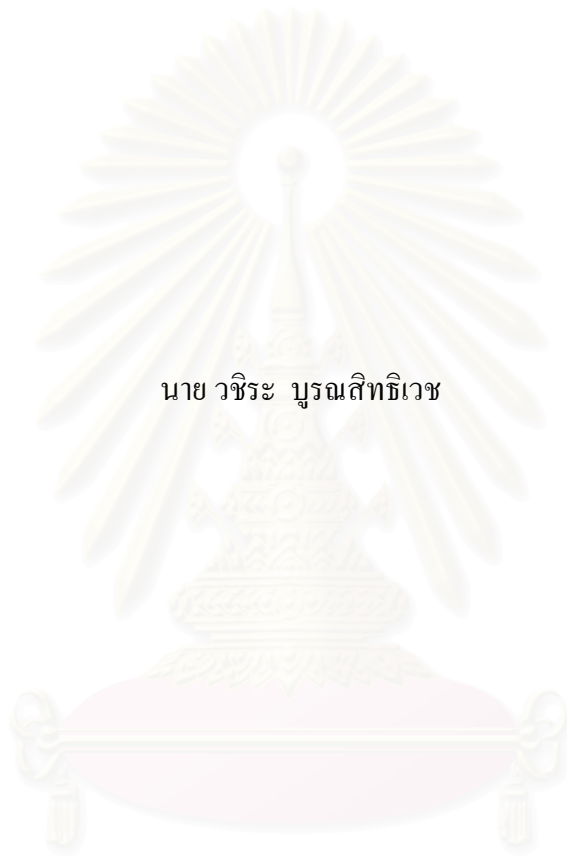


การวิเคราะห์วงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแสโดยมีการตรึงแรงดันของตัวเก็บประจุ



นาย วชิระ บุรณสิทธิเวช

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

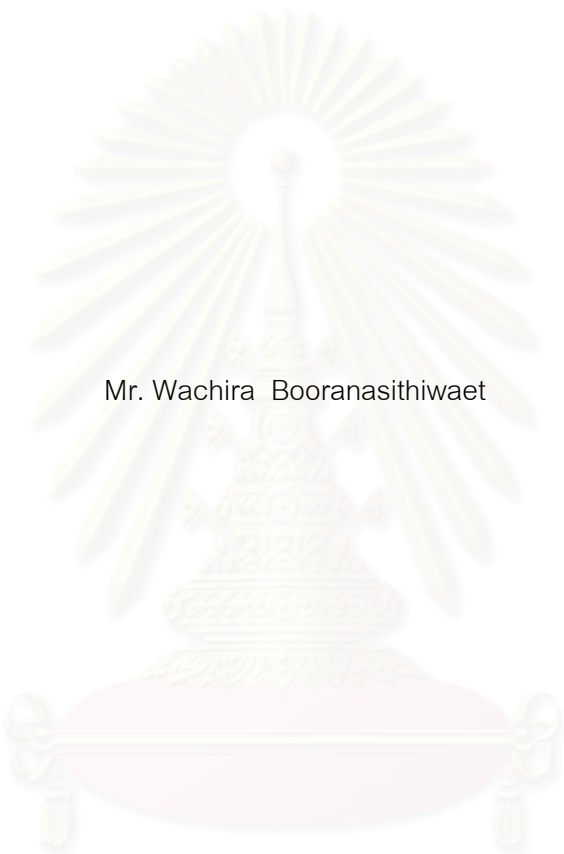
ปีการศึกษา 2546

ISBN 974-17-4528-1

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

AN ANALYSIS OF CONVERTERS USING RECTIFIER CONTROL- CELL
WITH CAPACITOR-VOLTAGE CLAMP

Mr. Wachira Boornasithiwaet



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2003

ISBN 974-17-4528-1

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การวิเคราะห์วงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแส โดยมีการตรึงแรงดันของตัวเก็บประจุ

โดย

นาย วชิระ บุรณสิทธิเวช

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา

รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโทบริหารธุรกิจ

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ศาสตราจารย์ ดร. ดิเรก ลาวัณย์ศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ

(อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต)

..... กรรมการ

(อาจารย์ สุวิทย์ นาคพิระยุทธ)

สภามหาวิทยาลัย
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วชิระ บุรณสิทธิเวช : การวิเคราะห์วงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแสโดยมีการตรึงแรงดันของตัวเก็บประจุ. (AN ANALYSIS OF CONVERTERS USING RECTIFIER CONTROL-CELL WITH CAPACITOR-VOLTAGE CLAMP) อ. ที่ปรึกษา :
รศ. ดร. ยุทธนา กุลวิทิต, 198 หน้า. ISBN 974-17-4528-1.

วิทยานิพนธ์นี้ศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างของวงจรแปลงผันพื้นฐานทั้งสี่รูปแบบที่ใช้หน่วยควบคุมเรียงกระแสที่มีการตรึงแรงดันทั้งสองด้าน การหาแบบจำลองของวงจรแปลงผันใช้วิธีการเฉลี่ยวงจร ได้คำนวณอัตราการแปลงผันของวงจรจากแบบจำลองไฟตรงและคำนวณหาฟังก์ชันโอนย้ายต่าง ๆ ที่สำคัญของวงจรแปลงผันจากแบบจำลองสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก ถ้าแหล่งควบคุมของหน่วยควบคุมเรียงกระแสเป็นแหล่งกระแสอุดมคติที่มีรูปคลื่นไซน์ ผลการคำนวณทางทฤษฎีและผลการทดลองจะมีค่าสอดคล้องกันสำหรับสัญญาณที่มีความถี่ต่ำครึ่งหนึ่งของความถี่แหล่งกระแส แต่เมื่อใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งควบคุมของหน่วยควบคุมเรียงกระแส การคำนวณจะใช้การประมาณด้วยความถี่หลักมูลเพื่อลดความซับซ้อนของการคำนวณและผลการคำนวณทางทฤษฎีจะมีค่าสอดคล้องกับผลการทดลองเฉพาะสัญญาณที่มีความถี่ต่ำ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อนิสิต.....
สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....
ปีการศึกษา.....2546.....

4470503321 : MAJOR POWER ELECTRONICS

KEYWORD: BUCK CONVERTER / BOOST CONVERTER / BUCK-BOOST CONVERTER /

CUK CONVERTER / DC MODEL / AC SMALL-SIGNAL MODEL / RECTIFIER CONTROL CELL

WACHIRA BOORANASITHIWAET: AN ANALYSIS OF CONVERTERS USING RECTIFIER CONTROL-CELL WITH CAPACITOR-VOLTAGE CLAMP. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. YOUTHANA KULVITIT, Ph.D. , 198 pp. ISBN 974-17-4528-1.

The operation of the four basic converter configurations using double-side voltage clamping rectifier control-cell was investigated. Average models of the converters were derived using circuit-averaging technique. DC conversion ratios of the converters were calculated from their dc circuit model. Important ac small signal transfer functions were calculated from their ac small-signal models. If an ideal sinusoidal current source is used as a control source for the rectifier control cell, good agreement between the theoretical and experimental results are obtained for signal frequency up to half of the current source's frequency. When a series resonant inverter is used as a control source for the rectifier control cell, fundamental frequency approximation analytical technique is used to alleviate the complexity of the calculations, and the theoretical values will agree well with those obtained experimentally only for signal in the low frequency range.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Department. ELECTRICAL ENGINEERING Student' signature.....

Field of study. ELECTRICAL ENGINEERING Advisor's signature.....

Academic year..... 2003.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ ด้วยความช่วยเหลือและความเอาใจใส่อย่างดียิ่งจากรองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำตลอดจนให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยตลอดมา ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ท่านสนับสนุนในการทำวิจัย ตลอดจนรุ่นพี่ห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลังทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือและคำแนะนำในการพัฒนางานวิจัย รวมถึงอาจารย์ทุกท่านที่ให้วิชาความรู้ตั้งแต่อดีตจนกระทั่งถึงปัจจุบัน

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอขอบพระคุณบิดามารดาและญาติพี่น้องของข้าพเจ้า ผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษาให้การสนับสนุนในทุกๆด้านและเป็นกำลังใจด้วยดีเสมอมา



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ซ
สารบัญภาพ.....	ฅ
รายการสัญลักษณ์.....	ด

บทที่

1 บทนำ.....	1
1.1 ความเบื้องต้น.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย.....	3
1.3 ขอบเขตของโครงร่างวิทยานิพนธ์.....	3
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ.....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
2 สมการพื้นฐานและการวิเคราะห์วงจร.....	5
2.1 การทำงานและสมการพื้นฐานของวงจรกรณีสี่รูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันด้านเดียว (Single-side Voltage Clamping)	6
2.1.1 การทำงานของวงจรทอนระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน (S1-Structured Type P Single-side Voltage Clamping)	6
2.1.2 การวิเคราะห์วงจรทางด้านไฟตรง.....	10
2.1.3 กรณีความต้านทานโหลด R_L มีค่าคงที่ แต่แปรค่าแรงดันด้านออก V_o	15
2.1.3.1 แปรค่า I_{x-p} โดยรักษาให้ f_s คงที่.....	15
2.1.3.2 แปรค่า f_s โดยรักษา I_{x-p} ให้คงที่.....	17
2.1.4 กรณีแปรค่าความต้านทานโหลด R แต่มีการควบคุมแรงดันด้านออก V_o ให้คงที่.....	18
2.1.4.1 แปรค่า I_{x-p} โดยรักษาให้ f_s คงที่.....	18
2.1.4.2 แปรค่า f_s โดยรักษา I_{x-p} ให้คงที่.....	19

สารบัญ

หน้า

2.2	การทำงานและสมการพื้นฐานของวงจรกรณีสี่ที่รูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันสองด้าน (Double-side Voltage Clamping)	19
2.2.1	วงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping.....	20
2.2.1.1	ขีดแบ่ง.....	25
2.2.1.2	การคำนวณหาค่าเฉลี่ยของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_x โดยการอินทิเกรต.....	26
2.2.1.3	การคำนวณหาค่าเฉลี่ยของกระแสไหลผ่านไดโอด D_x โดยการอินทิเกรต.....	27
2.2.1.4	การคำนวณหาอัตราการแปลงผัน $M = V_o / V_s$	27
2.2.2	วงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping.....	31
2.2.2.1	ขีดแบ่ง.....	36
2.2.2.2	การคำนวณหาค่าเฉลี่ยของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_x โดยการอินทิเกรต.....	38
2.2.2.3	การคำนวณหาค่าเฉลี่ยของกระแสไหลผ่านไดโอด D_x โดยการอินทิเกรต.....	39
2.2.2.4	การคำนวณหาอัตราการแปลงผัน $M = V_o / V_s$	40
2.3	สรุป.....	41
3	การวิเคราะห์โครงสร้างและแบบจำลองไฟตรง.....	43
3.1	การแบ่งลักษณะของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับ.....	43
3.2	การแบ่งลักษณะของวงจรที่มีโครงสร้างแบบทบระดับ.....	45
3.3	การแบ่งลักษณะของวงจรที่มีโครงสร้างแบบทอนทบระดับ.....	46
3.4	การแบ่งลักษณะของวงจรที่มีโครงสร้างแบบซุกระดับ.....	47
3.5	การสร้างแบบจำลองสำหรับวงจรแปลงผันที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันกรณีสี่ไม่มีการสูญเสียในวงจร.....	49
3.6	แบบจำลองสำหรับวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน.....	50
3.6.1	แบบจำลองเฉลี่ย (Average Circuit Model)	51
3.6.2	แบบจำลองไฟตรง (DC Model)	53

สารบัญ

หน้า

3.7 แบบจำลองสำหรับวงจรแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping.....	55
3.7.1 แบบจำลองเฉลี่ย (Average Circuit Model)	55
3.7.2 แบบจำลองไฟตรง (DC Model)	58
3.8 แบบจำลองวงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-Side Voltage Clamping.....	59
3.8.1 แบบจำลองเฉลี่ย (Average Circuit Model)	61
3.8.2 แบบจำลองไฟตรง (DC Model)	63
3.9 สรุป.....	73
4 การวิเคราะห์ห้วงจรกรณีสื่อวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม.....	75
4.1 วงจรแปลงผันแบบ Single-side Voltage Clamping กรณีสื่อวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม.....	76
4.1.1 การประมาณส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยพิจารณาเฉพาะความถี่หลักมูล.....	76
4.1.2 การหาวงจรมูล.....	78
4.1.2.1 พิจารณาส่วนของวงจรทอนระดับ.....	78
4.1.2.2 พิจารณาส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	79
4.1.2.3 การคำนวณหาอิมพีแดนซ์สมมูลโดยอาศัยข้อมูลของขนาดและเฟสของกระแสและแรงดันที่ขั้ว.....	83
4.1.2.4 การคำนวณหาอิมพีแดนซ์สมมูล โดยอาศัยเฟสเซอร์.....	83
4.1.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าออกของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ กับความถี่การสวิตช์ f_s ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม.....	87
4.2 วงจรแปลงผันแบบ Double-side Voltage Clamping กรณีสื่อวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม.....	95
4.2.1 ที่ความถี่มูลฐาน หรือ ความถี่การสวิตช์ f_s	100
4.3 การใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมเป็นแหล่งกระแสควบคุม S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping Converter (RCC Cuk)	102
4.4 สรุป.....	108

สารบัญ

หน้า

5	แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กและการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก.....	110
5.1	แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอน ระดับ (S1-Structured Type P Single-side Voltage Clamping Converter)	110
5.2	แบบจำลองของวงจร กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแส ควบคุม.....	118
5.2.1	แบบจำลองเฉลี่ยและแบบจำลองไฟตรง กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซ - แนนซ์ เป็นแหล่งกระแสควบคุม.....	118
5.2.2	แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็น แหล่งกระแสควบคุม.....	118
5.2.2.1	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{xp} \rangle$	118
5.2.2.2	แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำ.....	122
5.3	แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบวงจร S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping Converter.....	127
5.4	แบบจำลองของวงจรกรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแส ควบคุม.....	140
5.4.1	แนวคิดในการสร้างแบบจำลอง ในย่านความถี่ต่ำ.....	140
5.4.2	แบบจำลองเฉลี่ยและแบบจำลองไฟตรง กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม.....	140
5.4.3	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{xp} \rangle$	141
5.4.4	แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำ.....	143
5.5	แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping Converter.....	151
5.6	แบบจำลองของวงจร S3-Structured Type N Double – side Voltage Clamping กรณีใช้ วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม.....	166
5.6.1	แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำ.....	166
5.7	สรุป.....	177
6	ผลการทดลอง.....	179
6.1	แสดงรูปคลื่นการทำงาน.....	179

สารบัญ

หน้า

6.1.1	กรณีทีรูปคลื่นมีลักษณะตริงแรงดันด้านเดียว.....	179
6.1.2	กรณีรูปคลื่นมีลักษณะตริงแรงดันสองด้าน.....	179
6.2	ผลตอบเชิงความถี่ต่อสัญญาณขนาดเล็ก.....	182
6.2.1	ผลตอบเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อแรงดันด้านเข้า v_s	183
6.2.2	ผลตอบเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม f_s	184
6.2.3	ผลตอบเชิงความถี่วงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า	185
6.2.4	ผลตอบเชิงความถี่วงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านออก	186
7	บทสรุป.....	188
7.1	สรุปผลการวิจัย.....	188
7.2	ข้อเสนอแนะ.....	189
	รายการอ้างอิง.....	190
	ภาคผนวก.....	192
	ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	195

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 แบ่งประเภทแบบจำลองไฟตรง.....	74



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 โครงสร้างของหน่วยควบคุมแรงดัน (VCC) (ก), หน่วยสวิตช์ PWM (ข) และไดโอด D_x ต่อขนานกับกิ่งควบคุมแรงดัน (ค).....	2
2.1 โครงสร้างพื้นฐาน S1 (สองกิ่ง สองสวิตช์).....	5
2.2 โครงสร้างพื้นฐาน S2 (สองกิ่งแรงดัน สองสวิตช์)	5
2.3 โครงสร้างพื้นฐาน S3 (สองกิ่งกระแส สองสวิตช์)	5
2.4 วงจรทอนระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน (VCC).....	7
2.5 รูปลักษณะของวงจรในแต่ละช่วงเวลาการทำงานใน 1 คาบการสวิตช์.....	7
2.6 รูปคลื่นของวงจรทอนระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน.....	8
2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า t_{fn} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$	11
2.8 ความสัมพันธ์ระหว่าง μ_0 กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p}	13
2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าปัทธานของช่วงเวลาที่ไดโอดหยุดนำกระแส t_{fd} กับ $\omega C_x R_L$	14
2.10 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรแบบ Single-side Voltage Clamping ที่ $i_x = 1 A$ $f_s = 30 kHz$ (ก) $R_L = 50 \Omega$ (ข) $R_L = 100 \Omega$ (ค) $R_L = 500 \Omega$ (ง) $R_L = \infty$	15
2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออก V_o กับค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} เมื่อ $f_s = 30 kHz$ สำหรับความต้านทานโหลด $R = 50 \Omega$ และ 80Ω	16
2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออก V_o กับความถี่การสวิตช์ f_s เมื่อ I_{x-p} คงที่ สำหรับความต้านทานโหลด $R = 50 \Omega$ และ 80Ω	16
2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} กับความต้านทานโหลด R เมื่อ f_s คงที่ สำหรับแรงดันด้านออก $V_o = 10$ โวลต์ และ 20 โวลต์.....	17
2.14 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่การสวิตช์ f_s กับความต้านทานโหลด R เมื่อ I_{x-p} คงที่ สำหรับแรงดันด้านออก $V_o = 10$ โวลต์ และ 20 โวลต์	18
2.15 วงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping.....	19
2.16 รูปลักษณะของวงจรในแต่ละช่วงเวลาการทำงานใน 1 คาบการสวิตช์.....	19
2.17 รูปคลื่นของวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping	20
2.18 ความสัมพันธ์ระหว่าง t_{in} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ ที่แรงดัน V_s เท่ากับ $24 V$	22
2.19 ความสัมพันธ์ระหว่าง t_{in} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ ที่แรงดัน V_s เท่ากับ $24 V$	23
2.20 ความสัมพันธ์ระหว่าง t_{fn} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ ที่แรงดัน V_s เท่ากับ $24 V$	24
2.21 ความสัมพันธ์ระหว่าง μ_0 กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p} และแรงดัน V_s / V_{XX}	29
2.22 ความสัมพันธ์ระหว่าง μ_0 กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p} ที่แรงดัน V_s / V_{XX} ค่าหนึ่งๆ.....	29
2.23 ความสัมพันธ์ระหว่าง μ_0 กับ I_L / I_{x-p} ที่แรงดัน V_s เท่ากับ $24 V$ และ $34 V$	30

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
2.24 วงจรซุกที่ใช้หน่วยเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม.....	31
2.25 รูปลักษณะของวงจรในแต่ละช่วงเวลาการทำงานใน 1 คาบการสวิตช์.....	32
2.26 รูปคลื่นของวงจรซุกที่ใช้วงจรเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม.....	33
2.27 ความสัมพันธ์ระหว่าง t_{1n} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$	37
2.28 ความสัมพันธ์ระหว่าง t_{2n} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$	37
2.29 ความสัมพันธ์ระหว่าง t_{fn} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$	38
3.1 วงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับกรณีสี่ไดโอด D_x ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_x	44
3.2 วงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับกรณีสี่ไดโอด D ตัวเดียว.....	45
3.3 วงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับ.....	46
3.4 วงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนทอนระดับ.....	47
3.5 วงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรซุก.....	48
3.6 แผนภูมิการสร้างแบบจำลองด้วยวิธีการเฉลี่ยวงจร (Circuit – Averaging).....	49
3.7 การแบ่งวงจรแปลงผันที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันเป็น 2 ส่วน.....	50
3.8 วงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน.....	51
3.9 หน่วยควบคุมที่ใช้วงจรเรียงกระแส และอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว.....	51
3.10 แบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว.....	53
3.11 แบบจำลองเฉลี่ยของวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน.....	53
3.12 แบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว.....	54
3.13 วงจรสมมูลไฟตรงของวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน.....	54
3.14 วงจรแปลงผัน S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping.....	55
3.15 หน่วยควบคุมที่ใช้วงจรเรียงกระแส และอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว.....	55
3.16 รูปคลื่นของกระแสที่ขั้ว และแรงดันระหว่างขั้ว ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว.....	56
3.17 แบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว.....	58
3.18 แบบจำลองเฉลี่ยของวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping.....	58
3.19 แบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว.....	59
3.20 วงจรสมมูลไฟตรงของวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping.....	59
3.21 วงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping.....	60

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
3.22 หน่วยควบคุมที่ใช้วงจรเรียงกระแส และอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว.....	60
3.23 รูปคลื่นของกระแสที่ขั้ว และแรงดันระหว่างขั้ว ของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว.....	60
3.24 แบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว.....	62
3.25 แบบจำลองเฉลี่ยของวงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping.....	62
3.26 แบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว.....	63
3.27 วงจรสมมูลไฟตรงของวงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping.....	64
3.28 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับกรณีสมีไดโอด D ตัวเดียว.....	64
3.28 (ต่อ) แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับกรณีสมีไดโอด D ตัวเดียว.....	65
3.29 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับกรณีสมีไดโอด D_x ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_x	66
3.30 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับกรณีสมีไดโอด D_x ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_x	67
3.31 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับกรณีสมีไดโอด D ตัวเดียว.....	67
3.31 (ต่อ) แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับกรณีสมีไดโอด D ตัวเดียว.....	68
3.32 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนทอนระดับกรณีสมีไดโอด D_x ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_x	68
3.32 (ต่อ) แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนทอนระดับกรณีสมีไดโอด D_x ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_x	69
3.33 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนทอนระดับกรณีสมีไดโอด D ตัวเดียว.....	69
3.33 (ต่อ) แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนทอนระดับกรณีสมีไดโอด D ตัวเดียว.....	70
3.34 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรชุกกรณีสมีไดโอด D_x ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_x	70

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
3.35 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรชุด กรณีมีไดโอด D ตัวเดียว.....	71
3.36 วงจรแปลงผันแบบชั้น E.....	73
3.37 รูปคลื่นกระแสกับแรงดันของวงจรแปลงผันแบบชั้น E.....	73
4.1 วงจรทอนระดับที่ใช้วงจรเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม.....	75
4.2 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม.....	77
4.3 วงจรทอนระดับที่ใช้วงจรเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม กรณีใช้วงจรสมมูลใกล้เคียง ที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูลแทนส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม.....	78
4.4 วงจรสมมูลเมื่อมองจากวงจรทอนระดับเข้าไปในวงจรอินเวอร์เตอร์.....	79
4.5 อิมพีแดนซ์สมมูลของวงจรทอนระดับ ที่พิจารณาเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล.....	79
4.6 ขนาดของแรงดัน V_{Cx} ที่ฮาร์มอนิกส์ต่างๆ เทียบกับองค์ประกอบหลักมูล	82
4.7 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่ขั้วของอิมพีแดนซ์สมมูล.....	84
4.8 อิมพีแดนซ์สมมูลของวงจรทอนระดับ เมื่อคิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล.....	84
4.9 เฟสเซอร์ของกระแส i_{sin} และแรงดัน v_{Cx1}	85
4.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega_s C_x R_{ic}$ กับ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$	86
4.11 ความสัมพันธ์ระหว่าง C_x / C_{ic} กับ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$	87
4.12 (ก) ความสัมพันธ์ระหว่าง Z / Z_o กับ f_s / f_o ที่ค่า Q_L คงที่ค่าหนึ่งๆ.....	88
4.12 (ข) ความสัมพันธ์ระหว่าง θ_Z กับ f_s / f_o ที่ค่า Q_L คงที่ค่าหนึ่งๆ.....	89
4.13 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\langle i_{x-p} \rangle / (V_{sin} / Z_o)$ กับ f_s / f_o ที่ค่า Q_L คงที่ค่าหนึ่งๆ.....	90
4.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\langle i_{x-p} \rangle$ กับ f_s / f_o	91
4.15 ความสัมพันธ์ของเทอม $1/Q_L^2$ กับ f_s / f_o และเทอม $(\omega_n - 1/\omega_n)^2$ กับ f_s / f_o	92
4.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\langle i_{x-p} \rangle$ กับ C_r	93
4.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\langle i_{x-p} \rangle$ กับ C_{ic}	93
4.18 วงจรแปลงผัน S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ที่ใช้วงจรเรียงกระแส เป็นหน่วยควบคุม	94
4.19 ขนาดของแรงดัน V_{Cx} ที่ฮาร์มอนิกส์ต่างๆ เทียบกับองค์ประกอบหลักมูล.....	98
4.20 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่ขั้วของอิมพีแดนซ์สมมูล.....	99
4.21 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega C_x R_{ic}$ กับ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$	101

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
4.22 ความสัมพันธ์ระหว่าง C_x / C_{ic} กับ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$	101
4.23 วงจร S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping ที่ใช้วงจรเรียงกระแส เป็นหน่วยควบคุม	102
4.24 ขนาดของแรงดัน V_{cx} ที่ฮาร์มอนิกส์ต่างๆ เทียบกับองค์ประกอบหลักมูล.....	106
4.25 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega C_x R_{ic}$ กับ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$	107
4.26 ความสัมพันธ์ระหว่าง C_x / C_{ic} กับ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$	108
5.1 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว.....	111
5.2 วงจรสมมูลสัญญาณเล็กของวงจร S1-Structured Type P Single-side Voltage Clamping Converter.....	112
5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าขยาย $\omega C_x r_x$, $\omega C_x r_i$ และ $\omega k_f / V_x$ กับ I_L / I_x	113
5.4 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด Z_{in}	114
5.5 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo}	114
5.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ I_x ผู้แรงดันด้านออก v_o	115
5.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ f_s ผู้แรงดันด้านออก v_o	116
5.8 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_s ผู้แรงดันด้านออก v_o	116
5.9 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า Z_{in}	117
5.10 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านออก Z_{oo}	117
5.11 วงจรทอนระดับที่ใช้วงจรเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม กรณีใช้ วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม.....	119
5.12 วงจรทอนระดับที่ใช้วงจรเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม ในย่านความถี่ต่ำ.....	119
5.13 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมสมมูล ที่ใช้คำนวณหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าออกของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$	120
5.14 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม.....	123
5.15 วงจรสมมูลสัญญาณเล็กของวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันกรณีใช้วงจร อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียใน L.....	123
5.16 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด Z_{in}	125
5.17 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo}	125

สารบัญภาพ

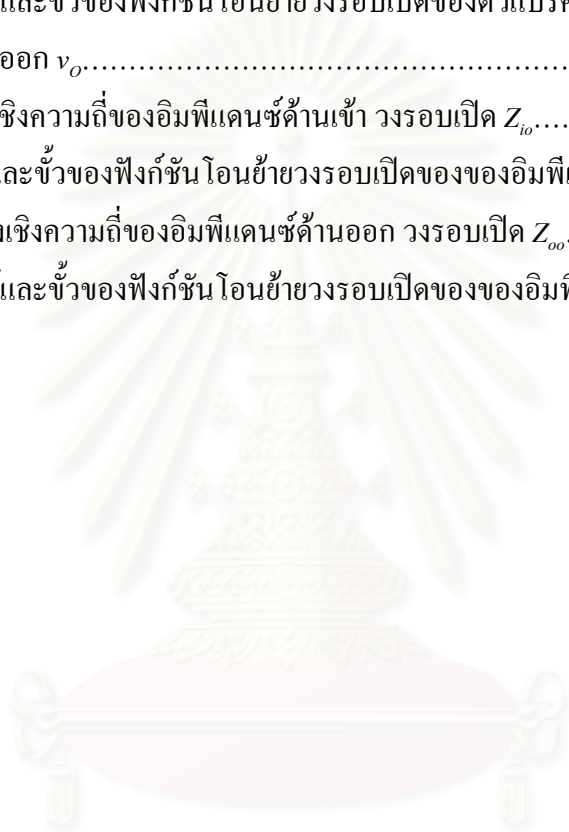
รูปที่	หน้า
5.18 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_s ผู้แรงดันด้านออก v_o	125
5.19 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ f_s ผู้แรงดันด้านออก v_o	126
5.20 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า Z_{in}	126
5.21 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านออก Z_{oo}	127
5.22 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว.....	131
5.23 วงจรสมมูลสัญญาณเล็กของวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping.....	132
5.24 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo}	137
5.25 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_s ผู้แรงดันด้านออก v_o	138
5.26 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ I_x ผู้แรงดันด้านออก v_o	138
5.27 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ f_s ผู้แรงดันด้านออก v_o	139
5.28 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า Z_{in}	139
5.29 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านออก Z_{oo}	140
5.30 วงจรแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ L ..	141
5.31 วงจรแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม ในย่านความถี่ต่ำๆ.....	141
5.32 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมสมมูล ที่ใช้คำนวณหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าออกของกระแสควบคุม $\langle i_{xp} \rangle$	142
5.33 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม.....	145
5.34 วงจรสมมูลสัญญาณเล็กในย่านความถี่ต่ำ ของวงจรแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดันกรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียใน L	145
5.35 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_s ผู้แรงดันด้านออก v_o	149
5.36 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ f_s ผู้แรงดันด้านออก v_o	150
5.37 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io}	150
5.38 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo}	151
5.39 ลอดสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว.....	156

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
5.40 สมมูลสัญญาณเล็กของวงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping.....	156
5.41 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด Z_{io}	163
5.42 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด Z_{oo}	163
5.43 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของ v_s คู่แรงดันด้านออก v_o	163
5.44 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของ I_x คู่แรงดันด้านออก v_o	164
5.45 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของ f_s คู่แรงดันด้านออก v_o	164
5.46 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า Z_{in}	165
5.47 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านออก Z_{oo}	165
5.48 วงจรแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping ที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน กรณีสู่วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุมและ มีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ L	166
5.49 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมสมมูล ที่ใช้คำนวณหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ.....	167
5.50 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว กรณีสู่วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม.....	168
5.51 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำ ของวงจรแบบ S3-Structured Type N Double- side Voltage Clamping ที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดันกรณีสู่วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียใน L	168
5.52 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด Z_{io}	174
5.53 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด Z_{oo}	175
5.54 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของ v_s คู่แรงดันด้านออก v_o	175
5.55 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของ f_s คู่แรงดันด้านออก v_o	176
5.56 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด Z_{io}	176
5.57 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด Z_{oo}	177
6.1 กระแสและแรงดันของวงจรกรณีที่เป็นรูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันด้านเดียว.....	180
6.2 กระแสและแรงดันของวงจร กรณีที่เป็นรูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันสองด้าน.....	181
6.3 วงจรทดลองในภาคกำลังและภาคควบคุม.....	182
6.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า v_s คู่แรงดันด้านออก v_o	183

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
6.5 ตำแหน่งศูนย์และขั้วของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า vS คู่แรงดันด้านออก v_o	183
6.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s คู่ แรงดันด้านออก v_o	184
6.7 ตำแหน่งศูนย์และขั้วของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s คู่แรงดันด้านออก v_o	184
6.8 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io}	185
6.9 ตำแหน่งศูนย์และขั้วของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า... ..	185
6.10 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo}	186
6.11 ตำแหน่งศูนย์และขั้วของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านออก.....	186



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการสัญลักษณ์

C_{ic}	ตัวเก็บประจุสมมูลที่พิจารณาจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปที่วงจรแปลงผัน
C_{ic0}	ค่าไฟตรงของ C_{ic}
\hat{C}_{ic}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ C_{ic} จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
C	ตัวเก็บประจุด้านออกของวงจรแปลงผัน
C_l	ตัวเก็บประจุของวงจรชุก
C_r	ตัวเก็บประจุของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
C_s	ตัวเก็บประจุทั้งหมดของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
C_x	ตัวเก็บประจุของกิ่งควบคุมแรงดัน
D	ไดโอดในหน่วยควบคุมแรงดัน
f_c	ความถี่ตัดข้าม (Crossover frequency)
f_o	ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
f_{or}	$= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}}$
f_s	ความถี่การสวิตช์ที่เวลาใดๆ
\hat{f}_s	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ f_s จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
$G_{fs}(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_o ต่อ f_s กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_x(i_{x-p}, f_s)$
$G_{fs_{inv}}(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_o ต่อ f_s กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_x(f_s)$
$G_{ix}(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_o ต่อ $\langle i_{x-p} \rangle$ กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_x(i_{x-p}, f_s)$
$G_{vs}(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_o ต่อ v_s กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_x(i_{x-p}, f_s)$
$G_{vs_{inv}}(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_o ต่อ v_s กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_x(f_s)$
i_1	กระแสที่ไหลเข้าขั้ว 1 ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วที่เวลาใดๆ
i_2	กระแสที่ไหลเข้าขั้ว 2 ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วที่เวลาใดๆ
i_3	กระแสที่ไหลเข้าขั้ว 3 ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วที่เวลาใดๆ
$\langle i_1 \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_1 (Quasi-steady state) ที่เวลาใดๆ
$\langle i_2 \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_2 (Quasi-steady state) ที่เวลาใดๆ
$\langle i_3 \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_3 (Quasi-steady state) ที่เวลาใดๆ
\hat{i}_1	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_1 \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
\hat{i}_2	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_2 \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
\hat{i}_3	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_3 \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
I_1	ค่าไฟตรงของกระแส i_1

รายการสัญลักษณ์(ต่อ)

I_2	ค่าไฟตรงของกระแส i_2
I_3	ค่าไฟตรงของกระแส i_3
i_{Cx}	กระแสผ่านตัวเก็บประจุ C_x ที่เวลาใดๆ
$\langle i_{Cx} \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_{Cx} ที่เวลาใดๆ
\hat{i}_{Cx}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_{Cx} \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
i_D	กระแสผ่านไดโอด D ที่เวลาใดๆ
$\langle i_D \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_D ที่เวลาใดๆ
I_D	ค่าไฟตรงของกระแส i_D
i_G	กระแสภายนอก ณ. เวลาใดๆ ที่ป้อนให้กับวงจรเพื่อหาอิมพีแดนซ์ด้านออก
\hat{i}_G	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_G จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
I_G	ค่าไฟตรงของกระแส i_G
i_L	กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ที่เวลาใดๆ
$\langle i_L \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_L ที่เวลาใดๆ
$\langle i_{L1} \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_{L1} ที่เวลาใดๆ
$\langle i_{L2} \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_{L2} ที่เวลาใดๆ
\hat{i}_L	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_L \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
\hat{i}_{L1}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_{L1} \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
\hat{i}_{L2}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_{L2} \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
I_L	ค่าไฟตรงของกระแส i_L
I_{L1}	ค่าไฟตรงของกระแส i_{L1}
I_{L2}	ค่าไฟตรงของกระแส i_{L2}
i_o	กระแสโหลดของวงจรแปลงผันที่เวลาใดๆ
$\langle i_o \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_o ที่เวลาใดๆ
\hat{i}_o	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_o \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
I_o	ค่าไฟตรงของกระแส i_o
$I_{O1_{max}}$	ค่ามากที่สุดของกระแสผ่านสวิตช์ไวงาน Q_1
$I_{O2_{max}}$	ค่ามากที่สุดของกระแสผ่านสวิตช์ไวงาน Q_2
i_{sin}	$= -i_x$
\bar{I}_{sin}	เฟสเซอร์ของ i_{sin}

รายการสัญลักษณ์(ต่อ)

- $I_{sin}(j\omega)$ กระแส i_{sin} ในสถานะอยู่ตัวรูปคลื่นไซน์
- i_x แหล่งกระแสควมรูปคลื่นไซน์ที่เวลาใดๆ
- $i_x(i_{x-p}, f_s)$ แหล่งกระแสควม i_x กรณีที่มีค่ายอดของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์
- $i_x(f_s)$ แหล่งกระแสควม i_x ที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- $\langle i_x \rangle$ ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_x ที่เวลาใดๆ
- $\langle i_{x-p} \rangle$ ค่าเฉลี่ยต่อคาบของค่ายอดของกระแสควม i_x ที่ในแต่ละคาบ
- \hat{i}_{x-p} การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_{x-p} \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
- I_{x-p} ค่าของ $\langle i_{x-p} \rangle$ ในสถานะอยู่ตัว
- L ตัวเหนี่ยวนำในวงจรแปลงผัน
- L_r ตัวเหนี่ยวนำของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- L_s ตัวเหนี่ยวนำทั้งหมดของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- M อัตราการแปลงผัน (แรงดัน) ของวงจรแปลงผันที่ใช้กึ่งควมแรงดัน
- Q_1 สวิตช์ไวงานตัวบน ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- Q_2 สวิตช์ไวงานตัวล่าง ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- Q_L ตัวประกอบคุณภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- $Q_{Lr} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{1}{R_s}$
- R ความต้านทานโหลดสมมูลของวงจรแปลงผัน
- R_{ic} ตัวต้านทานสมมูลที่พิจารณาจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปที่วงจรแปลงผัน
- R_{ic0} ค่าไฟตรงของ R_{ic}
- \hat{R}_{ic} การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ R_{ic} จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
- Ripple i_L ค่าระลอกสัณพัทธ์ของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L
- Ripple v_o ค่าระลอกสัณพัทธ์ของแรงดันด้านออก v_o
- R_L ตัวต้านทานอนุกรมสมมูล (ESR) ในตัวเหนี่ยวนำ L
- R_r ตัวต้านทานในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- R_s ตัวต้านทานทั้งหมดในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- R_{S1} ตัวต้านทานตัวบนของวงจรตรวจจับแรงดัน
- R_{S2} ตัวต้านทานตัวล่างของวงจรตรวจจับแรงดัน
- R_{th} ตัวต้านทานสมมูลที่มองเข้ามาในวงจรตรวจจับแรงดัน
- t_f เวลาที่ตัวเก็บประจุ C_x คายประจุใน 1 คาบการสวิตช์

รายการสัญลักษณ์(ต่อ)

t_2	เวลาที่ไดโอด D_x นำกระแสบวกเวลา t_1 ใน 1 คาบการสวิตช์
t_f	เวลาที่ไดโอด D หยุดนำกระแส ใน 1 คาบการสวิตช์
t_{1b}	เวลาขีดแบ่งระหว่างการตรึงแรงดันด้านเดียว และตรึงแรงดันสองด้านของเวลา t_1
t_{2b}	เวลาขีดแบ่งระหว่างการตรึงแรงดันด้านเดียว และตรึงแรงดันสองด้านของเวลา t_2
t_{fb}	เวลาขีดแบ่งระหว่างการตรึงแรงดันด้านเดียว และตรึงแรงดันสองด้านของเวลา t_f
t_{1n}	$= t_1 / T$ ค่าปทัสถานของ t_1
t_{2n}	$= t_2 / T$ ค่าปทัสถานของ t_2
t_{fn}	$= t_f / T$ ค่าปทัสถานของ t_f
t_{1nb}	$= t_{1b} / T$ ค่าปทัสถานของ t_{1b}
t_{fnb}	$= t_{fb} / T$ ค่าปทัสถานของ t_{fb}
t_p	เวลาที่แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} มีค่าต่ำสุด
T	คาบการสวิตช์ ที่เวลาใดๆ
$T(s)$	อัตราขยายวงรอบเปิด
v_{21}	แรงดันระหว่างขั้ว 2 กับขั้ว 1 ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว ที่เวลาใดๆ
v_{31}	แรงดันระหว่างขั้ว 3 กับขั้ว 1 ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว ที่เวลาใดๆ
$\langle v_{21} \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_{21} ที่เวลาใดๆ
$\langle v_{31} \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_{31} ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_{21}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle v_{21} \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
\hat{v}_{31}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle v_{31} \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
V_{21}	ค่าไฟตรงของแรงดัน v_{21}
V_{31}	ค่าไฟตรงของแรงดัน v_{31}
v_{Cic}	แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_{ic} ที่เวลาใดๆ
\bar{V}_{Cic}	เฟสเซอร์ของแรงดัน v_{Cic}
V_{Cic-p}	ค่ายอดของแรงดัน v_{Cic}
V_{Cr_max}	ค่ามากที่สุดของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_r
v_{Cx}	แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_x ที่เวลาใดๆ
v_{Cxl}	องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} ที่เวลาใดๆ
\bar{V}_{Cxl}	เฟสเซอร์ของ v_{Cxl}
V_{Cxp}	ค่าต่ำสุดของแรงดัน v_{Cx} ที่เวลา t_p

รายการสัญลักษณ์(ต่อ)

$V_{C_{x_max}}$	ขนาดมากที่สุดของแรงดัน v_{C_x}
$V_{C_{x-pl}}$	ค่ายอดขององค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{C_x}
$V_{C_{x-pn}}$	ค่ายอดขององค์ประกอบที่ความถี่ใดๆ ของแรงดัน v_{C_x}
v_D	แรงดันคร่อมไดโอด D ที่เวลาใดๆ
v_{D_x}	แรงดันคร่อมไดโอด D_x ที่เวลาใดๆ
$\langle v_D \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_D ที่เวลาใดๆ
$\langle v_{D_x} \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_{D_x} ที่เวลาใดๆ
v_{DC}	แรงดันบัสด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_{dc}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_{DC} จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
V_{DC}	ค่าไฟตรงของแรงดัน v_{DC}
v_I	แรงดันสี่เหลี่ยมด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ ที่เวลาใดๆ
v_L	แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L ที่เวลาใดๆ
$\langle v_L \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_L ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_L	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle v_L \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
v_{LI}	แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ LI ที่เวลาใดๆ
$\langle v_{LI} \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_{LI} ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_{LI}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle v_{LI} \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
v_{L2}	แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ $L2$ ที่เวลาใดๆ
$\langle v_{L2} \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_{L2} ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_{L2}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle v_{L2} \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
v_{LX}	$= \langle i_L \rangle / (\omega_s C_x)$
v_{LIX}	$= \langle i_{LI} \rangle / (\omega_s C_x)$
v_{L2X}	$= \langle i_{L2} \rangle / (\omega_s C_x)$
V_{LX}	$= I_L / (\omega_{s0} C_x)$
V_{LIX}	$= I_{LI} / (\omega_{s0} C_x)$
V_{L2X}	$= I_{L2} / (\omega_{s0} C_x)$
v_O	แรงดันด้านออกของวงจรแปลงผันที่เวลาใดๆ
$\langle v_O \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_O ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_O	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle v_O \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ

รายการสัญลักษณ์(ต่อ)

