



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](#)

공학박사학위논문

직류 전력 시스템의 대신호 전압
안정도 해석 및 능동 댐핑을 통한
전압 안정화

**Large Signal Stability Analysis and
Active Damping Control for Voltage Stabilization
in DC Power System**

2016년 2월

서울대학교 대학원

전기·컴퓨터공학부

김혜진

직류 전력 시스템의 대신호 전압 안정도 해석 및 능동 댐핑을 통한 전압 안정화

지도교수 조 보 형

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함
2015년 11월

서울대학교 대학원
전기·컴퓨터공학부
김 혜 진

김혜진의 공학박사 학위논문을 인준함
2015년 12월

위 원 장 설 승 기 (인)

부위원장 조 보 형 (인)

위 원 하 정 익 (인)

위 원 원 충 연 (인)

위 원 채 수 용 (인)

초 록

본 논문에서는 분산전원, 에너지 저장장치와의 연계가 쉽고 고효율, 고신뢰성의 전력을 공급할 수 있는 직류 전력 시스템의 전압 안정도를 분석한다. 직류 전력 시스템은 다양한 전원과 비선형 부하 등의 서브시스템이 직류 버스에 통합되므로 각 서브시스템이 안정적으로 설계되었다고 하더라도 상호간섭 작용으로 인해 전체 시스템의 불안정성이 발생할 수 있다. 또한, 음의 임피던스 특성을 가지는 정전력 부하는 시스템을 불안정하게 만드는 주요 비선형 성분이다. 직류 전력 시스템의 전압 안정도를 해석하는 일반적인 방법은 임피던스 판별법, Nyquist 판별법 등의 소신호 분석법이다. 하지만 소신호 분석법은 평형점 근처에서의 소신호 외란에 대한 필요조건만을 제공하므로 부하 급변(load transient), 초기 구동(start-up), 고장(fault) 등의 대신호 외란에 대해서는 시스템의 안정도를 보장할 수 없다는 한계가 있다.

본 논문에서는 Takagi-Sugeno(TS) 퍼지 모델을 이용해 대신호 외란에 대한 직류 전력 시스템의 전압 안정도를 해석한다. 위상 평면 분석, mixed potential theory, Lyapunov direct method 등의 대신호 분석법은 시스템의 구조나 제어가 복잡해질 경우 해석에 어려움이 존재한다. TS 퍼지 모델은 복잡한 비선형 시스템을 다수의 선형 시스템의 합으로 표현할 수 있으므로 기존의 선형 안정도 해석법을 적용하여 전압 안정도를 분석할 수 있다는 장점이 있다. 본 논문에서는 이러한 다중 모델 기반의 대신호 전압 안정도 해석 방법을 토대로 Lyapunov 함수를 유도하고 시스템의 점근적 안정 영역을 분석한다. 이로부터 시스템 구조, 제어 방법, 그리고 시스템 변수 등에 따른 영향을 살펴봄으로써 시스템의 전압 안정도를

유지하기 위한 조건을 분석한다. 우선, 드롭 제어를 적용한 전원단 전력변환회로, 입출력 필터, 라인 임피던스, 정전력 부하로 구성된 직류 전력 시스템의 소신호 및 대신호 전압 안정도 분석을 통해 드롭 상수, 버스 커패시터, 전원과 부하의 동특성 등의 시스템 변수가 전압 안정도에 미치는 영향을 분석하였다. 그리고 다중 전원과 다중 정전력 부하로 구성된 직류 전력 시스템의 안정도 분석을 통해 시스템의 영역별 부하 분배와 전압 안정도의 관계에 대해 살펴보았다. 이를 통해 전압 안정도를 유지하기 위한 영역에 따른 부하와 전원 용량 설계가 가능할 것으로 기대된다.

또한, 대신호 전압 안정도 분석을 바탕으로 직류 전력 시스템의 소신호 및 대신호 전압 안정도를 향상시킬 수 있는 방안에 대해 논의한다. 본 연구에서는 직류 버스에 병렬 연결된 능동 댐퍼(shunt active damper)를 통한 전압 안정도 향상 방안과 전원단 전력변환회로에 적용되는 드롭 제어의 오프셋 전압에 기반을 둔 전압 안정도 향상 방안에 대해 논의한다. 병렬 능동 댐퍼는 직류 버스에 가상의 수동 댐퍼가 연결된 것처럼 동작함으로써 시스템의 버스 전압이 안정적으로 유지되도록 한다. 본 연구에서는 병렬 능동 댐퍼의 입력 임피던스 분석을 통해 병렬 능동 댐퍼를 모델링하고 고역 통과 필터와 전류 제어기의 대역폭 설계가 모델링에 미치는 영향을 살펴본다. 그리고 모델링 결과로부터 병렬 능동 댐퍼가 포함된 직류 전력 시스템의 소신호 및 대신호 전압 안정도를 분석한다. 다음으로 전원단 전력변환회로에 오프셋 전압을 적용한 드롭 제어는 직류 버스에 직렬로 연결되는 가상의 저항이 있는 것처럼 동작함으로써 시스템의 댐핑 역할을 한다. 제안된 드롭 제어는 중간 주파수 영역에서 가상 저항 역할을 하므로 저주파 대역에서 영향을

미치는 일반적인 드롭 저항과 역할에 차이가 있다. 본 연구에서는 이러한 드롭 제어가 전압 안정도에 미치는 영향을 소신호 및 대신호적으로 분석하고 점근적 안정 영역을 유도한다.

시스템의 동작을 검증하기 위해 PSIM을 이용한 모의실험을 진행하였으며, 이를 바탕으로 하드웨어 시스템 장치를 구축하여 전력 시스템의 전압 안정도를 살펴보고 제안한 제어 알고리즘을 실험적으로 검증하였다.

주요어 : 직류 전력 시스템, 전압 안정도, 소신호 분석, 대신호 분석, 정전력 부하, 병렬 능동 댐퍼, 가상 임피던스

학 번 : 2012-30203

목 차

초 록.....	i
기호 및 약어.....	xviii
제 1 장 서론.....	1
1.1 연구의 배경.....	1
1.2 연구의 목적 및 범위.....	11
1.3 논문의 구성.....	14
제 2 장 직류 전력 시스템의 모델링.....	16
2.1 개요.....	16
2.2 서브시스템 모델링.....	17
2.2.1 전원단 전력변환회로 모델링.....	18
2.2.2 제어 루프 모델링.....	20
2.2.3 정전력 부하 모델링.....	26
2.2.4 MPPT 제어 모드로 동작하는 전원단 전력변환회로 모델링.....	29
2.2.5 필터/케이블 모델링.....	31
2.3 대신호 분석 방법론.....	33
2.3.1 위상 평면 분석 방법.....	34
2.3.2 Mixed potential theory [71, 89-93].....	34
2.3.3 Lyapunov 직접법(Lyapunov direct method).....	35
제 3 장 직류 전력 시스템의 대신호 전압 안정도 해석.....	38
3.1 대신호 전압 안정도 해석 formulation.....	38

3.1.1 선형 행렬 부등식 [94].....	38
3.1.2 TS 퍼지 모델	39
3.1.3 TS 퍼지 모델을 통한 안정도 해석	41
3.2 단일 전원과 단일 정전력 부하를 포함한 직류 전력 시스템에 대한 대신호 전압 안정도 해석.....	44
3.2.1 Hopf bifurcation point 해석	45
3.2.2 TS 퍼지 모델을 통한 대신호 전압 안정도 해석	55
3.2.3 퍼지 모델링 비교 결과.....	60
3.2.4 Lyapunov 함수.....	62
3.2.5 점근적 안정 영역 해석 결과	63
3.2.6 모의 실험 결과.....	68
3.3 다중 전원과 다중 정전력 부하를 포함한 직류 전력 시스템에 대한 대신호 전압 안정도 해석	73
3.3.1 Hopf bifurcation point 해석	76
3.3.2 TS 퍼지 모델을 통한 대신호 전압 안정도 해석	82
3.3.3 고차 시스템에 대한 안정 영역 추정 [97, 98].....	87
3.3.4 점근적 안정 영역 해석 결과	89
3.3.5 초기 조건에 따른 모의 실험 결과.....	91
제 4 장 전압 안정도 향상을 위한 능동 댐핑 기법	94
4.1 병렬 능동 댐퍼를 통한 전압 안정화.....	96
4.1.1 구동 원리.....	97
4.1.2 병렬 능동 댐퍼 모델링.....	98
4.1.3 Hopf bifurcation point 해석	112

4.1.4 대신호 안정도 해석 및 안정 영역 추정.....	120
4.1.5 모의 실험 결과.....	129
4.2 가상 임피던스를 포함하는 드롭 제어를 통한 전압 안정화.....	134
4.2.1 구동 원리.....	134
4.2.2 소신호 분석.....	137
4.2.3 Hopf bifurcation point 해석.....	146
4.2.4 TS 퍼지 모델을 통한 대신호 전압 안정도 해석.....	149
4.2.5 안정 영역 추정.....	156
4.2.6 모의 실험 결과.....	158
제 5 장 실험 및 결과.....	162
5.1 시스템 구성.....	162
5.1.1 정전력 부하 실험.....	163
5.2 정전력 부하에 의한 전압 불안정 실험.....	167
5.2.1 부하 변동 실험 결과.....	167
5.2.2 초기 조건에 따른 실험 결과.....	172
5.3 병렬 능동 댐퍼를 통한 전압 안정화.....	176
5.3.1 실험 구성.....	176
5.3.2 병렬 능동 댐퍼를 적용하지 않았을 때의 결과.....	177
5.3.3 병렬 능동 댐퍼를 적용했을 때의 결과.....	179
5.4 가상 임피던스를 포함한 드롭 제어를 통한 전압 안정화.....	182
5.4.1 가상 저항의 크기가 0.01 Ω일 때의 결과.....	183
5.4.2 가상 저항의 크기가 0.025 Ω일 때의 결과.....	186
5.4.3 가상 저항의 크기가 0.1 Ω일 때의 결과.....	189

제 6 장 결론 및 향후 과제	191
6.1 결론.....	191
6.2 향후 과제.....	194
참고문헌	195
Abstract	209

표 목차

표 2.1 케이블 파라미터 예시	32
표 3.1 그림 3.1의 시스템 사양	47
표 3.2 초기 조건에 따른 모의 실험 동작 조건	68
표 3.3 그림 3.29의 시스템 파라미터	75
표 3.4 그림 3.30의 부하 분배 계수에 따른 p_{smax} 값	79
표 4.1 시스템 파라미터	103
표 4.2 고역 통과 필터 대역폭 영향 분석 조건	104
표 4.3 분석 조건	114
표 4.4 병렬 능동 댐퍼의 모의 실험 동작 조건	129
표 4.5 시스템 파라미터	140
표 4.6 가상 저항 크기에 따른 Hopf bifurcation point 값	148
표 4.7 제안된 드롭 제어의 모의 실험 동작 조건	159
표 5.1 실험 세트 장비 구성	163
표 5.2 부하 컨버터의 시스템 변수	164

그림 목차

그림 1.1 MEA의 전력 시스템 구조도 [1].	1
그림 1.2 고성능 MVDC 선박 시스템의 설계 예시 [2].	2
그림 1.3 정전력 부하의 전압-전류 특성 곡선.	3
그림 1.4 직렬 연결된 전력변환회로 구조.	4
그림 1.5 동적 부하를 포함한 전력 시스템의 구조.	4
그림 1.6 연속적인 부하 변동에 따른 직류 버스 전압.	5
그림 1.7 급격한 부하 변동에 따른 직류 버스 전압.	5
그림 2.1 직류 전력 시스템의 구조.	16
그림 2.2 벽 컨버터 회로도.	18
그림 2.3 전원단 전력변환회로의 제어 구조.	20
그림 2.4 간략화된 전원단 전력변환회로 구조.	20
그림 2.5 내부 전류 루프 이득의 보드 선도 예시.	21
그림 2.6 부하 변동에 따른 직류 버스 전압.	22
그림 2.7 부하 변동에 따른 인덕터 전류.	23
그림 2.8 스위칭 모델과 평균 모델의 출력 전압 응답 특성 비교.	23
그림 2.9 스위칭 모델과 평균 모델의 출력 전류 응답 특성 비교.	24
그림 2.10 정전력 부하의 간략화된 블록 다이어그램.	26
그림 2.11 정전력 부하의 전압-전류 특성 곡선.	26
그림 2.12 정전력 부하의 입력 임피던스 보드 선도.	27
그림 2.13 PV 컨버터의 제어 구조.	29
그림 2.14 PV 컨버터의 전압-전류 특성 곡선.	30
그림 2.15 필터 또는 케이블의 two-port 모델.	31

그림 3.1 전원단 전력변환회로와 정전력 부하를 포함하는 직류 전력 시스템 구조.....	44
그림 3.2 드롭 저항의 크기에 따른 Hopf bifurcation point 변화.....	48
그림 3.3 전원단 컨버터의 제어 루프 대역폭에 따른 Hopf bifurcation point 변화 ($f_{CPL} = 10$ kHz).....	49
그림 3.4 정전력 부하의 제어 루프 대역폭에 따른 Hopf bifurcation point 변화 ($f_s = 10$ kHz).....	49
그림 3.5 p_s 변화에 따른 고유값의 자취($C = 115 \mu\text{F}$).....	50
그림 3.6 버스 커패시터 변화에 따른 고유값의 자취($p_{s0} = 80$ W).....	50
그림 3.7 직류 버스 전압: 70 W to 110 W ($C = 115 \mu\text{F}$, $R_d = 0.5 \Omega$).....	52
그림 3.8 직류 버스 전류: 70 W to 110 W ($C = 115 \mu\text{F}$, $R_d = 0.5 \Omega$).....	52
그림 3.9 $C = 90 \mu\text{F}$ 일 때의 직류 버스 전압 ($R_d = 0.5 \Omega$).....	54
그림 3.10 $C = 105 \mu\text{F}$ 일 때의 직류 버스 전압 ($R_d = 0.5 \Omega$).....	54
그림 3.11 비선형 변수의 최대값과 최소값을 얻기 위한 상태 천이도.....	59
그림 3.12 변수 x_1 에 대한 (3.22)와 (3.29)의 응답특성 비교.....	61
그림 3.13 변수 x_2 에 대한 (3.22)와 (3.29)의 응답특성 비교.....	61
그림 3.14 변수 x_3 에 대한 (3.22)와 (3.29)의 응답특성 비교.....	61
그림 3.15 변수 x_4 에 대한 (3.22)와 (3.29)의 응답특성 비교.....	62
그림 3.16 변수 x_5 에 대한 (3.22)와 (3.29)의 응답특성 비교.....	62
그림 3.17 상태 변수 x_1 - x_4 에 대한 Lyapunov 함수.....	63
그림 3.18 드롭 저항이 따른 RAS 변화($p_{s0} = 80$ W, $C = 115 \mu\text{F}$).....	64
그림 3.19 직류 버스 커패시터에 따른 RAS 변화($p_{s0} = 80$ W, $R_d = 0.5 \Omega$).....	65
그림 3.20 정전력 부하 제어 루프 대역폭에 따른 RAS 변화 ($p_{s0} = 80$ W, $f_s = 10$ kHz).....	66

그림 3.21 전원단 컨버터 제어 루프 대역폭에 따른 RAS 변화 ($p_{s0} = 80 \text{ W}, f_{CPL} = 10 \text{ kHz}$).....	66
그림 3.22 Case 1 조건에서의 직류 버스 전압.....	70
그림 3.23 Case 1 조건에서의 버스 전압-버스 전류 궤적과 추정된 RAS.....	70
그림 3.24 Case 2 조건에서의 직류 버스 전압.....	71
그림 3.25 Case 2 조건에서의 버스 전압-버스 전류 궤적과 추정된 RAS.....	71
그림 3.26 Case 3 조건에서의 직류 버스 전압.....	72
그림 3.27 Case 3 조건에서의 버스 전압-버스 전류 궤적과 추정된 RAS.....	72
그림 3.28 다중 전원과 다중 정전력 부하를 포함하는 직류 전력 시스템 구성도.....	73
그림 3.29 다중 전원과 다중 정전력 부하를 포함하는 직류 전력 시스템의 등가 모델.....	74
그림 3.30 정전력 부하 분배 계수에 따른 Hopf bifurcation point 변화.....	78
그림 3.31 K_S 가 안정 동작 범위일 때의 직류 버스 전압.....	80
그림 3.32 K_S 가 불안정 동작 범위일 때의 직류 버스 전압.....	81
그림 3.33 추정된 RAS의 크기.....	88
그림 3.34 추정된 RAS(x_7 - x_8).....	89
그림 3.35 추정된 RAS(x_9 - x_{10}).....	90
그림 3.36 추정된 RAS(x_9 - x_{11}).....	90
그림 3.37 초기 전압 조건에 따른 각 버스 전압 파형 ($v_{bus1,0} = 23 \text{ V}, v_{bus3,0} = 38 \text{ V}, p_{s1} = p_{s3} = 80 \text{ W}$).....	92
그림 3.38 초기 전압 조건에 따른 각 버스 전압 궤적과 추정된 RAS ($v_{bus1,0} = 23 \text{ V}, v_{bus3,0} = 38 \text{ V}, p_{s1} = p_{s3} = 80 \text{ W}$).....	92
그림 3.39 초기 전압 조건에 따른 각 버스 전압 파형 ($v_{bus1,0} = 30 \text{ V}, v_{bus3,0} = 38 \text{ V}$,	

$p_{s1} = p_{s3} = 80 \text{ W}$).....	93
그림 3.40 초기 전압 조건에 따른 각 버스 전압 궤적과 추정된 RAS ($v_{bus1,0} = 30 \text{ V}, v_{bus3,0} = 38 \text{ V}, p_{s1} = p_{s3} = 80 \text{ W}$).....	93
그림 4.1 시스템 운전 영역.....	94
그림 4.2 병렬 능동 댐퍼를 포함하는 직류 전력 시스템의 등가 모델.....	95
그림 4.3 병렬 능동 댐퍼를 포함하는 직류 전력 시스템의 제어 구조.....	96
그림 4.4 병렬 능동 댐퍼의 제어 블록도.....	96
그림 4.5 병렬 능동 댐퍼용 부스트 컨버터 회로.....	100
그림 4.6 병렬 능동 댐퍼용 컨버터의 소신호 블록 다이어그램.....	102
그림 4.7 G_{id} 와 내부 전류 루프의 보드 선도.....	104
그림 4.8 고역 통과 필터의 대역폭 변화에 따른 병렬 능동 댐퍼의 입력 어드미턴스 보드 선도.....	105
그림 4.9 전류 제어기 대역폭에 따른 병렬 능동 댐퍼의 입력 어드미턴스 보드 선도 (전류 제어기의 대역폭 = 1.43 kHz).....	107
그림 4.10 전류 제어기 대역폭에 따른 병렬 능동 댐퍼의 입력 어드미턴스 보드 선도 (전류 제어기의 대역폭 = 6.94 kHz).....	107
그림 4.11 실제 입력 어드미턴스와 추정된 입력 어드미턴스 비교 (전류 제어기의 대역폭 = 1.43 kHz).....	109
그림 4.12 실제 입력 어드미턴스와 추정된 입력 어드미턴스 비교 (전류 제어기의 대역폭 = 6.94 kHz).....	109
그림 4.13 병렬 수동 댐핑 소자를 포함하는 직류 전력 시스템.....	110
그림 4.14 병렬 수동 필터를 적용했을 때 부하 변동에 따른 직류 버스 전압.....	110
.....	
그림 4.15 병렬 능동 댐퍼를 적용했을 때 부하 변동에 따른 직류 버스 전압.....	110

.....	111
그림 4.16 정전력 부하 크기에 따른 고유값의 궤적.....	113
그림 4.17 정전력 부하 크기에 따른 고유값의 궤적 확대 결과.....	114
그림 4.18 C_v 값에 따른 가상 저항과 인덕턴스 변화.....	115
그림 4.19 C_v 변화에 따른 고유값의 자취 (조건 1).....	116
그림 4.20 C_v 변화에 따른 고유값의 자취 확대 결과 (조건 1).....	116
그림 4.21 ω_L 값에 따른 가상 저항과 인덕턴스 변화.....	117
그림 4.22 ω_L 변화에 따른 고유값의 자취 (조건 2).....	118
그림 4.23 ω_L 변화에 따른 고유값의 자취 확대 결과 (조건 2).....	118
그림 4.24 ω_c 값에 따른 가상 저항과 인덕턴스 변화.....	119
그림 4.25 ω_c 변화에 따른 고유값의 자취 확대 결과 (조건 3).....	120
그림 4.26 상태 변수 x_1 - x_2 에 대한 Lyapunov 함수.....	125
그림 4.27 고역 통과 필터 대역폭에 따른 점근적 안정 영역 ($p_s = 80$ W, $C_v = 120$ μ F, $f_c = 1.43$ kHz).....	126
그림 4.28 전류 제어기 대역폭에 따른 점근적 안정 영역 ($p_s = 80$ W, $C_v = 120$ μ F, $f_l = 130$ Hz).....	126
그림 4.29 고역 통과 필터 대역폭에 따른 점근적 안정 영역의 크기 ($C_v = 120$ μ F, $f_c = 1.43$ kHz).....	127
그림 4.30 전류 제어기 대역폭에 따른 점근적 안정 영역의 크기 ($p_s = 80$ W, $C_v = 120$ μ F, $f_l = 130$ Hz).....	128
그림 4.31 Case 0 조건에서의 직류 버스 전압.....	130
그림 4.32 Case 1 조건에서의 직류 버스 전압.....	130
그림 4.33 Case 2 조건에서의 직류 버스 전압.....	131
그림 4.34 병렬 능동 댐퍼가 적용되었을 때 초기 구동 시 버스 전압.....	133

그림 4.35 병렬 능동 댐퍼가 적용되었을 때 전압-전류 궤적과 추정된 RAS.	133
그림 4.36 기본 회로와 제어 구조.....	135
그림 4.37 제안된 방법을 적용했을 때의 등가 회로 구조.....	135
그림 4.38 제어 블록 다이어그램.....	136
그림 4.39 전원단 컨버터의 회로 구조.....	137
그림 4.40 벽 컨버터의 소신호 블록 다이어그램.....	139
그림 4.41 내부 전류 루프의 보드 선도.....	141
그림 4.42 전원단 컨버터의 출력 임피던스.....	142
그림 4.43 출력에 실제 저항이 직렬로 연결된 전원단 컨버터의 출력 임피던스 스.....	142
그림 4.44 LC 필터를 포함하는 전체 출력 임피던스 보드 선도.....	143
그림 4.45 LC 필터를 포함하는 전체 출력 임피던스 보드 선도(확대).....	144
그림 4.46 전류 제어기 대역폭이 432 Hz일 때의 출력 임피던스 보드 선도.	144
그림 4.47 내부 루프 이득 Z_o/Z_m 의 보드 선도.....	145
그림 4.48 내부 루프 이득 Z_o/Z_m 의 나이키스트 선도.....	146
그림 4.49 정전력 부하의 크기에 따른 Hopf bifurcation point.....	148
그림 4.50 소속 함수.....	152
그림 4.51 상태 변수 x_1 - x_2 에 대한 Lyapunov 함수.....	156
그림 4.52 가상 저항 크기에 따른 추정된 점근적 안정 영역.....	157
그림 4.53 각 상태변수에 대한 추정된 점근적 안정 영역의 크기.....	157
그림 4.54 Case 0 조건에서의 직류 버스 전압 및 전류.....	159
그림 4.55 Case 1 조건에서의 직류 버스 전압.....	160

그림 4.56 Case 2 조건에서의 직류 버스 전압.....	160
그림 4.57 Case 3 조건에서의 직류 버스 전압.....	161
그림 5.1 실험 세트 구성.....	162
그림 5.2 정전력 부하를 위한 벡 컨버터 회로.....	164
그림 5.3 벡 컨버터의 전압 제어 루프 보드 선도.....	165
그림 5.4 정전력 부하의 응답 특성 (24 W → 114 W).	166
그림 5.5 정전력 부하의 응답 특성 (24 W → 288 W).	166
그림 5.6 부하 변동(24 W → 91 W)에 따른 직류 버스 전압과 전류 응답 특성 (C = 120 μ F).....	167
그림 5.7 일반적인 드롭 제어를 적용했을 때의 전압-전류 궤적: 24 W → 91 W (C = 120 μ F).....	168
그림 5.8 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역.....	168
그림 5.9 부하 변동(24 W → 114 W)에 따른 직류 버스 전압과 전류 파형..	169
그림 5.10 일반적인 드롭 제어를 적용했을 때 전압-전류 궤적: 24 W → 114 W.	169
그림 5.11 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역.....	170
그림 5.12 부하 변동(24 W → 114 W)에 따른 직류 버스 전압과 전류 응답 특 성(C = 240 μ F).....	170
그림 5.13 일반적인 드롭 제어를 적용했을 때 전압-전류 궤적: 24 W → 114 W (C = 240 μ F).....	171
그림 5.14 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역.....	171
그림 5.15 초기 조건 변화에 따른 직류 버스 전압과 전류 파형.....	173
그림 5.16 초기 조건 변화에 따른 직류 버스 전압, 전류의 궤적과 추정된 RAS (72 W load).....	173

그림 5.17 초기 조건 변화에 따른 직류 버스 전압과 전류 파형.....	174
그림 5.18 초기 조건 변화에 따른 직류 버스 전압, 전류의 궤적과 추정된 RAS (72 W load).....	174
그림 5.19 병렬 능동 댐퍼 실험 세트 구성.....	176
그림 5.20 정전력 부하의 크기에 따른 고유값.....	177
그림 5.21 병렬 능동 댐퍼가 없을 때 직류 버스 전압과 전류: 24 W→65 W.....	178
그림 5.22 병렬 능동 댐퍼가 없을 때 직류 버스 전압과 전류: 24 W→75 W.....	178
그림 5.23 병렬 능동 댐퍼를 적용했을 때의 직류 버스 전압과 전류: 24 W→96 W.....	179
그림 5.24 병렬 능동 댐퍼를 적용했을 때의 직류 버스 전압과 전류: 24 W→180 W.....	179
그림 5.25 병렬 능동 댐퍼를 적용했을 때의 직류 버스 전압과 전류: 24 W→180 W (240 μ F).....	180
그림 5.26 가상 커패시터가 120 μ F일 때 전압-전류 궤적: 24 W→180 W.....	180
그림 5.27 가상 커패시터가 120 μ F일 때 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역.....	181
그림 5.28 가상 저항이 0.01 Ω 일 때 직류 버스 전류와 전압: 24 W→102 W.....	183
그림 5.29 가상 저항이 0.01 Ω 일 때 전압-전류 궤적.....	183
그림 5.30 가상 저항이 0.01 Ω 일 때 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역.....	184
그림 5.31 가상 저항이 0.01 Ω 일 때 직류 버스 전류와 전압: 24 W→120 W.....	184
그림 5.32 가상 저항이 0.01 Ω 일 때 전압-전류 궤적: 24 W→120 W.....	185
그림 5.33 가상 저항이 0.01 Ω 일 때 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역.....	185

그림 5.34 가상 저항이 0.025Ω 일 때 직류 버스 전류와 전압: $24 W \rightarrow 114 W$	187
그림 5.35 가상 저항이 0.025Ω 일 때 전압-전류 궤적: $24 W \rightarrow 114 W$	187
그림 5.36 가상 저항이 0.025Ω 일 때 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역.....	188
그림 5.37 가상 저항이 0.1Ω 일 때 직류 버스 전류와 전압: $24 W \rightarrow 114 W$..	189
그림 5.38 가상 저항이 0.1Ω 일 때 전압-전류 궤적: $24 W \rightarrow 114 W$	189
그림 5.39 가상 저항이 0.1Ω 일 때 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역.....	190

기호 및 약어

CCL: Constant current load, 정전류 부하

CPL: Constant power load, 정전력 부하

CPS: Constant power source, 정전력 전원

CRL: Constant resistive load, 정저항 부하

EMI: Electromagnetic interference, 전자기 간섭

LMI: Linear matrix inequality, 선형 행렬 부등식

LPF: Low pass filter, 저역 통과 필터

LVDC: Low voltage direct current, 저전압 직류

MPPT: Maximum power point tracking, 최대 전력점 추종 제어

MVDC: Medium voltage direct current, 중전압 직류

PCC: Point of common coupling, 계통 연결점

RAS: Region of asymptotically stability, 점근적 안정 영역

d : 스위치의 시비율

C : 직류 버스 커패시터 [F]

C_{buck} : 벡 컨버터의 출력 커패시터 [F]

C_{bus1} : 버스 1의 커패시터 [F]

C_{bus3} : 버스 3의 커패시터 [F]

C_{in} : 병렬 능동 댐퍼의 입력 커패시터 [F]

C_o : 전원단 컨버터의 출력 커패시터 [F]

C_{o1} : 첫 번째 전원단 컨버터의 출력 커패시터 [F]

C_{o2} : 두 번째 전원단 컨버터의 출력 커패시터 [F]

C_{o3} : 세 번째 전원단 컨버터의 출력 커패시터 [F]

C_{out} : 부하의 출력 커패시터 [F]

C_{sc} : 슈퍼 커패시터 용량 [F]

C_v : 병렬 능동 댐퍼의 가상 커패시터 [F]

G_{id} : duty to inductor current transfer function

G_{ii} : output current to inductor current transfer function

G_{ig} : input voltage to inductor current transfer function

G_{vd} : duty to output voltage transfer function

G_{vc} : control voltage to output voltage transfer function

G_{vi} : output current to output voltage transfer function

$G_{vi,CL}$: 전류 루프에 의해 닫힌 G_{vi}

$f_{sw,buck}$: 부하의 스위칭 주파수 [Hz]

i_e : 직류 버스 전류 [A]

i_{dc} : 전원단 컨버터의 출력 전류 [A]

i_v : 병렬 능동 댐퍼의 입력 전류 [A]

K_s : 부하 분배 계수

k_d : 드롭 상수

k_{dpv} : PV 연계 컨버터의 드롭 상수

L_{buck} : 벡 컨버터의 인덕터 [H]

L_f : 직류 버스 인덕터 [H]

$L_{\beta 1}$: 첫 번째 전원과 버스 1 사이의 버스 인덕터 [H]

$L_{\beta 2}$: 두 번째 전원과 버스 2 사이의 버스 인덕터 [H]

$L_{\beta 3}$: 세 번째 전원과 버스 3 사이의 버스 인덕터 [H]

$L_{\beta 2,3}$: 버스 1과 버스 3 사이의 버스 인덕터 [H]

L_o : 부하의 출력 인덕터 [H]
 L_{sad} : 병렬 능동 댐퍼용 부스트 컨버터의 인덕터 [H]
 L_v : 병렬 능동 댐퍼의 가상 인덕터 [H]
 P_{smax} : 정전력 부하의 최대값 [W]
 r_{Cv} : 병렬 능동 댐퍼의 가상 저항 [Ω]
 r_f : 직류 버스 저항 [Ω]
 r_{f1} : 첫 번째 전원과 버스 1 사이의 버스 저항 [Ω]
 r_{f2} : 두 번째 전원과 버스 2 사이의 버스 저항 [Ω]
 r_{f3} : 세 번째 전원과 버스 3 사이의 버스 저항 [Ω]
 $r_{f,2-3}$: 버스 1과 버스 3 사이의 버스 저항 [Ω]
 R_d : 드롭 저항 [Ω]
 R_v : 병렬 능동 댐퍼의 드롭 저항 [Ω]
 R_v : 가상 저항 [Ω]
 T_i : 내부 루프 이득
 T_v : 외부 루프 이득
 T_{CPL} : 정전력 부하 제어기의 시정수 [s]
 v_e : 전원단 컨버터의 출력 전압 [V]
 v_{out} : 부하의 출력 전압 [V]
 v_L : 인덕터 양단 전압 [V]
 v_s : 직류 버스 전압 [V]
 ω_c : 전류 제어기의 대역폭 [rad/s]
 ω_{CPL} : 정전력 부하 제어기의 대역폭 [rad/s]
 ω_L : 고역 통과 필터의 대역폭 [rad/s]
 ω_s : 전원단 컨버터 제어기의 대역폭 [rad/s]

$Y_{m,CL}$: 병렬 능동 댐퍼의 입력 어드미턴스

Z_{L1} : 첫 번째 전원과 버스 1 사이의 라인 임피던스

Z_{L2} : 두 번째 전원과 버스 2 사이의 라인 임피던스

Z_{L3} : 세 번째 전원과 버스 3 사이의 라인 임피던스

$Z_{L,2,3}$: 버스 2와 버스 3 사이의 라인 임피던스

$Z_{o,CL}$: 전압 루프가 닫힌 전원단 컨버터의 출력 임피던스

제 1 장 서론

1.1 연구의 배경

태양광, 풍력과 같은 신재생 에너지, 에너지 저장장치, 연료 전지 등 다수의 분산전원이 증가함에 따라 이들과의 연계가 쉬운 LVDC(Low Voltage Direct Current) 및 MVDC(Medium Voltage Direct Current) 등 직류 전력 시스템이 그림 1.1과 그림 1.2와 같이 데이터 센터, 상업용 빌딩, 전기추진 선박 또는 비행기 등 다양한 분야에서 새로운 미래 전력 시스템으로 관심을 받고 있다 [1-6]. 데이터 센터는 2005년 미국에서 40 TWh, 전 세계적으로 120 TWh의 전기에너지를 소비할 정도로 전력 소모에서 큰

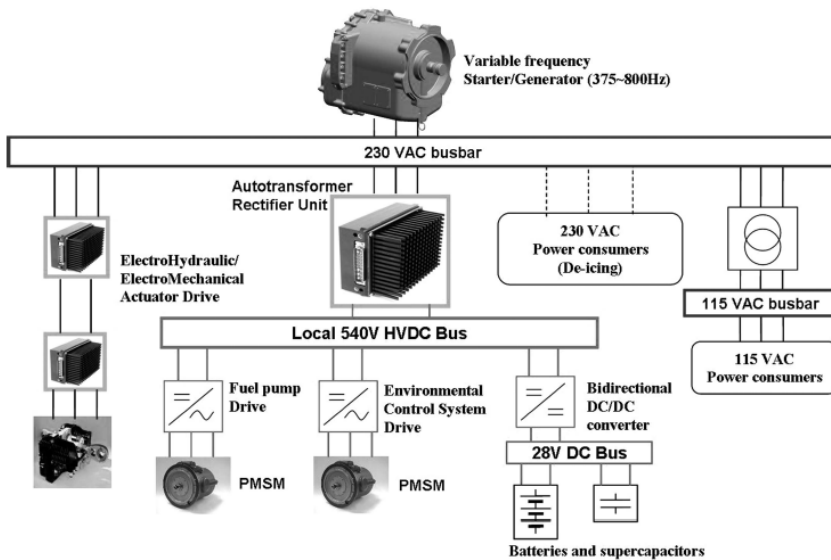


그림 1.1 MEA의 전력 시스템 구조도 [1].

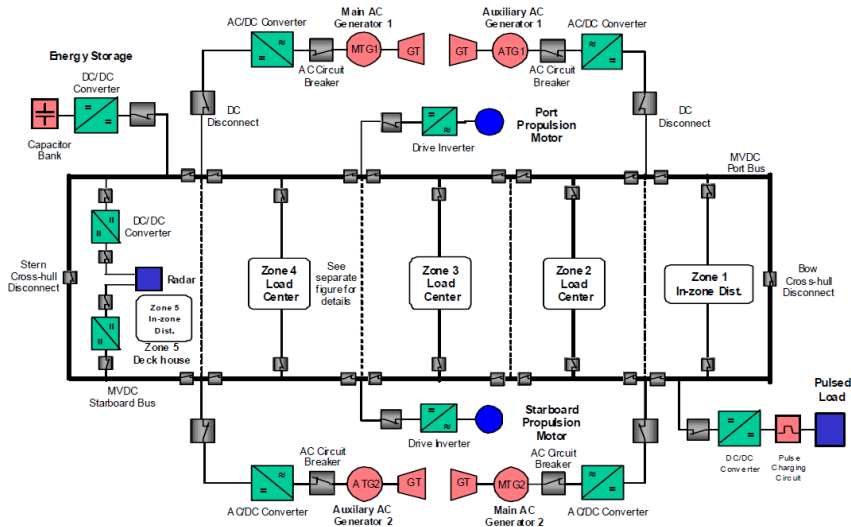


그림 1.2 고성능 MVDC 선박 시스템의 설계 예시 [2].

비중을 차지하고 있다. 그러나 데이터 센터에서 소비되는 전력의 약 절반 정도만 마이크로프로세서, 메모리, 디스크 드라이브와 같은 부하에 전달되고 나머지는 전력변환, 배전, 서버기구나 전원장치에서 발생하는 열을 식혀주는 냉각시스템에서 손실된다. 부하 단계의 전력 소비 절감으로는 전체 시스템 효율 향상에 한계가 있으므로 인텔 社, NTT 社 등은 데이터 센터에 직류 전력 시스템을 적용해 약 7%의 에너지 절감, 33%의 공간 확보, 15%의 전기시설 비용 감소 등의 결과를 얻었다 [7, 8]. ABB 社는 직류기반 배전시스템 onboard DC grid를 선보이고, 이 시스템이 최초로 적용된 해상플랫폼 공급선박 Dina Star호를 개발하여 약 27%의 연료소비 감소, 30% 소음 감소 등의 결과를 얻었다. 이러한 연구개발 활동과 더불어 직류배전 전기추진선박에 대한 국제규격인 IEEE Standard

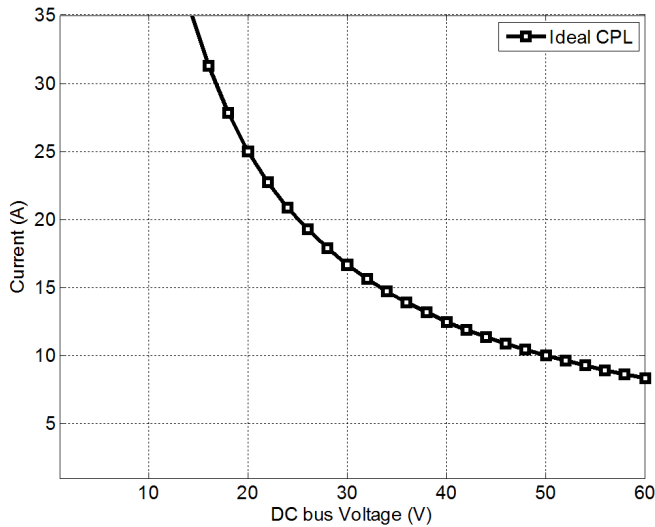


그림 1.3 정전력 부하의 전압-전류 특성 곡선.

1709(IEEE Recommendation Practice for 1kV to 35kV Medium-Voltage DC Power Systems on Ships)가 제정되었으며, 현재 IEC TC18에서 국제표준을 정립 중이다.

직류를 사용하면 교류 시스템보다 동일한 전로로 더 많은 전력을 전달할 수 있으며, 전력변환 단계를 줄일 수 있어 고효율 전력망 구성이 가능하다. 이에 따라 전력 시스템의 부피, 무게, 비용 등을 줄일 수 있다. 그리고 다양한 전원 간 위상과 주파수 동기화가 필요 없고 고조파나 무효 전력 제어 등을 고려하지 않아도 되므로 시스템 구성요소 간의 연계가 쉽다. 또한, 전력변환회로를 통해 전력 시스템이 연계, 통합되므로 전력 품질 관리와 사고에 대한 감시 혹은 차단이 쉽다는 장점이 있다 [9-19].

하지만 이러한 장점들에도 불구하고 고품질의 직류 전력 시스템을 공급하기 위해서는 전압 안정도에 대한 논의가 필요하다. 직류 전력

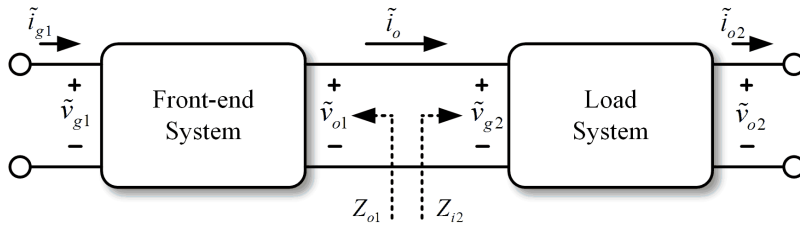


그림 1.4 직렬 연결된 전력변환회로 구조.

시스템은 다양한 전원과 비선형 부하 등의 서브시스템(subsystem)이 직류 버스에 통합되기 때문에 각 서브시스템이 안정적으로 설계되었다고 하더라도 시스템 통합 시 상호간섭으로 인해 전체 시스템의 성능 저하 또는 시스템 불안정성을 초래할 수 있다. 따라서 직류 전력 시스템의 전압 안정도 해석은 시스템 설계 시 전력 품질과 신뢰성을 보장하기 위해 필수적이다. 특히, 전력전자 소자와 제어 기술의 발달로 인해 부하단 전력변환회로의 동적 특성이 향상됨에 따라 전자부하 또는 인버터로 구동되는 모터 부하 등은 정전력 부하(constant power load)로 동작한다. 정전력 부하의 전압과 전류는 그림 1.3과 같이 나타나게 되는데 그림에서 알 수 있듯이 정전력 부하는 평형점에서 음의 임피던스 특성을 가진다. 즉, 정전력 부하는 정저항(constant resistor), 정전류(constant current) 부하와

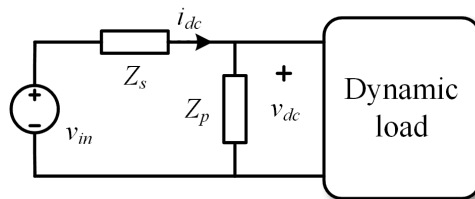


그림 1.5 동적 부하를 포함한 전력 시스템의 구조.

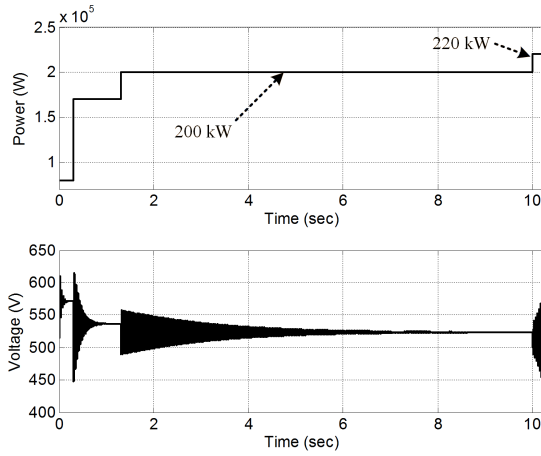


그림 1.6 연속적인 부하 변동에 따른 직류 버스 전압.

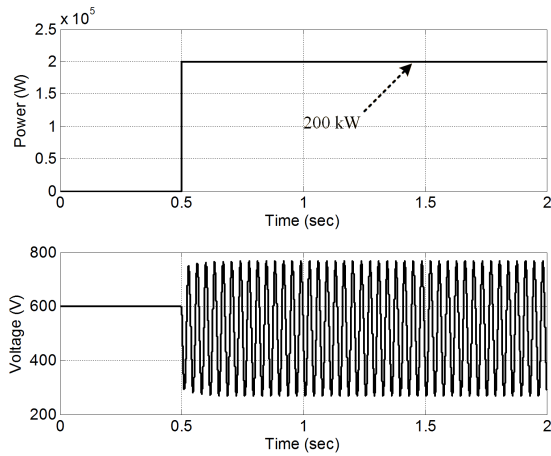


그림 1.7 급격한 부하 변동에 따른 직류 버스 전압.

달리 비선형성을 가지는데 이는 시스템을 불안정하게 만드는 주요한 요인이 된다 [20-25]. 그러므로 직류 전력 시스템의 전압 안정도를 분석하기 위해서는 정전력 부하가 포함된 시스템이 고려되어야 한다.

직류 전력 시스템에서 소신호 분석법은 전압 안정도를 판별하는 가장 일반적인 방법이다 [26-31]. 그 중 가장 대표적인 방법으로 임피던스 판별법(impedance criterion)이 있으며, 이는 그림 1.4에 나타난 것처럼 전원 단의 출력 임피던스와 부하 단의 입력 임피던스의 관계를 통해 전압 안정도를 판별한다. 각 서브시스템의 입·출력 임피던스 비를 내부루프 이득으로 정의하고 이를 나이퀴스트 (Nyquist) 판별법을 통해 시스템의 전압 안정도를 분석한다. 이 판별법은 시스템의 입·출력 임피던스 분석만으로 안정도를 간단하게 판별할 수 있다는 장점이 있다. 하지만 다수의 서브시스템이 직·병렬로 연결된 구조에 대해서는 적용에 한계가 있을 수 있으며 시스템 레벨에서는 안정도 판별이 복잡해지는 단점이 있다. 또한, 소신호 안정도 분석법은 상태 변수의 평형점 근처에서의 소신호 외란에 대한 안정도를 분석하는 방법이므로 부하 급변(load transient), 초기 구동(start-up), 고장(fault) 등의 대신호 외란에 대해서는 시스템의 안정도를 보장할 수 없다는 한계가 있다. 소신호 외란과 대신호 외란에 대한 전압 안정도 특성을 살펴보기 위해 그림 1.5와 같은 직류 전력 시스템의 부하 응답 특성을 그림 1.6과 그림 1.7에 나타내었다. 그림 1.6에서는 부하 변화가 단계적으로 변할 때 전압 불안정이 나타나는 조건을 보여주며, 그림 1.7에서는 부하가 급격히 변할 때의 전압 불안정 현상이 나타나는 조건을 보여준다. 그림에서 볼 수 있듯이 전압 불안정 현상이 나타나는 부하 전력의 크기는 부하가 급격히 변할 때보다 단계적으로 변할 때 더 작은 것을 알 수 있다. 비록 시스템의 모든 평형점에서 소신호 분석을 함으로써 직류 전력 시스템의 전압 안정도

판별이 가능하더라도 시스템의 복잡도가 증가할 경우 모든 평형점을 찾는 것뿐만 아니라 안정도 분석 역시 어렵다는 문제가 있다. 따라서 소신호 안정도 분석법을 바탕으로 시스템을 설계할 경우 충분한 여유도(margin)를 가지도록 설계해야 하므로 불필요하게 시스템의 사이즈를 증가시킬 수 있으며 이에 따라 비용과 전력 손실 증가 문제를 야기할 수 있다. 그리고 데이터 센터, 전기추진 선박 및 비행기 등 고품질 전력과 고신뢰성이 필요한 전력 시스템에서는 더욱 정확한 안정도 분석이 요구된다.

앞에서 언급한 소신호 안정도 분석법의 한계를 보완하기 위해 대신호 기반의 안정도 해석이 많이 연구되었다 [1, 21, 32-39]. 대신호 안정도 해석은 접근 방법에 따라 시간 영역 모의 실험(time domain simulation)을 이용한 간접 해석법과 에너지 함수를 이용한 직접 해석법으로 구분된다. 간접 해석법은 가장 보편적으로 사용된 방식으로 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 시스템의 안정도를 분석하는 방법이다 [36, 37, 40]. 이 방법은 시스템의 상세 모델을 직접 반영하여 모든 상태변수에 대한 정보를 얻을 수 있으나 반복적인 해석 과정이 필요하므로 많은 시간이 소요된다. 또한, 안정 여유도를 산출할 수 없고 전압의 불안정이 야기될 때 적절한 제어 방법에 대한 해결책을 제시할 수 없다는 문제가 있다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위한 시스템 모델링과 구현 방안 [37], 선박의 전력 시스템에 대한 시간 영역 시뮬레이션을 통한 소·대신호적 안정도 분석 방법 등 많은 연구가 진행되었다 [36, 41].

간접 해석법의 단점을 극복하기 Lyapunov 이론을 적용한 직접 해석법이 도입되었으며 이에 대한 연구는 크게 두 가지 방향으로 진행되었다 [42,

43]. 첫째는 시스템의 비선형적 모델을 반영하는 Lyapunov 함수 유도, 둘째는 유도한 Lyapunov 함수로부터 점근적 안정 영역(RAS, Region of Asymptotically Stability)을 추정하는 것이다. 이때, Lyapunov 함수에 의해 결정되는 안정 영역은 전압 안정도에 대한 충분조건이 보장되는 영역으로써 실제 안정 영역의 부분집합이다. Lyapunov 안정성 이론에 기초한 해석 방법은 수치적 해석이 필요 없이 시스템에 대한 안정도 해석이 가능하고 안정 영역에 대한 기준을 제시할 수 있다. 이러한 대신호 안정도 해석은 시스템 상태변수의 궤적에 대한 범위를 분석적으로 제공할 수 있다는 데 의의가 있다. 따라서 실제 안정 영역에 가장 가까운 안정 영역을 추정하기 위한 Lyapunov 함수를 유도하기 위한 연구가 많이 진행되었다. 시스템의 안정 영역을 구하는 방법은 여러 가지가 있는데 Zubov 방식은 상대적으로 정확한 안정 영역을 구할 수 있지만 복잡한 시스템에 대해서는 해석이 어렵다는 단점이 있다 [44]. 가장 많이 사용되는 안정 영역 추정방법은 Lyapunov 이론에 대한 La Salle 정리를 이용한 것으로 적당한 Lyapunov 함수의 선택에 의존한다. 하지만 Lyapunov 직접법은 시스템의 구조 및 조건이 복잡해질 경우 해석의 어려움이 존재한다.

앞에서 언급한 문제를 해결하기 위해 다수의 간단한 선형 시스템으로 하나의 비선형 시스템을 구성하는 다중 모델 방법들이 제안되었다 [45]. 이 중에서 Takagi-Sugeno(TS) 퍼지 모델 방법은 비선형 시스템을 선형 시스템과 퍼지 집합에 대한 소속 함수(membership function)의 퍼지 집합(fuzzy set)으로 표현하는 방법으로, 퍼지 규칙(fuzzy rule)의 결론부가

선형 시스템으로 표현되기 때문에 기존의 선형 해석 방법을 비선형 시스템에 적용하여 시스템을 모델링하고 해석할 수 있다는 장점을 가진다 [45-49]. 이러한 다중 모델을 기반으로 한 대신호 전압 안정도 분석을 토대로 시스템 구조와 제어 방법, 그리고 시스템 변수 등에 따른 영향을 살펴봄으로써 시스템의 전압 안정도를 유지하기 위한 조건을 분석적으로 제시할 수 있다. 따라서 전력 시스템의 전압 안정도에 영향을 미치는 주요한 조건들에 대한 이해를 바탕으로 시스템의 전압 안정도를 향상시킬 수 있는 제어 방법을 설계할 수 있다. 또한, 중요한 동작점(critical point)에서 시스템의 안정도를 판단할 수 있고 모든 운전 영역에 대해 모의실험을 할 필요가 없어지기 때문에 시스템 설계 과정을 좀 더 단순화할 수 있다.

앞에서 언급했듯이 직류 전력 시스템에서는 정전력 부하나 필터 등에 의한 비선형성으로 인해 대신호 외란에 따른 전압 불안정성이 나타난다. 이는 각각의 서브시스템의 설계가 제대로 이루어지더라도, 시스템의 비선형성으로 인해 실제 시스템의 동작범위가 제한되는 결과를 초래할 수 있다. 이러한 전압 불안정성을 완화하기 위해 다양한 연구가 진행되어왔으며 이에 대한 연구는 크게 수동적(passive) 방식과 능동적(active) 방식으로 분류할 수 있다. 수동 댐핑 방법은 저항이나 필터 커패시터를 직류 버스에 병렬로 연결하는 방법으로 직류 버스의 댐핑 성분을 증가시켜 전압 안정도를 높인다 [50]. 하지만 추가적인 댐핑 저항은 전체 시스템의 손실을 증가시켜 효율을 감소시키는 단점이 있다. 이에 반해, 필터 커패시터는 이상적으로는 손실이 발생하지 않으므로 전체

시스템의 효율에는 영향을 주지 않지만, 시스템의 전압 안정도를 높이기 위해서는 일반적으로 용량이 큰 전해 커패시터가 사용되므로 전체 시스템의 사이즈가 증가하고 신뢰성이 감소한다는 문제가 있다. 또한, 용량이 큰 전해 커패시터는 상대적으로 수명이 짧고 전압 용량이 올라갈수록 고장률 또한 높아지기 때문에 고신뢰성 전력 품질을 요구하는 전력 시스템에는 적합하지 않다. 이러한 수동 댐핑 방법의 문제점을 극복하기 위해 비선형 제어 기법 [51-54], 추가적인 제어루프를 통한 전원단·부하단 전력변환회로의 입·출력 임피던스 변조 방법, 전력변환회로를 통한 능동 댐핑 방법 등이 제안되었다. 정전력 부하의 피드백 제어 루프(feedback control loop)에 피드포워드 안정화 루프(feedforward stabilization loop)를 더하는 능동적 방법은 부하단의 입력 임피던스를 변조시키는 방식이다 [55-59]. 피드포워드 안정화 루프는 정전력 부하 입력 LC 필터의 커패시터나 인덕터에 가상의 저항이 병렬로 연결된 것처럼 동작하여 전압을 안정화한다. 또는, 정전력 부하 입력 LC 필터의 커패시터에 병렬로 가상의 커패시터가 있는 것처럼 동작함으로써 시스템의 버스 전압이 안정적으로 유지되도록 한다. 하지만 이러한 부하단 입력 임피던스 변조 방식은 전압 안정화를 위한 추가적인 전력을 부하에 주입하기 때문에 부하의 성능에 부정적인 영향을 줄 수 있다 [60-62]. 특히, 안정도에 충분한 여유도를 주기 위해 안정화 전력의 크기를 크게 설계할 경우 부하의 과도 응답 특성이 크게 나타난다는 단점이 있다. 전원단의 출력 임피던스를 변조시키는 방식은 부하의 성능에는 영향을 주지 않지만 부하의 입력 LC 필터를 고려하지 않아도 될 경우에만 효과적인 방식이다

[52, 63-71]. 이 방법은 전원단 컨버터의 출력 임피던스를 낮추기 때문에 전원단과 부하단 사이에 LC 필터 등이 추가되면 전체 출력 임피던스에 영향을 미치지 못한다. 따라서 LC 필터 등을 고려한 전원단 컨버터의 능동 댐핑 제어 방법이 필요하다. 이 외에도, 직류 버스에 병렬로 추가적인 전력변환회로를 연결해 시스템의 전압 안정도를 향상시키는 방법이 있다 [72-75]. 이러한 병렬 능동 댐퍼는 직류 버스에 병렬로 가상의 저항이나 커패시터로 동작함으로써 전압을 안정화한다. 하지만 슈퍼 커패시터나 배터리와 같은 에너지 저장장치가 포함된 직류 전력 시스템에서 이러한 에너지 저장장치의 종류에 따른 제어 방법에 대한 연구가 필요하다. 또한, 이러한 방법들에 대한 대신호적 전압 안정도 분석 연구를 통해 전체 시스템에 미치는 영향을 분석할 필요가 있다.

