifier application,” *Integration*, vol. 52, pp. 301–308, Jan. 2016, doi: 10.1016/j.vlsi.2015.07.013.
- [52] F. Chan Wai Po, E. de Foucauld, D. Morche, P. Vincent, and E. Kerherve, “A Novel Method for Synthesizing an Automatic Matching Network and Its Control Unit,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 58, no. 9, pp. 2225–2236, Sep. 2011, doi: 10.1109/TCSI.2011.2112830.
- [53] M. Added and N. Boulejfen, “Variable impedance matching network based on varactor diodes,” in *2015 IEEE 15th*

- Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, Jan. 2015, pp. 1–4. doi: 10.1109/MMS.2015.7375394.
- [54] C. Damm, J. Freese, M. Schussler, and R. Jakoby, “Electrically Controllable Artificial Transmission Line Transformer for Matching Purposes,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 6, pp. 1348–1354, Jun. 2007, doi: 10.1109/TMTT.2007.896771.
- [55] Z. Tong, L. Gu, and J. Rivas–Davila, “Wideband PPT Class Pi2 Inverter Using Phase–Switched Impedance Modulation and Reactance Compensation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 6, pp. 5724–5734, Jun. 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3090710.
- [56] A. S. Jurkov, A. Radomski, and D. J. Perreault, “Tunable Matching Networks Based on Phase–Switched Impedance Modulation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 10, pp. 10150–10167, Oct. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2980214.
- [57] A. Al Bastami, A. Jurkov, D. Otten, D. T. Nguyen, A. Radomski, and D. J. Perreault, “A 1.5 kW Radio–Frequency Tunable Matching Network Based on Phase–Switched Impedance Modulation,” *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 1, pp. 124–138, 2020, doi: 10.1109/OJPEL.2020.2987782.
- [58] A. S. Jurkov, A. Radomski, and D. J. Perreault, “Tunable impedance matching networks based on phase–switched impedance modulation,” in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Oct. 2017, pp. 947–954. doi:

- 10.1109/ECCE.2017.8095887.
- [59] B. Chae, J. Min, Y. Suh, J. Kim, and H. Kim, "Impedance Matching Scheme of Electrical Variable Capacitors Using SiC MOSFET for 13.56MHz RF Plasma Systems," in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2019, pp. 392–398. doi: 10.1109/ECCE.2019.8912943.
- [60] S. Jeong, T.-H. Lin, and M. M. Tentzeris, "A Real-Time Range-Adaptive Impedance Matching Utilizing a Machine Learning Strategy Based on Neural Networks for Wireless Power Transfer Systems," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 12, pp. 5340–5347, Feb. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2938753.
- [61] Y. Lim, H. Tang, S. Lim, and J. Park, "An Adaptive Impedance-Matching Network Based on a Novel Capacitor Matrix for Wireless Power Transfer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4403–4413, Aug. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2292596.
- [62] Y. Liu and H. Feng, "Maximum Efficiency Tracking Control Method for WPT System Based on Dynamic Coupling Coefficient Identification and Impedance Matching Network," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 3633–3643, Feb. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2935219.
- [63] J. de Mingo, A. Valdovinos, A. Crespo, D. Navarro, and P. Garcia, "An RF electronically controlled impedance tuning network design and its application to an antenna input impedance automatic

- matching system,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 2, pp. 489–497, Feb. 2004, doi: 10.1109/TMTT.2003.821909.
- [64] R. Malmqvist *et al.*, “RF MEMS based impedance matching networks for tunable multi-band microwave low noise amplifiers,” in *2009 International Semiconductor Conference*, Oct. 2009, vol. 1, pp. 303–306. doi: 10.1109/SMICND.2009.5336539.
- [65] K. B. de Brito and R. N. de Lima, “Impedance Network for an Automatic Impedance Matching System,” in *2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, Feb. 2007, pp. 1–4. doi: 10.1109/APMC.2007.4554608.
- [66] A. van Bezooijen *et al.*, “A GSM/EDGE/WCDMA Adaptive Series-LC Matching Network Using RF-MEMS Switches,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 10, pp. 2259–2268, Oct. 2008, doi: 10.1109/JSSC.2008.2004334.
- [67] D. Peroulis, S. Pacheco, K. Sarabandi, and L. P. B. Katehi, “Tunable lumped components with applications to reconfigurable MEMS filters,” in *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.01CH37157)*, May 2001, vol. 1, pp. 341–344 vol.1. doi: 10.1109/MWSYM.2001.966902.
- [68] J. S. Hayden and G. M. Rebeiz, “One and two-bit low-loss cascaded MEMS distributed X-band phase shifters,” in *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.00CH37017)*, Jun. 2000, vol. 1, pp. 161–164 vol.1. doi: 10.1109/MWSYM.2000.860916.
- [69] K. L. Lange, J. Papapolymerou, C. L. Goldsmith, A. Malczewski,

- and J. Kleber, “A reconfigurable double-stub tuner using MEMS devices,” in *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.01CH37157)*, May 2001, vol. 1, pp. 337–340 vol.1. doi: 10.1109/MWSYM.2001.966901.
- [70] J. B. Muldavin and G. M. Rebeiz, “High-isolation CPW MEMS shunt switches. 2. Design,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 6, pp. 1053–1056, Jun. 2000, doi: 10.1109/22.904744.
- [71] “The Q of single layer air core coils: A mathematical analysis. Available: [Online] https://www.robkalmeyer.nl/techniek/electronica/radiotechniek/hambladen/qex/2001/09_10/page33/index.html.”
- [72] 이경환, “공진형 스위칭 셀을 이용한 고주파 싱글 엔디드 DC-DC 컨버터의 모델링 및 설계,” 박사학위논문, 서울대학교, 2018.
- [73] K.-H. Lee and J.-I. Ha, “Resonant Switching Cell Model for High-Frequency Single-Ended Resonant Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 12, pp. 11897–11911, Dec. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2906336.
- [74] “VSWR Conversion Table: [Online] <https://www.everythingrf.com/tech-resources/vswr>.”

Abstract

Design and Control of Class E Inverter with Mode–Switched Impedance Compression Network

Jimin Park

Electrical and Computer Engineering

The Graduate School

Seoul National University

Since the remote resonant power conversion system has an electrically long transmission line, reflected waves due to parasitic components of the transmission line reduce the efficiency of the system and cause over voltage or over current, causing damage to the system. In particular, since the critical length of a system operating at a high frequency of MHz or higher becomes shorter, it is essential to design a system in consideration of the critical length affected by the reflected wave.

In this paper, a methodology for designing impedance transformation networks, which is a key component of remote resonant power conversion system, is proposed. An impedance compression network using mode switches overcome the limitations of impedance matching networks whose matching performance decreases according to the load impedance variations.

First, based on the T-model network with three network impedance variables, a mathematical analysis technique is derived that ensures good matching performance by varying only one network impedance variable.

Second, a design method for a discrete tuning impedance compression network using mode switches is proposed. The load is grouped to ensure improved matching performance by analyzing the variation of the load impedance, and optimization techniques for the structure and operation of the system is proposed.

The proposed structure and operation are verified with the plasma operating system to prove the matching performance of the mode-switched impedance compression network. Therefore, the effectiveness and the strength of the proposed method is verified with simulation and scaled-down experiment.

Keywords : impedance transformation, impedance matching, impedance compression, Class E, resonant power conversion system, zero voltage switching

Student Number : 2021-24439