V_o	ค่าไฟตรงของแรงดัน v_o
V_{Q1_max}	ค่ามากที่สุดของแรงดันคร่อมสวิตช์ไวงาน Q_1
V_{Q2_max}	ค่ามากที่สุดของแรงดันคร่อมสวิตช์ไวงาน Q_2
v_{Ref}	แรงดันอ้างอิงที่มีค่าเป็นบวก ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_{Ref}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_{Ref} จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
V_{Ref}	ค่าไฟตรงของแรงดัน v_{Ref}
v_{Ric}	แรงดันคร่อมตัวต้านทาน R_{ic} ที่เวลาใดๆ
\bar{V}_{Ric}	เฟสเซอร์ของแรงดัน v_{Ric}
V_{Ric-p}	ค่ายอดของแรงดัน v_{Ric}
v_s	แรงดันด้านเข้าของวงจรแปลงผันที่เวลาใดๆ
$\langle v_s \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_s ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_s	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle v_s \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
V_s	ค่าไฟตรงของแรงดัน v_s
v_{sin}	องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_s
$V_{sin}(j\omega)$	แรงดัน v_{sin} ในสถานะอยู่ตัว
V_{sin-p}	ค่ายอดของแรงดัน v_{sin}
v_{xx}	$= \langle i_{x-p} \rangle / (\omega_s C_x)$
V_{xx}	$= I_{x-p} / (\omega_{so} C_x)$
Z	อิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
$Z(j\omega)$	อิมพีแดนซ์ Z ในสถานะอยู่ตัว
Z_{eq}	อิมพีแดนซ์สมมูลที่พิจารณาจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปที่วงจรแปลงผัน
Z_o	อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
Z_{Or}	$= \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$
$Z_{io}(s)$	อิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_x(i_{x-p}, f_s)$
$Z_{io_inv}(s)$	อิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_x(f_s)$
$Z_{oo}(s)$	อิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_x(i_{x-p}, f_s)$
$Z_{oo_inv}(s)$	อิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_x(f_s)$
α	$= -\langle v_D \rangle$
$\hat{\alpha}$	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ α จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ

รายการสัญลักษณ์(ต่อ)

- β = $\langle i_{Dr} \rangle$
- $\hat{\beta}$ การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ β จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
- α_0 ค่าของ α ที่จุดทำงานสงบ
- β_0 ค่าของ β ที่จุดทำงานสงบ
- θ มุมเฟสของแหล่งกระแสควบคุม i_x ที่เวลาใดๆ
- θ_{vt} มุมเฟสของ v_{Cxt} เทียบกับกระแส i_{sin}
- θ_Z มุมเฟสของ Z
- μ = α / v_{XX}
- μ_0 ค่าของ μ ที่จุดทำงานสงบ
- $\phi_{v_{Cxt}}$ มุมเฟสของ v_{Cxt} ที่เวลาใดๆ
- $\phi_{v_{Cxt}}$ มุมเฟสขององค์ประกอบที่ความถี่ใดๆ ของแรงดัน v_{Cxt}
- ω_n ความถี่ปัทสถานของวงจรรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- ω_{nr} = $\frac{f_s}{f_{Or}}$
- ω_0 ความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุมของวงจรรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- ω_{Or} = $\frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$
- ω_s = $2 \pi f_s$ ความถี่การสวิตช์เชิงมุม ที่เวลาใดๆ
- ω_{s0} = $2 \pi F_s$ ความถี่การสวิตช์เชิงมุม ที่จุดทำงานสงบ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

บทนำ

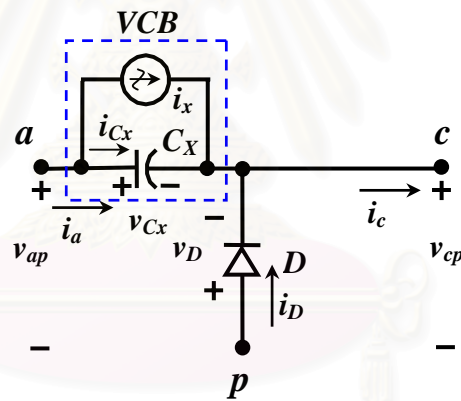
1.1 ความเบื้องต้น

จากการศึกษาวงจรทำหน้าที่แปลงผันที่ใช้ “กิ่งควบคุมแรงดัน (Voltage Control Branch หรือ VCB)” [12] ดังรูปที่ 1.1 (ก) ทำหน้าที่แทนสวิตช์ไวงาน[5], [6] ดังรูปที่ 1.1 (ข) ซึ่งกิ่ง VCB เป็นกิ่งวงจรที่สามารถควบคุมแรงดันคร่อมกิ่งได้ โดยอาศัยแหล่งกระแสไฟฟ้าสลับทำหน้าที่ควบคุมการเก็บและคายประจุของตัวเก็บประจุ แหล่งกระแสไฟฟ้าสลับที่ใช้อาจเป็นแหล่งกระแสรายคาบที่มีรูปคลื่นใดๆ หรือเป็นกระแสไฟฟ้าสลับที่ได้จากการทำงานของวงจรอื่น การศึกษาดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าสามารถนำวิธีการวิเคราะห์ที่พัฒนาสำหรับการวิเคราะห์วงจรแปลงผันแบบ PWM หรือวงจรแปลงผันแบบกึ่งเรโซแนนซ์มาใช้กับวงจรแปลงผันแบบต่างๆที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน[13]ได้

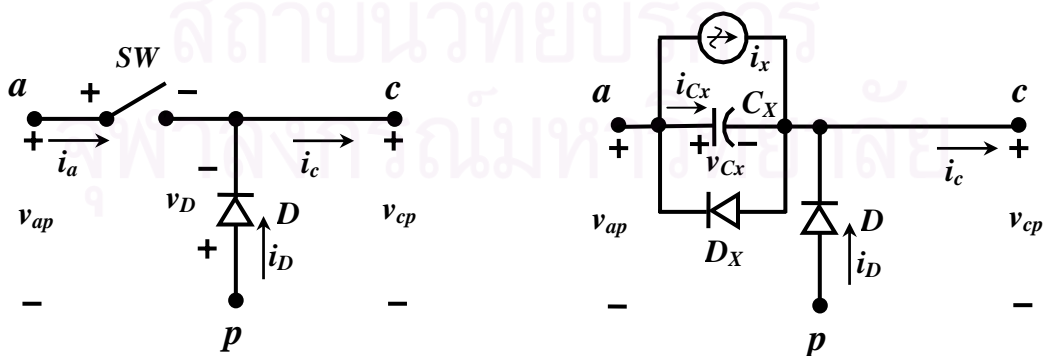
วิทยานิพนธ์นี้แสดงให้เห็นว่าหน่วยควบคุมแรงดันดังกล่าวเป็นวงจรเรียงกระแส (Rectifier) 2 ขั้ว ดังนั้นจึงอาจเรียกว่า “หน่วยเรียงกระแส (Rectifier Control-Cell)” [15] ซึ่งมีลักษณะการแปลงผันแตกต่างจากวงจรแปลงผันที่ใช้สวิตช์ PWM กล่าวคือหน่วยเรียงกระแส 2 ขั้วจะควบคุมแรงดันหรือกระแสโหลดโดยการต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายไฟตรงซึ่งเป็นการบวกหรือลบแรงดันแทนการคูณ หรืออาจใช้ควบคุมแรงดันหรือกระแสโหลดได้โดยตรง เนื่องจากกิ่งที่เป็นหน่วยเรียงกระแสอาจต่อระหว่างแหล่งจ่ายและโหลดของวงจรแปลงผันแบบพื้นฐานได้หลายรูปแบบและสามารถควบคุมให้มีค่ามากหรือน้อยกว่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรง ดังนั้นวงจรเดียวจึงอาจสามารถใช้เพิ่ม ลด หรือกลับทิศแรงดันได้

เนื่องจากแหล่งกระแสไฟฟ้าสลับ i_x ทำหน้าที่ควบคุมการเก็บและคายประจุของตัวเก็บประจุ C_x ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} เปลี่ยนแปลงกับกระแส i_{Cx} ถ้าค่ายอดของกระแส i_x มีค่าเพิ่มมากขึ้นผลต่างของกระแส i_x และ i_L จะมีค่ามากขึ้นแรงดันสูงสุดคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้อุปกรณ์ในวงจรต้องรับภาระแรงดันมากขึ้นอาจทำให้วงจรเสียหายได้ ดังนั้นจึงได้มีการนำเอาไดโอด D_x ดังรูปที่ 1.1 (ค) ต่อขนานกับกิ่งควบคุมแรงดันทำให้มีการตรึงแรงดันของตัวเก็บประจุ v_{Cx} ให้มีค่าเป็นศูนย์เมื่อไดโอด D_x นำกระแส และจะมีการตรึงแรงดันอีกครั้งตอนเมื่อไดโอด D นำกระแส ทำให้ใน 1 คาบเวลารูปคลื่นของแรงดัน v_{Cx} มีลักษณะการตรึงแรงดัน 2 ด้าน (Double-side Voltage Clamp) จึงมีรูปคลื่นแตกต่างจากกรณีตอนที่ยังไม่ได้ต่อไดโอด D_x ที่มีลักษณะตรึงแรงดันด้านเดียว (Single-side Voltage Clamp) เนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์ในบทที่ 2 จะเริ่มจากอธิบายการทำงานและคำนวณหาสมการพื้นฐานของวงจรแปลงผันแบบ Single-side

Voltage Clamp โดยใช้วงจรถอนระดับที่ใช้หน่วยเรียงกระแส จากนั้นก็จะอธิบายการทำงานและคำนวณหาสมการพื้นฐานของวงจรแปลงผันแบบ Double-side Voltage Clamp โดยใช้วงจรถอนผันแบบ S2-Structure Type A Double-side Voltage Clamping และวงแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping เป็นวงจรตัวอย่าง ในบทที่ 3 ศึกษาหาโครงสร้างแบบต่างๆที่เป็นไปได้ของวงจรถอนผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแส มีการหาแบบจำลองเฉลี่ยและแบบจำลองไฟตรงโดยมีการเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่มีการเรียงแรงดันด้านเดียวและกรณีที่มีการเรียงแรงดันแบบสองด้าน หลังจากนั้น ในบทที่ 4 จะนำพื้นฐานการวิเคราะห์จากกรณีแหล่งกระแสควบคุมที่มีค่ายอดไม่ขึ้นกับความถี่การทำงานไปประยุกต์ใช้กับกรณีที่ใช้กระแสจากวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นตัวควบคุมโดยจะใช้วงจรถอนผันอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมเป็นตัวอย่างในการวิเคราะห์ของวงจรถอนผันทั้งสองแบบ ในบทที่ 5 จะวิเคราะห์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก โดยทำการหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กทั้งกรณีใช้แหล่งกระแสควบคุมแบบอุดมคติ และกรณีใช้วงจรถอนผันอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมเป็นแหล่งกระแสควบคุม จากนั้นจะนำแบบจำลองที่ได้ไปวิเคราะห์ผลตอบสนองเชิงความถี่ต่อสัญญาณขนาดเล็กของวงจร ในบทที่ 6 ทดลองวงจรจริงเปรียบเทียบการคำนวณทางทฤษฎีและการจำลองการทำงานของวงจรด้วยคอมพิวเตอร์และบทที่ 7 สรุปผลการวิจัย



(ก) หน่วยควบคุมแรงดัน (VCC)



(ข) หน่วยสวิตช์ PWM

(ค) ไดโอด D_x ต่อขนานกับกิ่งควบคุมแรงดัน

รูปที่ 1.1 โครงสร้างของหน่วยควบคุมแรงดัน (VCC) (ก), หน่วยสวิตช์ PWM (ข)

และไดโอด D_x ต่อขนานกับกิ่งควบคุมแรงดัน (ค)

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1. เพื่อศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแสกรณีที่มีรูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_x มีลักษณะครึ่งแรงดันด้านเดียว (Single-side voltage clamping) และกรณีที่มีรูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันสองด้าน (Double-side voltage clamping)
2. หาแบบจำลองไฟตรงของวงจรเพื่อทำการแบ่งประเภทวงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแส
3. ทดลองวัดคุณสมบัติของวงจรที่สร้าง เพื่อเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีและผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

1.3 ขอบเขตของโครงร่างวิทยานิพนธ์

1. ศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแสโดยมีการครึ่งแรงดันของตัวเก็บประจุด้านเดียว
2. หาแบบจำลองเพื่อใช้ในการศึกษาพฤติกรรมและแบ่งประเภทวงจรอย่างเป็นระบบ
3. เปรียบเทียบผลการคำนวณทางทฤษฎี ผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์กับการทดลอง

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ

1. ศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแสโดยมีการครึ่งแรงดันของตัวเก็บประจุ
2. ศึกษาหาโครงสร้างแบบต่างๆที่เป็นไปได้ของวงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแสที่มีการครึ่งแรงดันด้านเดียวและสองด้าน
3. หาแบบจำลองไฟตรงและไฟสลับของวงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแส
4. ใช้คอมพิวเตอร์คำนวณและจำลองการทำงานของวงจร
5. ทำการทดลองเพื่อตรวจสอบความถูกต้องของการคำนวณทางทฤษฎี
6. ประเมินผลและเขียนวิทยานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. พัฒนาวงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแสแทนสวิตช์ไวงาน
2. ช่วยให้เข้าใจการทำงานและพฤติกรรมของวงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแสที่มีการครึ่งแรงดันแบบสองด้าน
3. ช่วยให้สามารถวิเคราะห์วงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแสได้

4. ได้แบบจำลองของวงจรเพื่อใช้ในการออกแบบวงจร
5. สามารถขยายแนวคิด ไปประยุกต์ใช้กับงานด้านอื่นๆที่เหมาะสมเช่นเป็นแหล่งจ่ายคูลม
ค่า
6. เพื่อเป็นแนวทางในการศึกษาและออกแบบวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังที่ใช้สวิตช์
ร่วมกับวงจรอินเวอร์เตอร์ให้เป็นระบบมากขึ้น

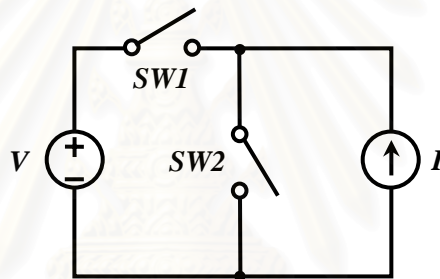


สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

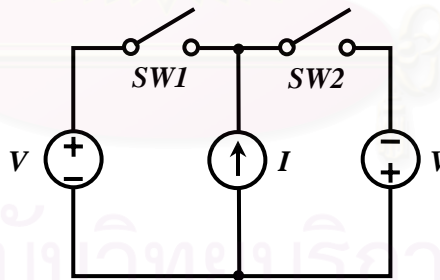
บทที่ 2

สมการพื้นฐานและการวิเคราะห์วงจร

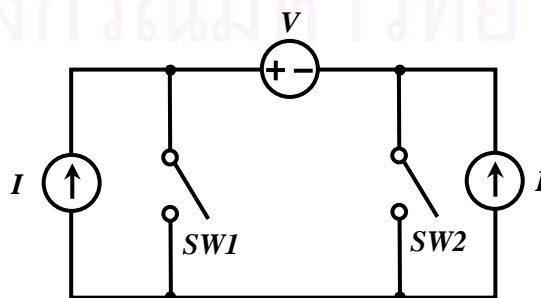
ในบทนี้จะอธิบายการทำงาน คำนวณหาสมการพื้นฐาน และวิเคราะห์พฤติกรรมการทำงานของวงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแสโดยจะแบ่งตามลักษณะรูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_x ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 กรณีคือกรณีที่รูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันด้านเดียว (Single-side voltage clamping) และกรณีที่รูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันสองด้าน (Double-side voltage clamping) โดยจะวิเคราะห์การทำงานของวงจรกรณีที่ใช้แหล่งกระแสควบคุม i_x รูปคลื่นไซน์ที่มีค่ายอดของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การทำงาน (ความถี่การสวิตช์) ก่อนที่จะเข้าไปในรายละเอียดจะขอกล่าวถึงชื่อของโครงสร้างแบบพื้นฐานของวงจรแปลงผันกำลังที่ใช้สวิตช์ 2 ตัวทำงานแบบคู่ประกอบ [7] ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.1 โครงสร้างพื้นฐาน S1 (1 กิ่งแรงดัน 1 กิ่งกระแส)



รูปที่ 2.2 โครงสร้างพื้นฐาน S2 (2 กิ่งแรงดัน 1 กิ่งกระแส)



รูปที่ 2.3 โครงสร้างพื้นฐาน S3 (1 กิ่งแรงดัน 2 กิ่งกระแส)

โครงสร้างแบบ S1

เป็นโครงสร้างที่ประกอบไปด้วย 1 กิ่งกระแส กับ 1 กิ่งแรงดัน ดังรูปที่ 2.1 โดยสวิทช์ทั้งสองจะต่อวงจรพร้อมกันทั้งคู่ไม่ได้เพราะจะเป็นการลัดวงจรกิ่งแรงดัน และจะตัดวงจรพร้อมกันทั้งคู่ไม่ได้เพราะจะเป็นการเปิดวงจรกิ่งกระแส จะขอเรียกโครงสร้างนี้ว่า S1

โครงสร้างแบบ S2

วงจรแปลงผันกำลังที่มีกิ่งแรงดัน 2 กิ่งและกิ่งกระแส 1 กิ่ง สวิตช์จะสลับกันต่อกิ่งแรงดันเข้ากับกิ่งกระแส โดยมีข้อแม้ว่ากิ่งแรงดันทั้งสองจะต้องมีขั้วต่างกันดังรูปที่ 2.2

โครงสร้างแบบ S3

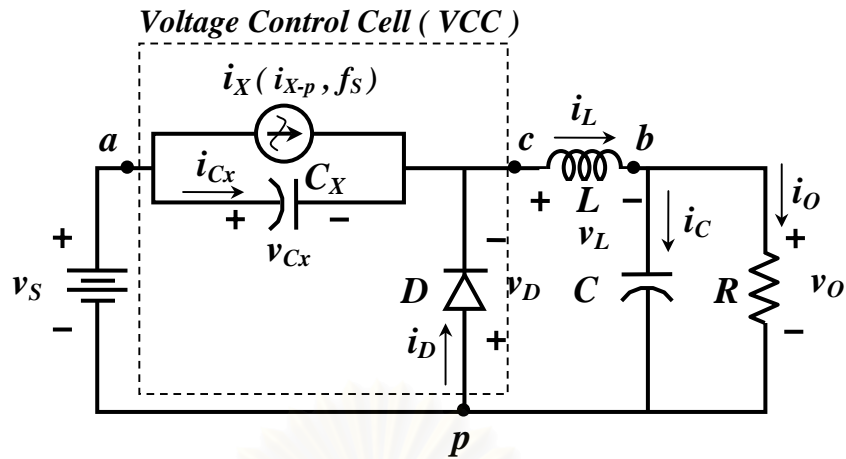
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรคู่อัลของวงจรในรูปที่ 2.2 วงจรนี้มีกิ่งกระแส 2 กิ่งและกิ่งแรงดัน 1 กิ่ง สวิตช์ SW1 และ SW2 ทำงานในลักษณะคู่ประกอบเพื่อต่อกิ่งกระแสเข้ากับกิ่งแรงดันส่วนกิ่งกระแสอีกกิ่งจะถูกลัดวงจร สังเกตได้ว่ากระแสที่ไหลผ่านกิ่งแรงดันจะสลับทิศทางเมื่อสลับการตัดต่อสวิตช์

เนื่องจากกิ่งที่เป็นหน่วยเรียงกระแสยังมีลักษณะเป็นกิ่งแรงดันอาจต่อระหว่างแหล่งจ่ายและโหลดของวงจรแปลงผันแบบพื้นฐานได้หลายรูปแบบทำให้แรงดันด้านออกเป็นค่าบวก (Positive), ค่าลบ (Negative) ของแรงดันออกของหน่วยเรียงกระแสหรืออาจเป็น ผลบวก (Additive) และผลต่าง (Subjective) ของแรงดันออกของหน่วยเรียงกระแสกับแรงดันเข้าก็ได้ ดังนั้นจึงจะเรียกวงจรแปลงผันที่ให้แรงดันด้านออกเป็นค่าบวกของแรงดันออกของหน่วยเรียงกระแสว่า “ Type P ”, แรงดันด้านออกเป็นค่าลบของแรงดันออกของหน่วยเรียงกระแสว่า “ Type N ”, แรงดันด้านออกอยู่ในรูปของผลบวกของแรงดันออกของหน่วยเรียงกระแสกับแรงดันเข้าว่า “ Type A ” และ แรงดันด้านออกอยู่ในรูปของผลต่างของแรงดันออกของหน่วยเรียงกระแสกับแรงดันเข้าว่า “ Type S ” โดยในการตั้งชื่อวงจรแปลงผันจะให้รูปแบบของโครงสร้างวงจรอยู่ข้างหน้าตามด้วยประเภทของแรงดันด้านออกและลักษณะการตรึงแรงดันว่ามีลักษณะการตรึงแรงดันแบบด้านเดียว (Single-Side Voltage Clamping) หรือตรึงแรงดันแบบสองด้าน (Double-Side Voltage Clamping)

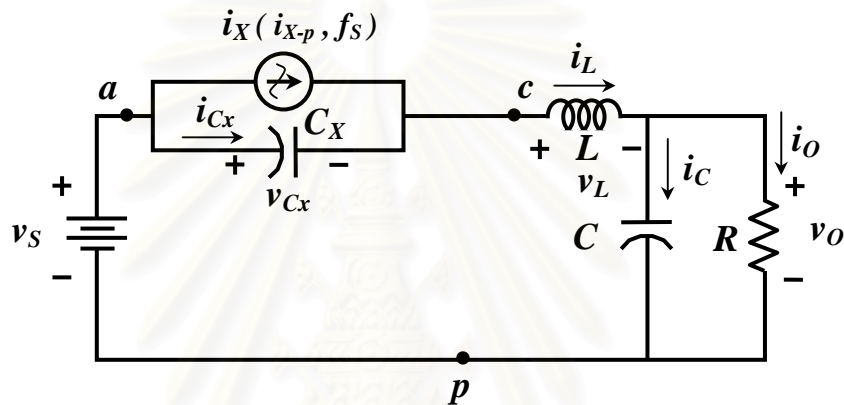
2.1 การทำงานและสมการพื้นฐานของวงจรกรณีสี่รูปคลื่นมีลักษณะตรึงแรงดันด้านเดียว (Single-side Voltage Clamping)

2.1.1 การทำงานของวงจรทอนระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน (S1-Structured Type P Single-side Voltage Clamping)

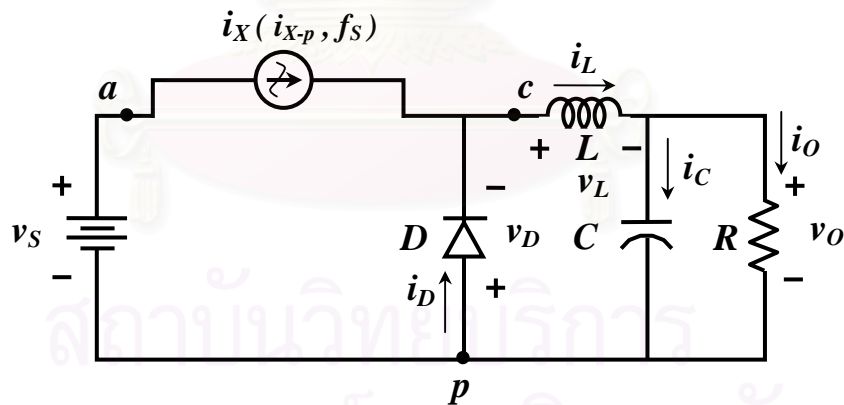
เมื่อต่อขั้ว a และขั้ว p ของหน่วยเรียงกระแสที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดันในรูปที่ 1.1 (ก) เข้ากับแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง V_s และต่อขั้ว c และขั้ว p เข้ากับวงจรด้านออกที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C และความต้านทานโหลดสมมูล R และนิยามแรงดันคร่อมไดโอด v_D เป็นแรงดันไดโอดที่ถูกไบแอสตาม จะได้ว่าวงจรที่มีโครงสร้างของทอนระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดันดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 วงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน (VCC)



(ก) ช่วงเวลา $0 < t \leq t_f$ ไดโอด D หยุดนำกระแส



(ข) ช่วงเวลา $t_f < t \leq T$ ไดโอด D นำกระแส

รูปที่ 2.5 รูปลักษณะของวงจรในแต่ละช่วงเวลาการทำงานใน 1 คาบการสวิตช์

การวิเคราะห์การทำงานของ วงจรจะกำหนดสมมุติฐานดังนี้

- ค่าระลอกของแรงดันด้านออก v_o และค่าระลอกของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L มีค่าน้อยมาก (Small-ripple approximation) จนประมาณได้ว่า ค่าในขณะใดขณะหนึ่งในแต่ละคาบมีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ที่สมบูรณ์

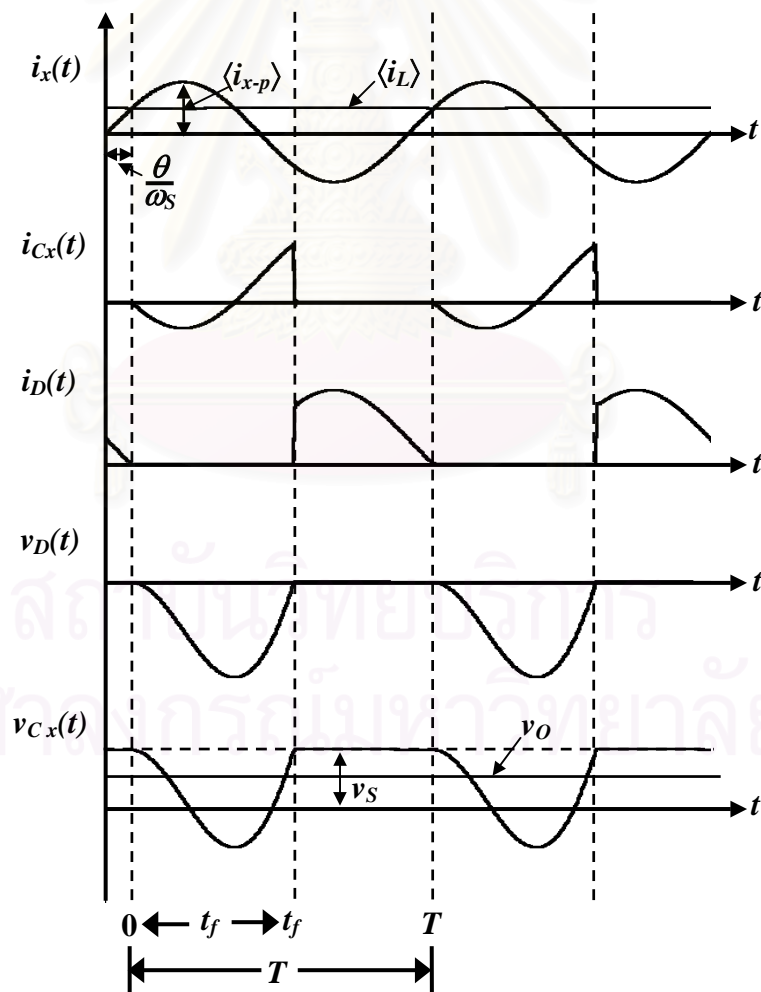
- แหล่งกระแสควม i_x เป็นกระแสรายคาบรูปคลื่นไซน์ ที่มีรูปคลื่นสมมาตร และมีค่ายอดเท่ากับ $\langle i_{x-p} \rangle$
- ไดโอด D เป็นแบบอุดมคติ และละเลยการสูญเสียทั้งหมดในวงจร

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรจะกำหนดให้จุดเริ่มต้นของคาบ ($t = 0$) เป็นเวลาที่กระแส i_x มีขนาดเพิ่มขึ้นเท่ากับกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ I_L สามารถแบ่งการทำงานของวงจรในแต่ละคาบการสวิตช์ออกเป็น 2 ช่วงเวลา ที่ตรงกับรูปลักษณะของวงจร (Configuration) ดังรูปที่ 2.5 และรูปคลื่นของวงจรดังรูปที่ 2.6

ถ้าให้สมการของแหล่งกระแส i_x มีค่าตามสมการที่ (2.1) คือ

$$i_x = \langle i_{x-p} \rangle \cdot \sin(2\pi f_s \cdot t + \theta) \quad (2.1)$$

$$\sin(\theta) = \frac{\langle i_L \rangle}{\langle i_{x-p} \rangle}; \quad 0 < \theta \leq \frac{\pi}{2} \quad (2.2)$$



รูปที่ 2.6 รูปคลื่นของวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควมแรงดัน

เมื่อ i_x	คือแหล่งกระแสควมรูปคลื่นไซน์ สมมาตรและครบคาบสมบูรณ์ ที่เวลาใดๆ
$\langle i_{x-p} \rangle$	คือค่าเฉลี่ยต่อคาบของค่ายอดของแหล่งกระแสควม i_x ในแต่ละคาบ
f_s	คือความถี่ของแหล่งกระแสควม i_x ในแต่ละคาบ
θ	คือมุมเฟสของแหล่งกระแสควม i_x ในแต่ละคาบ

หมายเหตุ: ค่ายอดของกระแส $\langle i_{x-p} \rangle$ จะต้องมีค่ามากกว่ากระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$ เสมอ

การทำงานของวงจรในแต่ละคาบเป็นดังนี้คือ ก่อนเริ่มต้นการทำงานของแต่ละคาบที่เวลา $t < 0$ กระแส i_x จะมีค่าน้อยกว่ากระแส $\langle i_L \rangle$ ผลต่างระหว่างกระแส $\langle i_L \rangle$ กับ i_x จะไหลผ่านไดโอด แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} มีค่าคงที่เท่ากับแรงดันด้านเข้า v_s และเมื่อกระแส i_x มีค่าเพิ่มขึ้นจนเท่ากับกระแส $\langle i_L \rangle$ ที่เวลา $t = 0$ ไดโอดจะหยุดนำกระแส การทำงานในแต่ละช่วงเวลาเป็นดังนี้

- ช่วง $0 < t \leq t_f$ ไดโอดหยุดนำกระแส และกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_x

เมื่อกระแส i_x มีค่าเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่า $\langle i_L \rangle$ ไดโอดจะหยุดนำกระแส กระแสที่ตัวเก็บประจุ i_{Cx} ซึ่งเป็นผลต่างของกระแส $\langle i_L \rangle$ กับ i_x จะมีค่าเป็นลบ ตัวเก็บประจุ C_x จะคายประจุทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} มีค่าลดลง และเมื่อกระแส i_x ลดลงจนมีค่าเท่ากับ $\langle i_L \rangle$ อีกครั้ง กระแสผ่านตัวเก็บประจุ i_{Cx} จะมีค่าเท่ากับศูนย์แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} จะมีค่าต่ำสุด และในช่วงเวลาต่อมาเมื่อขนาดของกระแส i_x มีค่าน้อยกว่า $\langle i_L \rangle$ กระแสผ่านตัวเก็บประจุ i_{Cx} จะมีค่าเป็นบวกและเริ่มประจุตัวเก็บประจุ C_x แรงดัน v_{Cx} มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนถึงเวลา $t = t_f$ แรงดัน v_{Cx} จะมีค่าเท่ากับ v_s ทำให้ไดโอดเริ่มนำกระแส ในช่วงเวลาระหว่าง $0 - t_f$ สามารถคำนวณกระแสผ่านตัวเก็บประจุ i_{Cx} และแรงดัน v_{Cx} ได้ดังนี้

$$i_{Cx}(t) = \langle i_L \rangle - i_x = C_x \cdot \frac{dv_{Cx}(t)}{dt} \quad ; 0 < t \leq t_f \quad (2.3)$$

$$\frac{dv_{Cx}}{dt} = \frac{i_{Cx}}{C_x} = \frac{\langle i_L \rangle}{C_x} - \frac{\langle i_{x-p} \rangle}{C_x} \sin(2\pi f_s \cdot t + \theta) \quad (2.4)$$

แต่ที่เวลา $t = 0$, แรงดัน v_{Cx} จะมีค่าเท่ากับแรงดันด้านเข้า $\langle v_s \rangle$ หาแรงดัน v_{Cx} ในช่วงเวลา $0-t_f$ จากการอินทิเกรตสมการที่ (2.4) ได้คือ

$$v_{Cx}(t) = \frac{1}{C_x} \cdot \int_0^t \langle i_L \rangle \cdot dt - \frac{1}{C_x} \cdot \int_0^t \langle i_{x-p} \rangle \cdot \sin(\omega_s t + \theta) \cdot dt + \langle v_s \rangle \quad (2.5)$$

$$v_{Cx}(t) = v_{Lx} \cdot 2\pi f_s \cdot t + v_{xx} \cdot [\cos(2\pi f_s \cdot t + \theta) - \cos \theta] + \langle v_s \rangle \quad (2.6)$$

$$\text{เมื่อ } \omega_s = 2\pi f_s = \frac{2\pi}{T}, v_{Lx} = \frac{\langle i_L \rangle}{\omega_s C_x} \text{ และ } v_{xx} = \frac{\langle i_{x-p} \rangle}{\omega_s C_x}$$

ที่เวลา $t = t_f$ แรงดัน v_{Cx} มีค่าเพิ่มขึ้นจนเท่ากับแรงดัน $\langle v_s \rangle$ สามารถคำนวณช่วงเวลาที่ได้ไอดีชดยุคนำกระแส t_f โดยแทนค่าแรงดัน $v_{Cx}(t = t_f) = \langle v_s \rangle$ ลงในสมการที่ (2.6) และจัดรูปของสมการใหม่ได้ดังนี้

$$\omega t_f = \frac{v_{xx}}{v_{Lx}} \cdot [\cos(\theta) - \cos(\omega t_f + \theta)] \quad (2.7)$$

กำหนดให้ $t_{fn} = t_f / T$ เป็นค่าปัทธาน (Normalized) ของเวลา t_f แทนค่าในสมการที่ (2.7) ได้

$$t_{fn} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\langle i_{x-p} \rangle}{\langle i_L \rangle} [\cos(\theta) - \cos(2\pi t_{fn} + \theta)] \quad (2.8)$$

$$\text{หรือ} \quad \tan(\theta) = \frac{1 - \cos(2\pi t_{fn})}{2\pi t_{fn} - \sin(2\pi t_{fn})} \quad (2.9)$$

นำสมการของความสัมพันธ์ระหว่างค่า t_{fn} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ ในสมการที่ (2.8) เขียนเป็นกราฟได้ ดังในรูปที่ 2.7 จากกราฟจะเห็นได้ว่าเมื่ออัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ มากขึ้นค่า t_{fn} จะน้อยลง

- ช่วง $t_f < t \leq T$ ไอดีชดยุคนำกระแส

เป็นช่วงเวลาที่ไอดีชดยุคนำกระแส แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} ถูกตรึงไว้ด้วยไอดีชดยุคนำกระแสเท่ากับแรงดันด้านเข้า $\langle v_s \rangle$ ตลอดช่วงการทำงาน สามารถได้ว่า

$$i_{Cx} = 0 \text{ และ } v_{Cx} = \langle v_s \rangle \quad ; t_f < t \leq T \quad (2.10)$$

2.1.2 การวิเคราะห์วงจรทางด้านไฟตรง

ถ้าค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ของปริมาณต่างๆ ในวงจรมีค่าคงที่และต่อเนื่องติดต่อกันหลายๆคาบแล้ววงจรจะอยู่ในสถานะไฟตรง ในหัวข้อนี้จะวิเคราะห์วงจรทางด้านไฟตรงโดยจะคำนวณหาอัตราการผลิตผันและวิเคราะห์พฤติกรรมของวงจรใน 2 กรณีคือ 1. กรณีความต้านทานโหลด R มีค่าคงที่ แต่มีการแปรค่าตัวแปรควบคุม และ กรณีความต้านทานโหลด R เปลี่ยนไป แต่ต้องการรักษาแรงดันด้านออก V_o ให้คงที่

การคำนวณหากระแสและแรงดันเฉลี่ยต่อคาบ เริ่มจากการเขียนสมการ KVL ในแต่ละวงรอบของวงจรในรูปที่ 2.4

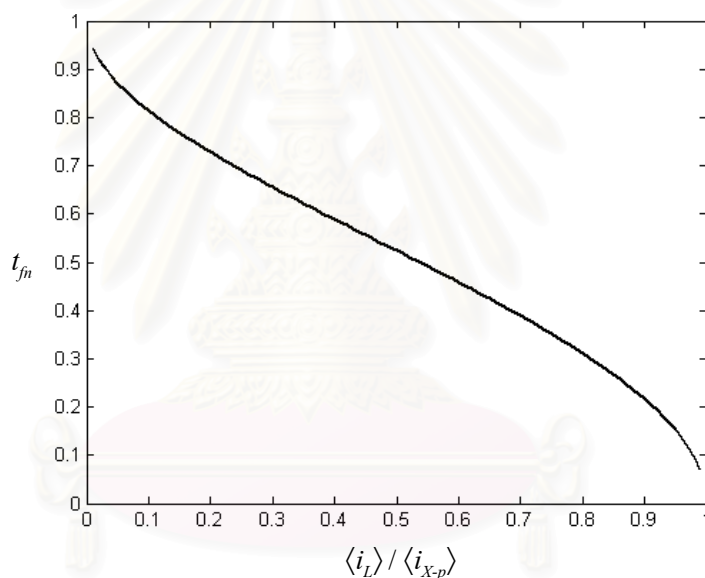
$$\text{ที่วงรอบด้านขวามือ} \quad v_D + v_L + v_O = 0 \quad (2.11)$$

$$\text{ที่วงรอบด้านซ้ายมือ} \quad v_S - v_{C_x} + v_D = 0 \quad (2.12)$$

หาค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ที่สมบูรณ์ของแรงดันทุกตัวในสมการที่ (2.11) และ (2.12) ได้ว่า

$$\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_D(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_L(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_O(t) \cdot dt = 0 \quad (2.13)$$

$$\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_S(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{C_x}(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_D(t) \cdot dt = 0 \quad (2.14)$$



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า t_{fn} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$

เนื่องจากในสถานะอยู่ตัวค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ $\langle v_L \rangle$ จะมีค่าเป็นศูนย์ตามหลักความสมดุลโวลต์-วินาทีของตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นจากสมการที่ (2.13) จะได้ค่าเฉลี่ยของแรงดันคร่อมไดโอด $\langle v_D \rangle$ มีค่าเท่ากับแรงดันด้านออก $-\langle v_O \rangle$ ในสมการที่ (2.15) คือ

$$\langle v_D \rangle = -\langle v_O \rangle \quad (2.15)$$

$$\langle v_S \rangle - \langle v_{C_x} \rangle + \langle v_D \rangle = 0 \quad (2.16)$$

จากสมการ KCL ของวงจรทอนระดับในรูปที่ 2.4

$$\text{ที่ปม } c \quad i_L - i_{Cx} - i_X - i_D = 0 \quad (2.17)$$

$$\text{ที่ปม } b \quad i_L - i_C - i_O = 0 \quad (2.18)$$

หาค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ที่สมบูรณ์ของแรงดันทุกตัวในสมการที่ (2.17) และ (2.18) ได้ว่า

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \int_0^T i_{Cx}(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \int_0^T i_X(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \int_0^T i_D(t) \cdot dt = 0 \quad (2.19)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \int_0^T i_C(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \int_0^T i_O(t) \cdot dt = 0 \quad (2.20)$$

เนื่องจากค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_{Cx} , i_X และ i_C ในภาวะอยู่ตัวมีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$ มีค่าเท่ากับกระแสโหลดเฉลี่ยและเท่ากับกระแสผ่านไดโอดเฉลี่ย คือ

$$\langle i_L \rangle = \langle i_O \rangle = \langle i_D \rangle \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.6) และ (2.10) หาค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ $\langle v_{Cx} \rangle$ ได้คือ

$$\langle v_{Cx} \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_f} v_{Cx}(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_{t_f}^T v_{Cx}(t) \cdot dt \quad (2.22)$$

$$\langle v_{Cx} \rangle = V_S - \frac{V_{XX}}{2\pi} [2\pi t_{fn} \cos(\theta) - \sin(2\pi t_{fn} + \theta)] + \frac{V_{LX}}{2\pi} [2\pi^2 t_{fn}^2 - 1] \quad (2.23)$$

จากสมการที่ (2.23) จะได้ว่า

$$V_S - \langle v_{Cx} \rangle = -\langle v_D \rangle = \frac{V_{XX}}{2\pi} [2\pi t_{fn} \cos(\theta) - \sin(2\pi t_{fn} + \theta)] - \frac{V_{LX}}{2\pi} [2\pi^2 t_{fn}^2 - 1] \quad (2.24)$$

กำหนดให้

$$\langle v_D \rangle = -\mu_0 \cdot V_{XX} \quad (2.25)$$

ถ้านิยาม α เป็นค่าผลต่างของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} เมื่อไดโอดนำกระแส (ซึ่งในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ V_S) กับ ค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ $\langle v_{Cx} \rangle$ ($\alpha = V_S - \langle v_{Cx} \rangle$)

ถ้า α ในภาวะอยู่ตัวซึ่งให้เท่ากับ α_0 จะมีค่าตามสมการ (2.26)

$$\alpha_0 = \mu_0 \cdot V_{XX} = \frac{V_{XX}}{2\pi} [2\pi t_{fn} \cos(\theta) - \sin(2\pi t_{fn} + \theta)] - \frac{V_{LX}}{2\pi} [2\pi^2 t_{fn}^2 - 1] \quad (2.26)$$

และ

$$\mu_0 = \frac{1}{2\pi} [2\pi t_{fn} \cos(\theta) - \sin(2\pi t_{fn} + \theta)] - \frac{\sin \theta}{2\pi} [2\pi^2 t_{fn}^2 - 1] \quad (2.27)$$

โดยที่ $\omega_{s0} = 2\pi F_s$, $V_{XX} = \frac{I_{X-p}}{\omega_{s0} C_X}$ และ $V_{LX} = \frac{I_L}{\omega_{s0} C_X}$

ได้แรงดันด้านออก ตามสมการที่ (2.25) คือ

$$V_O = -\langle v_D \rangle = \alpha = \mu_0 \cdot V_{XX} = \langle i_L \rangle \cdot R \quad (2.28)$$

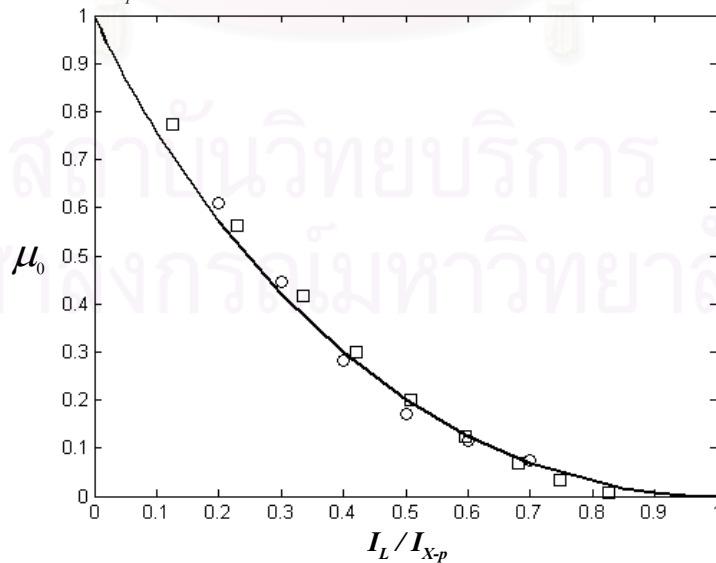
หรือจากสมการที่ (2.26) และ (2.28) จัดรูปสมการของแรงดันด้านออกคือ

$$V_O = \frac{\langle i_{X-p} \rangle R \cdot [2\pi t_{fn} \cos(\theta) - \sin(2\pi t_{fn} + \theta)]}{2\pi \omega_{s0} C_X R + (2\pi^2 t_{fn}^2 - 1)} \quad (2.29)$$