1.2 연구의 목적 및 범위

본 논문에서는 신재생 에너지원, 에너지 저장장치, 정전력 부하를 포함하는 직류 전력 시스템의 대신호 전압 안정도 분석 및 향상 방안에 대해 논의한다. 우선, 직류 전력 시스템은 다양한 종류의 분산 전원과 부하로 구성되고 제어 방법 역시 다양하므로 전체 시스템의 해석을 위해서는 각 서브시스템의 모델링을 필요로 한다 [76-81]. 이때, 적용되는 모델의 정확도와 결과의 정확성 간의 trade-off를 고려하여 해석방법에 따른 적절한 모델링을 수행할 필요가 있다. 각 서브시스템의 모델링을 위해 주로 사용되는 방식에는 정상 상태 모델(steady state model), 스위칭

모델(switching model), 전 차수 평균 모델(full order averaged model), 간략화된 평균 모델(simplified averaged model) 등이 있다. 스위칭 모델은 저주파 대역과 고주파 대역의 동특성을 모두 반영하므로 가장 정확한 결과를 얻을 수 있다. 하지만 시스템의 차수가 높아질 경우 해석 시간이 오래 걸린다는 단점이 있다. 스위칭 모델의 이러한 한계를 극복하기 위해 평균 모델이 주로 사용된다. 평균 모델은 고주파의 스위칭 주파수를 평균화함으로써 모의 실험 시간을 대폭 줄일 수 있다. 비록 스위칭 주파수 대역의 동특성을 무시하더라도 시스템의 비선형 특성과 저주파 대역의 동특성은 그대로 나타나므로 소신호 및 대신호 안정도 분석에 적용이 가능하다. 전 차수 평균 모델과 간략화된 평균 모델의 차이는 전력변환회로 내부 전류 루프의 동특성의 반영 여부이다. 본 연구에서는 전체 전력 시스템의 안정도 분석 시 시스템의 비선형성과 저주파 대역의 동특성을 유지하면서 상대적으로 분석이 간단한 간략화된 평균 모델을 이용한다. 이를 통해 직류 전력 시스템을 구성하는 전원과 부하의 모델링을 수행한다.

1.1장에서 언급한 TS 퍼지 모델을 이용해 드롭 제어 기반의 전원단 전력변환회로, LC 필터, 정전력 부하 등이 포함된 직류 전력 시스템에 대해 대신호 전압 안정도를 분석한다. TS 퍼지 모델을 통해 비선형 시스템을 다중의 선형 시스템의 합으로 표현하고 전압 안정도에 대한 충분조건을 선형 행렬 부등식(LMI, linear matrix inequality)을 이용하여 유도한다. 본 연구에서는 분산 전원 제어에 가장 일반적으로 사용되는 드롭 제어(Droop control)가 전압 안정도에 미치는 영향을 대신호적으로

분석한다. 또한, 전체 시스템의 변수와 다중 정전력 부하의 특성 및 크기에 따른 전압 안정도를 해석함으로써 시스템 변수 및 정전력 부하 분배를 고려한 시스템 설계방법을 제시한다.

또한, 대신호 전압 안정도 분석을 바탕으로 직류 전력 시스템의 소신호 및 대신호 전압 안정도를 향상시킬 수 있는 방안에 대해 논의한다. 본 연구에서는 직류 버스에 병렬 연결된 능동 댐퍼(shunt active damper)를 통한 전압 안정도 향상 방안과 전원단 전력변환회로에 적용되는 드롭 제어의 오프셋 전압에 기반을 둔 전압 안정도 향상 방안에 대해 논의한다.

병렬 능동 댐퍼의 입력은 계통 연결점(PCC, point of common coupling)에 병렬로 연결되며 병렬 능동 댐퍼의 출력 전압에 따라 벡(Buck) 컨버터, 부스트(Boost) 컨버터, 절연형(isolation type) 컨버터 등의 토폴로지를 적용할 수 있다. 본 연구에서는 직류 버스 전압의 불안정성을 보상하기 위해 병렬 능동 댐퍼의 출력에 배터리 또는 슈퍼 커패시터(supercapacitor)가 연결된다고 가정한다. 병렬 능동 댐퍼는 이상적으로 직류 버스에 병렬로 등가의 가상 커패시터가 있는 것처럼 동작함으로써 시스템의 버스 전압이 안정적으로 유지되도록 한다. 이 방식은 직류 버스 전압을 측정하여 가상의 커패시터가 있을 때와 동일한 커패시터 전류가 흐르도록 병렬 능동 댐퍼의 전류 지령치를 주는 방법이다. 하지만 병렬 능동 댐퍼가 가상의 커패시터로 동작하도록 제어 구조를 설계하더라도 병렬 능동 댐퍼의 고역 통과 필터와 전류 제어기의 대역폭(bandwidth) 제한으로 인해 일정 주파수 이상에서는 가상의 커패시터가 아닌 가상의 저항이 보이게 된다. 본 연구에서는 이러한 대역폭 제한에 의한 병렬 능동 댐퍼의

임피던스 특성 변화를 분석함으로써 병렬 능동 댐퍼를 증가의 수동 소자로 모델링한다. 또한, 병렬 능동 댐퍼를 포함한 직류 전력 시스템의 대신호 전압 안정도를 분석하고 시스템 성능을 충족시키기 위한 제어 변수 설계 방법을 제시한다.

직류 전력 시스템에서 분산 전원 연계 전력변환회로는 일반적으로 분산 전력 제어를 수행하기 위해 드롭 제어를 이용한다. 본 연구에서는 기존의 드롭 제어에 오프셋 전압을 추가함으로써 분산 제어를 수행함과 동시에 버스 전압 안정도를 향상시키는 제어 방법을 제안한다. 오프셋 전압은 전원단 전력변환회로의 직류 버스에 직렬로 연결되는 가상의 저항이 있는 것처럼 동작하게 된다. 가상의 저항은 전체 시스템의 공진 주파수에서 댐핑 역할을 함으로써 버스 전압이 안정적으로 제어되도록 한다. 본 논문에서는 제안된 드롭 제어가 전체 시스템의 대신호 전압 안정도에 미치는 영향을 분석하고 시스템 성능을 충족시키기 위한 제어 변수 설계 방법을 제시한다.

1.3 논문의 구성

본 논문의 구성은 다음과 같다.

2장에서는 대신호 전압 안정도 해석에 적합한 모델링 방식의 특성을 분석하고 이를 통해 전원단 전력변환회로와 부하의 모델링을 수행한다.

3장에서는 TS 퍼지 모델을 이용해 비선형 시스템으로 표현되는 직류

전력 시스템을 다중의 선형 시스템의 합으로 표현하고 이를 검증한다. 또한, 선형 행렬 부등식을 통해 시스템의 Lyapunov 함수를 유도하고 시스템의 안정 영역을 해석한다.

4장에서는 대신호 전압 안정도 분석을 바탕으로 직류 전력 시스템의 소신호 및 대신호 전압 안정도를 향상시킬 수 있는 방안에 대해 논의한다. 직류 버스에 병렬 연결된 능동 댐퍼를 통한 전압 안정도 향상 방안과 전원단 전력변환회로에 적용되는 드롭 제어의 오프셋 전압에 기반을 둔 전압 안정도 향상 방안에 대해 논의한다. 또한, 각 향상방안의 대신호 전압 안정도에 대한 영향을 분석한다.

5장에서는 직류 전력 시스템의 전압 불안정 현상과 제안된 전압 안정도 향상 방법을 검증하기 위한 하드웨어를 구현하고 실험을 통해 제안된 방법의 효용성을 검증한다.

6장에서는 본 논문의 결과와 향후 과제를 기술한다.

제 2 장 직류 전력 시스템의 모델링

2.1 개요

직류 전력 시스템은 그림 2.1과 같이 다양한 종류의 분산 전원과 부하로 구성되며 시스템의 목적에 따라 다양한 모드에서 동작시키기 위한 제어 방법 역시 다양하다. 또한, 다중 전원과 다중 부하로 인한 시스템의 복잡도 증가는 시스템 안정도 해석을 어렵게 한다. 따라서 통합된 시스템의 전압 안정도 해석을 위해서는 복잡도가 증가하더라도 안정도

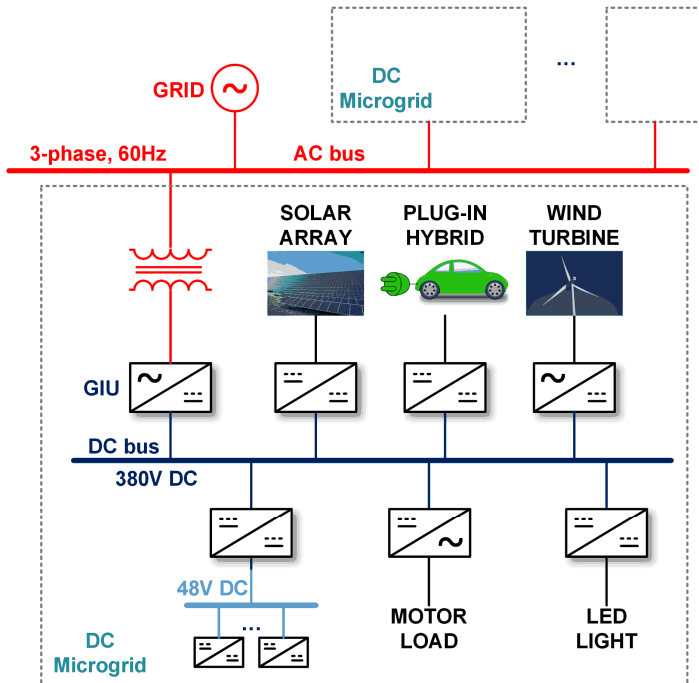


그림 2.1 직류 전력 시스템의 구조.

해석이 용이하며 임의의 전원과 부하의 특성을 반영할 수 있는 서브시스템의 모델링이 필요하다. 본 논문에서는 직류 전력 시스템의 전압 안정도를 분석하기 위해 시스템의 비선형성과 저주파 대역의 동적 특성을 반영할 수 있는 평균 모델을 이용한다.

2.2 서브시스템 모델링

전력변환회로의 평균 모델은 스위칭 주파수 대역의 시스템 동특성을 반영하지 못하지만, 비선형 특성과 저주파 대역의 동특성을 표현할 수 있어 다수의 전력변환회로가 포함된 전력 시스템의 해석에 주로 사용된다. 평균 모델은 R. D. Middlebrook에 의해 제안된 스위칭 주기에 대한 평균화 방법을 기반으로 한다 [82-84]. 이러한 방법을 통해 스위칭 소자를 등가의 variable-ratio transformer 모델로 표현한다. 본 연구에서는 분석이 간단하면서 비선형성에 의한 대신호 전압 안정도를 분석하기에 적합한 평균 모델을 사용하여 전원단 전력변환회로, 드롭 제어 루프, 정전력 부하의 모델링을 수행한다 [80, 81, 85, 86].

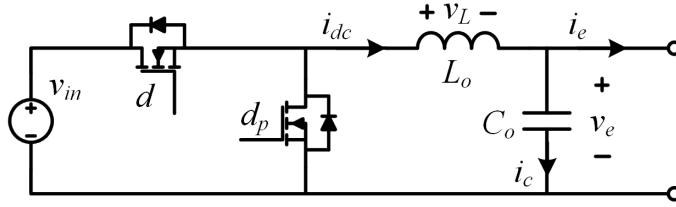


그림 2.2 벅 컨버터 회로도.

2.2.1 전원단 전력변환회로 모델링

그림 2.2는 전원단 전력변환회로로 사용 가능한 벅 컨버터의 회로도를 나타낸다. 벅 컨버터가 연속 도통 모드(CCM, Continuous conduction mode)로 동작할 때 반도체 스위치의 시비율과 상태 변수는 다음을 만족한다.

$$d = 1 - d_p \quad (2.1)$$

$$v_L = L_o \frac{di_{dc}}{dt} = \begin{cases} v_{in} - v_e & (s=1) \\ -v_e & (s=0) \end{cases}$$

$$i_c = C \frac{dv_e}{dt} = i_{dc} - i_e \quad (2.2)$$

$$i_g = \begin{cases} i_{dc} & (s=1) \\ 0 & (s=0) \end{cases}$$

여기서, v_L 은 인덕터 L_o 의 양단 전압, i_c 는 커패시터 전류, v_{in} 은 입력 전압, v_e 는 출력전압을 나타낸다. s 는 스위치의 온/오프 상태로 s 가 1이면

스위치가 도통된 상태를 의미한다. 평균 모델은 식 (2.2)를 스위칭 주기에 대해 평균화하여 구할 수 있고 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}\langle v_L \rangle_{T_S} &= L \frac{d\langle i_{dc} \rangle_{T_S}}{dt} = d(\langle v_{in} \rangle_{T_S} - \langle v_e \rangle_{T_S}) + (1-d)(-\langle v_e \rangle_{T_S}) \\ \langle i_C \rangle_{T_S} &= C_o \frac{d\langle v_e \rangle_{T_S}}{dt} = \langle i_{dc} \rangle_{T_S} - \langle i_e \rangle_{T_S} \\ \langle i_g \rangle_{T_S} &= d\langle i_{dc} \rangle_{T_S}\end{aligned}\tag{2.3}$$

일반적으로 상태 공간(state space) 평균화 방법에서 인덕터의 voltage-second balance 조건을 이용하면 다음의 duty ratio constraint를 정의할 수 있다.

$$dv_{in} = v_e\tag{2.4}$$

식 (2.4)를 식 (2.3)의 첫 번째 식에 대입하면 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}L_o \frac{d\langle i_{dc} \rangle_{T_S}}{dt} &= 0 \\ \langle i_C \rangle_{T_S} &= C_o \frac{d\langle v_e \rangle_{T_S}}{dt} = \langle i_{dc} \rangle_{T_S} - \langle i_e \rangle_{T_S}\end{aligned}\tag{2.5}$$

따라서 식 (2.5)로부터 간략화된 평균 모델에서는 전원단 전력변환회로의 인덕터 전류 동특성이 무시되는 것을 알 수 있다. 따라서 출력 커패시터의 상태 함수만으로 전원단 전력변환회로의 저주파 대역의 응답 특성을 표현할 수 있다.

2.2.2 제어 루프 모델링

그림 2.3은 전원단 전력변환회로의 출력전압 제어를 위한 제어 구조를 보여준다. 여기서 v_e^* 는 직류 버스의 전압 지령치, v_e 는 직류 버스 전압, i_{dc} 는 벽 컨버터의 인덕터 전류, k_d 는 드롭 상수를 나타낸다. 내부 전류 루프 H_i 는 펄스 폭 변조(pulse width modulation)를 통해 시비율(duty)을 제어함으로써 전력변환회로의 인덕터 전류를 제어한다. 그림 2.3의 외부 루프는 일반적인 드롭 제어 개념도를 나타낸다. 만약 부하가 증가하면

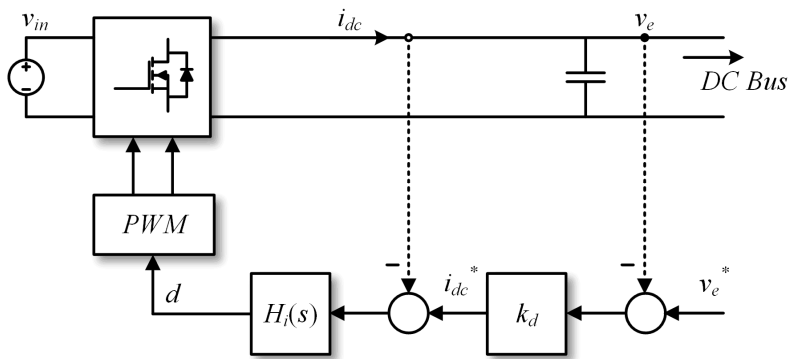


그림 2.3 전원단 전력변환회로의 제어 구조.

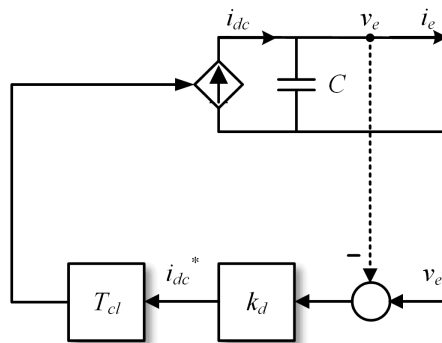


그림 2.4 간략화된 전원단 전력변환회로 구조.

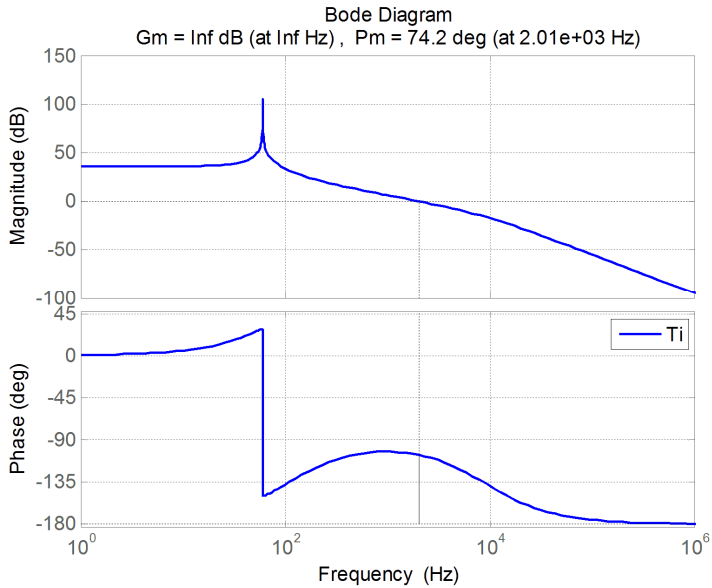


그림 2.5 내부 전류 루프 이득의 보드 선도 예시.

출력 커패시터의 전압이 감소하므로 드롭 상수에 의해 전류 지령치의 크기가 커지게 된다. 반대로 부하가 감소하면 출력 커패시터의 전압이 증가하므로 드롭 상수에 의해 전류 지령치의 크기가 작아지게 된다. 입력 전압 v_m 은 ac 계통과 같은 교류 전원 또는 배터리와 같은 직류 전원이 될 수 있다. 입력 전압원에 따라 전력변환회로의 구조와 제어 변수의 설계가 달라지지만 전체적인 제어 구조는 동일하다.

그림 2.5는 이중 루프(two loop)로 제어되는 벡 컨버터 구조 전원단 전력변환회로의 내부 전류 루프 이득 보드 선도 예시를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 내부 전류 루프는 약 2 kHz의 대역폭과 74.2°의 위상 여유를 가진다. 따라서 내부 전류 루프의 동특성이 외부 제어 루프와

비교해 매우 빠르면 전원단 전력변환회로를 간략화하여 나타낼 수 있다. 그림 2.4는 간략화된 전원단 전력변환회로 구조를 나타낸다. 따라서 전원단 전력변환회로는 외부의 드롭 제어와 전류 제어기를 포함하는 컨버터의 응답 속도로 간략화할 수 있으며, 컨버터의 인덕터 전류와 전류 지령치의 관계는 다음의 1차 모델로 표현할 수 있다.

$$T_{cl} = \frac{1}{s / \omega_s + 1} \quad (2.6)$$

여기서 ω_s 는 전류 루프의 차단 주파수이다.

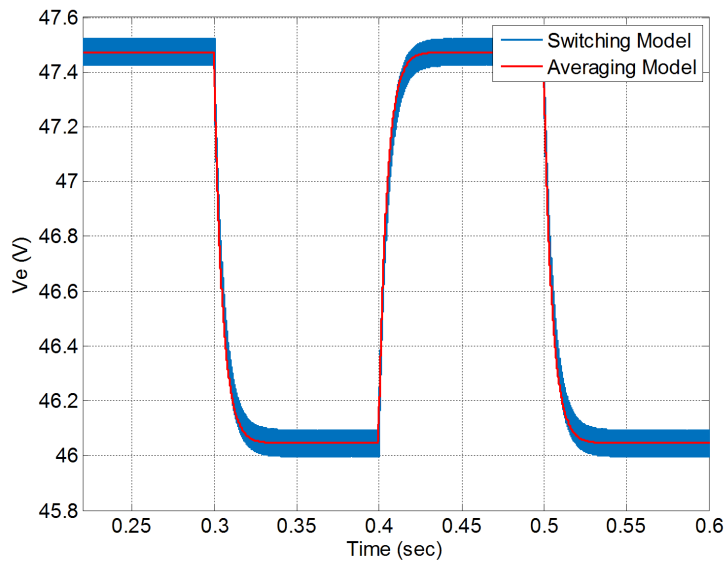


그림 2.6 부하 변동에 따른 직류 버스 전압.

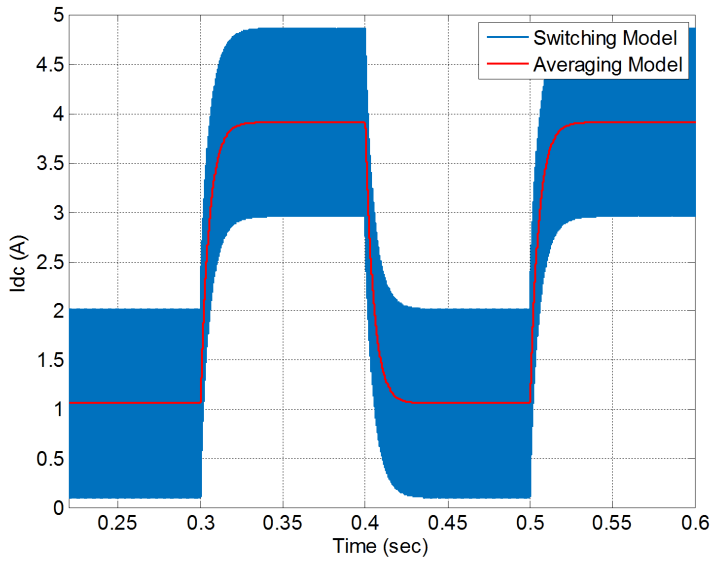


그림 2.7 부하 변동에 따른 인덕터 전류.

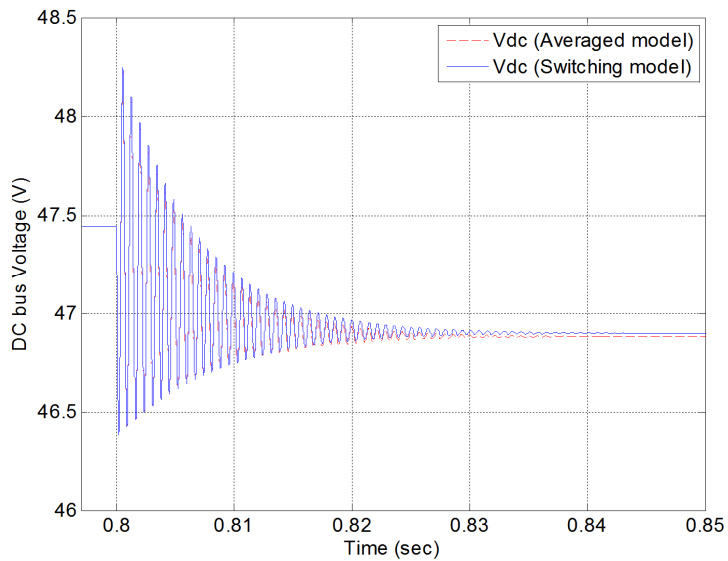


그림 2.8 스위칭 모델과 평균 모델의 출력 전압 응답 특성 비교.

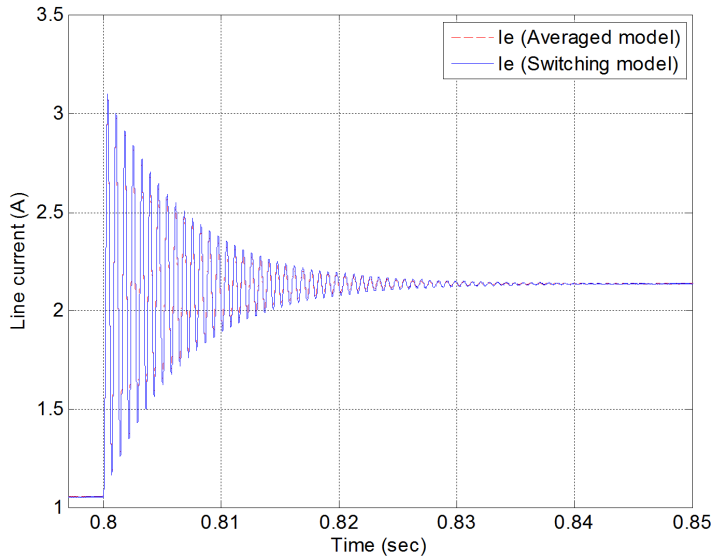


그림 2.9 스위칭 모델과 평균 모델의 출력 전류 응답 특성 비교.

그림 2.6과 그림 2.7은 스위칭 모델과 평균 모델에 대해 부하 변동에 따른 직류 버스 전압과 인덕터 전류를 나타낸다. 여기서 전원단 컨버터의 토폴로지는 벡 컨버터이며 벡 컨버터의 인덕턴스와 출력 커패시터는 각각 0.7 mH, 10 mF이다. 그리고 드롭 상수는 2, 전류 루프의 차단 주파수는 약 2 kHz이다. 그림에서 볼 수 있듯이 스위칭 모델은 스위칭 리플 성분이 나타나는 반면 평균 모델에서는 스위칭 주파수 대역의 동특성이 나타나지 않는다. 하지만 평균 모델은 스위칭 모델과 같이 부하 변동에 따른 저주파 응답 측면에서 동일한 결과를 보여준다. 그림 2.8과 그림 2.9는 전원단 전력변환회로가 포함된 전력 시스템의 전압과 전류 응답 특성을 나타낸다. 여기서 전원단 컨버터와 정전력 부하 사이의 선로 저항과 선로

인덕턴스는 각각 $25\text{ m}\Omega$, 0.11 mH 이며, 버스 커패시터는 0.12 mF 이다. 그림에서 볼 수 있듯이 평균 모델을 적용하더라도 비선형성에 의해 나타나는 시스템의 응답 특성은 스위칭 모델을 적용한 시스템의 응답 특성 결과와 동일함을 알 수 있다.

2.2.3 정전력 부하 모델링

일반적으로 전력 시스템을 구성하는 부하는 전압 sensitivity에 따라 정전력 부하, 정전류 부하, constant impedance 부하로 분류된다. 정전류 부하나 constant impedance 부하는 선형적 특성을 가지므로 전압 안정도 해석을 위해서는 비선형 특성을 가지는 정전력 부하가 주로 고려된다.

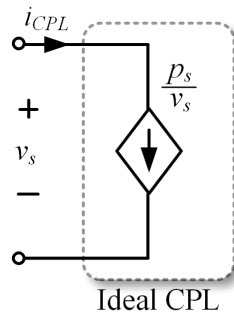


그림 2.10 정전력 부하의 간략화된 블록 다이어그램.

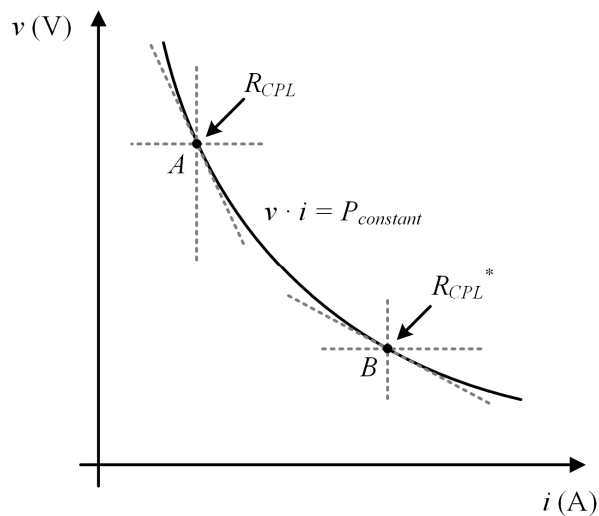


그림 2.11 정전력 부하의 전압-전류 특성 곡선.

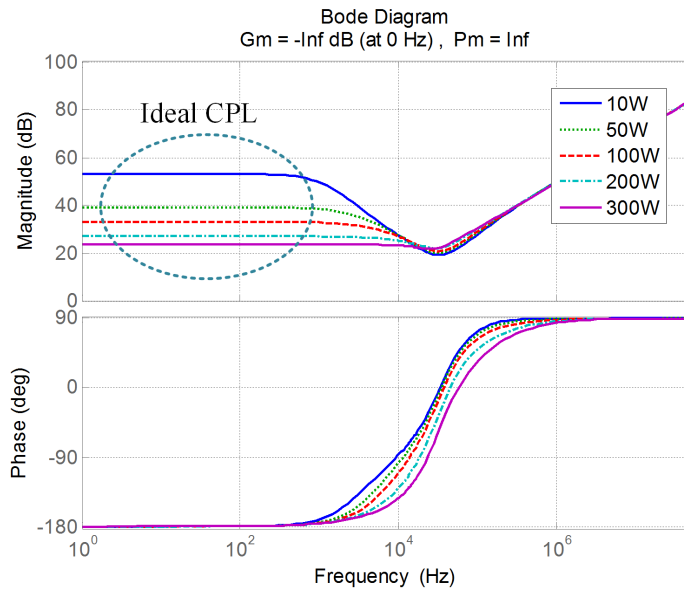


그림 2.12 정전력 부하의 입력 임피던스 보드 선도.

따라서 본 논문에서는 정전력 부하의 모델링만 다루기로 한다.

그림 2.10은 전자부하 또는 모터부하 등과 같은 정전력 부하의 간략화된 블록 다이어그램이며, 그림 2.11은 이상적인 정전력 부하의 전압-전류 특성 곡선을 나타낸 그래프이다. 그림 2.11에서 동작점에서의 전압-전류 곡선 기울기는 정전력 부하의 입력전류 변화량과 입력전압 변화량 비와 같으므로 이는 정전력 부하의 입력 임피던스 저항으로 볼 수 있다. 그림에서 볼 수 있듯이, 정전력 부하의 입력 임피던스 저항은 음의 값을 가진다. 그러므로 입력전압이 증가(감소)하면 입력전류는 감소(증가)하며 전압과 전류의 관계는 다음의 식으로 표현한다.

$$v = \frac{P_{const}}{i} \quad (2.7)$$

식 (2.7)을 입력전류에 대해 미분하고 P_{const} 가 일정하다고 가정하면 이상적인 정전력 부하의 음의 임피던스 저항은 다음과 같이 나타난다.

$$\frac{dv}{di} = R_{CPL} = -\frac{v^2}{i} \quad (2.8)$$

여기서 v 와 i 는 각각 정전력 부하의 평형점에서의 전압과 전류이다.

그림 2.12는 실제 컨버터의 입력 임피던스를 도시한 것이다. 실제 컨버터의 입력 임피던스는 전압 제어 대역폭 내에서만 이상적인 정전력 부하처럼 동작하며 그 이상의 대역에서는 음의 저항처럼 보이지 않는다. 따라서 식 (2.7)과 같은 이상적인 정전력 부하에서 시스템이 안정적으로 동작하면 나머지 부하에서도 안정하다고 가정할 수 있으므로 worst case인 이상적인 정전력 부하가 연결된 경우를 가정하고 시스템의 전압 안정도를 확인한다. 만약 정전력 부하를 동특성이 포함된 1차 모델로 표현하면 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$i = \frac{P_{const}}{v} \frac{1}{sT_{CPL} + 1} \quad (s\text{-domain}) \quad (2.9)$$

$$\frac{di}{dt} = -\omega_{CPL}i + \omega_{CPL} \frac{P_{const}}{v} \quad (\text{time-domain}) \quad (2.10)$$

여기서 T_{CPL} 과 ω_{CPL} 은 각각 응답 특성을 나타내는 시정수(time constant)와 제어 루프의 차단 주파수이다.

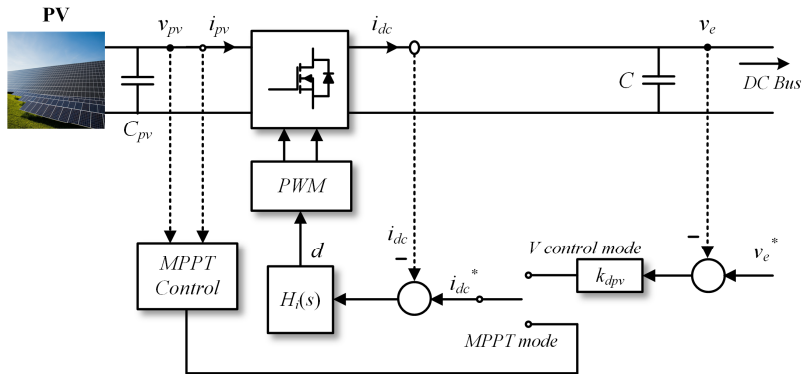


그림 2.13 PV 컨버터의 제어 구조.

2.2.4 MPPT 제어 모드로 동작하는 전원단 전력변환회로 모델링

태양광 발전 시스템 연계용 전력변환회로는 최대 전력점 추종 제어(MPPT, maximum power point tracking)와 전압 제어(off-MPPT) 두 가지 모드를 가진다. 그림 2.13은 PV 컨버터의 제어 구조를 나타낸 것으로 내부 전류 루프와 외부 직류 버스 전압 루프 또는 MPP 전압 루프로 구성된다. 이처럼 이중 루프로 구성할 경우 빠르고 안정적인 제어 설계에 유리하며 시스템의 전력 상태에 따른 전력 분배 제어가 가능하다는 장점을 가진다.

그림 2.14는 PV 컨버터의 직류 버스 전압 제어 모드와 MPPT 제어 모드에 따른 전압과 전류의 특성 곡선을 나타낸다. 먼저 드롭 제어 기반 시스템에서 버스에 충분한 에너지가 공급되고 있을 때 직류 버스 전압은 일정 값 이상으로 증가하게 된다. 이때 PV 컨버터는 시스템에서 필요로 하는 전력만을 공급하기 위해 드롭 기반의 직류 버스 전압 제어 모드로 동작한다. 전압 루프는 식 (2.11)과 같이 드롭 상수와 직류 버스 전압을

이용해 PV 컨버터 전류 지령치를 생성한다.

$$i_{dc}^* = k_{dpv} \cdot (v_e^* - v_e). \quad (2.11)$$

이때 PV 컨버터는 드롭 제어를 이용해 전력 분배를 하기 때문에 직류 버스 전압 제어 모드에서 PV 컨버터는 그림 2.4와 동일하게 모델링할 수 있다.

최대 전력점 추종 제어는 최대 전력점 추종 알고리즘과 그에 따른 최대 전력점 전압 지령치를 추종하기 위한 보상기(compensator)로 구성된다. MPPT 제어 모드 시에는 직류 버스 전압에 상관없이 PV 컨버터는 일정한 전력을 버스에 공급한다. 따라서 MPPT 제어 모드로 동작하는 PV 컨버터는 식 (2.12)와 같이 정전력 전원(CPS, constant power source)으로 모델링할 수 있다.

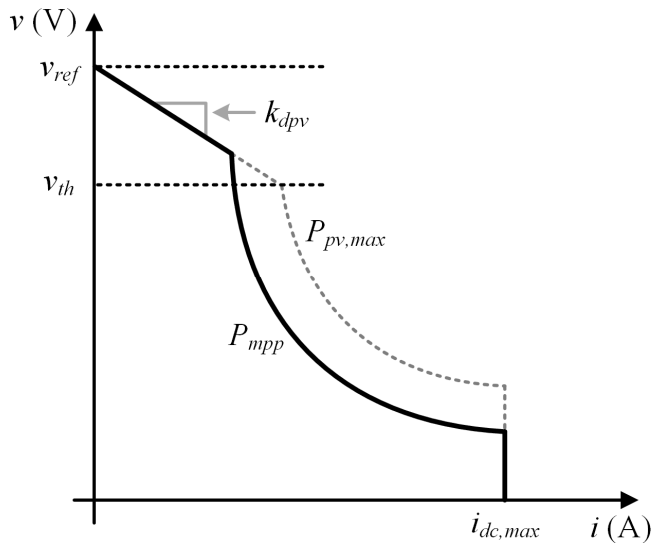


그림 2.14 PV 컨버터의 전압-전류 특성 곡선.

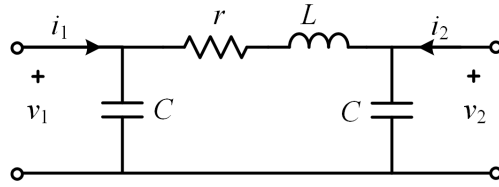


그림 2.15 필터 또는 케이블의 two-port 모델.

$$i_{dc}^* = \frac{P_{mpp}}{v_e}. \quad (2.12)$$

2.2.5 필터/케이블 모델링

직류 전력 시스템은 전력변환회로가 직렬로 연결되는 구조이므로 audio susceptibility 또는 직류 버스의 리플 성분을 줄이기 위해 입출력 필터가 필수적이다. 특히 부하단의 감압형 전력변환회로는 맥동 입력 전류(pulsating input current)가 흐르기 때문에 EMI(Electromagnetic interference) 또는 입력 필터(input filter) 설계가 매우 중요한 요소이다. 또한 마이크로그리드에서와 같이 전력 전송 선로가 길어지면 선로 임피던스의 영향에 대한 고려가 필요하다. 표 2.1은 케이블 파라미터의 예시를 나타내는데 [87], 표에서 볼 수 있듯이 선로가 길어지면 선로의 저항과 인덕턴스 성분이 증가하므로 전압 안정도에 영향을 미치게 된다.

그림 2.15는 입·출력 필터 또는 케이블 임피던스 모델링에 주로 사용되는 two-port π -모델을 나타낸다. 각 포트의 전압-전류 관계는 다음의 노달 어드미턴스(nodal admittance) 매트릭스로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

또한, 위의 기본 구조를 직렬 연결하면 multi-stage 필터나 n-section 케이블 모델을 표현할 수 있다. 만약 케이블의 길이가 길어지면 π -모델을 2개 이상 직렬 연결하여 모델링할 수 있다. Cascaded π -모델은 약 3-4kHz 대역 범위 내에서 시스템을 표현하는데 유용하다 [88]. 하지만 직류 전력 시스템에서는 전원단 출력에 있는 큰 용량의 커패시터가 고주파 영역에서 dominant하므로 단일 π -모델만으로도 시스템의 임피던스 특성 표현이 가능하다. 따라서 본 논문에서는 필터 또는 케이블의 모델로 단일 π -모델을 이용한다.

표 2.1 케이블 파라미터 예시

Parameters	Values
Cable Type	3-Conductor Al-PVC 185mm ²
Resistance (per meter)	0.152 mΩ/meter
Resistance (per meter)	0.237 μH/meter

2.3 대신호 분석 방법론

전력변환회로가 직·병렬로 연결된 직류 전력 시스템의 전압 안정도를 해석하기 위한 다양한 소신호 분석법이 연구되었다. 그 중 임피던스 판별법은 전원단의 출력 임피던스와 부하단의 입력 임피던스 관계를 이용한 판별법으로 안정도에 대한 충분 조건을 제공하며 해석이 간단한 장점이 있다. 하지만 안정도에 대한 여유도가 크기 때문에 불필요한 필터 사이즈 증가, 비용 증가, 전력 손실 증가 등의 문제가 있다. 이러한 단점을 극복하기 위해 GMPM(Gain Margin and Phase Margin) OA(Opposing Argument), ESAC(Energy Source Analysis Consortium), RESC(Root Exponential Stability Criterion) 등의 판별법이 연구되었다. 하지만 이러한 소신호 분석법은 상태 변수의 평형점 근처에서의 소신호 외란에 대한 안정도를 분석하는 방법이므로 부하 급변(load transient), 초기 구동(start-up), 고장(fault) 등의 대신호 외란에 대해서는 시스템의 안정도를 보장할 수 없다는 한계가 있다.

이러한 소신호 해석의 한계를 보완하고 시스템의 전역적 안정도를 해석하기 위해 대신호 분석법이 연구되었다. 대신호 분석법은 시스템의 점근적 안정 영역을 추정하여 대신호 외란에 대한 안정도 기준을 제시한다. 따라서 대신호 외란에 대한 시스템의 응답 특성을 분석하고 점근적 안정 영역을 추정하기 위한 다양한 방법론들이 존재한다. 본 절에서는 대신호 분석에 주로 사용되는 위상 평면 분석(phase plane analysis) 방법, mixed potential theory, Lyapunov direct method 등의 대신호 분석 방법론에

대해 살펴보고 각각의 장단점을 비교한다.

2.3.1 위상 평면 분석 방법

위상 평면 분석법은 선형 및 비선형 시스템을 분석하는데 매우 유용한 수치적 해석 방법이다. x 축에는 시스템의 상태 변수(x_1), y 축에는 상태변수의 미분 값(\dot{x})을 나타냄으로써 시스템의 특성을 직관적으로 확인할 수 있다. 시스템의 상태가 위상성분 x_1 와 x_2 의 값으로 정해지므로 각 시스템의 상태가 위상평면에서 일정한 점(위상점)에 대응한다. 제어 계의 현 상태 x 에 대응하는 위상점을 표현점(representative point)이라고 한다. 시간의 경과에 따라 시스템의 상태가 변화할 때 위상평면에 표현점의 궤적이 나타난다. 이 궤적을 위상궤적(phase trajectory)이라 하며, 시스템의 동작 조건들에 대응하는 모든 위상궤적을 위상묘사(phase portrait)라고 한다. 시스템의 위상묘사를 통해 과도응답 특성, 안정성 등의 특성을 직관적으로 알 수 있다. 하지만 이 방법은 고차 시스템에 대해서는 시각화가 어려워 대상이 2차 시스템으로 제한된다는 단점이 있다. 또한 구체적인 시스템 변수에 대한 정보가 필요하며 시스템 변수의 변화에 대한 해석이 어렵다.

2.3.2 Mixed potential theory [71, 89-93]

R. K. Brayton과 J. K. Moser에 의해 제안된 mixed potential 이론은 mixed potential이라는 스칼라 함수(scalar function)를 유도하고 이로부터 시스템의 안정도를 판별하기 위한 Lyapunov 함수를 제시한다. Mixed potential은

에너지 기반의 함수로써 비선형 시스템의 미분 방정식을 다음과 같은 형태로 표현한다.

$$L \frac{di_\rho}{dt} = \frac{\partial P(i, v)}{\partial i_\rho}, \quad C \frac{dv_\sigma}{dt} = \frac{\partial P(i, v)}{\partial v_\sigma} \quad (2.14)$$

여기서 i_ρ 는 인덕터의 전류, v_σ 는 커패시터의 전압을 나타낸다. $P(i, v)$ 는 mixed potential 함수이다. Mixed potential 함수는 저항, 인덕터, 커패시터의 전압과 전류의 potential로 구성되며 일반적으로 다음의 형태로 표현된다.

$$\begin{aligned} P(i, v) &= \int \sum_{\mu > r+s} v_\mu di_\mu + \sum_{\sigma=r+1}^{r+s} i_\sigma v_\sigma \\ &= -A(i) + B(v) + (i, \gamma v - \alpha) \end{aligned} \quad (2.15)$$

여기서 r 과 s 는 각각 인덕터와 커패시터의 개수를 의미한다.

Mixed potential 이론을 적용한 안정도 분석은 크게 3가지 단계로 이루어진다. 우선 시스템의 토폴로지로부터 mixed potential 함수를 유도하고, 이 함수가 안정도 이론을 만족하는지 검증한다. 그리고 시스템의 안정도를 보장하는 조건을 유도한다. 이 분석법은 전기 회로로 구성된 시스템에서 에너지를 하나의 스칼라 함수로 표현하므로 해석이 상대적으로 간단하지만 제어 루프의 동특성을 반영하기가 어려운 단점이 있다.

2.3.3 Lyapunov 직접법(Lyapunov direct method)

만약 전력 시스템이 과도 안정도(transient stability)를 가지면 시스템은

구조적인 변화가 없다면 시간이 지나면서 고장 전(pre-fault) 또는 고장 후(post-fault) 시스템의 평형점으로 수렴한다. 이러한 동작(behavior)은 이론적으로 Lyapunov 안정도 정의와 일치한다. 따라서 전력 시스템의 안정도는 Lyapunov의 안정도 이론을 이용해 분석할 수 있다.

Lyapunov 직접법은 물리적 개념으로부터 출발하는데 기계적 혹은 전기적 시스템의 에너지가 지속적으로 소모되면 그 시스템은 시간이 지남에 따라 어떠한 평형점으로 도달하기 때문에 시스템의 에너지를 나타내는 스칼라 함수를 관찰함으로써 시스템의 안정도를 판별할 수 있다는 이론이다. 따라서 Lyapunov 직접법은 Lyapunov 함수 또는 V 함수에 안정도 정리를 적용해 안정·불안정을 판별하는 방법으로 시스템의 미분 방정식을 풀 필요 없이 그대로 안정도에 관한 정보를 얻을 수 있다는 장점이 있다. 그리고 시 영역 모의 실험에 따른 방대한 계산량(computation)을 줄일 수 있어 시스템의 해석이 쉬워진다. 또한, 시스템의 점근적 안정 영역을 제시할 수 있어 대신호 안정도 분석에 주로 적용된다. Lyapunov 직접법은 시스템의 비선형적 모델을 반영하는 Lyapunov 함수 유도, 점근적 안정 영역을 구하기 위한 critical energy value 추정의 과정을 따른다. 이때 특정 시스템에 대한 Lyapunov 함수는 유일하지 않으므로 Lyapunov 함수를 유도하는 방식에 따라 구할 수 있는 안정 영역이 달라진다. 그리고 Lyapunov 함수에 의해 결정되는 점근적 안정 영역은 전압 안정도에 대한 충분조건이 보장되는 조건으로 실제 안정 영역의 부분집합이다. 즉, 어떤 특정의 Lyapunov 함수가 비선형 계의 안정도 이론을 만족하고 이 함수가 시스템의 파라미터에 대한 안정

한계가 유도되었다고 하더라도 이 한계를 넘으면 시스템이 불안정해진다고 할 수 없다. 바꾸어 말하면 Lyapunov 함수의 안정 조건은 conservative 한 결과를 제시한다.

따라서 실제 안정 영역에 가장 가까운 안정 영역을 추정하는데 필요한 Lyapunov 함수를 유도하기 위한 연구가 많이 진행되었다. 시스템의 안정 영역을 구하는 방법은 여러 가지가 있는데 Zubov 방식은 상대적으로 정확한 안정 영역을 구할 수 있지만 복잡한 시스템에 대해서는 해석이 어렵다는 단점이 있다. 가장 많이 사용되는 안정 영역 추정방법은 Lyapunov 이론에 대한 La Salle 정리를 이용한 것으로 적당한 Lyapunov 함수의 선택에 의존한다. 하지만 Lyapunov 직접법은 시스템의 구조 및 조건이 복잡해질 경우 해석의 어려움이 있다.

제 3 장 직류 전력 시스템의 대신호 전압 안정도 해석

시스템의 구조나 제어가 복잡해질 경우 위상 평면 분석, Lyapunov 직접법 등을 적용한 대신호 안정도 해석이 어렵다. 이러한 문제를 해결하기 위해 비선형 시스템을 다수의 선형 시스템으로 표현하는 다중 모델 방법이 제안되었다. 이 중에서 Takagi-Sugeno(TS) 퍼지 모델은 비선형 시스템에 대한 해석을 선형 행렬 부등식을 포함하는 문제로 간략화할 수 있어 상대적으로 복잡한 비선형 시스템에 대한 안정도 해석에 적합하다. 본 논문에서는 TS 퍼지 모델과 Lyapunov 안정도 이론을 바탕으로 다중 전원과 다중 정전력 부하를 포함하는 직류 전력 시스템의 대신호 전압 안정도를 해석하고 시스템의 점근적 안정 영역을 구한다. 이를 통해 전원단 전력변환회로와 정전력 부하의 동특성이 전압 안정도에 미치는 영향을 살펴본다. 또한, 직류 전력 시스템의 드롭 상수, 능동 소자의 변수가 대신호 전압 안정도에 미치는 영향을 살펴본다.

3.1 대신호 전압 안정도 해석 formulation

3.1.1 선형 행렬 부등식 [94]

선형 행렬 부등식(LMI, Linear matrix inequality)은 다음 형태의 구속조건을 가진다.

$$A(x) \triangleq A_0 + x_1 \cdot A_1 + \dots + x_n \cdot A_n > 0 \quad (3.1)$$

여기서, $x \triangleq (x_1, \dots, x_n)$ 는 변수, A_0, A_1, \dots, A_n 은 대칭 행렬이고 “>”는 양의 정부호(positive definite)를 의미한다. 즉, $x^T \cdot A \cdot x > 0, \forall x(\neq 0) \in \mathbb{R}^n$ 이다. 식 (3.1)은 변수 x 에 대한 convex 조건을 만족한다. 이는 집합 $A(x)$ 에 존재하는 임의의 두 점 간의 선분이 집합 $A(x)$ 안에 존재한다는 것을 의미한다. 즉, 어떠한 $x_1, x_2 \in A(x)$ 와 $0 \leq \alpha \leq 1$ 을 만족하는 α 에 대해서 $\alpha \cdot x_1 + (1-\alpha) \cdot x_2 \in A(x)$ 을 얻을 수 있으면, 집합 $A(x)$ 는 convex이다. 선형 행렬 부등식으로 표현되는 문제는 convex 최적화 알고리즘에 의해 간단하게 풀 수 있다는 장점이 있다. Matlab의 robust control toolbox 등의 소프트웨어를 이용하여 LMI feasibility 문제, 선형 목적 값의 최소화 문제(Minimization problem of linear objectives) 문제, 고유값 최소화 문제(Eigenvalue minimization problem)에 대한 해(solution)를 찾을 수 있다.

3.1.2 TS 퍼지 모델

일반적으로 연속시간 비선형 시스템은 다음과 같은 상태 변수 형태로 표현된다.

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (3.2)$$

여기서 $x(t) \in \mathbb{R}^n$ 는 시스템 상태 변수 벡터, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ 는 입력 벡터이다. 이 비선형 시스템은 위상 평면의 여러 평형점에서 함수를 선형화함으로써 TS 퍼지 모델로 표현된다. TS 퍼지 모델은 비선형 시스템을 퍼지 IF-

THEN 규칙의 집합으로 표현하는데, 각 규칙은 상태공간의 어떤 영역에서 선형으로 표현된 입출력 관계이다. 식 (3.2)에 대한 TS 퍼지 모델은 다음과 같이 표현된다.

$$\text{Rule } R^i: \text{IF } z_1 \text{ is } F_1^j \text{ and } \dots \text{ and } z_q \text{ is } F_q^j,$$

$$\text{THEN } \dot{x}(t) = A_i \cdot x(t) + B_i \cdot u(t) \quad (i=1,2,\dots,r) \quad (3.3)$$

여기서, z_i 는 i 번째 비선형 변수로서 상태변수들로 구성된 값이고 F_i^j ($j = 1,2,\dots,r$)는 z_i 가 변형되는 관계 함수값으로 퍼지 집합(fuzzy set) 또는 소속 함수(membership function)라 하며 r 은 모델 규칙의 수를 의미한다. 모델 규칙 i 는 퍼지의 i 번째 규칙이고 q 는 비선형 변수의 개수를 의미한다. 각각의 행렬 $A_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 와 $B_i \in \mathbb{R}^{n \times m}$ 는 퍼지 시스템의 i 번째 지역 모델이다.

TS 퍼지 모델의 일반적인 추론에 의하면 전체 시스템의 상태 방정식은 다음과 같이 $z(t)$ 에 따라 변하는 가중평균의 형태로 표현된다.

$$\dot{x}(t) = \frac{\sum_{i=1}^r w_i(z(t)) \{A_i \cdot x(t) + B_i \cdot u(t)\}}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))} \quad (3.4)$$

식 (3.4)에서 가중함수(weighting function)는 다음과 같이 정의된다.

$$w_i(z(t)) = \prod_{j=1}^q M_{ij}(z_j(t)) \quad (3.5)$$

여기서, $M_{ij}(z_j(t))$ 는 $z_j(t)$ 가 퍼지 집합 M_{ij} 에 속하는 정도이다. 가중함수 w_i 는 일반적으로 다음을 만족한다.

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^r w_i(z(t)) &> 0 \text{ for all } t > 0 \\ w_i(z(t)) &\geq 0 \end{aligned} \quad (3.6)$$

가중함수를 정규화하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$h_i(z(t)) \triangleq \frac{w_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))} \quad (3.7)$$

따라서, 상태 방정식 (3.4)는 다음과 같이 바꾸어 표현할 수 있다.

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{A_i \cdot x(t) + B_i \cdot u(t)\} \quad (3.8)$$

여기서, 표준화된 가중함수 $h_i(t)$ 는 식 (3.6)으로부터 다음을 만족한다.