จากสมการที่ (2.28) จะพบว่าค่าเฉลี่ยของแรงดันคร่อมไดโอด $\langle v_D \rangle$ จะมีค่าเท่ากับ $-\alpha$ จากสมการที่ (2.24) สามารถหาอัตราการแปลงผัน M ได้ดังสมการ

$$M = \frac{V_O}{V_S} = 1 - \frac{\langle v_{Cx} \rangle}{V_S} = \frac{\mu \cdot V_{XX}}{V_S} \quad (2.30)$$

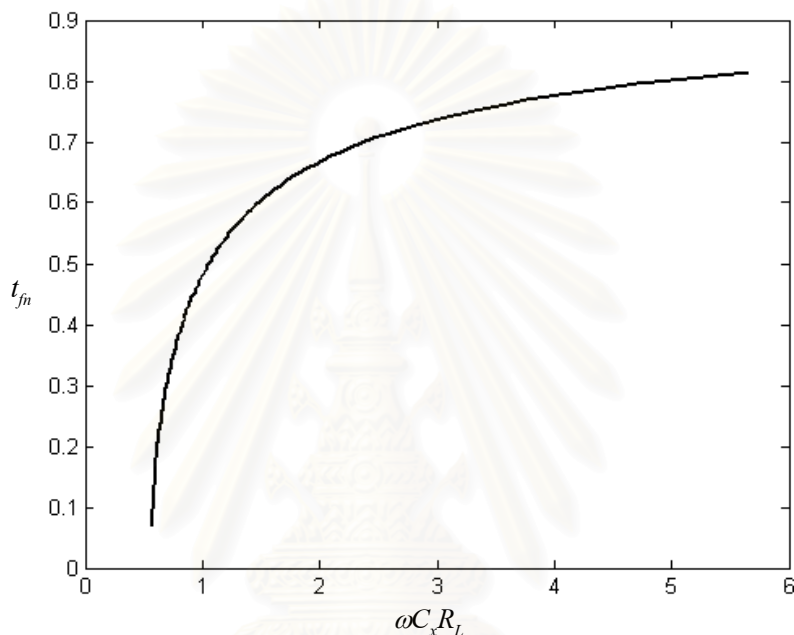
($V_S = 12V$, $I_{X-p} = 1 A$, $F_s = 30 \text{ kHz}$, $C_X = 100 \text{ nF}$, $L = 6.44 \text{ mH}$, $C = 34.513 \mu\text{F}$)



หมายเหตุ ผลการคำนวณ — , ผลการจำลอง \square , ผลการทดลอง \circ

รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่าง μ_0 กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p}

จากสมการที่ (2.30) พบว่าอัตราการแปลงผัน M จะเป็นฟังก์ชันของค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} , กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ I_L , ความถี่การสวิตช์ f_s , ตัวเก็บประจุ C_x และแรงดันด้านเข้า V_s เมื่อพิจารณาแยกชนิดของตัวแปรจะได้ ตัวแปรควบคุมอิสระที่ใช้ควบคุมแรงดันด้านออก หรือ อัตราการแปลงผัน คือ ค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} และความถี่การสวิตช์ f_s ซึ่งทั้งค่า I_{x-p} และความถี่ f_s ก็คือพารามิเตอร์ของแหล่งกระแส i_x ที่ใช้ควบคุมการประจุ และคายประจุของตัวเก็บประจุ C_x ของกึ่งควบคุมแรงดันนั่นเอง ซึ่งจะต่างจากกรณีที่ใช้สวิตช์ PWM คือในกรณีของสวิตช์ PWM จะใช้วัฏจักรงาน (duty cycle) เป็นตัวแปรควบคุมอัตราการแปลงผันของวงจร



รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าปัทสทานของช่วงเวลาที่ได้โอดหยุดนำกระแส t_{fn} กับ $\omega C_x R_L$ โดย V_o และ V_s มีค่าคงที่

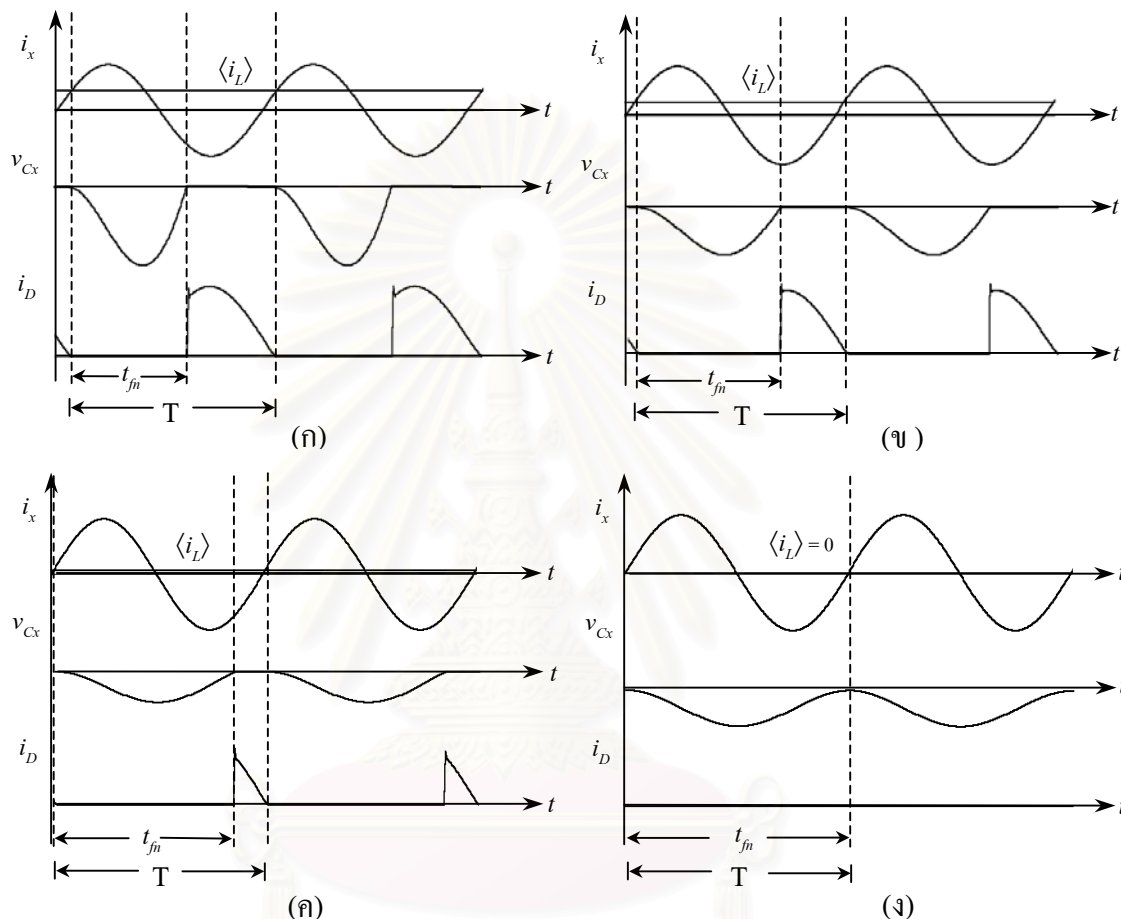
จากสมการที่ (2.27) จะเห็นได้ว่าค่าของ μ_0 เป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนกระแส I_L / I_{x-p} เขียนกราฟความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 2.8 พบว่าเมื่ออัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p} มากขึ้น ค่า μ_0 จะลดลง

จากสมการที่ (2.9), (2.23) และสมการที่ (2.29) จัดรูปจะได้ค่าปัทสทานของความต้านทานโหลดคือ

$$\omega C_x R_L = \frac{V_o}{2\pi(V_s - V_o)} \left[2\pi^2 t_{fn}^2 - \frac{(2\pi t_{fn} - \sin 2\pi t_{fn})^2}{1 - \cos 2\pi t_{fn}} + (\cos 2\pi t_{fn} - 1) \right]; R = R_L \quad (2.31)$$

จากสมการที่ (2.31) จะเห็นได้ว่าเมื่อ V_s มีค่าคงที่ที่ต้องรักษา V_o ให้คงที่โดย t_{fn} เป็นตัวแปรที่ขึ้นกับ $\omega C_x R_L$ เมื่อนำมาเขียนกราฟจะได้ความสัมพันธ์ของตัวแปรทั้งสองตัวดังรูปที่ 2.9 จะ

เห็นได้ว่าค่าปัทสฐาน t_{fn} จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามค่าปัทสฐานของความต้านทานโหลด R_L ($\omega C_x R_L$) จาก 0 ถึง 1 เมื่อ $\omega C_x R_L$ เพิ่มขึ้นจาก 0 ถึงค่าอนันต์ รูปที่ 2.10 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดัน เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความต้านทานโหลด R จะเห็นได้ว่าเมื่อ R_L มีค่ามากขึ้นช่วงของ t_{fn} ก็จะมากขึ้นตามจนค่าของ $t_{fn} = T$ เมื่อค่า R_L เพิ่มขึ้นถึงค่าอนันต์



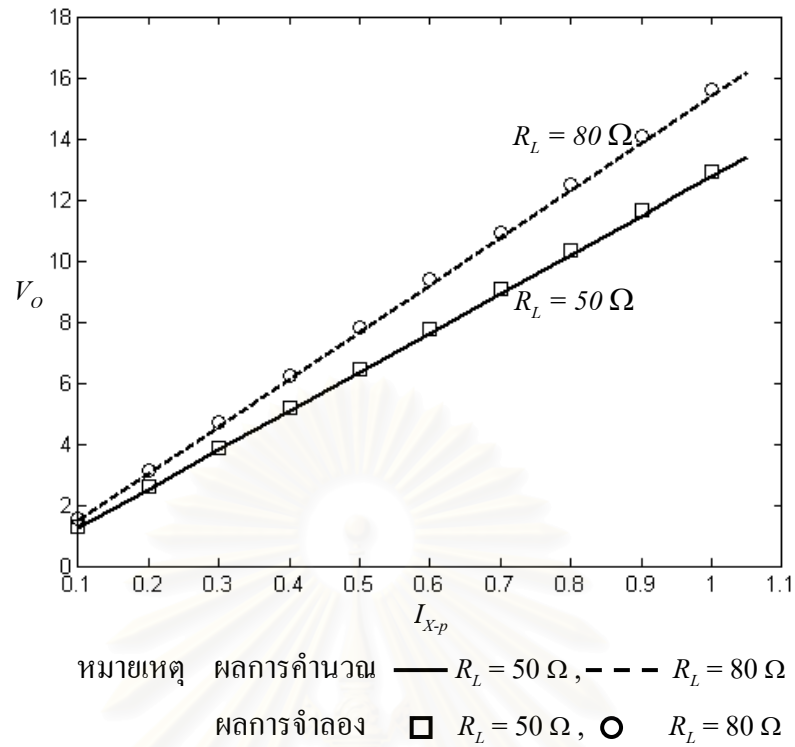
รูปที่ 2.10 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรแบบ Single-side voltage clamping ที่ $i_x = 1 \text{ A}$
 $f_s = 30 \text{ kHz}$ (ก) $R_L = 50 \Omega$ (ข) $R_L = 100 \Omega$ (ค) $R_L = 500 \Omega$ (ง) $R_L = \infty$

2.1.3 กรณีความต้านทานโหลด R_L มีค่าคงที่แต่แปรค่าแรงดันด้านออก V_o

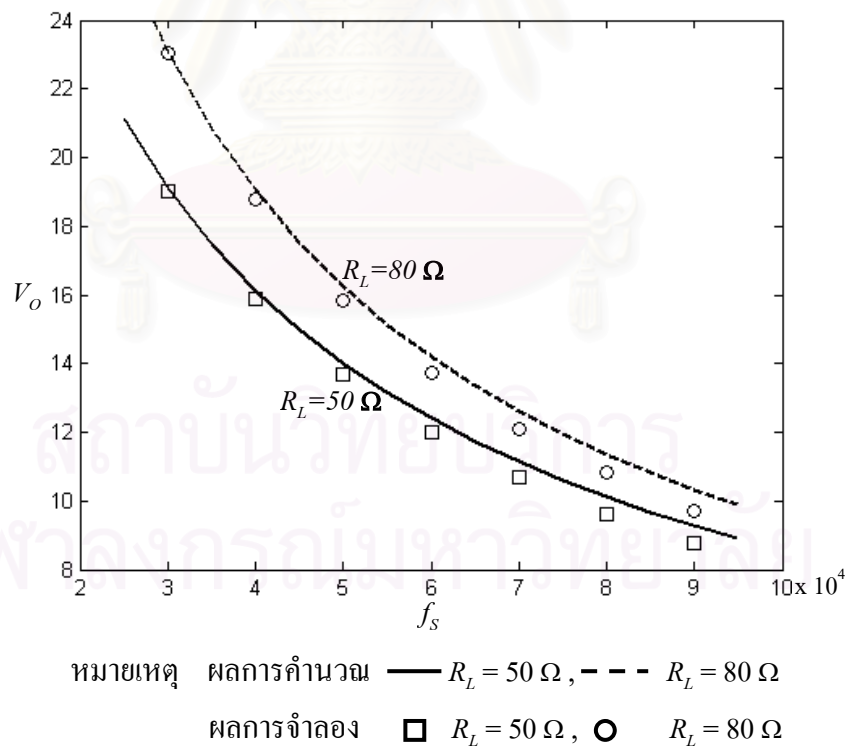
เมื่อความต้านทานโหลด R_L มีค่าคงที่ และมีการแปรค่าตัวแปรควบคุมอิสระ เพื่อให้แรงดันด้านออก V_o เปลี่ยนไปตามต้องการ สามารถแบ่งการควบคุมตามตัวแปรควบคุมที่แตกต่างกันออกเป็น 2 กรณีคือ

2.1.3.1 แปรค่า I_{x-p} โดยรักษาให้ f_s คงที่

เมื่อให้ความถี่การสวิตช์ f_s และแรงดันด้านเข้า V_s คงที่ และปรับตัวแปรควบคุม I_{x-p} ไป จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออก V_o กับค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} สำหรับความต้านทานโหลด R คงที่ค่าหนึ่งๆ ดังรูปที่ 2.11 จะเห็นได้ว่าเมื่อค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} มากขึ้น



รูปที่ 2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออก V_o กับค่าออกของกระแสควบคุม I_{x-p} เมื่อ $f_s = 30$ kHz สำหรับความต้านทานโหลด $R_L = 50 \Omega$ และ 80Ω

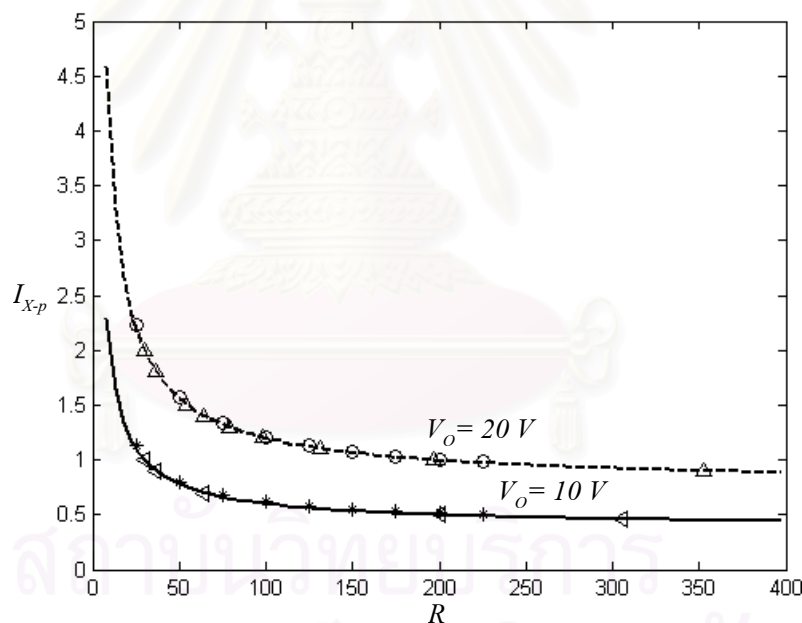


รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออก V_o กับความถี่การสวิตช์ f_s เมื่อ I_{x-p} คงที่ สำหรับความต้านทานโหลด $R_L = 50 \Omega$ และ 80Ω

ทำให้แรงดันด้านออก V_o เพิ่มขึ้นตามซึ่งความสัมพันธ์ที่ได้จากกราฟดังกล่าวสามารถอธิบายได้โดยใช้หลักการของพลังงานภายในวงจรและรูปคลื่นของกระแสและแรงดันคือ ในแง่ของพลังงานเนื่องจากแหล่งจ่ายพลังงานในวงจรที่มีโครงสร้างของวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันจะมาจากแหล่งกระแส i_x ตอนเพิ่ม I_{x-p} จะทำให้พลังงานภายในมากขึ้น แรงดันด้านออกจึงมากขึ้นตามรูปที่ 2.11

2.1.3.2 แปรค่า f_s โดยรักษา I_{x-p} ให้คงที่

เมื่อรักษาค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} และแรงดันด้านเข้า V_s คงที่สำหรับความต้านทานโหลด R คงที่ค่าหนึ่งๆ แต่มีการเพิ่มความถี่การสวิตช์ f_s แรงดันด้านออก V_o จะลดลงดังรูปที่ 2.12 เนื่องจากถ้าเพิ่มความถี่การสวิตช์ f_s ให้มากขึ้นจะทำให้ คาบการสวิตช์ T ลดลง ดังนั้นถ้าค่า I_{x-p} คงที่แต่ T ลดลง พื้นที่ระหว่างกราฟ i_x กับ I_L จะลดลงค่าเฉลี่ยของแรงดันคล่อมตัวเก็บประจุจะลดลงแรงดันออกซึ่งเป็นผลต่างระหว่างแรงดันเข้า V_s กับแรงดันของตัวเก็บประจุจะลดลงทำให้แรง



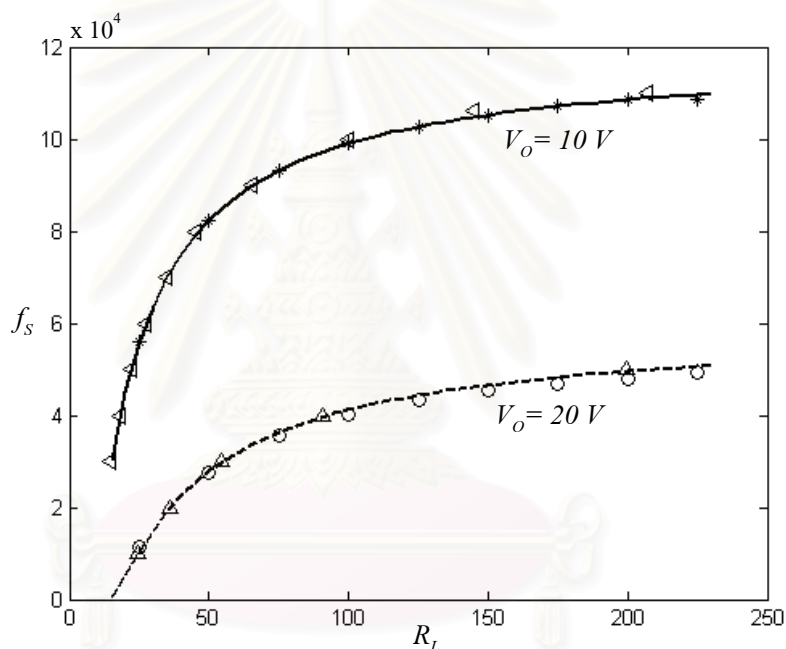
หมายเหตุ ผลการคำนวณ — $V_o = 10V$, - - $V_o = 20V$
 ผลการจำลอง * $V_o = 10V$, o $V_o = 20V$
 ผลจากกราฟระหว่าง $\triangleleft V_o = 10V$, $\square V_o = 20V$
 V_o และ I_L / I_{x-p} ที่ f_s ค่าต่างๆ

รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} กับความต้านทานโหลด R เมื่อ f_s คงที่สำหรับแรงดันด้านออก $V_o = 10$ โวลต์ และ 20 โวลต์

ดันออกลดลง และเมื่อระบบเข้าสู่สภาวะสมดุลแรงดันด้านออก V_o จะมีค่าลดลงเมื่อเทียบกับตอนที่ยังไม่เพิ่ม f_s ดังรูปที่ 2.12

2.1.4 กรณี แปรค่าความต้านทานโหลด R_L แต่มีการควบคุมแรงดันด้านออก V_o ให้คงที่

วงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน มีพฤติกรรมของวงจรคล้ายกับวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นที่มีแหล่งเป็นแหล่งจ่ายกระแส ดังนั้นแรงดันด้านออก V_o จะไวต่อการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานโหลด R_L ดังนั้นในกรณีที่แรงดันด้านเข้าคงที่ ขณะที่ความต้านทานโหลดเปลี่ยนแปลง ถ้าต้องการควบคุมแรงดันด้านออกให้คงที่ จะต้องปรับตัวแปรควบคุมตามเหมาะสม ซึ่งสามารถแยกการศึกษาได้เป็น 2 กรณีคือ



หมายเหตุ ผลการคำนวณ — $V_o = 10V$, -- $V_o = 20V$

ผลการจำลอง * $V_o = 10V$, o $V_o = 20V$

ผลจากกราฟระหว่าง \triangle $V_o = 10V$, \square $V_o = 20V$

V_o และ I_L / I_{x-p} ที่ f_s ค่าต่างๆ

รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่การสวิตช์ f_s กับความต้านทานโหลด R เมื่อ I_{x-p} คงที่ สำหรับแรงดันด้านออก $V_o = 10$ โวลต์ และ 20 โวลต์

2.1.4.1 แปรค่า I_{x-p} โดยรักษาให้ f_s คงที่

จากรูปที่ 2.13 จะเห็นได้ว่า เมื่อรักษาแรงดันด้าน V_o คงที่แต่ละค่า เมื่อให้ความถี่การสวิตช์ f_s คงที่ และเพิ่มความต้านทานโหลด R_L ให้มากขึ้น จะทำให้กระแสโหลดน้อยลง และแรงดัน

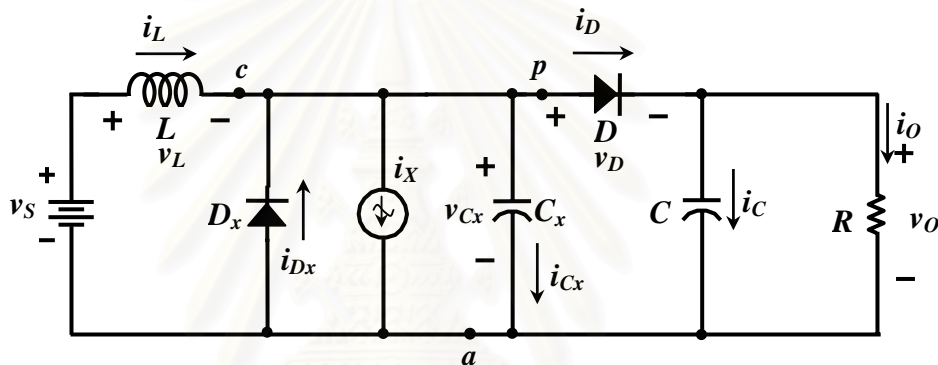
ด้านออก V_o เพิ่มขึ้น ถ้าต้องการควบคุมแรงดันด้านออก V_o ให้มีค่าคงที่ จะต้องลดค่าของกระแสควบคุม I_{x-p} ลงเพื่อให้แรงดันด้านออก V_o ลดลงจนมีค่าเท่ากับค่าที่ต้องการ

2.1.4.2 แปรค่า f_s โดยรักษา I_{x-p} ให้คงที่

จากรูปที่ 2.14 เมื่อรักษาแรงดันด้านออก V_o คงที่ เมื่อมีการเพิ่มค่าความต้านทานโหลด R_L และให้ค่าของกระแสควบคุม I_{x-p} คงที่ จะทำให้แรงดันด้านออก V_o จะเพิ่มขึ้นหากต้องการให้แรงดันด้านออก V_o คงที่ จะต้องเพิ่มความถี่การสวิตช์ f_s ตามเพื่อให้แรงดันด้านออก V_o ลดลงจนมีค่าเท่ากับค่าที่ต้องการ

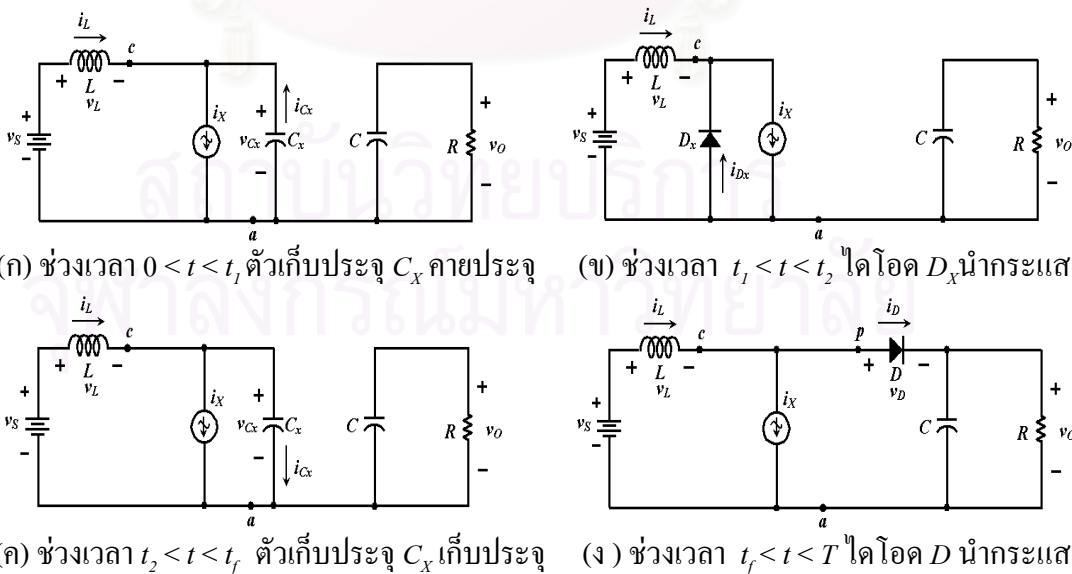
2.2 การทำงานและสมการพื้นฐานของวงจรที่รูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันสองด้าน

(Double-side Voltage Clamping)



รูปที่ 2.15 วงจรแปลงผันแบบ S2-Structure Type A Double-side Voltage Clamping

สามารถแบ่งการทำงานเป็น 4 ช่วงเวลาตามการตัดและต่อวงจรของไดโอดคือ



(ก) ช่วงเวลา $0 < t < t_1$ ตัวเก็บประจุ C_x คายประจุ

(ข) ช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ ไดโอด D_x นำกระแส

(ค) ช่วงเวลา $t_2 < t < t_f$ ตัวเก็บประจุ C_x เก็บประจุ

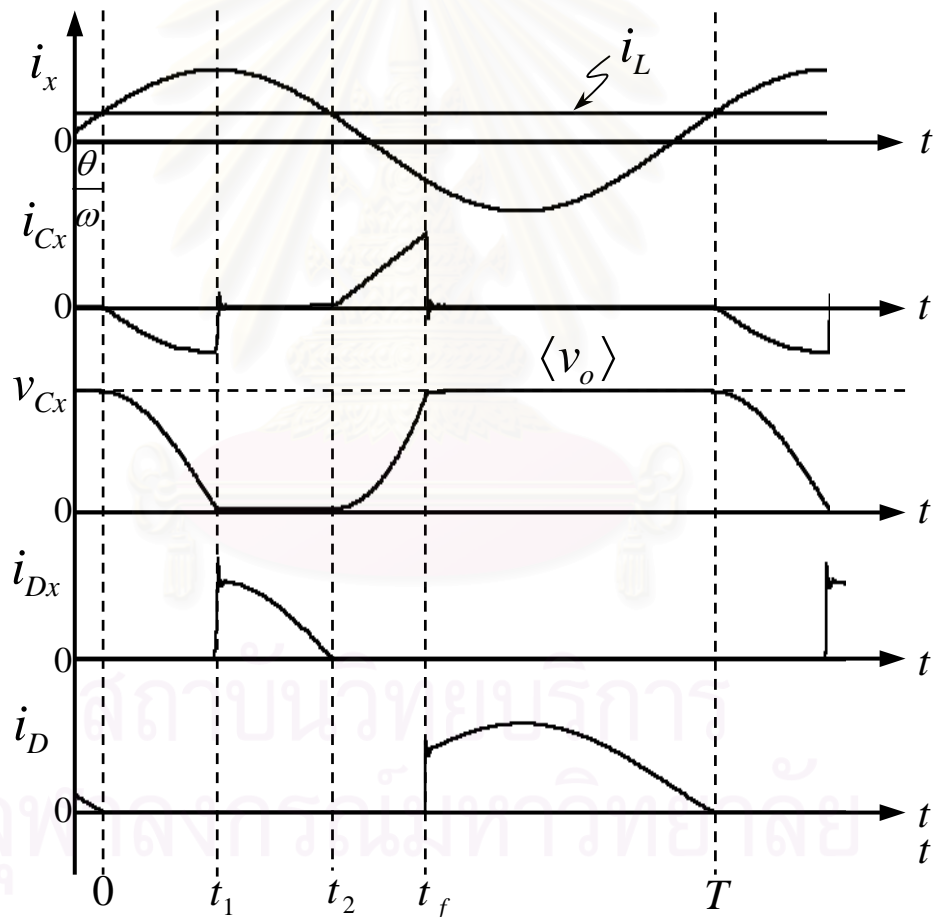
(ง) ช่วงเวลา $t_f < t < T$ ไดโอด D นำกระแส

รูปที่ 2.16 รูปลักษณะของวงจรในแต่ละช่วงเวลาการทำงานใน 1 คาบการสวิตช์

2.2.1 วงจรแปลงผันแบบ S2-Structure Type A Double-side Voltage Clamping

วงจรแปลงผันแบบ S2-Structure Type A Double-side Voltage Clamping ที่ใช้หน่วยเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุมมีโครงสร้างของวงจรดังรูปที่ 2.15 และมีรูปลักษณะการทำงานดังรูปที่ 2.16 เพื่อให้การวิเคราะห์วงจรจะให้สมมุติฐานดังนี้

- แหล่งกระแสควบคุม i_x เป็นแหล่งกระแสรายคาบที่มีรูปคลื่นเป็นไซน์ และค่ายอด $\langle i_{x-p} \rangle$ ไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ f_s
- กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุด้านออก C มีค่าระลอกน้อยมาก จนประมาณค่าในขณะใดขณะหนึ่งด้วยค่าเฉลี่ยต่อคาบ
- องค์ประกอบทุกตัวในวงจรเป็นแบบอุดมคติ



รูปที่ 2.17 รูปคลื่นของวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping

ให้สมการของแหล่งกระแสความคุ่มมีค่าตามสมการที่ (2.23)

$$i_X(t) = \langle i_{X-p} \rangle \cdot \sin(2\pi f_S \cdot t + \theta) \quad (2.32)$$

เมื่อ $\langle i_{X-p} \rangle$ คือค่ายอด, f_S คือความถี่การสวิตช์ และ θ คือมุมเฟส ของแหล่งกระแสความคุ่ม i_X ที่ครบ 1 คาบสมบูรณ์

เนื่องจาก
$$i_X(t=0) = \langle i_L \rangle = \langle i_{X-p} \rangle \cdot \sin(\theta) \quad (2.33)$$

ดังนั้นได้อัตราส่วนของกระแส
$$\frac{\langle i_L \rangle}{\langle i_{X-p} \rangle} = \sin \theta \quad ; \quad 0 < \theta < \frac{\pi}{2} \quad (2.34)$$

จากรูปที่ 2.17 ที่เวลา $t < 0$ ขนาดของกระแส i_X มีค่าน้อยกว่า $\langle i_L \rangle$ ไดโอด D นำกระแส ทำให้แรงดัน v_{C_X} มีค่าเท่ากับ v_o ที่เวลา $t = 0$ ขนาดของกระแส i_X มีค่าเท่ากับ $\langle i_L \rangle$ ไดโอด D หยุดนำกระแส

ช่วงเวลา $0 < t < t_1$

ขนาดของกระแส i_X มีค่ามากกว่า $\langle i_L \rangle$ ตัวเก็บประจุ C_X คายประจุด้วยผลต่างระหว่างกระแส $\langle i_L \rangle$ กับกระแส i_X ไดโอด D จะหยุดนำกระแส และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{C_X} จะลดค่าลงต่ำกว่า $\langle v_o \rangle$ เราคำนวณได้ว่า

$$i_{C_X} = \langle i_L \rangle - \langle i_{X-p} \rangle \sin(\omega t + \theta) \quad (2.35)$$

$$i_{D_X}(t) = i_D(t) = 0 \quad (2.36)$$

$$\begin{aligned} \int_{v_{C_X}(0)}^{v_{C_X}(t)} dv_{C_X}(t) &= \frac{1}{C_X} \int_0^t i_{C_X}(t) dt \\ &= \frac{1}{C_X} \int_0^t [\langle i_L \rangle - \langle i_{X-p} \rangle \sin(\omega t + \theta)] dt \end{aligned}$$

ที่ $t = 0$, $v_{C_X}(t=0) = \langle v_o \rangle$;

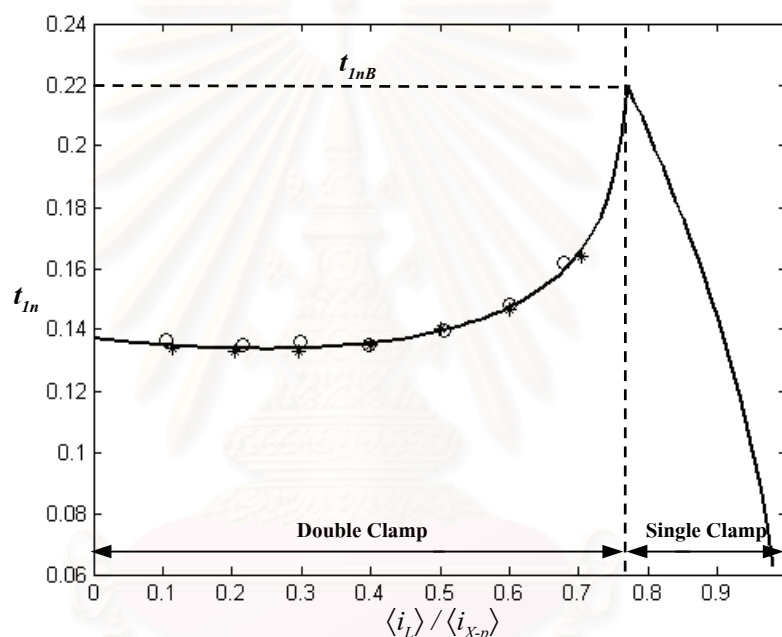
$$\begin{aligned} v_{C_X}(t) - \langle v_o \rangle &= \frac{\langle i_L \rangle \cdot t}{C_X} \Big|_0^t + \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} [\cos(\omega t + \theta)] \Big|_0^t \\ v_{C_X}(t) &= \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} [\cos(\omega t + \theta) - \cos(\theta)] + \frac{\langle i_L \rangle \cdot \omega t}{\omega C_X} + \langle v_o \rangle \quad (2.37) \end{aligned}$$

ที่เวลา $t = t_1$ แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} ลดค่าลงจนมีค่าเท่ากับศูนย์จากสมการที่ (2.37) ได้ว่า

$$v_{Cx}(t = t_1) = 0 = \frac{\langle i_{x-p} \rangle}{\omega C_x} [\cos(\omega t_1 + \theta) - \cos(\theta)] + \frac{\langle i_L \rangle \omega t_1}{\omega C_x} + \langle v_o \rangle$$

จัดรูปจะได้

$$t_{1n} = \frac{\langle i_{x-p} \rangle}{2\pi \cdot \langle i_L \rangle} [\cos(\theta) - \cos(2\pi \cdot t_{1n} + \theta)] - \frac{\langle v_o \rangle \omega C_x}{2\pi \cdot \langle i_L \rangle} \quad ; \quad t_{1n} = \frac{t_1}{T} \quad (2.38)$$



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง , ooo ผลการทดลอง

รูปที่ 2.18 ความสัมพันธ์ระหว่าง t_{1n} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ ที่แรงดัน V_s เท่ากับ 24 V

ช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$

ที่เวลา $t = t_1$ แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} มีค่าเท่ากับศูนย์ไดโอด D_x เริ่มนำกระแส และตรึงให้ v_{Cx} มีค่าเท่ากับศูนย์ตลอดช่วงการทำงานและที่เวลา $t = t_2$ ขนาดของกระแส i_x ลดลงจนมีค่าเท่ากับ $\langle i_L \rangle$ ไดโอด D_x จะหยุดนำกระแส ในช่วงเวลานี้กระแสและแรงดันต่างๆมีค่าตามสมการข้างล่าง

$$i_{Cx}(t) = i_D(t) = 0 \quad (2.39)$$

$$v_{Cx}(t) = 0$$

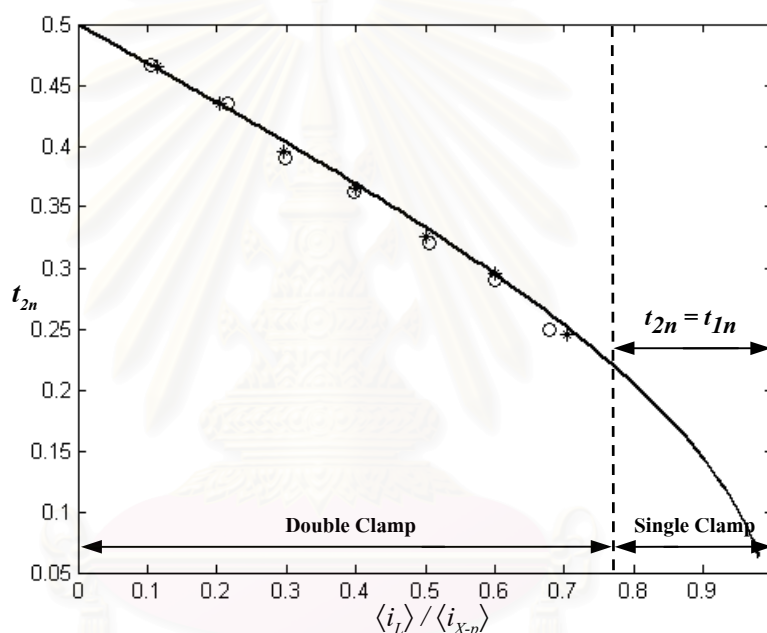
$$i_{Dx}(t) = \langle i_{x-p} \rangle \sin(\omega t + \theta) - \langle i_L \rangle \quad (2.40)$$

และที่เวลา $t = t_2$ เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.17 พบว่ามุม ωt ที่ทำให้ขนาดของกระแส i_x มีค่าเท่ากับ $\langle i_L \rangle$ คือ $\pi - 2\theta$ ดังนั้น เราคำนวณได้ว่า

$$\omega t_2 = \pi - 2\theta$$

ให้ $t_{2n} = \frac{t_2}{T}$ ดังนั้น

$$2\pi t_{2n} = \pi - 2\theta \quad (2.41)$$



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง , ○○○ ผลการทดลอง

รูปที่ 2.19 ความสัมพันธ์ระหว่าง t_{2n} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ ที่แรงดัน V_s เท่ากับ 24 V

ช่วงเวลา $t_2 < t < t_f$

เป็นช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุ C_x ถูกประจุด้วยผลต่างระหว่างกระแส $\langle i_L \rangle$ กับกระแส i_x กล่าวคือที่เวลา $t = t_2$ ขนาดของกระแส i_x มีค่าเท่ากับ $\langle i_L \rangle$ ไดโอด D_x จะหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_x จะเริ่มสะสมประจุ ทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} เพิ่มขึ้น จนมีค่าเท่ากับ $\langle v_o \rangle$ ที่เวลา $t = t_f$ ในช่วงเวลา $t_2 - t_f$ เราคำนวณได้ว่า

$$i_{Cx}(t) = \langle i_L \rangle - \langle i_{x-p} \rangle$$

$$i_{Cx}(t) = \langle i_L \rangle - \langle i_{x-p} \rangle \sin(\omega t + \theta) \quad (2.42)$$

$$i_{Dx}(t) = i_D(t) = 0 \quad (2.43)$$

$$\begin{aligned} \int_{v_{Cx}(t_2)}^{v_{Cx}(t)} v_{Cx}(t) dt &= \frac{1}{C_X} \int_{t_2}^t i_{Cx}(t) dt \\ &= \frac{1}{C_X} \int_{t_2}^t [\langle i_L \rangle - \langle i_{X-p} \rangle \sin(\omega t + \theta)] dt \\ v_{Cx}(t) - v_{Cx}(t_2) &= \frac{\langle i_L \rangle \cdot t}{C_X} \Big|_{t_2}^t - \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} \cos(\omega t + \theta) \Big|_{t_2}^t \end{aligned}$$

ที่ $t = t_2$, $v_{Cx}(t = t_2) = 0$

$$v_{Cx}(t) = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} [\cos(\omega t + \theta) - \cos(\omega t_2 + \theta)] + \frac{\langle i_L \rangle}{\omega C_X} \cdot \omega(t - t_2) \quad (2.44)$$

ที่ $t = t_f$, $v_{Cx}(t = t_f) = \langle v_o \rangle$

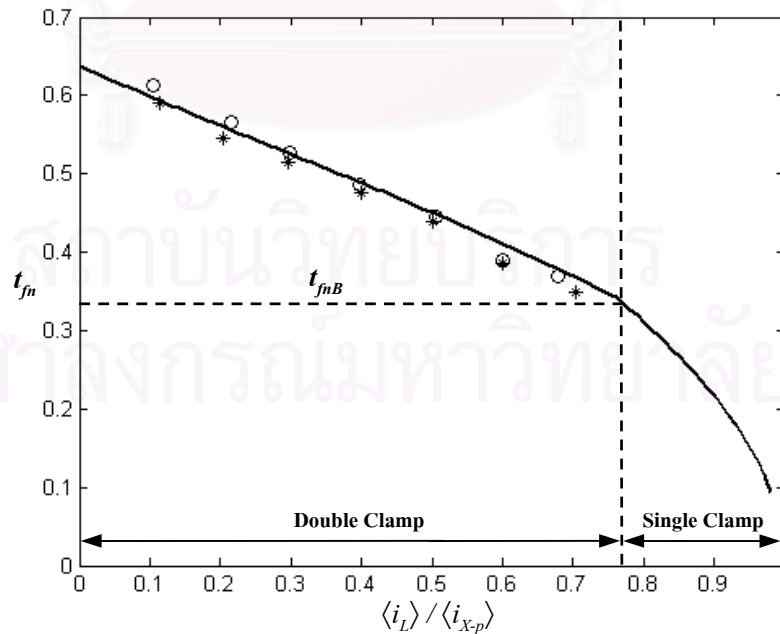
$$v_{Cx}(t_f) = \langle v_o \rangle = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} [\cos(\omega t_f + \theta) - \cos(\omega t_2 + \theta)] + \frac{\langle i_L \rangle}{\omega C_X} \cdot \omega(t_f - t_2)$$

$$\omega t_f - \omega t_2 = \frac{\omega C_X}{\langle i_L \rangle} \left\{ \langle v_o \rangle - \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} [\cos(\omega t_f + \theta) - \cos(\omega t_2 + \theta)] \right\}$$

$$2\pi \cdot t_{fn} = \frac{\omega C_X}{\langle i_L \rangle} \left\{ \langle v_o \rangle - \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} [\cos(2\pi \cdot t_{fn} + \theta) + \cos(\theta)] \right\} + \pi - 2 \cdot \theta$$

$$\therefore t_{fn} = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{2\pi \langle i_L \rangle} (\cos(\omega t_2 + \theta) - \cos(\omega t_f + \theta)) + \frac{\langle v_o \rangle \omega C_X}{2\pi \langle i_L \rangle} + \frac{\omega t_2}{2\pi}; \quad \omega t_2 = \pi - 2\theta \quad (2.45)$$