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) &= 1 \\ h_i(z(t)) &\geq 0 \end{aligned} \quad (3.9)$$

3.1.3 TS 퍼지 모델을 통한 안정도 해석

3.1.3.1 점근적 안정 영역(Region of asymptotically stability)

시스템의 평형점이 점근적으로 안정할 때 시스템 상태 변수의 궤적이 평형점으로부터 얼마나 멀리 벗어날 수 있는지, 그리고 그 궤적이 시간이 지남에 따라 다시 평형점으로 수렴하는지를 판단하기 위해 점근적 안정 영역이라는 개념을 적용할 수 있다. 식 (3.2)로 표현되는 시스템의 궤적을

$\psi(x)$ 라고 하면, $\psi(x)$ 가 모든 t 에 대해 정의 가능할 때 점근 안정 영역은 다음 조건을 만족하는 x 의 집합으로 정의된다.

$$R_A = \{x \in D : \psi(x, t) \rightarrow x_e, \text{ as } t \rightarrow \infty\} \quad (3.10)$$

점근 안정 영역을 구하기 위한 많은 방법론이 연구되었는데 특히, 전력 시스템에서 과도 안정도 해석 분야에서 많은 발전을 이루었다. 대부분의 방법론이 다음에 설명될 Lyapunov 이론을 바탕으로 한다.

3.1.3.2 Lyapunov 안정성 이론 - 제 2정리 [95]

이 절에서는 다음 형태의 상미분 방정식으로 표현되는 동적 시스템을 고려한다.

$$\dot{x} = f(x) \quad f: D \rightarrow \mathbb{R}^n \quad (3.11)$$

위 동적 시스템에 대한 평형점이 $x(t) = 0$ 이고, 평형점을 포함하는 영역을 $D \subset \mathbb{R}^n$ 라고 가정한다. 즉, 평형점은 다음 식을 만족한다.

$$f(0) = 0 \quad (3.12)$$

이때 $V: D \rightarrow R$ 가 다음 조건을 만족하는 미분 가능하고 연속인(continuously differentiable)함수이면,

$$V(0) = 0 \text{ and } V(x) > 0 \text{ in } D - \{0\} \quad (3.13)$$

$$\dot{V}(x) \leq 0 \text{ in } D \quad (3.14)$$

평형점 $x=0$ 은 안정하다. 또한, 만약 다음 조건을 만족하면

$$\begin{aligned} V(0) = 0, \quad V(x) > 0, \quad x \in D - \{0\} \\ \dot{V}(x) < 0, \quad x \in D - \{0\} \end{aligned} \quad (3.15)$$

평형점 $x=0$ 은 점근적으로 안정하다. 마지막으로 다음 조건을 만족하면

$$\begin{aligned} V(0) = 0, \quad V(x) > 0, \quad x \in D - \{0\} \\ V(x) \rightarrow \infty \text{ as } \|x\| \rightarrow \infty, \\ \dot{V}(x) < 0, \quad \forall x \neq 0. \end{aligned} \quad (3.16)$$

평형점 $x=0$ 은 전역적(globally) 점근적으로 안정하다.

3.1.3.3 TS 퍼지 모델을 통한 안정도 판별

앞에서 언급한 Lyapunov 안정도 이론에 의하면 양의 정부호(positive definite) 함수 $V(x) = x^T \cdot M \cdot x$ 가 존재하고 dV/dt 가 음의 정부호(negative definite)이면 시스템은 안정하다. 이때 M 은 양의 정부호인 대칭 행렬이다. 이러한 안정도 이론을 식 (3.8)의 TS 퍼지 모델에 적용하면 V 의 미분 값은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \frac{d}{dt} \{x^T(t) \cdot M \cdot x(t)\} \\ &= x^T(t) \left\{ \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \cdot A_i \cdot M + M \cdot \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \cdot A_i \right\} x(t) \quad (3.17) \\ &= \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \cdot x^T(t) \cdot \{A_i^T \cdot M + M \cdot A_i\} \cdot x(t) \end{aligned}$$

여기서 $u(t) = 0$ 으로 가정하였다. 따라서 대칭행렬 M 이 다음 조건을

만족할 때 시스템 (3.8)은 점근적으로 안정하다고 할 수 있다.

$$\begin{cases} M = M^T > 0 \\ A_i^T \cdot M + M \cdot A_i < 0 \end{cases} \quad (3.18)$$

여기서 위 부등식의 왼편은 행렬 M 에 대하여 모든 선형이다. 또한 식 (3.18)은 TS 퍼지 시스템 (3.8)이 안정하기 위한 충분조건이다. 따라서 본 논문에서는 정전력 부하를 가지는 직류 전력 시스템을 TS 퍼지 모델을 이용해 식 (3.8)과 같이 다중의 선형 시스템으로 표현하고 식 (3.18)을 이용해 시스템 안정도를 판별한다.

3.2 단일 전원과 단일 정전력 부하를 포함한 직류 전력 시스템에 대한 대신호 전압 안정도 해석

드롭 제어는 분산 전원, 에너지 저장장치 등 다중 전원이 포함된 전력 시스템에서 자율적인 전력 분배를 위해 일반적으로 사용되는 제어

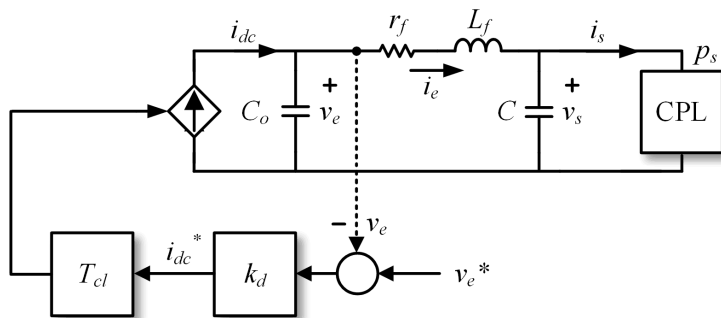


그림 3.1 전원단 전력변환회로와 정전력 부하를 포함하는 직류 전력 시스템 구조.

방식이다. 드롭 제어는 드롭 상수를 조절함으로써 각 전원의 독립적인 병렬 운전이 가능하지만, 부하가 증가함에 따라 전압이 감소하므로 표준전압과의 차이가 발생한다. 따라서 본 절에서는 TS 퍼지 모델을 이용해 드롭 제어 기반의 전원단 전력변환회로, LC 필터, 단일 정전력 부하가 포함된 직류 전력 시스템에 대해 대신호 전압 안정도를 분석한다. 본 연구에서는 분산 전원 제어에 가장 일반적으로 사용되는 드롭 제어가 전압 안정도에 미치는 영향을 대신호적으로 분석한다. 또한, 시스템 변수, 전원단 전력변환회로와 정전력 부하의 동적 특성에 따른 전압 안정도를 살펴본다.

3.2.1 Hopf bifurcation point 해석

Bifurcation이란 시스템 변수의 작은 변화로 인해 시스템의 질적 변화가 발생하는 것을 의미한다. Hopf bifurcation은 시스템의 변수가 임계값에 도달하게 되면 평형점(equilibrium point)과 주기 해(periodic solution)가 서로 충돌함으로써 시스템의 특성이 변하는 것을 의미한다. 즉, 시스템 Jacobian 행렬의 고유값이 순 허수가 되는 점에서 Hopf bifurcation이 발생하며, 이때 주기 해가 존재한다. 따라서 Hopf bifurcation point는 평형점의 안정성과 주기 해의 존재 여부를 판단하는 기준이 된다.

그림 3.1은 드롭 제어 기반의 전원단 전력변환회로, LC 필터, 정전력 부하로 이루어진 직류전력 시스템을 나타낸다. 여기서 전원단 컨버터는 동특성을 고려한 전압 제어 전류원과 출력 커패시터로 구성된 평균

모델로 표현되며, r_f 와 L_f 는 각각 선로 저항과 선로 인덕터를 나타낸다. 그리고 C 는 버스 커패시터를 의미하며, 전원단 컨버터와 정전력 부하의 동특성은 ω_s 와 ω_{CPL} 로 표현한다. 회로의 동적 특성을 고려한 위 시스템의 상태 방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\left\{ \begin{array}{l} L_f \frac{di_e}{dt} = -r_f i_e - v_s + v_e \\ \frac{1}{\omega_s} \frac{di_{dc}}{dt} = -i_{dc} + k_d (v_e^* - v_e) \\ \frac{1}{\omega_{CPL}} \frac{di_s}{dt} = -i_s + \frac{p_s}{v_s} \\ C \frac{dv_s}{dt} = i_e - i_s \\ C_o \frac{dv_e}{dt} = i_{dc} - i_e \end{array} \right. \quad (3.19)$$

식 (3.19)를 평형점에서 선형화하면 시스템의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_e \\ \dot{\hat{i}}_{dc} \\ \dot{\hat{i}}_s \\ \dot{\hat{v}}_s \\ \dot{\hat{v}}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} \\ 0 & -\omega_s & 0 & 0 & -k_d \omega_s \\ 0 & 0 & -\omega_{CPL} & -\frac{\omega_{CPL}}{R_{CPL}} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_e \\ \hat{i}_{dc} \\ \hat{i}_s \\ \hat{v}_s \\ \hat{v}_e \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

여기서 $i_e = I_e + \hat{i}_e$, $i_{dc} = I_{dc} + \hat{i}_{dc}$, $i_s = I_s + \hat{i}_s$, $v_s = V_s + \hat{v}_s$, $v_e = V_e + \hat{v}_e$ 이며, I_e , I_{dc} , I_s , V_s , V_e 는 각 변수의 평형점을 나타낸다. 여기서는 numerical continuation 방법을 통해 식 (3.20)의 Hopf bifurcation point 분석을 진행한다 [96].

표 3.1 그림 3.1의 시스템 사양

변수	Value
직류 버스 전압 지령치(v_e^*)	48 V
직류 버스 저항 (r)	0.035 Ω
직류 버스 인덕터 (L_f)	110 μ H
직류 버스 커패시터 (C)	115 μ F
전원단 컨버터의 출력 커패시터 (C_o)	2.46 mF
전원단 컨버터의 제어 루프 대역폭 ($\omega_s = 2\pi f_s$)	62.8k rad/s
정전력 부하 용량 (p_{s0})	80 W
정전력 부하의 제어 루프 대역폭 ($\omega_{CPL} = 2\pi f_{CPL}$)	62.8k rad/s
드롭 상수 ($k_d = 1/R_d$)	2

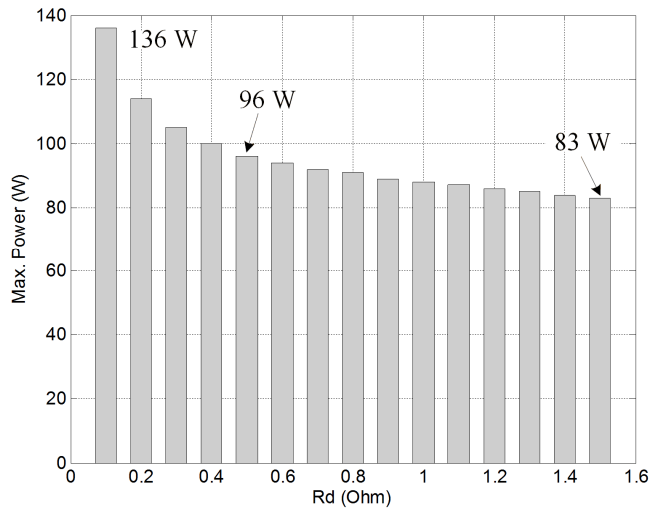


그림 3.2 드롭 저항의 크기에 따른 Hopf bifurcation point 변화.

그림 3.2는 표 3.1의 제원에 대해 정전력 부하의 크기에 따른 Hopf bifurcation point를 나타낸다. 드롭 저항의 크기가 0.1Ω 일 때 약 136 W의 정전력 부하에서 Hopf bifurcation이 발생하는 것을 알 수 있다. 또한, 드롭 저항의 크기가 커질수록 Hopf bifurcation이 발생하는 정전력 부하의 크기가 감소하는 것을 볼 수 있다. 본 연구에서는 드롭 저항의 크기를 0.5Ω 으로 설계하였으며 이때 Hopf bifurcation은 약 96 W에서 발생한다. 이는 96 W 미만에서 정전력 부하의 크기가 작아질수록 안정 영역이 넓어지는 것을 의미한다.

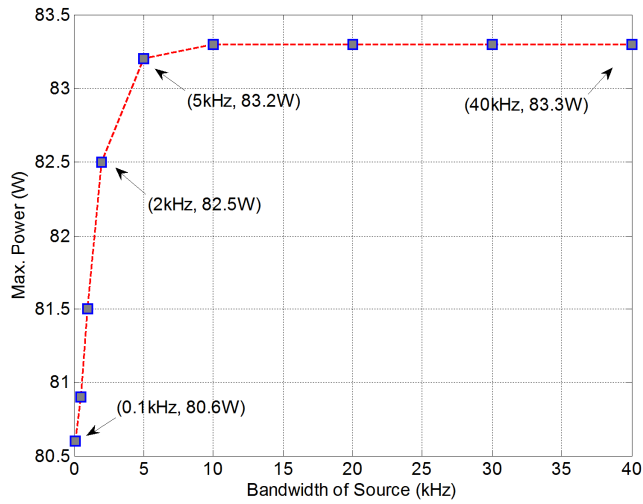


그림 3.3 전원단 컨버터의 제어 루프 대역폭에 따른
Hopf bifurcation point 변화 ($f_{CPL} = 10 \text{ kHz}$).

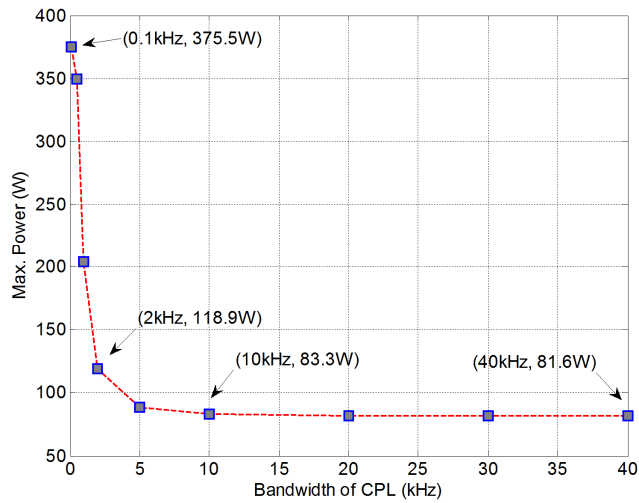


그림 3.4 정전력 부하의 제어 루프 대역폭에 따른
Hopf bifurcation point 변화 ($f_s = 10 \text{ kHz}$).

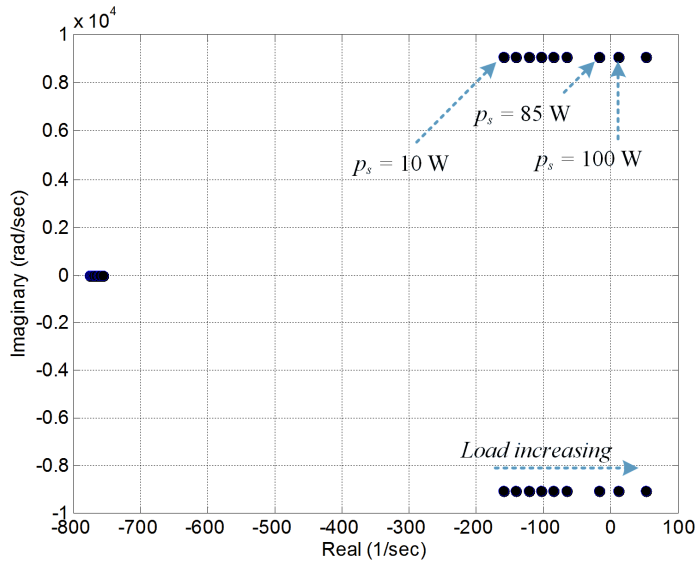


그림 3.5 p_s 변화에 따른 고유값의 자취($C = 115 \mu\text{F}$).

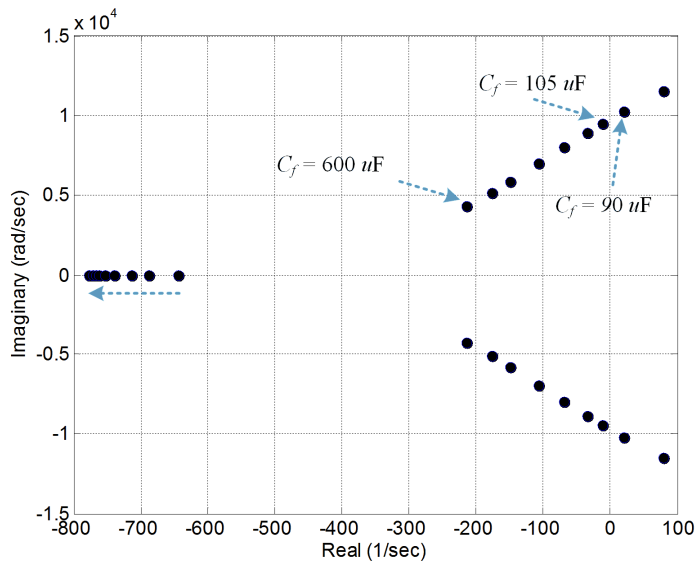


그림 3.6 버스 커패시터 변화에 따른 고유값의 자취($p_{s0} = 80 \text{ W}$).

그림 3.3은 전원단 컨버터의 제어 루프 대역폭 f_s 가 Hopf bifurcation point에 미치는 영향을 나타낸다. 이때 정전력 부하의 제어 루프 대역폭은 10 kHz이다. 그림에서 볼 수 있듯이 f_s 가 0.1 kHz와 40 kHz일 때, bifurcation이 발생하는 정전력 부하의 크기는 각각 80.6 W, 83.3 W이다. 따라서 전원단 컨버터의 제어 루프 대역폭을 크게 설계하더라도 직류 버스의 인덕턴스 L_f 로 인해 동작 가능한 부하량의 증가 폭이 크지 않으며, 일정 대역폭 이상에서는 아무런 영향을 주지 못함을 알 수 있다. 그림 3.4는 정전력 부하의 제어 루프 대역폭 f_{CPL} 에 따른 Hopf bifurcation point 분석 결과를 나타낸다. 이때 전원단 컨버터의 제어 루프 대역폭은 10 kHz이다. 그림에서 보듯이 f_{CPL} 이 0.1 kHz와 40 kHz일 때, bifurcation이 발생하는 정전력 부하의 크기는 각각 375.5 W, 81.6 W이다. 즉, f_{CPL} 이 f_s 보다 작은 범위에서는 정전력 부하의 동특성이 전원단 컨버터의 동특성보다 느리므로 안정적으로 동작 가능한 부하의 범위가 넓어짐을 알 수 있다.

그림 3.5는 드롭 제어 기반 전원단 전력변환회로의 정전력 부하 크기에 따른 고유값의 자취를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 정전력 부하의 크기가 증가할수록 시스템의 고유값이 우반면(right-half plane)으로 이동하는 것을 볼 수 있으며, 정전력 부하의 크기가 85 W에서 100 W로 증가할 때 고유값의 실수부가 양의 값으로 바뀌는 것을 확인할 수 있다.

그림 3.6은 정전력 부하가 80 W일 때 직류 버스 커패시터의 변화에

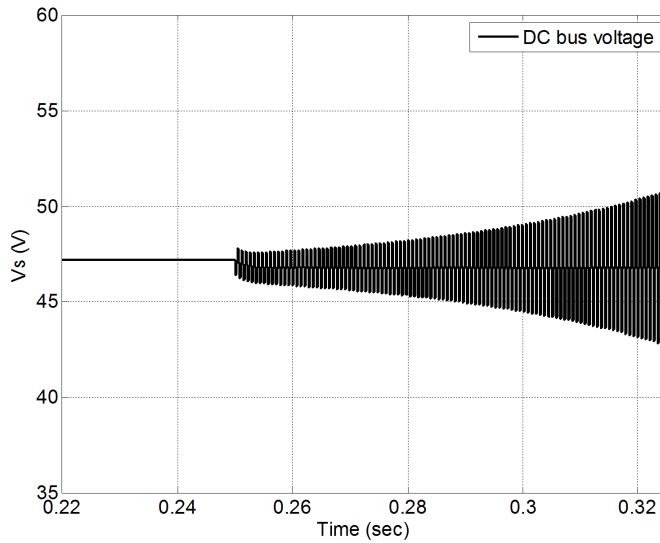


그림 3.7 직류 버스 전압: 70 W to 110 W ($C = 115 \mu\text{F}$, $R_d = 0.5 \Omega$).

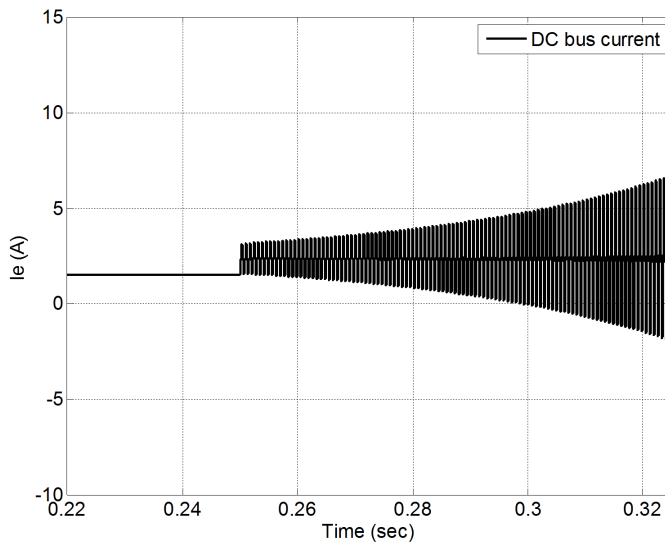


그림 3.8 직류 버스 전류: 70 W to 110 W ($C = 115 \mu\text{F}$, $R_d = 0.5 \Omega$).

따른 시스템 고유값의 자취를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 버스 커패시터의 크기가 감소할수록 시스템의 고유값이 우반면으로 이동함을 알 수 있으며, 커패시터의 크기가 $105\mu\text{F}$ 에서 $90\mu\text{F}$ 으로 감소할 때 고유값의 실수부가 양의 값으로 바뀌는 것을 알 수 있다. 따라서 정전력 부하의 크기가 80W 일 때 시스템이 안정적으로 동작하기 위한 최소한의 직류 버스 커패시터는 $90\mu\text{F}\sim 105\mu\text{F}$ 임을 알 수 있다.

그림 3.7과 그림 3.8은 표 3.1의 조건에서 정전력 부하의 크기가 70W 에서 110W 로 증가할 때의 직류 버스 전압과 전류를 나타낸다. 정전력 부하의 크기가 시스템의 한계 전력점보다 클 때 bifurcation이 발생해 시스템이 불안정해짐을 확인할 수 있으며 이는 그림 3.5의 결과와 일치한다.

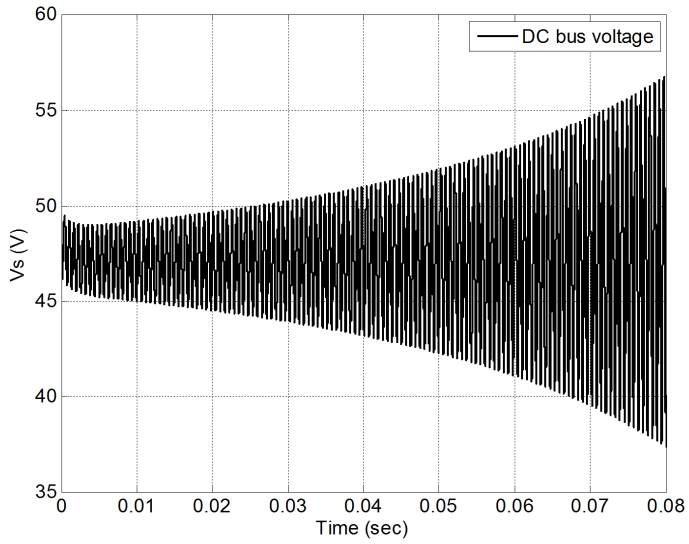


그림 3.9 $C=90\mu\text{F}$ 일 때의 직류 버스 전압 ($R_d=0.5\Omega$).

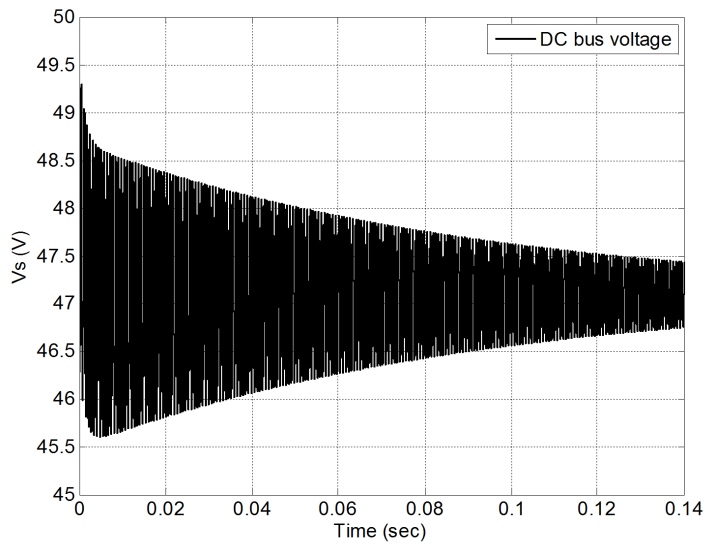


그림 3.10 $C=105\mu\text{F}$ 일 때의 직류 버스 전압 ($R_d=0.5\Omega$).

그림 3.9와 그림 3.10은 각각 직류 버스 커패시터의 값이 $90\mu\text{F}$, $105\mu\text{F}$

일 때의 직류 버스 전압을 나타낸다. 여기서 초기 직류 버스 전압은 48 V, 초기 정전력 부하의 크기는 80 W이다. 그림에서 볼 수 있듯이 직류 버스 커패시터가 90 μF 일 경우 주어진 초기 조건에서 전압이 불안정해진다. 반면 직류 버스 커패시터가 105 μF 일 경우 주어진 초기 조건에서 전압이 안정하다. 이로부터 위의 결과는 그림 3.6의 분석 결과와 일치함을 알 수 있다.

3.2.2 TS 퍼지 모델을 통한 대신호 전압 안정도 해석

본 절에서는 대신호 전압 안정도 해석의 편의성을 위해 다음의 새로운 상태변수를 고려한다.

$$\begin{aligned}
 x_1 &= i_e - I_{e,0} \\
 x_2 &= i_{dc} - I_{dc,0} \\
 x_3 &= i_s - I_{s,0} \\
 x_4 &= v_s - V_{s,0} \\
 x_5 &= v_e - V_{e,0}
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

여기서, '0'은 상태변수의 평형점을 의미한다. 식 (3.19)와 식 (3.21)로부터 다음의 시스템 모델을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} \\ 0 & -\omega_s & 0 & 0 & -k_d\omega_s \\ 0 & 0 & -\omega_{CPL} & -\frac{\omega_{CPL}P_{s0}}{V_{s,0}}f_1(x_4) & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} \\
&= A(x_4) \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.22}$$

식 (3.22)에서 시스템의 비선형 함수 $f_1(x_4)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$f_1(x_4) = \frac{1}{x_4 + V_{s,0}} \tag{3.23}$$

따라서 식 (3.22)로부터 위 시스템은 하나의 비선형 성분을 가지는 것을 알 수 있다. 본 논문에서는 비선형 함수 f_1 의 변수 x_4 를 다음과 같이 비선형 변수 z_1 으로 정의한다.

$$z_1 = x_4 \tag{3.24}$$

식 (3.21)에서 x_4 는 직류 버스 전압의 변화량을 나타내므로, $x_4 \in [x_{4min}, x_{4max}]$ 의 조건을 이용하면 비선형 변수 z_1 의 최대값과 최소값을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\max z_1(t) = x_{4\max}, \quad \min z_1(t) = x_{4\min} \quad (3.25)$$

그리고 비선형 변수 z_1 은 소속 함수 M_1 과 M_2 를 통해 다음과 같이 표현된다.

$$z_1(t) = x_4(t) = M_1(z_1(t)) \cdot x_{4\max} + M_2(z_1(t)) \cdot x_{4\min} \quad (3.26)$$

여기서, 소속함수 M_1 과 M_2 는 다음의 조건을 만족한다.

$$M_1(z_1(t)) + M_2(z_1(t)) = 1 \quad (3.27)$$

$$M_1(z_1(t)) = \frac{z_1(t) - x_{4\min}}{x_{4\max} - x_{4\min}}, \quad M_2(z_1(t)) = \frac{-z_1(t) + x_{4\max}}{x_{4\max} - x_{4\min}} \quad (3.28)$$

따라서 시스템 (3.22)의 비선형 모델은 식 (3.8)에 의해 다음과 같이 바꾸어 표현할 수 있다.

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^2 h_i(z(t)) A_i x(t) \quad (3.29)$$

여기서, $h_1(z(t))=M_1(z_1(t))$, $h_2(z(t))=M_2(z_1(t))$ 이다.

위 시스템은 하나의 비선형 성분을 가지므로 식 (3.22)는 2개의 퍼지 모델과 2개의 퍼지 규칙을 가지는 다음의 TS 퍼지 모델로 표현된다.

Rule R^1 : IF z_1 is $x_{4\max}$, THEN

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} \\ 0 & -\omega_s & 0 & 0 & -k_d\omega_s \\ 0 & 0 & -\omega_{CPL} & -\frac{\omega_{CPL}P_{s0}}{V_{s,0}}f_{1\min} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot x = A_1 \cdot x \quad (3.30)$$

Rule R^2 : IF z_1 is $x_{4\min}$, THEN

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} \\ 0 & -\omega_s & 0 & 0 & -k_d\omega_s \\ 0 & 0 & -\omega_{CPL} & -\frac{\omega_{CPL}P_{s0}}{V_{s,0}}f_{1\max} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot x = A_2 \cdot x \quad (3.31)$$

여기서, $f_{1\min}$ 과 $f_{1\max}$ 는 다음의 조건을 만족한다.

$$f_{1\min} = \frac{1}{x_{4\max} + V_{s,0}}, \quad f_{1\max} = \frac{1}{x_{4\min} + V_{s,0}} \quad (3.32)$$

따라서 식 (3.22)의 점근적 안정성은 다음의 선형 행렬 부등식을 만족하는 M 의 존재 유무로 판단할 수 있다.

$$\begin{cases} M = M^T > 0 \\ A_1^T \cdot M + M \cdot A_1 < 0 \\ A_2^T \cdot M + M \cdot A_2 < 0 \end{cases} \quad (3.33)$$

식 (3.33)에서 볼 수 있듯이, TS 퍼지 모델을 이용하면 소속 함수와 가중

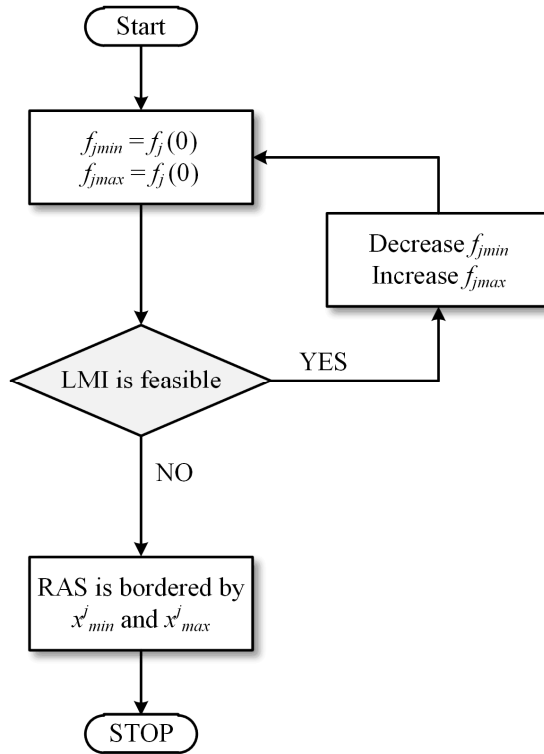


그림 3.11 비선형 변수의 최대값과 최소값을 얻기 위한 상태 천이도.

함수의 정보 없이 지역 변수 행렬 A_i 만으로 $V = x^T M x$ 형태의 Lyapunov 함수 유도가 가능하다. 이때, A_i 는 LMI의 feasibility를 보장할 수 있는 비선형 변수의 최대값과 최소값으로부터 구할 수 있다. 그림 3.11은 비선형 변수의 경계 값을 찾기 위한 상태 천이도를 나타낸다. 그리고 경계 값 내에서 LMI feasibility를 만족하는 대칭행렬 M 으로부터 Lyapunov 함수를 구할 수 있다.

표 3.1과 그림 3.11로부터 계산한 비선형 변수의 경계 값은 $x_{4max} = 8.2\text{ V}$, $x_{4min} = -8.2\text{ V}$ 이다. 즉, 퍼지 모델은 $I_4 = [x_{4min}, x_{4max}]$ 영역에서 유효하며(valid),

이로부터 식 (3.33)을 만족하는 대칭 행렬 M 을 구하면 다음과 같다.

$$M = 1.0 \times 10^{-10} \begin{pmatrix} 0.0553 & 0.0002 & -0.0020 & 0.0022 & 0.0060 \\ 0.0002 & 0.0208 & -0.0004 & -0.0004 & 0.0410 \\ -0.0020 & -0.0004 & 0.1255 & -0.0022 & 0.0054 \\ 0.0022 & -0.0004 & -0.0022 & 0.0553 & -0.0513 \\ 0.0060 & 0.0410 & 0.0054 & -0.0513 & 0.2238 \end{pmatrix} \quad (3.34)$$

따라서 점근적 안정 영역은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} RAS &= \{x : V(x) = x^T Mx \leq c\} \\ c &= \min_{x_1, x_2, x_3} V(x_1, x_2, x_3, x_{4\min}, x_{5\min}) \\ x &= [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5]^T \end{aligned} \quad (3.35)$$

여기서 c 는 임계 에너지(critical energy)를 나타내고 x_5 역시 전압 변화량을 나타내므로, 본 논문에서는 $x_{5\min} = x_{4\min}$ 으로 가정하였다. $x_1, x_2, x_3 \in [-I_{\max}, I_{\max}]$ 이며 I_{\max} 는 허용 가능한 전류 변동폭을 나타낸다. 따라서 식 (3.35)로부터 점근적 안정 영역을 구하기 위한 Lyapunov 함수를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$V(x) = x^T Mx \leq 1.9115 \times 10^{-9} \quad (3.36)$$

3.2.3 퍼지 모델링 비교 결과

그림 3.12-그림 3.16은 식 (3.19)의 비선형 모델 상태 변수와 식 (3.29)의 TS 퍼지 모델로 표현된 시스템의 상태 변수의 응답 특성을 보여주는

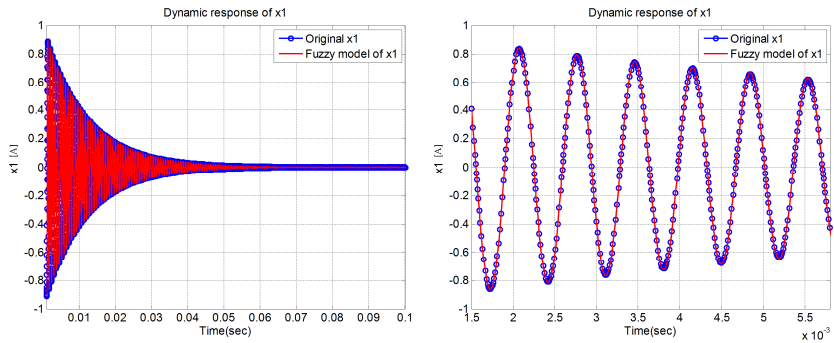


그림 3.12 변수 x_1 에 대한 (3.22)와 (3.29)의 응답특성 비교.

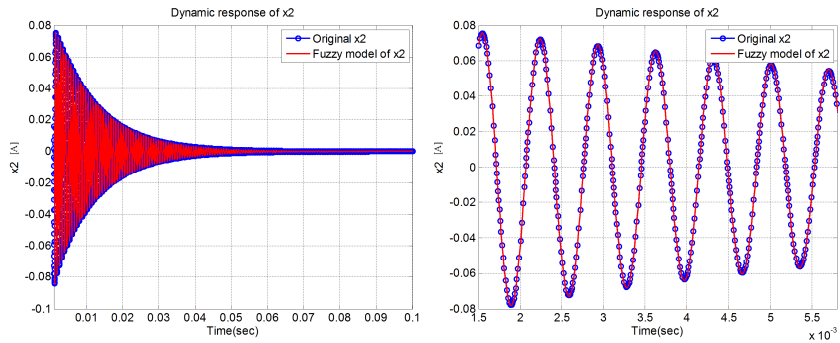


그림 3.13 변수 x_2 에 대한 (3.22)와 (3.29)의 응답특성 비교.

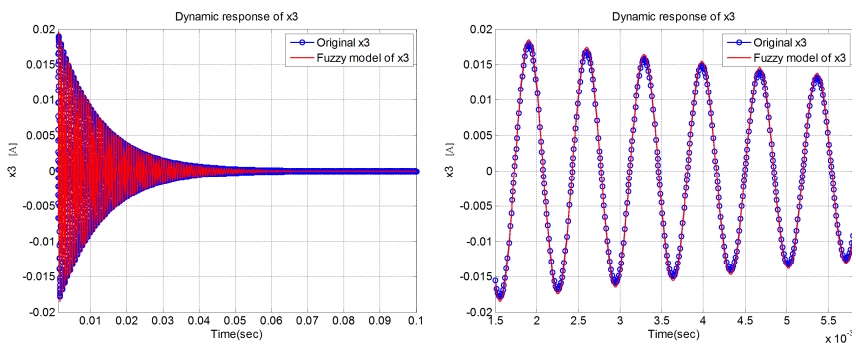


그림 3.14 변수 x_3 에 대한 (3.22)와 (3.29)의 응답특성 비교.

그림이다. 이 때 초기 조건은 $[x_1, x_2, x_3, x_4, x_5] = [1A, 1A, 1A, 0V, 0V]$ 이다.

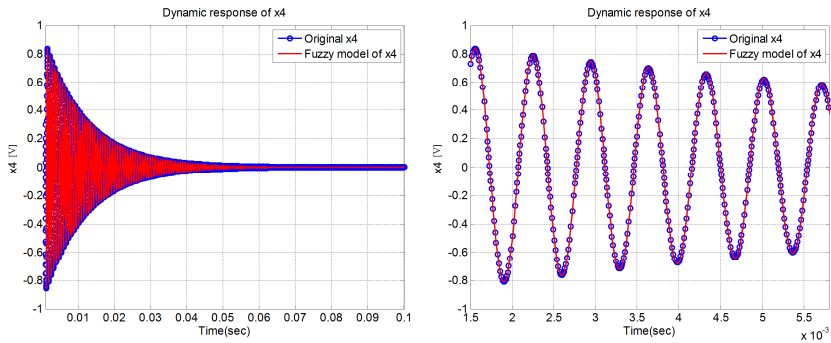


그림 3.15 변수 x_4 에 대한 (3.22)와 (3.29)의 응답특성 비교.

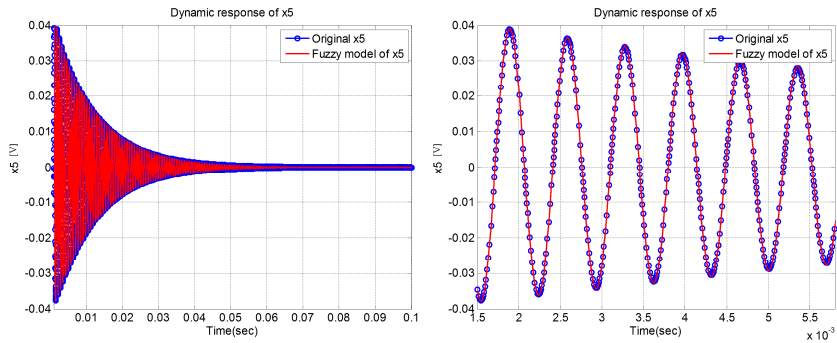


그림 3.16 변수 x_5 에 대한 (3.22)와 (3.29)의 응답특성 비교.

그림에서 볼 수 있듯이 TS 퍼지 모델의 응답 특성이 비선형 모델의 응답 특성과 일치함을 알 수 있으며, 이는 TS 퍼지 모델이 정의된 영역 내에서 비선형 시스템을 거의 정확하게 표현하는 것을 의미한다.

3.2.4 Lyapunov 함수

그림 3.17은 x_1 과 x_4 에 대한 점근적 안정 영역을 얻기 위해 식 (3.36)의 Lyapunov 함수를 상태 변수 x_1 과 x_4 에 대해 나타낸 그림이다. 그림에서

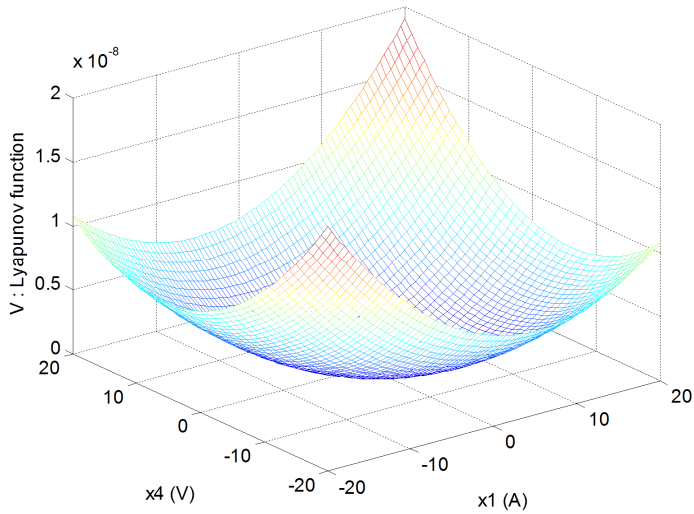


그림 3.17 상태 변수 x_1 - x_4 에 대한 Lyapunov 함수.

Lyapunov 함수는 $I_4=[x_{4min}, x_{4max}]$ 의 영역에서 양의 정부호이며, convex함을 알 수 있다. 따라서 위의 LMI를 만족하는 대칭 행렬 M 을 구할 수 있기 때문에 3.1장의 Lyapunov 이론에 의해 직류 전력 시스템은 Lyapunov 함수가 임계 에너지 보다 작은 영역에서 점근적으로 안정하며, 평형점으로 수렴하는 궤적을 포함하는 점근적 안정 영역을 구할 수 있다.

3.2.5 점근적 안정 영역 해석 결과

3.2.5.1 RAS에 대한 드롭 저항의 영향

그림 3.18은 표 3.1의 체원에 대해 드롭 저항이 RAS에 미치는 영향을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 드롭 저항이 0.5Ω 일 때, x_4 의 허용

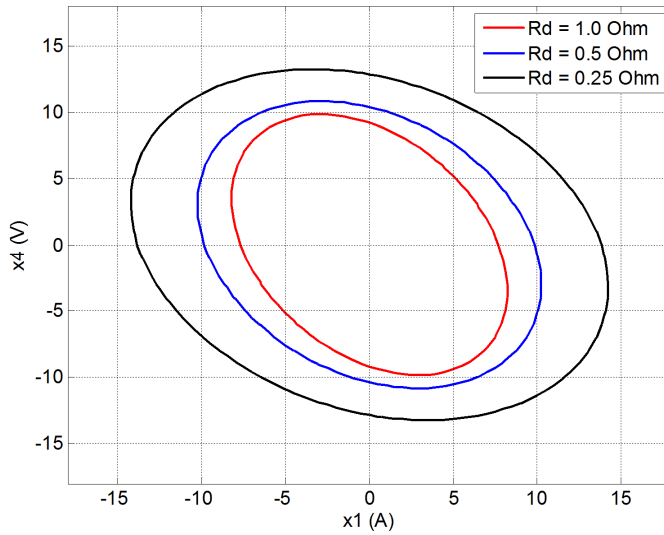


그림 3.18 드롭 저항이 따른 RAS 변화($p_{s0} = 80 \text{ W}$, $C = 115 \mu\text{F}$).

가능한 변동 폭은 약 -10 V 이다. 이는 perturbation에 의해 버스 전압이 평형점에서 -10 V 이하로 떨어지지 않으면 시스템의 상태가 다시 평형점으로 돌아오는 것을 의미하고, 버스 전압을 -10 V 이상 감소시키는 perturbation에 대해서는 안정도를 보장할 수 없다는 것을 의미한다. 또한 드롭 저항이 커질수록 추정된 RAS의 크기가 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 이는 드롭 저항이 크면 부하가 증가할수록 직류 버스 전압이 감소하여 시스템의 안정도를 감소시키기 때문이다. 따라서 시스템 전력 분배의 균형을 맞추기 위해 드롭 저항을 크게 설계할 경우 RAS가 줄어들어 시스템이 불안정해질 수 있다. 그리고 드롭 저항이 크면 부하가 증가함에 따라 직류 버스 전압과 표준 전압과의 차이가 커지게 되는 문제가 발생한다.

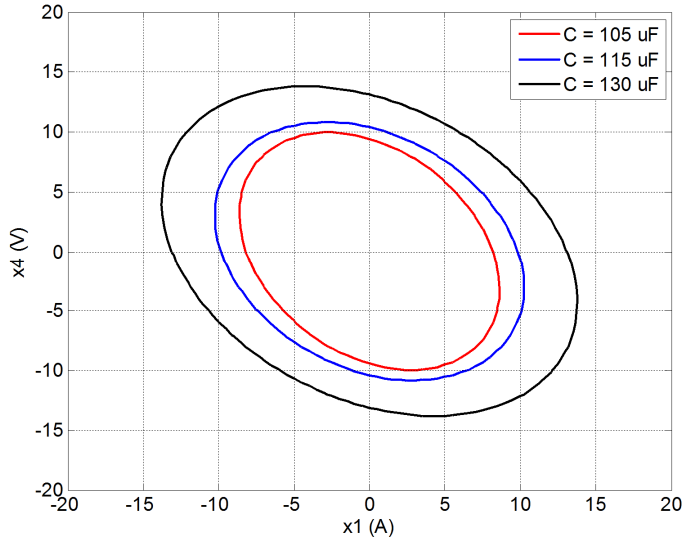


그림 3.19 직류 버스 커패시터에 따른 RAS 변화($p_{s0}=80\text{ W}, R_d=0.5\ \Omega$).

3.2.5.2 RAS에 대한 버스 커패시터의 영향

그림 3.19는 표 3.1의 제원에 대해 직류 버스 커패시터가 RAS에 미치는 영향을 나타낸다. 직류 버스 커패시터의 용량이 작아질수록 추정된 RAS의 크기가 줄어들기 때문에 최대 부하에서 충분한 RAS를 얻기 위해서는 적절한 버스 커패시터의 설계가 필요하다. 예를 들어, 만약 80 W 부하에서 RAS가 최소한 $\pm 13\text{ V}$ 의 동작 범위를 가져야 한다면 직류 버스 커패시터의 용량을 $130\ \mu\text{F}$ 이상으로 설계해야 한다 따라서 직류 버스 커패시터의 용량을 증가시키는 것이 전압 안정도를 높이는 하나의 방안이 될 수 있다. 하지만 대용량 전력 시스템의 전압을 안정화하기 위해서는 매우 큰

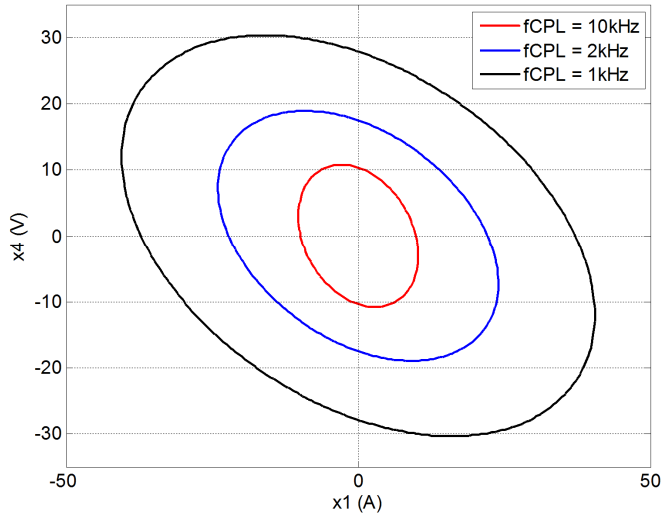


그림 3.20 정전력 부하 제어 루프 대역폭에 따른 RAS 변화
 $(p_{s0} = 80 \text{ W}, f_s = 10 \text{ kHz})$.

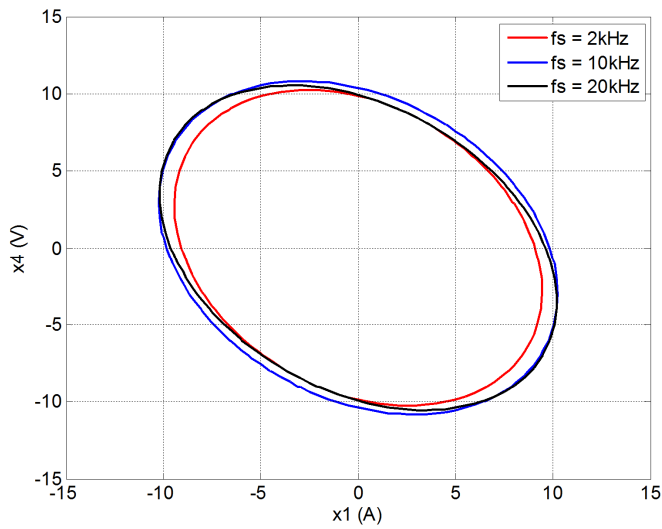


그림 3.21 전원단 컨버터 제어 루프 대역폭에 따른 RAS 변화
 $(p_{s0} = 80 \text{ W}, f_{CPL} = 10 \text{ kHz})$.

용량의 전체 커패시터가 필요한데, 이는 시스템의 크기가 증가하고

신뢰성이 감소한다는 문제가 있다. 또한, 용량이 큰 전해 커패시터는 상대적으로 수명이 짧고 전압 용량이 올라갈수록 고장률 또한 높아지기 때문에 고신뢰성 전력 품질을 요구하는 전력 시스템에는 적합하지 않다.

3.2.5.3 RAS에 대한 정전력 부하 제어 루프 대역폭의 영향

그림 3.20은 표 3.1의 제원에 대해 정전력 부하의 제어 루프 대역폭이 RAS에 미치는 영향을 나타낸다. 여기서 전원단 컨버터의 제어 루프 대역폭 f_s 는 10 kHz이다. 그림에서 볼 수 있듯이 f_s 가 일정할 때 f_{CPL} 이 커질수록 RAS의 크기가 줄어드는 것을 알 수 있다. 이는 정전력 부하의 동특성이 빠를수록 이상적인 정전력 부하에 가까워지므로 직류 버스 전압에 변동이 발생했을 경우 전원단과 부하단의 에너지 불균형이 심해지기 때문이다. 하지만 부하의 동특성 요구 조건에 대한 제약으로 인해 부하의 제어 루프 대역폭을 감소시켜 시스템의 전압을 안정화하는데에는 한계가 있다.

3.2.5.4 RAS에 대한 전원단 컨버터 제어 루프 대역폭의 영향

그림 3.21은 표 3.1의 제원에 대해 전원단 컨버터의 제어 루프 대역폭이 RAS에 미치는 영향을 나타낸다. 여기서 정전력 부하의 제어 루프 대역폭 f_{CPL} 은 10 kHz이다. 그림에서 볼 수 있듯이 f_{CPL} 이 일정할 때 f_s 가 감소하더라도 RAS의 크기가 거의 일정함을 알 수 있다. 이는 전원단 컨버터의 동특성 향상이 버스 인덕턴스 L_f 에 의한 전원과 부하의 에너지 불균형을 상쇄시키지 못하는 것을 의미하며 그림 3.3의 결과와 일치한다.

3.2.6 모의 실험 결과

앞에서 분석한 RAS와 전압 안정도의 관계를 표 3.2에 주어진 조건에서의 모의 실험을 통해 확인한다. 이때 전원단 컨버터와 정전력 부하의 응답특성은 이상적이라고 가정한다. Case1은 부하가 72 W이고 초기 구동 전압이 29 V인 경우이다. 그림 3.22에서 볼 수 있듯이 초기 전압이 29 V인 경우 버스 전압이 발산하게 된다. 이때 초기 전압 29 V는 그림 3.23에서와 같이 RAS 외부에 존재하게 되고 따라서 시스템이 불안정 상태에 있게 된다. Case2는 부하가 72 W이고 초기 전압이 40 V인 경우이다. 그림 3.24와 그림 3.25에서 볼 수 있듯이 초기 전압이 40 V일 경우 버스 전압이 안정해지는 것을 알 수 있다. 여기서 초기 전압이 RAS의 경계조건 근처에 있더라도 RAS 내부에 존재하므로 전압이 안정해진다. 만약 시스템 초기 구동 시 전압이 항상 RAS 내부에 존재하도록 버스 커패시터를 설계하면 시스템의 전압 안정도를 보장할 수 있다. Case 3은 부하가 72 W, 초기 전압이 29 V이고 버스 커패시터의 용량이 115 μF 에서 230 μF 으로 증가한 경우이다. 그림 3.26과 그림 3.27에서 볼 수 있듯이 버스

표 3.2 초기 조건에 따른 모의 실험 동작 조건

State	초기 부하 조건	초기 전압	C	전원과 부하 특성
Case 1	72 W	29 V	115 μF	Ideal ($\omega_s, \omega_{CPL} \rightarrow \infty$)
Case 2	72 W	40 V	115 μF	Ideal ($\omega_s, \omega_{CPL} \rightarrow \infty$)
Case 3	72 W	29 V	230 μF	Ideal ($\omega_s, \omega_{CPL} \rightarrow \infty$)

커패시터가 $230\mu\text{F}$ 일 경우 버스 전압이 안정적으로 제어됨을 알 수 있다.
따라서 초기 전압 29V 가 추정된 RAS 내부에 존재하게 된다.

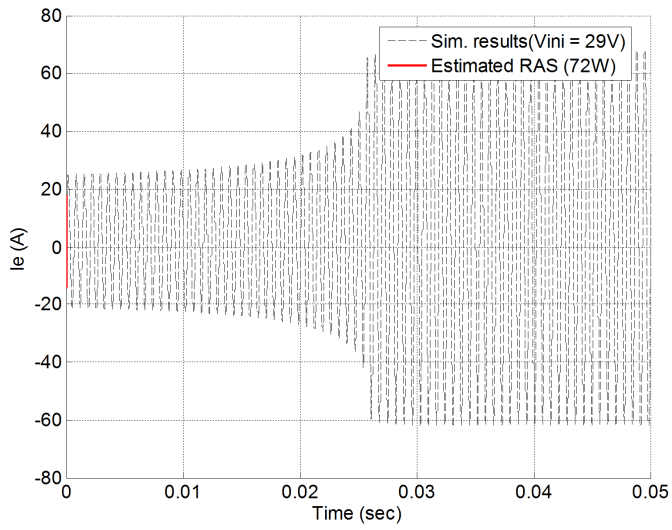


그림 3.22 Case 1 조건에서의 직류 버스 전압.

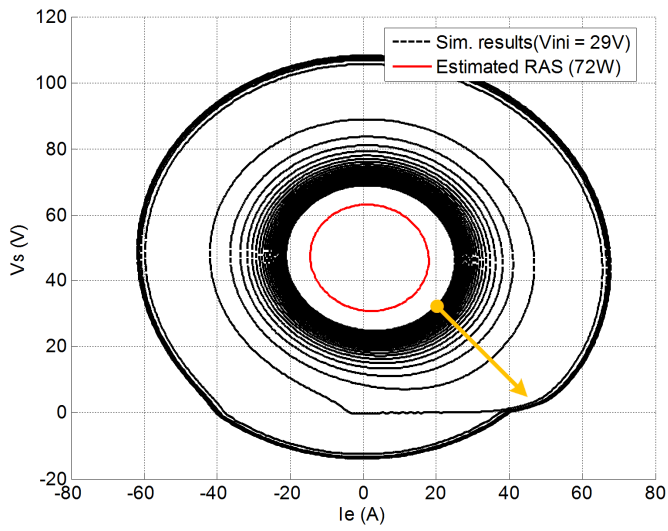


그림 3.23 Case 1 조건에서의 버스 전압-버스 전류 궤적과 추정된 RAS.

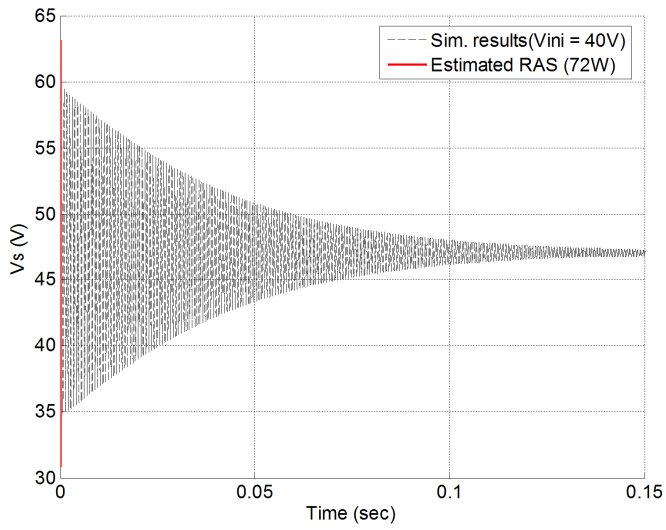


그림 3.24 Case2 조건에서의 직류 버스 전압.

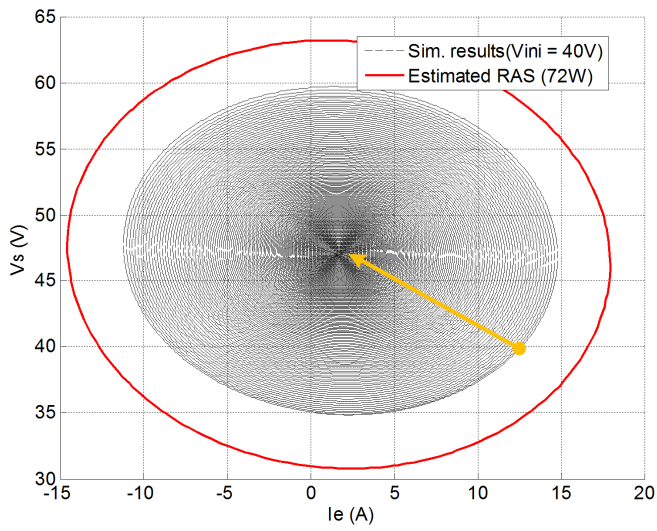


그림 3.25 Case2 조건에서의 버스 전압-버스 전류 궤적과 추정된 RAS.

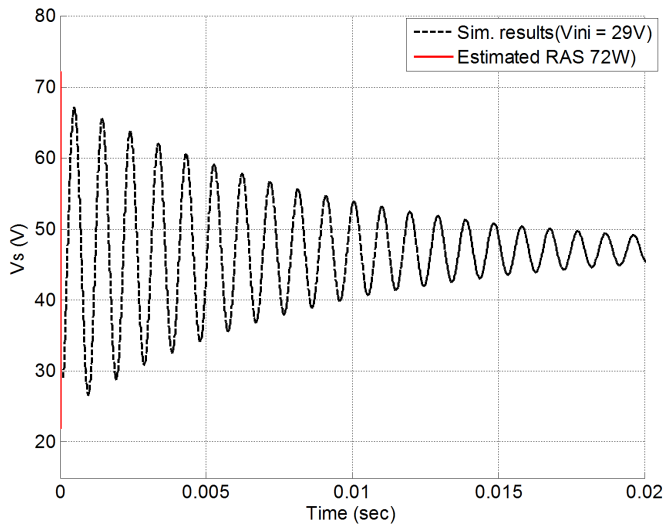


그림 3.26 Case 3 조건에서의 직류 버스 전압.

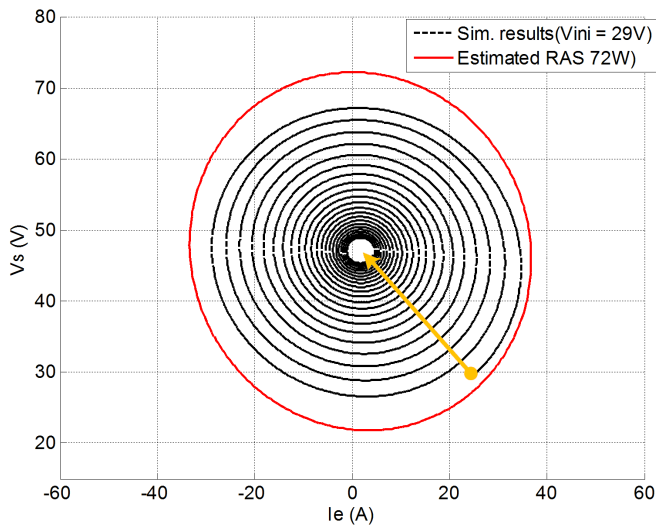


그림 3.27 Case 3 조건에서의 버스 전압-버스 전류 궤적과 추정된 RAS.

3.3 다중 전원과 다중 정전력 부하를 포함한 직류 전력 시스템에 대한 대신호 전압 안정도 해석

본 장에서는 다중 전원과 다중 정전력 부하가 포함된 직류 전력 시스템의 안정도 분석을 통해 정전력 부하 용량과 시스템 변수가 전압 안정도에 미치는 영향을 살펴본다. 마이크로그리드, 데이터 센터, 전기 추진 비행기 및 선박 등의 전력 시스템은 시스템의 구조에 따라 그림 3.28과 같이 나타낼 수 있다. 본 연구에서는 3개의 전원단 전력변환회로와 LC 필터, 라인 임피던스, 2개의 정전력 부하로 구성된 시스템을 구성하였다. 그림에서 Z_{L1} , Z_{L2} , Z_{L3} , $Z_{L,2,3}$ 은 입출력 LC 필터, 라인 임피던스 또는 DC breaker의 영향을 나타내는 임피던스이다. 첫 번째 정전력 부하(CPL 1)는 버스 1에 연결되고 버스 1과 버스 2는 근접한 버스를 나타내며, 버스 사이의 라인 임피던스는 무시한다. 두 번째 정전력

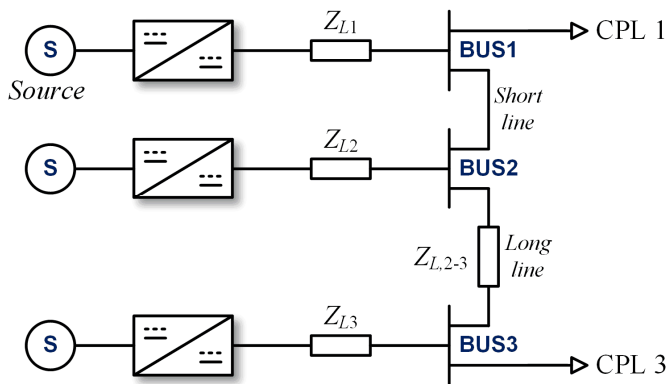


그림 3.28 다중 전원과 다중 정전력 부하를 포함하는 직류 전력 시스템 구성도.

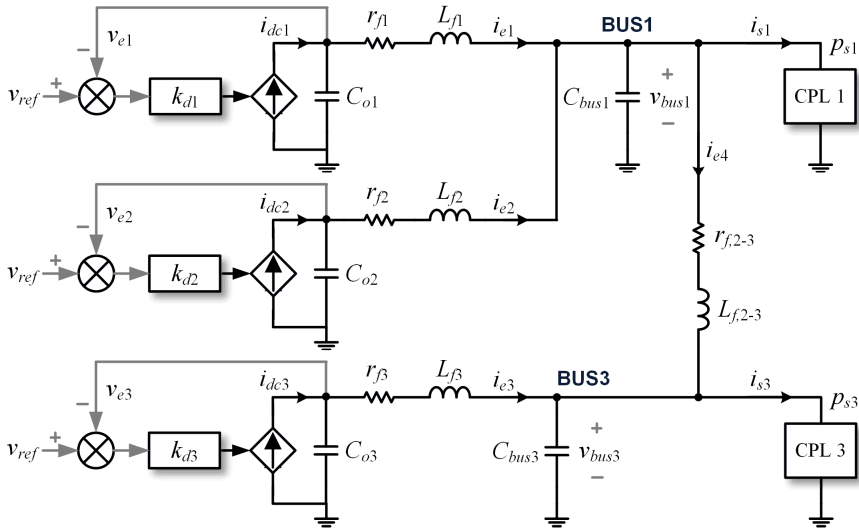


그림 3.29 다중 전원과 다중 정전력 부하를 포함하는 직류 전력 시스템의 등가 모델.

부하(CPL 3)는 버스 3에 연결되고 버스 2와 버스 3은 상대적으로 멀리 위치한 버스를 나타내며, 버스 사이의 라인 임피던스는 $Z_{L,2,3}$ 이다. 그림 3.29는 그림 3.28의 등가 모델을 나타내며, 이때 다음의 가정을 적용하며 각 변수의 제원은 표 3.3에 나타내었다.

- 전원단 컨버터와 정전력 부하에 대해 간략화된 평균 모델 적용을 적용한다.
- 전원단 컨버터 동특성이 정전력 부하의 동특성보다 빠를 때 전원단 컨버터의 동특성이 전압 안정도에 미치는 영향이 작으므로 전원단 컨버터의 동특성은 매우 빠르다고 가정하고 드롭 상수(k_{di} , $i = 1, 2, 3$)의 영향만을 고려한다.

표 3.3 그림 3.29의 시스템 파라미터

Symbol	Quantity	Value
C_{o1}, C_{o2}, C_{o3}	전원단 출력 커패시터	2.46 mF
k_{d1}, k_{d2}, k_{d3}	드롭 상수($k_{d,i} = 1/R_{d,i}$)	2
r_{j1}, r_{j2}, r_{j3}	직류 버스 저항	0.035 Ω
L_{j1}, L_{j2}, L_{j3}	직류 버스 인덕터	0.11 mH
r_{j2-3}	버스 2-3 간 라인 저항	0.07 Ω
L_{j2-3}	버스 2-3 간 라인 인덕터	0.22 mH
C_{bus1}	버스 1의 버스 커패시터	0.115 mF
C_{bus3}	버스 3의 버스 커패시터	0.230 mF
ω_{CPL1}	CPL 1의 제어 루프 대역폭	62.8k rad/s
ω_{CPL3}	CPL 3의 제어 루프 대역폭	62.8k rad/s

- 전원단 컨버터는 이상적인 전압 제어 전류원과 출력 커패시터($C_{o,i}, i = 1, 2, 3$)로 모델링 되며, 컨버터의 출력 전압은 $v_{e,i}$ 이다.
- 각 정전력 부하는 동특성을 고려한 1차 모델로 모델링 한다.
- $r_{j,h}$ 와 $L_{j,h}$ 는 라인 임피던스 $Z_{L,h}$ 를 구성하는 저항과 인덕터이며, 버스 커패시터 C_{bus1} 과 C_{bus3} 은 각 버스에 연결되는 모든 필터 커패시터의 합과 같다($h = 1, 2, 3, 2-3$).

3.3.1 Hopf bifurcation point 해석

그림 3.28은 3개의 전원과 2개의 정전력 부하를 포함하는 직류 전력 시스템을 나타낸다. 이때 위 시스템의 상태 방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 L_{f1} \frac{di_{e1}}{dt} = -r_{f1}i_{e1} - v_{bus1} + v_{e1} \\
 L_{f2} \frac{di_{e2}}{dt} = -r_{f2}i_{e2} - v_{bus1} + v_{e2} \\
 L_{f3} \frac{di_{e3}}{dt} = -r_{f3}i_{e3} - v_{bus3} + v_{e3} \\
 L_{f,2-3} \frac{di_{e4}}{dt} = -r_{f,2-3}i_{e4} - v_{bus3} + v_{bus1} \\
 \frac{1}{\omega_{CPL1}} \frac{di_{s1}}{dt} = -i_{s1} + \frac{p_{s1}}{v_{bus1}} \\
 \frac{1}{\omega_{CPL3}} \frac{di_{s3}}{dt} = -i_{s3} + \frac{p_{s3}}{v_{bus3}} \\
 C_{bus1} \frac{dv_{bus1}}{dt} = i_{e1} + i_{e2} - i_{e4} - i_{s1} \\
 C_{bus3} \frac{dv_{bus3}}{dt} = i_{e3} + i_{e4} - i_{s3} \\
 C_{o1} \frac{dv_{e1}}{dt} = k_{d1}(v_{ref} - v_{e1}) - i_{e1} \\
 C_{o2} \frac{dv_{e2}}{dt} = k_{d2}(v_{ref} - v_{e2}) - i_{e2} \\
 C_{o3} \frac{dv_{e3}}{dt} = k_{d3}(v_{ref} - v_{e3}) - i_{e3}
 \end{array} \right. \quad (3.37)$$

식 (3.37)의 정전력 부하의 크기 p_{s1} 과 p_{s3} 은 다음과 같이 정의한다.

$$p_{s1} = p_{s\max} \times K_s, \quad p_{s3} = p_{s\max} \times (1 - K_s) \quad (3.38)$$

여기서 p_{smax} 는 정전력 부하 합의 최대값, K_s 는 각 정전력 부하의 분배 계수(sharing coefficient)를 의미하며, $0 \leq K_s \leq 1$ 이다. 식 (3.37)을 평형점에서 선형화하면 시스템의 Jacobian 행렬은 다음과 같다.

$$J = \begin{bmatrix} \frac{r_{f1}}{L_{f1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{f1}} & 0 & \frac{1}{L_{f1}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_{f2}}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_{f3}}{L_{f3}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{f3}} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{f3}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{r_{f,2-3}}{L_{f,2-3}} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{f,2-3}} & -\frac{1}{L_{f,2-3}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{CPL1} & 0 & -\frac{\omega_{CPL1}}{R_{CPL1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{CPL3} & 0 & -\frac{\omega_{CPL3}}{R_{CPL3}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{bus1}} & \frac{1}{C_{bus1}} & 0 & -\frac{1}{C_{bus1}} & -\frac{1}{C_{bus1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{bus3}} & \frac{1}{C_{bus3}} & 0 & -\frac{1}{C_{bus3}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{o1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{k_{d1}}{C_{o1}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{o2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{k_{d2}}{C_{o2}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{o3}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{k_{d3}}{C_{o3}} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Numerical continuation 방법을 통해 p_{smax} 와 K_s 에 대한 Hopf bifurcation point를 분석한다.

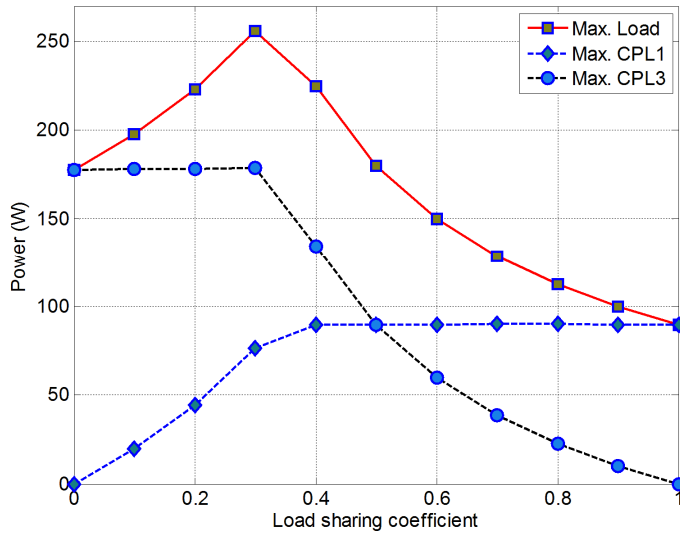


그림 3.30 정전력 부하 분배 계수에 따른 Hopf bifurcation point 변화.

그림 3.30은 정전력 부하 분배 계수의 변화에 따른 Hopf bifurcation point와 각 정전력 부하의 동작 가능 범위를 나타내며 정확한 수치는 표 3.4에 나타내었다. 그림 3.30의 붉은색 선은 시스템에 연계 가능한 총 정전력 부하의 용량을 의미한다. K_s 의 크기가 0.0일 때, 즉 모든 정전력 부하가 버스 3에 있을 때 시스템이 안정적으로 동작할 수 있는 한계 전력은 178W이다. 반면 K_s 의 크기가 1.0일 때, 즉 모든 정전력 부하가 버스 1에 있을 때 시스템은 90W의 범위 내에서 안정적으로 동작할 수 있다. 그리고 그림에서 볼 수 있듯이 K_s 의 크기가 0.3일 때, 위의 시스템에 연계 가능한 정전력 부하의 크기가 최대가 되며, 그 값은 256W이다. 즉, 버스 1에 연계 가능한 정전력 부하의 최대 크기는 77W이고 버스 3에 연계 가능한 정전력 부하의 최대 크기는 179W이다. 따라서 이러한 한계

표 3.4 그림 3.30의 부하 분배 계수에 따른 p_{smax} 값

부하 분배 계수 (K_s)	부하 합 최대값 (p_{smax})
0.0	178 W
0.1	198 W
0.2	223 W
0.3	256 W
0.4	225 W
0.5	180 W
0.6	150 W
0.7	129 W
0.8	113 W
0.9	100 W
1.0	90 W

범위 내에서 버스 1과 버스 3에 정전력 부하의 설치가 가능하다.

그림 3.31은 각 정전력 부하가 40 W에서 60 W, 142 W로 증가할 때 각 버스의 전압을 나타낸다. 이때 버스 1과 버스 3이 부담하는 부하 비율이 각각 30%, 70%가 된다. 따라서 각 버스의 부하 크기가 표 3.4에 나타난 부하 범위 내에 있으므로 직류 전압이 안정적으로 제어된다. 그림 3.32는 각 정전력 부하가 40 W에서 95 W, 142 W로 증가할 때의 각 버스 전압을 나타낸다. 이때 버스 1과 버스 3이 부담하는 부하 비율은 각각 40%,

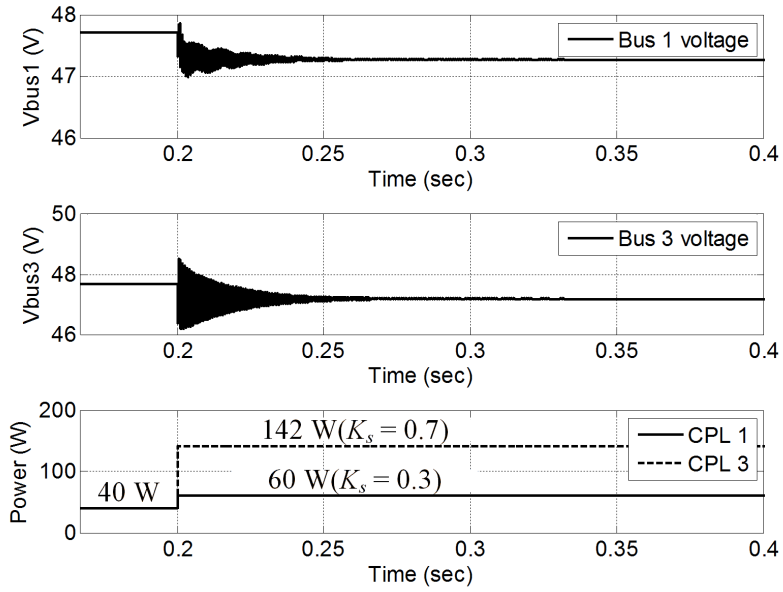


그림 3.31 K_s 가 안정 동작 범위일 때의 직류 버스 전압.

60%가 된다. 이러한 경우 각 버스의 부하 크기가 표 3.4에 나타난 부하 범위를 벗어나기 때문에 직류 전압의 불안정 현상이 나타난다.

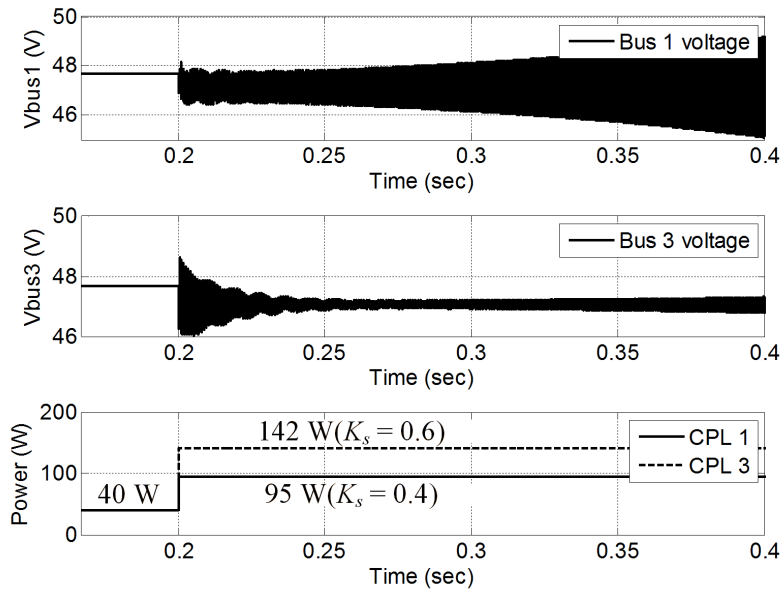


그림 3.32 K_s 가 불안정 동작 범위일 때의 직류 버스 전압.

3.3.2 TS 퍼지 모델을 통한 대신호 전압 안정도 해석

본 절에서는 대신호 전압 안정도 해석의 편의성을 위해 다음의 새로운 상태변수를 고려한다.

$$\left\{ \begin{array}{l} x_1 = i_{e1} - i_{e1,0} \\ x_2 = i_{e2} - i_{e2,0} \\ x_3 = i_{e3} - i_{e3,0} \\ x_4 = i_{e4} - i_{e4,0} \\ x_5 = i_{s1} - i_{s1,0} \\ x_6 = i_{s3} - i_{s3,0} \\ x_7 = v_{bus1} - v_{bus1,0} \\ x_8 = v_{bus3} - v_{bus3,0} \\ x_9 = v_{e1} - v_{e1,0} \\ x_{10} = v_{e2} - v_{e2,0} \\ x_{11} = v_{e3} - v_{e3,0} \end{array} \right. \quad (3.40)$$

여기서, 0 은 각 상태변수의 평형점을 의미한다. 식(3.37)과 식(3.40)으로부터 다음의 시스템 모델을 구할 수 있다.

$$\dot{x} = A(x_7, x_8) \cdot x \quad (3.41)$$

여기서 $x = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}]^T$ 이며, $A(x_7, x_8)$ 은 다음과 같다.

$$A(x_7, x_8) = \begin{bmatrix} -\frac{r_{f1}}{L_{f1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{f1}} & 0 & \frac{1}{L_{f1}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_{f2}}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_{f3}}{L_{f3}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{f3}} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{f3}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{r_{f,2-3}}{L_{f,2-3}} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{f,2-3}} & -\frac{1}{L_{f,2-3}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{CP1} & 0 & -\omega_{CP1} \frac{P_{21,0}}{V_{bus1,0}} f_1(x_7) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{CP3} & 0 & -\omega_{CP3} \frac{P_{3,0}}{V_{bus3,0}} f_2(x_8) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{bus1}} & \frac{1}{C_{bus1}} & 0 & -\frac{1}{C_{bus1}} & -\frac{1}{C_{bus1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{bus3}} & \frac{1}{C_{bus3}} & 0 & -\frac{1}{C_{bus3}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{o1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{k_{d1}}{C_{o1}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{o2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{k_{d2}}{C_{o2}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{o3}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{k_{d3}}{C_{o3}} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

식 (3.42)에서 $f_1(x_7)$ 과 $f_2(x_8)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$f_1(x_7) = \frac{1}{x_7 + v_{bus1,0}}, \quad f_2(x_8) = \frac{1}{x_8 + v_{bus3,0}}. \quad (3.43)$$

따라서 위 시스템은 2개의 비선형 성분을 가지므로 식 (3.42)는 4개의 퍼지 모델과 4개의 퍼지 규칙을 가지는 TS 퍼지 모델로 표현할 수 있다. 본 논문에서는 비선형 함수 f_1 과 f_2 의 변수 x_7 과 x_8 을 다음과 같이 비선형 변수 z_1 과 z_2 로 정의한다.

$$z_1 = x_7, \quad z_2 = x_8. \quad (3.44)$$

식 (3.40)에서 x_7 과 x_8 은 직류 버스 전압의 변화량을 나타내므로 $x_7 \in [x_{7min}, x_{7max}]$, $x_8 \in [x_{8min}, x_{8max}]$ 의 조건을 이용하면 비선형 변수 z_1 과 z_2 의 최대값과 최소값을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\max z_1(t) = x_{7\max}, \quad \min z_1(t) = x_{7\min} \quad (3.45)$$

$$\max z_2(t) = x_{8\max}, \quad \min z_2(t) = x_{8\min} \quad (3.46)$$

비선형 변수 z_1 과 z_2 는 각각의 소속 함수 M_1, M_2, N_1, N_2 를 이용해 다음과 같이 표현된다.

$$z_1(t) = x_7(t) = M_1(z_1(t)) \cdot x_{7\max} + M_2(z_1(t)) \cdot x_{7\min} \quad (3.47)$$

$$z_2(t) = x_8(t) = N_1(z_2(t)) \cdot x_{8\max} + N_2(z_2(t)) \cdot x_{8\min} \quad (3.48)$$

여기서, 소속 함수 M_1, M_2, N_1, N_2 는 다음의 조건을 만족한다.

$$M_1(z_1(t)) + M_2(z_1(t)) = 1 \quad (3.49)$$

$$N_1(z_2(t)) + N_2(z_2(t)) = 1$$

본 논문에서는 소속 함수 M_1, M_2, N_1, N_2 를 다음과 같이 정의한다.

$$M_1(z_1(t)) = \frac{z_1(t) - x_{7\min}}{x_{7\max} - x_{7\min}}, \quad M_2(z_1(t)) = \frac{-z_1(t) + x_{7\max}}{x_{7\max} - x_{7\min}} \quad (3.50)$$

$$N_1(z_2(t)) = \frac{z_2(t) - x_{8\min}}{x_{8\max} - x_{8\min}}, \quad N_2(z_2(t)) = \frac{-z_2(t) + x_{8\max}}{x_{8\max} - x_{8\min}} \quad (3.51)$$

따라서 시스템 (3.42)의 비선형 모델은 다음과 같은 선형 시스템의 합으로 표현된다.

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^4 h_i(z(t)) A_i x(t) \quad (3.52)$$

$$h_1(z(t)) = M_1(z_1(t)) \times N_1(z_2(t))$$

$$h_2(z(t)) = M_1(z_1(t)) \times N_2(z_2(t))$$

$$h_3(z(t)) = M_2(z_1(t)) \times N_1(z_2(t))$$

$$h_4(z(t)) = M_2(z_1(t)) \times N_2(z_2(t))$$

또한 각각의 퍼지 규칙과 퍼지 모델은 다음과 같이 표현된다.

Rule R^1 : IF z_1 is $x_{7\max}$ and z_2 is $x_{8\max}$, THEN

$$\dot{x} = A_1(x_{7\max}, x_{8\max}) \cdot x \quad (3.53)$$

Rule R^2 : IF z_1 is $x_{7\max}$ and z_2 is $x_{8\min}$, THEN

$$\dot{x} = A_1(x_{7\max}, x_{8\min}) \cdot x \quad (3.54)$$

Rule R^3 : IF z_1 is $x_{7\min}$ and z_2 is $x_{8\max}$, THEN

$$\dot{x} = A_1(x_{7\min}, x_{8\max}) \cdot x \quad (3.55)$$

Rule R^4 : IF z_1 is $x_{7\min}$ and z_2 is $x_{8\min}$, THEN

$$\dot{x} = A_1(x_{7\min}, x_{8\min}) \cdot x \quad (3.56)$$

따라서 식 (3.42)의 점근적 안정성은 다음의 선형 행렬 부등식을 만족하는 M 의 존재 여부로 판단할 수 있다.

$$\begin{cases} M = M^T > 0 \\ A_1^T \cdot M + M \cdot A_1 < 0 \\ A_2^T \cdot M + M \cdot A_2 < 0 \\ A_3^T \cdot M + M \cdot A_3 < 0 \\ A_4^T \cdot M + M \cdot A_4 < 0 \end{cases} \quad (3.57)$$

Lyapunov 함수를 유도하기 위한 대칭 행렬 M 을 구하기 위해 3.2장의 과정을 따르면 그 결과는 다음과 같다.

$$M = 1.0 \times 10^{-11} \begin{pmatrix} 0.1304 & 0.0892 & -0.0503 & -0.1331 & -0.0080 & 0.0008 & 0.0038 & -0.0028 & 0.0201 & -0.0012 & -0.0118 \\ 0.0892 & 0.1304 & -0.0503 & -0.1331 & -0.0080 & 0.0008 & 0.0038 & -0.0028 & -0.0012 & 0.0201 & -0.0118 \\ -0.0503 & -0.0503 & 0.1265 & 0.1187 & 0.0007 & -0.0025 & -0.0011 & 0.0067 & -0.0140 & -0.0140 & 0.0388 \\ -0.1331 & -0.1331 & 0.1187 & 0.2313 & 0.0085 & -0.0030 & -0.0039 & 0.0055 & -0.0104 & -0.0104 & 0.0333 \\ -0.0080 & -0.0080 & 0.0007 & 0.0085 & 0.6174 & 0.0018 & -0.0087 & 0.0083 & 0.0124 & 0.0124 & -0.0045 \\ 0.0008 & 0.0008 & -0.0025 & -0.0030 & 0.0018 & 0.6142 & 0.0043 & 0.0145 & -0.0052 & -0.0052 & 0.0104 \\ 0.0038 & 0.0038 & -0.0011 & -0.0039 & -0.0087 & 0.0043 & 0.2416 & -0.0658 & -0.0973 & -0.0973 & 0.0400 \\ -0.0028 & -0.0028 & 0.0067 & 0.0055 & 0.0083 & 0.0145 & -0.0658 & 0.1102 & 0.0787 & 0.0787 & -0.1572 \\ 0.0201 & -0.0012 & -0.0140 & -0.0104 & 0.0124 & -0.0052 & -0.0973 & 0.0787 & 0.7347 & -0.0619 & -0.2068 \\ -0.0012 & 0.0201 & -0.0140 & -0.0104 & 0.0124 & -0.0052 & -0.0973 & 0.0787 & -0.0619 & 0.7347 & -0.2068 \\ -0.0118 & -0.0118 & 0.0388 & 0.0333 & -0.0045 & 0.0104 & 0.0400 & -0.1572 & -0.2068 & -0.2068 & 0.9730 \end{pmatrix} \quad (3.58)$$

여기서 표 3.4와 그림 3.11로부터 계산한 비선형 변수의 경계 값은 $x_{7min} = x_{8min} = -6.0$ V이다. 따라서 점근적 안정 영역은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$RAS = \{x : V(x) = x^T M x \leq c\} \quad (3.59)$$

$$c = \min_{x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6} V(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_{7min}, x_{8min}, x_{9min}, x_{10min}, x_{11min})$$

여기서 x_9, x_{10}, x_{11} 역시 전압 변화량을 나타내므로 본 논문에서는 $x_{7min} = x_{9min} = x_{10min} = x_{11min}$ 으로 가정하였다. 따라서 식 (3.59)로부터 점근적 안정 영역을 구하기 위한 Lyapunov 함수를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$V(x) = x^T M x \leq 8.3178 \times 10^{-10}. \quad (3.60)$$

3.3.3 고차 시스템에 대한 안정 영역 추정 [97, 98]

그림 3.28의 다중 전원과 다중 정전력 부하를 포함하는 직류 전력 시스템은 11차 시스템 모델로 표현된다. 3차 이상의 상태 변수로 표현되는 시스템의 경우 안정 영역을 2차 공간에 나타내는데 어려움이 있다. 추정된 안정 영역의 크기를 분석하는 간단한 방법 중 하나는 하나의 상태 변수가 추정된 안정 영역을 벗어나지 않으면서 평형점에서 얼마나 멀리 perturbation 될 수 있는지를 분석하는 것이다. 이때 다른 상태 변수는 평형점에 고정되어 있다고 가정한다. 추정된 안정 영역이 다음 식과 같이 표현된다고 가정한다.

$$x^T \cdot M \cdot x \leq c . \quad (3.61)$$

그리고 다음과 같은 형태의 perturbation을 고려한다.

$$x = \alpha \cdot e^{(i)} , \quad (3.62)$$

여기서 $e^{(i)}$ 는 i^{th} 축을 나타내는 단위 벡터(unit vector)로 다음을 만족한다.

$$e^{(i)}(k) = \begin{cases} 1 & (i = k) \\ 0 & (i \neq k) \end{cases}, \quad k = 1, 2, \dots, i . \quad (3.63)$$

식 (3.62)를 식 (3.61)에 대입하면 다음과 같다.

$$x^T M x = \alpha^2 e^{(i)T} M e^{(i)} = \alpha^2 M_{ii} \leq c , \quad (3.64)$$

여기서 M_{ii} 는 대칭 행렬 M 의 대각 성분을 나타낸다. 따라서 i 번째 상태변수가 추정된 안정 영역을 벗어나지 않고 $e^{(i)}$ 방향으로 perturbation될

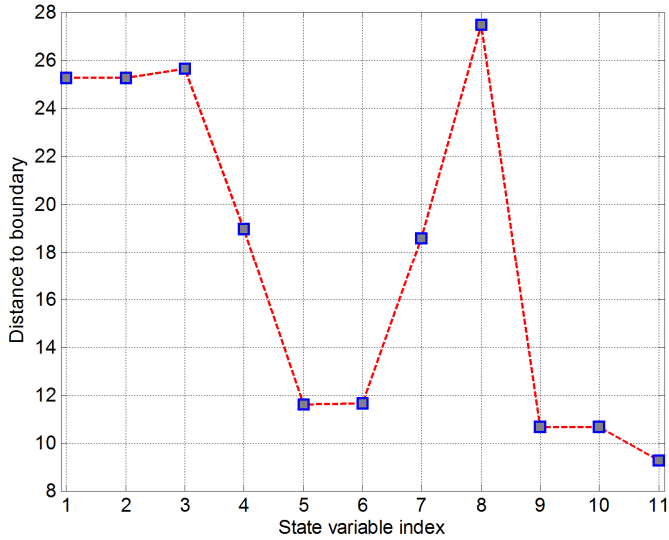


그림 3.33 추정된 RAS의 크기.

수 있는 크기는 다음과 같다.

$$\alpha = \sqrt{\frac{c}{M_{ii}}} . \quad (3.65)$$

그림 3.33은 p_{s1} 과 p_{s3} 가 각각 80 W, 80 W 일 때 추정된 안정 영역의 크기를 나타낸다. x 축의 state variable index는 식 (3.40)의 상태 변수를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 추정된 안정 영역에서 x_1 과 x_2 의 허용 가능한 perturbation 크기는 거의 같음을 알 수 있다. 이는 첫 번째 전원과 두 번째 전원의 드롭 저항의 크기가 같아 두 전원의 부하 분배가 같으며, 버스 1에 연결되는 선로 임피던스가 같기 때문이다. 그리고 주어진 정전력 부하 조건에서 x_7 의 허용 가능한 perturbation 크기는 x_8 보다 작은 것을 알 수 있는데, 이는 버스 3의 버스 커패시터가 버스 1의 버스 커패시터보다

크기 때문이다. 또한, x_{11} 은 x_9 와 x_{10} 에 비해서 동작 가능 범위가 작은 것을 볼 수 있는데, 이는 주어진 조건에서 버스 1에 연결되는 각 전원단 컨버터가 부담하는 부하가 작기 때문이다.

3.3.4 점근적 안정 영역 해석 결과

본 장에서는 2개의 상태변수를 제외한 나머지 상태변수가 평형점에 있다고 가정했을 때 2차원 평면에 투사된 RAS에 대해 살펴본다. 버스 1과 버스 3의 전압에 대한 RAS와 각 전원단 컨버터의 출력 전압에 대한 RAS를, 그림 3.34, 그림 3.35, 그림 3.36에 나타내었다. 그림 3.34의 x 축은 버스 1의 버스 전압 변화량을 의미하며, y 축은 버스 3의 버스 전압 변화량을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이, 주어진 조건에서 각 버스의 전압은 약 20V 이상의 변동폭 내에서 안정한 것을 알 수 있다. 따라서

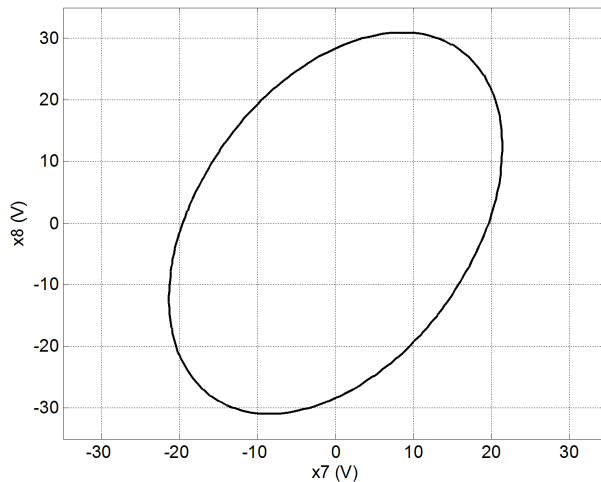


그림 3.34 추정된 RAS(x_7 - x_8)

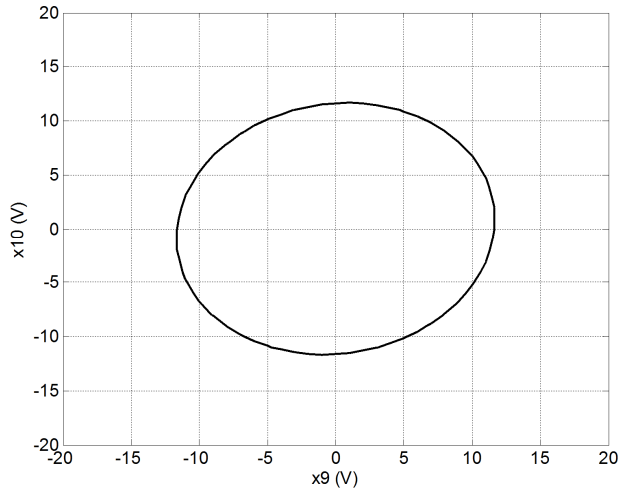


그림 3.35 추정된 RAS(x_9 - x_{10}).

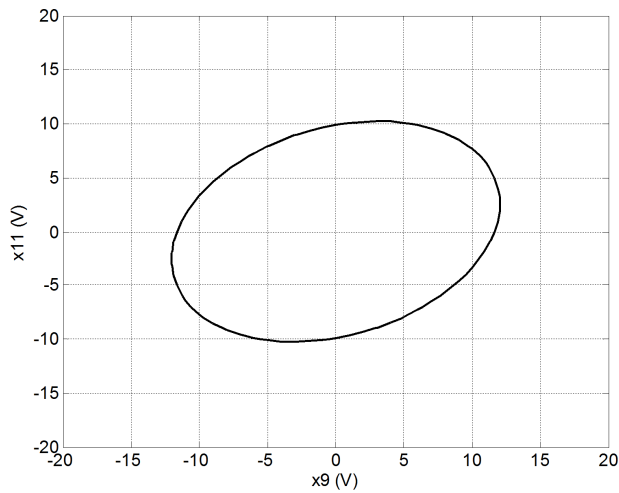


그림 3.36 추정된 RAS(x_9 - x_{11})

large perturbation에 의한 버스 전압의 변동폭이 -20 V이내이면 시스템의 상태는 다시 정상상태로 돌아가며 그 이상의 perturbation에 대해서는 안정도를 보장할 수 없다. 반면 그림 3.35와 그림 3.36의 x 축은 첫 번째

전원단 컨버터의 출력 전압 변화량을 의미하며, y 축은 각각 두 번째, 세 번째 전원단 컨버터의 출력 전압 변화량을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 세 번째 전원단 컨버터의 부하 부담이 다른 전원보다 크기 때문에 v_{a3} 의 허용 가능한 변동폭이 더 작은 것을 볼 수 있다.

3.3.5 초기 조건에 따른 모의 실험 결과

앞에서 분석한 RAS와 초기 조건에 따른 전압 안정도의 관계를 모의 실험을 통해 확인한다. 이때 전원단 컨버터는 이상적이라 가정하고, 부하의 제어 대역폭은 62.8k rad/s 로 가정하였다. 그림 3.37은 버스 1과 버스 3의 초기 전압이 각각 23 V , 38 V 이고 각 정전력 부하가 80 W 일 때의 전압 파형을 나타낸다. 그림 3.38은 정전력 부하의 크기가 각각 80 W 일 때 추정된 RAS와 각 버스 전압의 궤적을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 버스 전압의 초기 상태가 RAS를 벗어나 있으면 시스템이 불안정해짐을 알 수 있다. 그림 3.39는 버스 1과 버스 3의 초기 전압이 각각 30 V , 38 V 이고 각 정전력 부하가 80 W 일 때의 전압 파형을 나타낸다. 그림 3.40은 정전력 부하의 크기가 각각 80 W 일 때 추정된 RAS와 각 버스 전압의 궤적을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 버스 전압의 초기 상태가 RAS 내부에 존재하며 이때 각 버스의 전압이 안정적으로 평형 상태로 돌아가는 것을 알 수 있다.

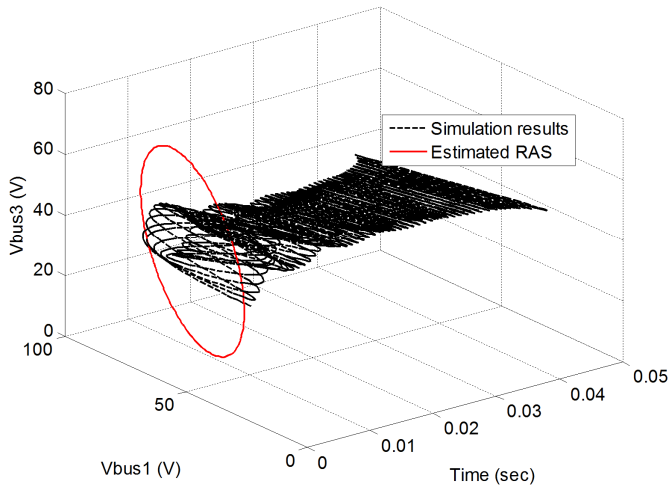


그림 3.37 초기 전압 조건에 따른 각 버스 전압 파형

$$(v_{bus1,0} = 23 \text{ V}, v_{bus3,0} = 38 \text{ V}, p_{s1} = p_{s3} = 80 \text{ W}).$$

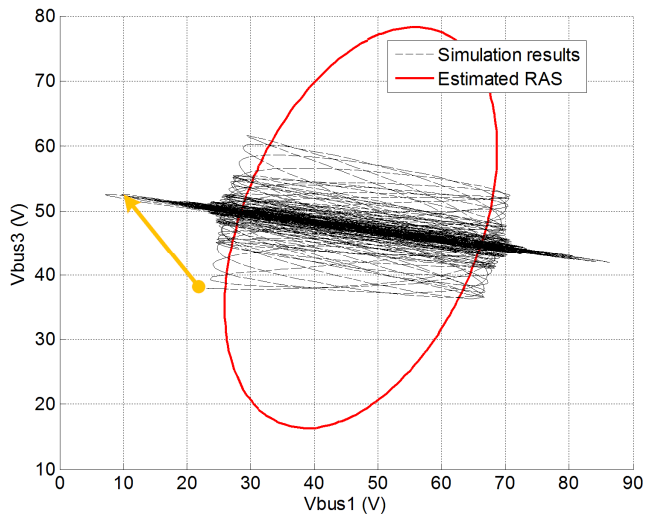


그림 3.38 초기 전압 조건에 따른 각 버스 전압 궤적과 추정된 RAS ($v_{bus1,0}$

$$= 23 \text{ V}, v_{bus3,0} = 38 \text{ V}, p_{s1} = p_{s3} = 80 \text{ W}).$$

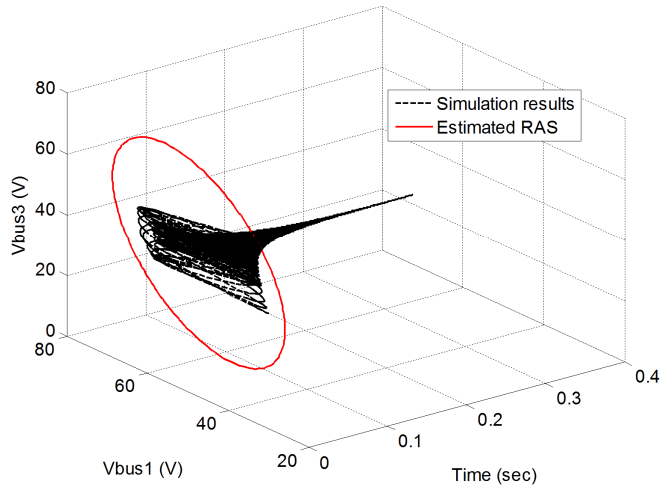


그림 3.39 초기 전압 조건에 따른 각 버스 전압 파형

$$(v_{bus1,0} = 30 \text{ V}, v_{bus3,0} = 38 \text{ V}, p_{s1} = p_{s3} = 80 \text{ W}).$$

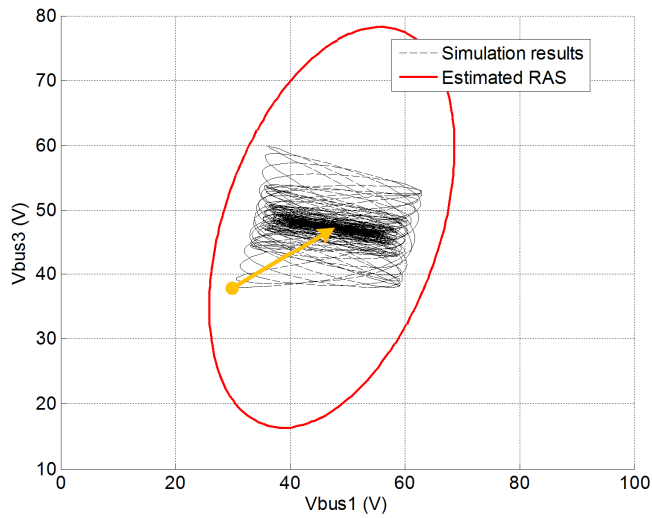


그림 3.40 초기 전압 조건에 따른 각 버스 전압 궤적과 추정된 RAS ($v_{bus1,0}$

$$= 30 \text{ V}, v_{bus3,0} = 38 \text{ V}, p_{s1} = p_{s3} = 80 \text{ W}).$$

제 4 장 전압 안정도 향상을 위한 능동 댐핑 기법

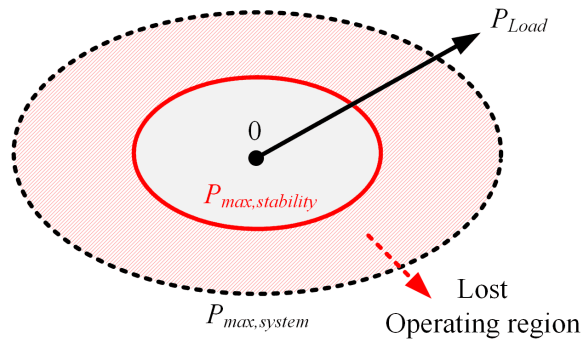


그림 4.1 시스템 운전 영역.

직류 전력 시스템에서 정전력 부하나 필터, 선로 임피던스 등의 비선형성과 상호간섭은 대신호 외란에 따른 전압 불안정성을 일으킨다. 이는 서브시스템의 설계가 제대로 이루어지더라도, 그림 4.1과 같이 실제 시스템의 동작 범위가 제한되는 결과를 초래한다. 이러한 전압 불안정 현상을 해결하는 방법으로 수동적 방법과 능동적 방법이 있다. 수동적 방법은 저항이나 필터 커패시터를 직류 버스에 연결하여 직류 버스의 댐핑을 증가시킨다. 하지만 댐핑 저항은 전체 시스템의 효율을 감소시키는 단점이 있다. 필터 커패시터는 댐핑 저항보다 손실은 작지만, 전압 안정도를 높이기 위해 큰 용량의 전해 커패시터가 사용되므로 시스템의 신뢰성이 감소한다. 본 논문에서는 이러한 수동 댐핑 방식의 한계를 보완하기 위한 병렬 능동 댐퍼의 모델링을 수행하고, 이를 통한 대신호

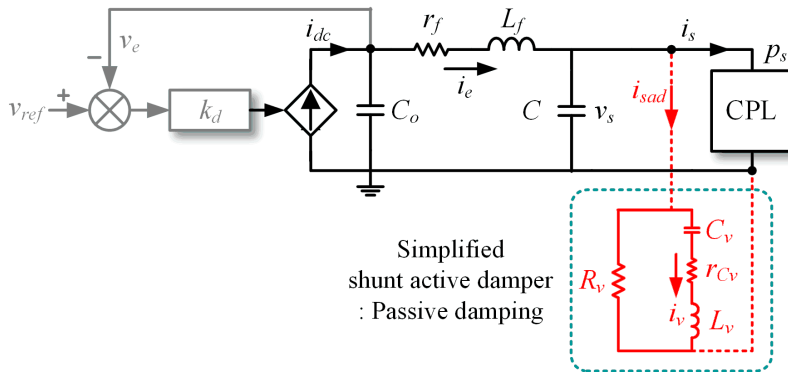


그림 4.2 병렬 능동 댐퍼를 포함하는 직류 전력 시스템의 등가 모델.

전압 안정도를 해석한다. 또한, 가상 임피던스를 포함하는 전원단 전력변환회로의 드롭 제어 방법을 제안한다. 그리고 제안된 방법에 대한 소신호 분석과 대신호 분석을 통해 제안된 방법이 전압 안정도에 미치는 영향을 분석한다. 본 장에서는 분석이 용이하도록 전원단 전력변환회로와 정전력 부하의 동특성은 이상적이라고 가정한다.

4.1 병렬 능동 댐퍼를 통한 전압 안정화

직류 버스 커패시터는 직류 전력 시스템의 전압 안정도에 영향을 주는 주요한 요소이다. 본 연구에서는 그림 4.2와 같이 직류 버스에 가상의 수동 소자가 연결된 것처럼 동작하는 스위칭 소자로 구성된 능동 댐퍼를 제안한다. 이 능동 댐퍼는 벽 컨버터, 부스트 컨버터, 절연형 컨버터 등의 토폴로지로 구성할 수 있으며, 입력이 계통 연결점에 병렬로 연결된다. 그리고 병렬 능동 댐퍼의 출력에는 시스템의 목적에 따라 배터리 또는

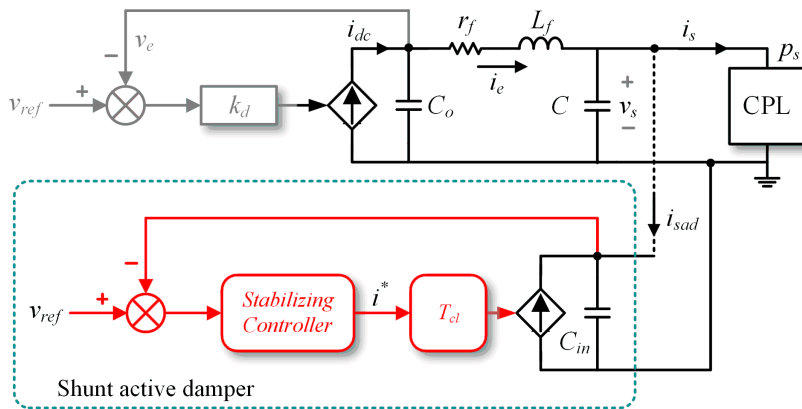


그림 4.3 병렬 능동 댐퍼를 포함하는 직류 전력 시스템의 제어 구조.