โดย $t_{fn} = \frac{t_f}{T}$



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง , ooo ผลการทดลอง

รูปที่ 2.20 ความสัมพันธ์ระหว่าง t_{fn} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ ที่แรงดัน V_s เท่ากับ 24 V

จากสมการที่ (2.38), (2.41) และ (2.45) จะได้กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง t_{1n} , t_{2n} และ t_{fn} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ ดังรูปที่ 2.18, 2.19 และ รูปที่ 2.20 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าเมื่อค่า $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ เพิ่มขึ้นจนถึงค่าประมาณ 0.775 ไดโอด D_X จะหยุดนำกระแสทำให้รูปคลื่นมีลักษณะการตรึงแรงดันด้านเดียว (Single-side Voltage Clamping) ในช่วงนี้จะสังเกตได้ว่าเป็นช่วงที่ค่า t_{1n} เท่ากับ t_{2n} โดยดูเปรียบเทียบได้จากรูปที่ 2.18 และ รูปที่ 2.19 ในช่วง Single Clamp โดยขีดแบ่งของการตรึงแรงดันนั้นจะขึ้นอยู่กับความต้านทานโหลด R_L

ช่วงเวลา $t_f < t < T$

เป็นช่วงเวลาที่ ไดโอด D นำกระแส แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} ถูกตรึงด้วยไดโอด D ทำให้มีแรงดันเท่ากับ $\langle v_o \rangle$

$$i_{Cx}(t) = i_{Dx}(t) = 0 \quad (2.46)$$

$$i_D(t) = \langle i_L \rangle - \langle i_{X-p} \rangle \quad (2.47)$$

$$v_{Cx}(t) = \langle v_o \rangle \quad (2.48)$$

2.2.1.1 ขีดแบ่ง

ขีดแบ่งระหว่างการตรึงแรงดันด้านเดียว (Single-side voltage clamping) และตรึงแรงดันสองด้าน (Double-side voltage clamping) การเข้าสู่ขีดแบ่งเกิดขึ้นเมื่อเพิ่มค่า $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ จนกระทั่ง t_{fn} ในโหมด Double Clamp ลดลงจนเท่ากับ t_{fn} ในโหมด Single Clamp ซึ่งไดโอด D_X จะหยุดนำกระแสตลอดคาบการสวิตช์นั่นเอง จากสมการที่ (2.8) และสมการที่ (2.45) ซึ่งเป็นสมการของค่า t_{fn} ในกรณีการตรึงแรงดันด้านเดียวและการตรึงแรงดันสองด้านตามลำดับ สามารถหาสมการขีดแบ่งที่อยู่ในรูปของอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ ได้คือ

$$t_{fn(\text{Single Clamp})} = t_{fn(\text{Double Clamp})} \quad (2.49)$$

$$\frac{\langle i_{X-p} \rangle}{2\pi \langle i_L \rangle} \left[\cos(\theta) - \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{2\pi \langle i_L \rangle} \left[\cos(\omega t_2 + \theta) - \cos(\omega t_f + \theta) \right] + \frac{\langle v_o \rangle \omega C_X}{2\pi \langle i_L \rangle} + \frac{\omega t_2}{2\pi} \quad (2.50)$$

จัดรูปจะได้

$$\frac{\langle i_L \rangle}{\langle i_{X-p} \rangle} = \frac{2 \cos(\theta)}{\left(\frac{\langle v_o \rangle}{v_{Lx}} + \pi - 2 \cdot \theta \right)} \quad (2.51)$$

แทนสมการที่ (2.51) ในสมการที่ (2.8) และ (2.38) จัดแบ่งของค่าคงตัวเวลาปัทธาน t_{1nB} และ t_{fnB} เท่ากับ

$$t_{1nB} = -\frac{\langle v_o \rangle}{4\pi \langle v_{Lx} \rangle \cos(\theta)} [\cos(\theta) + \cos(2\pi t_{fn} + \theta)] + \frac{(\pi - 2\theta)}{4\pi \cos(\theta)} [\cos(\theta) - \cos(2\pi t_{fn} + \theta)] \quad (2.51ก)$$

$$t_{fnB} = \frac{(\langle v_o \rangle + (\pi - 2 \cdot \theta) v_{Lx})}{4\pi v_{Lx} \cos(\theta)} [\cos(\theta) - \cos(2\pi t_{fn} + \theta)] \quad (2.51ข)$$

2.2.1.2 การคำนวณหาค่าเฉลี่ยของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_x โดยการอินทิเกรต

สามารถคำนวณหาค่าเฉลี่ยของแรงดัน v_{Cx} โดยทำการอินทิเกรตสมการที่ (2.37), (2.44) และสมการที่ (2.48) จะได้

$$\begin{aligned} \langle v_{Cx} \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{Cx}(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left\{ \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_x} [\cos(\omega t + \theta) - \cos \theta] + \frac{\langle i_L \rangle \cdot \omega t}{\omega C_x} + \langle v_o \rangle \right\} dt \\ &\quad + \frac{1}{T} \int_{t_2}^{t_f} \left\{ \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_x} [\cos(\omega t + \theta) - \cos(\omega t_2 + \theta)] + \frac{\langle i_L \rangle}{\omega C_x} \cdot \omega (t - t_2) \right\} dt \\ &\quad + \frac{1}{T} \int_{t_f}^T (\langle v_o \rangle) dt \end{aligned} \quad (2.52)$$

$$\begin{aligned} \langle v_{Cx} \rangle &= \frac{\pi \langle i_L \rangle}{\omega C_x} [t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2] + \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{2\pi \omega C_x} [\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2 \cdot \sin(\theta)] \\ &\quad + \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_x} (t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}) \cdot \cos(\theta) + \langle v_o \rangle \cdot (1 + t_{1n} - t_{fn}) \end{aligned} \quad (2.53)$$

$$\langle v_D \rangle = \langle v_{Cx} \rangle - \langle v_o \rangle = -\alpha_0 \quad (2.54)$$

$$\begin{aligned} \therefore \alpha_0 &= \langle v_o \rangle - \langle v_{Cx} \rangle \\ &= -\frac{\pi \langle i_L \rangle}{\omega C_x} [t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2] - \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{2\pi \omega C_x} [\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2 \cdot \sin(\theta)] \end{aligned}$$

$$-\frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} (t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}) \cdot \cos(\theta) + \langle v_O \rangle \cdot (t_{fn} - t_{1n}) \quad (2.55)$$

2.2.1.3 การคำนวณหาค่าเฉลี่ยของกระแสไหลผ่านไดโอด D_X โดยการอินทิเกรต
สามารถคำนวณหาค่าเฉลี่ยของกระแสไหลผ่านไดโอด D_X สมการที่ (2.40) จะได้

$$\begin{aligned} \langle i_{D_X} \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T i_{D_X}(t) dt \\ &= \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{2\pi} \cdot (\cos(2\pi t_{1n} + \theta) + \cos(\theta)) - \langle i_L \rangle \cdot (t_{2n} - t_{1n}) \\ &= \beta_0 \end{aligned} \quad (2.56)$$

2.2.1.4 การคำนวณหาอัตราการแปลงผัน $M = V_o / V_s$

อัตราการแปลงผัน(แรงดัน) ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง เป็นอัตราส่วนระหว่างแรงดันด้านไฟตรงด้านออกต่อแรงดันไฟตรงด้านเข้า สำหรับกรณีของวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping สามารถคำนวณหาอัตราการแปลงผันได้ดังนี้ จากวงจรในรูปที่ 2.15 ใช้กฎของ KVL กับวงรอบด้านนอกได้ว่า

$$-v_s(t) + v_L(t) + v_D(t) + v_O(t) = 0 \quad (2.57)$$

หาค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ที่สมบูรณ์ของแรงดันทุกตัวในสมการที่ (2.57) ได้ว่า

$$-\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_s(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_L(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_D(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_O(t) \cdot dt = 0 \quad (2.58)$$

หรือ
$$-\langle v_s \rangle + \langle v_L \rangle + \langle v_D \rangle + \langle v_O \rangle = 0 \quad (2.59)$$

ค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟตรงด้านเข้า $\langle v_s \rangle = V_s$ จากหลักการสมดุลของโวลต์-วินาทีของตัวเหนี่ยวนำ ค่าเฉลี่ยของแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ $\langle v_L \rangle = 0$ และค่าเฉลี่ยของแรงดันด้านออก $\langle v_O \rangle = V_o$ ส่วนค่าเฉลี่ยของแรงดันคร่อมไดโอด $\langle v_D \rangle$ คำนวณจากการแทนค่า $\langle v_{C_X} \rangle$ จากสมการที่ (2.53) ลงในสมการข้างล่าง

$$\langle v_D \rangle = \langle v_{C_X} \rangle - V_o = -\alpha_0 \quad (2.60)$$

แทนสมการที่ (2.60) ลงในสมการที่ (2.59) จะได้

$$V_o = V_s + \alpha_0 \quad (2.61)$$

แทนค่า α_0 ลงในสมการที่ (2.61) แล้วจัดรูปจะได้

$$V_o = \frac{1}{(1+t_{1n}-t_{fn})} \left\{ V_s - \frac{\pi I_L}{\omega C_X} \left[t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2 \right] - \frac{I_{X-p}}{\omega C_X} (t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}) \cdot \cos(\theta) - \frac{I_{X-p}}{2\pi\omega C_X} \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2 \sin(\theta) \right] \right\} \quad (2.62)$$

เมื่อกำหนดให้

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= \mu_0 \cdot V_{XX} \\ &= -\frac{\pi I_L}{\omega C_X} \left[t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2 \right] - \frac{I_{X-p}}{2\pi\omega C_X} \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2 \cdot \sin(\theta) \right] \\ &\quad - \frac{I_{X-p}}{\omega C_X} (t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}) \cdot \cos(\theta) + V_o \cdot (t_{fn} - t_{1n}) \end{aligned} \quad (2.63)$$

และ

$$\begin{aligned} \mu_0 &= -\frac{\pi I_L}{I_{X-p}} \left[t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2 \right] - \frac{1}{2\pi} \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2 \cdot \sin(\theta) \right] \\ &\quad - (t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}) \cdot \cos(\theta) + \frac{V_o \omega C_X}{I_{X-p}} \cdot (t_{fn} - t_{1n}) \end{aligned} \quad (2.64)$$

แทนค่า V_o จากสมการ (2.62) ลงในสมการที่ (2.64) แล้วจัดรูปจะได้

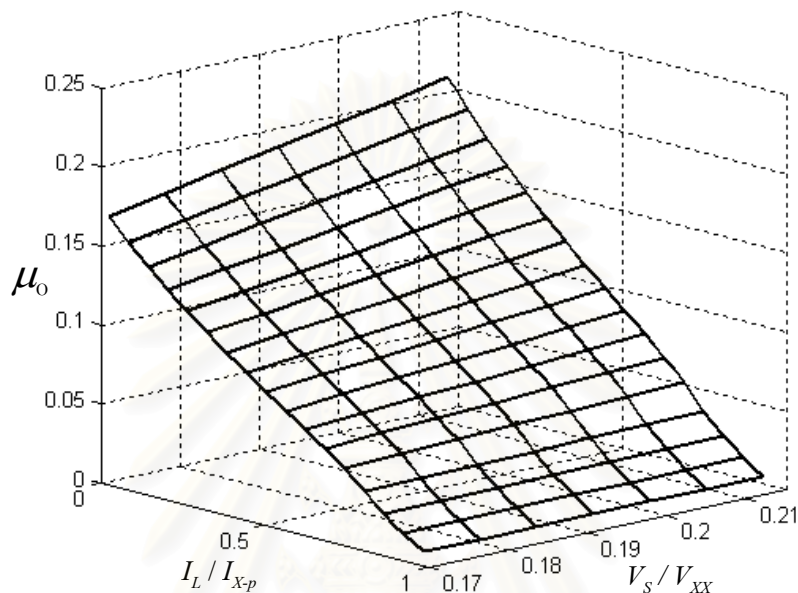
$$\begin{aligned} \mu_0 &= -\frac{\pi I_L}{I_{X-p}} \left[t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2 \right] - \frac{1}{2\pi} \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2 \cdot \sin(\theta) \right] \\ &\quad - (t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}) \cdot \cos(\theta) + \frac{(t_{fn} - t_{1n})}{(1+t_{1n}-t_{fn})} \left\{ \frac{V_s}{V_{XX}} - \frac{\pi I_L}{I_{X-p}} \left[t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2 \right] \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{2\pi} \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2 \cdot \sin(\theta) \right] \right. \\ &\quad \left. - (t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}) \cdot \cos(\theta) \right\} \end{aligned} \quad (2.65)$$

จากสมการ (2.65) จะพบว่าค่า μ_0 เป็นฟังก์ชันของ I_L/I_{X-p} และ V_s/V_{XX} ซึ่งจะได้กราฟความสัมพันธ์ดังรูปที่ 2.21 โดยจะให้ค่า I_{X-p} คงที่ค่าหนึ่งแล้วทำการแปรค่ากระแสไหล I_L ในขณะที่แรงดันด้านเข้า V_s คงที่ที่ค่าหนึ่งๆ เมื่อมองทางด้าน μ_0 และ I_L/I_{X-p} ก็จะเห็นดังรูปที่ 2.22

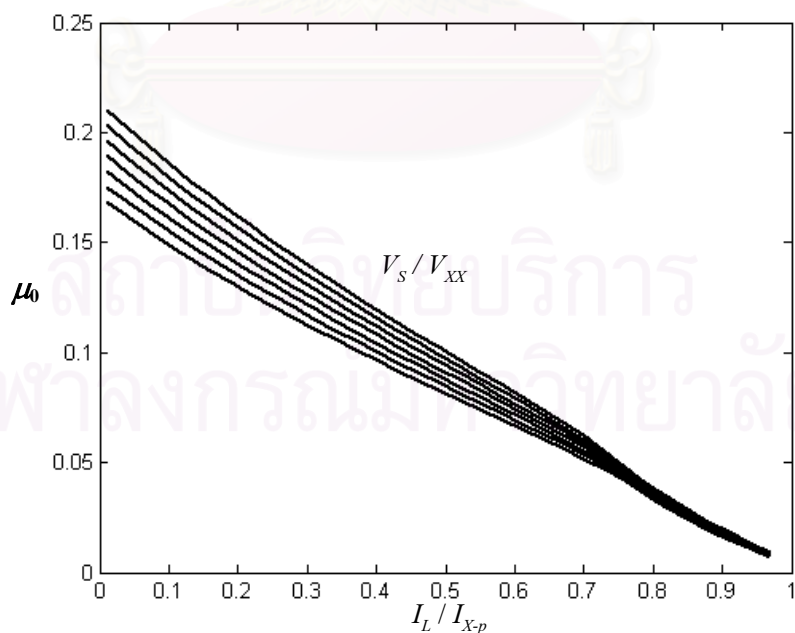
โดยที่ $\omega_{s0} = 2\pi F_s$, $V_{XX} = \frac{I_{X-p}}{\omega_{s0} C_x}$ และ $V_{LX} = \frac{I_L}{\omega_{s0} C_x}$

จากนิยามของอัตราการแปลงผัน $M = V_o / V_s$ เมื่อแทนค่า V_o จากสมการ (2.61) จะได้

$$M = \frac{V_o}{V_s} = 1 + \frac{\mu_0 \cdot V_{XX}}{V_s} \tag{2.66}$$



รูปที่ 2.21 ความสัมพันธ์ระหว่าง μ_0 กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} และแรงดัน V_s / V_{XX}



รูปที่ 2.22 ความสัมพันธ์ระหว่าง μ_0 กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} สำหรับอัตราส่วนแรงดัน V_s / V_{XX} คงที่ค่าหนึ่งๆ

จากสมการ KCL ของวงจรในรูปที่ 2.15 ได้ว่า

ที่ปม c $i_L(t) + i_{Dx}(t) - i_{Cx}(t) - i_X - i_D(t) = 0$ (2.67)

ที่ปม p $i_D(t) - i_C(t) - i_O(t) = 0$ (2.68)

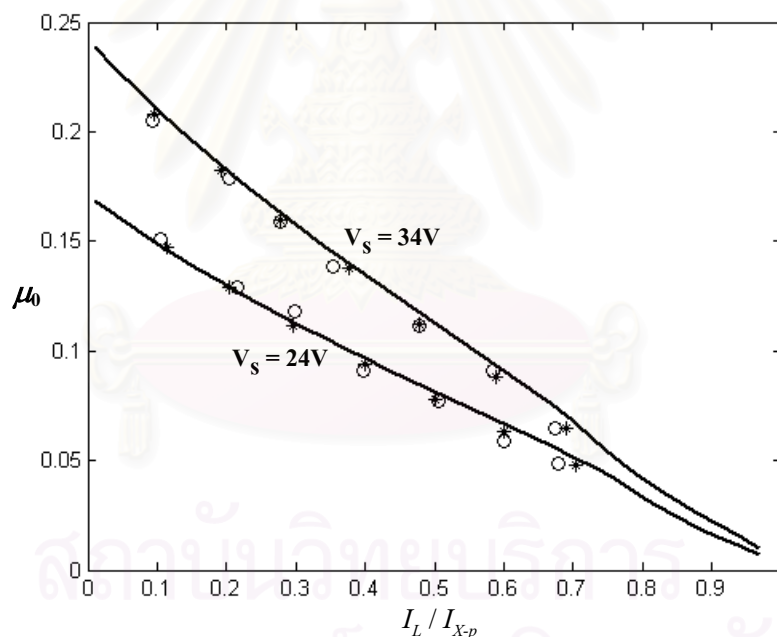
เมื่อหาค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ที่สมบูรณ์ของสมการที่ (2.67) และ (2.68) ได้ว่า

$$\langle i_L \rangle + \langle i_{Dx} \rangle - \langle i_{Cx} \rangle - \langle i_X \rangle - \langle i_D \rangle = 0 \tag{2.69}$$

$$\langle i_D \rangle - \langle i_C \rangle - \langle i_O \rangle = 0 \tag{2.70}$$

ในสถานะไฟตรง ค่าเฉลี่ยของกระแสผ่านตัวเก็บประจุ i_{Cx} , i_C และค่าเฉลี่ยของกระแสรูปคลื่นไซน์ i_X มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้น $\langle i_L \rangle + \langle i_{Dx} \rangle = \langle i_D \rangle = \langle i_O \rangle$ หรือเขียนใหม่ได้คือ

$$I_L + I_{Dx} = I_D = I_O \tag{2.71}$$



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง , ooo ผลการทดลอง
รูปที่ 2.23 ความสัมพันธ์ระหว่าง μ_0 กับ I_L / I_{Xp} ที่แรงดัน V_S เท่ากับ 24 V และ 34 V

จากสมการที่ (2.71) พบว่าค่าไฟตรงของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ I_L รวมกับกระแส I_{Dx} จะมีค่าเท่ากับค่าไฟตรงของกระแสโหลด I_O และจากค่าอัตราการแปลงผัน M ในสมการที่ (2.66) ค่า μ_0 ในสมการที่ (2.65) และค่า V_{XX} พบว่าวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน กรณีที่แหล่งกระแสควบคุม i_X มีคลื่นเป็นไซน์และมีค่ายอดของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ จะมีค่าอัตราการแปลงผัน M ที่เป็นฟังก์ชันของ

1. ค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p}
2. กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ I_L ซึ่งเท่ากับกระแสโหลด I_o ในสภาวะไฟตรง
3. ความถี่การสวิตช์ f_s
4. แรงดันไฟตรงด้านเข้า V_s
5. ตัวเก็บประจุ C_x

เนื่องจากกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ I_L เป็นตัวแปรสถานะ แรงดันไฟตรงด้านเข้า V_s เป็นตัวแปรด้านเข้า และตัวเก็บประจุ C_x เป็นค่าพารามิเตอร์ในวงจร ดังนั้นได้ว่าตัวแปรควบคุมคือค่ายอดของกระแส I_{x-p} และ ความถี่การสวิตช์ f_s ของแหล่งกระแสควบคุม i_x

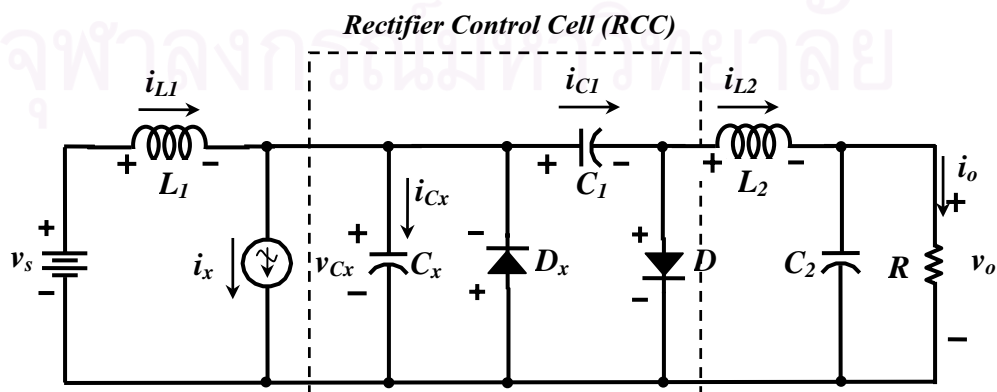
จากสมการที่ (2.65) จะเห็นได้ว่าค่าของ μ_0 เป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนกระแส I_L / I_{x-p} และอัตราส่วนของแรงดัน V_s / V_x เขียนกราฟความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 2.21 พบว่าที่ V_s / V_x ค่าหนึ่งเมื่ออัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p} มากขึ้น ค่า μ_0 จะลดลง

ส่วนในรูปที่ 2.23 เป็นผลการทดลองของความสัมพันธ์ ระหว่าง μ_0 กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p} ที่แรงดัน V_s เท่ากับ 24 V และ 34 เปรียบเทียบกับผลการคำนวณและผลการจำลองโดยคอมพิวเตอร์

2.2.2 วงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping

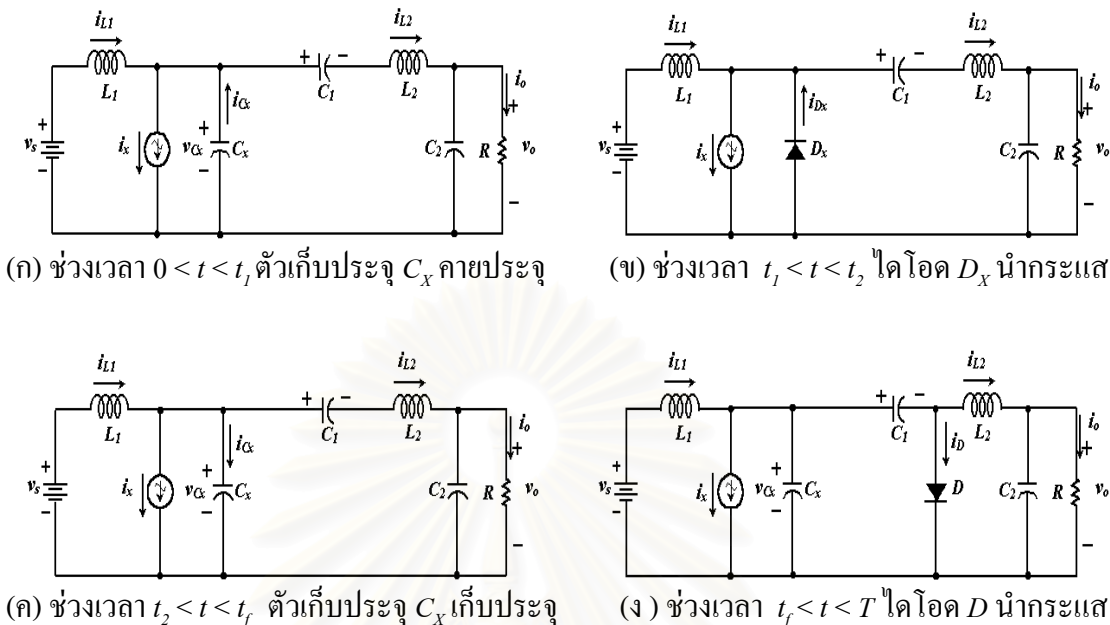
วงจรซุกที่ใช้หน่วยเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุมและมีไดโอด D_x ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_x มีโครงสร้างของวงจรดังรูปที่ 2.24 เพื่อให้การวิเคราะห์วงจรทำได้ง่ายจะใช้สมมุติฐานดังนี้

- แหล่งกระแสควบคุม i_x เป็นแหล่งกระแสระบายที่มีรูปคลื่นเป็นไซน์ และค่ายอด $\langle i_{x-p} \rangle$ ไม่ขึ้นการความถี่การสวิตช์ f_s
- กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_{L1}, i_{L2} และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C มีค่าระลอกน้อยมาก จนสามารถประมาณค่าในขณะใดขณะหนึ่งด้วยค่าเฉลี่ยต่อคาบ
- องค์ประกอบทุกตัวในวงจรเป็นแบบอุดมคติ



รูปที่ 2.24 วงจรซุกที่ใช้หน่วยเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม

สามารถแบ่งการทำงานเป็น 4 ช่วงเวลาตามการตัดและต่อวงจรของไดโอดโดยมีรูปลักษณะของวงจรดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 รูปลักษณะของวงจรในแต่ละช่วงเวลาการทำงานใน 1 คาบการสวิตช์

กำหนดให้สมการของแหล่งกระแสควบคุมมีค่าตามสมการ (2.72)

$$i_x(t) = \langle i_{x-p} \rangle \cdot \sin(2\pi f_s \cdot t + \theta) \tag{2.72}$$

เมื่อ $\langle i_{x-p} \rangle$ คือค่ายอด, f_s คือความถี่การสวิตช์ และ θ คือมุมเฟส ของแหล่งกระแสควบคุม i_x ที่ครบ 1 คาบสมบูรณ์

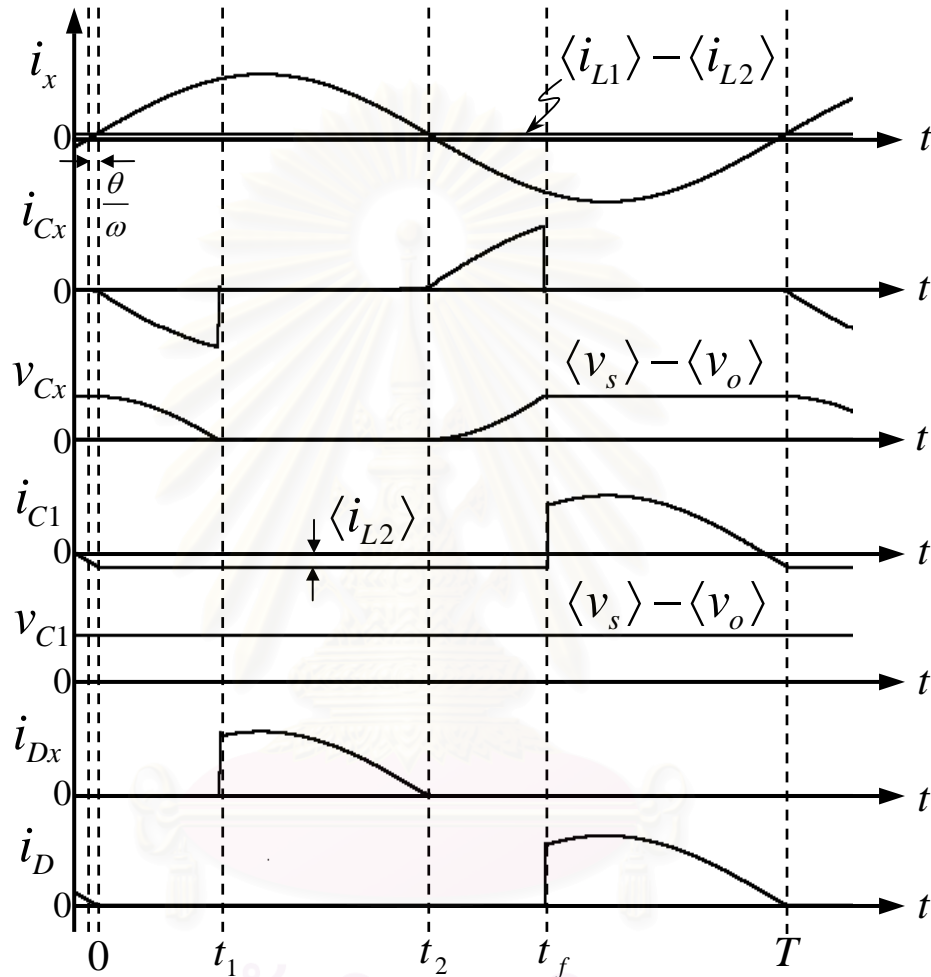
เนื่องจาก $i_x(t=0) = \langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle = \langle i_{x-p} \rangle \cdot \sin(\theta) \tag{2.73}$

ดังนั้นได้อัตราส่วนของกระแส $\frac{\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle}{\langle i_{x-p} \rangle} = \sin \theta \quad ; \quad 0 < \theta < \frac{\pi}{2} \tag{2.74}$

จากรูปที่ 2.26 ที่เวลา $t < 0$ ขนาดของกระแส i_x มีค่าน้อยกว่า $\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle$ ไดโอด D นำกระแส ทำให้แรงดัน v_{Cx} ถูกตรึงให้มีค่าเท่ากับ $v_{C1} = \langle v_s \rangle - \langle v_o \rangle$ มีค่ามากกว่าศูนย์ทำให้ไดโอด D_x ถูกไบแอสย้อนและไม่นำกระแส ที่เวลา $t = 0$ ขนาดของกระแส i_x มีค่าเท่ากับ $\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle$ ไดโอด D หยุดนำกระแส

ช่วงเวลา $0 < t < t_1$

ขนาดของกระแส i_x มีค่ามากกว่า $\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle$ ไดโอด D หยุดนำกระแสตัวเก็บประจุ C_x คายประจุด้วยผลต่างระหว่างกระแส $\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle$ กับกระแส i_x และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} จะลดค่าลงจนมีค่าเป็นศูนย์ สามารถคำนวณได้ว่า



รูปที่ 2.26 รูปคลื่นของวงจรชุดที่ใช้หน่วยเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม

$$i_{Cx} = \langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle - i_x$$

$$i_{Cx} = \langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle - \langle i_{x-p} \rangle \sin(\omega t + \theta) \quad (2.75)$$

$$i_{Dx}(t) = i_D(t) = 0 \quad (2.76)$$

$$\int_{v_{Cx}(0)}^{v_{Cx}(t)} dv_{Cx}(t) = \frac{1}{C_x} \int_0^t i_{Cx}(t) dt$$

$$= \frac{1}{C_x} \int_0^t [\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle - \langle i_{x-p} \rangle \sin(\omega t + \theta)] dt$$

ที่ $t = 0$, $v_{Cx}(t=0) = v_{C1} = \langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle$;

$$v_{Cx} - (\langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle) = \frac{(\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle)t}{C_X} \Big|_0^t - \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} [\cos(\omega t + \theta)] \Big|_0^t$$

$$v_{Cx}(t) = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} [\cos(\omega t + \theta) - \cos(\theta)] + \frac{(\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle)\omega t}{\omega C_X} + \langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle \quad (2.77)$$

ที่เวลา $t = t_1$ แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} ลดค่าลงจนมีค่าเท่ากับศูนย์จากสมการที่ (2.77) ได้ว่า

$$v_{Cx}(t=t_1) = 0 = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} [\cos(\omega t_1 + \theta) - \cos(\theta)] + \frac{(\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle)\omega t_1}{\omega C_X} + \langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle \quad (2.78)$$

จัดรูปจะได้

$$t_{1n} = -\frac{\langle i_{X-p} \rangle}{2\pi \cdot (\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle)} [\cos(2\pi \cdot t_{1n} + \theta) - \cos(\theta)] - \frac{(\langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle)\omega C_X}{2\pi \cdot (\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle)} \quad (2.79)$$

โดย $t_{1n} = \frac{t_1}{T}$

ช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$

ที่เวลา $t = t_1$ แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} มีค่าเท่ากับศูนย์ไดโอด D_x นำกระแสและตรงให้ v_{Cx} มีค่าเท่ากับศูนย์ตลอดช่วงการทำงานที่เวลา $t = t_2$ ขนาดของกระแส i_x มีค่าเท่ากับ $\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle$ ไดโอด D_x จะหยุดนำกระแส ในช่วงเวลานี้เรากำหนดได้ว่า

$$i_{Cx}(t) = i_D(t) = 0 \quad (2.80)$$

$$v_{Cx}(t) = 0 \quad (2.81)$$

$$i_{C1}(t) = \langle i_{L2} \rangle \quad (2.82)$$

$$\int_0^t dv_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^t \langle i_{L2} \rangle dt$$

$$\therefore v_{C1}(t) = \frac{\langle i_{L2} \rangle \omega (t - t_1)}{\omega C_1} + \langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle \quad (2.83)$$

$$i_{Dx}(t) = \langle i_{X-p} \rangle \sin(\omega t + \theta) - (\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle) \quad (2.84)$$

และที่เวลา $t = t_2$ เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.26 พบว่ามุม ωt ที่ทำให้ขนาดของกระแส i_x มีค่าเท่ากับ $\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle$ คือ $\pi - 2\theta$ ดังนั้น เรากำหนดได้ว่า

$$\omega t_2 = \pi - 2\theta \quad (2.85)$$

ให้ $t_{2n} = \frac{t_2}{T}$ ดังนั้น

$$2\pi t_{2n} = \pi - 2\theta \quad (2.86)$$

ช่วงเวลา $t_2 < t < t_f$

เป็นช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุ C_X ถูกประจุด้วยผลต่างระหว่างกระแส $\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle$ กับกระแส i_X กล่าวคือที่เวลา $t = t_2$ ขนาดของกระแส i_X มีค่าเท่ากับ $\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle$ ไดโอด D_X จะหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_X จะเริ่มสะสมประจุ ทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{C_X} เพิ่มขึ้น จนมีค่าเท่ากับ $\langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle$ ที่เวลา $t = t_f$ เราคำนวณได้ว่า

$$i_{C_X}(t) = \langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle - i_X$$

$$i_{C_X}(t) = \langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle - \langle i_{X-p} \rangle \sin(\omega t + \theta) \quad (2.87)$$

$$i_{D_X}(t) = i_D(t) = 0 \quad (2.88)$$

$$\int_{v_{C_X}(t_2)}^{v_{C_X}(t)} v_{C_X}(t) dt = \frac{1}{C_X} \int_{t_2}^t i_{C_X}(t) dt$$

$$= \frac{1}{C_X} \int_{t_2}^t [\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle - \langle i_{X-p} \rangle \sin(\omega t + \theta)] dt$$

$$v_{C_X}(t) - v_{C_X}(t_2) = \frac{(\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle)t}{C_X} \Big|_{t_2}^t - \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} \cos(\omega t + \theta) \Big|_{t_2}^t \quad (2.89)$$

ที่ $t = t_2$, $v_{C_X}(t = t_2) = 0$

$$v_{C_X}(t) = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} [\cos(\omega t + \theta) - \cos(\omega t_2 + \theta)] + \frac{(\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle)}{\omega C_X} \cdot \omega(t - t_2) \quad (2.90)$$

ที่ $t = t_f$, $v_{C_X}(t = t_f) = \langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle$

$$v_{C_X}(t_f) = \langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} [\cos(\omega t_f + \theta) - \cos(\omega t_2 + \theta)]$$

$$+ \frac{(\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle)}{\omega C_X} \cdot \omega(t - t_2) \quad (2.91)$$

$$\omega t_f - \omega t_2 = \frac{\omega C_X}{(\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle)} \left\{ \langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle - \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} [\cos(\omega t_f + \theta) - \cos(\omega t_2 + \theta)] \right\} \quad (2.92)$$

$$2\pi \cdot t_{fn} = \frac{\omega C_X}{(\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle)} \left\{ \langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle - \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_X} [\cos(2\pi \cdot t_{fn} + \theta) + \cos(\theta)] \right\}$$

$$+ \pi - 2 \cdot \theta \quad (2.93)$$

โดย $t_{fn} = \frac{t_f}{T}$

ช่วงเวลา $t_f < t < T$

เป็นช่วงเวลาที่ไม่ได้อัด D นำกระแส แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} ถูกตรึงด้วยไดโอด D ทำให้มีแรงดันเท่ากับ $\langle v_s \rangle - \langle v_o \rangle$

$$i_{Cx} = i_{Dx} = 0 \quad (2.94)$$

$$i_D = \langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle - i_x \quad (2.95)$$

$$v_{Cx} = \langle v_s \rangle - \langle v_o \rangle \quad (2.96)$$

2.2.2.1 ซิดแบ่ง

ซิดแบ่งระหว่างการตรึงแรงดันด้านเดียว (Single-side voltage clamping) และตรึงแรงดันสองด้าน(Double-side voltage clamping)การเข้าสู่ซิดแบ่งเกิดขึ้นเมื่อเพิ่มค่า $(\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle) / \langle i_{x-p} \rangle$ จนกระทั่ง t_{fn} ในโหมด Double Clamp ลดลงจนเท่ากับ t_{fn} ในโหมด Single Clamp จากสมการที่ (2.8) และสมการที่ (2.93) ซึ่งเป็นสมการของค่า t_{fn} ในกรณีการตรึงแรงดันด้านเดียวและการตรึงแรงดันสองด้านตามลำดับสามารถหาสมการซิดแบ่งที่อยู่ในรูปของ $(\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle) / \langle i_{x-p} \rangle$ ได้คือ

$$t_{fn(\text{Single Clamp})} = t_{fn(\text{Double Clamp})} \quad (2.97)$$

$$\frac{\langle i_{x-p} \rangle \left[\cos(\theta) - \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right]}{2\pi (\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle)} = \frac{\langle i_{x-p} \rangle \left[\cos(\omega t_2 + \theta) - \cos(\omega t_f + \theta) \right]}{2\pi (\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle)} + \frac{(\langle v_s \rangle - \langle v_o \rangle) \omega C_x}{2\pi (\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle)} + \frac{\omega t_2}{2\pi} \quad (2.98)$$

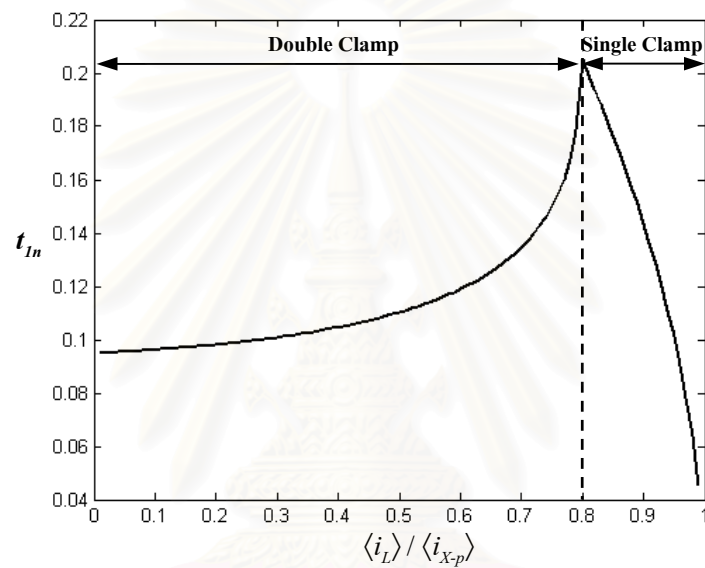
จัดรูปจะได้

$$\frac{\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle}{\langle i_{x-p} \rangle} = \frac{2 \cos(\theta)}{\left(\frac{(\langle v_s \rangle - \langle v_o \rangle)}{(v_{Lx1} - v_{Lx2})} + \pi - 2 \cdot \theta \right)} \quad (2.99)$$

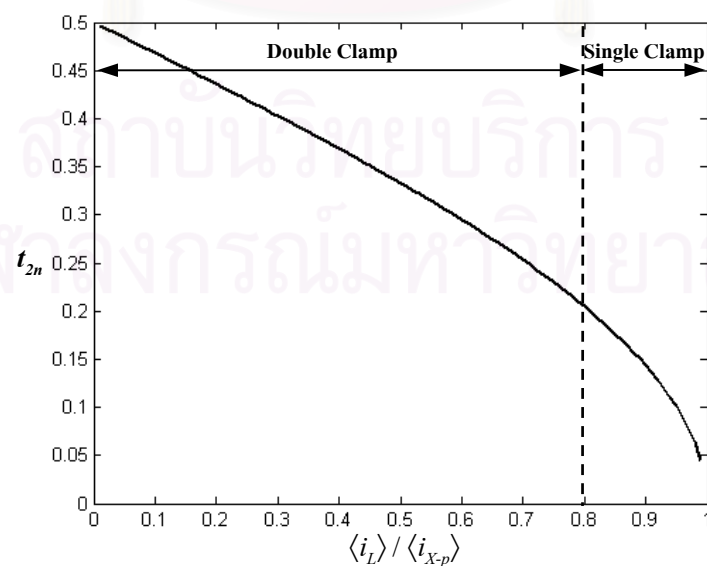
แทนสมการที่ (2.106) ลงในสมการที่ (2.79) และ (2.93) จะได้สมการซิดแบ่งของค่าคงตัวเวลาพักสถานะ t_{InB} และ t_{fnB} ดังสมการที่ (2.100) และ (2.101) ตามลำดับ

$$t_{1nB} = -\frac{(\langle v_s \rangle - \langle v_o \rangle)}{4\pi \cos(\theta)(v_{Lx1} - v_{Lx2})} [\cos(\theta) + \cos(2\pi t_{fn} + \theta)] + \frac{(\pi - 2\theta)}{4\pi \cos(\theta)} [\cos(\theta) - \cos(2\pi t_{fn} + \theta)] \quad (2.100)$$

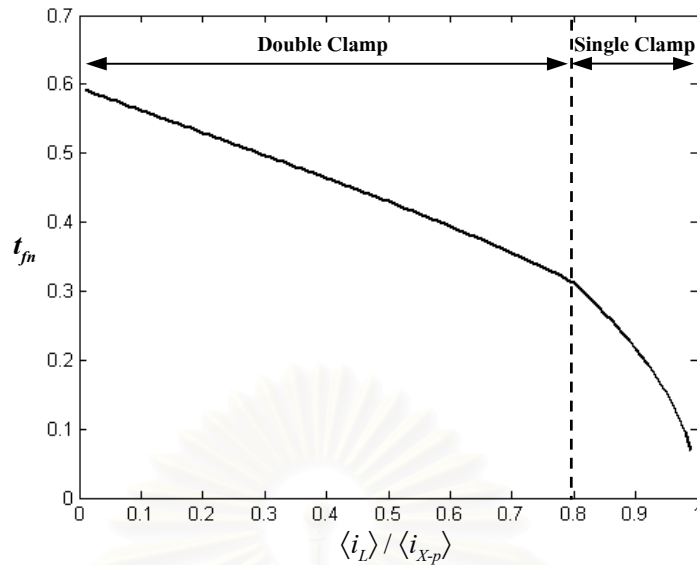
$$t_{fnB} = \frac{\left[\frac{\langle v_s \rangle - \langle v_o \rangle}{(v_{Lx1} - v_{Lx2})} + (\pi - 2 \cdot \theta) \right]}{4\pi \cos(\theta)} [\cos(\theta) - \cos(2\pi t_{fn} + \theta)] \quad (2.101)$$