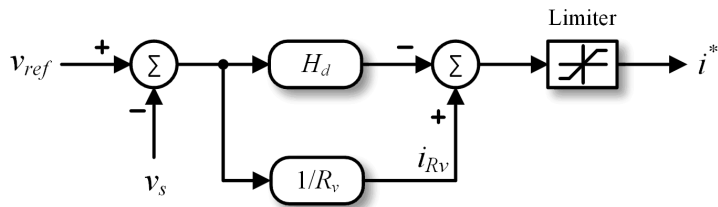


그림 4.4 병렬 능동 댐퍼의 제어 블록도.

슈퍼 커패시터 등의 에너지 저장장치가 연결될 수 있으며 에너지 버퍼 역할을 하게 된다.

4.1.1 구동 원리

그림 4.3과 그림 4.4는 각각 병렬 능동 댐퍼가 연결된 직류 전력 시스템의 제어 구조와 제어 블록도를 나타낸다. 병렬 능동 댐퍼는 펄스 폭 변조되는 벡 컨버터와 댐핑 제어 블록으로 구성된다. 본 연구에서는 벡 컨버터를 전압 제어 전류원(voltage controlled current source)과 출력 커패시터로 모델링 하였으며, T_d 은 병렬 능동 댐퍼의 동특성을 나타내는 1차 모델이다. 그림 4.4에서 볼 수 있듯이 병렬 능동 댐퍼는 직류 버스 전압(v_s)을 측정하여 이상적으로 가상의 커패시터가 있을 때와 같은 커패시터 전류가 흐르도록 병렬 능동 댐퍼의 전류 지령치를 준다. 만약 능동 댐퍼의 출력에 배터리가 연결되면 배터리의 전력 분산 제어를 위해 드롭 제어가 필요한데, 이는 그림 4.4의 R_v 를 통해 수행하고 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$i_{R_v} = \frac{v_{ref} - v_s}{R_v} \quad (\text{Conventional droop control}). \quad (4.1)$$

이상적으로는 병렬 능동 댐퍼가 가상의 커패시터로 동작하기 위해서 그림 4.4의 H_d 를 다음과 같이 표현한다.

$$H_d = sC_v, \quad (4.2)$$

여기서, C_v 는 가상 커패시터의 용량을 나타낸다. 따라서 식 (4.1)과 식 (4.2)를 고려한 이상적인 병렬 능동 댐퍼의 출력 전류 i_v 는 다음과 같다.

$$i_{sad} = C_v \frac{dv_s}{dt} - \frac{v^* - v_s}{R_v}. \quad (4.3)$$

따라서 슈퍼 커패시터로 연결된 능동 댐퍼의 경우($R_v \rightarrow \infty$)에는 슈퍼 커패시터의 전압 제어만을 위한 에너지만 소비되므로 전체 시스템의 효율에는 큰 영향을 미치지 않는다. 또한 시스템의 전압 안정화를 위한 전력이 병렬 능동 댐퍼를 통해 제어되므로 부하의 성능에 영향을 미치지 않는다.

4.1.2 병렬 능동 댐퍼 모델링

식 (4.2)에서 볼 수 있듯이 병렬 능동 댐퍼는 전 주파수 대역에서 가상 커패시터로 동작하여 직류 버스 전압을 안정화할 것으로 기대된다. 하지만 H_d 를 식 (4.2)와 같이 설계할 경우 고주파 노이즈에 취약해지므로 H_d 를 다음 식과 같이 고역 통과 필터(HPF, high pass filter)로 구성하게 된다.

$$H_d = \frac{sC_v}{1 + s/\omega_L}, \quad (4.4)$$

여기서, ω_L 은 고역 통과 필터의 대역폭을 의미한다. 따라서 병렬 능동 댐퍼가 가상의 커패시터로 동작하도록 제어 구조를 설계하더라도 고역 통과 필터의 대역폭과 병렬 능동 댐퍼의 전류 제어기 대역폭 제한으로 인해 특정 주파수 대역에서는 가상의 커패시터로 동작하지 못한다.

따라서 본 절에서는 이러한 제한 조건을 고려한 병렬 능동 댐퍼의 모델링을 수행한다.

$R_v \rightarrow \infty$ 라고 가정하면, 그림 4.4의 i^* 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i^* = \frac{sC_v}{1 + s/\omega_L} \cdot v_s. \quad (4.5)$$

이때 위 식을 시간 영역으로 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{1}{\omega_L} \frac{di^*}{dt} + i^* = C_v \frac{dv_s}{dt}. \quad (4.6)$$

또한, 병렬 능동 댐퍼의 전류 제어기에 의한 동특성을 고려하면 i_{sad} 는 다음 식으로 표현된다.

$$i_{sad} = \frac{1}{1 + s/\omega_c} \cdot i^* \quad (\text{s-domain}) \quad (4.7)$$

$$\frac{1}{\omega_c} \frac{di_{sad}}{dt} + i_{sad} = i^* \quad (\text{time-domain}) \quad (4.8)$$

따라서 식 (4.8)의 i^* 를 식 (4.6)에 대입하면 병렬 능동 댐퍼의 출력 전류와 전압은 다음의 관계를 가진다.

$$\frac{1}{\omega_L \cdot \omega_c} \frac{d^2 i_{sad}}{dt^2} + \left(\frac{1}{\omega_L} + \frac{1}{\omega_c} \right) \frac{di_{sad}}{dt} + i_{sad} = C_v \frac{dv_s}{dt}. \quad (4.9)$$

이는 다음 식과 같이 그림 4.2의 C_v, r_{Cv}, L_v 가 직렬로 연결된 구조와 동일한 형태이다($i_v = i_{sad}$).

$$C_v \cdot L_v \frac{d^2 i_v}{dt^2} + C_v \cdot r_{Cv} \frac{di_v}{dt} + i_v = C_v \frac{dv_s}{dt}. \quad (4.10)$$

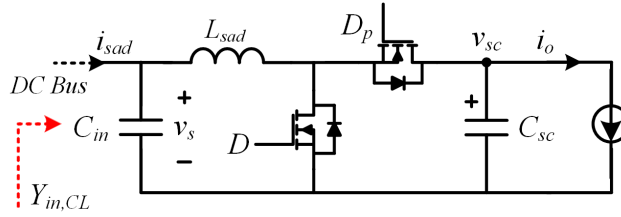


그림 4.5 병렬 능동 댐퍼용 부스트 컨버터 회로.

따라서 식 (4.9)와 식 (4.10)으로부터 가상 저항과 가상 인덕턴스는 다음과 같이 정의된다.

$$L_v = \frac{1}{C_v} \cdot \left(\frac{1}{\omega_L \cdot \omega_c} \right), \quad r_{Cv} = \frac{1}{C_v} \cdot \left(\frac{1}{\omega_L} + \frac{1}{\omega_c} \right). \quad (4.11)$$

4.1.2.1 소신호 모델링

본 절에서는 병렬 능동 댐퍼의 입력 임피던스를 분석함으로써 병렬 능동 댐퍼의 주파수 특성을 살펴보고 앞의 모델링 결과를 주파수 영역에서 분석한다. 여기서는 ω_L 이 ω_c 보다 매우 작다고 가정하여, $r_{Cv} = 1/(C_v \cdot \omega_L)$, $L_v = r_{Cv}/\omega_c$ 로 가정하였다. 그림 4.5는 병렬 능동 댐퍼를 위한 부스트 컨버터를 나타낸다. C_{in} 은 병렬 능동 댐퍼의 입력 커패시터, L_{sad} 는 부스트 컨버터의 인덕터, C_{sc} 는 에너지 버퍼를 위한 슈퍼 커패시터의 용량을 나타낸다. 일반적으로 컨버터의 소신호 모델링에 사용되는 state-space averaging 방법을 사용하면 아래 식과 같은 전달함수를 유도할 수 있으며 이는 그림 4.6과 같은 소신호 블록 다이어그램으로 표현할 수 있다.

여기서는 **unterminated** 모델을 적용하였으며, 인덕터와 커패시터의 기생 저항은 무시하였다.

$$G_{ig} = \frac{1}{D_p^2} \frac{sC_{sc}}{1 + \frac{1}{Q\omega_o} s + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \quad (4.12)$$

$$G_{id} = \frac{I_o}{D_p^2} \frac{1}{1 + \frac{1}{Q\omega_o} s + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \quad (4.13)$$

여기서, $D_p = 1 - D$, G_{ig} 는 input voltage to inductor current transfer function, G_{id} 는 duty cycle to inductor current transfer function이며, ω_o 와 Q 는 다음과 같이 표현된다.

$$\omega_o = D_p \sqrt{\frac{1}{L_{sad} C_{sc}}}, \quad Q = \frac{1}{r_{Csc}} \sqrt{\frac{L_{sad}}{C_{sc}}}. \quad (4.14)$$

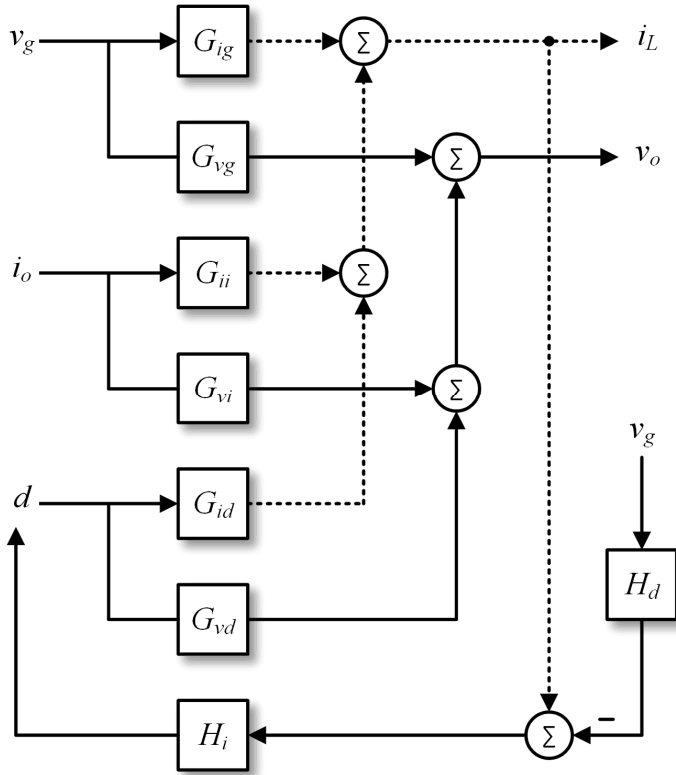


그림 4.6 병렬 능동 댐퍼용 컨버터의 소신호 블록 다이어그램.

4.1.2.2 병렬 능동 댐퍼의 입력 어드미턴스

병렬 능동 댐퍼의 전류 제어기에 의해 닫힌 시스템의 입력 어드미턴스는 그림 4.6으로부터 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 Y_{in,CL} &= T_a + T_b \\
 &= \frac{G_{ig}}{1+T_i} + H_d \frac{T_i}{1+T_i}, \quad (4.15)
 \end{aligned}$$

여기서, $T_i = G_{id}H_i$, H_i 는 전류 제어기의 전달함수이다.

표 4.1 시스템 파라미터

Symbol	Quantity	Value
v_s	직류 버스 전압	48 V
r_f	직류 버스 저항	0.035 Ω
L_f	직류 버스 인덕터	0.11 mH
C	직류 버스 커패시터	0.115 mF
C_o	전원단 컨버터 출력 커패시터	2.46 mF
L_{sad}	부스트 인덕터	3 mH
C_{sc}	부스트 출력 커패시터	1 mF
f_c	전류 제어기 대역폭	1.43 kHz
C_v	가상 커패시터	0.12 mF
r_{Cv}	가상 저항	10.2 Ω
L_v	가상 인덕터	1.1 mH
R_v	가상 드롭 저항	15000 Ω

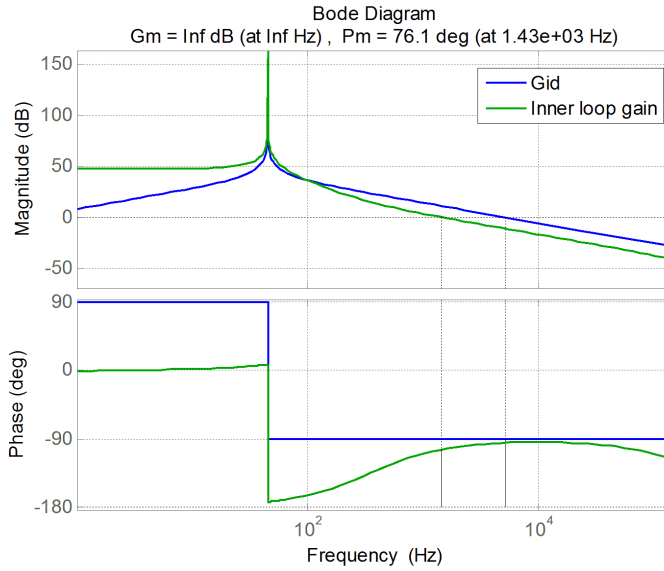


그림 4.7 G_{id} 와 내부 전류 루프의 보드 선도.

본 연구에서는 표 4.1을 기준으로 전류 제어기가 약 1.43 kHz의 차단 주파수와 76.1° 의 위상 여유를 가지도록 설계하였다. 이때 전압 불안정성으로 인해 발생하는 공진 전압을 보상하기 위해 시스템의 공진 주파수보다 높은 대역폭을 가지도록 전류 제어기를 설계한다. 그림 4.7은 이에 해당하는 전류 루프 이득 T_i 와 G_{id} 를 보여준다.

표 4.2 고역 통과 필터 대역폭 영향 분석 조건

	C_v	cut-off frequency of HPF (f_l)	Input admittance
$H_d 1$	$120 \mu\text{F}$	65 Hz	$Y_{in 1}$
$H_d 2$	$120 \mu\text{F}$	130 Hz	$Y_{in 2}$
$H_d 3$	$120 \mu\text{F}$	260 Hz	$Y_{in 3}$

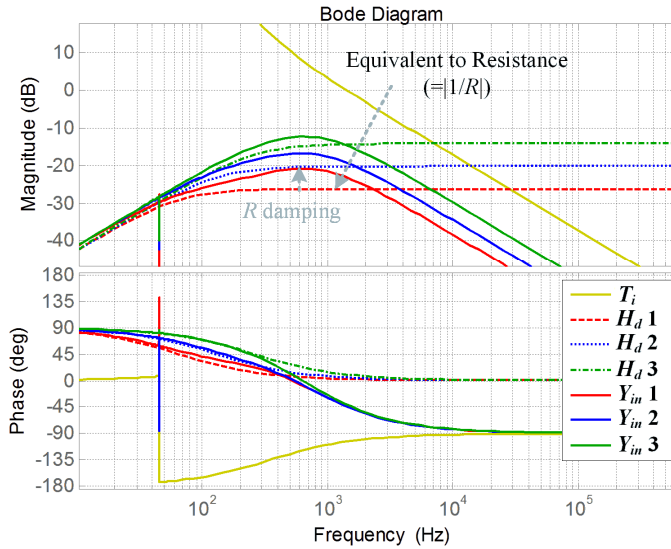


그림 4.8 고역 통과 필터의 대역폭 변화에 따른 병렬 능동 댐퍼의 입력 어드미턴스 보드 선도.

4.1.2.3 고역 통과 필터 대역폭의 영향

그림 4.8은 표 4.2의 조건에 따른 H_d 와 병렬 능동 댐퍼의 입력 어드미턴스를 나타낸다. 이때 고주파 노이즈의 영향을 줄이기 위해 고역 통과 필터의 대역폭은 전류 제어기의 대역폭보다 낮다고 가정하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 고역 통과 필터 대역폭 이하의 주파수 대역에서는 병렬 능동 댐퍼가 가상 커패시터와 같은 어드미턴스를 가진다. 이때 약 45 Hz에서 임피던스 peaking이 발생하는데, 이는 기생 저항 성분을 고려하지 않은 L_{sad} 와 C_{sc} 의 공진 때문이다. 반면, 고역 통과 필터 대역폭 이상에서는 가상의 커패시터가 아닌 가상의 저항 성분이 보이게 된다.

이는 가상 커패시터와 가상 저항이 직렬로 연결된 구조의 어드미턴스와 같은 형태이다. 이때 가상 저항의 크기는 고역 통과 필터 차단 주파수에서의 가상 커패시터 크기와 같으므로 추정된 가상 저항은 다음 식으로 나타낼 수 있으며 이는 식 (4.11)의 결과와 일치한다.

$$\frac{1}{r_{Cv}} = |j\omega_L C_v| \rightarrow r_{Cv} = \frac{1}{\omega_L C_v} \quad (\omega_L \ll \omega_c) \quad (4.16)$$

여기서, $\omega_L = 2\pi f_L$, r_{Cv} 는 가상 저항의 크기이다.

4.1.2.4 전류 제어기 대역폭의 영향

그림 4.9와 그림 4.10은 전류 제어기의 대역폭 영향을 살펴보기 위한 능동 댐퍼의 입력 어드미턴스 보드 선도를 나타낸다. 각 조건은 표 4.2와 같다. 그림에서 볼 수 있듯이 전류 제어기 대역폭 이하의 주파수 대역에서는 앞에서 설명한 것처럼 가상 커패시터와 가상 저항이 직렬로 연결된 것과 같은 어드미턴스를 가진다. 그림에서 볼 수 있듯이 중간 주파수 대역에서 가상 저항이 댐핑 역할을 하는 것을 알 수 있다. 반면, 전류 제어기의 차단 주파수 이상에서는 가상 커패시터가 아닌 가상 인덕터 성분이 보이게 된다. 이는 가상 커패시터와 인덕터, 그리고 저항이 직렬로 연결된 구조의 어드미턴스와 같은 형태이다. 이때 가상 인덕터의 크기는 전류 제어기 차단 주파수에서의 가상 저항의 역수와 같으므로 추정된 가상 인덕턴스는 다음 식으로 나타낼 수 있으며 이는 식 (4.11)의 결과와 일치한다.

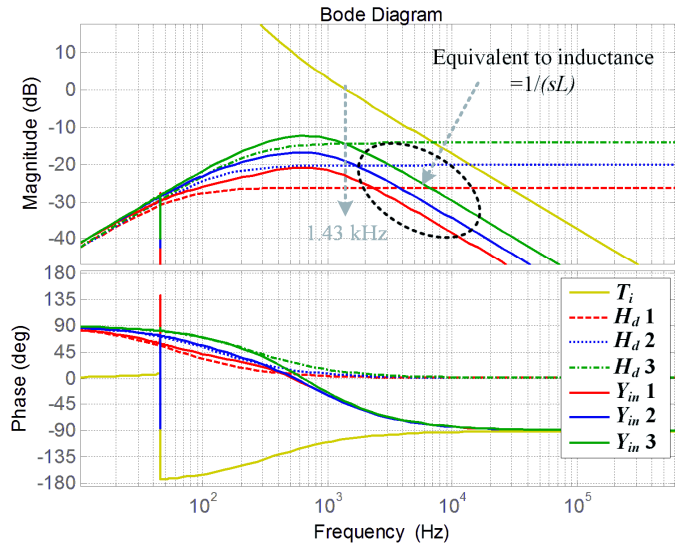


그림 4.9 전류 제어기 대역폭에 따른 병렬 능동 댐퍼의 입력 어드미턴스
보드 선도 (전류 제어기의 대역폭 = 1.43 kHz).

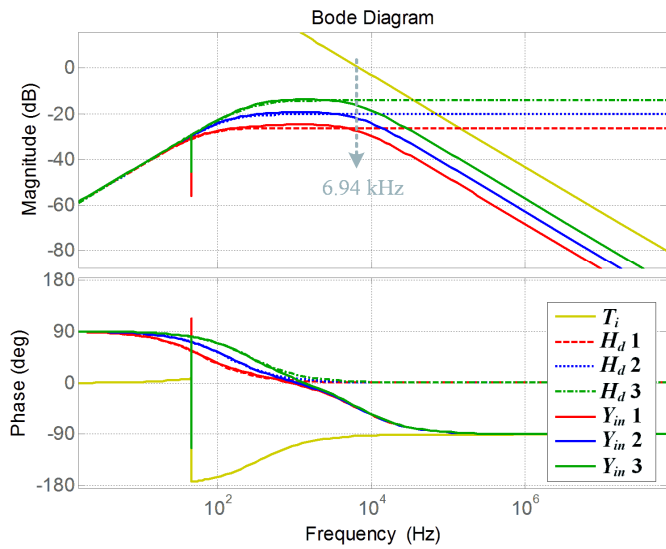


그림 4.10 전류 제어기 대역폭에 따른 병렬 능동 댐퍼의 입력 어드미턴스
보드 선도 (전류 제어기의 대역폭 = 6.94 kHz).

$$\frac{1}{r_{Cv}} = \frac{1}{\omega_c L_v} \rightarrow L_v = \frac{r_{Cv}}{\omega_c} \quad (\omega_L \ll \omega_c) \quad (4.17)$$

여기서, ω_c 는 전류 제어기의 대역폭, L_v 는 가상 인덕턴스이다. 따라서 실제 병렬 능동 댐퍼의 동작은 다음 식으로 표현 가능하다.

$$L_v \frac{di_v}{dt} = -r_{Cv} i_v - v_{Cv} + v_s \quad (4.18)$$

$$C_v \frac{dv_{Cv}}{dt} = i_v, \quad i_{sad} = -i_v + \frac{v^* - v_s}{R_v}$$

즉, $R_v \rightarrow \infty$ 라고 가정할 때 병렬 능동 댐퍼의 추정된 입력 어드미턴스는 다음과 같다.

$$Y_{in,est} = sC_v + \frac{1}{r_{Cv}} + \frac{1}{sL_v} \quad (4.19)$$

4.1.2.5 입력 어드미턴스 추정 결과

그림 4.11과 그림 4.12는 식 (4.15)를 이용하여 구한 입력 어드미턴스와 식 (4.19)의 추정된 입력 어드미턴스를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 추정된 입력 어드미턴스와 실제 컨버터의 입력 어드미턴스가 거의 일치함을 확인할 수 있다. 또한, 그림에서 저주파 영역은 커패시터 성분을 나타내며, 고주파 영역은 인덕터 성분을 나타낸다. 저주파 영역에서 설계한 가상 커패시터의 어드미턴스 값은 실제 입력 어드미턴스보다 작은 것을 알 수 있다. 이는 식 (4.15)의 T_a 성분으로 인해 실제 입력 어드미턴스 값이 작아지기 때문이다. 그리고 앞에서 언급한 것처럼 약

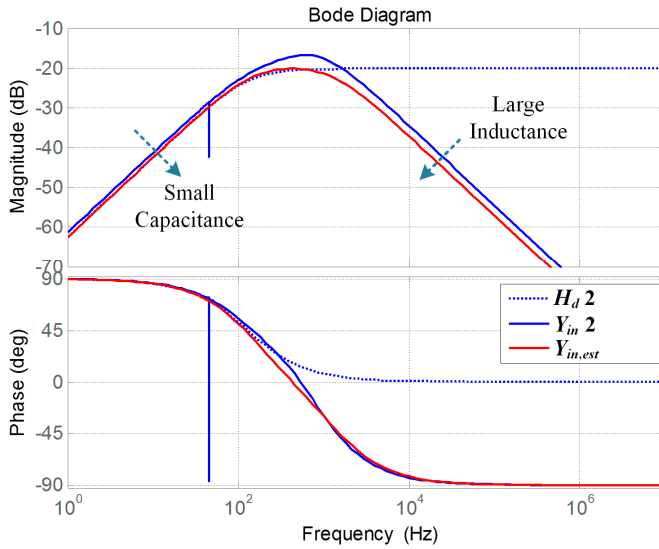


그림 4.11 실제 입력 어드미턴스와 추정된 입력 어드미턴스 비교
(전류 제어기의 대역폭 = 1.43 kHz).

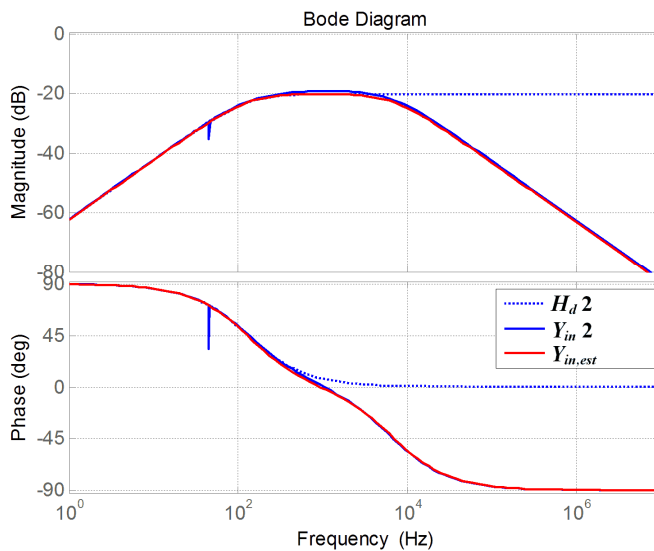


그림 4.12 실제 입력 어드미턴스와 추정된 입력 어드미턴스 비교
(전류 제어기의 대역폭 = 6.94 kHz).

45 Hz에서 L_{sad} 와 C_{sc} 의 공진으로 인한 peaking이 나타난다. 또한, 고주파

영역에서 추정된 인덕터의 어드미턴스 값이 실제 입력 어드미턴스보다 작으므로 인덕턴스 값이 실제보다 크게 추정됨을 알 수 있다. 따라서 추정된 입력 어드미턴스의 값이 실제 입력 어드미턴스 값보다 작으므로 식 (4.16)과 식 (4.17)을 통한 전압 안정도 분석은 시스템이 안정하기 위한 충분조건을 제시할 수 있다.

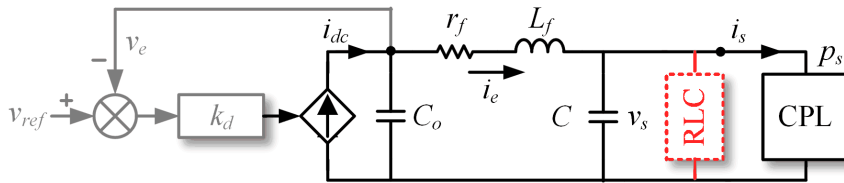


그림 4.13 병렬 수동 댐핑 소자를 포함하는 직류 전력 시스템.

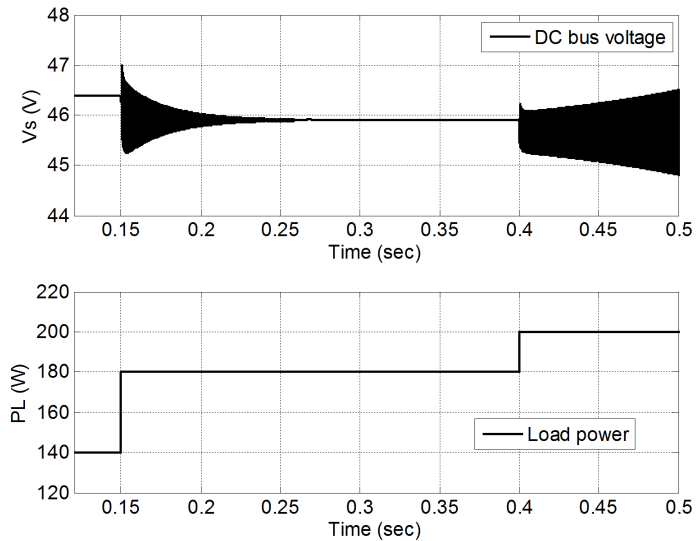


그림 4.14 병렬 수동 필터를 적용했을 때 부하 변동에 따른 직류 버스 전압.

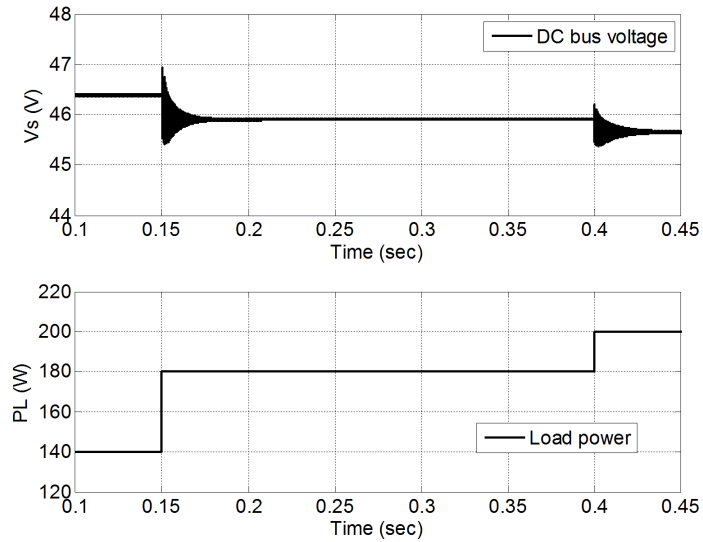


그림 4.15 병렬 능동 댐퍼를 적용했을 때 부하 변동에 따른 직류 버스 전압.

그림 4.14는 그림 4.13과 같이 병렬 수동 필터를 적용했을 때 부하 변동에 따른 직류 버스 전압을 나타낸다. 여기서 수동 필터의 R, L, C 는 표 4.1의 r_C, L_v, C_v 값을 이용하였다. 정전력 부하의 크기가 180W에서 200W로 증가할 때 전압 불안정 현상이 나타나는 것을 볼 수 있다. 그림 4.15는 병렬 능동 댐퍼를 적용했을 때 부하 변동에 따른 직류 버스 전압을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 부하가 200W로 증가하더라도 직류 버스 전압이 안정하게 제어됨을 알 수 있다. 따라서 식 (4.16)과 식 (4.17)을 이용한 안정도 분석 결과가 충분 조건임을 확인할 수 있다.

4.1.3 Hopf bifurcation point 해석

그림 4.3의 병렬 능동 댐퍼를 포함하는 직류 전력 시스템의 상태 방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\left\{ \begin{array}{l} L_f \frac{di_e}{dt} = -r_f i_e - v_s + v_e \\ L_v \frac{di_v}{dt} = -r_{cv} i_v - v_{cv} + v_s \\ C \frac{dv_s}{dt} = i_e - i_v + \frac{v^* - v_s}{R_v} - \frac{p_s}{v_s} \\ C_o \frac{dv_e}{dt} = k_d (v_e^* - v_e) - i_e \\ C_v \frac{dv_{cv}}{dt} = i_v \end{array} \right. \quad (4.20)$$

Hopf bifurcation point를 구하기 위해 식 (4.20)을 평형점에서 선형화하면 시스템의 Jacobian 행렬을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$J = \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{r_{cv}}{L_v} & \frac{1}{L_v} & 0 & -\frac{1}{L_v} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R_{CPL}} - \frac{1}{R_v} \right) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_o} & 0 & 0 & -\frac{k_d}{C_o} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_v} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

여기서 $i_e = I_e + \hat{i}_e$, $i_v = I_v + \hat{i}_v$, $v_s = V_s + \hat{v}_s$, $v_e = V_e + \hat{v}_e$, $v_{cv} = V_{cv} + \hat{v}_{cv}$ 이며, I_e , I_v , V_s , V_e , V_{cv} 는 각 변수의 평형점을 나타낸다. Hopf bifurcation point는 식

(4.21)의 Jacobian 행렬의 고유값을 분석함으로써 구할 수 있다.

4.1.3.1 Hopf bifurcation point 분석 결과

그림 4.16과 그림 4.17은 $C_v = 120 \mu\text{F}$ 이고 H_d 2가 적용되었을 때 병렬 능동 댐퍼를 포함한 시스템의 정전력 부하 크기에 따른 고유값 궤적을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 정전력 부하의 크기가 185 W에서 205 W로 증가할 때 고유값의 실수부가 양의 값으로 바뀌는 것을 확인할 수 있다. 이는 그림 4.14의 시뮬레이션 결과에서 확인할 수 있다.

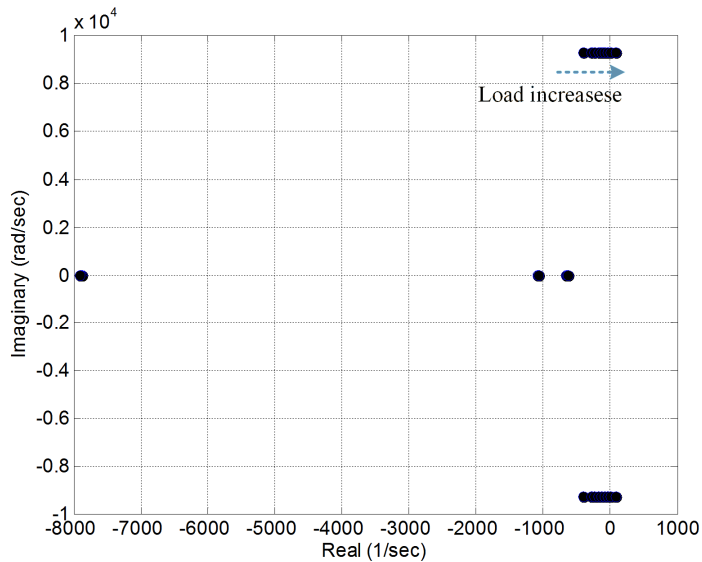


그림 4.16 정전력 부하 크기에 따른 고유값의 궤적.

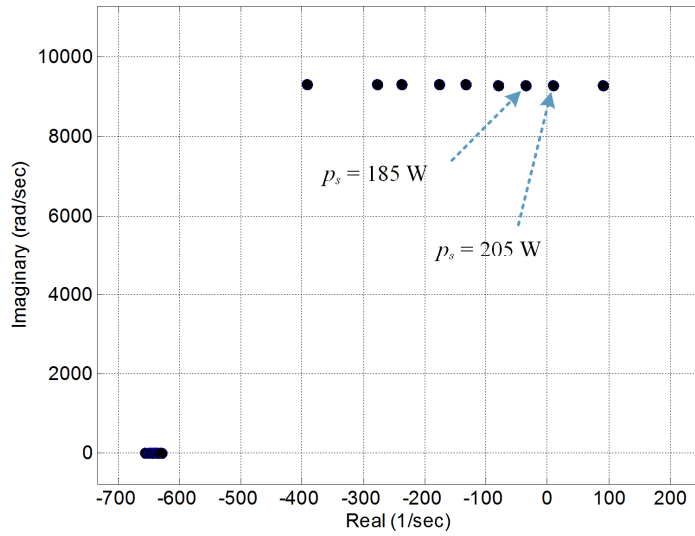


그림 4.17 정전력 부하 크기에 따른 고유값의 궤적 확대 결과.

4.1.3.2 C_v 에 따른 Hopf bifurcation point 변화

그림 4.18은 표 4.3의 조건 1에서 가상 커패시터 용량의 변화에 따른 가상 저항과 가상 인덕턴스의 변화를 나타낸다. 식 (4.16)과 식 (4.17)에서도 볼 수 있듯이 가상 커패시터가 증가할수록 가상 저항과 가상

표 4.3 분석 조건

	C_v	f_L	f_c	p_s
조건 1	-	130 Hz	1.43 kHz	180 W
조건 2	120 μ F	-	1.43 kHz	180 W
조건 3	120 μ F	130 Hz	-	180 W

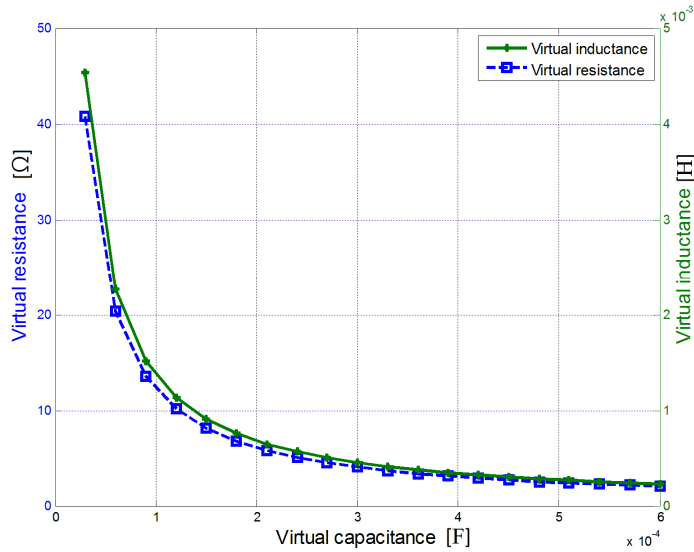


그림 4.18 C_v 값에 따른 가상 저항과 인덕턴스 변화.

인덕턴스의 크기는 감소한다. 그림 4.19와 그림 4.20은 그림 4.18의 결과 값을 이용해서 고유값을 분석한 궤적을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 고역 통과 필터와 전류 제어기의 대역폭이 일정할 때 가상 커패시터의 크기를 크게 할수록 시스템이 안정해진다. 따라서 병렬 능동 댐퍼의 제어기 출력이 리미터(limiter)의 한계 값을 넘지 않는 범위 내에서 가상 커패시터의 크기를 크게 설계할 필요가 있다.

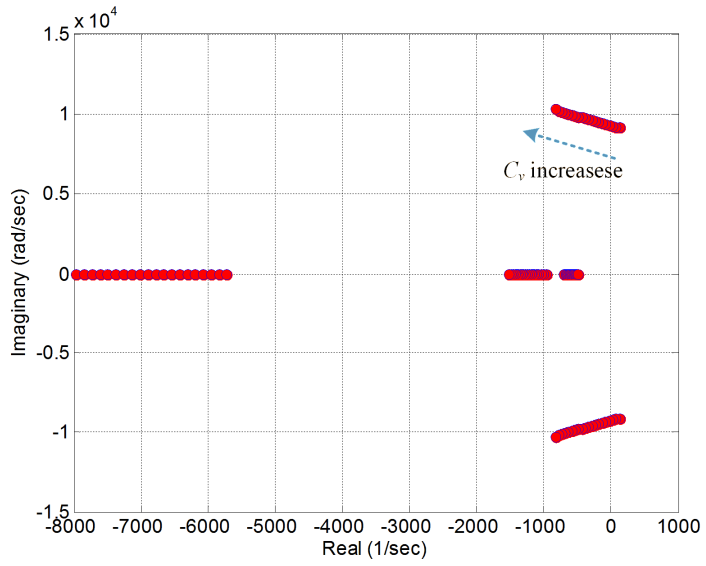


그림 4.19 C_v 변화에 따른 고유값의 자취 (조건 1).

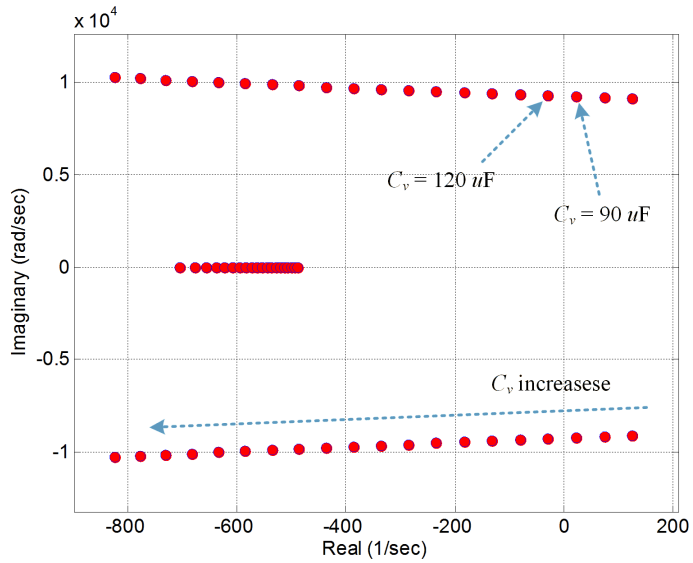


그림 4.20 C_v 변화에 따른 고유값의 자취 확대 결과 (조건 1).

4.1.3.3 ω_L 에 따른 Hopf bifurcation point 변화

그림 4.21은 표 4.3의 조건 2에서 고역 통과 필터의 대역폭에 따른 가상 저항과 가상 인덕턴스의 변화를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 고역 통과 필터의 대역폭이 증가할수록 가상 저항과 가상 인덕턴스의 크기가 감소하는 것을 알 수 있다. 그림 4.22와 그림 4.23은 그림 4.21의 결과 값을 이용했을 때 시스템 고유값의 궤적을 나타낸다. 고역 통과 필터의 대역폭을 크게 할수록 시스템이 안정해진다. 이는 고역 통과 필터 대역폭이 넓으면 병렬 능동 댐퍼가 직류 버스 전압의 변화 값에 민감해지기 때문이다. 하지만 고역 통과 필터 대역폭을 매우 크게 설계할 경우 시스템의 고주파 노이즈에 민감하게 반응하기 때문에 고역 통과 필터 대역폭을 크게 하는데 한계가 있다.

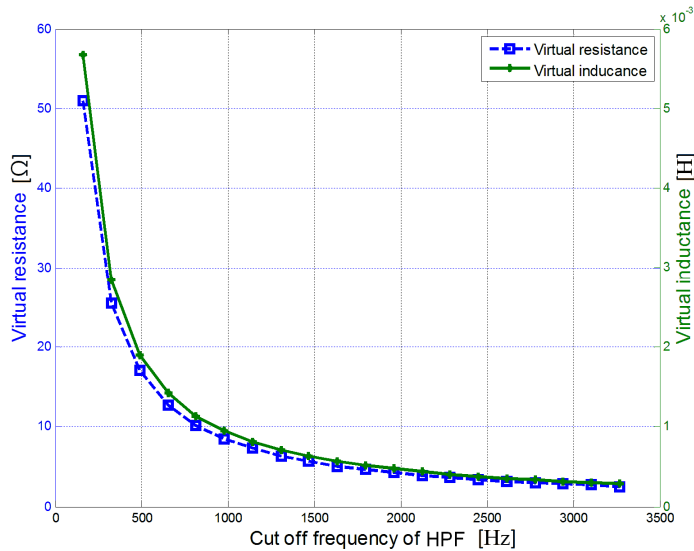


그림 4.21 ω_L 값에 따른 가상 저항과 인덕턴스 변화.

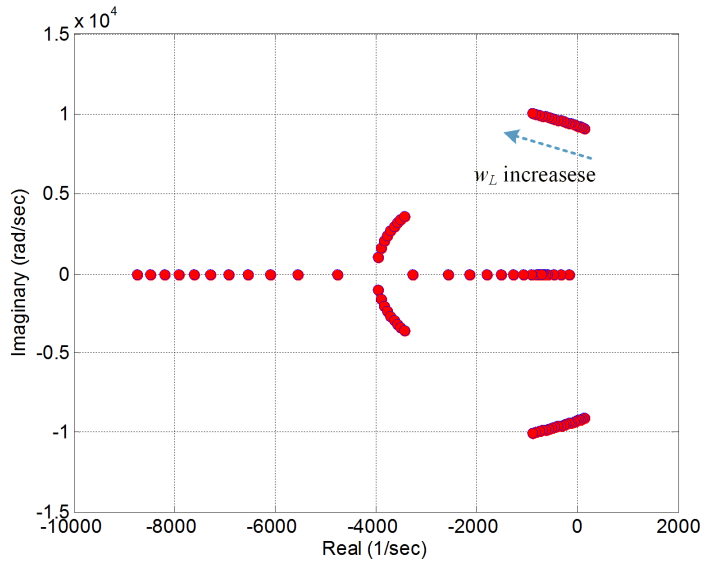


그림 4.22 ω_L 변화에 따른 고유값의 자취 (조건 2).

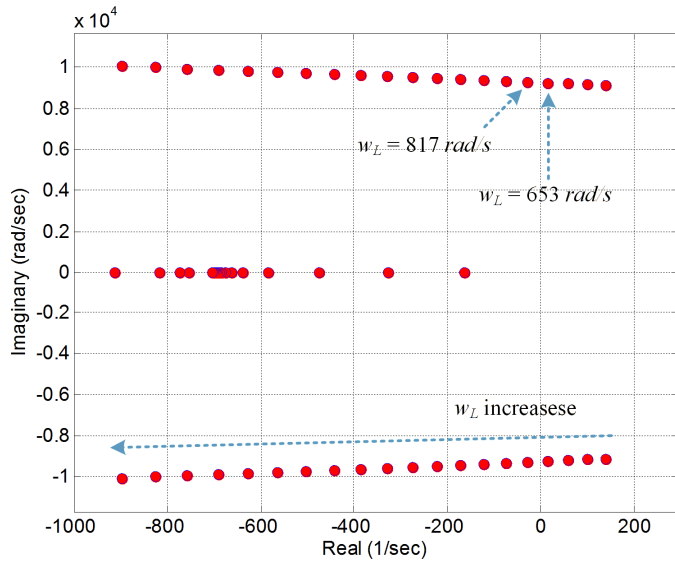


그림 4.23 ω_L 변화에 따른 고유값의 자취 확대 결과 (조건 2).

4.1.3.4 ω_c 에 따른 Hopf bifurcation point 변화

그림 4.24는 표 4.3의 조건 3에서 전류 제어기의 대역폭 변화에 따른 가상 저항과 가상 인덕턴스의 변화를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 전류 제어기의 대역폭이 커질수록 가상 인덕턴스의 크기가 줄어드는 것을 알 수 있다. 이때 가상 저항의 크기는 전류 제어기의 대역폭에 상관없이 일정하다. 그림 4.25는 그림 4.24의 결과를 이용했을 때 시스템 고유값의 궤적을 나타낸다. 전류 제어기의 대역폭을 크게 설계할수록 시스템이 안정해지는 것을 알 수 있다. 하지만 전류 제어기의 대역폭은 병렬 능동 댐퍼의 스위칭 주파수의 약 1/10로 설계하므로 f_c 를 증가시키는 데에 한계가 있다.

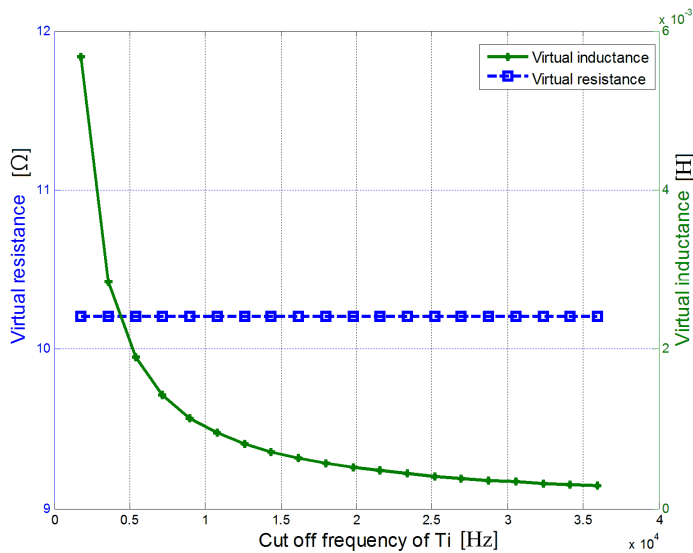


그림 4.24 ω_c 값에 따른 가상 저항과 인덕턴스 변화.

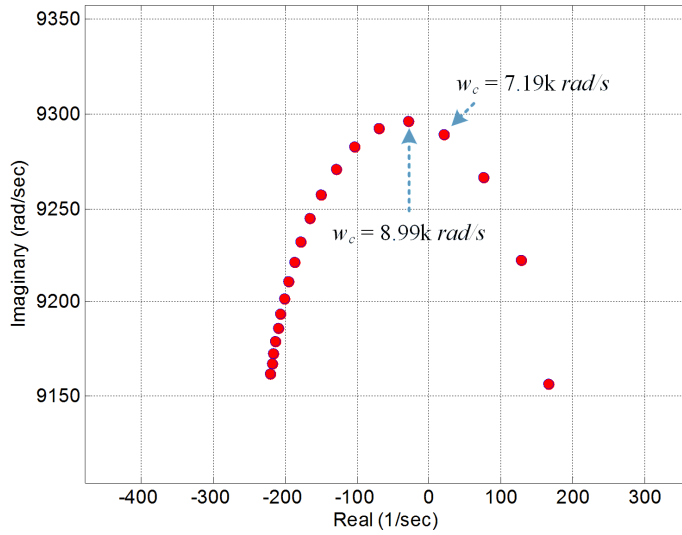


그림 4.25 ω_c 변화에 따른 고유값의 자취 확대 결과 (조건 3).

4.1.4 대신호 안정도 해석 및 안정 영역 추정

본 절에서는 병렬 능동 댐퍼가 연결된 직류 전력 시스템의 대신호 안정도를 분석한다. 해석의 편의성을 위해 다음의 새로운 상태변수를 고려한다.

$$\begin{cases} x_1 = i_e - i_{e0} \\ x_2 = i_v - i_{v0} \\ x_3 = v_s - v_{s0} \\ x_4 = v_e - v_{e0} \\ x_5 = v_{cv} - v_{cv0} \end{cases} \quad (4.22)$$

여기서, ‘0’은 상태변수의 평형점을 의미한다. 식 (4.20)과 식 (4.22)로부터 다음의 시스템 모델을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{r_{Cv}}{L_v} & \frac{1}{L_v} & 0 & -\frac{1}{L_v} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & \frac{1}{C} \left(\frac{p_{s0}}{V_{s0}} f_1(x_3) - \frac{1}{R_v} \right) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_o} & 0 & 0 & -\frac{k_d}{C_o} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_v} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} \\
&= A(x_2) \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.23}$$

식 (4.23)에서 시스템의 비선형 함수 f_1 은 다음과 같이 정의된다.

$$f_1(x_3) = \frac{1}{x_3 + V_{s0}} \tag{4.24}$$

식 (4.24)로부터 위 시스템은 하나의 비선형 성분을 가지는 것을 알 수 있다. TS 퍼지 모델링을 위해 비선형 함수 f_1 의 변수 x_3 를 다음과 같이 비선형 변수 z 로 정의한다

$$z = x_3 \tag{4.25}$$

여기서 x_3 는 직류 버스 전압의 변화량을 나타내므로, $x_3 \in [x_{3min}, x_{3max}]$ 의 조건을 이용하면 비선형 변수 z 의 최대값과 최소값을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\max z_1(t) = x_{3\max}, \quad \min z_1(t) = x_{3\min} \quad (4.26)$$

비선형 변수 z 는 소속 함수 M_1 과 M_2 를 이용해 다음과 같이 표현된다.

$$z_1(t) = x_3(t) = M_1(z_1(t)) \cdot x_{3\max} + M_2(z_1(t)) \cdot x_{3\min} \quad (4.27)$$

여기서, 소속 함수 M_1 과 M_2 는 다음의 조건을 만족한다.

$$M_1(z_1(t)) + M_2(z_1(t)) = 1 \quad (4.28)$$

$$M_1(z_1(t)) = \frac{z_1(t) - x_{3\min}}{x_{3\max} - x_{3\min}}, \quad M_2(z_1(t)) = \frac{-z_1(t) + x_{3\max}}{x_{3\max} - x_{3\min}} \quad (4.29)$$

따라서 시스템 (4.23)의 비선형 모델은 식 (3.8)에 의해 다음과 같이 바꾸어 표현할 수 있다.

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^2 h_i(z(t)) A_i x(t) \quad (4.30)$$

여기서, $h_1(z(t))=M_1(z_1(t))$, $h_2(z(t))=M_2(z_1(t))$ 이다.

위 시스템은 하나의 비선형 성분을 가지므로 식(4.23)은 2개의 퍼지 모델과 2개의 퍼지 규칙을 가지는 다음의 TS 퍼지 모델로 표현된다.

Rule R^1 : IF z_1 is $x_{3\max}$, THEN

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{r_{Cv}}{L_v} & \frac{1}{L_v} & 0 & -\frac{1}{L_v} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & \frac{1}{C} \left(\frac{p_{s0}}{V_{s0}} f_{1\min} - \frac{1}{R_v} \right) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_o} & 0 & 0 & -\frac{k_d}{C_o} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_v} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot x = A_1 \cdot x \quad (4.31)$$

Rule R^2 : IF z_1 is $x_{3\min}$, THEN

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{r_{Cv}}{L_v} & \frac{1}{L_v} & 0 & -\frac{1}{L_v} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & \frac{1}{C} \left(\frac{p_{s0}}{V_{s0}} f_{1\max} - \frac{1}{R_v} \right) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_o} & 0 & 0 & -\frac{k_d}{C_o} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_v} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot x = A_2 \cdot x \quad (4.32)$$

여기서, $f_{1\min}$ 과 $f_{2\max}$ 는 다음의 조건을 만족한다.

$$f_{1\min} = \frac{1}{x_{3\max} + V_{s0}}, \quad f_{1\max} = \frac{1}{x_{3\min} + V_{s0}} \quad (4.33)$$

따라서 식 (4.23)의 점근적 안정성은 다음의 선형 행렬 부등식을 만족하는 M 의 존재 유무로 판단 가능하다.

$$\begin{cases} M = M^T > 0 \\ A_1^T \cdot M + M \cdot A_1 < 0 \\ A_2^T \cdot M + M \cdot A_2 < 0 \end{cases} \quad (4.34)$$

표 4.1과 그림 3.11로부터 LMI feasibility를 만족하는 M 을 구하면 다음과 같다.

$$M = 1.0 \times 10^{-11} \begin{pmatrix} 0.1828 & -0.0586 & 0.0061 & 0.0172 & 0.0249 \\ -0.0586 & 0.6495 & -0.1164 & 0.0789 & 0.1628 \\ 0.0061 & -0.1164 & 0.1911 & -0.1594 & -0.0082 \\ 0.0172 & 0.0789 & -0.1594 & 0.5987 & -0.0091 \\ 0.0249 & 0.1628 & -0.0082 & -0.0091 & 0.1878 \end{pmatrix} \quad (4.35)$$

여기서 비선형 변수의 경계 값은 $x_{3\min} = x_{4\min} = x_{5\min} = -29.0$ 이다. 따라서 점근적 안정 영역은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$RAS = \{x : V(x) \leq \min_{x_1, x_2} V(x_1, x_2, x_{3\min}, x_{4\min}, x_{5\min})\} \quad (4.36)$$

따라서 3.2.2장의 과정과 식 (4.36)으로부터 점근적 안정 영역을 구하기 위한 Lyapunov 함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V(x) = x^T M x = 4.8337 \times 10^{-9} \quad (4.37)$$

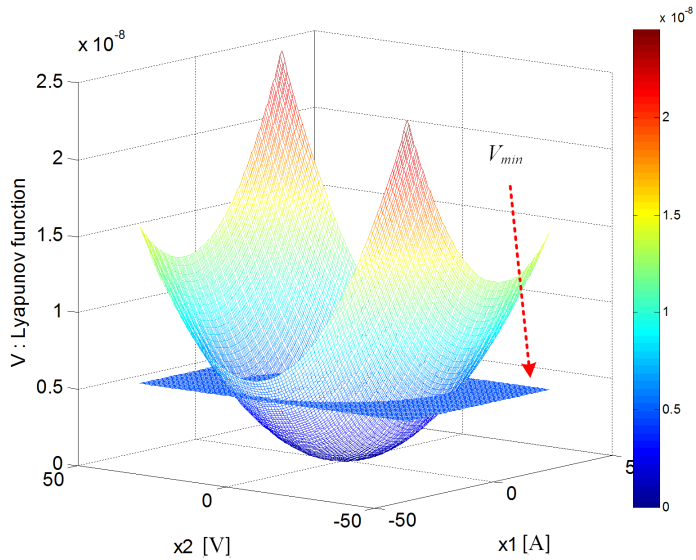


그림 4.26 상태 변수 x_1 - x_2 에 대한 Lyapunov 함수.

4.1.4.1 결과

그림 4.26은 x_1 과 x_2 에 대한 점근적 안정 영역을 얻기 위해 식 (4.37)의 Lyapunov 함수를 상태 변수 x_1 과 x_2 에 대해 나타낸 그림이다. 그림에서 Lyapunov 함수는 주어진 영역에서 양의 정부호임을 알 수 있다. 또한 평형점을 포함하는 넓은 영역에서 convex 특성을 가짐을 확인할 수 있다. 따라서 Lyapunov 이론에 의해 병렬 능동 댐퍼를 포함하는 직류 전력 시스템은 Lyapunov 함수가 임계 에너지보다 작은 영역에서 점근적으로 안정하며, 평형점으로 수렴하는 궤적을 포함하는 점근적 안정 영역을 구할 수 있음을 알 수 있다.

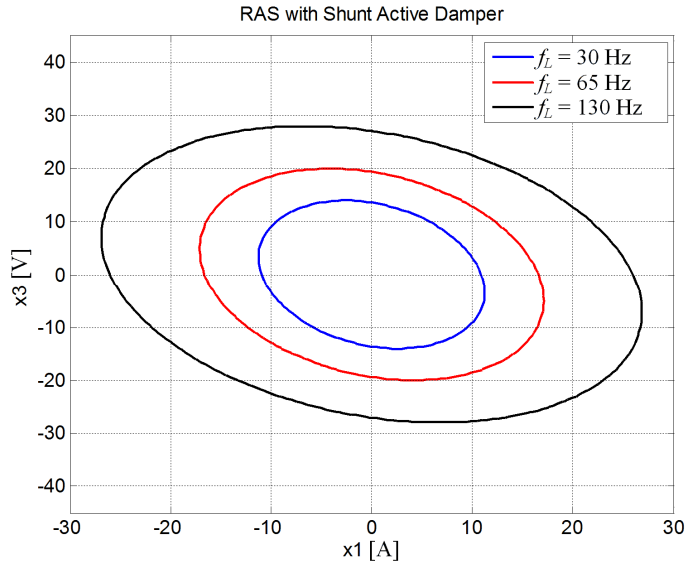


그림 4.27 고역 통과 필터 대역폭에 따른 점근적 안정 영역

$(p_s = 80 \text{ W}, C_v = 120 \mu\text{F}, f_c = 1.43 \text{ kHz}).$

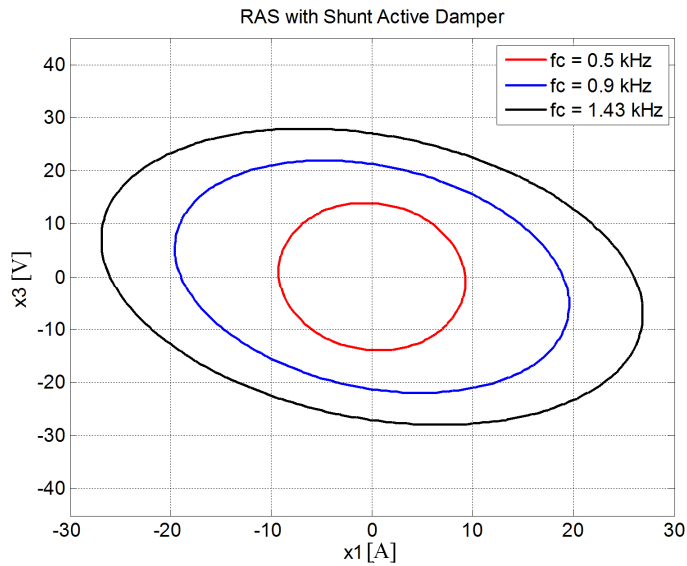


그림 4.28 전류 제어기 대역폭에 따른 점근적 안정 영역

$(p_s = 80 \text{ W}, C_v = 120 \mu\text{F}, f_L = 130 \text{ Hz}).$

그림 4.27은 가상 커패시터의 용량이 $120\mu\text{F}$, 전류 제어기 대역폭이 1.43 kHz 일 때, 고역 통과 필터 대역폭이 RAS에 미치는 영향을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 $x_1 = 0$ 일 때 상태 변수 x_3 는 약 30V 의 변동폭 내에서 안정적으로 동작할 수 있다. 이를 그림 3.18과 비교하면 병렬 능동 댐퍼가 없을 때에 비해 상태 변수의 변동폭이 넓어짐을 확인할 수 있다. 또한, 고역 통과 필터의 대역폭이 커질수록 추정된 RAS가 넓어지는 것을 확인할 수 있다. 그림 4.28은 전류 제어기의 대역폭이 점근적 안정 영역에 미치는 영향을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 전류 제어기 대역폭이 커질수록 추정된 점근적 안정 영역이 넓어지는 것을 알 수 있다.

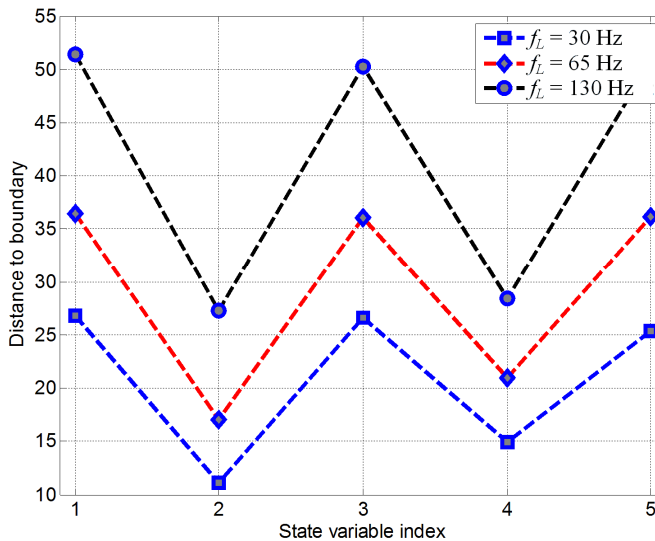


그림 4.29 고역 통과 필터 대역폭에 따른 점근적 안정 영역의 크기

$$(C_v = 120\mu\text{F}, f_c = 1.43\text{ kHz}).$$

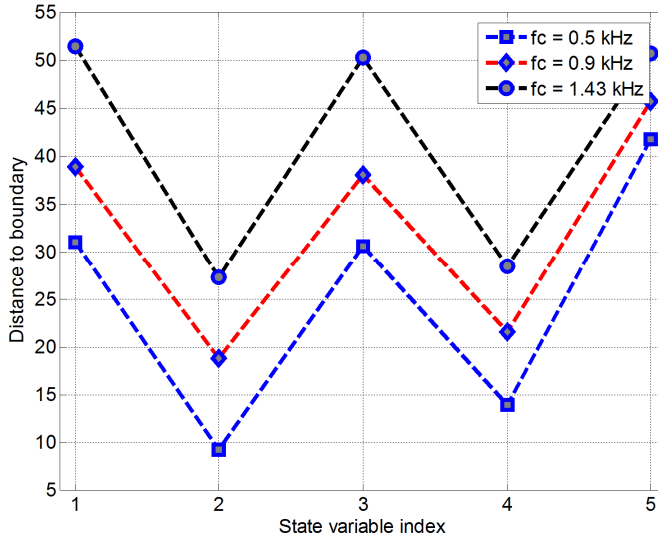


그림 4.30 전류 제어기 대역폭에 따른 점근적 안정 영역의 크기

$$(p_s = 80 \text{ W}, C_v = 120 \mu\text{F}, f_L = 130 \text{ Hz}).$$

그림 4.29는 고역 통과 필터 대역폭 변화에 따른 각 상태 변수의 추정된 안정 영역의 크기를 나타낸다. x 축의 state variable index는 식 (4.22)의 상태 변수를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 고역 통과 필터의 대역폭이 130 Hz일 때 추정된 안정 영역에서 x_3 의 허용 가능한 perturbation 크기는 약 50 V이다. 이 결과는 그림 4.27에서 고역 통과 필터의 대역폭이 130 Hz일 때 x_3 의 허용 가능한 변동폭보다 크다. 이는 그림 4.29의 결과가 오직 하나의 상태 변수에 대해 변동폭의 크기를 유도하였기 때문에 나온 결과이다. 그림 4.30은 전류 제어기 대역폭 변화에 따른 각 상태 변수의 안정 영역의 크기를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 전류 제어기 대역폭이 커질수록 전 상태 변수에 대해 허용 가능한 변동폭이 커지게

표 4.4 병렬 능동 댐퍼의 모의 실험 동작 조건

State	초기 부하 조건	부하 변동 크기	Active damper
Case 0	40 W	+ 40 W	No
Case 1	40 W	+ 70 W	No
Case 2	40 W	+ 70 W	YES

된다.

4.1.5 모의 실험 결과

4.1.5.1 부하 변동 모의 실험

본 논문에서 제안된 병렬 능동 댐퍼가 직류 전력 시스템의 전압 안정도에 미치는 영향을 표 4.4에 주어진 조건에서의 모의 실험을 통해 확인한다.

Case 0은 병렬 능동 댐퍼가 없을 때 부하 변동이 일어나는 조건이다. 이때 정전력 부하의 크기는 0.15초에서 40 W에서 80 W로 증가한다. 그림 4.31에서 볼 수 있듯이 부하 변동에 의한 공진이 약 0.1초간 발생하지만 시스템의 댐핑 영향으로 인해 정상상태로 안정화된다. Case 1은 병렬 능동 댐퍼가 없을 때 정전력 부하가 40 W에서 110 W로 증가하는 경우이다. 그림 3.5에서 분석한 것처럼 직류 버스 전압 붕괴가 일어나는 부하 크기의 한계 값은 약 93 W이다. 따라서 정전력 부하의 크기가 110 W로 증가하면

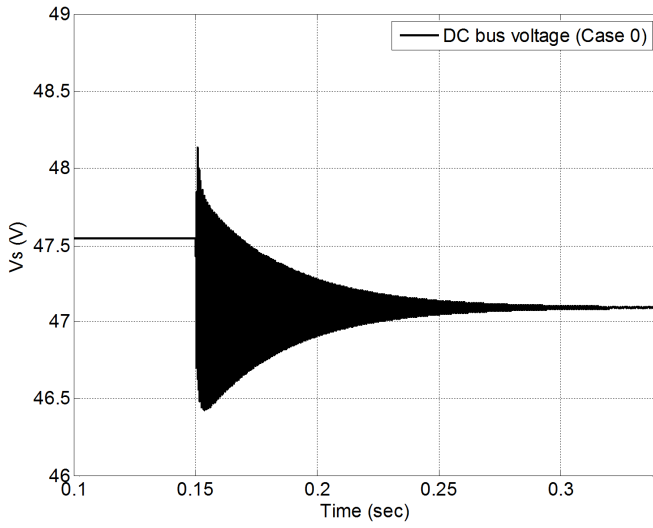


그림 4.31 Case 0 조건에서의 직류 버스 전압.

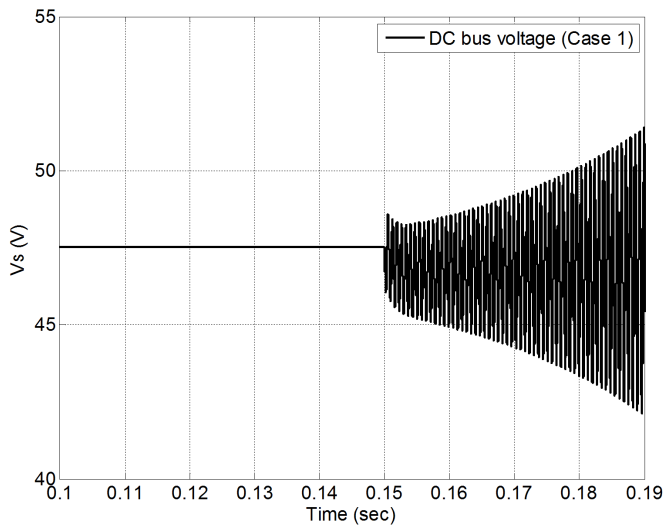


그림 4.32 Case 1 조건에서의 직류 버스 전압.

그림 4.32와 같이 시스템의 댐핑이 부족해 전압 불안정 현상이 발생한다.

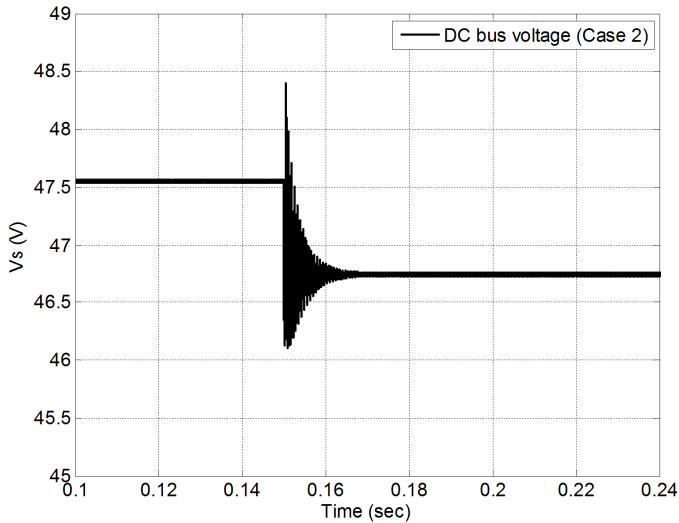


그림 4.33 Case2 조건에서의 직류 버스 전압.

제안된 병렬 능동 댐퍼의 효과를 살펴보기 위해 Case 1과 같은 부하 조건에서 모의 실험을 진행하였다. 그림 4.33은 Case 2 조건에서의 모의 실험 결과를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 부하 변동이 발생하더라도 직류 버스 전압이 안정적으로 제어되는 것을 알 수 있다.

4.1.5.2 초기 구동 시 병렬 능동 댐퍼 모의 실험

3.2.6장에서 초기 구동 시 전압이 버스 전압 안정도에 미치는 영향을 살펴보았다. 본 장에서는 병렬 능동 댐퍼가 초기 구동 시 전압 안정도에 미치는 영향을 모의 실험을 통해 확인한다. 그림 3.23에서 볼 수 있듯이 부하가 80W이고 초기 전압이 24V인 경우 초기 상태 변수가 추정된 RAS 외부에 존재하기 때문에 전압 불안정 현상이 나타난다. 그림 4.34와 그림

4.35는 부하가 80 W, 초기 버스 전압이 20 V일 때 병렬 능동 댐퍼가 적용된 경우의 버스 전압 궤적과 추정된 RAS를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 병렬 능동 댐퍼에 의해 RAS가 확대되기 때문에 초기 전압 20 V가 RAS 내부에 존재하게 되며 전압이 안정적으로 제어된다.

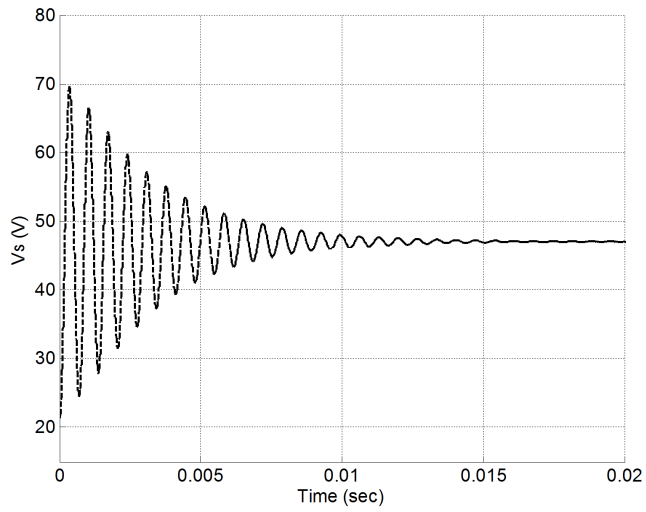


그림 4.34 병렬 능동 댐퍼가 적용되었을 때 초기 구동 시 버스 전압.

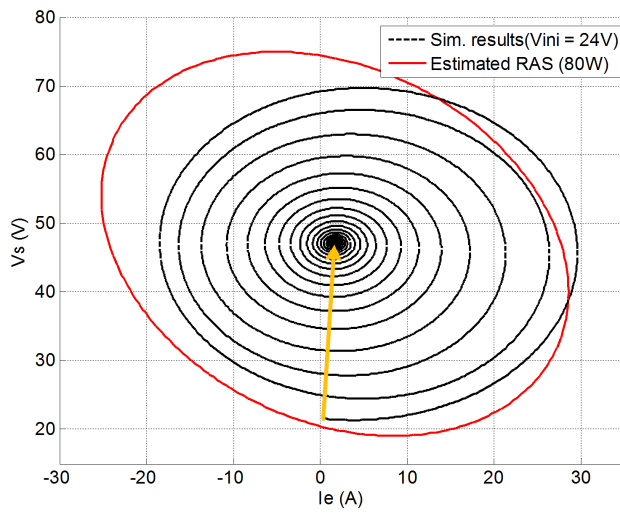


그림 4.35 병렬 능동 댐퍼가 적용되었을 때 전압-전류 궤적과 추정된 RAS.

4.2 가상 임피던스를 포함하는 드롭 제어를 통한 전압 안정화

전원단 전력변환회로는 독립적인 분산 전력 제어를 위해 일반적으로 드롭 제어를 이용한다. 본 연구에서는 전원단 전력변환회로의 출력단인 직류 버스에 직렬로 연결되는 가상의 저항이 있는 것처럼 동작하기 위한 오프셋 전압을 기존 드롭 제어에 적용함으로써 분산 제어를 수행함과 동시에 직류 버스 전압 안정도를 향상시키는 제어 방법을 제안한다. 제안된 방법은 시스템의 공진 주파수에서 댐핑 역할을 함으로써 버스 전압이 안정적으로 제어되도록 한다.

4.2.1 구동 원리

그림 4.36은 제안된 방법이 적용된 시스템의 회로와 제어 구조를 나타낸다. 전원단 컨버터는 전원에 따라 DC-DC 컨버터 또는 AC-DC 컨버터 구조가 가능하다. 전원단 컨버터는 전류 제어기에 의해 펄스 폭 변조 방식으로 제어된다. 또한 가상 드롭 제어(virtual droop control) 블록에 의해 생성된 전류 지령치가 전류 제어기에 전달된다. 그림에서 볼 수 있듯이 전류 지령치가 전원단 컨버터 제어기의 입력으로 들어가기 때문에

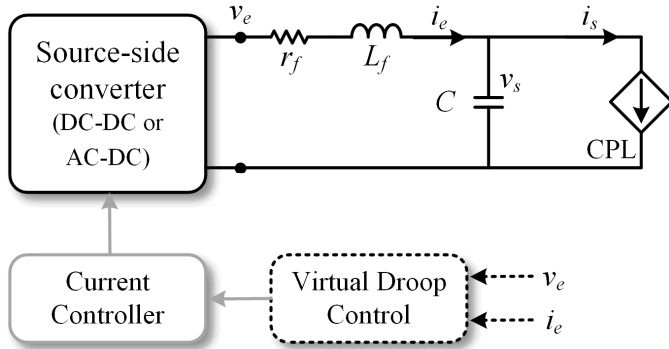


그림 4.36 기본 회로와 제어 구조.

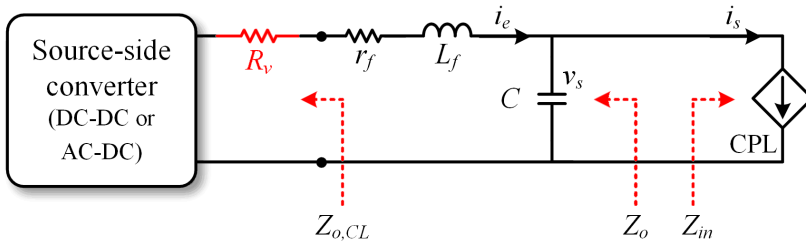


그림 4.37 제안된 방법을 적용했을 때의 등가 회로 구조.

부하의 성능에는 영향을 주지 않는다.

그림 4.37은 제안된 방법을 적용했을 때의 등가 회로 구조를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 가상의 저항 R_v 가 전원단 컨버터의 출력과 직류 버스 사이에 직렬로 연결된 것처럼 동작한다. 일반적인 드롭 제어 역시 출력에 가상의 드롭 저항이 연결된 것처럼 모델링되는데, 제안된 방법에서의 가상 저항은 중간 주파수 영역에서 영향을 미치므로 저주파 대역에서 영향을 미치는 일반적인 드롭 저항과는 역할에 차이가 있다.

그림 4.38은 가상 임피던스를 포함하는 드롭 제어의 블록 다이어그램을 나타낸다. 이때 독립적인 전력 분배를 위해 일반적인 드롭 제어

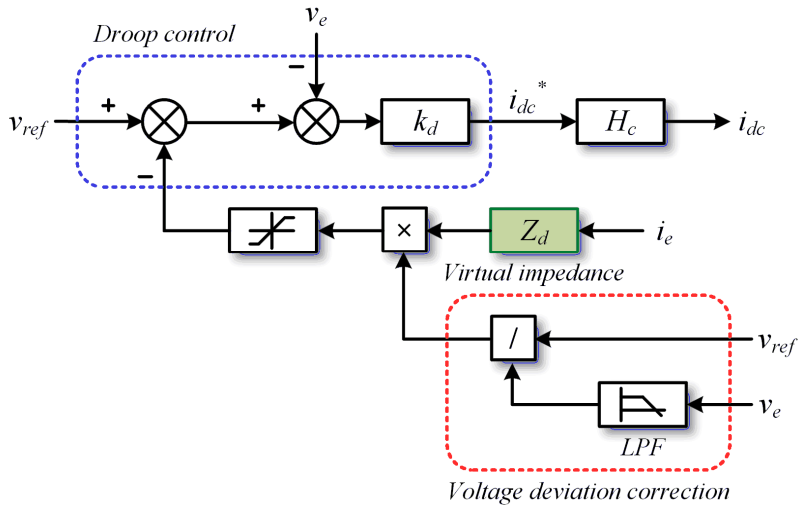


그림 4.38 제어 블록 다이어그램.

적용된다. 그림에서 볼 수 있듯이 전압 안정화를 위한 제어 변수가 드롭 제어기의 전압 지령치에 오프셋 전압으로 더해진다. 이때 오프셋 전압은 다음 식으로 표현된다.

$$v_{offset} = K_A \cdot K_B \quad (4.38)$$

여기서 K_A 는 전원단 컨버터의 출력 전류(i_e)와 가상 임피던스의 전달함수(Z_d)를 곱한 값으로 다음과 같이 표현된다.

$$K_A = Z_d \cdot i_e \quad (4.39)$$

가상 임피던스는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_d = sK_{vd} \quad (4.40)$$

여기서 K_{vd} 는 가상 임피던스 상수이며 다음과 같이 정의된다.

$$K_{vd} = R_d C_{out} R_v \quad (4.41)$$

여기서 R_v 는 가상 저항의 크기를 나타낸다. 식 (4.38)의 K_B 는 드롭 제어에 의해 발생하는 직류 버스의 전압 강하를 보상하기 위한 성분으로 다음과 같이 표현된다.

$$K_B = \frac{v_{ref}}{\frac{\omega_L}{s + \omega_L} v_e} \quad (4.42)$$

여기서 ω_L 은 저역 통과 필터의 차단 주파수이다.

4.2.2 소신호 분석

그림 4.39는 전원단 컨버터로 사용된 벅 컨버터의 회로도를 나타낸다. L_{buck} 은 벅 컨버터의 인덕터, C_{out} 은 벅 컨버터의 출력 커패시터를 나타낸다. State-space averaging 방법을 사용해 벅 컨버터의 전달함수를 아래 식과 같이 나타낼 수 있으며 이는 그림 4.40과 같은 소신호 블록

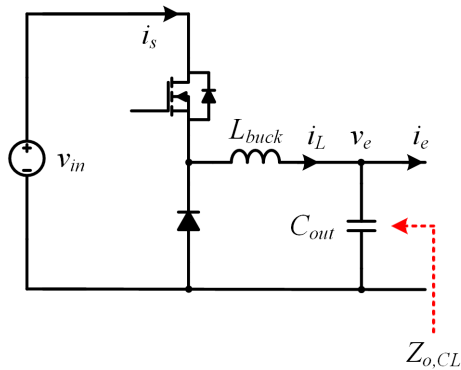


그림 4.39 전원단 컨버터의 회로 구조

다이아그램으로 표현할 수 있다. 여기서 L_{buck} 과 C_{out} 의 기생 저항 성분은 무시하였다.

$$G_{vi} = \frac{\tilde{v}_e}{\tilde{i}_e} = -\frac{sL_{buck}}{1 + \frac{1}{Qw_o}s + \left(\frac{s}{w_o}\right)^2}$$

$$G_{ii} = \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{i}_e} = \frac{1 + sC_{out}r_{Cout}}{1 + \frac{1}{Qw_o}s + \left(\frac{s}{w_o}\right)^2}$$

(4.43)

$$G_{vd} = \frac{\tilde{v}_e}{\tilde{d}} = V_{in} \frac{1 + sC_{out}r_{Cout}}{1 + \frac{1}{Qw_o}s + \left(\frac{s}{w_o}\right)^2}$$

$$G_{id} = \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = V_{in} \frac{sC_{out}}{1 + \frac{1}{Qw_o}s + \left(\frac{s}{w_o}\right)^2}$$

여기서 G_{vi} 는 output current to output voltage transfer function, G_{ii} 는 output current to inductor current transfer function, G_{vd} 는 duty to output voltage transfer function, G_{id} 는 duty to inductor current transfer function이다.

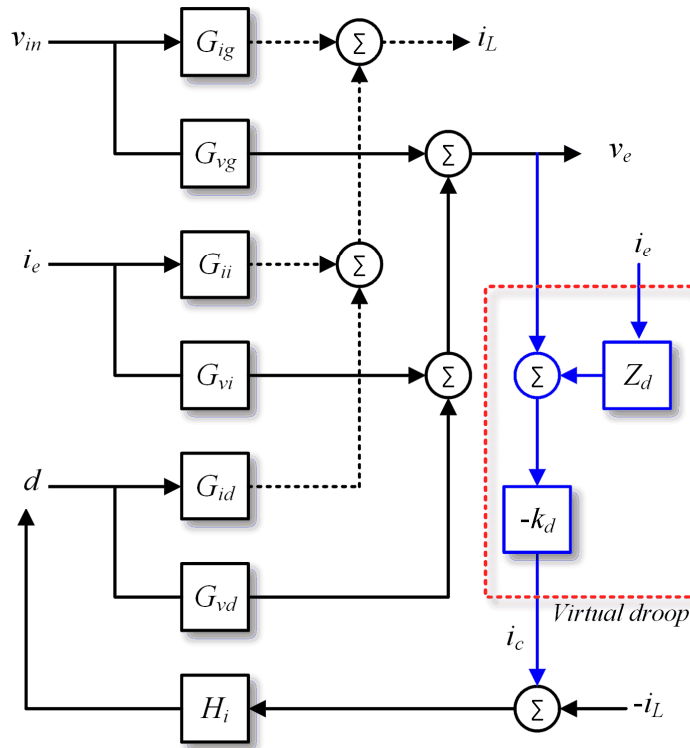


그림 4.40 벅 컨버터의 소신호 블록 다이어그램.

4.2.2.1 전원단 컨버터의 출력 임피던스

본 절에서는 안정도 해석의 기반이 되는 폐루프 시스템의 전달함수와 출력 임피던스를 유도한다. 먼저 전류 루프만 닫힌 경우 그림 4.40과 식 (4.43)의 전달함수를 이용하여 다음과 같은 닫힌 시스템의 전달함수를 구할 수 있다.

$$G_{vi,CL} = \frac{\tilde{v}_e}{\tilde{i}_e} = G_{vi} - \frac{T_i}{1+T_i} \frac{G_{vd}G_{ii}}{G_{id}} \quad (4.44)$$

$$G_{vc} = \frac{\tilde{v}_e}{\tilde{i}_c} = \frac{T_i}{1+T_i} \frac{G_{vd}}{G_{id}}$$

$$T_i = G_{id} H_i$$

최종적으로 전압 루프까지 닫힌 전원단 컨버터의 출력 임피던스는 그림 4.40과 식 (4.44)로부터 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$Z_{o,CL} = \frac{G_{vi,CL}}{1+T_v} - Z_d \frac{T_v}{1+T_v} \quad (4.45)$$

$$T_v = G_{vc} k_d$$

표 4.5 시스템 파라미터

Symbol	Quantity	Value
v_s	직류 버스 전압	48 V
r_f	직류 버스 저항	0.035 Ω
L_f	직류 버스 인덕터	0.11 mH
C	직류 버스 커패시터	0.115 mF
k_d	드롭 상수	2
R_v	가상 저항	0.025 Ω
ω_L	LPF 대역폭	1.26k rad/s
L_{buck}	벅 컨버터 출력 인덕터	0.7 mH
C_{out}	벅 컨버터 출력 커패시터	2.46 mF

본 연구에서는 표 4.5를 기준으로 전류 제어기가 약 2.01 kHz의 차단 주파수와 74.2°의 위상 여유를 가지도록 설계하였다. 그림 4.41은 이에 해당하는 전류 루프 이득 T_i 의 보드 선도를 나타낸다.

그림 4.42는 전원단 컨버터의 출력 임피던스 보드 선도를 나타낸다. 그림 4.42의 A는 오프셋 전압(v_{offset})이 포함되지 않은 일반적인 드롭 제어를 적용한 벡 컨버터의 출력 임피던스를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 DC와 저주파 영역에서 드롭 저항의 크기가 출력 임피던스를 결정한다. 여기서 약 120 Hz에서 나타나는 peaking은 기생 저항 성분이 고려되지 않은 L_{buck} 과 C_{out} 의 공진에 의해 발생한다. B는 제안된 오프셋 전압이 추가된 드롭 제어를 적용한 벡 컨버터의 출력 임피던스를 나타낸다. 이때 중간 주파수 대역에서 출력 임피던스의 크기가 증가한다.

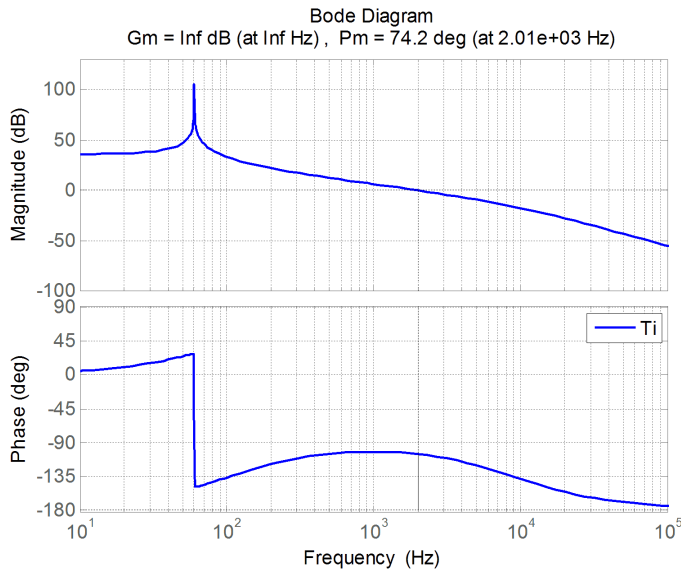


그림 4.41 내부 전류 루프의 보드 선도.

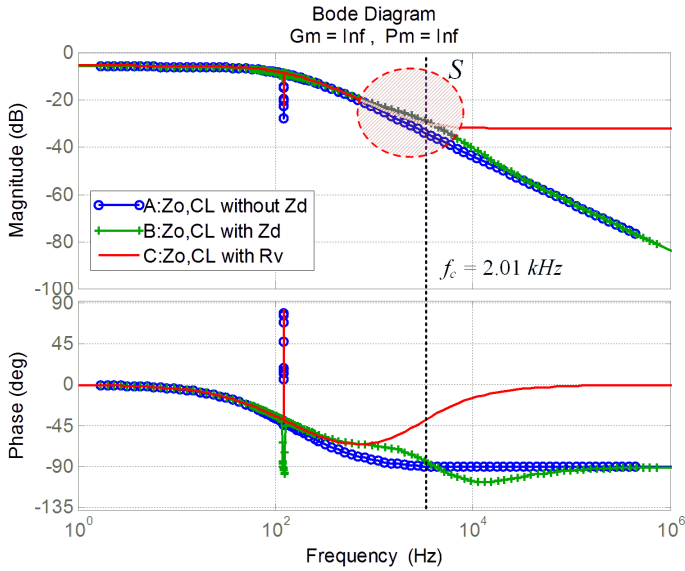


그림 4.42 전원단 컨버터의 출력 임피던스.

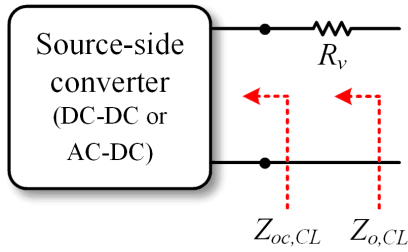


그림 4.43 출력에 실제 저항이 직렬로 연결된 전원단 컨버터의 출력 임피던스.

C는 그림 4.43과 같이 일반적인 드롭 제어를 적용한 벽 컨버터의 출력에 실제 저항이 직렬로 연결된 경우의 전체 출력 임피던스를 나타낸다. 이때의 실제 저항 값은 가상 저항의 설계 값과 동일하다고 가정한다. 따라서 실제 저항의 크기가 벽 컨버터의 출력 임피던스보다 커지는 중간주파수 대역 이상에서는 실제 저항이 dominant함을 알 수 있다.

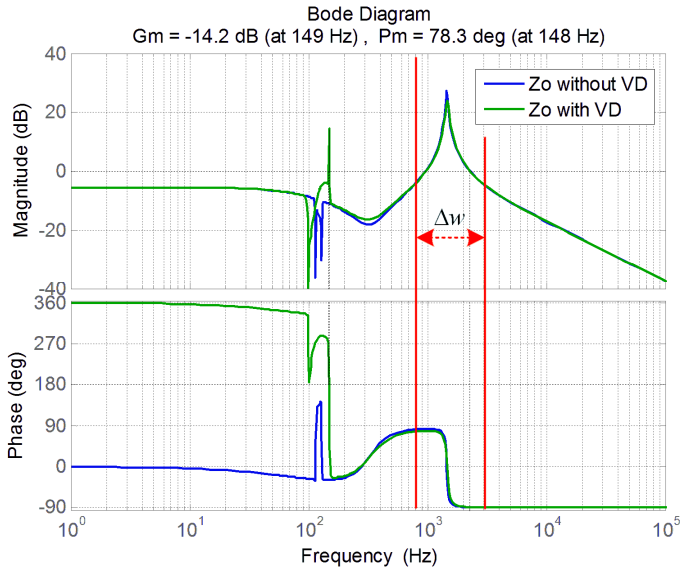


그림 4.44 LC 필터를 포함하는 전체 출력 임피던스 보드 선도.

그림에서 볼 수 있듯이 중간 주파수 대역인 영역 S에서는 제안된 방법이 실제 저항과 동일한 효과를 보여주는 것을 알 수 있다. 하지만 벽 컨버터의 전류 제어기 차단 주파수 이상에서는 제안된 방법이 가상 저항처럼 동작하지 않는다. 따라서 전류 제어기의 차단 주파수 이하에서만 제안된 방법을 가상의 저항으로 등가 할 수 있다. 또한 제안된 방법을 통해 직류 버스 전압의 안정도를 높이기 위해서는 시스템의 공진 주파수보다 전원단 컨버터 전류 제어기의 차단 주파수를 높게 설계할 필요가 있다.

그림 4.44는 LC 필터를 포함하는 전체 시스템의 출력 임피던스 Z_o 를 나타낸다. LC 필터에 의한 시스템의 공진 주파수를 포함하는 영역 $\Delta\omega$ 에서 출력 임피던스 보드 선도를 확대한 결과를 그림 4.45에 나타내었다.

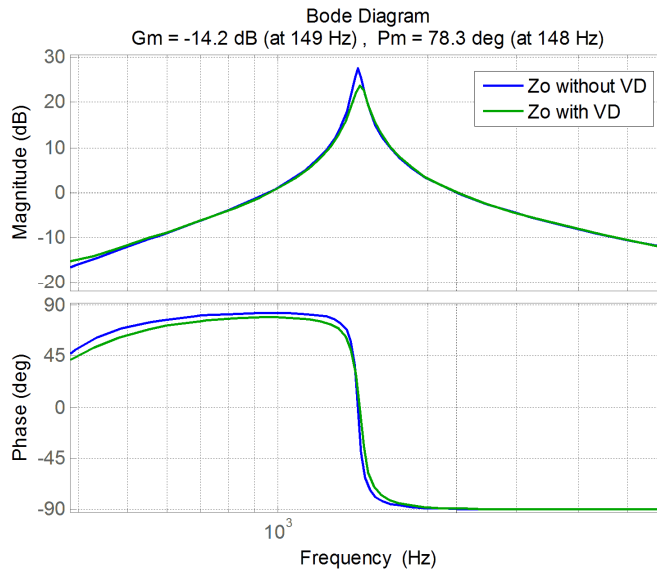


그림 4.45 LC 필터를 포함하는 전체 출력 임피던스 보드 선도(확대).

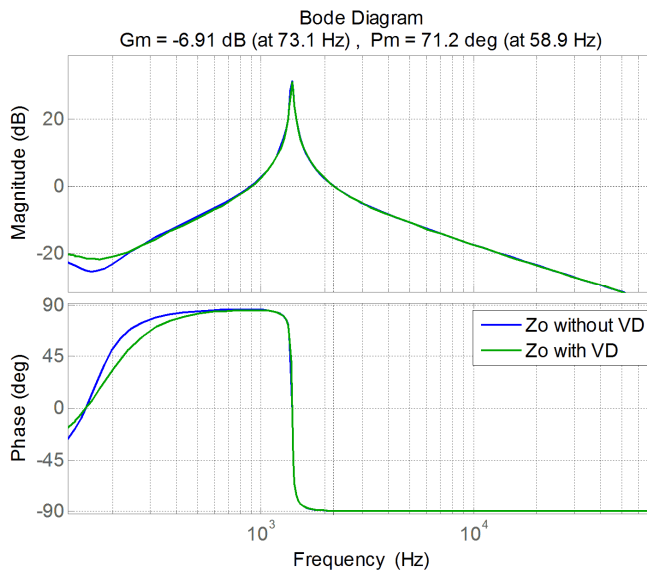


그림 4.46 전류 제어기 대역폭이 432 Hz일 때의 출력 임피던스 보드 선도.

그림에서 볼 수 있듯이 공진 주파수에서 저항 댐핑에 의해 출력

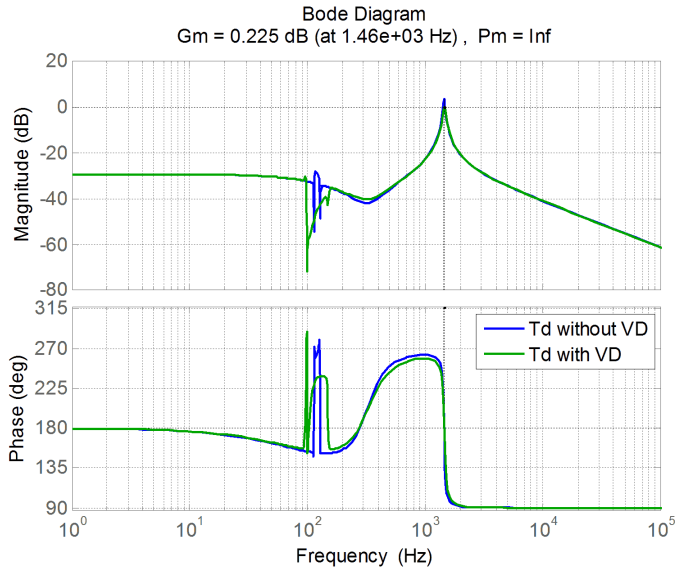


그림 4.47 내부 루프 이득 Z_o/Z_m 의 보드 선도.

임피던스가 약 -4.5dB 감소한다. 그림 4.46은 전류 제어기의 대역폭을 432 Hz 로 설계했을 때의 시스템 출력 임피던스를 나타낸다. 전류 제어기의 대역폭이 시스템의 공진 주파수인 1.4 kHz 보다 낮으므로 제안된 드롭 제어가 가상의 저항처럼 동작하지 못한다. 그림에서 볼 수 있듯이 제안된 드롭 제어를 적용하더라도 공진 주파수에서 출력 임피던스가 그대로인 것을 알 수 있다.

그림 4.47과 그림 4.48은 전원단 컨버터의 출력 임피던스와 정전력 부하의 입력 임피던스 비인 내부 루프 이득의 보드 선도와 나이키스트 선도를 나타낸다. 정전력 부하의 크기가 145 W 인 조건에서 오프셋 전압을 적용하지 않은 드롭 제어 방식의 경우 나이키스트 contour가 $(-1,0)$ 을 포함하므로 시스템이 불안정하다. 반면 오프셋 전압을 적용한 드롭 제어

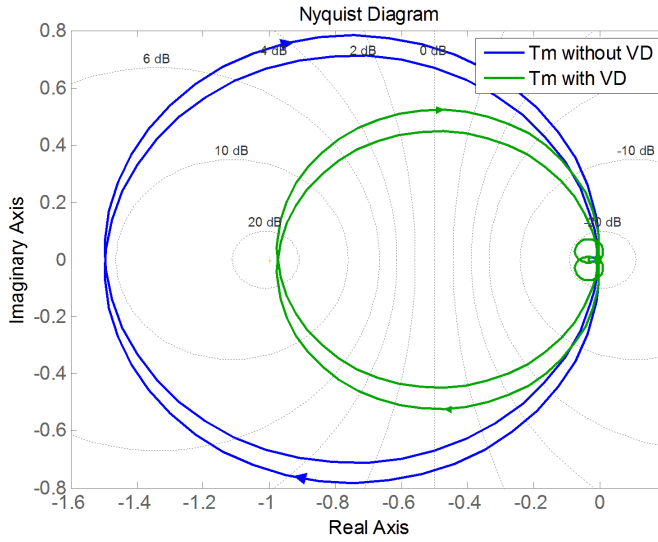


그림 4.48 내부 루프 이득 Z_o/Z_{in} 의 나이키스트 선도.

방식의 경우 나이키스트 contour가 (-1,0)을 포함하지 않는 것을 볼 수 있다. 따라서 제안된 방법을 적용했을 때 시스템의 전압 안정도가 향상됨을 알 수 있다.

4.2.3 Hopf bifurcation point 해석

오프셋 전압이 포함된 드롭 제어 기반의 전원단 컨버터와 LC 필터, 정전력 부하로 구성된 직류 전력 시스템의 상태 방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\left\{ \begin{array}{l} L_f \frac{di_e}{dt} = -r_f i_e - v_s + v_e \\ C \frac{dv_s}{dt} = i_e - \frac{p_s}{v_s} \\ C_o \frac{dv_e}{dt} = k_d (v_e^* - v_e) - k_d i_{ef} \frac{v_e^*}{v_{ef}} - i_e \\ \frac{dv_{ef}}{dt} = K \omega_c v_e - \omega_c v_{ef} \end{array} \right. \quad (4.46)$$

여기서 i_{ef} 와 v_{ef} 는 다음과 같이 정의한다.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ef} = K_{vd} \frac{di_e}{dt} \\ v_{ef} = \frac{\omega_L}{s + \omega_L} v_e \end{array} \right. \quad (4.47)$$

Hopf bifurcation point를 구하기 위해 식 (4.46)을 평형점에서 선형화하면 시스템 상태 방정식은 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_e \\ \tilde{v}_s \\ \tilde{v}_e \\ \tilde{v}_{ef} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} & 0 \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{R_{CPL} C} & 0 & 0 \\ \left(\frac{K_{vd} k_d r_f}{L_f C_o} - \frac{1}{C_o} \right) & \frac{K_{vd} k_d}{L_f C_o} & -\left(\frac{k_d}{C_o} + \frac{K_{vd} k_d}{L_f C_o} \right) & 0 \\ 0 & 0 & K \omega_L & -\omega_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_e \\ \tilde{v}_s \\ \tilde{v}_e \\ \tilde{v}_{ef} \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

$$K_{vd} = R_v R_d C_o$$

Numerical continuation 방법을 통해 Hopf bifurcation point를 분석한 결과는 다음과 같다.

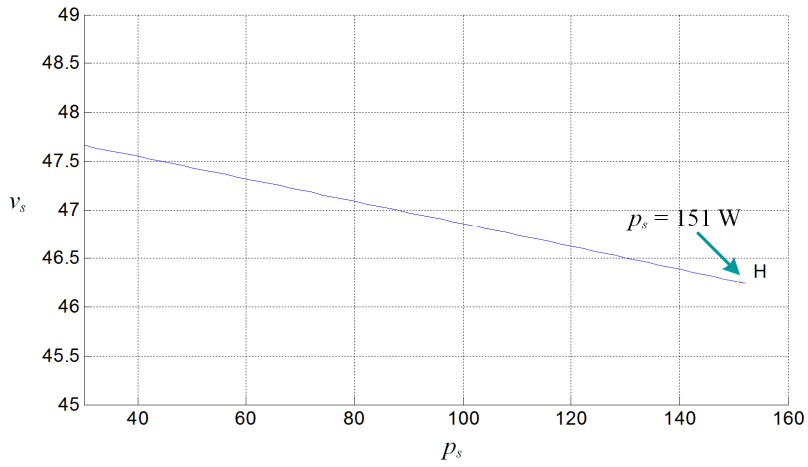


그림 4.49 정전력 부하의 크기에 따른 Hopf bifurcation point.

표 4.6 가상 저항 크기에 따른 Hopf bifurcation point 값.

가상 저항 (R_v)	정전력 부하의 한계 값($p_{s,max}$)
0.005 Ω	106 W
0.010 Ω	117 W
0.015 Ω	128 W
0.020 Ω	140 W
0.025 Ω	151 W
0.030 Ω	162 W
0.035 Ω	173 W
0.040 Ω	184 W
0.045 Ω	195 W
0.050 Ω	206 W
0.055 Ω	217 W

그림 4.49는 가상 저항의 크기가 0.025Ω 일 때 정전력 부하의 크기에 따른 직류 링크 전압의 변화와 그에 따른 시스템 (4.46)의 Hopf bifurcation point를 나타낸다. 정전력 부하의 크기가 약 151 W에서 Hopf bifurcation이 발생하는 것을 알 수 있다. 표 4.6은 가상 저항의 크기 변화에 따른 Hopf bifurcation point 수치를 나타낸다. 가상 저항의 크기가 커질수록 시스템의 댐핑 성분이 증가하기 때문에 전원이 전달할 수 있는 정전력 부하의 크기가 커지는 것을 알 수 있다.

4.2.4 TS 퍼지 모델을 통한 대신호 전압 안정도 해석

본 절에서는 대신호 전압 안정도 해석의 편의성을 위해 다음의 새로운 상태변수를 고려한다.

$$\begin{cases} x_1 = i_e - i_{e0} \\ x_2 = v_s - v_{s0} \\ x_3 = v_e - v_{e0} \\ x_4 = v_{ef} - v_{ef0} \end{cases} \quad (4.49)$$

여기서, i_{e0} , v_{s0} , v_{e0} , v_{ef0} 는 각각 상태변수 i_e , v_s , v_e , v_{ef} 의 평형점을 의미한다. 식 (4.46)과 식 (4.49)로부터 다음의 시스템 모델을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} &= A(x_2, x_4) \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} & 0 \\ \frac{1}{C} & \frac{P_{s0}}{CV_{s0}} f_1(x_2) & 0 & 0 \\ a_{31} & \frac{K_{vd} k_d V_{ref}}{L_f C_o} f_2(x_4) & a_{33} & 0 \\ 0 & 0 & K\omega_L & -\omega_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (4.50)
\end{aligned}$$

식 (4.50)에서 상수 $a_{31}, a_{33}, f_1(x_2), f_2(x_4)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned}
a_{31} &= -\frac{1}{C_o} + \frac{K_{vd} k_d V_{ref} r_f}{L_f C_o} f_2(x_4) \\
a_{33} &= -\frac{k_d}{C_o} + \frac{K_{vd} k_d V_{ref}}{L_f C_o} f_2(x_4) \\
f_1(x_2) &= \frac{1}{x_2 + V_{s0}} \\
f_2(x_4) &= \frac{1}{x_4 + V_{ef0}}
\end{aligned} \quad (4.51)$$

따라서 위 시스템은 2개의 비선형 성분을 가지므로 식 (4.50)은 4개의 퍼지 모델과 4개의 퍼지 규칙을 가지는 TS 퍼지 모델로 표현할 수 있다. 본 논문에서는 비선형 함수 f_1 과 f_2 의 변수 x_2 와 x_4 를 다음과 같이 비선형 변수 z_1 과 z_2 로 정의한다.

$$z_1 = x_2 \quad (4.52)$$

$$z_2 = x_4$$

식 (4.49)에서 x_2 와 x_4 는 직류 버스 전압의 변화량을 나타내므로 $x_2 \in [x_{2min}, x_{2max}]$, $x_4 \in [x_{4min}, x_{4max}]$ 의 조건을 이용하면 비선형 변수 z_1 과 z_2 의 최대값과 최소값을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\max z_1(t) = x_{2max}, \quad \min z_1(t) = x_{2min} \quad (4.53)$$

$$\max z_2(t) = x_{4max}, \quad \min z_2(t) = x_{4min} \quad (4.54)$$

비선형 변수 변수 z_1 과 z_2 는 각각의 소속 함수 M_1, M_2, N_1, N_2 를 이용해 다음과 같이 표현된다.

$$z_1(t) = x_2(t) = M_1(z_1(t)) \cdot x_{2max} + M_2(z_1(t)) \cdot x_{2min} \quad (4.55)$$

$$z_2(t) = x_4(t) = N_1(z_2(t)) \cdot x_{4max} + N_2(z_2(t)) \cdot x_{4min} \quad (4.56)$$

여기서, 소속 함수 M_1, M_2, N_1, N_2 는 다음의 조건을 만족한다.

$$M_1(z_1(t)) + M_2(z_1(t)) = 1 \quad (4.57)$$

$$N_1(z_2(t)) + N_2(z_2(t)) = 1$$

본 논문에서는 소속 함수 M_1, M_2, N_1, N_2 를 그림 4.50과 같이 정의하였고 다음과 같이 구할 수 있다.

$$M_1(z_1(t)) = \frac{z_1(t) - x_{2min}}{x_{2max} - x_{2min}}, \quad M_2(z_1(t)) = \frac{-z_1(t) + x_{2max}}{x_{2max} - x_{2min}} \quad (4.58)$$

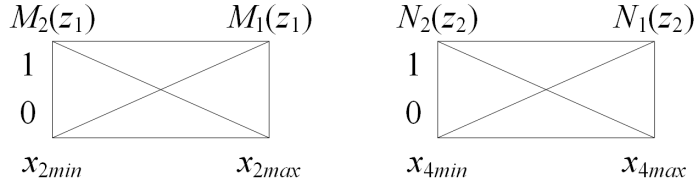


그림 4.50 소속 함수.

$$N_1(z_2(t)) = \frac{z_2(t) - x_{4min}}{x_{4max} - x_{4min}}, \quad N_2(z_2(t)) = \frac{-z_2(t) + x_{4max}}{x_{4max} - x_{4min}} \quad (4.59)$$

따라서 시스템 (4.50)의 비선형 모델은 다음과 같은 선형 시스템의 합으로 표현된다.

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^4 h_i(z(t)) A_i x(t)$$

$$h_1(z(t)) = M_1(z_1(t)) \times N_1(z_2(t)) \quad (4.60)$$

$$h_2(z(t)) = M_1(z_1(t)) \times N_2(z_2(t))$$

$$h_3(z(t)) = M_2(z_1(t)) \times N_1(z_2(t))$$

$$h_4(z(t)) = M_2(z_1(t)) \times N_2(z_2(t))$$

또한 각각의 퍼지 규칙과 퍼지 모델은 다음과 같이 표현된다.