รูปที่ 2.27 ความสัมพันธ์ระหว่าง t_{1n} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$



รูปที่ 2.28 ความสัมพันธ์ระหว่าง t_{2n} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$



รูปที่ 2.29 ความสัมพันธ์ระหว่าง t_{fn} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$

จากสมการที่ (2.79), (2.86) และ (2.93) จะได้กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง t_{In} , t_{2n} และ t_{fn} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ ดังรูปที่ 2.27, 2.28 และ รูปที่ 2.29 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าเมื่อค่า $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ เพิ่มขึ้นจนถึงค่าประมาณ 0.8 ไดโอด D_X จะหยุดนำกระแสทำให้รูปคลื่นมีลักษณะการตรึงแรงดันด้านเดียว (Single-side Voltage Clamping) ในช่วงนี้จะสังเกตได้ว่าเป็นช่วงที่ค่า t_{In} เท่ากับ t_{2n} โดยดูเปรียบเทียบได้จากรูปที่ 2.27 และ รูปที่ 2.28 ในช่วง Single Clamp โดยขีดแบ่งของการตรึงแรงดันนั้นจะขึ้นอยู่กับความต้านทานโหลด R_L

2.2.2.2 การคำนวณหาค่าเฉลี่ยของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_x โดยการอินทิเกรต

สามารถคำนวณหาค่าเฉลี่ยของแรงดัน v_{Cx} โดยทำการอินทิเกรตสมการที่ (2.77), (2.90) และสมการที่ (2.96) จะได้

$$\begin{aligned}
 \langle v_{Cx} \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{Cx}(t) dt \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left\{ \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_x} [\cos(\omega t + \theta) - \cos(\theta)] + \frac{(\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle) \omega t}{\omega C_x} + \langle v_s \rangle - \langle v_o \rangle \right\} dt \\
 &\quad + \frac{1}{T} \int_{t_2}^{t_f} \left\{ \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega C_x} [\cos(\omega t + \theta) - \cos(\omega t_2 + \theta)] + \frac{(\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle) \cdot \omega (t - t_2)}{\omega C_x} \right\} dt \\
 &\quad + \frac{1}{T} \int_{t_f}^T (\langle v_s \rangle - \langle v_o \rangle) dt
 \end{aligned} \tag{2.102}$$

$$\begin{aligned}
\langle v_{Cx} \rangle = & \frac{v_{XX}}{T\omega} [\sin(\omega t_1 + \theta) - \sin(\theta)] - \frac{v_{XX} \cos \theta \cdot t_1}{T} + \frac{(v_{L1X} - v_{L2X})\omega t_1^2}{2T} + \frac{(\langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle)t_1}{T} \\
& + \frac{(v_{L1X} - v_{L2X})\omega t_f^2}{2T} - \frac{(v_{L1X} - v_{L2X})\omega t_2^2}{2T} - \frac{(v_{L1X} - v_{L2X})\omega t_2 \cdot t_f}{T} \\
& + \frac{(v_{L1X} - v_{L2X})\omega t_2^2}{T} + \frac{v_{XX}}{T\omega} [\sin(\omega t_f + \theta) - \sin(\omega t_2 + \theta)] \\
& - \frac{v_{XX} \cos(\omega t_2 + \theta) \cdot (t_f - t_2)}{T} + \frac{(\langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle)(T - t_f)}{T}
\end{aligned} \tag{2.103}$$

เมื่อ $\omega_S = 2\pi f_S = \frac{2\pi}{T}$, $v_{L1X} = \frac{\langle i_{L1} \rangle}{\omega_S C_X}$, $v_{L2X} = \frac{\langle i_{L2} \rangle}{\omega_S C_X}$ และ $v_{XX} = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega_S C_X}$

แทนค่า $\omega t_2 = 2\pi t_{2n} = \pi - 2\theta$ ในสมการที่ (2.103) จัดรูปใหม่จะได้

$$\begin{aligned}
\langle v_{Cx} \rangle = & \pi(v_{L1X} - v_{L2X}) [t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2] \\
& + \frac{v_{XX}}{2\pi} [\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2\sin(\theta)] \\
& + v_{XX} \cos(\theta) \cdot (t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}) - (\langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle) [t_{fn} - t_{1n} - 1]
\end{aligned} \tag{2.104}$$

จาก KVL ในรูปที่ 2.24 จะได้

$$\langle v_D \rangle = \langle v_{Cx} \rangle - \langle v_{C1} \rangle \tag{2.105}$$

แทนค่า $\langle v_{Cx} \rangle$ จากสมการที่ (2.104) และ $\langle v_{C1} \rangle = \langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle$ ลงในสมการ (2.105) จะได้

$$\begin{aligned}
\langle v_D \rangle = & \pi(v_{L1X} - v_{L2X}) [t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2] \\
& + \frac{v_{XX}}{2\pi} [\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2\sin(\theta)] \\
& + v_{XX} \cos(\theta) \cdot (t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}) - (\langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle) [t_{fn} - t_{1n}] \\
= & -\alpha
\end{aligned} \tag{2.106}$$

2.2.2.3 การคำนวณหาค่าเฉลี่ยของกระแสไหลผ่านไดโอด D_x โดยการอินทิเกรต

สามารถคำนวณหาค่าเฉลี่ยของกระแสไหลผ่านไดโอด D_x สมการที่ (2.84) จะได้

$$\begin{aligned}
i_{Dx} = & \langle i_{X-p} \rangle \sin(\omega t + \theta) - (\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle) \\
\therefore \langle i_{Dx} \rangle = & \frac{1}{T} \int_0^T i_{Dx}(t) dt
\end{aligned} \tag{2.107}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{2\pi} \cdot \left[\cos(2\pi t_{1n} + \theta) + \cos(\theta) \right] - (\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle) \cdot (t_{2n} - t_{1n}) \\
&= \beta
\end{aligned} \tag{2.108}$$

2.2.2.4 การคำนวณหาอัตราการแปลงผัน $M = V_o / V_s$

อัตราการแปลงผัน(แรงดัน) ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง เป็นอัตราส่วนระหว่างแรงดันไฟตรงด้านออกต่อแรงดันไฟตรงด้านเข้า สำหรับกรณีของวงจรชุกที่ใช้หน่วยเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุมสามารถคำนวณหาอัตราการแปลงผันได้ดังนี้
จากวงจรในรูปที่ 2.24 ใช้กฎของ KVL กับวงรอบด้านนอกได้ว่า

$$-v_D(t) + v_{L2}(t) + v_o(t) = 0 \tag{2.109}$$

หาค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตซ์ที่สมบูรณ์ของแรงดันทุกตัวในสมการที่ (2.109) ได้ว่า

$$-\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_D(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{L2}(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_o(t) \cdot dt = 0 \tag{2.110}$$

หรือ
$$-\langle v_D \rangle + \langle v_{L2} \rangle + \langle v_o \rangle = 0 \tag{2.111}$$

ค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟตรงด้านเข้า $\langle v_s \rangle = V_s$ จากหลักการสมดุลของโวลต์-วินาทีของตัวเหนี่ยวนำ ค่าเฉลี่ยของแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ $\langle v_{L2} \rangle = 0$ และค่าเฉลี่ยของแรงดันด้านออก $\langle v_o \rangle = V_o$ ส่วนค่าเฉลี่ยของแรงดันคร่อมไดโอด $\langle v_D \rangle$ คำนวณจากการแทนค่า $\langle v_{Cx} \rangle$ จากสมการที่ (2.104) ลงในสมการข้างล่าง

$$\langle v_D \rangle = V_o = -\alpha_0 \tag{2.112}$$

เมื่อกำหนดให้

$$\begin{aligned}
\alpha_0 &= \mu_0 \cdot V_{XX} = -\pi (V_{L1X} - V_{L2X}) \left[t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2 \right] \\
&\quad - \frac{V_{XX}}{2\pi} \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2 \sin(\theta) \right] \\
&\quad - V_{XX} \cos(\theta) \cdot (t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}) - (V_s - V_o) [t_{fn} - t_{1n}]
\end{aligned} \tag{2.113}$$

$$\begin{aligned}
\text{และ } \mu_0 = & -\frac{\pi(V_{L1X} - V_{L2X})}{V_{XX}} \left[t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2 \right] \\
& -\frac{1}{2\pi} \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2\sin(\theta) \right] \\
& -\cos(\theta) \cdot (t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}) - \frac{(V_s - V_o)}{V_{XX}} [t_{fn} - t_{1n}]
\end{aligned} \tag{2.114}$$

$$\text{โดยที่ } \omega_{s0} = 2\pi F_s, V_{L1X} = \frac{I_{L1}}{\omega_{s0} C_x}, V_{L2X} = \frac{I_{L2}}{\omega_{s0} C_x} \text{ และ } V_{XX} = \frac{I_{X-p}}{\omega_{s0} C_x}$$

จากสมการที่ (2.112) และ (2.113) จักรูปใหม่จะได้อัตราการแปลงผันคือ

$$M = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{\mu_0 \cdot V_{XX}}{V_s} \tag{2.115}$$

2.3 สรุป

จากที่ได้วิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน โดยจะแบ่งตามลักษณะรูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_x ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 กรณีคือกรณีที่มีรูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันด้านเดียว (Single-side voltage clamping) และกรณีที่มีรูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันสองด้าน (Double-side voltage clamping) โดยในกรณีครึ่งแรงดันด้านเดียวจะใช้วงจรที่มีโครงสร้างของวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันเป็นวงจรตัวอย่าง และกรณีครึ่งแรงดันสองด้านจะใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบ S2-Structured Type A และ S3-Structured Type N เป็นวงจรตัวอย่างพบว่า

1. วงจรที่มีโครงสร้างของวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันจะให้แรงดันไฟตรงด้านออกไม่ขึ้นกับแรงดันไฟตรงด้านเข้ากล่าวคือจะไม่มี การถ่ายเทพลังงานจากแรงดันไฟตรงด้านเข้าไปยังด้านออก โดยแรงดันด้านออก $V_o = \mu_0 V_{XX}$ จะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} ซึ่งจะเหมือนกับวงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบ S3-Structured Type N มีแรงดันด้านออก V_o เท่ากับ $-\mu_0 V_{XX}$
2. วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบ S2-Structured Type A จะให้แรงดันไฟตรงด้านออกมากกว่าหรือเท่ากับแรงดันไฟตรงด้านเข้าเสมอ ซึ่งจะเหมือนกับวงจรทอนระดับแบบพื้นฐานที่ใช้สวิตช์ PWM แต่กรณีที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันจะมีแรงดันด้านออก $V_o = V_s + \mu_0 V_{XX}$ เป็นลักษณะการบวกกันของแรงดัน ส่วนกรณีที่ใช้สวิตช์ PWM มีแรงดันด้านออก $V_o = 1/(1-D)V_s$ เป็นลักษณะการคูณกัน ซึ่งจะได้รูปแบบการแปลงผันแรงดันแบบใหม่

3. กรณีที่แหล่งกระแสควบคุมมีค่าของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ จะมีตัวแปรควบคุมมี 2 ตัวคือ ค่าของกระแส I_{X-p} และความถี่การสวิตช์ f_s โดยที่อัตราการแปลงผัน M จะแปรตาม I_{X-p} แต่แปรผกผันกับ f_s และความไวของการเปลี่ยนแปลงอัตราการแปลงผัน M ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าของกระแส I_{X-p} จะมากกว่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์ f_s
4. ตัวเก็บประจุ C_x เป็นพารามิเตอร์สำคัญที่กำหนดพฤติกรรมการทำงานของวงจร ค่า C_x จะแปรผกผันกับแรงดันด้านออกของวงจร
5. กรณีค่าของรูปคลื่นมีลักษณะตรงแรงดันด้านเดียว t_{fn} และ μ_0 ขึ้นกับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p}
6. กรณีที่รูปคลื่นมีลักษณะตรงแรงดันสองด้านของวงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบ S2-Structured Type A ค่าของ t_{2n} ขึ้นกับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} ส่วนค่าของ t_{1n} , t_{fn} และ μ_0 ขึ้นกับ I_L / I_{X-p} และ V_S / V_{XX}
7. กรณีที่รูปคลื่นมีลักษณะตรงแรงดันสองด้านของวงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบ S3-Structured Type A ค่าของ t_{2n} ขึ้นกับอัตราส่วนของกระแส $(I_{L1} - I_{L2}) / I_{X-p}$ ส่วนค่าของ t_{1n} , t_{fn} และ μ_0 ขึ้นกับ $(I_{L1} - I_{L2}) / I_{X-p}$ และ $(V_S - V_O) / V_{XX}$
8. ผลการคำนวณ ผลการจำลองและผลการทดลองส่วนใหญ่จะสอดคล้องกัน

บทที่ 3

การวิเคราะห์โครงสร้างและแบบจำลองไฟตรง

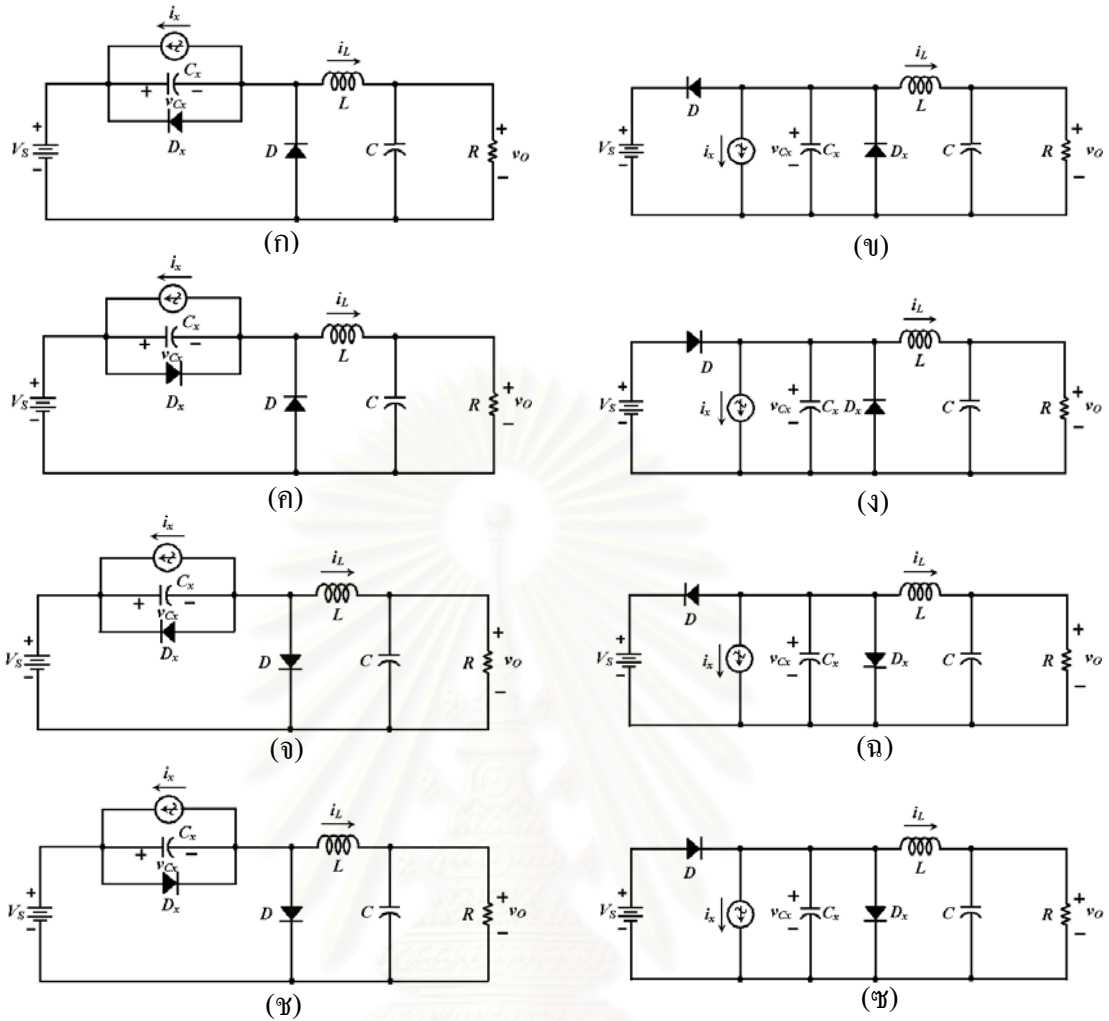
จากการศึกษาโครงสร้างและการทำงานของวงจรถ่วงเปลี่ยนที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน โดยจะแบ่งตามลักษณะรูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_x สามารถแบ่งได้เป็น 2 กรณีคือกรณีที่รูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันด้านเดียว (Single-side voltage clamping) และกรณีที่รูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันสองด้าน (Double-side voltage clamping) ได้มีการศึกษาเพิ่มเติมโดยอาศัยเทคนิคการหมุนหน่วยควบคุมและยังทำการต่อไดโอด D_x ขนานกับหน่วยควบคุมทำให้ได้วงจรถ่วงเปลี่ยนแบบใหม่ จากนั้นก็ทำการหาแบบจำลองไฟตรงและทำการวิเคราะห์ไฟตรงของแต่ละวงจรถ่วงเปลี่ยนเพื่อศึกษาพฤติกรรมของวงจรถ่วงเปลี่ยนแปลงโหลด การศึกษาเริ่มจากวงจรถ่วงเปลี่ยนที่มีโครงสร้างแบบวงจรถ่วงเปลี่ยนระดับ จากนั้นจึงศึกษาวจรถ่วงเปลี่ยนอื่นๆคือ วงจรถ่วงเปลี่ยนที่มีโครงสร้างแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping และ วงจรถ่วงเปลี่ยนที่มีโครงสร้างแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping มาทำการศึกษาเช่นเดียวกันเพื่อจะได้ทำการศึกษาอย่างเป็นระบบ โดยมีเนื้อหาเรียงลำดับจากวงจรถ่วงเปลี่ยนที่มีโครงสร้างแบบวงจรถ่วงเปลี่ยนระดับ, วงจรถ่วงเปลี่ยนที่มีโครงสร้างแบบวงจรถ่วงเปลี่ยนระดับ, วงจรถ่วงเปลี่ยนที่มีโครงสร้างแบบวงจรถ่วงเปลี่ยนระดับและ วงจรถ่วงเปลี่ยนที่มีโครงสร้างแบบวงจรถ่วงเปลี่ยนระดับตามลำดับ

3.1 การแบ่งลักษณะของวงจรถ่วงเปลี่ยนที่มีโครงสร้างแบบวงจรถ่วงเปลี่ยนระดับ

การแบ่งลักษณะของวงจรถ่วงเปลี่ยนที่มีโครงสร้างแบบวงจรถ่วงเปลี่ยนระดับจะเริ่มต้นจากกรณีที่วงจรถ่วงเปลี่ยนมีไดโอด 2 ตัวเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ โดยไดโอด D_x ที่ต่อขนานกับหน่วยควบคุมแบบเรียงกระแสและมีการกำหนดทิศของกระแส i_x , i_L และแรงดัน v_{C_x} ดังรูปที่ 3.1(ก) จากนั้นจึงกลับทิศของไดโอด D_x ก็จะได้วงจรถ่วงเปลี่ยนรูปที่ 3.1(ค)ส่วนรูปที่ 3.1(จ) และ 3.1(ข) ก็เกิดจากการกลับทิศไดโอด D จากในรูปที่ 3.1(ก) และ 3.1(ค) ตามลำดับ

ส่วนรูปที่ 3.1(ง), 3.1(ฉ), 3.1(ฉ) และรูปที่ 3.1(ซ) เกิดจากการย้ายตัวเก็บประจุ C_x และแหล่งจ่ายกระแส i_x ของวงจรถ่วงเปลี่ยนรูปที่ 3.1(ก), 3.1(ค), 3.1(จ) และรูปที่ 3.1(ข) ตามลำดับ

ในกรณีที่วงจรถ่วงเปลี่ยนมีไดโอด 1 ตัว (D หรือ D_x) จะเริ่มจากวงจรถ่วงเปลี่ยนที่มีโครงสร้างแบบวงจรถ่วงเปลี่ยนระดับดังรูปที่ 3.2(ก) จากนั้นก็ทำการกลับขั้วไดโอด D ก็จะได้วงจรถ่วงเปลี่ยนรูปที่ 3.2(ค) ส่วนวงจรถ่วงเปลี่ยนรูปที่ 3.2(จ) เป็นกรณีที่มิไดโอด D_x ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_x และเมื่อทำการกลับขั้วไดโอด D_x ก็จะได้วงจรถ่วงเปลี่ยนรูปที่ 3.2(ข) ตามลำดับ

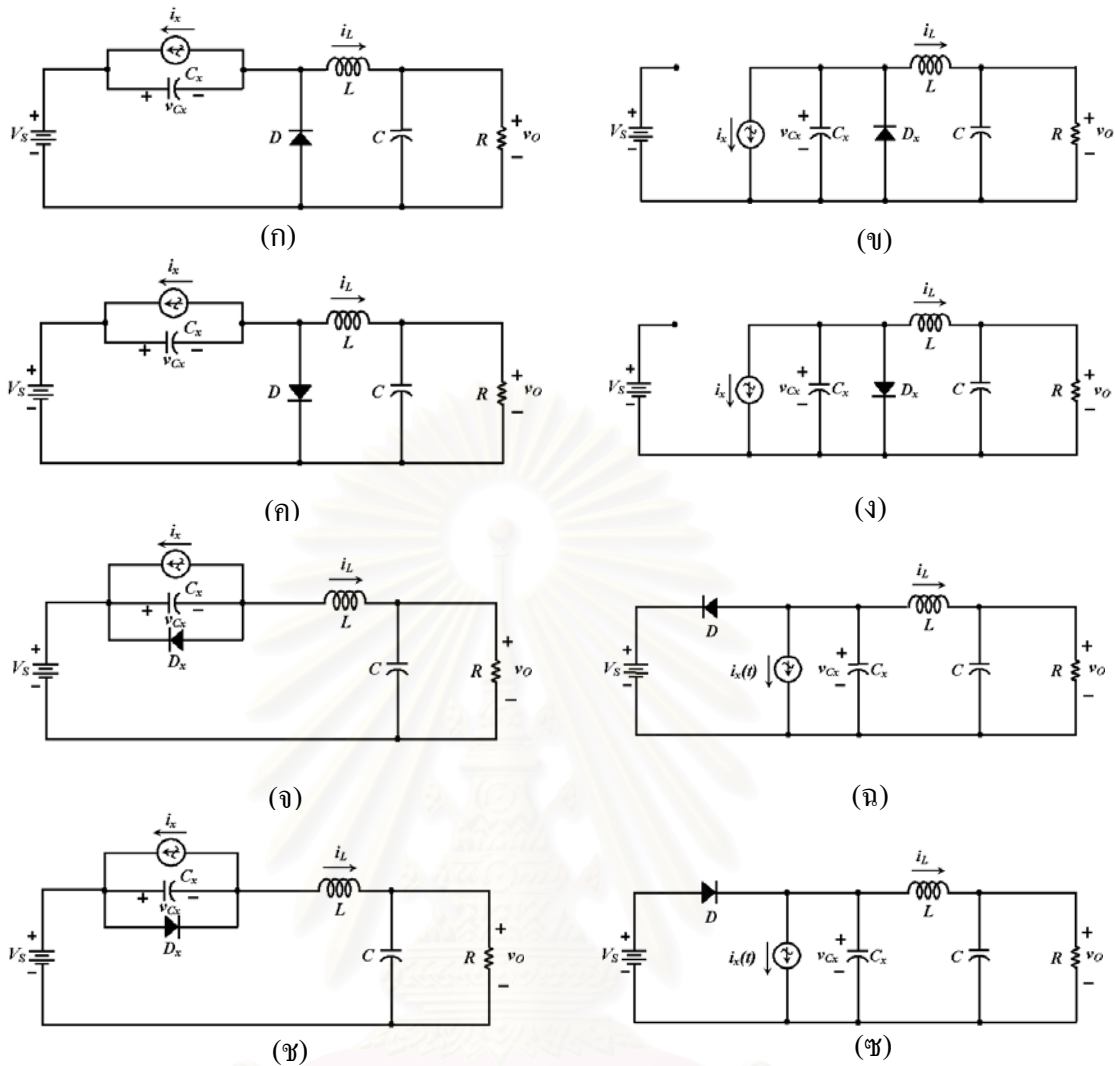


รูปที่ 3.1 วงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับกรณมีไดโอด D_x ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_x

ส่วนรูปที่ 3.2(ข), 3.2(ง), 3.2(ฉ) และรูปที่ 3.2(ช) เกิดจากการย้ายตัวเก็บประจุและแหล่งจ่ายกระแส i_x ของวงจรรูปที่ 3.2(ก), 3.2(ค), 3.2(จ) และรูปที่ 3.2(ข) ตามลำดับ

วงจรที่เกิดจากการย้ายตัวเก็บประจุ C_x และแหล่งจ่ายกระแส i_x แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{C_x} หลังย้าย C_x และ i_x จะมีค่าเท่ากับผลต่างของแรงดัน V_s กับแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{C_x} ก่อนย้าย C_x และ i_x ตามสมการ KVL ซึ่งพฤติกรรมของวงจรก่อนย้ายและหลังย้าย C_x และ i_x จะเหมือนกันไม่ว่าจะเป็นทิศทางของกระแสทางด้านโหลด i_L หรืออัตราการผลิตผัน ($M = V_o/V_s$) ทั้งนี้จะศึกษาวงจรอย่างละเอียดในลำดับต่อไป

จากทั้งหมด 16 วงจรในรูปที่ 3.1 และ รูปที่ 3.2 เมื่อพิจารณาวงจรรูปที่ 3.1(ข)และ 3.1(ช) ไดโอด D และ D_x จะนำกระแสตลอดช่วงการทำงานในหนึ่งคาบเวลาทำให้เกิดการลัดวงจรทางด้านแหล่งจ่ายแรงดัน V_s เพราะฉะนั้นทั้งสองวงจรไม่น่าสนใจจึงเหลือแค่ 14 วงจรจะนำมาพิจารณากัน

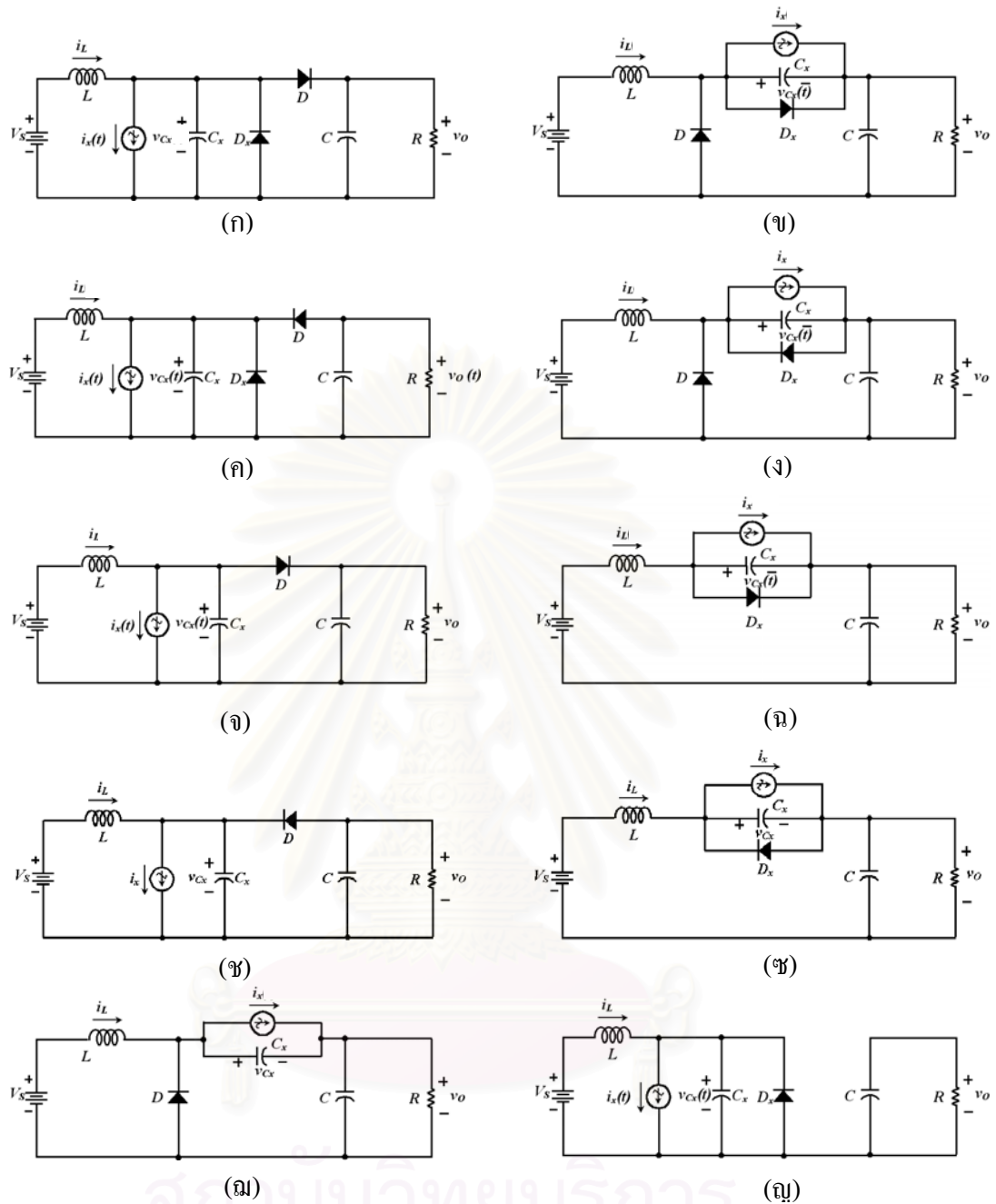


รูปที่ 3.2 วงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับกรณีสมีไดโอด D ตัวเดียว

3.2 การแบ่งลักษณะของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับ

การแบ่งลักษณะวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับ (Boost structure) ก็มีวิธีการเช่นเดียวกับวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับ (Buck structure) คือจะเริ่มต้นจากกรณีที่วงจรมีไดโอด 2 ตัวก่อนเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ โดยต่อไดโอด D_x ขนานกับหน่วยควบคุมแบบเรียงกระแสและมีการกำหนดทิศของกระแส i_x , i_L และแรงดัน v_{Cx} ดังรูปที่ 3.3(ก) จากนั้นกลับทิศไดโอด D ก็จะได้วงจรดังรูปที่ 3.3(ค) ส่วนรูปที่ 3.3(ข) และ 3.3(ง) ก็เกิดจากการย้ายตัวเก็บประจุ C_x และแหล่งจ่ายกระแส i_x ของรูปที่ 3.3(ก) และ 3.3(ค) ตามลำดับ

ส่วนรูปที่ 3.3(จ), 3.3(ช) และรูปที่ 3.3(ฉ) เป็นกรณีที่มิไดโอดตัวเดียวจากนั้นก็ทำการย้ายตัวเก็บประจุ C_x และแหล่งจ่ายกระแส i_x ก็จะได้รูปวงจรที่ 3.3(ฉ), 3.3(ช) และรูปที่ 3.3(ญ) ตามลำดับ

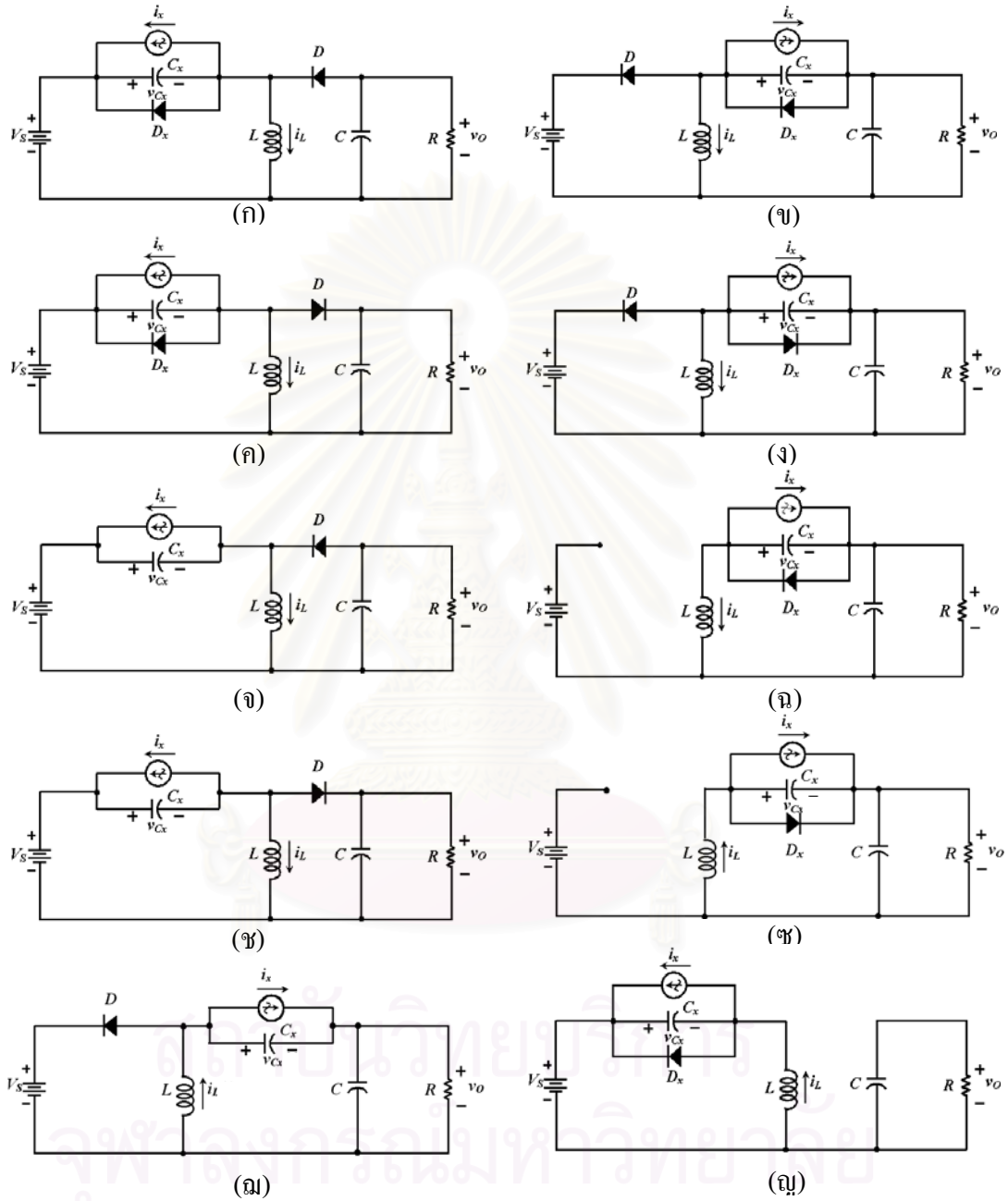


รูปที่ 3.3 วงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทบระดับ

3.3 การแบ่งลักษณะของวงจรที่มีโครงสร้างแบบทอนทบระดับ

การแบ่งลักษณะวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนทบระดับ (Buck Boost structure) ก็มีวิธีการเช่นเดียวกับวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับ (Buck structure) คือจะเริ่มต้นจากกรณีที่วงจรมีไดโอด 2 ตัวก่อนเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ โดยต่อไดโอด D_x ขนานกับหน่วยควบคุมแบบเรียงกระแสและมีการกำหนดทิศของกระแส i_x , i_L และแรงดัน v_{Cx} ดังรูปที่ 3.4(ก) จากนั้นกลับทิศไดโอด D ก็จะได้วงจรดังรูปที่ 3.4(ค) ส่วนรูปที่ 3.4(ข) และ 3.4(ง) ก็เกิดจากการย้ายตัวเก็บประจุ C_x และแหล่งจ่ายกระแส i_x ของรูปที่ 3.4(ก) และ 3.4(ค) ตามลำดับ

ส่วนรูปที่ 3.4(จ), 3.4(ข) และรูปที่ 3.4(ฉ) เป็นกรณีที่มีไดโอดตัวเดียวจากนั้นก็ทำการย้ายตัวเก็บประจุและแหล่งจ่ายกระแส i_x ก็จะได้รูปวงจรที่ 3.4(ฉ), 3.4(ช) และรูปที่ 3.4(ญ) ตามลำดับ

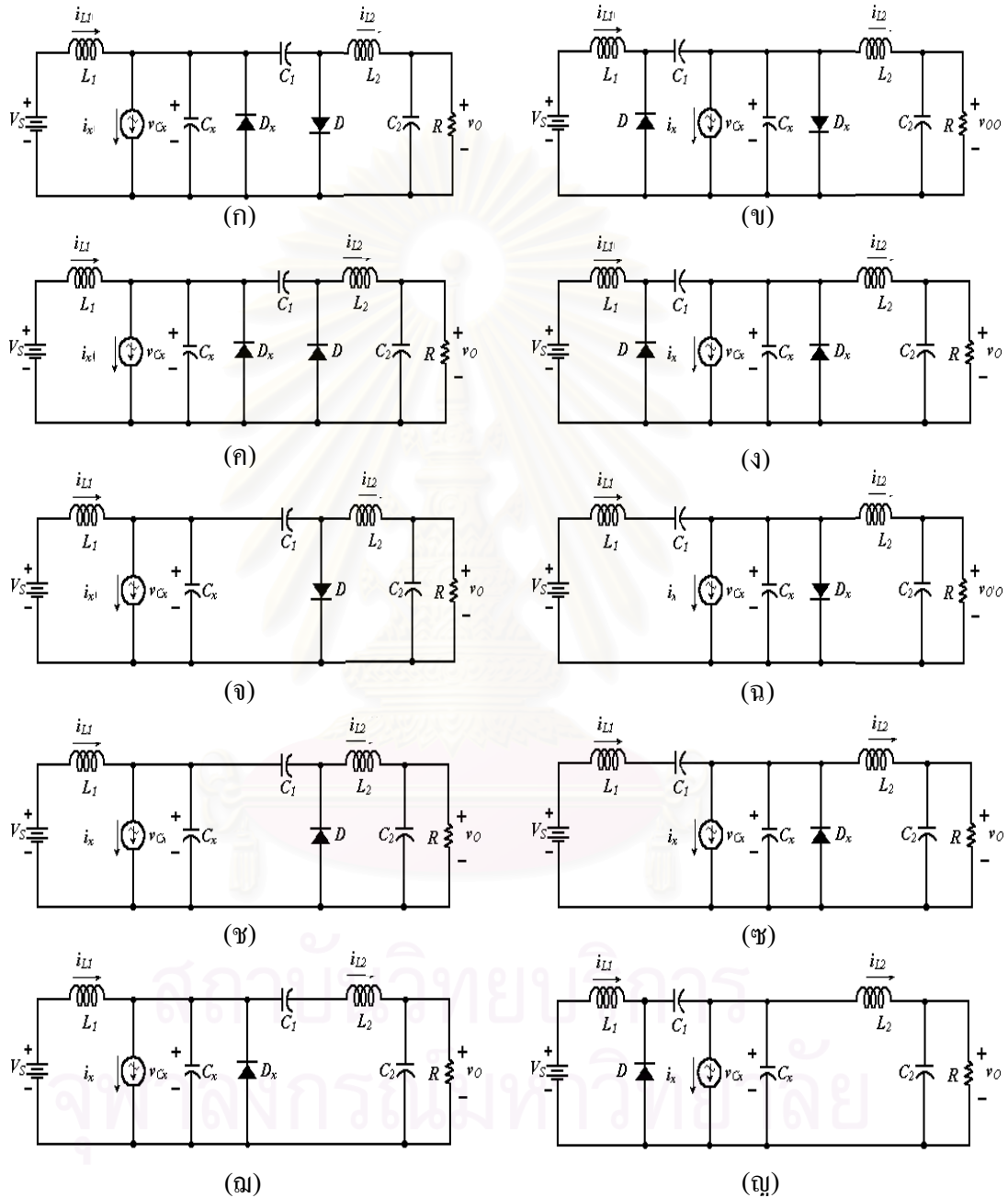


รูปที่ 3.4 วงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนทบระดับ

3.4 การแบ่งลักษณะของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรชุก

การแบ่งลักษณะวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรชุก (Cuk structure) ก็มีวิธีการเช่นเดียวกับวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนทบระดับ (Buck Boost structure) คือจะเริ่มต้นจากกรณีที่ว่า

จรมีไดโอด 2 ตัวก่อนเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ โดยต่อไดโอด D_x ขนานกับหน่วยควบคุมแบบเรียงกระแสและมีการกำหนดทิศของกระแส i_x, i_L และแรงดัน v_{C_x} ดังรูปที่ 3.5(ก) จากนั้นกลับทิศไดโอด D ก็จะได้วงจรดังรูปที่ 3.5(ค) ส่วนรูปที่ 3.5(ข) และ 3.5(ง) ก็เกิดจากการการย้ายตัวเก็บประจุ C_x และแหล่งจ่ายกระแส i_x ของรูปที่ 3.5(ก) และ 3.5(ค) ตามลำดับ



รูปที่ 3.5 วงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรชุด

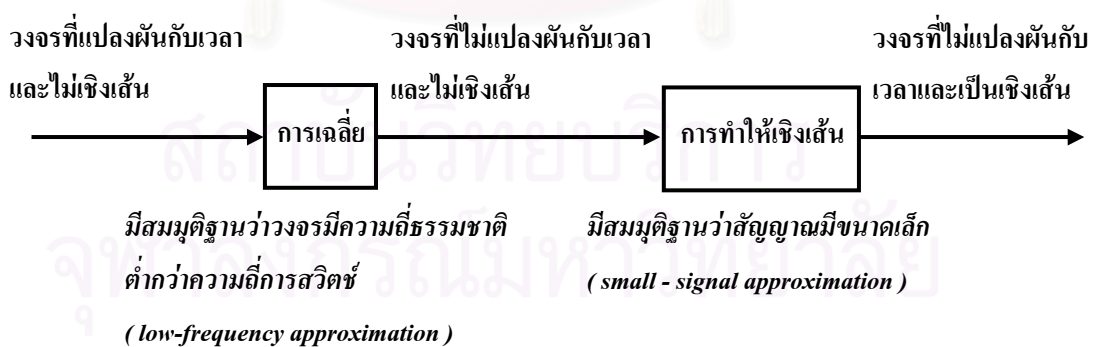
ส่วนรูปที่ 3.5(จ), 3.5(ซ) และรูปที่ 3.5(ด) เป็นกรณีที่มีไดโอดตัวเดียวจากนั้นก็ทำการย้ายตัวเก็บประจุ C_x และแหล่งจ่ายกระแส i_x ก็จะได้รูปวงจรที่ 3.5(ฉ), 3.5(ช) และรูปที่ 3.5(ด) ตามลำดับ

จากการศึกษาคุณลักษณะรูปคลื่นและการทำงานของวงจรถัดทั้งหมดจะพบว่า มีหลายวงจรมีคุณลักษณะรูปคลื่นและการทำงานของวงจรถัดซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 กรณี คือกรณีที่รูปคลื่นมีลักษณะตรึงแรงดันด้านเดียว (Single-side voltage clamping) และกรณีที่รูปคลื่นมีลักษณะตรึงแรงดันสองด้าน (Double-side voltage clamping) ดังรูปที่ 2.6 และ รูปที่ 2.17 ในกรณีที่รูปคลื่นมีการตรึงแรงดันสองด้านอาจจะมีการตรึงแรงดันด้านบนเท่ากับ v_{S+} , v_{O+} , v_{S-} , v_{O-} และ v_{O-} , v_{S+} ซึ่งก็ขึ้นอยู่กับตำแหน่งของหน่วยควบคุมแรงดัน α ในการที่จะทำให้เกิดการตรึงแรงดันสองด้านตัวเก็บประจุ C_X ควรมีค่าน้อยกว่าค่าคือถ้าตัวเก็บประจุ C_X มีค่ามากขึ้นรูปคลื่น v_{C_X} จะมีโอกาสที่จะมีลักษณะเป็นแบบ Single-side voltage clamping มากขึ้นทั้งนี้ก็เนื่องจากการคายประจุของ C_X จะมากขึ้นเพื่อทำให้มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันมากพอที่จะทำให้เกิดการตรึงแรงดัน 2 ด้าน

3.5 การสร้างแบบจำลองสำหรับวงจรถัดที่ใช้อุปกรณ์ควบคุมแรงดันกรณีไม่มีการสูญเสียในวงจรถัด

วงจรถัดแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่ใช้อุปกรณ์ควบคุมแรงดันเป็นวงจรถัดที่แปลงผันกับเวลา (time variant) และไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) ทำให้การวิเคราะห์ห้วงจรถัดทำได้ยาก ดังนั้นการสร้างแบบจำลองโดยวิธีการเฉลี่ยวงจรถัดจะสร้างแบบจำลองที่ไม่แปลงผันกับเวลา (time invariant) และเป็นเชิงเส้น (linear) เพื่อใช้แทน วงจรถัดในช่วงการทำงานที่สนใจ ช่วยให้การศึกษาระบบและวิเคราะห์ห้วงจรถัดทำได้ง่ายขึ้น

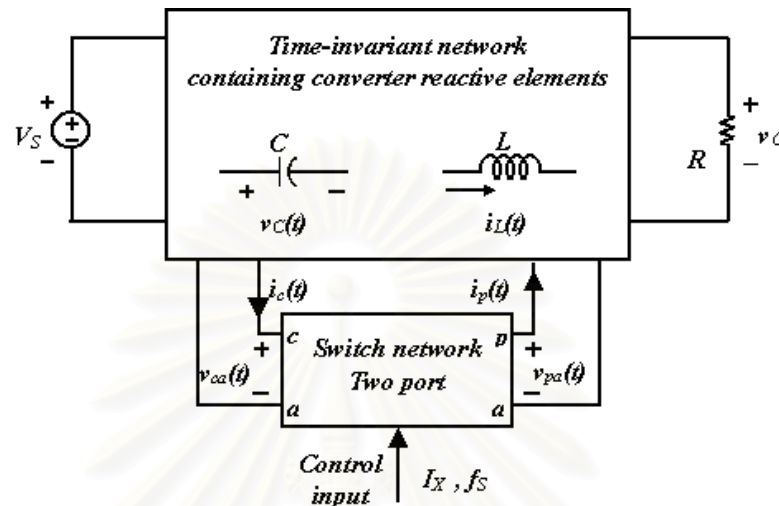
วิทยานิพนธ์นี้ในเบื้องต้นจะสร้างแบบจำลองสำหรับวงจรถัดระดับที่ใช้อุปกรณ์ควบคุมแรงดัน โดยวิธีการเฉลี่ยวงจรถัด (Circuit Averaging) ซึ่งเป็นวิธีการสร้างแบบจำลองสำหรับการวิเคราะห์ (analytic) ในเวลาต่อเนื่อง (Continuous)



รูปที่ 3.6 แผนภูมิการสร้างแบบจำลองด้วยวิธีการเฉลี่ยวงจรถัด (Circuit – Averaging)

การสร้างแบบจำลองโดยวิธีการเฉลี่ยวงจรถัดจะอาศัยหลักการเฉลี่ย (averaging) ซึ่งเป็นการเฉลี่ยรูปคลื่นของกระแสและแรงดันของวงจรถัดโดยตรง ทำให้ได้แบบจำลองเฉลี่ยที่มีลักษณะไม่แปลงผันกับเวลา แต่ยังคงเป็นแบบจำลองที่ไม่เชิงเส้น ดังรูปที่ 3.6 จากนั้นจะทำแบบจำลองเฉลี่ยที่

ได้ให้เป็นเชิงเส้น โดยวิธี perturbation and linearization ซึ่งจะได้แบบจำลองที่ไม่แปรผันกับเวลา และเป็นเชิงเส้นในที่สุด วิธีการเฉลี่ยวงจรเป็นการสร้างแบบจำลองโดยประมาณ ซึ่งมีข้อสมมุติฐานในการสร้างคือ การเฉลี่ยมีสมมุติฐานว่า ความถี่ธรรมชาติ (natural frequency) ของวงจรจะต้องต่ำกว่าความถี่การสวิตช์มากๆ ซึ่งสมมุติฐานดังกล่าวจะสอดคล้องกับการที่วงจรมีค่าระลอกการสวิตช์

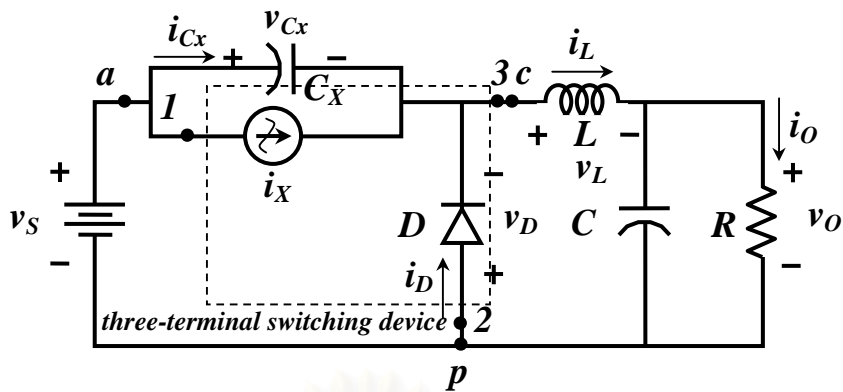


รูปที่ 3.7 การแบ่งวงจรแปลงผันที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันเป็น 2 ส่วน

(switching ripple) ทำให้การเฉลี่ยไม่มีผลต่อผลตอบสนองของวงจรมากนัก และสมมุติฐานของการทำให้เป็นเชิงเส้นคือ องค์ประกอบไฟสลับความถี่ต่ำ (low frequency AC component) มีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับไฟตรง (DC) ที่เป็นจุดทำงานสงบของวงจร

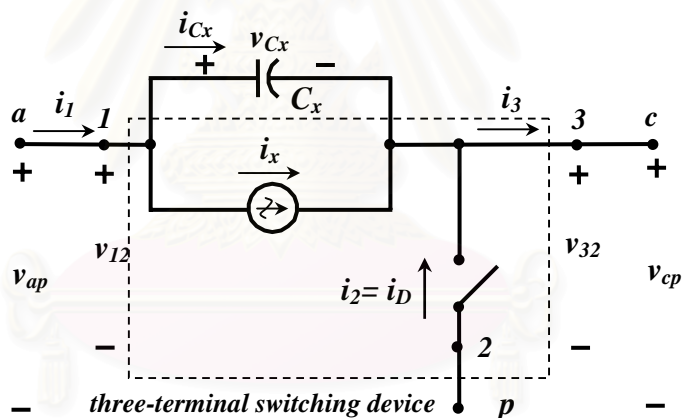
3.6 แบบจำลองสำหรับวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน

จากวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันในรูปที่ 3.8 จะเห็นได้ว่าวงจรประกอบด้วย ไดโอดซึ่งเป็นองค์ประกอบที่แปรผันกับเวลา ทำให้วงจรมีลักษณะที่แปรผันกับเวลาไปด้วย ดังนั้นในขั้นแรกของการสร้างแบบจำลอง เพื่อกำจัดลักษณะที่แปรผันกับเวลาของวงจรจะแยกวงจรออกเป็น 2 ส่วนคือ 1. ส่วนของระบบที่ประกอบด้วยอุปกรณ์รีแอกทีฟ (reactive) กับอุปกรณ์อื่นๆ ที่ไม่แปรผันกับเวลา และ 2. ส่วนของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว (three-terminal switching device) ของวงจรที่ประกอบด้วยกึ่งควบคุมแรงดันและไดโอด จากนั้นจะทำการเฉลี่ยกระแสและแรงดันเฉลี่ยที่ขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วต่อคาบการสวิตช์ เพื่อกำจัดระลอกการสวิตช์ (switching ripple) ซึ่งจะได้แบบจำลองเฉลี่ยของสวิตช์ ที่เป็นวงจรที่ไม่แปรผันกับเวลา เพื่อใช้แทนหน่วยสวิตช์ของวงจรเดิมต่อไป



รูปที่ 3.8 วงจรทอนระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน

จากหน่วยควบคุม VCC ในรูปที่ 3.8 เราจะแยกตัวเก็บประจุ C_x ที่เป็นอุปกรณ์เชิงเส้นออกไป และรวมกลุ่มเฉพาะอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ควบคุม (แหล่งกระแส i_x) กับสวิตช์ (ไดโอด D) เข้าเป็นวงจร 3 ขั้วที่เรียกว่า อุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว (three-terminal switching device) ดังแสดงในกรอบสี่เหลี่ยมรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 หน่วยควบคุมที่ใช้หน่วยเรียงกระแส และอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว

3.6.1 แบบจำลองเฉลี่ย (Average Circuit Model)

หาความสัมพันธ์ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว ใช้กฎของ KVL กับวงรอบด้านออกของหน่วยเรียงกระแสในรูปที่ 3.8 ได้ว่า

$$v_s - v_{Cx} + v_D = 0 \tag{3.1}$$

หาค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันทุกตัวในสมการที่ (3.1) ได้ว่า

$$\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_S \cdot dt - \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{Cx} \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_D \cdot dt = 0 \quad (3.2)$$

หรือ $\langle v_S \rangle - \langle v_{Cx} \rangle + \langle v_D \rangle = 0 \quad (3.3)$

จากสมการที่ (2.23) หาค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดัน v_D ได้ว่า

$$\langle v_D \rangle = \langle v_{Cx} \rangle - \langle v_S \rangle = -\alpha \quad (3.4)$$

เมื่อ $\alpha = \mu \cdot v_{XX} = \frac{v_{XX}}{2\pi} [2\pi t_{fn} \cos(\theta) - \sin(2\pi t_{fn} + \theta)] - \frac{v_{LX}}{2\pi} [2\pi^2 t_{fn}^2 - 1] \quad (3.5)$

และ $\mu = \frac{1}{2\pi} [2\pi t_{fn} \cos \theta - \sin(2\pi t_{fn} + \theta)] - \frac{\sin \theta}{2\pi} [2\pi^2 t_{fn}^2 - 1] \quad (3.6)$

จากรูปที่ 3.8 จะเห็นได้ว่าแรงดัน v_D จะเท่ากับแรงดันระหว่างขั้ว $-v_{32}$ แทนแรงดัน $-v_{32}$ ลงในสมการที่ (3.4) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วคือ

$$\langle v_{32} \rangle = \alpha \quad (3.7)$$

หาความสัมพันธ์ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสที่ขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว ใช้กฎของ KCL กับปมที่ 3 ของวงจรทอนระดับในรูปที่ 3.9 ได้ว่า

$$i_3(t) - i_X(t) - i_{Cx}(t) - i_D(t) = 0 \quad (3.8)$$

หาค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสทุกตัวในสมการที่ (3.8) ได้ว่า

$$\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_3(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_X(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{Cx}(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_D(t) \cdot dt = 0 \quad (3.9)$$

หรือ $\langle i_3 \rangle - \langle i_X \rangle - \langle i_{Cx} \rangle - \langle i_D \rangle = 0 \quad (3.10)$

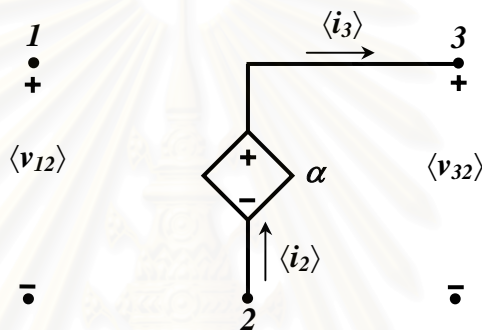
เนื่องจากค่าเฉลี่ยต่อคาบของแหล่งกระแส i_X ที่มีรูปคลื่นเป็นไซน์สมมาตรและกระแส i_{Cx} ในภาวะอยู่ตัวมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ (3.10) ได้ว่าค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแส i_D เท่ากับค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแส i_3 ดังสมการที่ (3.11)

$$\langle i_D \rangle = \langle i_3 \rangle \quad (3.11)$$

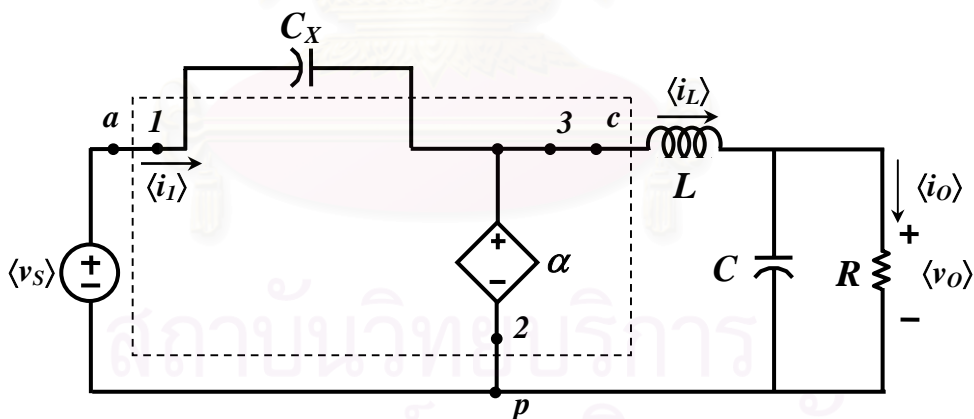
จากรูปที่ 3.9 จะเห็นได้ว่า กระแสผ่านไดโอด i_D เท่ากับกระแส i_2 แทนกระแส i_2 ลง ในสมการที่ (3.11) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสที่เข้าของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วดังสมการที่ (3.12)

$$\langle i_2 \rangle = \langle i_3 \rangle \tag{3.12}$$

จากสมการที่ (3.7) และ (3.12) เขียนแบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วดังรูปที่ 3.10 สังเกตได้ว่า ค่า α จะเท่ากับค่า $-\langle v_D \rangle$ และเมื่อแทนแบบจำลองเฉลี่ยนี้ลงในวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับจะได้แบบจำลองเฉลี่ยดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.10 แบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว



รูปที่ 3.11 แบบจำลองเฉลี่ยของวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน

3.6.2 แบบจำลองไฟตรง (DC Model)

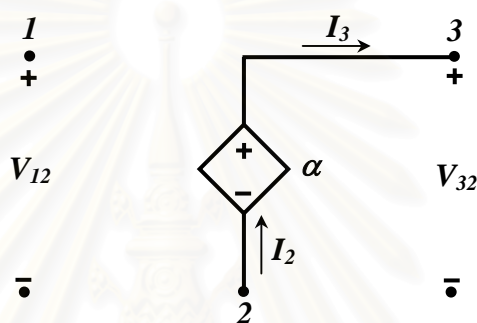
แทนปริมาณเฉลี่ยต่อคาบของสมการที่ (3.7) และ (3.12) ด้วยปริมาณไฟตรง โดยกำหนดให้ V_{32} , I_2 , I_3 และ α_0 เป็นปริมาณไฟตรงของ $\langle v_{32} \rangle$, $\langle i_2 \rangle$, $\langle i_3 \rangle$ และ α ตามลำดับ ได้ว่า

$$V_{32} = \alpha_0 \tag{3.13}$$

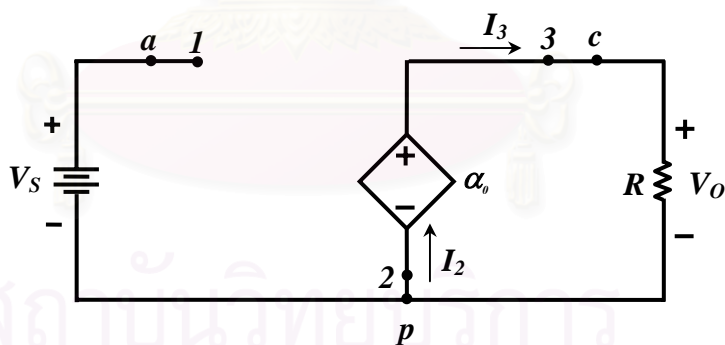
$$\text{โดยที่ } \alpha_0 = \mu_0 \cdot V_{xx} = \frac{V_{xx}}{2\pi} [2\pi t_{fn} \cos \theta - \sin(2\pi t_{fn} + \theta)] - \frac{V_{Lx}}{2\pi} [2\pi^2 t_{fn}^2 - 1] \quad (3.14)$$

$$\text{และ} \quad I_2 = I_3 \quad (3.15)$$

จากสมการที่ (3.13) และ (3.15) ได้แบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วดังรูปที่ 3.12 เมื่อแทนแบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์นี้ลงในวงจรทอนระดับและแทนตัวเหนี่ยวนำ L ด้วยวงจรลัด แทนตัวเก็บประจุ C และ C_x ด้วยวงจรเปิดจะได้วงจรสมมูลไฟตรงของวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.12 แบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว



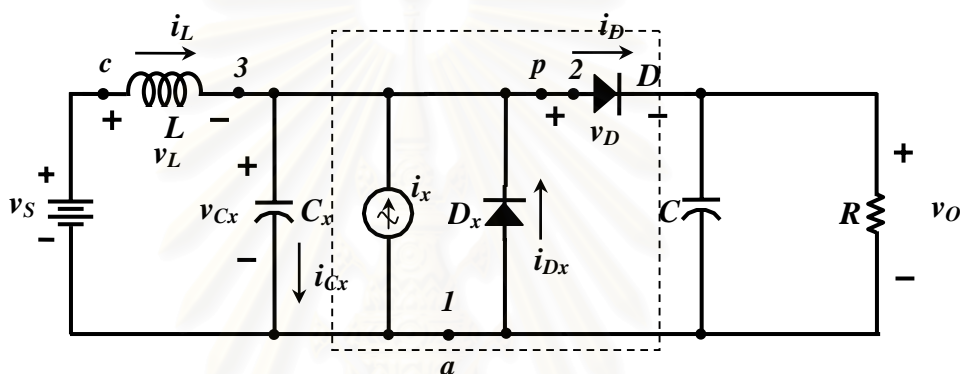
รูปที่ 3.13 วงจรสมมูลไฟตรงของวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน

จากวงจรสมมูลไฟตรงในรูปที่ 3.13 คำนวณหาแรงดันด้านออก V_o กรณีที่ไม่มีการสูญเสียในวงจรได้คือ

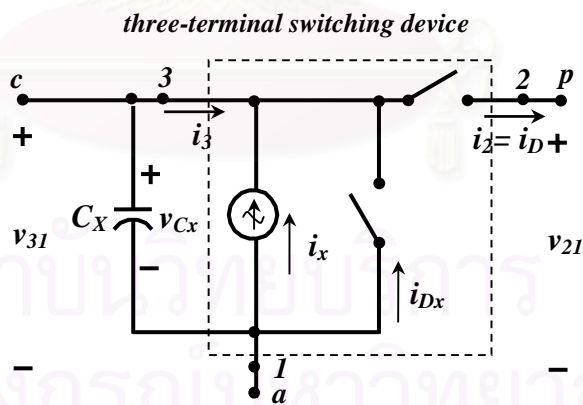
$$V_o = \alpha_0 \quad (3.16)$$

3.7 แบบจำลองสำหรับวงจรแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping

จากวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping รูปที่ 3.14 จะแยกตัวเก็บประจุ C_x ที่เป็นอุปกรณ์เชิงเส้นออกไป และรวมกลุ่มเฉพาะอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ควบคุม (แหล่งกระแส i_x) กับ สวิตช์ (ไดโอด D และ D_x) เข้าเป็นวงจร 3 ขั้วที่เรียกว่า อุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว (three-terminal switching device) ดังแสดงในกรอบสี่เหลี่ยมรูปที่ 3.15 ซึ่งมีรูปคลื่นของกระแสที่ขั้วและแรงดันระหว่างขั้ว ดังรูปที่ 3.16 ในการสร้างแบบจำลองของหน่วยควบคุมนี้ เราจะหาความสัมพันธ์ของกระแสเฉลี่ย และแรงดันเฉลี่ยระหว่างขั้วของอุปกรณ์นี้ก่อนเพื่อสร้างแบบจำลองเฉลี่ย จากนั้นจะทำการรบกวน (perturbation) และทำให้เป็นเชิงเส้น (linearization) จะได้แบบจำลองสัญญาณเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว



รูปที่ 3.14 วงจรแปลงผัน S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping



รูปที่ 3.15 หน่วยควบคุมที่ใช้หน่วยเรียงกระแส และอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว

3.7.1 แบบจำลองเฉลี่ย (Average Circuit Model)

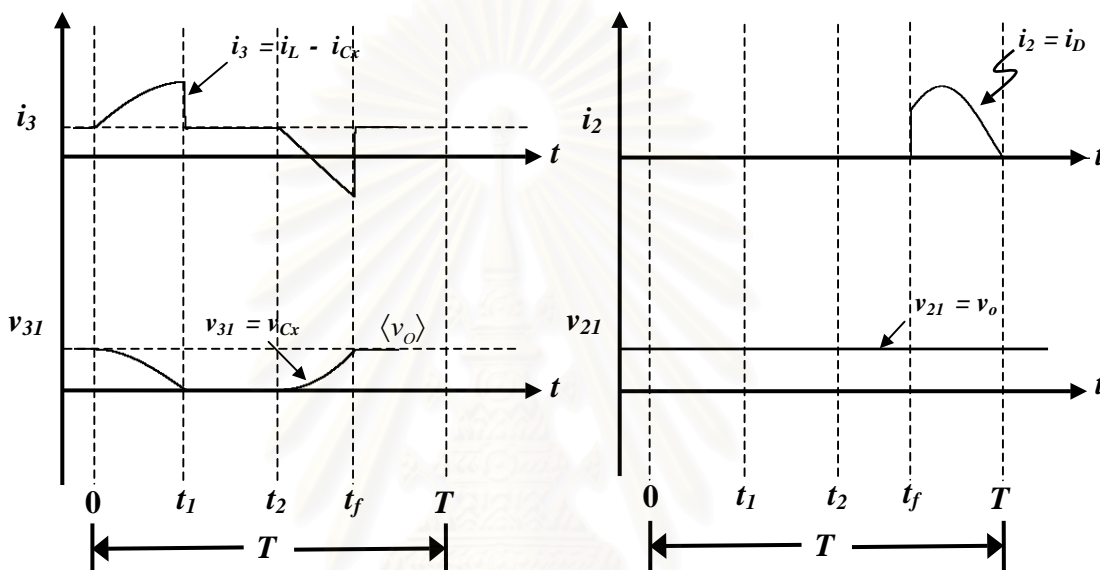
การหาความสัมพันธ์ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสที่ขั้ว ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว ใช้กฎของ KCL กับปมที่ 3 ของวงจрдังรูปที่ 3.15 ได้ว่า

$$-i_D(t) + i_{Dx}(t) + i_X(t) + i_3(t) = 0 \quad (3.17)$$

หาค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสทุกตัวในสมการที่ (3.17) ได้ว่า

$$-\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_D(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{Dx}(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_X(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_3(t) \cdot dt = 0 \quad (3.18)$$

$$\text{หรือ} \quad -\langle i_D \rangle + \langle i_{Dx} \rangle + \langle i_X \rangle + \langle i_3 \rangle = 0 \quad (3.19)$$



รูปที่ 3.16 รูปคลื่นของกระแสที่ขั้ว และแรงดันระหว่างขั้ว ของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว

เนื่องจากค่าเฉลี่ยต่อคาบของแหล่งกระแส i_X ที่มีรูปคลื่นไซน์สมมาตร มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ (3.19) จะได้ว่าค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแส i_{Dx} จะมีค่าดังสมการที่ (3.20) คือ

$$\langle i_{Dx} \rangle = \langle i_D \rangle - \langle i_3 \rangle \quad (3.20)$$

จากรูปที่ 3.15 จะเห็นได้ว่า กระแสผ่านไดโอด i_D เท่ากับกระแส i_2 แทนกระแส i_2 ลงในสมการที่ (3.20) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสที่ขั้วของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้วคือ

$$\langle i_{Dx} \rangle = \langle i_2 \rangle - \langle i_3 \rangle = \beta \quad (3.21)$$

$$\beta = \langle i_{Dx} \rangle = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{2\pi} [\cos(2\pi t_{1n} + \theta) - \cos(2\pi t_{2n} + \theta)] + \langle i_L \rangle (t_{1n} - t_{2n}) \quad (3.22)$$

การหาความสัมพันธ์ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันระหว่างขั้ว ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว โดยใช้กฎของ KVL กับวงจรในรูปที่ 3.14 ได้ว่า

$$-v_{Cx} + v_D + v_O = 0 \quad (3.23)$$

หาค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันทุกตัวในสมการที่ (3.23) ได้ว่า

$$-\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{Cx} \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_D \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_O \cdot dt = 0 \quad (3.24)$$

$$\text{หรือ} \quad -\langle v_{Cx} \rangle + \langle v_D \rangle + \langle v_O \rangle = 0 \quad (3.25)$$

จากสมการเฉลี่ยต่อคาบของแรงดัน v_{Cx} คือ

$$\alpha = -\langle v_D \rangle = \mu \cdot v_{XX} = \langle v_O \rangle - \langle v_{Cx} \rangle \quad (3.26)$$

$$\alpha = \mu \cdot v_{XX} = -\pi v_{LX} \left[t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2 \right] - \frac{v_{XX}}{2\pi} \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2 \sin \theta \right] - v_{XX} \cos(\theta) \cdot [t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}] + \langle v_O \rangle [t_{fn} - t_{1n}] \quad (3.27)$$

ซึ่ง

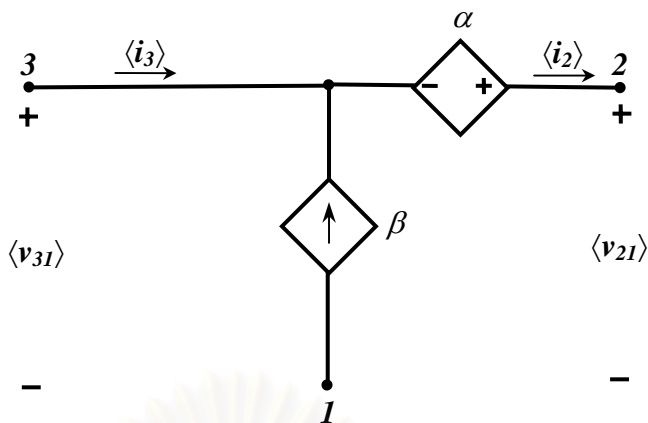
$$\mu = -\pi \sin(\theta) \cdot \left[t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2 \right] - \frac{1}{2\pi} \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2 \sin(\theta) \right] - [t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}] \cdot \cos(\theta) + \frac{\langle v_O \rangle}{v_{XX}} [t_{fn} - t_{1n}] \quad (3.28)$$

จากรูปที่ 3.15 จะเห็นได้ว่า แรงดัน v_{Cx} เท่ากับแรงดัน v_{3l} และแรงดันด้านออก v_O จะเท่ากับแรงดัน v_{2l} แทนแรงดัน v_{3l} และแรงดัน v_{2l} ลงในสมการที่ (3.26) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วคือ

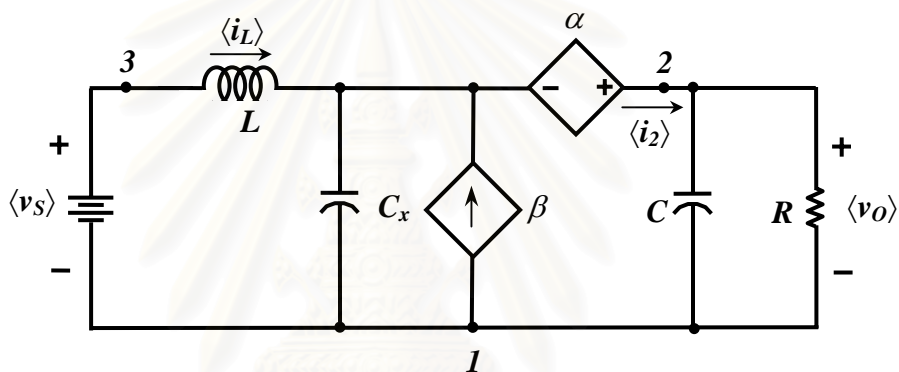
$$\langle v_{2l} \rangle - \langle v_{3l} \rangle = \alpha \quad (3.29)$$

$$\text{หรือ} \quad \langle v_{2l} \rangle = \langle v_{3l} \rangle + \alpha \quad (3.30)$$

จากสมการที่ (3.21) และ (3.30) จะได้แบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วได้ดังรูปที่ 3.17 และเมื่อแทนแบบจำลองเฉลี่ยนี้ในวงจรแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping จะได้แบบจำลองเฉลี่ยของวงจรดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.17 แบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว



รูปที่ 3.18 แบบจำลองเฉลี่ยของวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping

3.7.2 แบบจำลองไฟตรง (DC Model)

แทนปริมาณเฉลี่ยต่อคาบของสมการที่ (3.21) และ (3.30) ด้วยปริมาณไฟตรง โดยกำหนดให้ β_o , I_3 , I_2 , V_{21} , V_{31} และ α_o เป็นปริมาณไฟตรงของ β , $\langle i_3 \rangle$, $\langle i_2 \rangle$, $\langle v_{21} \rangle$, $\langle v_{31} \rangle$ และ α ตามลำดับ ได้ว่า

$$\beta_o = I_2 - I_3 \tag{3.31}$$

$$V_{21} = V_{31} + \alpha_o \tag{3.32}$$

โดยที่

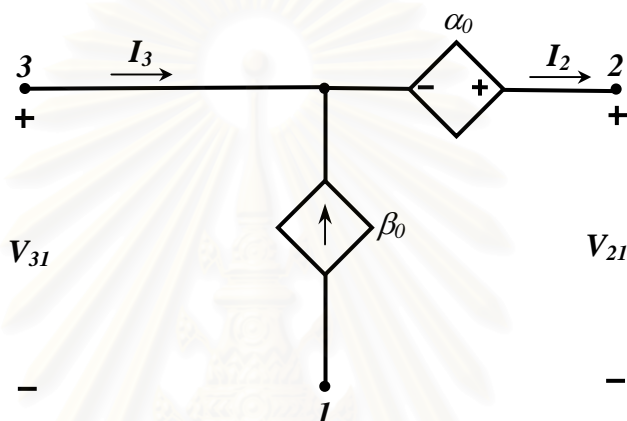
$$\alpha_o = \mu \cdot V_{XX} = -\pi V_{LX} \left[t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2 \right] - \frac{V_{XX}}{2\pi} \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2 \sin \theta \right] - V_{XX} \cos(\theta) \cdot [t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}] + V_o [t_{fn} - t_{1n}] \tag{3.33}$$

$$\beta_o = I_{Dx} = \frac{I_{X-p}}{2\pi} \left[\cos(2\pi t_{1n} + \theta) - \cos(2\pi t_{2n} + \theta) \right] + I_L (t_{1n} - t_{2n}) \tag{3.34}$$

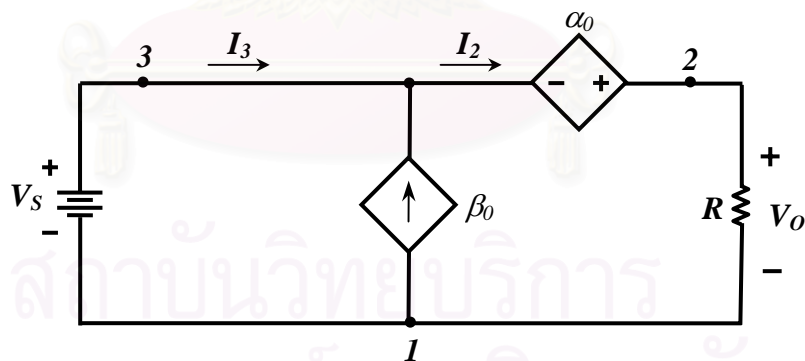
และ

$$V_{XX} = \frac{I_{X-p}}{\omega C_X} \text{ และ } V_{LX} = \frac{I_L}{\omega C_X}$$

จากสมการที่ (3.31) และ (3.32) จะได้แบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วดังรูปที่ 3.19 เมื่อแทนแบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์นี้ในวงจรในรูปที่ 3.14 และแทนตัวเหนี่ยวนำ L ด้วยวงจรลัด แทนตัวเก็บประจุ C และ C_X ด้วยวงจรเปิด จะได้วงจรสมมูลไฟตรงของวงจรแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ดังรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.19 แบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว

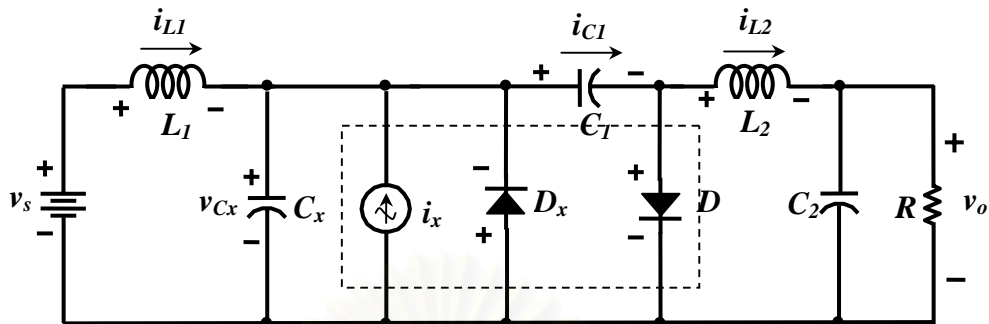


รูปที่ 3.20 วงจรสมมูลไฟตรงของวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping

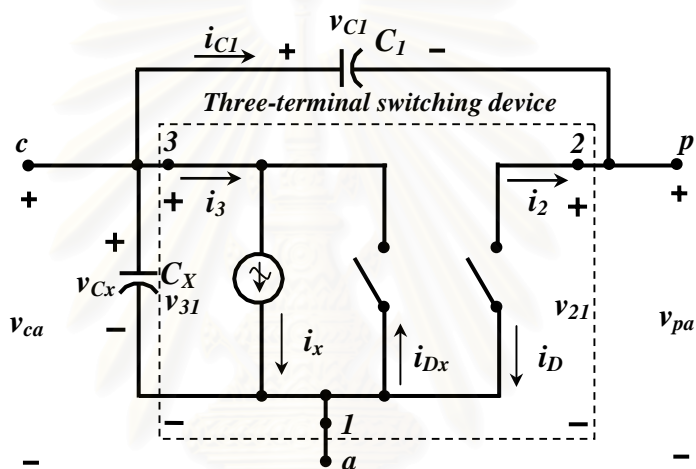
3.8 แบบจำลองวงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping

จากหน่วยควบคุมที่ใช้หน่วยเรียงกระแสรูปที่ 3.21 จะแยกตัวเก็บประจุ C_X ที่เป็นอุปกรณ์เชิงเส้นออกไป และรวมกลุ่มเฉพาะอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ควบคุม (แหล่งกระแส i_x) กับ สวิตช์ (ไดโอด D และ D_X) เข้าเป็นวงจร 3 ขั้วที่เรียกว่า อุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว (three-terminal switching

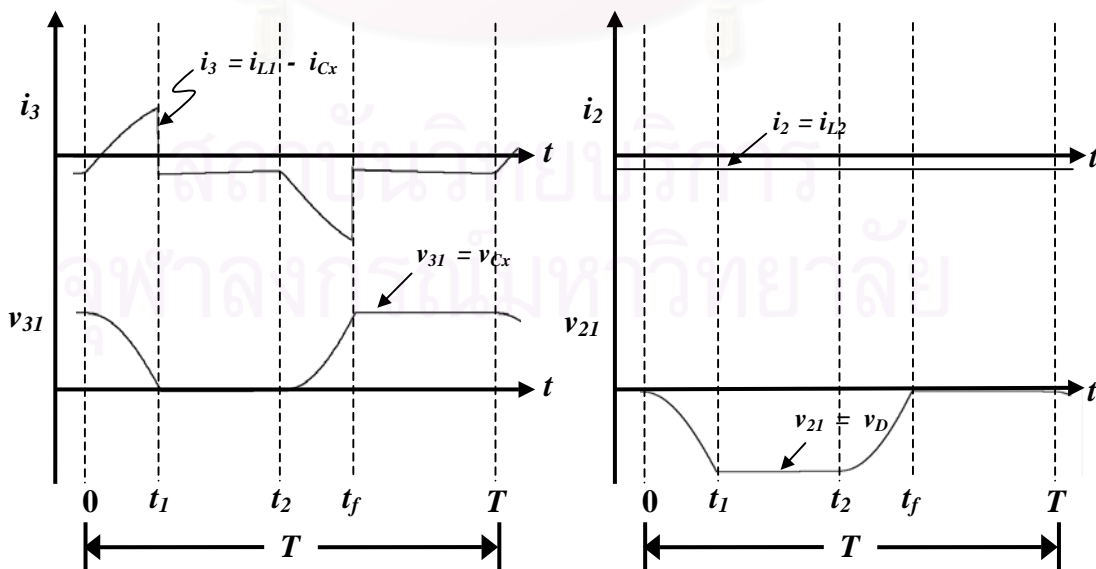
device) ดังแสดงในกรอบสี่เหลี่ยมรูปที่ 3.22 ซึ่งมีรูปคลื่นของกระแสที่ขั้วและแรงดันระหว่างขั้ว ดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.21 วงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping



รูปที่ 3.22 หน่วยควบคุมที่ใช้หน่วยเรียงกระแสและอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว



รูปที่ 3.23 รูปคลื่นของกระแสที่ขั้ว และแรงดันระหว่างขั้ว ของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว

3.8.1 แบบจำลองเฉลี่ย (Average Circuit Model)

การหาความสัมพันธ์ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสที่ขั้ว ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วใช้กฎของ KCL กับปมที่ 2 และ 3 ของวงจรดังรูปที่ 3.22 ได้ว่า

$$i_3 - i_x + i_{Dx} = 0 \quad (3.35)$$

$$-i_2 - i_D = 0 \quad (3.36)$$

หาค่าเฉลี่ยต่อคาบโดยการอินทิเกรตกระแสทุกตัวในสมการที่ (3.35) และ (3.36) ได้ว่า

$$\langle i_3 \rangle - \langle i_x \rangle + \langle i_{Dx} \rangle = 0 \quad (3.37)$$

$$-\langle i_2 \rangle - \langle i_D \rangle = 0 \quad (3.38)$$

เนื่องจากค่าเฉลี่ยต่อคาบของแหล่งกระแส i_x ที่มีรูปคลื่นเป็นไซน์สมมาตรมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ (3.37) จะได้ว่าค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแส i_{Dx} จะมีค่าดังสมการที่ (3.39)

$$\langle i_3 \rangle + \langle i_{Dx} \rangle = 0 \quad (3.39)$$

$$\langle i_2 \rangle + \langle i_D \rangle = 0 \quad (3.40)$$

การหาความสัมพันธ์ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วโดยใช้กฎของ KVL กับวงจรในรูปที่ 3.22 ได้ว่า

$$v_{31} + v_{Dx} = 0 \quad (3.41)$$

$$v_D - v_{21} = 0 \quad (3.42)$$

หาค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันทุกตัวโดยการอินทิเกรตในสมการที่ (3.41) และ (3.42) ได้

$$\langle v_{31} \rangle + \langle v_{Dx} \rangle = 0 \quad (3.43)$$

$$\langle v_{21} \rangle = \langle v_D \rangle = \langle v_{Cx} \rangle - \langle v_{C1} \rangle = -\mu \cdot V_{XX} = -\alpha \quad (3.44)$$

โดยที่

$$\alpha = -\langle v_D \rangle = \pi \frac{(\langle i_{L2} \rangle - \langle i_{L1} \rangle)}{\omega C_x} \left[t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2 \right]$$

$$-\frac{\langle i_{x-p} \rangle}{2\pi\omega C_x} \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2\sin\theta \right] - \frac{\langle i_{x-p} \rangle}{\omega C_x} \cos\theta \cdot (t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}) + (\langle v_s \rangle - \langle v_o \rangle) [t_{fn} - t_{1n}] \quad (3.45)$$

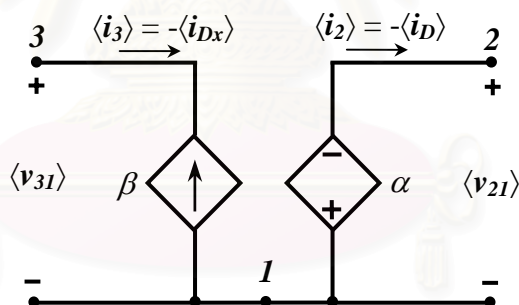
$$\beta = \langle i_{Dx} \rangle = \frac{\langle i_{x-p} \rangle}{2\pi} \cdot (\cos(2\pi t_{1n} + \theta) - \cos(2\pi t_{2n} + \theta)) - (\langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle) \cdot (t_{2n} - t_{1n}) \quad (3.46)$$

จากรูปที่ 3.22 จะเห็นได้ว่าแรงดัน v_{Cx} จะเท่ากับแรงดันระหว่างขั้ว v_{31} และแรงดันด้านออก v_o จะเท่ากับแรงดัน v_{21} แทนแรงดัน v_{31} และแรงดัน v_{21} ลงในสมการที่ (3.39) และ (3.44) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสและแรงดันที่ขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วคือ