Rule R^1 : IF z_1 is $x_{2\max}$ and z_2 is $x_{4\max}$, THEN

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} &= A_1 \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} & 0 \\ \frac{1}{C} & \frac{p_{s0}}{CV_{s0}} f_{1\min} & 0 & 0 \\ a_{31}(f_{2\min}) & \frac{K_{vd}k_d V_{ref}}{L_f C_o} f_{2\min} & a_{33}(f_{2\min}) & 0 \\ 0 & 0 & K\omega_L & -\omega_L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.61)$$

Rule R^2 : IF z_1 is $x_{2\max}$ and z_2 is $x_{4\min}$, THEN

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} &= A_2 \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} & 0 \\ \frac{1}{C} & \frac{p_{s0}}{CV_{s0}} f_{1\min} & 0 & 0 \\ a_{31}(f_{2\max}) & \frac{K_{vd}k_d V_{ref}}{L_f C_o} f_{2\max} & a_{33}(f_{2\max}) & 0 \\ 0 & 0 & K\omega_L & -\omega_L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.62)$$

Rule R^3 : IF z_1 is $x_{2\min}$ and z_2 is $x_{4\max}$, THEN

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} &= A_3 \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} & 0 \\ \frac{1}{C} & \frac{p_{s0}}{CV_{s0}} f_{1\max} & 0 & 0 \\ a_{31}(f_{2\min}) & \frac{K_{vd}k_d V_{ref}}{L_f C_o} f_{2\min} & a_{33}(f_{2\min}) & 0 \\ 0 & 0 & K\omega_L & -\omega_L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.63)$$

Rule R^4 : IF z_1 is $x_{2\min}$ and z_2 is $x_{4\min}$, THEN

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} &= A_4 \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} & 0 \\ \frac{1}{C} & \frac{p_{s0}}{CV_{s0}} f_{1\max} & 0 & 0 \\ a_{31}(f_{2\max}) & \frac{K_{vd}k_d V_{ref}}{L_f C_o} f_{2\max} & a_{33}(f_{2\max}) & 0 \\ 0 & 0 & K\omega_L & -\omega_L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.64)$$

여기서, $f_{1\min}, f_{1\max}, f_{2\min}, f_{2\max}$ 는 다음의 조건을 만족한다.

$$f_{1\min} = \frac{1}{x_{2\max} + V_{s0}}, \quad f_{1\max} = \frac{1}{x_{2\min} + V_{s0}} \quad (4.65)$$

$$f_{2\min} = \frac{1}{x_{4\max} + V_{ef0}}, \quad f_{2\max} = \frac{1}{x_{4\min} + V_{ef0}}$$

따라서 식 (4.50)의 점근적 안정성은 다음의 선형 행렬 부등식을 만족하는 M 의 존재 여부로 판단할 수 있다.

$$\begin{cases} M = M^T > 0 \\ A_1^T \cdot M + M \cdot A_1 < 0 \\ A_2^T \cdot M + M \cdot A_2 < 0 \\ A_3^T \cdot M + M \cdot A_3 < 0 \\ A_4^T \cdot M + M \cdot A_4 < 0 \end{cases} \quad (4.66)$$

Lyapunov 함수를 유도하기 위한 대칭 행렬 M 을 구하기 위해 그림 3.11의 과정을 따르면 그 결과는 다음과 같다.

$$M = 1.0 \times 10^{-10} \begin{pmatrix} 0.0296 & 0.0013 & 0.0060 & -0.0013 \\ 0.0013 & 0.0296 & -0.0239 & -0.0014 \\ 0.0060 & -0.0239 & 0.1480 & -0.0391 \\ -0.0013 & -0.0014 & -0.0391 & 0.0861 \end{pmatrix} \quad (4.67)$$

여기서 비선형 변수의 경계 값은 $x_{2\min} = x_{4\min} = -18.0$ 이다. 따라서 점근적 안정 영역은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V(x) \leq \min_{x_1} V(x_1, x_{2\min}, x_{3\min}, x_{4\min}) \quad (4.68)$$

여기서 x_3 역시 전압 변화량을 나타내므로 본 논문에서는 $x_{3\min} = x_{2\min}$ 으로 가정하였다. 따라서 식 (4.68)로부터 점근적 안정 영역을 구하기 위한 Lyapunov 함수를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$V(x) = x^T \cdot M \cdot x \leq 4.3298 \times 10^{-9} \quad (4.69)$$

4.2.5 안정 영역 추정

그림 4.51은 x_1 과 x_2 에 대한 점근적 안정 영역을 얻기 위해 식 (4.68)의 Lyapunov 함수를 상태변수 x_1 과 x_2 에 대해 나타낸 그림이다. 그림에서 Lyapunov 함수는 $I_2=[x_{2min}, x_{2max}]$, $I_4=[x_{4min}, x_{4max}]$ 의 영역에서 양의 정부호임을 알 수 있다. 또한, 평형점을 포함하는 넓은 영역에서 convex 특성을 가짐을 확인할 수 있다. 따라서 위의 LMI를 만족하는 대칭 행렬 M 을 구할 수 있으므로 Lyapunov 이론에 의해 제안된 방법이 적용된 직류 전력 시스템은 Lyapunov 함수가 임계 에너지보다 작은 영역에서 점근적으로 안정하며, 평형점으로 수렴하는 궤적을 포함하는 점근적 안정 영역을 구할 수 있다.

그림 4.52는 가상 저항의 크기에 따른 점근적 안정 영역을 나타낸다.

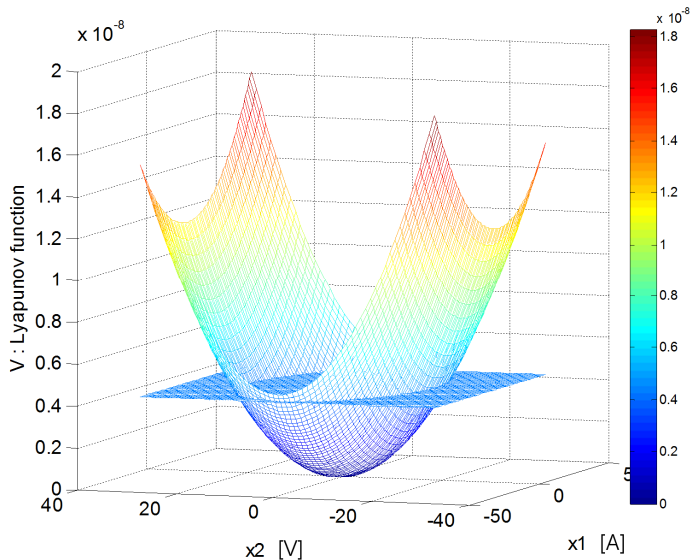


그림 4.51 상태 변수 x_1 - x_2 에 대한 Lyapunov 함수.

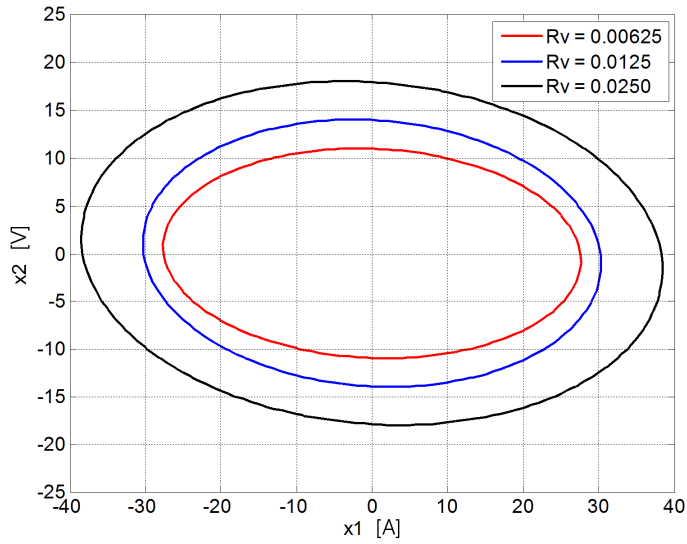


그림 4.52 가상 저항 크기에 따른 추정된 점근적 안정 영역.

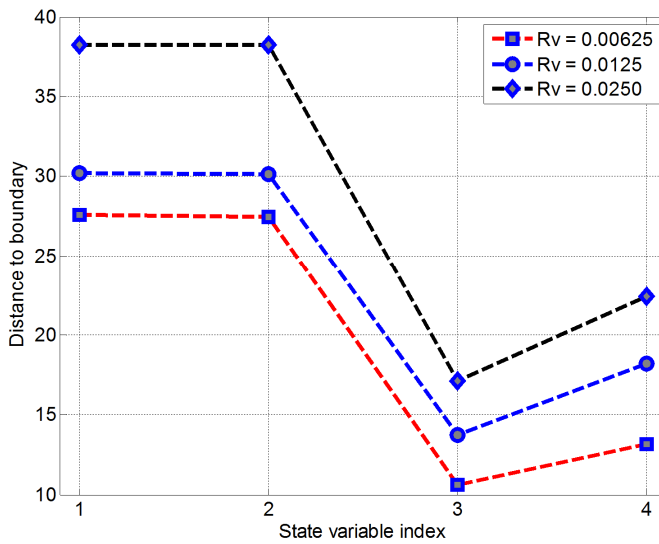


그림 4.53 각 상태변수에 대한 추정된 점근적 안정 영역의 크기.

여기서 x 축은 직류 버스 전류, y 축은 직류 버스 전압이다. 그림에서 볼 수

있듯이 $R_v=0.025\ \Omega$, $x_1=0\text{ A}$ 일 때 상태 변수 x_2 는 약 18 V 의 변동 폭 내에서 안정적으로 동작할 수 있다. 또한, 가상 저항의 크기가 증가할수록 점근적 안정 영역의 넓이가 커지는 것을 알 수 있다. 따라서 제안된 드롭 제어 방식을 적용했을 때 상태 변수의 변동 폭이 넓어짐을 확인할 수 있다.

그림 4.53은 정전력 부하의 크기가 80 W 일 때 각 상태 변수에 대한 추정된 안정 영역의 크기를 나타낸다. x 축의 state variable index는 식 (4.49)의 상태 변수를 나타낸다.

4.2.6 모의 실험 결과

본 논문에서 제안된 병렬 능동 댐퍼가 직류 전력 시스템의 전압 안정도에 미치는 영향을 표 4.7에 대한 모의 실험을 통해 확인한다.

그림 4.54는 기존 드롭 제어가 적용되었을 때 정전력 부하 변동에 따른 직류 버스 전압, 직류 버스 전류, 부하의 크기를 나타낸다. 정전력 부하의 크기가 60 W 인 경우 직류 버스 전압이 안정적으로 제어되지만 110 W 로 증가하면 직류 전압 불안정 현상이 나타나는 것을 볼 수 있다. 그림 4.55는 Case 1에서의 직류 버스 전압을 나타낸다. 정전력 부하의 크기가 100 W 일 경우 직류 버스 전압이 안정적으로 제어되지만 120 W 로 증가하면 직류 전압의 불안정성이 나타난다. 따라서 그림 4.49의 Hopf bifurcation point 분석 결과와 일치함을 알 수 있다. 그림 4.56은 Case 2에서의 직류 버스 전압을 나타낸다. 가상 저항의 크기가 $0.025\ \Omega$ 인 경우 Case 1에 비해 안정적인 동작을 할 수 있는 부하 범위가 넓어지지만

표 4.7 제안된 드롭 제어의 모의 실험 동작 조건

	부하 변동	가상 저항
Case 0	60 W → 110 W	0.000 Ω
Case 1	80 W → 100 W → 120 W	0.010 Ω
Case 2	100 W → 130 W → 155 W	0.025 Ω
Case 3	100 W → 130 W → 155 W	0.100 Ω

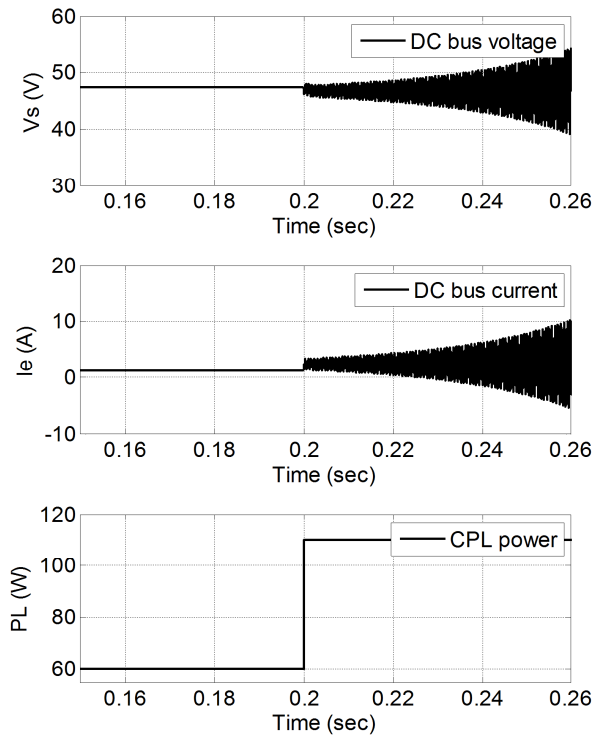


그림 4.54 Case 0 조건에서의 직류 버스 전압 및 전류.

정전력 부하가 130W에서 155W로 증가할 때 직류 버스의 전압 붕괴가

일어난다. 그림 4.57은 Case 3에서의 직류 버스 전압을 나타낸다. Case

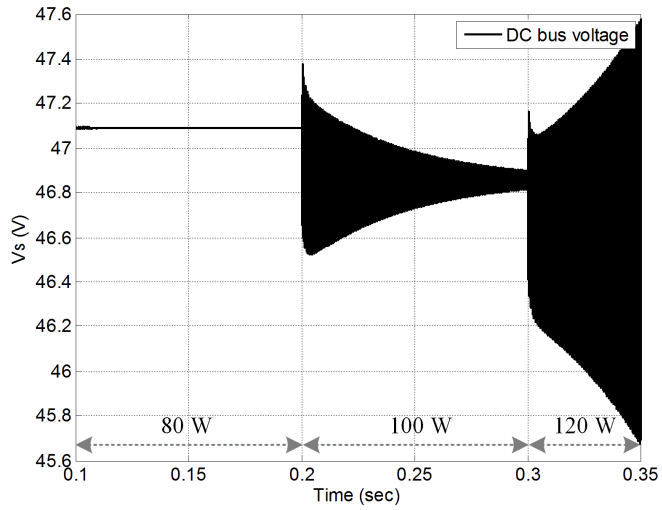


그림 4.55 Case 1 조건에서의 직류 버스 전압.

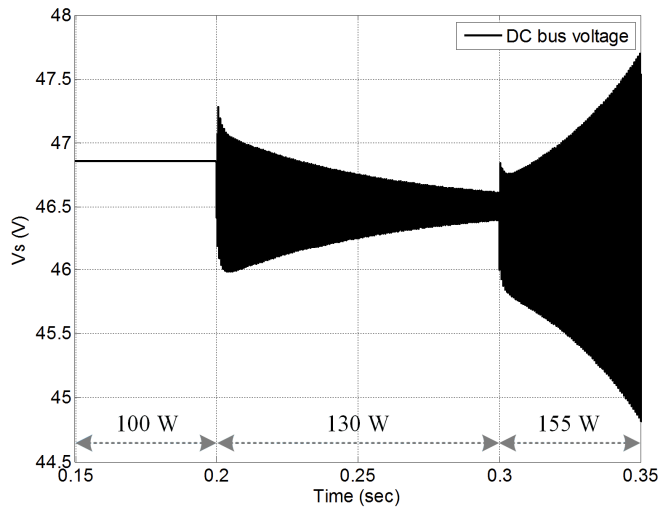


그림 4.56 Case 2 조건에서의 직류 버스 전압.

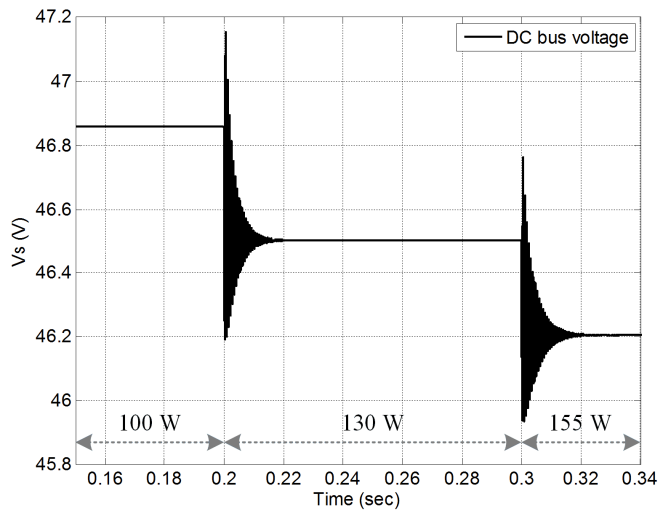


그림 4.57 Case3 조건에서의 직류 버스 전압.

2에서의 부하 변동 조건에서 가상 저항의 크기를 0.1Ω 으로 증가시키면 부하가 155 W 이상 되더라도 직류 버스 전압이 안정적으로 제어되는 것을 알 수 있다.

제 5 장 실험 및 결과

5.1 시스템 구성

본 장에서는 직류 전력 시스템의 안정도 분석 결과 및 제안된 제어 알고리즘의 검증에 위해 하드웨어 실험 세트를 구축하고 실험을 통해 동작을 확인한다. 그림 5.1은 시스템의 세트 구성을 나타내며, 그림에서 보이는 것처럼 전원단 전력변환회로, LC 필터, 정전력 부하, 병렬 능동 댐퍼가 직류 버스에 병렬로 연결된다. 전원단 전력변환회로의 입력전압은 계통 연계형 정류기의 출력 또는 배터리와 같은 직류 전원이 될 수 있으며 본 연구에서는 실험의 편의성을 위해 파워 서플라이로 대신하였다.

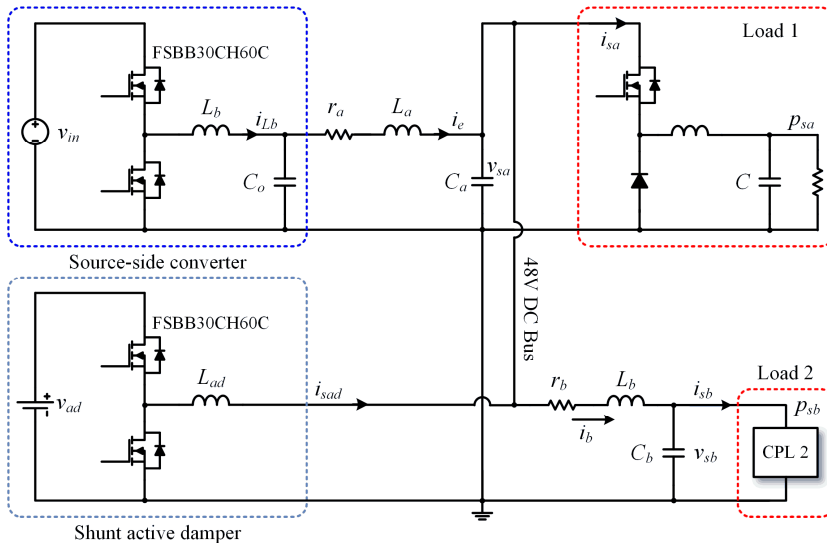


그림 5.1 실험 세트 구성.

각 구성요소로 사용된 장치는 표 5.1과 같이 정리하였다. 본 논문에서는 분석 검증용 용이하게 하기 위해 정전력 부하가 빠른 응답 특성을 가지도록 300-kHz로 구동되는 벅 컨버터를 구현하였으며, 상세한 특성은 다음 절에서 설명한다. 전원단 컨버터와 병렬 능동 댐퍼의 제어기는 TI사의 TMS320F28335를 이용하여 디지털로 구현하였다.

5.1.1 정전력 부하 실험

본 연구에서는 이상적인 정전력 부하를 구현하기 위해 그림 5.2와 같이

표 5.1 실험 세트 장비 구성

-	구성	Value
전원단 컨버터	Buck converter	$L_b = 0.7 \text{ mH}$
	FSBB30CH60C IGBT module	$C_o = 3 \times 820 \mu\text{F}$ (Electrolytic capacitor)
	TI TMS320F28335	$f_{sw} = 18 \text{ kHz}$
병렬 능동 댐퍼	Bidirectional boost converter	$L_{ad} = 3 \text{ mH}$
	FSBB30CH60C IGBT module	$f_{sw} = 18 \text{ kHz}$
	TI TMS320F28335	
부하	Buck converter	$P_{max} = 300 \text{ W}$
Power supply	Sorensen DLM600-5E	0-600 V, 0-5 A, Max. 3000 W
-	전원단 필터	$r_a = 0.035 \Omega$
		$L_a = 0.110 \text{ mH}$
		$C_a = 0.120 \text{ mF}$

300-W 벅 컨버터를 제작하였다. 실험에 사용된 회로의 주요 제원은 표 5.2에 정리하였다. 벅 컨버터는 300 kHz의 스위칭 주파수로 동작하며 TI 社의 UC3823 IC를 사용하여 출력 전압을 제어하였다. 이때 벅 컨버터가

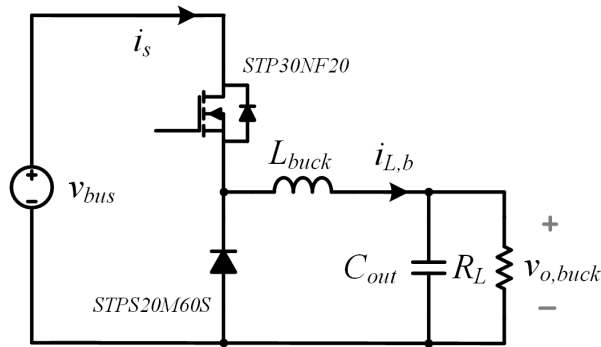


그림 5.2 정전력 부하를 위한 벅 컨버터 회로.

표 5.2 부하 컨버터의 시스템 변수

Symbol	Quantity	Value
$v_{o,buck}$	부하 출력 전압	24 V
P_{max}	부하 최대 전력	300 W
L_{buck}	부하 출력 인덕턴스	25 μ H
C_{out}	부하 출력 커패시터	5.5 μ F
$f_{sw,buck}$	스위칭 주파수	300 kHz
-	제어 IC	UC3823 (TI 社)
-	MOSFET	STP30NF20
-	Diode	STPS20M60S

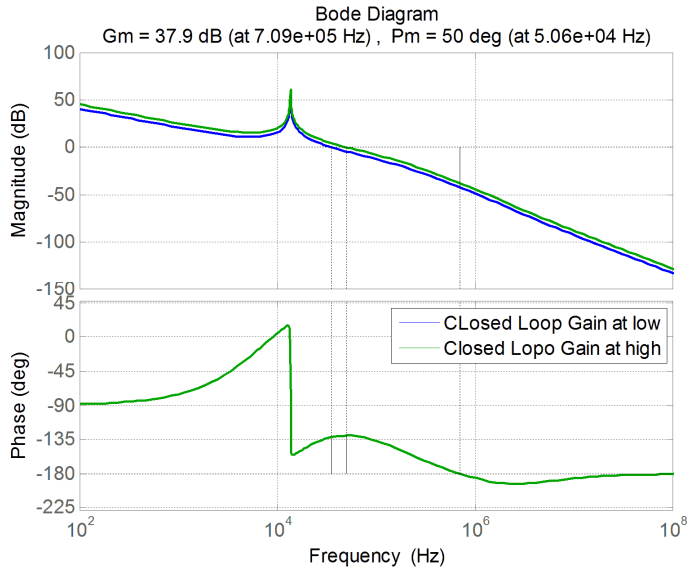


그림 5.3 벅 컨버터의 전압 제어 루프 보드 선도.

이상적인 정전력 부하처럼 동작하도록 하기 위해 제어기의 대역폭을 최대한 높게 설계하였으며 cut-off 주파수는 그림 5.3과 같이 약 50 kHz이다.

그림 5.4와 그림 5.5는 각각 정전력 부하가 약 10%에서 38%, 96%로 증가할 때의 응답 특성을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 정전력 부하의 변동이 발생하더라도 출력 전압이 일정하게 유지되는 것을 알 수 있다.

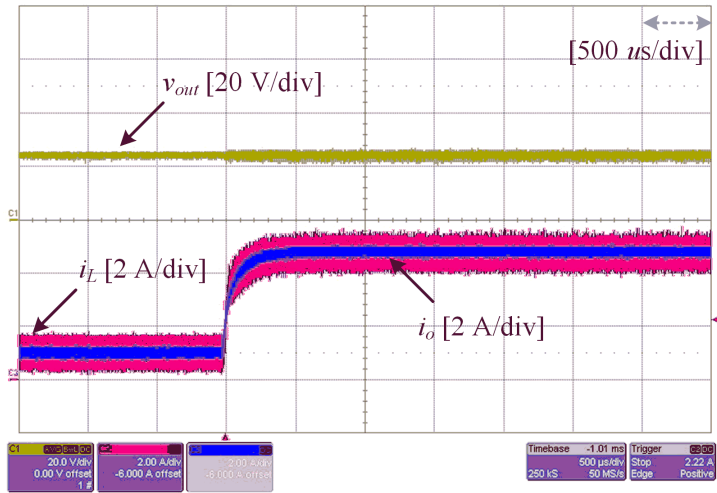


그림 5.4 정전력 부하의 응답 특성 (24 W \rightarrow 114 W).

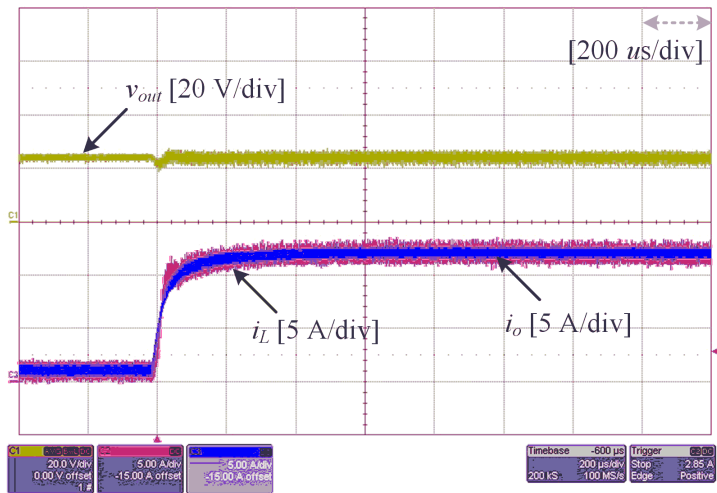


그림 5.5 정전력 부하의 응답 특성 (24 W \rightarrow 288 W).

5.2 정전력 부하에 의한 전압 불안정 실험

5.2.1 부하 변동 실험 결과

본 절에서는 전원단 전력변환회로, LC 필터, 정전력 부하로 구성된 시스템에서 정전력 부하 변동에 따른 직류 버스 전압의 안정도를 살펴본다.

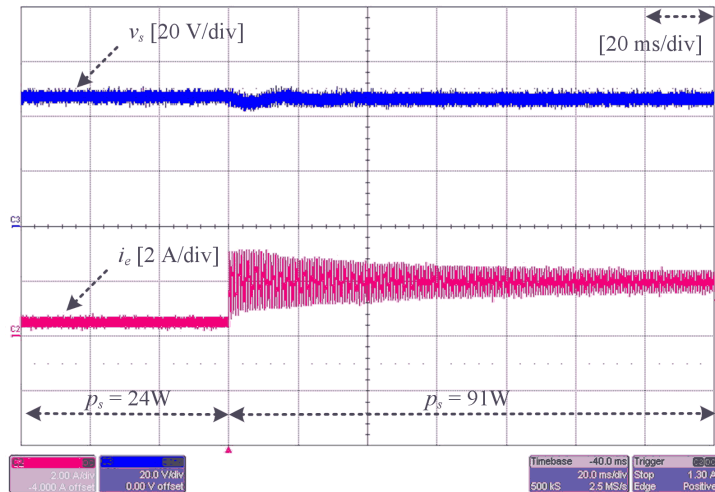


그림 5.6 부하 변동(24 W → 91 W)에 따른 직류 버스 전압과 전류 응답 특성($C = 120 \mu\text{F}$).

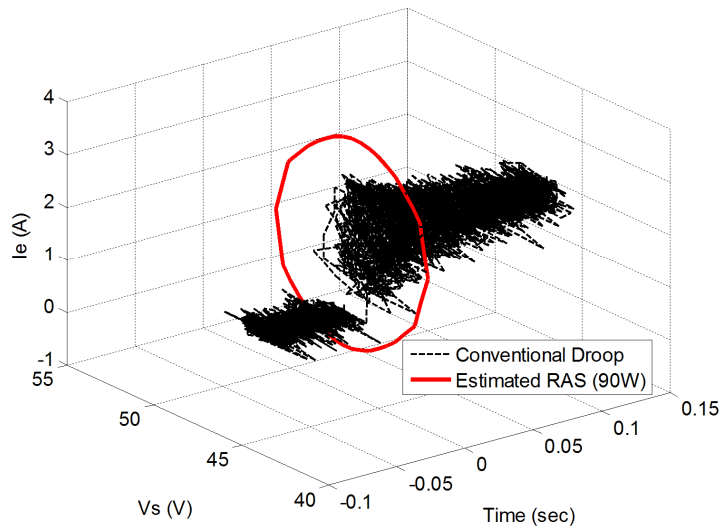


그림 5.7 일반적인 드롭 제어를 적용했을 때의
전압-전류 궤적: 24 W \rightarrow 91 W ($C = 120 \mu\text{F}$).

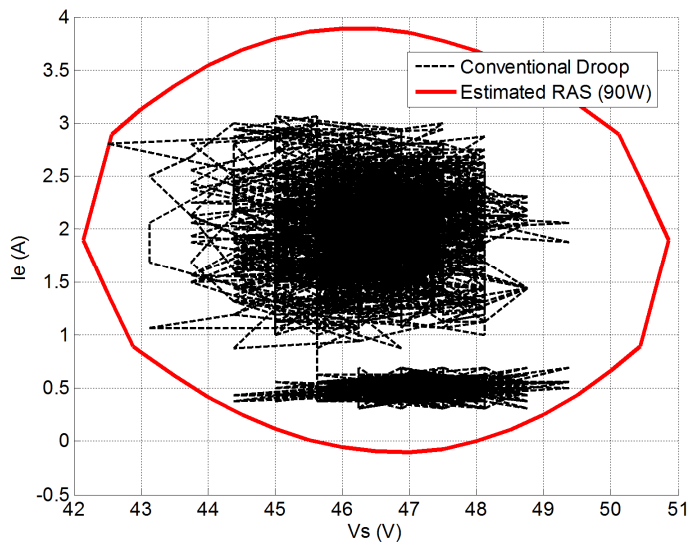


그림 5.8 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역.

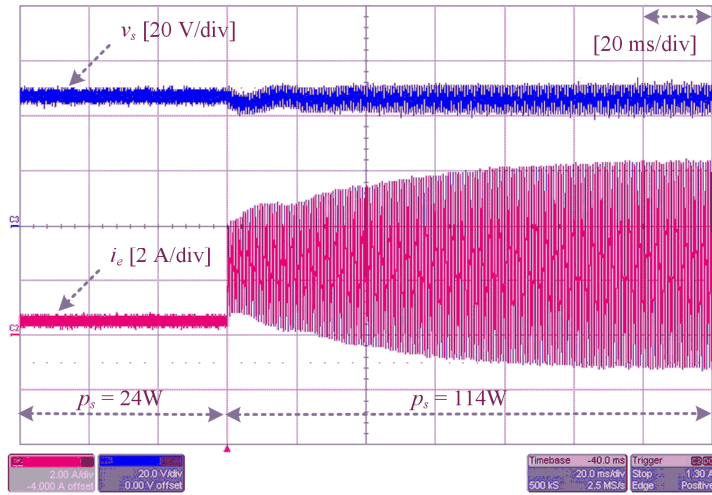


그림 5.9 부하 변동(24 W → 114 W)에 따른 직류 버스 전압과 전류 파형.

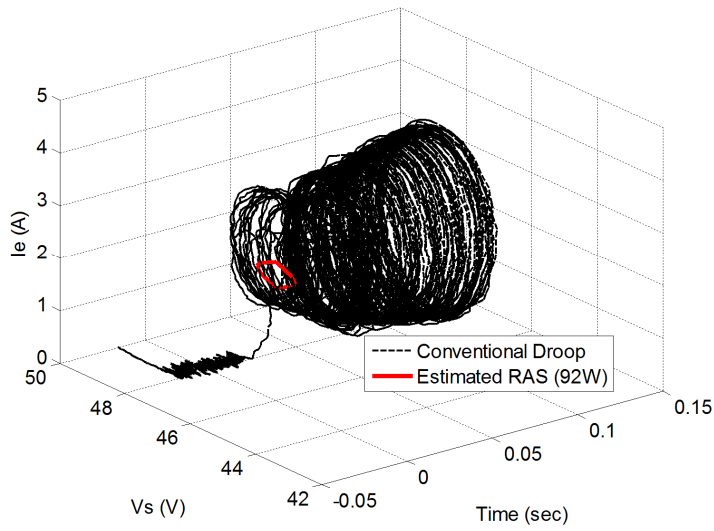


그림 5.10 일반적인 드롭 제어를 적용했을 때 전압-전류 궤적: 24 W → 114 W.

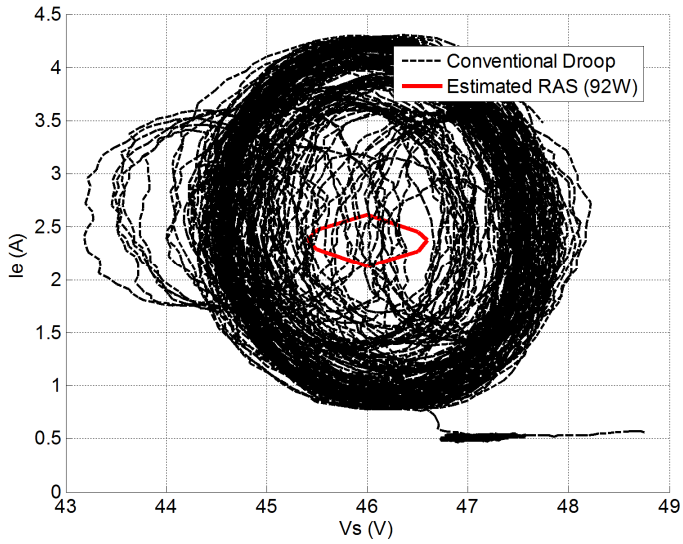


그림 5.11 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역.

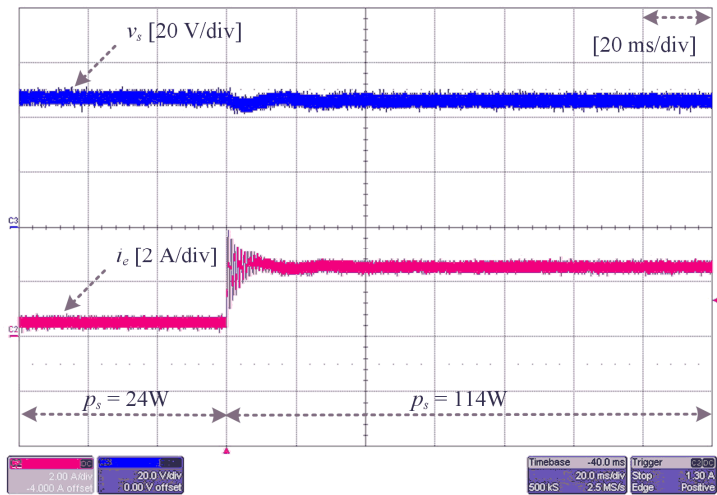


그림 5.12 부하 변동(24 W → 114 W)에 따른 직류 버스 전압과 전류 응답 특성($C = 240 \mu\text{F}$).

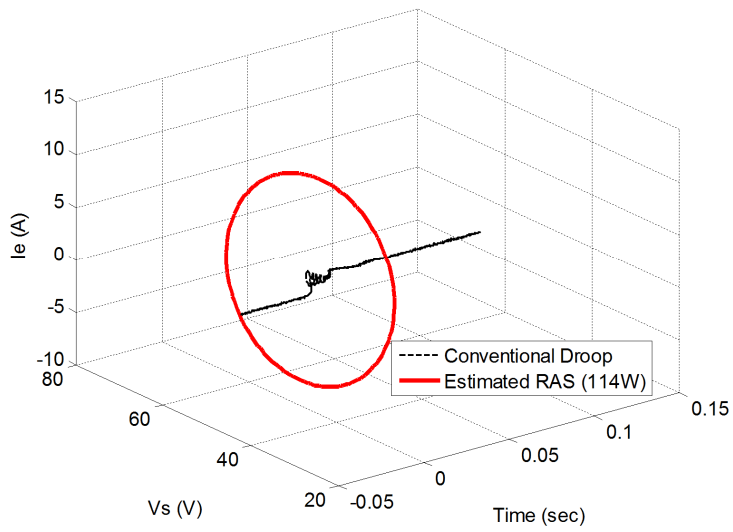


그림 5.13 일반적인 드롭 제어를 적용했을 때
전압-전류 궤적: 24 W → 114 W ($C = 240 \mu\text{F}$).

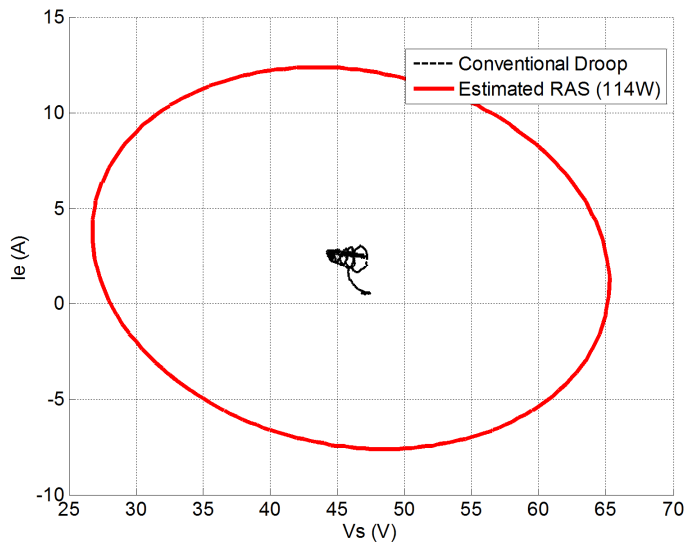


그림 5.14 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역.

그림 5.6과 그림 5.7은 정전력 부하의 크기가 24 W에서 91 W로 증가할 때의 직류 버스 전압, 전류의 파형과 궤적을 나타낸다. 그림 5.8에서 정전력 부하의 크기가 시스템의 한계 전력점보다 작을 때 시스템의 전압이 안정 범위 내에서 제어됨을 확인할 수 있고 이는 3.2.1의 분석 결과와 일치한다. 그림 5.9와 그림 5.10은 정전력 부하의 크기가 24 W에서 114 W로 증가할 때의 직류 버스 전압, 전류의 파형과 궤적을 나타낸다. 그림 5.11에서 정전력 부하의 크기가 시스템의 한계 전력점보다 클 때 시스템이 불안정해짐을 확인할 수 있다. 또한, 전압 불안정 현상이 발생하면 전압과 전류의 궤적이 추정된 점근적 안정 영역을 벗어나는 것을 확인할 수 있다. 그림 5.12와 그림 5.13은 직류 버스 커패시터의 크기가 $240\mu\text{F}$ 으로 증가했을 때 부하 변화에 대한 응답 특성을 나타낸다. 직류 커패시터 용량이 증가하면 직류 버스 전압이 안정해지므로 그림 5.14와 같이 전압-전류의 궤적이 점근적 안정 영역 내부에 존재하게 된다.

5.2.2 초기 조건에 따른 실험 결과

본 절에서는 전원단 전력변환회로, LC 필터, 정전력 부하로 구성된 시스템에서 직류 버스 초기 조건에 따른 직류 버스 전압의 안정도를 살펴본다. 초기 조건에 따른 버스 전압의 안정도 변화를 살펴보기 위해 직류 버스에 1 ms와 2 ms의 지락 고장(ground fault)을 일으켜 초기 전압 조건을 변화시킨다.

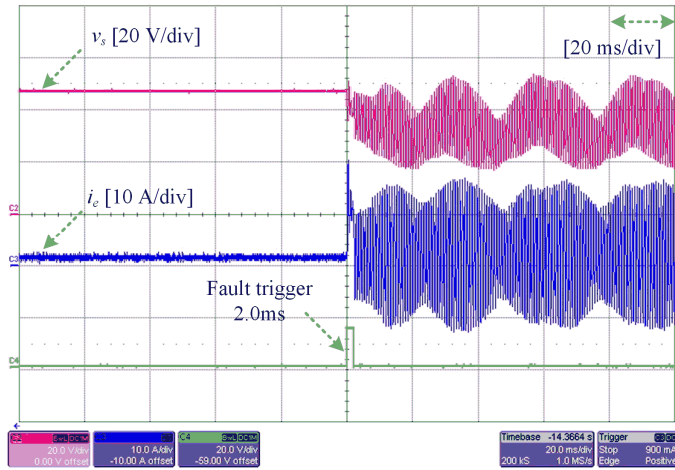


그림 5.15 초기 조건 변화에 따른 직류 버스 전압과 전류 파형.

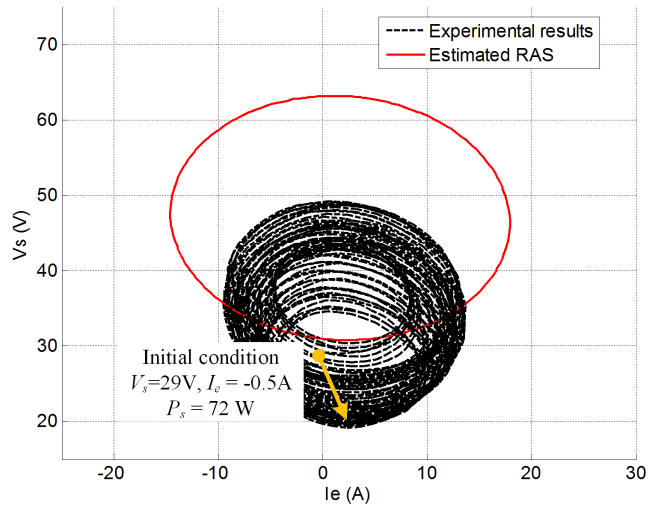


그림 5.16 초기 조건 변화에 따른 직류 버스 전압, 전류의 궤적과 추정된 RAS (72 W load).

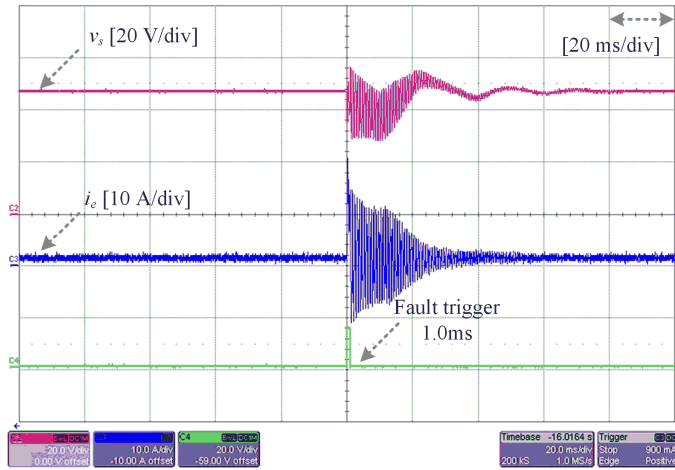


그림 5.17 초기 조건 변화에 따른 직류 버스 전압과 전류 파형.

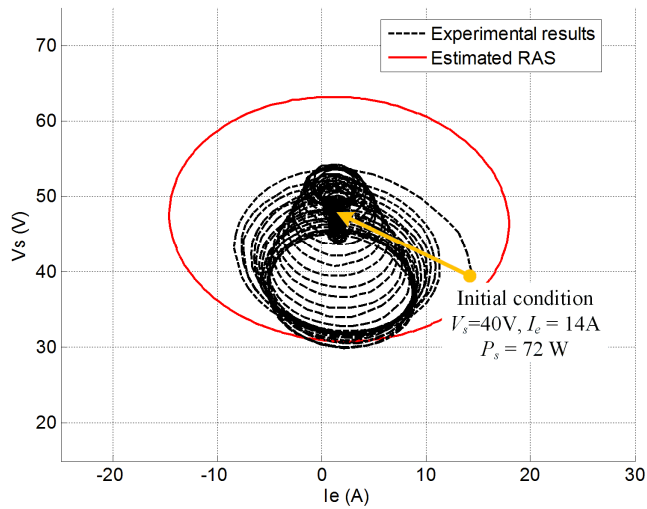


그림 5.18 초기 조건 변화에 따른 직류 버스 전압, 전류의 궤적과 추정된 RAS (72 W load).

그림 5.15와 그림 5.16은 초기 전압이 29 V, 부하가 72 W일 때의 직류 버스 전압, 전류의 궤적과 추정된 RAS를 나타낸다. 그림에서 볼 수

있듯이 상태 변수의 초기 값이 RAS 외부에 존재하게 되어 버스 전압에 불안정 현상이 발생한다. 비록 추정된 RAS가 충분조건이고 초기 값이 RAS 근처에 있으나 초기 값에서 전압 발진(oscillation)이 발생하여 시스템의 상태가 안정 영역을 벗어나는 것으로 볼 수 있다.

그림 5.17과 그림 5.18은 초기 전압이 40V, 부하가 72W일 때의 직류 버스 전압, 전류의 궤적과 추정된 RAS를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 상태 변수의 초기 값이 RAS 경계 근처의 내부에 존재하게 되어 버스 전압이 안정적으로 정상상태로 제어된다.

5.3 병렬 능동 댐퍼를 통한 전압 안정화

5.3.1 실험 구성

그림 5.19는 제안된 병렬 능동 댐퍼의 성능 검증을 위한 시스템 구성을 나타낸다. 본 절에서는 실험의 편의성을 위해 전원단 전력변환회로 대신 파워 서플라이를 사용하여 전력을 공급하며 안정적인 버스 전압을 유지하기 위해 전원의 출력에 10 mF의 전해 커패시터를 사용하였다. 그림 5.20은 4.1장의 분석 과정을 이용해 시스템의 고유값 궤적을 분석한 결과이다. 그림에서 보듯이 병렬 능동 댐퍼가 적용되면 정전력 부하의 크기가 175 W에서 190 W로 증가할 때 시스템이 불안정해진다.

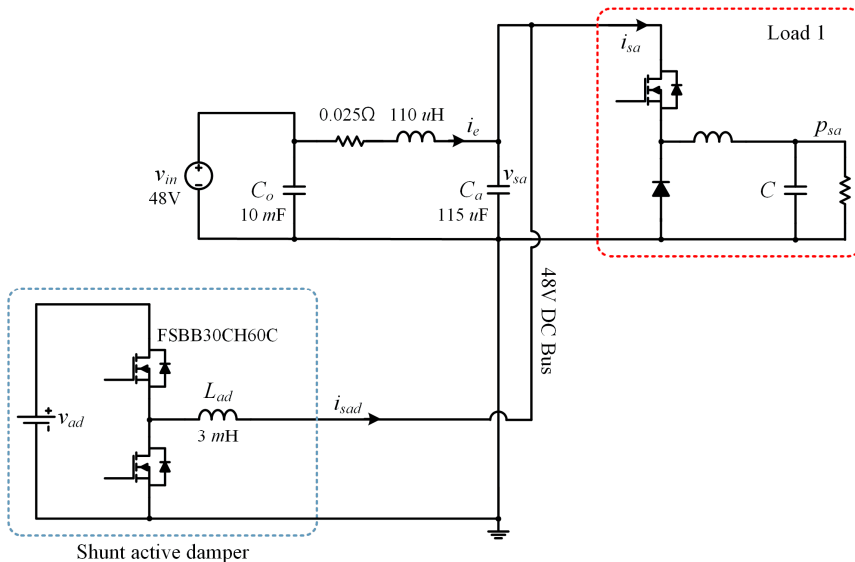


그림 5.19 병렬 능동 댐퍼 실험 세트 구성.

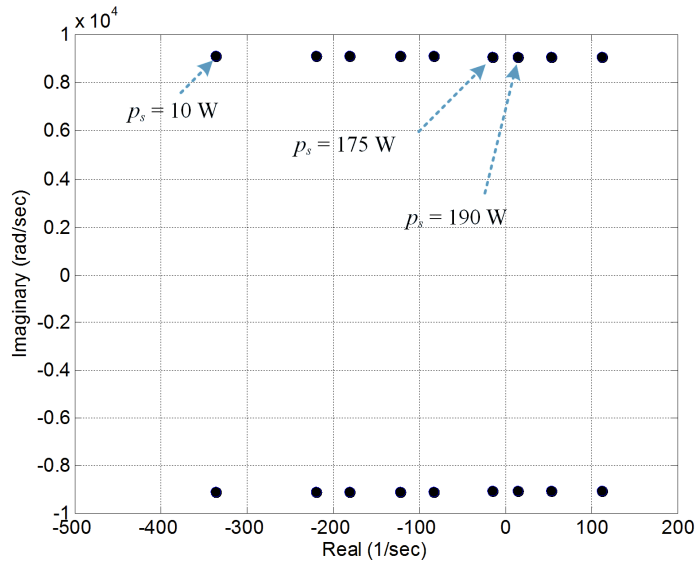


그림 5.20 정전력 부하의 크기에 따른 고유값.

5.3.2 병렬 능동 댐퍼를 적용하지 않았을 때의 결과

그림 5.21은 병렬 능동 댐퍼가 없을 때 정전력 부하의 크기 변화에 따른 직류 버스 전압과 전류를 나타낸다. 여기서 정전력 부하는 24 W에서 65 W로 증가한다. 그림에서 볼 수 있듯이 부하 변동에 의해 발생한 공진이 발산하지 않고 약 1.5 A 이내에서 계속해서 진동한다 따라서, 이 부하 영역에서는 시스템이 임계 안정하다고 볼 수 있다. 반면, 그림 5.22에서와 같이 정전력 부하가 24 W에서 75 W로 변하게 되면 직류 버스 전압과 전류가 발산한다.

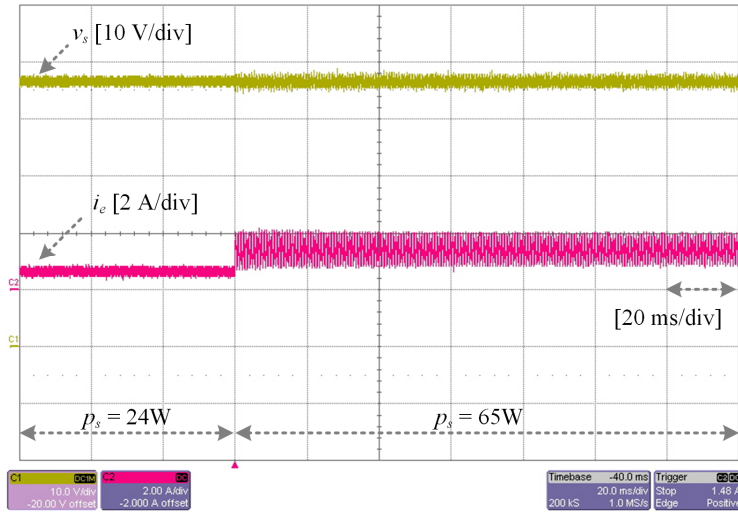


그림 5.21 병렬 능동 댐퍼가 없을 때 직류 버스 전압과 전류:

24 W → 65 W.

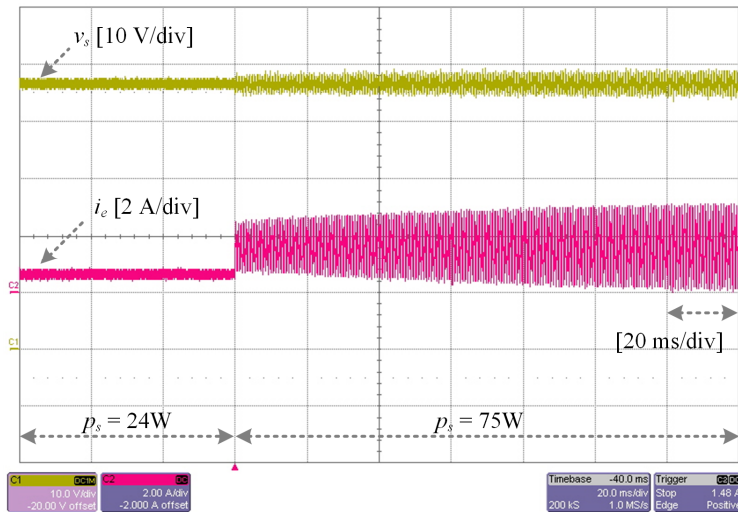


그림 5.22 병렬 능동 댐퍼가 없을 때 직류 버스 전압과 전류:

24 W → 75 W.

5.3.3 병렬 능동 댐퍼를 적용했을 때의 결과

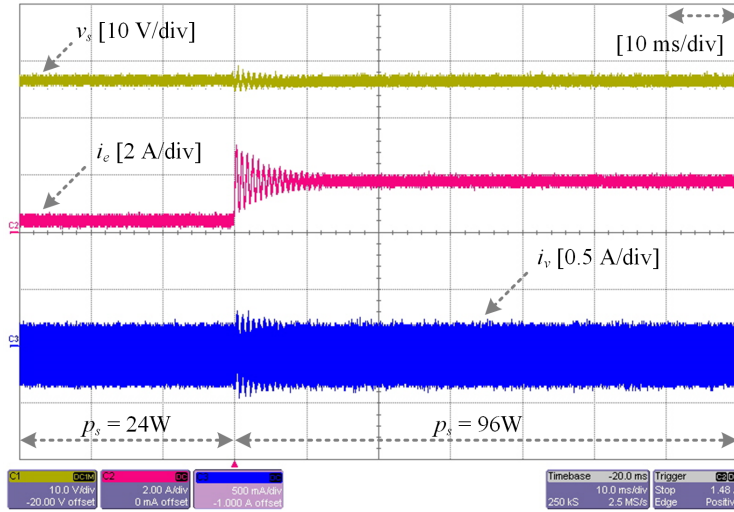


그림 5.23 병렬 능동 댐퍼를 적용했을 때의 직류 버스 전압과 전류:

24 W → 96 W.

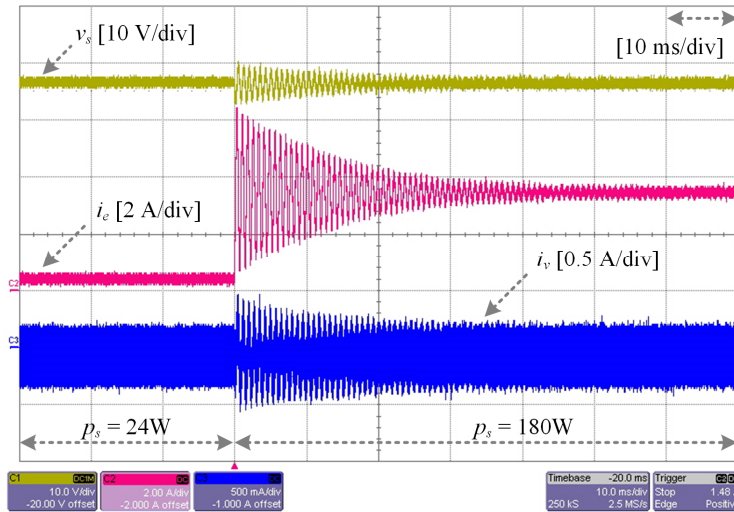


그림 5.24 병렬 능동 댐퍼를 적용했을 때의 직류 버스 전압과 전류:

24 W → 180 W.

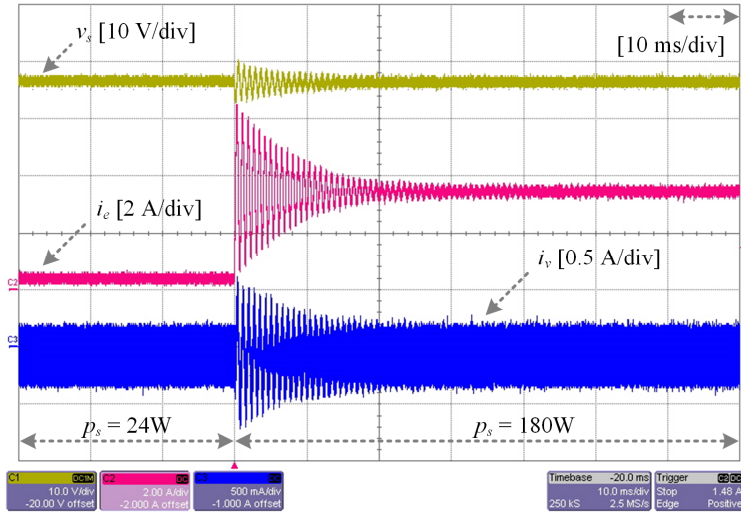


그림 5.25 병렬 능동 댐퍼를 적용했을 때의 직류 버스 전압과 전류:
24 W \rightarrow 180 W (240 μ F).