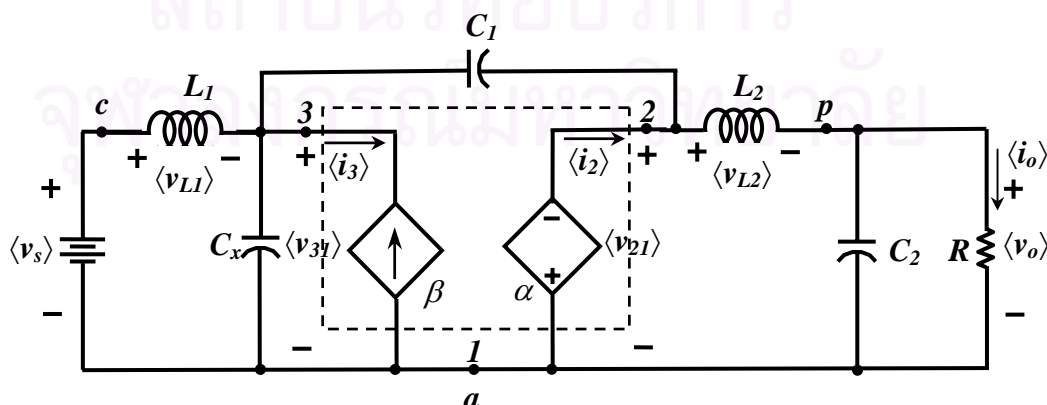
$$\langle i_{Dx} \rangle = \beta \quad (3.47)$$

$$\langle v_{21} \rangle = -\alpha \quad (3.48)$$

จากสมการที่ (3.47) และ (3.48) ได้แบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วดังรูปที่ 3.24 และเมื่อแทนแบบจำลองเฉลี่ยนี้ในวงจรแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping จะได้แบบจำลองเฉลี่ยของวงจรแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping ดังรูปที่ 3.25



รูปที่ 3.24 แบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว



รูปที่ 3.25 แบบจำลองเฉลี่ยของวงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping

3.8.2 แบบจำลองไฟตรง (DC Model)

แทนปริมาณเฉลี่ยต่อคาบของสมการที่ (3.47) และ (3.48) ด้วยปริมาณไฟตรง โดยกำหนดให้ $I_3, I_2, V_{21}, V_{31}, \beta_0$ และ α_0 เป็นปริมาณไฟตรงของ $\langle i_3 \rangle, \langle i_2 \rangle, \langle v_{21} \rangle, \langle v_{31} \rangle, \beta$ และ α ตามลำดับได้ว่า

$$I_3 + \beta_0 = 0 \quad (3.49)$$

$$-I_D - I_2 = 0 \quad (3.50)$$

$$V_{31} + V_{Dx} = 0 \quad (3.51)$$

$$V_{21} + \alpha_0 = 0 \quad (3.52)$$

โดยที่

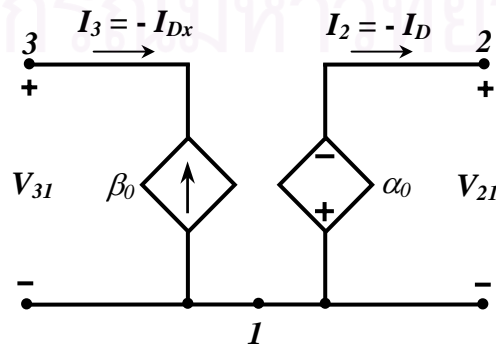
$$\alpha_0 = \pi(V_{LX2} - V_{LX1}) \left[t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2 \right] - \frac{V_{XX}}{2\pi} \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2\sin(\theta) \right] - V_{XX} \cos(\theta) \cdot (t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}) + (V_S - V_O) [t_{fn} - t_{1n}] \quad (3.53)$$

$$\beta_0 = \frac{I_{X-p}}{2\pi} \cdot (\cos(2\pi t_{1n} + \theta) - \cos(2\pi t_{2n} + \theta)) - (I_{L1} - I_{L2}) \cdot (t_{2n} - t_{1n}) \quad (3.54)$$

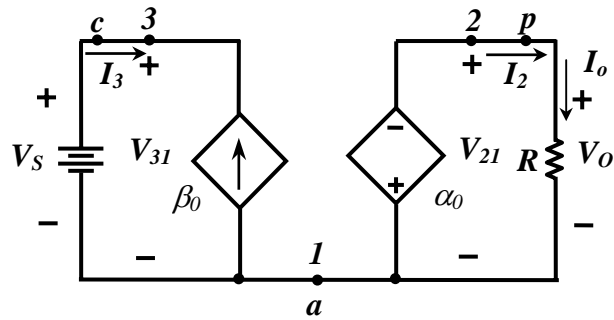
และ

$$V_{XX} = \frac{I_{X-p}}{\omega C_X}, V_{LX1} = \frac{I_{L1}}{\omega C_X} \text{ และ } V_{LX2} = \frac{I_{L2}}{\omega C_X}$$

จากสมการที่ (3.49), (3.50), (3.51) และ (3.52) จะได้แบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วดังรูปที่ 3.26 เมื่อแทนแบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์นี้ในวงจรในรูปที่ 3.21 และแทนตัวเหนี่ยวนำ L ด้วยวงจรลัด แทนตัวเก็บประจุ C , C_X ด้วยวงจรเปิด จะได้วงจรสมมูลไฟตรงของวงจรแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping ดังรูปที่ 3.27

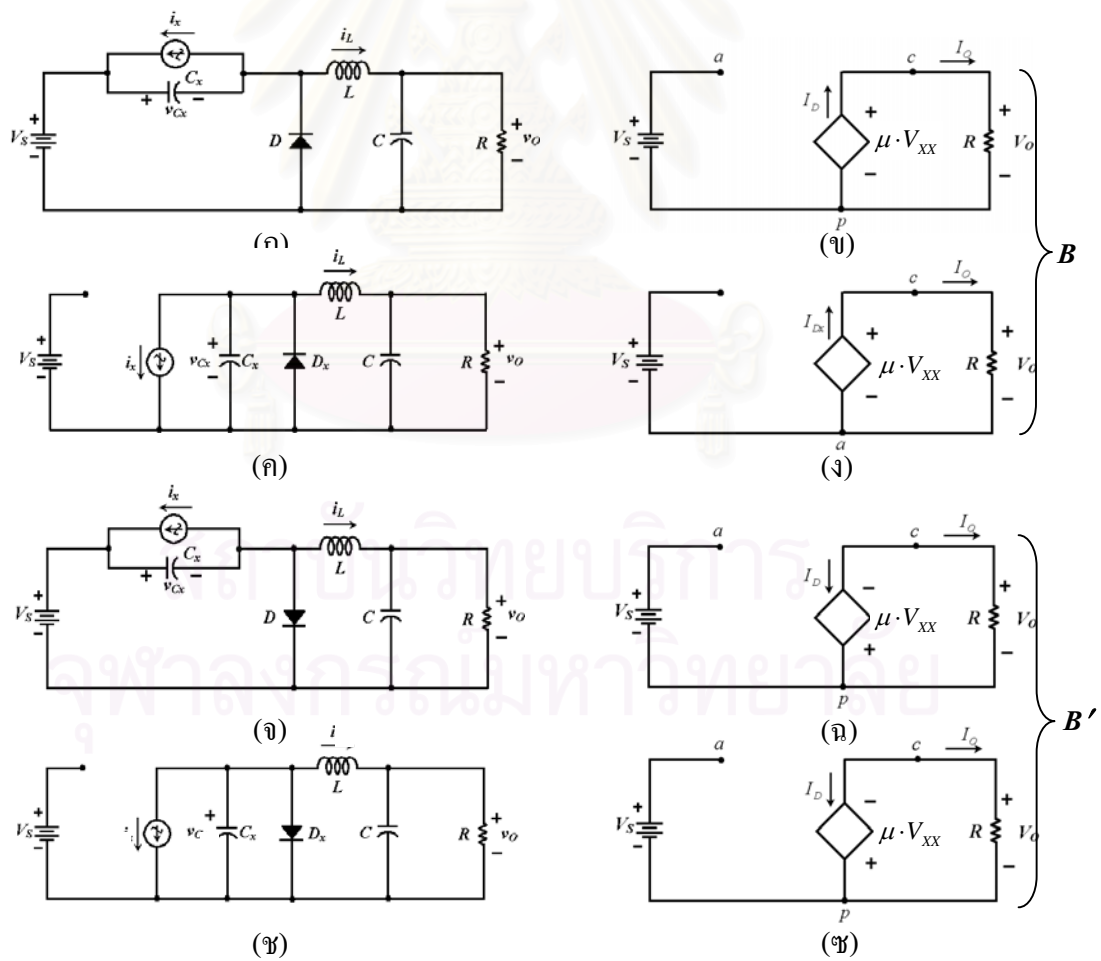


รูปที่ 3.26 แบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว

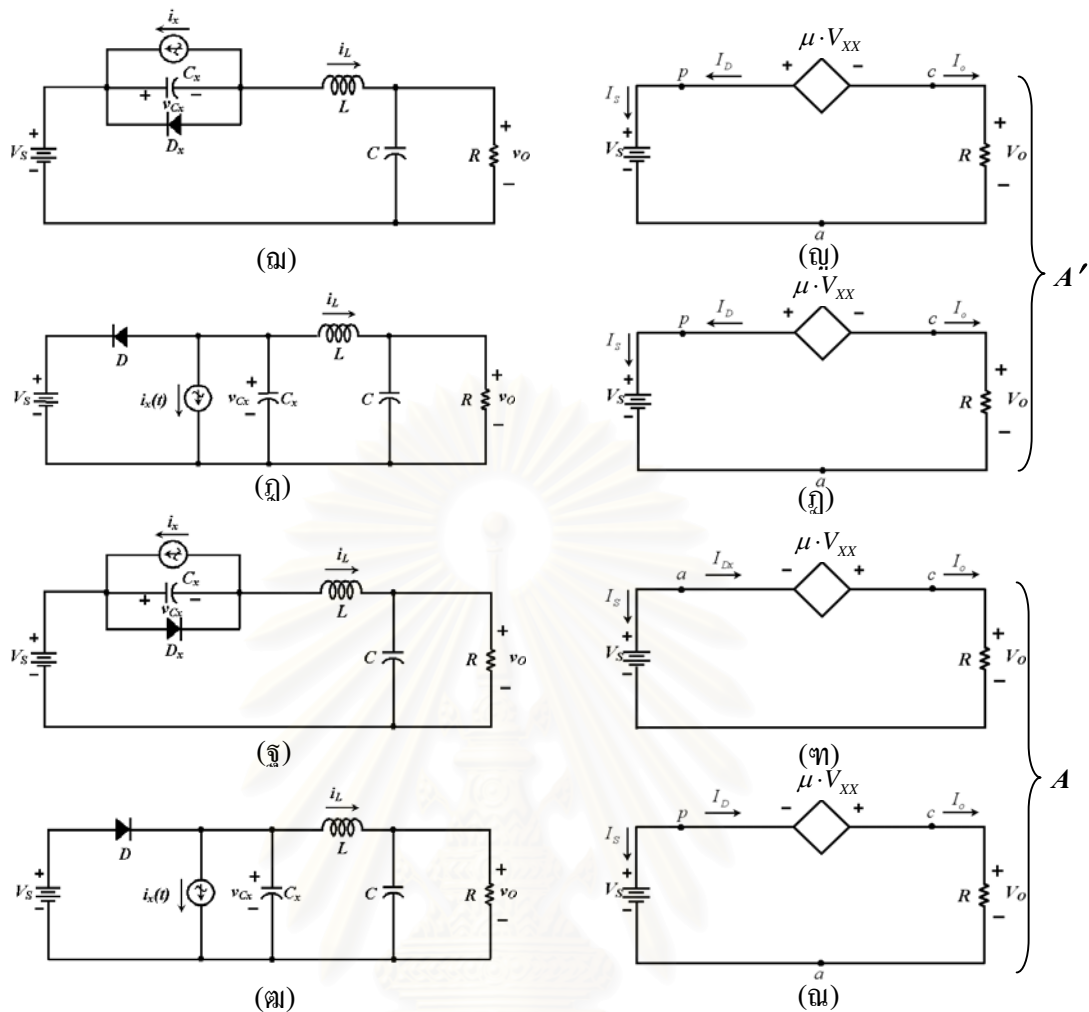


รูปที่ 3.27 วงจรสมมูลไฟตรงของวงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping

ในการหาแบบจำลองไฟตรงของวงจรในรูปที่ 3.1, 3.2, 3.3, 3.4 และรูปที่ 3.5 สามารถหาได้โดยวิธีการเดียวกันทำให้ได้แบบจำลองไฟตรงของแต่ละวงจรดังรูปที่ 3.28, 3.29, 3.30, 3.31, 3.32, 3.33, 3.34 และรูปที่ 3.35 ตามลำดับ



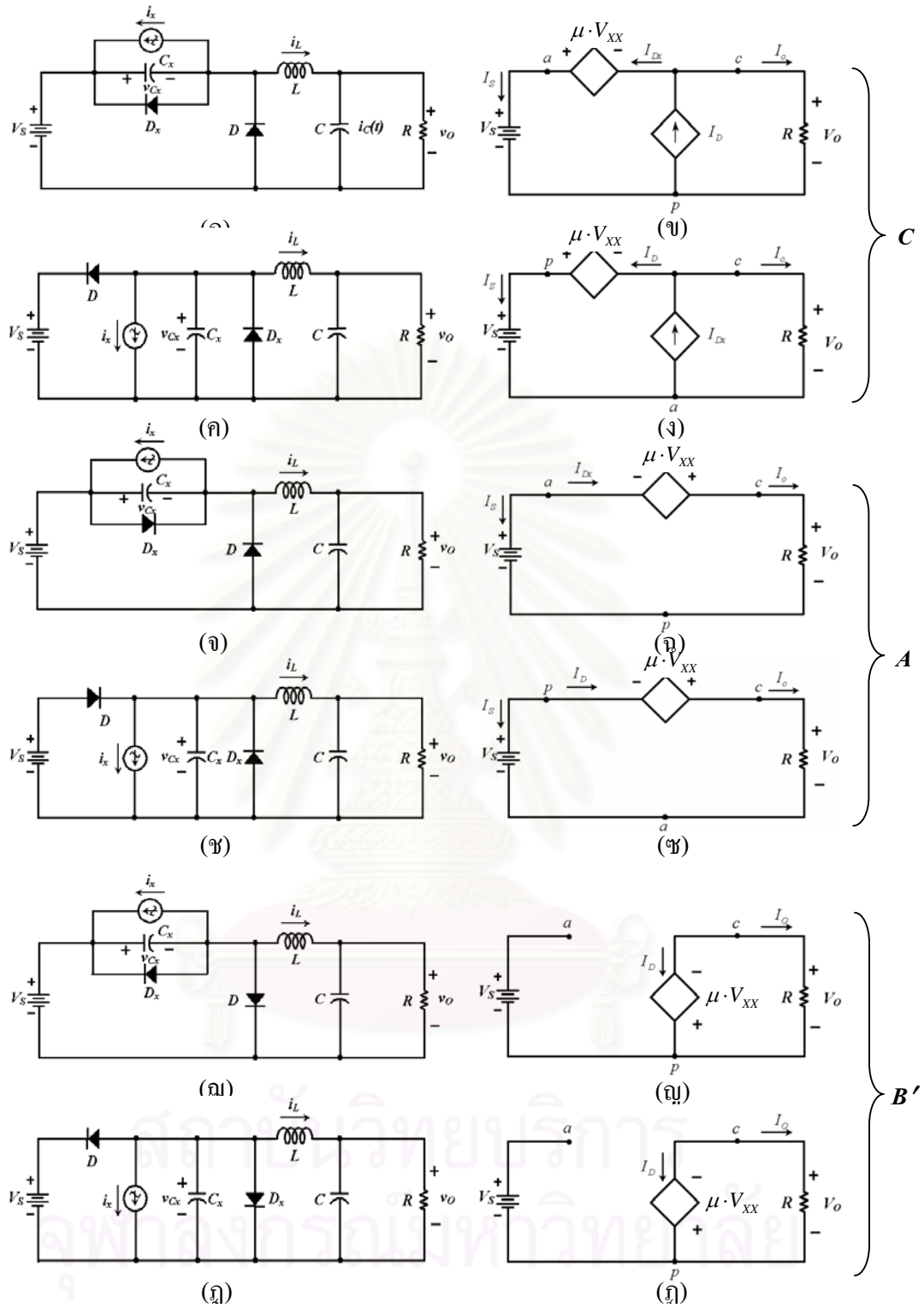
รูปที่ 3.28 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับกรณีนีมีไดโอด D ตัวเดียว



รูปที่ 3.28 (ต่อ) แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับ
กรณีมีไดโอด D ตัวเดียว

แบบจำลองไฟตรงในรูปที่ 3.28 ซึ่งเป็นแบบจำลองไฟตรงของวงจรในรูปที่ 3.2 ที่มีรูป
คลื่นแบบตรึงแรงดันด้านเดียวทั้งหมดสามารถแบ่งแบบจำลองไฟตรงได้เป็น 4 กลุ่มคือ A , A' , B
และ B' ซึ่งมีหลักเกณฑ์ในการแบ่งคือกลุ่ม A และ A' มีแรงดันด้านออกเท่ากับ $V_s + \alpha_o$ และ $V_s - \alpha_o$
ตามลำดับ ส่วนกลุ่ม B และ B' มีแรงดันด้านออกเท่ากับ α_o และ $-\alpha_o$ ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าหน่วย
ควบคุมแรงดันในกลุ่ม B และ B' พลังงานไม่ได้มาจากแหล่งจ่ายแรงดันด้านเข้าแต่จะมาจากหน่วย
ควบคุม μV_{XX}

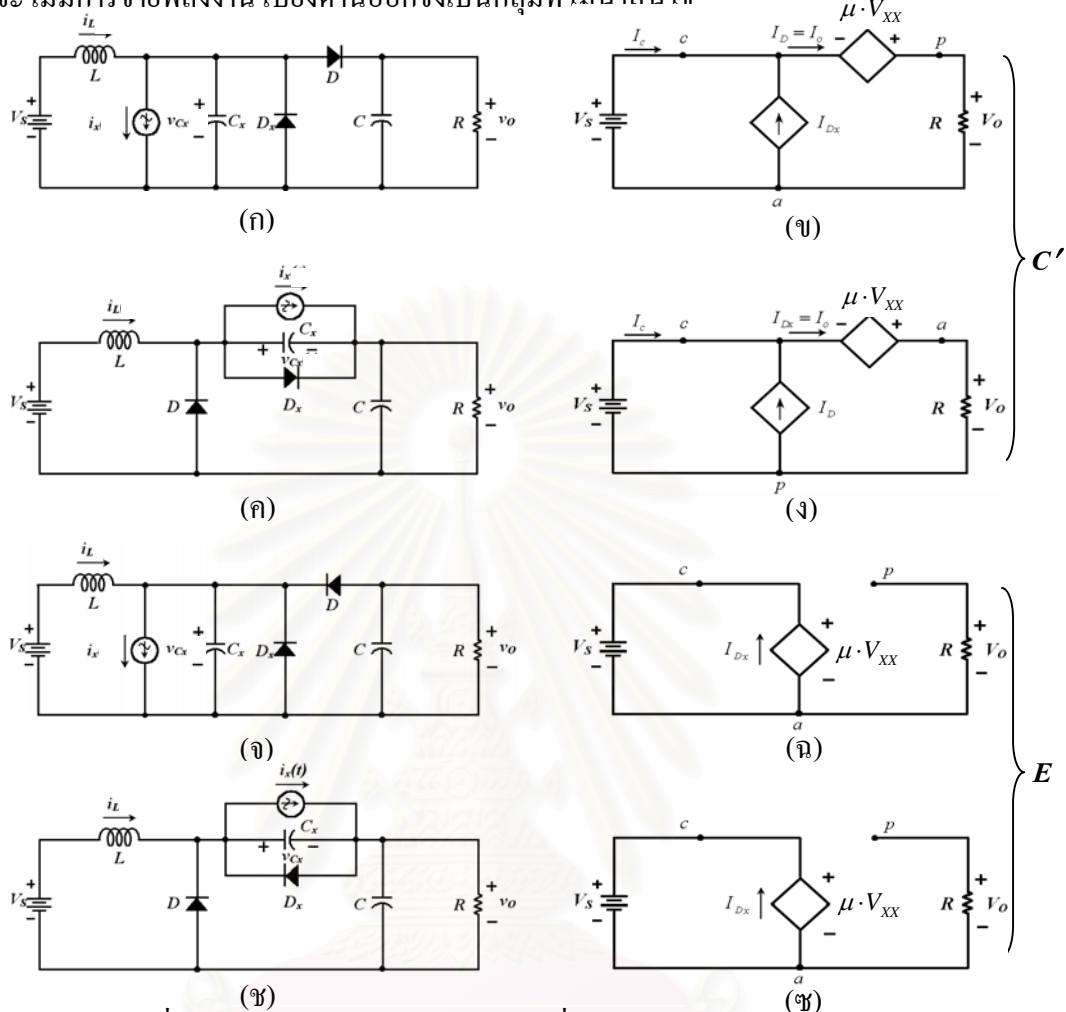
ส่วนวงจรแปลงผันที่มีไดโอด 2 ตัวในรูปที่ 3.1 ก็สามารถหาแบบจำลองไฟตรงได้เช่น
เดียวกับวงจรแปลงผันที่มีไดโอด 1 ตัว รูปที่ 3.29 แสดงวงจรแปลงผันของวงจรที่มีโครงสร้าง
แบบวงจรทอนระดับที่มีไดโอด 2 ตัวและแบบจำลองไฟตรงของแต่ละวงจรทางด้านขวาจะเห็นได้
ว่ามีกลุ่ม C เพิ่มขึ้นมาโดยจะมีแหล่งกระแสเพิ่มขึ้นมาและมีแรงดันด้านออกเท่ากับ $V_s - \mu V_{XX}$



รูปที่ 3.29 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับ
กรณีมีไดโอด D_x ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_x

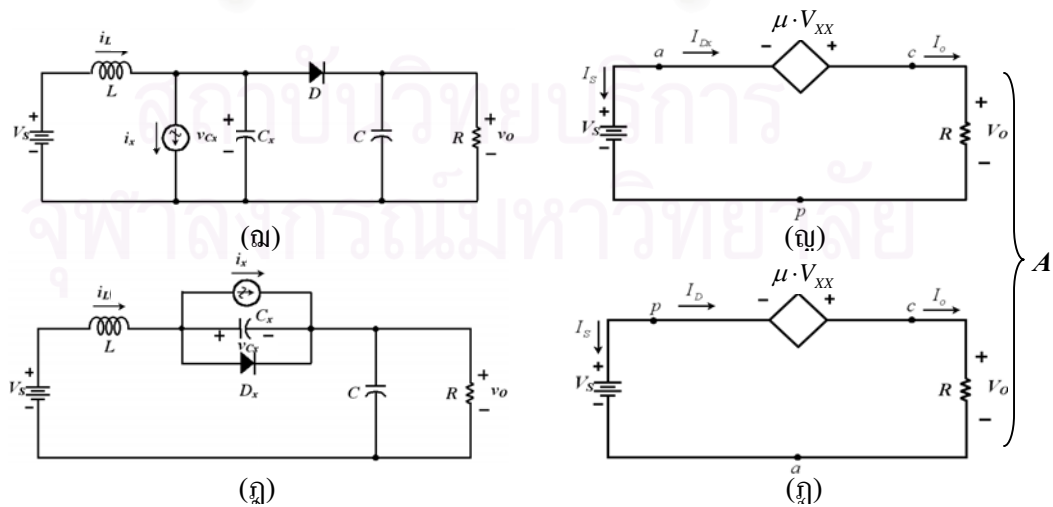
แบบจำลองไฟตรงในรูปที่ 3.30 และ 3.31 เป็นแบบจำลองไฟตรงของวงจรในรูปที่ 3.3 เป็นวงจรแปลงผันที่มีกระแสไหลต่อเนื่องทางด้านเข้าสามารถแบ่งแบบจำลองไฟตรงได้เป็น 4

กลุ่มคือ A, A', C' และ E โดยกลุ่ม C' มีแรงดันด้านนอกเท่ากับ $V_s + \alpha_o$ แต่ในกลุ่ม E จะเห็นได้ว่า จะไม่มีการจ่ายพลังงานไปยังด้านออกจึงเป็นกลุ่มที่ไม่น่าสนใจ



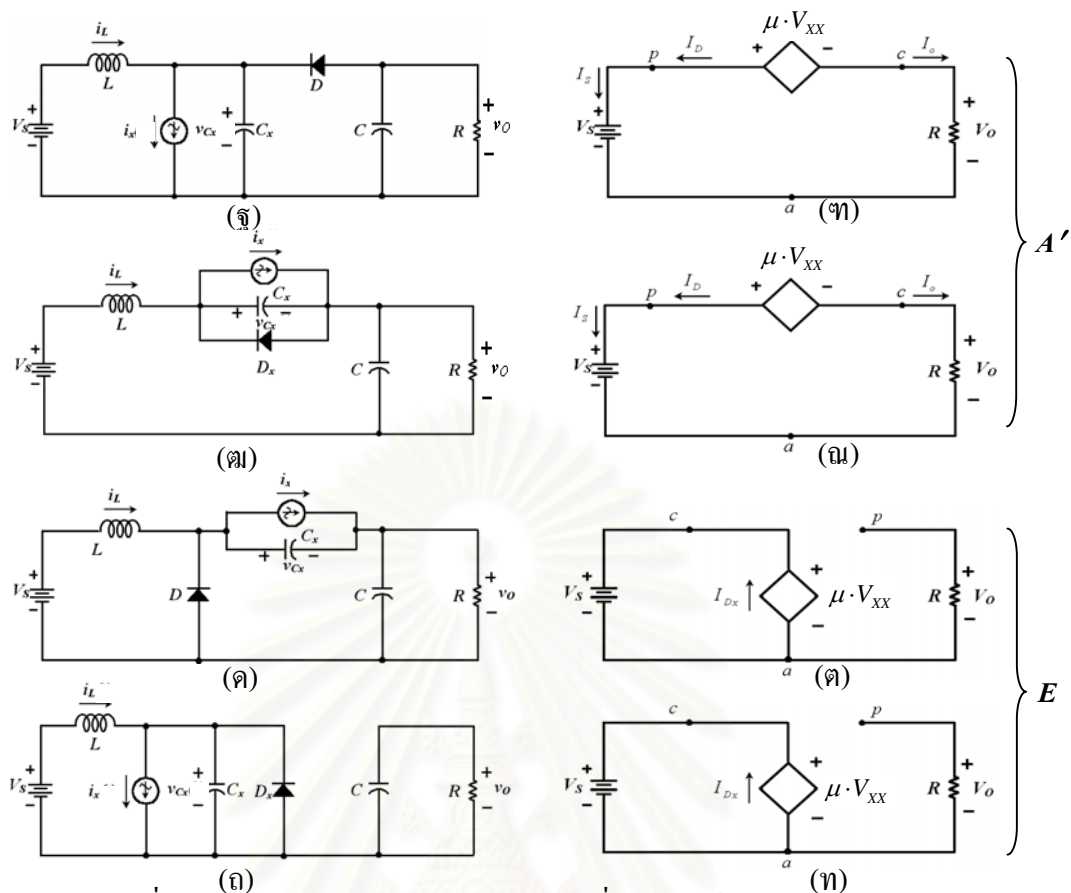
รูปที่ 3.30 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทระดับ

กรณีมีไดโอด D_x ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_x

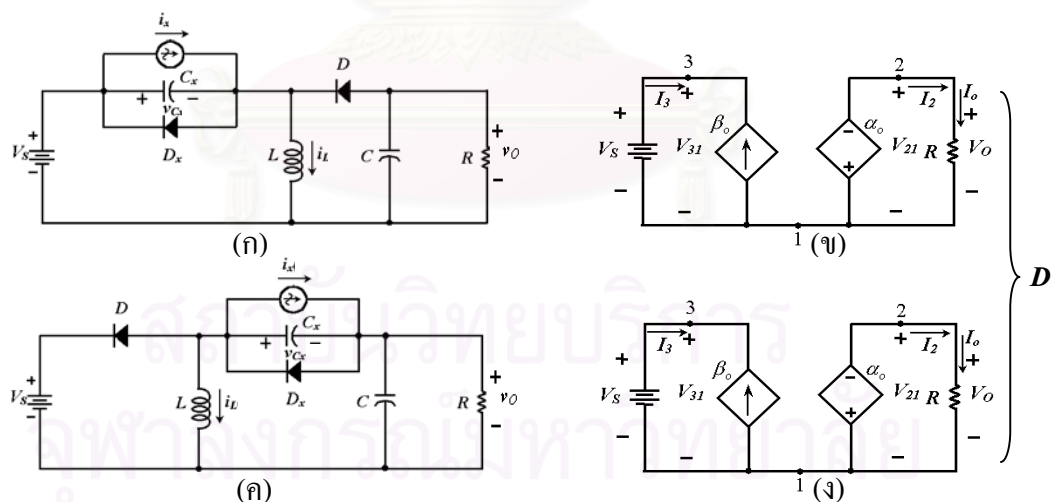


รูปที่ 3.31 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทระดับ

กรณีมีไดโอด D ตัวเดียว

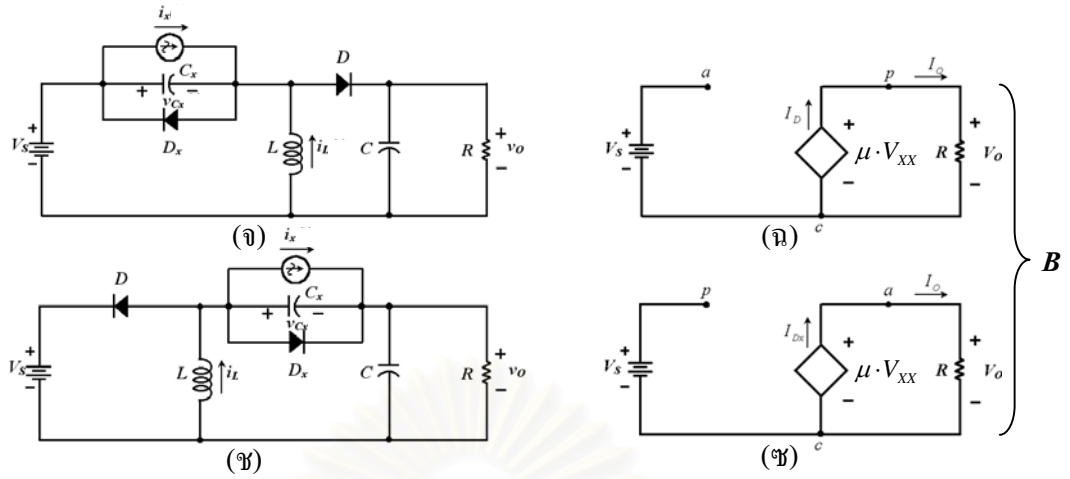


รูปที่ 3.31(ต่อ) แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทบทระดับ
กรณีมีไดโอด D ตัวเดียว

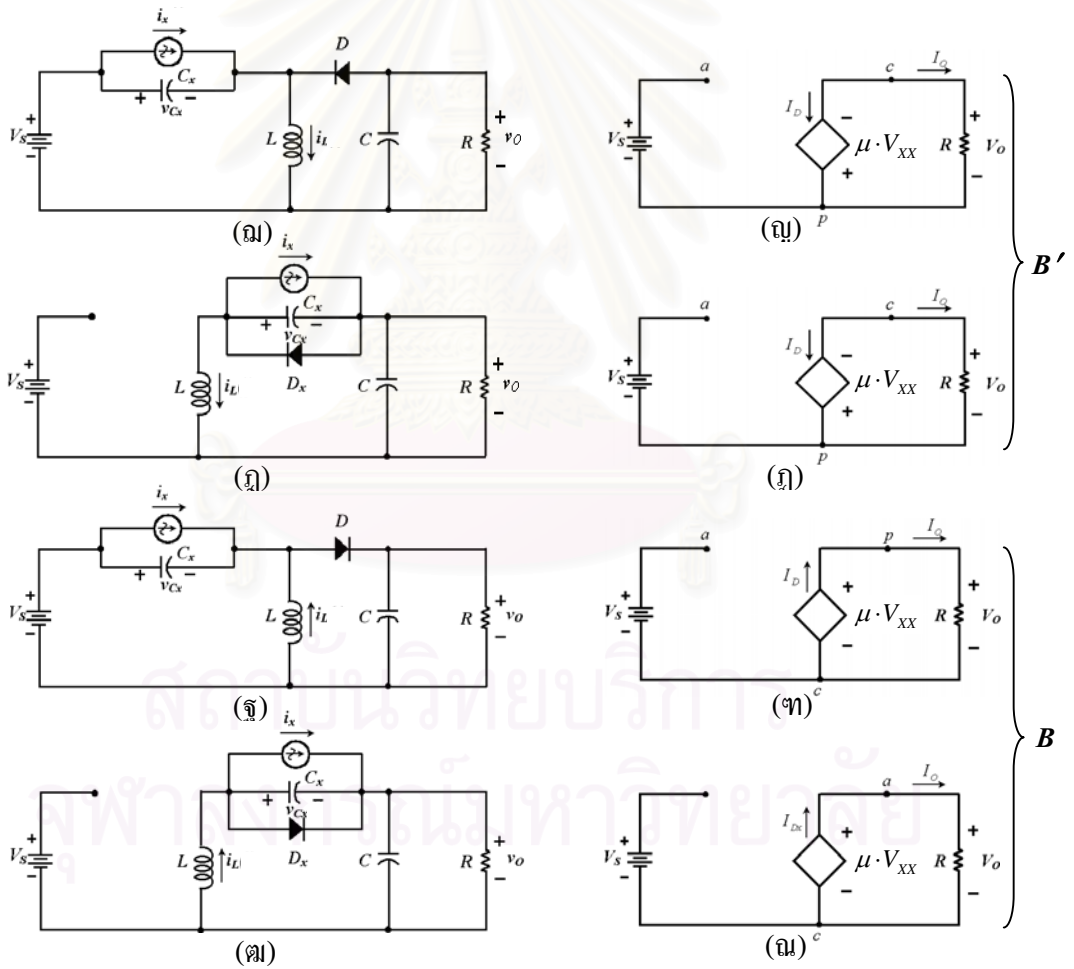


รูปที่ 3.32 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนทบทระดับ
กรณีมีไดโอด D_x ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_x

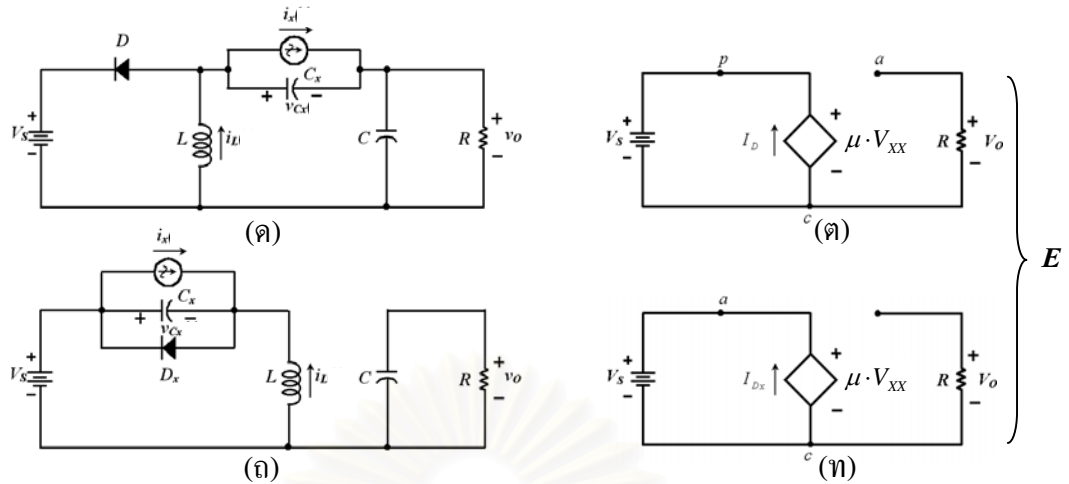
แบบจำลองไฟตรงในรูปที่ 3.32 และ 3.33 ซึ่งเป็นแบบจำลองไฟตรงของวงจรในรูปที่ 3.4 สามารถแบ่งแบบจำลองไฟตรงได้เป็น 4 กลุ่มคือ



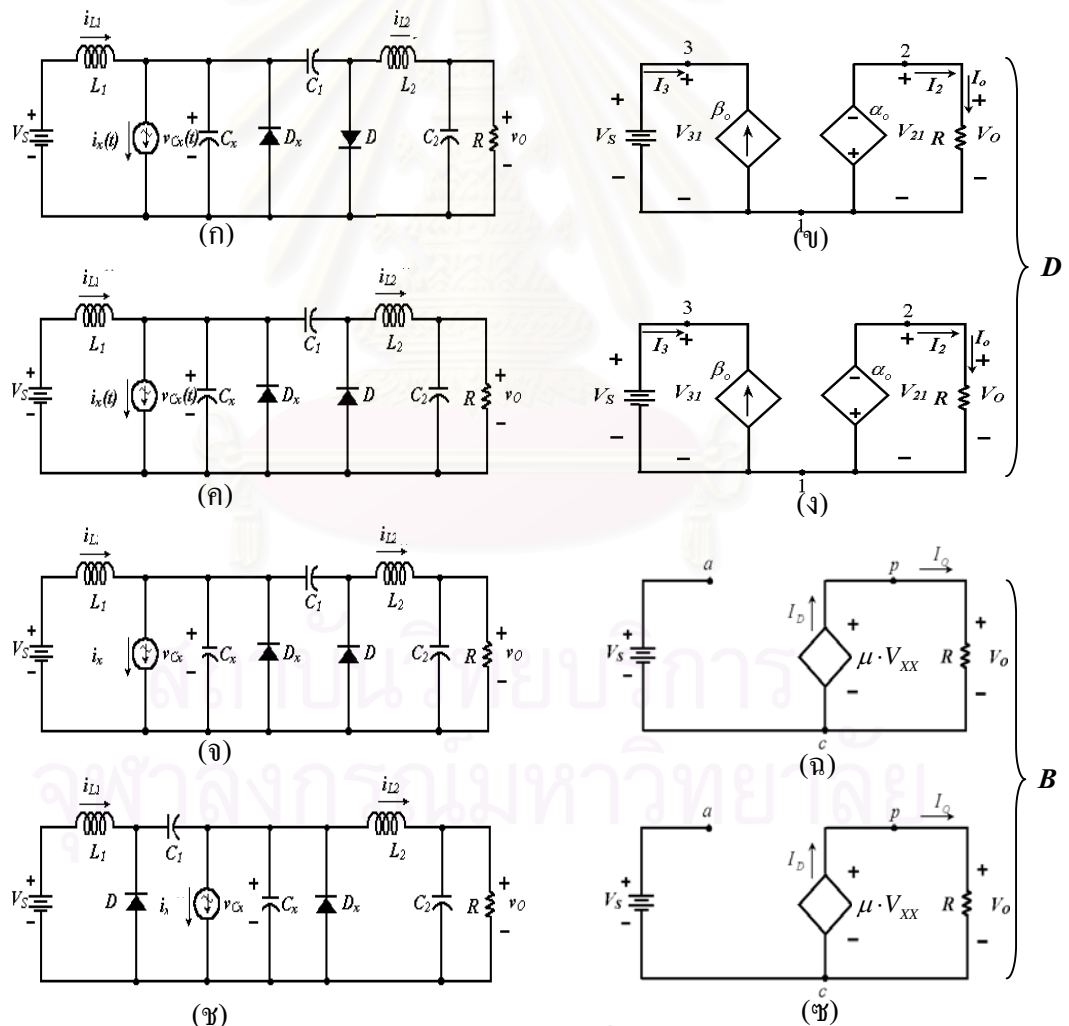
รูปที่ 3.32(ต่อ) แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนทระดับ
กรณีมีไดโอด D_X ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_X



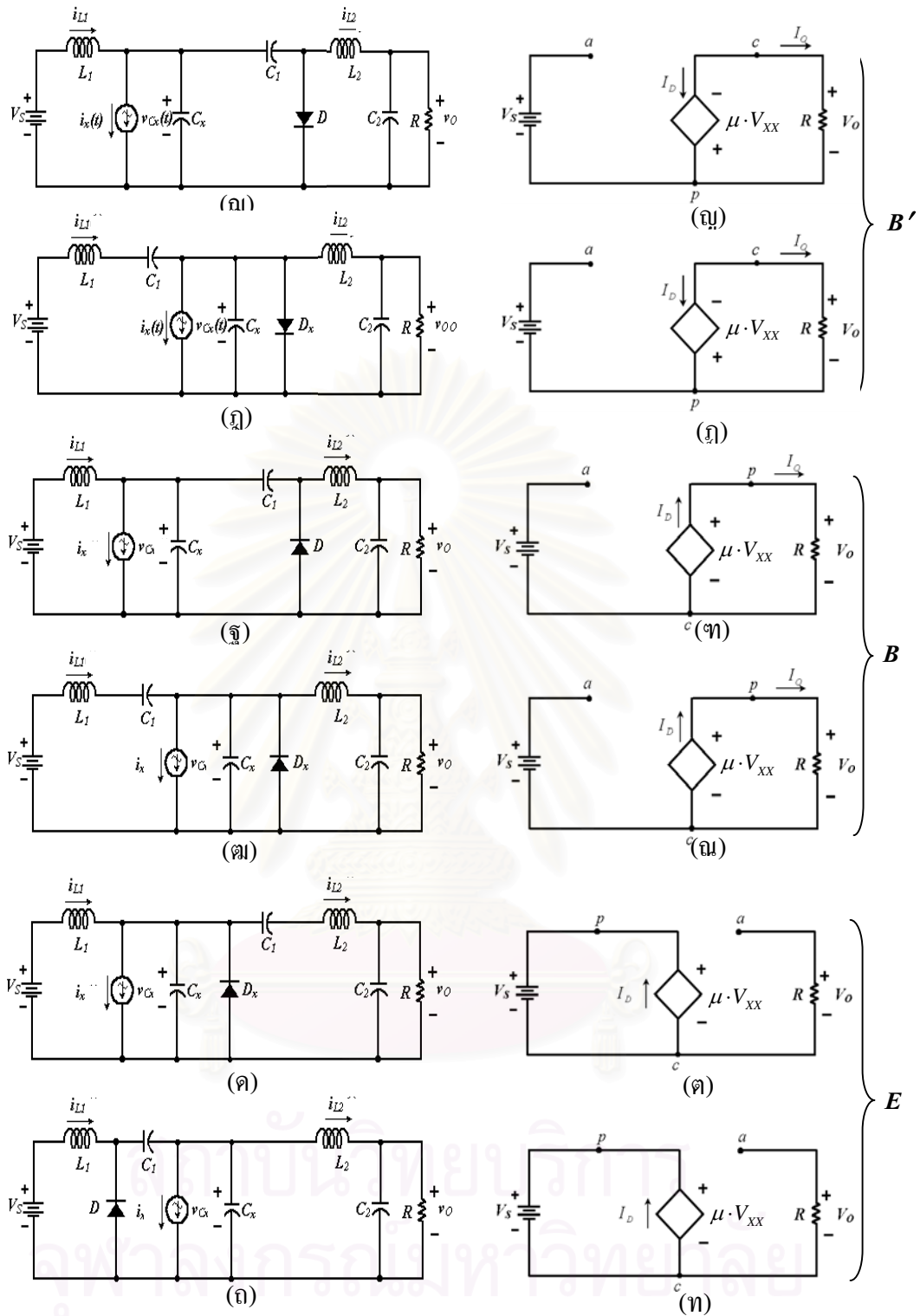
รูปที่ 3.33 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนทระดับ
กรณีมีไดโอด D ตัวเดียว



รูปที่ 3.33(ต่อ) แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนทระดับ
กรณีมีไดโอด D ตัวเดียว



รูปที่ 3.34 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรซุก
กรณีมีไดโอด D_x ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_x