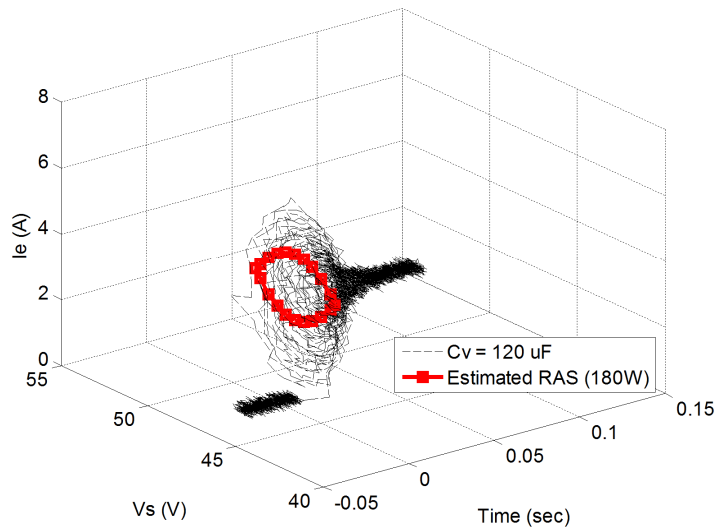


그림 5.26 가상 커패시터가 120 μ F일 때 전압-전류 궤적: 24 W \rightarrow 180 W.

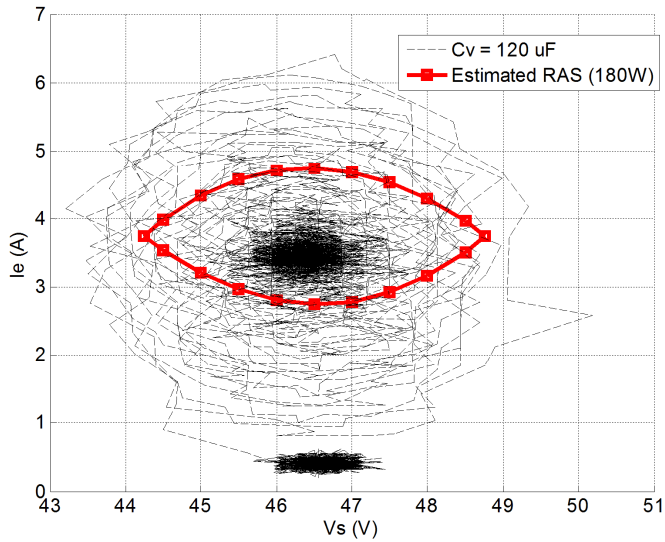


그림 5.27 가상 커패시터가 $120\mu\text{F}$ 일 때 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역.

그림 5.23은 병렬 능동 댐퍼가 적용되었을 때 정전력 부하의 크기 변화에 따른 직류 버스 전압과 전류를 나타낸다. 여기서 정전력 부하는 24 W에서 96 W로 증가한다. 그림에서 볼 수 있듯이 부하 변동이 발생하더라도 직류 버스 전압이 안정적으로 제어되는 것을 알 수 있다. 그림 5.24는 정전력 부하의 크기가 24 W에서 180 W로 증가할 때의 직류 버스 전압과 전류를 나타낸다. 따라서 병렬 능동 댐퍼가 직류 버스의 댐핑 역할을 수행함을 확인할 수 있다. 또한, 가상 커패시터의 용량을 $120\mu\text{F}$ 에서 $240\mu\text{F}$ 으로 증가시키면 시스템의 과도 상태가 향상되는 것을 그림 5.25에서 확인할 수 있다.

그림 5.26은 부하가 24 W에서 180 W로 증가할 때의 직류 버스 전압,

전류 궤적을 나타낸다. 그림 5.27은 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역을 함께 도시한 그림이다. 정전력 부하가 180 W일 때 직류 버스 전압, 전류는 안정 영역 내부에 존재한다. 하지만 부하 변동 순간의 전압-전류 궤적은 추정된 안정 영역을 벗어난 후에 다시 안정 영역 내부로 돌아온다. 이는 4.1에서 설명했듯이 안정 영역을 추정하기 위해 사용한 변수들이 실제 시스템이 안정하기 위한 충분조건이기 때문이다. 따라서 시스템의 정상 상태뿐만 아니라 과도 상태가 추정된 안정 영역 내부에서 제어되면 그 시스템은 안정도를 보장할 수 있다.

5.4 가상 임피던스를 포함한 드롭 제어를 통한 전압 안정화

본 절에서는 전원단 전력변환회로, LC 필터, 정전력 부하로 구성된 시스템에서 정전력 부하 변동에 따른 직류 버스 전압을 살펴본다. 가상 임피던스를 포함하는 드롭 제어를 적용했을 때 가상 저항의 크기에 따른 시스템의 안정도를 확인한다.

5.4.1 가상 저항의 크기가 0.01 Ω일 때의 결과

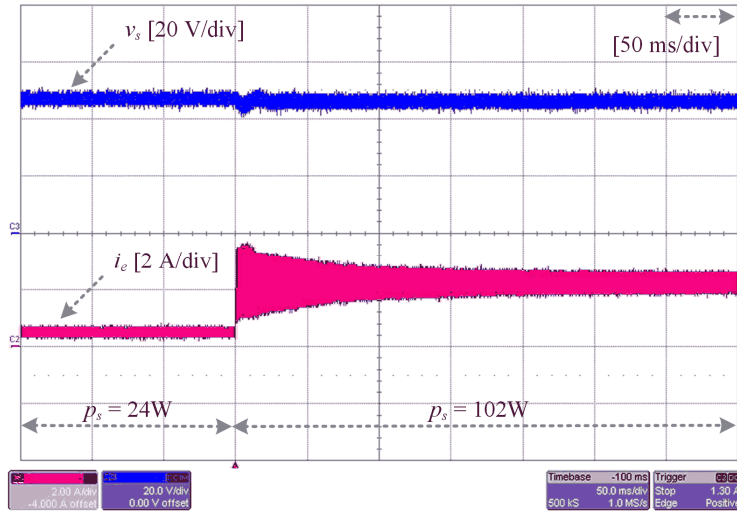


그림 5.28 가상 저항이 0.01 Ω일 때 직류 버스 전류와 전압:

24 W → 102 W.

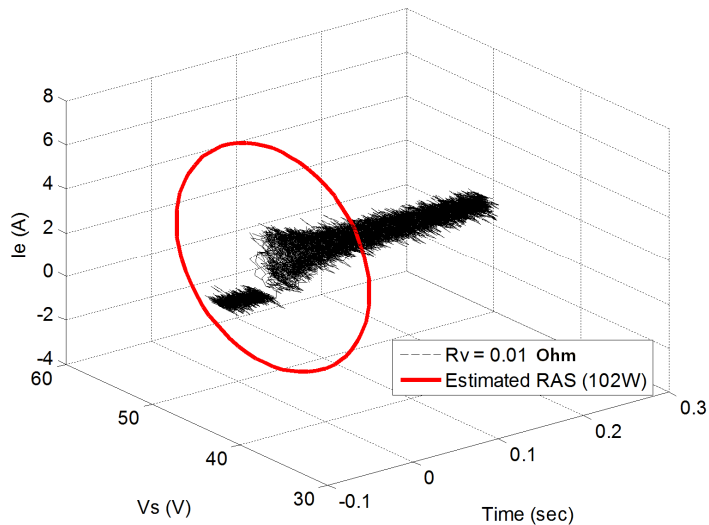


그림 5.29 가상 저항이 0.01 Ω일 때 전압-전류 궤적.

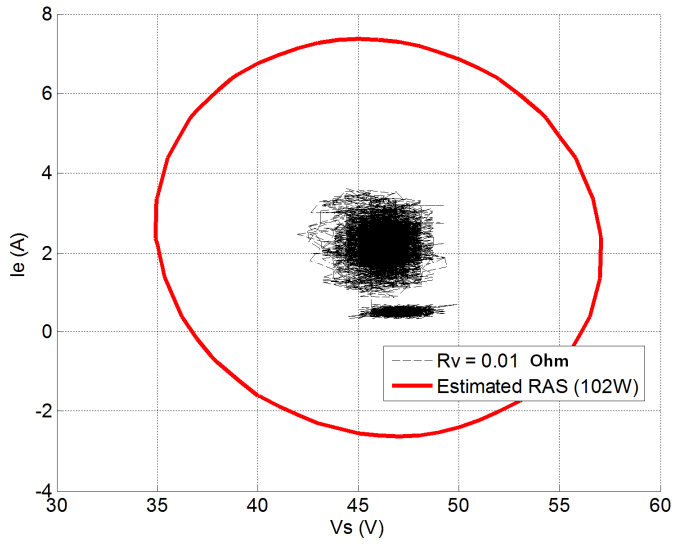


그림 5.30 가상 저항이 0.01 Ω일 때 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역.

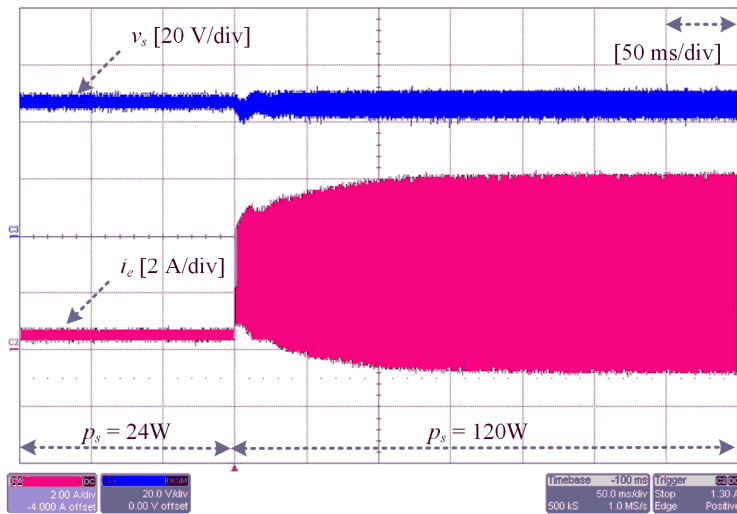


그림 5.31 가상 저항이 0.01 Ω일 때 직류 버스 전류와 전압:

24 W → 120 W.

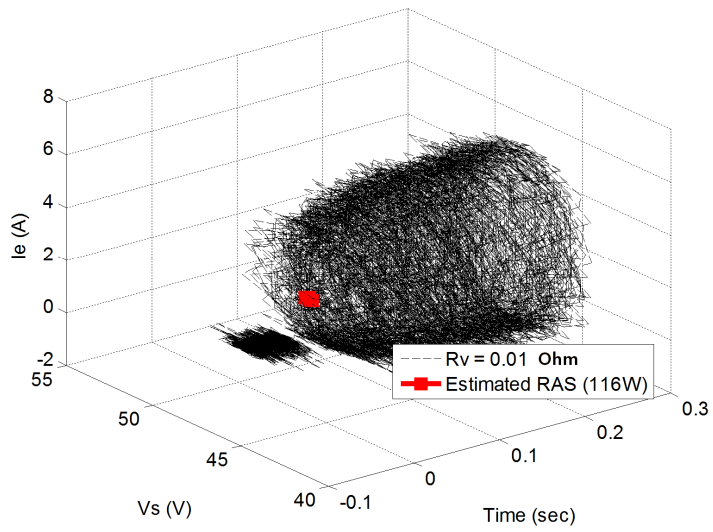


그림 5.32 가상 저항이 0.01 Ω일 때 전압-전류 궤적: 24 W → 120 W.

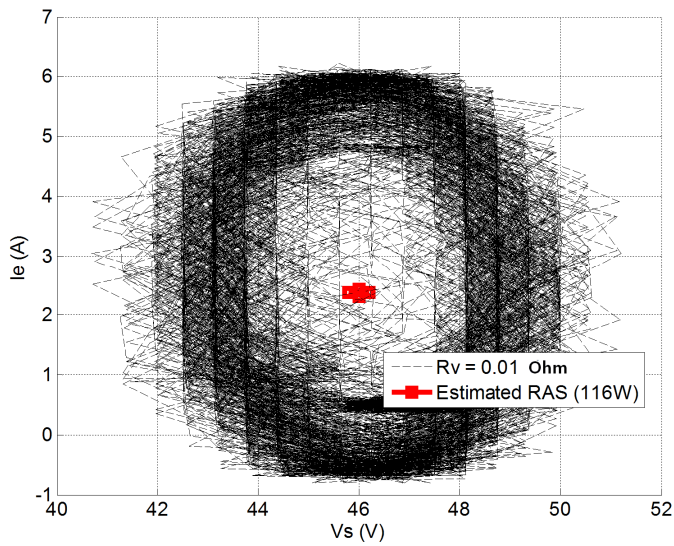


그림 5.33 가상 저항이 0.01 Ω일 때 전압-전류 궤적과 추정된
점근적 안정 영역.

그림 5.28과 그림 5.29는 가상 저항의 크기가 $0.01\ \Omega$ 일 때 정전력 부하 변동에 따른 직류 버스 전압, 전류의 파형과 궤적을 나타낸다. 부하가 24 W에서 102 W로 증가할 때 직류 버스 전압과 전류에 진동이 발생하며 시간이 지나면서 정상 상태로 들어가게 된다. 그림 5.30은 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역을 함께 도시한 그림이다. 정전력 부하의 크기가 시스템의 한계 전력점보다 작을 때 시스템의 전압이 안정 범위 내부에 존재하며 이는 4.2의 분석 결과와 일치한다.

그림 5.31과 그림 5.32는 부하가 24 W에서 120 W로 증가할 때의 직류 버스 전압과 전류의 파형과 궤적을 나타내며 전압과 전류가 발산한다. 그림 5.33은 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역을 함께 도시한 그림이다. 그림에서 볼 수 있듯이 전압 불안정 현상 발생 시 전압과 전류의 궤적이 추정된 점근적 안정 영역을 벗어나게 된다. 따라서 $0.01\ \Omega$ 의 가상 저항은 120 W의 부하에서 충분한 댐핑 역할을 하지 못하고 있음을 알 수 있다.

5.4.2 가상 저항의 크기가 $0.025\ \Omega$ 일 때의 결과

그림 5.34와 그림 5.35는 가상 저항의 크기가 $0.025\ \Omega$ 일 때 정전력 부하의 변동에 따른 직류 버스 전압, 전류의 파형과 궤적을 나타낸다. 부하가 24 W에서 114 W로 증가하는 순간 진동이 발생하지만, 시간이 흐르면서 직류 버스와 전류가 안정해지는 것을 알 수 있다. 그림 5.36은 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역을 함께 도시한 그림이다.

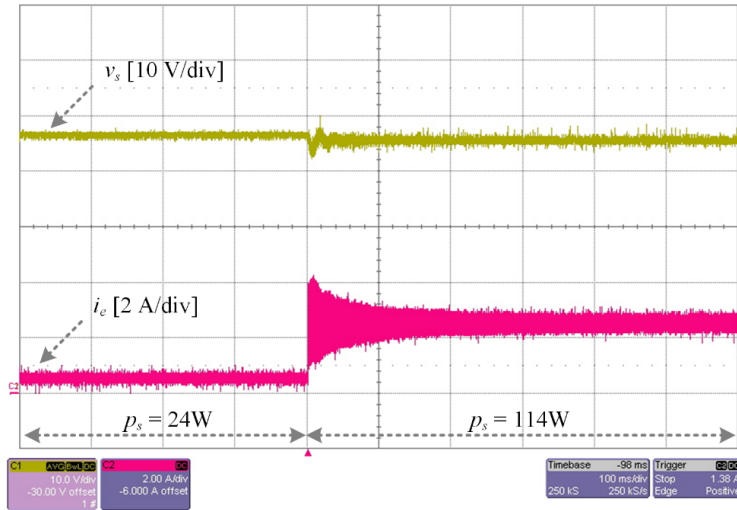


그림 5.34 가상 저항이 0.025Ω 일 때 직류 버스 전류와 전압:

24 W \rightarrow 114 W.

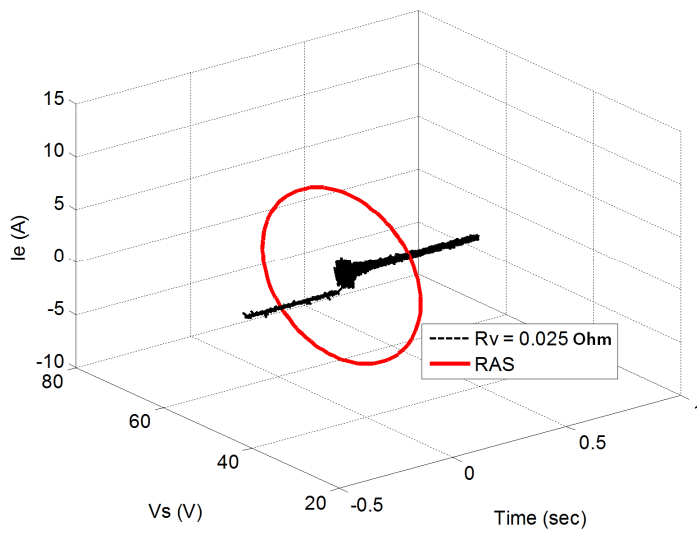


그림 5.35 가상 저항이 0.025Ω 일 때 전압-전류 궤적: 24 W \rightarrow 114 W.

그림에서 볼 수 있듯이 가상 저항의 크기가 0.025Ω 일 때 전압-전류의

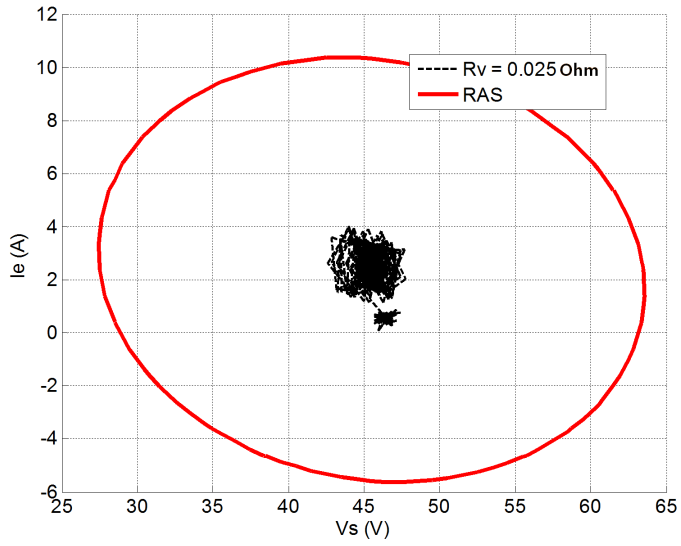


그림 5.36 가상 저항이 0.025 Ω일 때 전압-전류 궤적과 추정된
점근적 안정 영역.

궤적이 점근적 안정 영역 내에 존재하며 가상 저항이 댐핑 역할을 하고 있음을 알 수 있다.

5.4.3 가상 저항의 크기가 0.1Ω 일 때의 결과

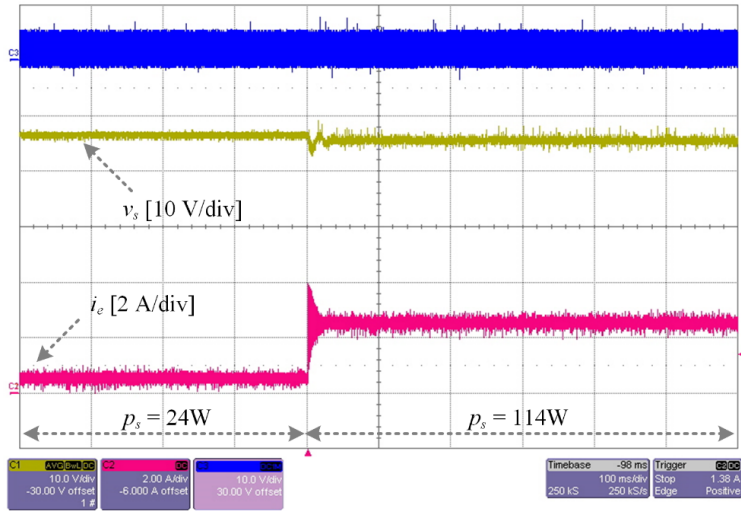


그림 5.37 가상 저항이 0.1Ω 일 때 직류 버스 전류와 전압: 24 W \rightarrow 114 W.

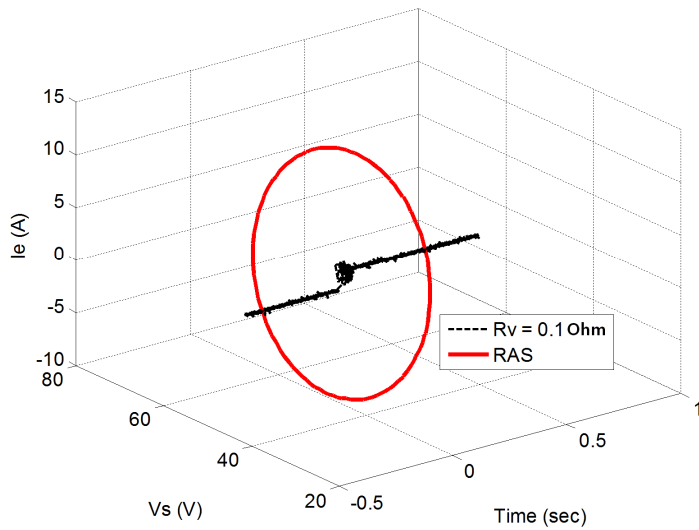


그림 5.38 가상 저항이 0.1Ω 일 때 전압-전류 궤적: 24 W \rightarrow 114 W.

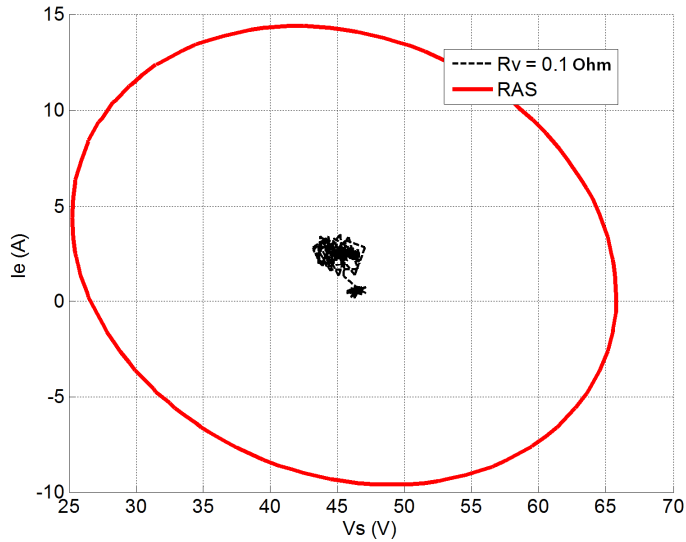


그림 5.39 가상 저항이 0.1Ω 일 때 전압-전류 궤적과 추정된
점근적 안정 영역.

그림 5.37과 그림 5.38은 가상 저항의 크기가 0.1Ω 일 때 정전력 부하의 변동에 따른 직류 버스 전압, 전류의 파형과 궤적을 나타낸다. 그림 5.34와 비교해서 부하 변동 시 진동이 더 작은 것을 볼 수 있다. 그림 5.39는 전압-전류 궤적과 추정된 점근적 안정 영역을 함께 도시한 그림이다. 그림에서 볼 수 있듯이 가상 저항의 크기가 0.1Ω 일 때 전압-전류의 궤적이 점근적 안정 영역 내에 존재하며, 가상 저항의 크기가 0.025Ω 일 때에 비해 전압-전류의 궤적 범위가 더욱 좁은 것을 알 수 있다.

제 6 장 결론 및 향후 과제

6.1 결론

본 논문에서는 고품질, 고신뢰성의 직류 전력 시스템을 구현하는 데 중요한 요소 중 하나인 직류 전압 안정도에 대해 연구하였다. 특히 정전력 부하는 negative incremental resistance 특성으로 인해 직류 전력 시스템의 전압을 불안정하게 만드는 주요 요소이다. 따라서 본 연구에서는 정전력 부하가 포함된 직류 전력 시스템의 소신호 및 대신호적 전압 안정도를 분석하였다. 그리고 이러한 분석 결과를 토대로 직류 전압 안정도를 향상시킬 수 있는 병렬 능동 댐퍼에 대한 대신호 전압 안정도를 분석하였다. 또한, 전원단 전력변환회로의 드롭 제어 루프에 가상 임피던스 루프를 추가하여 전압 안정도를 높이는 제어 방법을 제안하였다. 본 논문의 주요 연구 결과는 다음과 같이 정리된다.

(1) 정전력 부하를 포함한 시스템의 안정도 분석

본 논문에서는 정전력 부하를 포함하는 직류 전력 시스템의 소신호 및 대신호 전압 안정도 분석을 진행하였다. 직류 전력 시스템이 안정적으로 동작하기 위한 시스템 전력 용량을 구하기 위해 Hopf bifurcation point를 분석하였다. 그리고 정전력 부하에 의한 비선형 시스템의 대신호 안정도 분석을 위해 TS 퍼지 모델을 적용하였다. TS 퍼지 모델에 의해 표현된 비선형 시스템의 안정도 분석을 통해 Lyapunov 함수를 유도하고 시스템의

점근적 안정 영역을 분석하였다.

우선, 드롭 제어를 적용한 전원단 전력변환회로, 입출력 필터, 라인 임피던스, 정전력 부하로 구성된 직류 전력 시스템의 소신호 및 대신호 전압 안정도 분석을 통해 드롭 상수, 버스 커패시터, 동적 특성 등의 시스템 변수가 전압 안정도에 미치는 영향을 분석하였다. 그리고 다중 전원과 다중 정전력 부하로 구성된 직류 전력 시스템의 안정도 분석을 통해 시스템의 영역별 부하 분배와 전압 안정도의 관계에 대해 살펴보았다. 이를 통해 전압 안정도를 유지하기 위한 영역에 따른 부하와 전원 용량 설계가 가능할 것으로 기대된다.

(2) 전압 안정도 향상 방안 제안

직류 전력 시스템의 전압 안정도를 향상시키기 위한 가장 간단한 방법은 직류 버스의 커패시터 용량을 증가시키는 것이다. 하지만 용량이 큰 전해 커패시터가 필요하므로 이러한 방법은 전체 시스템의 크기를 증가시키고 신뢰성을 감소시킨다. 또는 직류 버스에 직렬 또는 병렬로 댐핑 저항을 연결하는 방법이 있으나 이는 전체 시스템의 효율을 감소시키므로 적합하지 않다. 본 논문에서는 고신뢰성의 직류 전력 시스템을 위한 전압 안정도 향상 방안으로 병렬 능동 댐퍼, 가상 임피던스 기반의 드롭 제어를 제안하였다.

병렬 능동 댐퍼는 직류 버스에 가상의 수동 댐퍼가 연결된 것처럼 동작함으로써 시스템의 버스 전압이 안정적으로 유지되도록 한다. 본 연구에서는 병렬 능동 댐퍼의 입력 임피던스 분석을 통해 병렬 능동

댐퍼를 가상의 수동 댐퍼로 모델링하였다. 병렬 능동 댐퍼는 직류 버스의 커패시터 용량을 증가시킨 것과 동일한 효과를 내도록 제어 루프를 구성한다. 하지만 전압 검출을 위한 저역 통과 필터의 대역폭과 전류 제어기의 대역폭의 영향으로 병렬 능동 댐퍼는 가상의 커패시터, 저항, 인덕터가 직렬로 연결된 것처럼 모델링된다. 따라서 본 연구에서는 유도된 병렬 능동 댐퍼의 모델을 이용하여 소신호 및 대신호 안정도 분석을 진행하고 시스템의 전압 안정도에 미치는 영향을 살펴보았다.

또한, 본 연구에서는 전원단 전력변환회로의 출력단에 직류 버스에 직렬로 연결되는 가상의 저항이 있는 것처럼 동작하기 위한 오프셋 전압을 기존 드롭 제어에 적용함으로써 분산 제어를 수행함과 동시에 직류 버스 전압 안정도를 향상시키는 제어 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 일반적인 드롭과 같이 출력에 저항이 연결된 것처럼 모델링 되는데, 제안된 방법에서의 가상 저항은 중간 주파수 영역에서 영향을 미치므로 저주파 대역에서 영향을 미치는 일반적인 드롭 저항과는 역할에 차이가 존재한다. 본 연구에서는 이러한 드롭 제어가 직류 전력 시스템의 전압 안정도에 미치는 영향을 살펴보기 위해 소신호 및 대신호 안정도 분석을 수행하였다.

마지막으로 직류 전력 시스템의 전압 안정도 해석 및 향상 방안의 타당성을 검증하기 위해 모의실험 및 하드웨어 실험을 수행하였으며, 제안된 방법들을 통해 전압 안정도를 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

6.2 향후 과제

직류 전력 시스템은 전력변환 효율, 시스템의 크기, 신뢰성 등의 측면에서 장점을 가지므로 높은 전력품질이 요구되는 시스템에서 기존 전력 시스템을 대체 할 수 있을 것으로 예상된다. 하지만 높은 전력품질의 전력을 공급하기 위해서는 직류 전압의 안정도에 대한 연구가 요구된다. 본 연구에서는 정전력 부하로 구성된 소규모 직류 전력 시스템을 대상으로 소신호 및 대신호 전압 안정도를 분석하고 안정도 향상 방안에 대해 연구하였다. 하지만 실제 시스템을 구성하는 부하는 이상적인 정전력 부하와는 다른 응답 특성을 가진다. 따라서 부하의 응답 특성을 고려한 정전력 부하뿐만 아니라 정저항, 정전류 부하의 영향을 고려한 전압 안정도 분석이 요구된다. 또한, 본 연구에서 대신호 안정도 분석을 위해 적용한 TS 퍼지 모델은 시스템 해석의 편의성 측면에서 장점을 가지나 분석 결과가 실제 값보다 conservative 하다는 문제가 있다. 따라서 genetic 알고리즘과 같은 최적화 방법을 통해 실제 시스템의 안정 영역에 가까운 점근적 안정 영역을 추정할 필요가 있다. 그리고 추정된 점근적 안정 영역을 이용하면 과도 안정도를 판별하는 또 다른 기준인 임계 고장 제거 시간(critical clearing time)을 결정할 수 있으므로 이를 이용한 고장 제거를 위한 제어 알고리즘 또는 시스템 설계에 대한 연구가 가능하다. 그 밖에 본 연구에서는 대신호 외란으로 부하 변동만을 고려하였으나 고장, 초기 구동 등의 대신호 외란에 대해서도 검증이 이루어져야 할 것이다.

참고문헌

- [1] A. Griffio and J. Wang, "Large Signal Stability Analysis of More Electric Aircraft Power Systems with Constant Power Loads," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 48, no. 1, pp. 477-489, 2012.
- [2] "IEEE Recommended Practice for 1 kV to 35 kV Medium-Voltage DC Power Systems on Ships," *IEEE Std 1709-2010*, pp. 1-54, 2010.
- [3] J. A. Rosero, J. A. Ortega, E. Aldabas, and L. Romeral, "Moving towards a more electric aircraft," *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, vol. 22, no. 3, pp. 3-9, 2007.
- [4] G. Sulligoi, D. Bosich, G. Giadrossi, L. Zhu, M. Cupelli, and A. Monti, "Multiconverter medium voltage dc power systems on ships: constant-power loads instability solution using linearization via state feedback control," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2543-2552, 2014.
- [5] G. AlLee and W. Tschudi, "Edison redux: 380 Vdc brings reliability and efficiency to sustainable data centers," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 10, no. 6, pp. 50-59, 2012.
- [6] J. F. Hansen, J. O. Lindtjorn, K. Vanska, and O. ABB, "Onboard DC Grid for enhanced DP operation in ships," in *Proc. Dynamic Positioning Conference*, 2011.
- [7] Y. Nozaki, "Development of higher-voltage direct current power feeding system for ICT equipment," *NTT Technical Review*, vol. 7, no. 10, 2009.

- [8] A. Pratt, P. Kumar, and T. V. Aldridge, "Evaluation of 400V DC distribution in telco and data centers to improve energy efficiency," in *Proc. Telecommunications Energy Conference, 2007. INTELEC 2007.*, 2007, pp. 32-39.
- [9] G. Pepermans, J. Driesen, D. Haeseldonckx, R. Belmans, and W. D'haeseleer, "Distributed generation: definition, benefits and issues," *Energy policy*, vol. 33, no. 6, pp. 787-798, 2005.
- [10] J. Driesen and F. Katiraei, "Design for distributed energy resources," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 30-40, 2008.
- [11] N. Hatziaargyriou, H. Asano, R. Iravani, and C. Marnay, "Microgrids," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 5, no. 4, pp. 78-94, 2007.
- [12] J. M. Bloemink and T. C. Green, "Benefits of distribution-level power electronics for supporting distributed generation growth," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 28, no. 2, pp. 911-919, 2013.
- [13] G.-S. Seo, J. Baek, K. Choi, H. Bae, and B. Cho, "Modeling and analysis of DC distribution systems," in *Proc. International Conference on Power Electronics and ECCE Asia*, 2011, pp. 223-227.
- [14] 백종복, "신재생 에너지원과 에너지 저장장치가 연계된 직류 배전 시스템의 제어 및 안정도 해석," 박사학위논문, 서울대학교, 2014.
- [15] 최우인, "직류배전시스템의 단락사고 보호를 위한 컨버터 회로 및 제어기 설계," 석사학위논문, 서울대학교, 2013.
- [16] 서갑수, "직류 마이크로그리드의 직렬 아크사고 검출에 관한 연구,"

박사학위논문, 서울대학교, 2015.

- [17] P. Karlsson, "DC distributed power systems-Analysis, design and control for a renewable energy system," Ph. D. dissertation, Lund University, 2002.
- [18] R. S. Balog, "Autonomous local control in distributed DC power systems," Ph. D. dissertation, University of Illinois at Urbana—Champaign, 2006.
- [19] I. Cvetkovic, "Modeling, Analysis and Design of Renewable Energy Nanogrid," M.S. dissertation, Virginia Tech, EUA, 2010.
- [20] A. Emadi, A. Khaligh, C. H. Rivetta, and G. Williamson, "Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, no. 4, pp. 1112-1125, 2006.
- [21] D. Marx, P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, and B. Davat, "Large signal stability analysis tools in DC power systems with constant power loads and variable power loads—A review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 1773-1787, 2012.
- [22] S. Sanchez and M. Molinas, "Large Signal Stability Analysis at the Common Coupling Point of a DC Microgrid: A Grid Impedance Estimation Approach Based on a Recursive Method," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, no. 1, pp. 122-131, 2015.
- [23] A. Kwasinski and C. N. Onwuchekwa, "Dynamic behavior and stabilization of DC microgrids with instantaneous constant-power loads," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, pp. 822-834, 2011.

- [24] M. Tabari and A. Yazdani, "Stability of a DC distribution system for power system integration of plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2564-2573, 2014.
- [25] A. P. Nobrega Tahim, D. J. Pagano, E. Lenz, and V. Stramosk, "Modeling and Stability Analysis of Islanded DC Microgrids Under Droop Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 8, pp. 4597-4607, 2015.
- [26] S. D. Sudhoff, S. F. Glover, P. T. Lamm, D. H. Schmucker, and D. Delisle, "Admittance space stability analysis of power electronic systems," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 36, no. 3, pp. 965-973, 2000.
- [27] C. M. Wildrick, F. C. Lee, B. H. Cho, and B. Choi, "A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 3, pp. 280-285, 1995.
- [28] P. Huynh and B. H. Cho, "A new methodology for the stability analysis of large-scale power electronics systems," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol. 45, no. 4, pp. 377-385, 1998.
- [29] 김정원, "분산전원 시스템에 적용 가능한 모듈화 컨버터의 구성 및 제어 방법," 박사학위논문, 서울대학교, 2001.
- [30] X. Feng, J. Liu, and F. C. Lee, "Impedance specifications for stable DC distributed power systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 2, pp. 157-162, 2002.
- [31] E. Barklund, N. Pogaku, M. Prodanović, C. Hernandez-Aramburo, and T. C. Green, "Energy management in autonomous microgrid using stability-

- constrained droop control of inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2346-2352, 2008.
- [32] P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, and S. Pierfederici, "General active global stabilization of multiloads DC-power networks," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 1788-1798, 2012.
- [33] A. Griffò, J. Wang, and D. Howe, "Large signal stability analysis of DC power systems with constant power loads," in *Proc. IEEE Veh. Power Propulsion Conf.*, 2008, pp. 1-6.
- [34] R. W. Erickson, S. Cuk, and R. D. Middlebrook, "Large-signal modeling and analysis of switching regulators," in *IEEE Power Electron. Spec. Conf. records*, 1982, pp. 240-250.
- [35] A.-B. Awan, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Nonlinear stabilization of a dc-bus supplying a constant power load," in *Proc. Ind. Appl. Soc.*, 2009, pp. 1-8.
- [36] L. Qi and S. Woodruff, "Stability analysis and assessment of integrated power systems using RTDS," in *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2005, pp. 325-332.
- [37] J. Milanović and T. David, "Stability of distribution networks with embedded generators and induction motors," in *Proc. IEEE Power Eng. Soc. Winter Meeting*, 2002, pp. 1023-1028.
- [38] L. Herrera and J. Wang, "Stability analysis and controller design of DC microgrids with constant power loads," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron.*

- Conf.*, 2015, pp. 691-696.
- [39] P. Magne, D. Marx, B. Nahid-Mobarakeh, and S. Pierfederici, "Large-signal stabilization of a DC-link supplying a constant power load using a virtual capacitor: Impact on the domain of attraction," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 3, pp. 878-887, 2012.
- [40] T. Tanaka and M. Yamasaki, "Simulation analysis of AC power supply system stability," *IEICE transactions on communications*, vol. 87, no. 12, pp. 3465-3470, 2004.
- [41] Z. W. Vilar and R. Dougal, "Effectiveness of generator control strategies on meeting pulsed load requirements in ship electric systems," in *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2005, pp. 459-462.
- [42] A. Pai, *Energy function analysis for power system stability*: Springer Science & Business Media, 2012.
- [43] C. L. DeMarco and C. Cañizares, "A vector energy function approach for security analysis of AC/DC systems," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 7, no. 3, pp. 1001-1011, 1992.
- [44] R. Genesio, M. Tartaglia, and A. Vicino, "On the estimation of asymptotic stability regions: State of the art and new proposals," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 30, no. 8, pp. 747-755, 1985.
- [45] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.*, no. 1, pp. 116-132, 1985.

- [46] H.-K. Lam and F. H.-F. Leung, *Stability analysis of fuzzy-model-based control systems* vol. 264: Springer, 2011.
- [47] K. Mehran, D. Giaouris, and B. Zahawi, "Stability analysis and control of nonlinear phenomena in boost converters using model-based Takagi–Sugeno fuzzy approach," *IEEE Trans. Circuits Syst. I-Regul. Pap.*, vol. 57, no. 1, pp. 200-212, 2010.
- [48] N. Yang, D. Paire, F. Gao, A. Miraoui, and W. Liu, "Compensation of droop control using common load condition in DC microgrids to improve voltage regulation and load sharing," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 64, pp. 752-760, 2015.
- [49] D. Marx, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakeh, and B. Davat, "Contribution to determination of domain of attraction in power systems: Application to drives with input filter," in *Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, 2009, pp. 1-8.
- [50] M. Cespedes, T. Beechner, L. Xing, and J. Sun, "Stabilization of constant-power loads by passive impedance damping," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, 2010, pp. 2174-2180.
- [51] J. Zeng, Z. Zhang, and W. Qiao, "An Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Controller for a DC–DC Boost Converter With a Constant Power Load," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2314-2322, 2014.
- [52] Y. Zhao, W. Qiao, and D. Ha, "A sliding-mode duty-ratio controller for

- DC/DC buck converters with constant power loads," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 2, pp. 1448-1458, 2014.
- [53] C. Onwuchekwa and A. Kwasinski, "Analysis of boundary control for boost and buck-boost converters in distributed power architectures with constant-power loads," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, 2011, pp. 1816-1823.
- [54] C. N. Onwuchekwa and A. Kwasinski, "Boundary control of buck converters with constant-power loads," in *Proc. Telecommunications Energy Conference, 2009. INTELEC 2009.*, 2009, pp. 1-6.
- [55] P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, and S. Pierfederici, "Dynamic Consideration of DC Microgrids With Constant Power Loads and Active Damping System—A Design Method for Fault-Tolerant Stabilizing System," *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 2, no. 3, pp. 562-570, 2014.
- [56] P. Liutanakul, A.-B. Awan, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakeh, and F. Meibody-Tabar, "Linear stabilization of a dc bus supplying a constant power load: A general design approach," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 2, pp. 475-488, 2010.
- [57] X. Liu, A. J. Forsyth, and A. M. Cross, "Negative input-resistance compensator for a constant power load," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 3188-3196, 2007.
- [58] H. Mosskull, "Stabilization of an induction motor drive with resonant input filter," in *Proc. 11th Eur. Conf. Power Electron. and Appl.*, 2005, pp. 10 pp.-P.

10.

- [59] H. Mosskull, J. Galić, and B. Wahlberg, "Stabilization of induction motor drives with poorly damped input filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2724-2734, 2007.
- [60] Y. A.-R. Mohamed, A. A. A. Radwan, and T. Lee, "Decoupled reference-voltage-based active DC-link stabilization for PMSM drives with tight-speed regulation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 12, pp. 4523-4536, 2012.
- [61] K. Pietiläinen, L. Harnefors, A. Petersson, and H.-P. Nee, "DC-link stabilization and voltage sag ride-through of inverter drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1261-1268, 2006.
- [62] P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, and S. Pierfederici, "Active stabilization of DC microgrids without remote sensors for more electric aircraft," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 5, pp. 2352-2360, 2013.
- [63] A. M. Rahimi and A. Emadi, "Active damping in dc/dc power electronic converters: A novel method to overcome the problems of constant power loads," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1428-1439, 2009.
- [64] M. Wu and D. Lu, "Adding virtual resistance in source side converters for stabilization of cascaded connected two stage converter systems with constant power loads in DC microgrids," in *Proc. International Power Electronics Conference, ECCE-ASIA*, 2014, pp. 3553-3556.
- [65] M. Karbalaye Zadeh, R. Gavagsaz-Ghoachani, J.-P. Martin, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakeh, and M. Molinas, "Discrete-time modelling, stability

- analysis, and active stabilization of dc distribution systems with constant power loads," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, 2015, pp. 323-329.
- [66] M. K. Zadeh, R. Gavagsaz-Ghoachani, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakeh, and M. Molinas, "Dynamic analysis of an on-board DC distribution system with active stabilizer," in *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2015 IEEE*, 2015, pp. 1-6.
- [67] V. Arcidiacono, A. Monti, and G. Sulligoi, "An innovative generation control system for improving design and stability of shipboard medium-voltage DC integrated power system," in *Proc. IEEE 3rd Elect. Ship Technol. Symp.*, 2009, pp. 152-156.
- [68] A. A. A. Radwan and Y. A.-R. Mohamed, "Linear active stabilization of converter-dominated DC microgrids," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 203-216, 2012.
- [69] A. M. Rahimi, G. Williamson, and A. Emadi, "Loop-cancellation technique: A novel nonlinear feedback to overcome the destabilizing effect of constant-power loads," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 2, pp. 650-661, 2010.
- [70] M. Wu and D. D.-C. Lu, "A Novel Stabilization Method of LC Input Filter with Constant Power Loads without Load Performance Compromise in DC Microgrids," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4552-4562, Jul. 2015.
- [71] W. Du, J. Zhang, Y. Zhang, and Z. Qian, "Stability criterion for cascaded system with constant power load," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no.

- 4, pp. 1843-1851, 2013.
- [72] X. Zhang, X. Ruan, H. Kim, and C. K. Tse, "Adaptive active capacitor converter for improving stability of cascaded DC power supply system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 1807-1816, 2013.
- [73] X. Zhang, D. M. Vilathgamuwa, K.-J. Tseng, B. S. Bhangu, and C. J. Gajanayake, "Power buffer with model predictive control for stability of vehicular power systems with constant power loads," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5804-5812, 2013.
- [74] X. Wang, F. Blaabjerg, M. Liserre, Z. Chen, J. He, and Y. Li, "An active damper for stabilizing power-electronics-based AC systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 7, pp. 3318-3329, 2014.
- [75] X. Wang, F. Blaabjerg, and M. Liserre, "An active damper to suppress multiple resonances with unknown frequencies," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, 2014, pp. 2184-2191.
- [76] R. Ahmadi, "Dynamic modeling, stability analysis, and controller design for DC distribution systems," Ph. D. dissertation, Missouri University of Science and Technology, 2013.
- [77] K. J. Bunker, "Multidimensional optimal droop control for wind resources in DC microgrids," Ph. D. dissertation, Department of Electrical and Computer Engineering, Michigan Technological University, 2014.
- [78] C. Gavriluță, "Control and operation of multi-terminal VSC-DC networks," Ph. D. dissertation, Electrical Engineering Department, University of

Catalonia, 2014.

- [79] V. Mariani, F. Vasca, J. Vasquez, and J. Guerrero, "Model Order Reductions for Stability Analysis of Islanded Microgrids with Droop Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4344-4354, July 2014.
- [80] B. H. Cho and F. C. Lee, "Modeling and analysis of spacecraft power systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 1, pp. 44-54, Jan. 1988.
- [81] T. Pavlović, T. Bjazic, and Ž. Ban, "Simplified averaged models of DC-DC power converters suitable for controller design and microgrid simulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 7, pp. 3266-3275, July 2013.
- [82] G. W. Wester and R. D. Middlebrook, "Low-frequency characterization of switched dc-dc converters," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, no. 3, pp. 376-385, 1973.
- [83] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*: Springer Science & Business Media, 2007.
- [84] S. Cuk, "Modelling, analysis, and design of switching converters," Ph. D. dissertation, California Institute of Technology, 1977.
- [85] P. T. Krein, J. Bentsman, R. M. Bass, and B. C. Lesieutre, "On the use of averaging for the analysis of power electronic systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, no. 2, pp. 182-190, 1990.
- [86] M. Rodriguez, G. Stahl, L. Corradini, and D. Maksimovic, "Smart DC power management system based on software-configurable power modules," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 1571-1586, 2013.

- [87] (2011). *Handbook on Cable*.
- [88] J. A. R. Macías, A. G. Expósito, and A. B. Soler, "A comparison of techniques for state-space transient analysis of transmission lines," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 20, no. 2, pp. 894-903, 2005.
- [89] L. Weiss, W. Mathis, and L. Trajkovic, "A generalization of Brayton-Moser's mixed potential function," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol. 45, no. 4, pp. 423-427, 1998.
- [90] M. Belkhat, R. Cooley, and A. Witulski, "Large signal stability criteria for distributed systems with constant power loads," in *Proc. Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC'95 Record., 26th Annual IEEE, 1995*, pp. 1333-1338.
- [91] D. Jeltsema and J. Scherpen, "On Brayton and Moser's missing stability theorem," *IEEE Trans. Circuits Syst. II-Express Briefs*, vol. 52, no. 9, pp. 550-552, 2005.
- [92] H. Zhou, A. M. Khambadkone, and X. Kong, "Passivity-based control for an interleaved current-fed full-bridge converter with a wide operating range using the Brayton-Moser form," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 9, pp. 2047-2056, 2009.
- [93] X. Liu, Y. Zhou, W. Zhang, and S. Ma, "Stability criteria for constant power loads with multistage filters," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 5, pp. 2042-2049, 2011.
- [94] S. P. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, *Linear matrix*

inequalities in system and control theory vol. 15: SIAM, 1994.

- [95] H. K. Khalil and J. Grizzle, *Nonlinear systems* vol. 3: Prentice hall New Jersey, 1996.
- [96] S. Grillo, V. Musolino, G. Sulligoi, and E. Tironi, "Stability enhancement in DC distribution systems with constant power controlled converters," in *Proc. IEEE 15th Int. Conf. Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, 2012, pp. 848-854.
- [97] B. P. Loop, "Estimating regions of asymptotic stability of nonlinear systems with applications to power electronics systems," Ph. D. dissertation, Purdue University, 2005.
- [98] B. P. Loop, S. D. Sudhoff, and A. E. L. Zivi, "Estimating regions of asymptotic stability of power electronics systems using genetic algorithms," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 18, no. 5, pp. 1011-1022, 2010.

Abstract

Large Signal Stability Analysis and Active Damping Control for Voltage Stabilization in DC Power System

Hye-Jin Kim

Department of Electrical Engineering and Computer Science

The Graduate School

Seoul National University

Due to advancements in power electronics technology and the impact of renewable distributed generators, the dc power system is considered as a promising future power system in industrial and residential areas, such as data centers, more-electric aircrafts and ships, and commercial buildings. The dc power system facilitates an integration of alternative energy sources and energy storages which are inherently DC. It also does not require source synchronization, reactive power control, and harmonic compensation. Furthermore, it is more efficient due to fewer intermediate conversion stages between system components and shows higher reliability from having fewer critical failure points.

Despite the aforementioned advantages, voltage stability is an important issue in the integrity of the system. This paper investigates a voltage stability of the dc power system with a constant power load which is detrimental to the system due to its negative

incremental resistance (NIR). As the NIR causes an undesirable voltage oscillation, it is necessary to not only analyze the stability characteristics, but also identify a desired stable region. Various studies have focused on small signal analysis to address the instability phenomenon. The impedance criteria commonly used in the dc power system evaluates the stability behavior based on the relationship between the source output impedance and the load input impedance. Although the small signal analysis provides the sufficient condition for the voltage stability, it does not ensure stability under large signal disturbances such as load transient, start-up, and fault.

In this paper, the TS fuzzy model is used to generate Lyapunov function which not only verifies the asymptotic stability, but also estimates the region of asymptotically stability (RAS). The fuzzy modeling enables to attain linear system models whose weighted sum is equivalent to the original nonlinear system so that the linear stability analysis tool can be applicable.

Moreover, this paper proposes the active damping control methods to mitigate the instability caused by CPLs. First, the shunt active damper adopting a virtual impedance shaping technique is proposed. The active damper is connected at the point of common coupling of the dc power system and controlled as a virtual passive elements. Thus, the resulting oscillation from the large disturbances can be effectively alleviated so that the stable operation range can be extended with reduced bus capacitance. In addition, this paper proposes a method that stabilizes the system from source-side converters, instead of from CPLs. In the proposed method, a virtual resistor is built in the output of source-side converter using adaptive droop offset voltage. The virtual resistor is effective around

the resonant frequency of the dc power system and thus can increase the voltage stability margin. The impact of the proposed stabilization methods is analyzed by inducing the RAS based on TS multi model with LMI solver. The performance of the proposed method is verified by simulation and experimental results.

Keywords : DC power system, Voltage stability, Small signal analysis, Large signal analysis, Constant power load, Active damping

Student Number : 2012-30203