รูปที่ 3.35 แบบจำลองไฟตรงของวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรชุก

กรณีมีไดโอด D ตัวเดียว

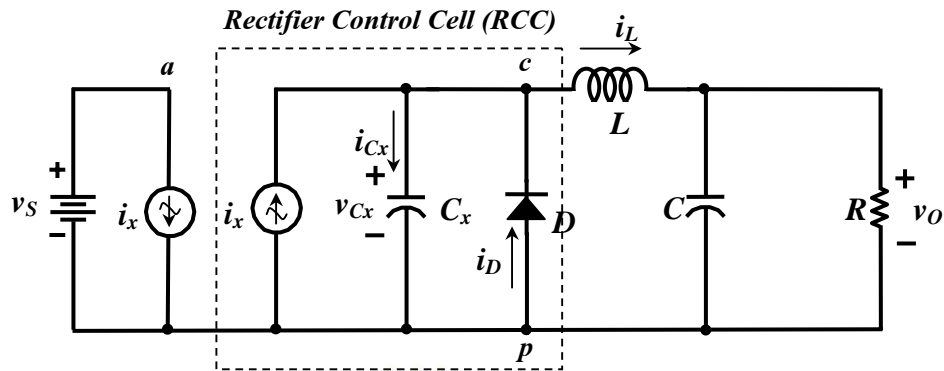
B, B', D และ E โดยกลุ่ม D มีแรงดันด้านออกเท่ากับ $-\alpha$, โดยจะมีแหล่งกระแสควบคุมทางด้านเข้าจะเห็นได้ว่าในแบบจำลองไฟตรงในกลุ่ม D ไม่มีการจ่ายพลังงานจากด้านเข้าไปยังด้านออกแต่จะมีการจ่ายพลังจากหน่วยควบคุมเหมือนกลุ่ม B'

แบบจำลองไฟตรงในรูปที่ 3.34 และ 3.35 ซึ่งเป็นแบบจำลองไฟตรงของวงจรในรูปที่ 3.5 เป็นวงจรแปลงผันที่มีกระแสไหลต่อเนื่องทางด้านเข้าสามารถแบ่งแบบจำลองไฟตรงได้เป็น 4 กลุ่มคือ B, B', D และ E โดยกลุ่ม D มีแรงดันด้านออกเท่ากับ $-\alpha$, โดยจะมีแหล่งกระแสควบคุมทางด้านเข้าจะเห็นได้ว่าในแบบจำลองไฟตรงในกลุ่ม D ไม่มีการจ่ายพลังงานจากด้านเข้าไปยังด้านออกแต่จะมีการจ่ายพลังงานจากหน่วยควบคุมเหมือนกลุ่ม B'

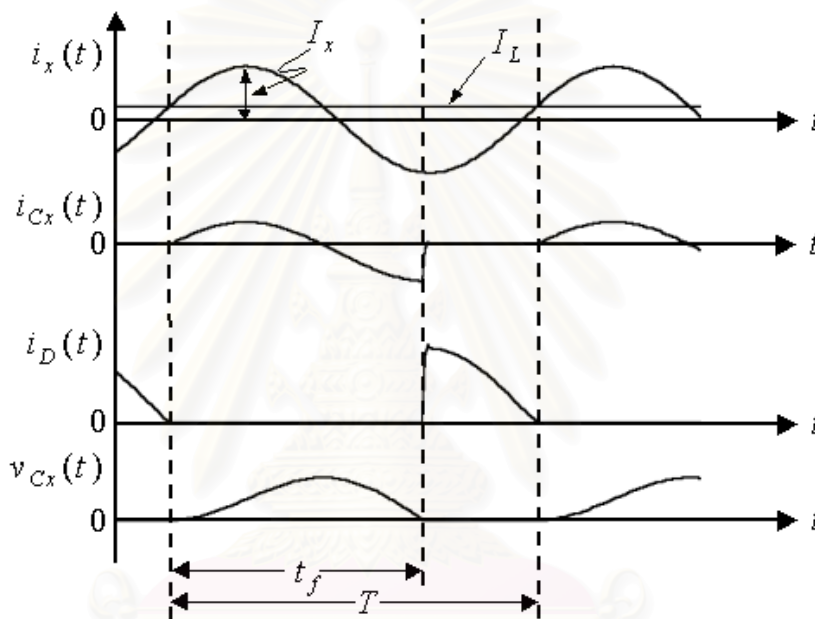
จากแบบจำลองไฟตรงในรูปที่ 3.28, 3.29, 3.30, 3.31, 3.32, 3.33, 3.34 และรูปที่ 3.35 สามารถแบ่งกลุ่มแบบจำลองไฟตรงได้เป็นกลุ่ม A, A', B, B', C, C' และกลุ่ม D ดังตารางที่ 1 ส่วนในกลุ่ม E เป็นกลุ่มที่ไม่น่าสนใจเนื่องจากไม่มีการจ่ายพลังงานไปยังด้านออกจึงไม่รวมอยู่ในตาราง

ตารางที่ 3.1 การแบ่งประเภทแบบจำลองไฟตรง

ประเภท	Single Clamp	Double Clamp	แบบจำลองไฟตรง
A	Buck, Boost	-	
A'	Buck, Boost	-	
B	Buck-Boost Buck, Cuk	-	
B'	Buck-Boost Buck, Cuk	-	
C	-	Buck	
C'	-	Boost	
D	-	Buck-Boost, Cuk	



รูปที่ 3.36 วงจรแปลงผันแบบขั้น E



รูปที่ 3.37 รูปคลื่นกระแสกับแรงดันของวงจรแปลงผันแบบขั้น E

3.9 สรุป

จากแบบจำลองไฟตรงที่หามาได้ทั้งหมดสามารถแบ่งประเภทของแบบจำลองไฟตรงได้ดังตารางที่ 1 จะเห็นได้ว่าแรงดันคร่อมไดโอด $\mu \cdot V_{XX}$ เป็นตัวแปรควบคุมที่มีความสำคัญในการกำหนดการทำงานของวงจรแปรผัน โดยตัวแปร μ เป็นอัตราส่วนระหว่างแรงดันคร่อมไดโอดต่อแรงดัน V_{XX} และเป็นฟังก์ชันของ I_L/I_{Xp} หรือเรียกอีกอย่างว่าหน่วยควบคุม (Control Cell) เพราะว่าแรงดัน V_{XX} เป็นฟังก์ชันของขนาดและความถี่ของกระแส i_x ที่เป็นตัวแปรควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันที่มีลักษณะคล้ายวัฏจักรงาน (Duty Cycle) ของวงจรแปลงผันแบบสวิตช์ PWM หรือวงจรแปลงผันแบบ quasi-resonant แต่การควบคุมอัตราการแปลงผันจะมีลักษณะต่างกันคือวงจรแปลงผันแบบสวิตช์ PWM หรือ Quasi-resonant จะมีการแปลงผันคล้ายหม้อแปลงคือจะมีลักษณะเป็นตัวคูณแต่วงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยควบคุมจะมีลักษณะการแปลงผันเป็นการบวกหรือ

ลบลักษณะที่เป็นวงจร 2 ขั้วของกิ่งควบคุมแรงดันจะเห็นได้ชัดเจนขึ้นถ้าย้ายตัวเก็บประจุ C_x และแหล่งจ่ายกระแส i_x มาอยู่ตำแหน่งใหม่โดยใช้เทคนิคการย้ายวงจรจะได้วงจรสองขั้วที่มีลักษณะดังรูปที่ 3.36 เมื่อพิจารณารูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ V_C ดังรูปที่ 3.37 ทำให้สามารถสรุปได้ว่าหน่วยควบคุมเป็นหน่วยเรียงกระแส (Rectifier Control Cell ; "RCC ") หรือวงจรเรียงกระแสแบบชั้น E

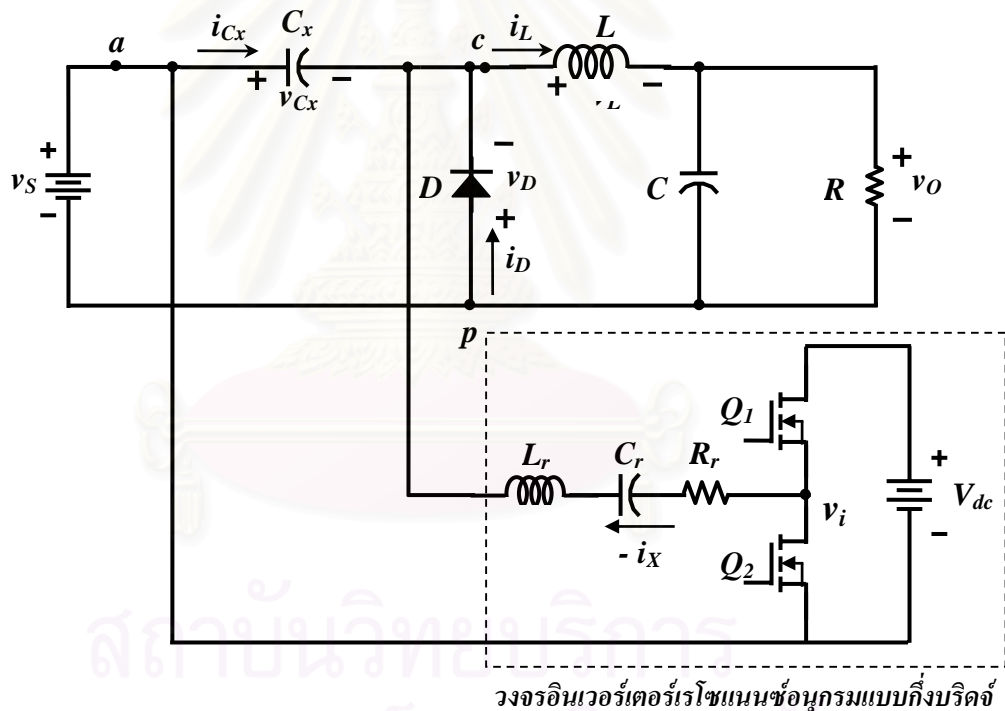


สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4

การวิเคราะห์วงจร กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

เนื่องจากแหล่งกระแสควบคุม i_x เป็นกระแสไฟฟ้าสลับร่ายคาบที่มีรูปคลื่นใดๆ หรือเป็นกระแสที่ได้จากวงจรอื่นก็ได้ แต่ค่ายอดของรูปคลื่นต้องมีค่ามากกว่ากระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$ ที่ผ่านมาได้วิเคราะห์วงจรในกรณีแหล่งกระแสควบคุม $i_x(i_{x-p}, f_s)$ เป็นแหล่งกระแสควบคุมที่มีรูปคลื่นไซน์ และมีค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ ไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ f_s แต่ในทางปฏิบัติจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ทำหน้าที่เป็นแหล่งกระแสควบคุม ในกรณีนี้ค่ายอดของกระแส $\langle i_{x-p} \rangle$ จะไม่เป็นตัวแปรอิสระแต่จะขึ้นกับค่าอุปกรณ์ของวงจร โดยมีวงจรวงจรดังรูปที่ 4.1 และความถี่การสวิตช์ f_s ทำให้ความถี่การสวิตช์ f_s เป็นตัวแปรควบคุมเพียงตัวเดียวในวงจร



รูปที่ 4.1 วงจรทอนระดับที่ใช้หน่วยเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม กรณีใช้
วงจกริเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

ในการวิเคราะห์วงจรแปลงผันกรณีใช้วงจกริเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุมสามารถแบ่งได้เป็น 2 กรณีคือกรณีที่รูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_x มีลักษณะครึ่งแรงดันด้านเดียว (Single-side voltage clamping) และกรณีที่รูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_x มีลักษณะครึ่งแรงดันสองด้าน (Double-side voltage clamping) โดยวงจรแปลงผันแบบ

Single-side voltage clamping จะเป็นการวิเคราะห์ห้วงจรทอนระดับมาวิเคราะห์ส่วนการวิเคราะห์
 วงจรแปลงผันแบบ Double-side voltage clamping จะใช้วงจรที่มีโครงสร้างแบบ S2-Structured
 Type A และวงจรที่มีโครงสร้างแบบ S3-Structured Type N เป็นตัวอย่างในการวิเคราะห์

4.1 วงจรแปลงผันแบบ Single-side Voltage Clamping กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็น แหล่งกระแสควบคุม

จากรูปที่ 2.4 เมื่อแทนแหล่งกระแสควบคุม i_x ที่เป็นกระแสไฟฟ้าสลับรายคาบด้วย
 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบกึ่งบริดจ์โดยต่อเข้าที่ขั้ว a และ ขั้ว c ก็จะได้วงจรดัง
 รูปที่ 4.1

วงจรแปลงผันรูปที่ 4.1 จะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม (series resonant)
 แบบกึ่งบริดจ์เป็นแหล่งกระแส i_x โดยให้วงจรอินเวอร์เตอร์ดึงพลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดัน
 นอก V_{DC} ซึ่งความต้านทาน R_r คือความต้านทานโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในกรณีนี้จะทำ
 หน้าที่จำกัดกระแสในวงจร

4.1.1 การประมาณส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยพิจารณาเฉพาะความถี่หลักมูล

เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 4.1 โดยคิดเฉพาะส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์จะได้วงจรดัง
 รูปที่ 4.2 (ก) สามารถแทนแหล่งแรงดันไฟตรง V_{DC} และสวิตช์ไวงานได้ด้วยแหล่งแรงดันสี่เหลี่ยม
 v_I ดังวงจรสมมูลในรูปที่ 4.2 (ข) โดยที่แรงดัน v_I มีค่าตามสมการที่ (4.1)

$$v_I(t) = \begin{cases} V_{DC} & ; 0 < t \leq T/2 \\ 0 & ; T/2 < t \leq T \end{cases} \quad (4.1)$$

แตกอนุกรมฟูเรียร์ ของแรงดัน v_I ได้ว่า

$$\begin{aligned} v_I(t) &= \frac{V_{DC}}{2} + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \sin(n\omega_s t) \\ &= V_{DC} \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega_s t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega_s t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\omega_s t + \dots \right) \end{aligned} \quad (4.2)$$

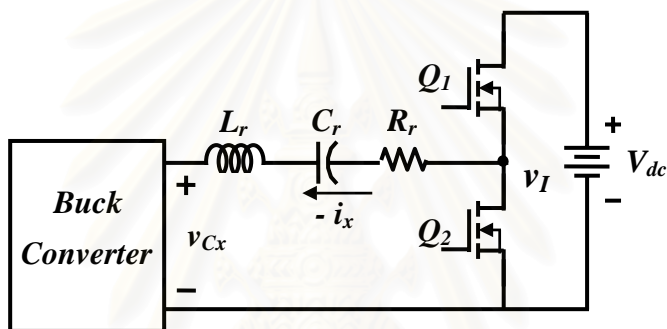
องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_I คือ

$$v_{sin}(t) = V_{sin-p} \sin(\omega_s t) \quad (4.3)$$

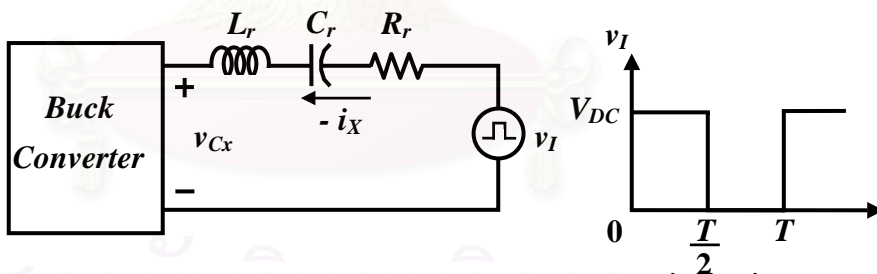
เมื่อค่ายอดของแรงดันคือ

$$V_{sin-p} = \frac{2V_{DC}}{\pi} \approx 0.637V_{DC} \tag{4.4}$$

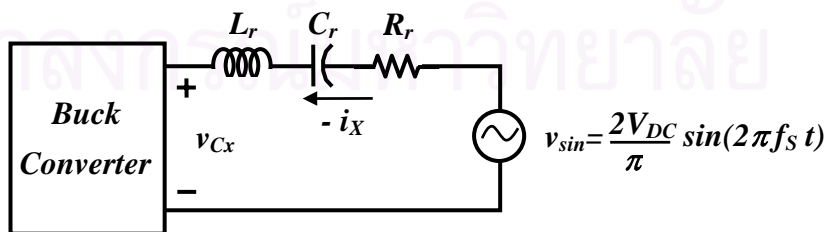
ถ้าความถี่การสวิตช์ f_s อยู่ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ f_o และตัวประกอบคุณภาพของ วงจรมีค่าสูง ทำให้อิมพีแดนซ์ของวงจรที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์มีค่าสูงกว่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่หลักมูลมาก กระแสที่ผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์มีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ และมีค่าใกล้เคียงกับองค์ประกอบหลักมูล ดังนั้นสามารถแทนแรงดันสี่เหลี่ยมด้วยแรงดันไซน์ขององค์ประกอบหลักมูลได้ดังรูปที่ 4.2 (ค) โดยที่แรงดันไฟตรง $V_{DC} / 2$ จะตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_r เมื่อแทนส่วนของวงจร อินเวอร์เตอร์ที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูลลงในวงจรรูปที่ 4.1 จะได้วงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันที่คิดเฉพาะความถี่หลักมูลในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 4.3



(ก) วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม

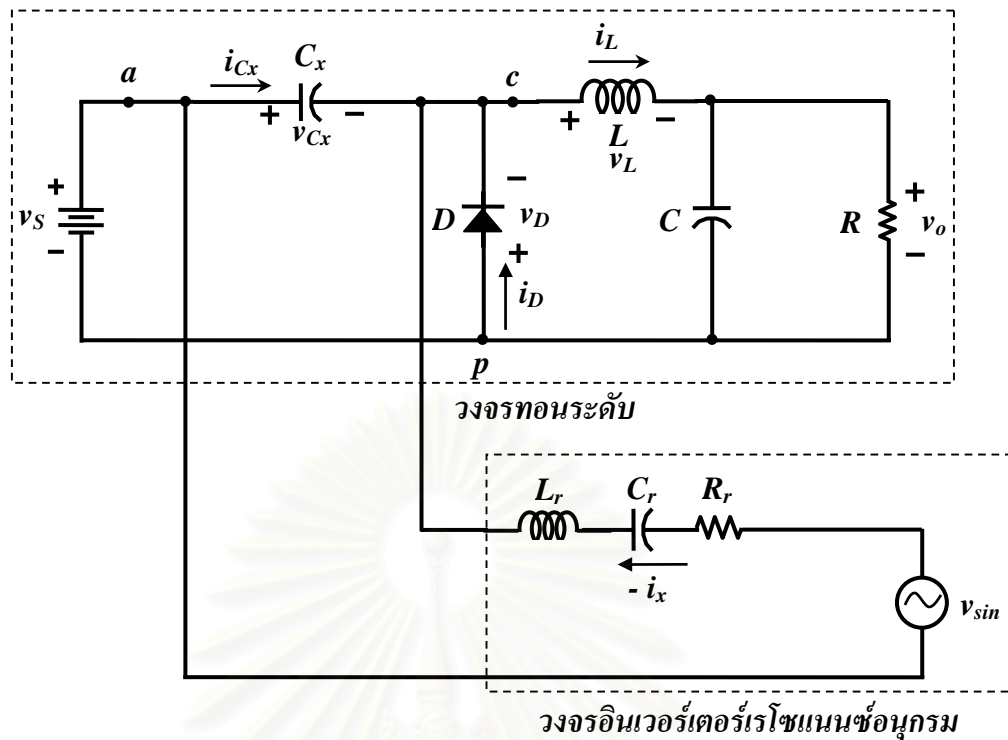


(ข) แทนแรงดัน V_{dc} และ สวิตช์ ด้วย แหล่งจ่ายแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม



(ค) วงจรสมมูลใกล้เคียงที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล

รูปที่ 4.2 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม



รูปที่ 4.3 วงจรทอนระดับที่ใช้หน่วยเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม กรณีใช้วงจรสมมูลใกล้เคียงที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูลแทนส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม

4.1.2 การหาวงจรสมมูล

จากวงจรในรูปที่ 4.3 สามารถแบ่งวงจรออกเป็น 2 ส่วนคือ 1. ส่วนของวงจรทอนระดับ และ 2. ส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ ในหัวข้อนี้จะหาวงจรสมมูลเพื่อแยกวงจรในรูปที่ 4.3 เป็น 2 ส่วน วงจรอินเวอร์เตอร์จะเป็นแหล่งกระแสของวงจรทอนระดับ ในขณะที่วงจรทอนระดับจะเป็นโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์

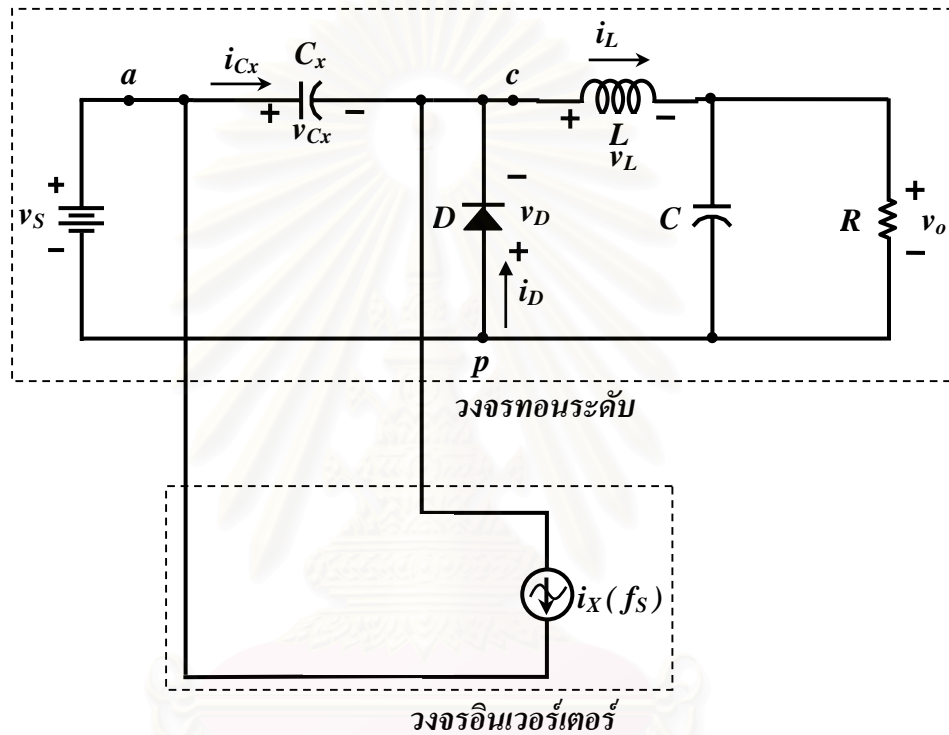
4.1.2.1 พิจารณาส່วนของวงจรทอนระดับ

เมื่อมองจากวงจรทอนระดับเข้าไปในวงจรอินเวอร์เตอร์จะเห็นวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งแรงดัน v_{sin} ต่ออนุกรมกับ L_r , C_r และ R_r ซึ่งอาจแทนส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยแหล่งกระแสที่มีลักษณะใกล้เคียงกับแหล่งกระแส i_x ดังรูปที่ 4.4 และสังเกตได้ว่าวงจรมีลักษณะเดียวกับวงจรในรูปที่ 2.4 ทำให้สามารถใช้การวิเคราะห์ในบทที่ 2 กับวงจรนี้ได้

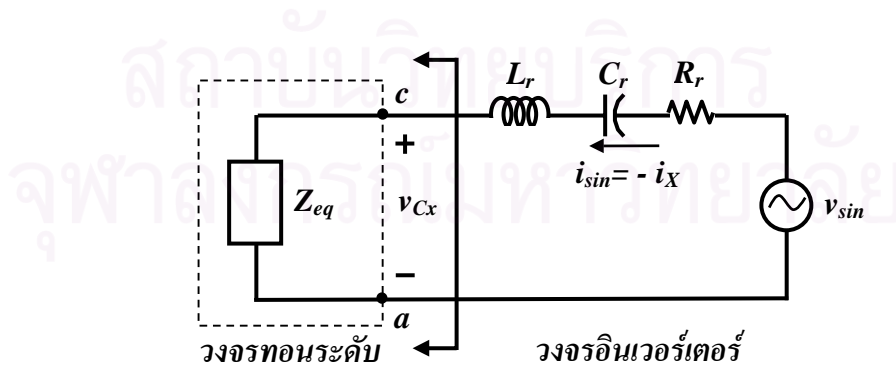
4.1.2.2 พิจารณาส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์

ในกรณีที่มองจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปในวงจรทอนระดับ อาจแทนวงจรทอนระดับด้วยอิมพีแดนซ์สมมูลดังรูปที่ 4.5 สามารถคำนวณหาอิมพีแดนซ์สมมูลได้จากรูปคลื่นของกระแสที่ไหลเข้าวงจรทอนระดับ i_{sin} และรูปคลื่นของแรงดันที่ขั้วด้านเข้า ดังรูปที่ 2.6 กล่าวคือ

ถ้ากำหนดให้ i_{sin} เป็นกระแสที่ไหลเข้าวงจรทอนระดับ ซึ่งมีทิศตรงข้ามกับกระแส i_x จากสมการที่ (2.1) จะได้สมการของ i_{sin} ดังสมการที่ (4.5) คือ



รูปที่ 4.4 วงจรสมมูลเมื่อมองจากวงจรทอนระดับเข้าไปในวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.5 อิมพีแดนซ์สมมูลของวงจรทอนระดับ ที่พิจารณาเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล

$$\begin{aligned} i_{sin} &= -i_x = \langle i_{x-p} \rangle \cdot \sin(\omega_s t + \theta + 180^\circ) \\ &= \langle i_{x-p} \rangle \cdot \cos(\omega_s t + \theta + 90^\circ) \end{aligned} \quad (4.5)$$

แรงดันที่ขั้วด้านเข้าเมื่อมองจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปที่วงจรทอนระดับจะเท่ากับแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} ซึ่งมีค่าคงสมการที่ (2.6) และ (2.10) สามารถแยกอนุกรมฟูเรียร์ของแรงดัน v_{Cx} ได้คือ

$$v_{Cx}(t) = \langle v_{Cx} \rangle + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (4.6)$$

หรือ

$$v_{Cx}(t) = \langle v_{Cx} \rangle + \sum_{n=1}^{\infty} [V_{Cxn} \sin(n\omega t + \phi_{Vcxn})] \quad (4.7)$$

โดยที่ $V_{Cx-pn} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ และ $\phi_{Vcxn} = \tan^{-1}\left(\frac{a_n}{b_n}\right)$ และ

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{v_{LX}}{n^2 \pi} \left[(n \cdot 2\pi t_{fn}) \sin(n \cdot 2\pi t_{fn}) + \cos(n \cdot 2\pi t_{fn}) - 1 \right] \\ &+ \frac{v_{XX} \cos \theta}{2\pi} \left\{ \frac{\sin[(1+n)2\pi t_{fn}]}{1+n} + \frac{\sin[(1-n)2\pi t_{fn}]}{1-n} \right\} \\ &- \frac{v_{XX} \sin \theta}{2\pi} \left\{ \frac{1 - \cos[(1+n)2\pi t_{fn}]}{1+n} + \frac{1 - \cos[(1-n)2\pi t_{fn}]}{1-n} \right\} \\ &- \frac{v_{XX} \cos \theta}{n\pi} \left[\sin(n \cdot 2\pi t_{fn}) \right] \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{v_{LX}}{n^2 \pi} \left[\sin(n \cdot 2\pi t_{fn}) - (n \cdot 2\pi t_{fn}) \cos(n \cdot 2\pi t_{fn}) \right] \\ &+ \frac{v_{XX} \cos \theta}{2\pi} \left\{ \frac{1 - \cos[(1+n)2\pi t_{fn}]}{1+n} - \frac{1 - \cos[(1-n)2\pi t_{fn}]}{1-n} \right\} \\ &+ \frac{v_{XX} \sin \theta}{2\pi} \left\{ \frac{\sin[(1+n)2\pi t_{fn}]}{1+n} - \frac{\sin[(1-n)2\pi t_{fn}]}{1-n} \right\} \\ &- \frac{v_{XX} \cos \theta}{n\pi} \left[1 - \cos(n \cdot 2\pi t_{fn}) \right] \end{aligned} \quad (4.9)$$

ได้องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} คือ

$$v_{Cx1}(t) = a_1 \cos(\omega_s t) + b_1 \sin(\omega_s t) \quad (4.10)$$

หรือ

$$v_{Cx1}(t) = V_{Cx-p1} \sin(\omega_s t + \phi_{Vcx1}) \quad (4.11)$$

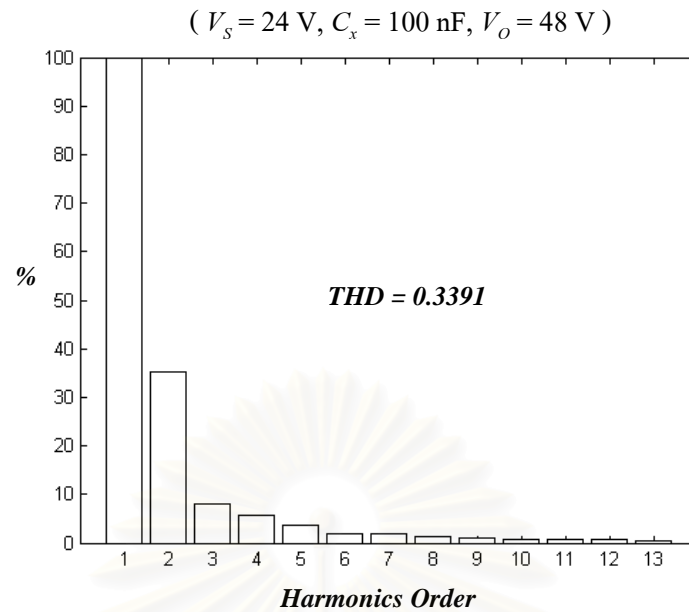
เมื่อ $V_{Cx-p1} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$, $\phi_{V_{cx1}} = \tan^{-1}\left(\frac{a_1}{b_1}\right)$ และ

$$a_1 = \frac{V_{LX}}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \sin(2\pi t_{fn}) + \cos(2\pi t_{fn}) - 1 \right] + \frac{V_{XX}}{2\pi} \left\{ \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \cdot \sin(2\pi t_{fn}) + 2 \cos \theta \cdot [\pi t_{fn} - \sin(2\pi t_{fn})] \right\} \quad (4.12)$$

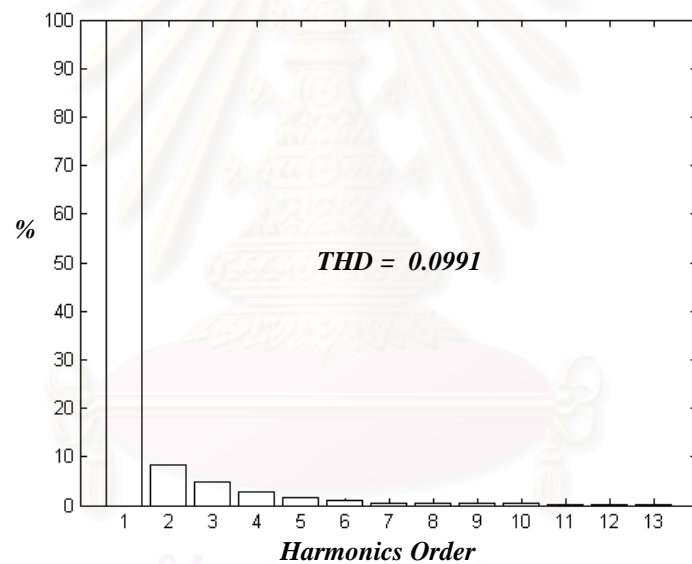
$$b_1 = \frac{V_{LX}}{\pi} \left[\sin(2\pi t_{fn}) - 2\pi t_{fn} \cos(2\pi t_{fn}) \right] + \frac{V_{XX}}{2\pi} \left\{ \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \cdot \sin(2\pi t_{fn}) - 2 \cos \theta \cdot [1 - \cos(2\pi t_{fn})] - 2\pi t_{fn} \sin \theta \right\} \quad (4.13)$$

ในกรณีที่วงจรมีความถี่การสวิตช์ f_s ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ f_o และมีตัวประกอบคุณภาพค่าสูง อิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่การสวิตช์จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับที่ฮาร์มอนิกอื่น ๆ หมายความว่าขนาดของกระแสองค์ประกอบหลักมูล i_{sin} จะมีค่าใหญ่กว่ากระแสขององค์ประกอบฮาร์มอนิกอื่น ๆ มาก ทำให้สามารถละเลยกระแสที่ฮาร์มอนิกอื่น ๆ ได้ ส่วนกรณีของแรงดัน v_{Cx} จากการวิเคราะห์ขนาดของแรงดันที่ความถี่ต่างๆ โดยใช้สมการที่ (4.6) – (4.13) พบว่าค่าขององค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} จะมีค่าใหญ่กว่าฮาร์มอนิกอื่น ๆ มาก ดังนั้นอาจประมาณว่าพลังงานที่วงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับวงจรทอนระดับส่วนใหญ่มาจากองค์ประกอบหลักมูล เมื่อพิจารณาในแง่ของพลังงานอาจแทนส่วนของวงจรทอนระดับด้วยอิมพีแดนซ์สมมูลที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล (ที่ความถี่การสวิตช์) ได้

จากรูปที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าที่โหลดน้อย เปอร์เซนต์ของแรงดันฮาร์มอนิกต่างๆ เมื่อเทียบกับองค์ประกอบแรงดันหลักมูลจะน้อยกว่ากรณีที่โหลดมาก จะเห็นได้ว่าขนาดของฮาร์มอนิกที่ 3 จะมีค่าประมาณ 10 % ขององค์ประกอบหลักมูลเท่านั้น ส่วนในกรณีของวงจรอินเวอร์เตอร์ ในสมการที่ 4.2 จะเห็นได้ว่าแรงดันด้านเข้าที่ฮาร์มอนิกที่ 3 จะมีขนาดประมาณ 30 % ของ V_{sin} และที่ความถี่การสวิตช์ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์อิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์จะยิ่งน้อย ดังนั้น อาจประมาณว่ากระแส i_x เป็นไซน์ที่ความถี่มูลฐาน (ความถี่การสวิตช์) ได้กราฟของแรงดัน v_{Cx} ที่ ฮาร์มอนิกต่างๆ เมื่อเทียบกับองค์ประกอบหลักมูลดังรูปที่ 4.6



(ก) เมื่อ ความต้าน โหลด $R = 50 \Omega$



(ข) เมื่อความต้านทานโหลด $R = 500 \Omega$

รูปที่ 4.6 ขนาดของแรงดัน V_{C_x} ที่ฮาร์มอนิกส์ต่างๆ เทียบกับองค์ประกอบหลักมูล

จากการที่แรงดัน V_{C_x} และกระแส $-i_x$ ที่ฮาร์มอนิกส์อื่นๆ มีขนาดน้อยมากเมื่อเทียบกับองค์ประกอบหลักมูล ดังนั้นเราอาจประมาณว่าพลังงานที่วงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับวงจรทอนระดับส่วนใหญ่มาจากองค์ประกอบหลักมูลได้ ดังนั้นเราอาจแทนวงจรทอนระดับด้วย วงจรสมมูลที่ความถี่มูลฐานได้

4.1.2.3 การคำนวณหาอิมพีแดนซ์สมมูลโดยอาศัยข้อมูลของขนาดและเฟสของกระแสและแรงดันที่ขั้ว

จากสมการของกระแส $-i_X$ และแรงดัน v_{Cx} ที่องค์ประกอบหลักมูลดังสมการที่ (4.5) และ 4.11 จะเห็นได้ว่าการที่วงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายพลังงานให้กับวงจรทอนระดับ แสดงว่ามุมเฟสขององค์ประกอบหลักมูล v_{Cx1} และกระแส $-i_X$ จะต้องต่างกันไม่เกิน 90° หรือ $|\phi_{V_{Cx1}} - \theta - 180^\circ| \leq 90^\circ$ ซึ่งอาจเกิดได้ 2 กรณีคือกระแส $-i_X$ นำหน้า v_{Cx1} ดังคลื่นรูป C และ D ของรูปที่ 4.7 หรือกระแส i_X ถ้าหลัง v_{Cx1} ดังคลื่นรูป A และ D แต่เมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรในช่วง $0^\circ < \theta < 90^\circ$ จากการคำนวณพบว่ามุมของแรงดัน v_{Cx1} จะมีค่าระหว่าง $90^\circ - 270^\circ$ หรืออยู่ในจุดภาค (Quadrant) ที่ 2 และ 3 และมุมเฟสของ V_{Cx1} เทียบกับกระแส $-i_X$ จะอยู่ในช่วง -90° ถึง 0° เสมอแสดงว่ากระแส $-i_X$ จะนำหน้าแรงดัน v_{Cx1} เสมอในทุกจุดการทำงานของวงจร ดังนั้นอาจแทน Z_{eq} ด้วย $\langle R_{ic} \rangle$ ต่อแบบอนุกรม $\langle C_{ic} \rangle$

จากสมการที่ (4.5) และ (4.11) ได้อิมพีแดนซ์สมมูลของวงจรทอนระดับดังรูปที่ 4.8 โดย $\langle R_{ic} \rangle$ และ $\langle C_{ic} \rangle$ เท่ากับ

$$R_{ic} = \frac{V_{Cx-p1}}{\langle i_{X-p} \rangle} \times \cos|\theta_{vi}| \quad (4.14)$$

$$C_{ic} = \frac{1}{\omega_s \cdot R_{ic} \cdot \tan|\theta_{vi}|} \quad (4.15)$$

โดยที่ $\theta_{vi} = \phi_{V_{Cx1}} - (\theta + 180^\circ)$ โดย $|\theta_{vi}| \leq 90^\circ$

4.1.2.4 การคำนวณหาอิมพีแดนซ์สมมูล โดยอาศัยเฟสเซอร์

จากการวิเคราะห์ขนาดและเฟสของกระแสและแรงดันที่ขั้วของอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} เมื่อคิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล ทำให้ทราบว่าอาจแทนอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} ด้วยตัวต้านทานสมมูล R_{ic} ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุสมมูล C_{ic} ได้ดังรูปที่ 4.8 ดังนั้นถ้ามีสมการของกระแสที่ขั้วของอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} คือ

$$i_{sin}(t) = \langle i_{X-p} \rangle \cdot \cos(\omega_s t + \theta + 90^\circ) \quad (4.16)$$

เขียนในรูปเฟสเซอร์ได้ว่า
$$\bar{I}_{sin} = \langle i_{X-p} \rangle \cdot e^{j(\theta+90^\circ)} \quad (4.17)$$

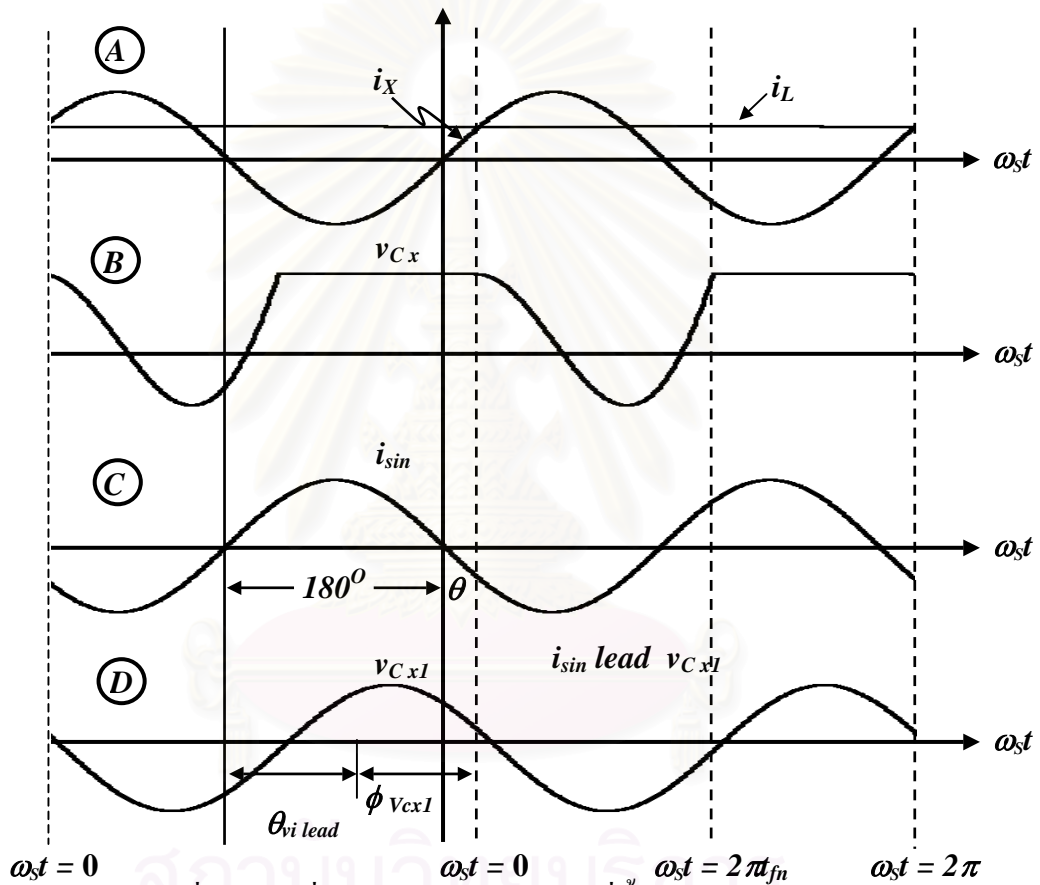
จะได้สมการขององค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx1} ในรูปแบบ

$$v_{Cx1} = v_{Ric} + v_{Cic} = V_{Ric-p} \cos(\omega_s t + \theta + 90^\circ) + V_{Cic-p} \cos(\omega_s t + \theta) \quad (4.18)$$

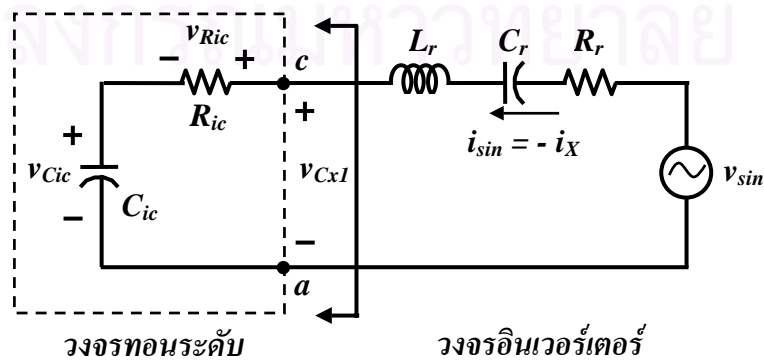
หรือในรูปเฟสเซอร์ $\bar{V}_{Cx1} = \bar{V}_{Ric} + \bar{V}_{Cic} = V_{Ric-p} \cdot e^{j(\theta+90^\circ)} + V_{Cic-p} \cdot e^{j\theta} \quad (4.19)$

โดยที่ $V_{Ric-p} = \langle i_{X-p} \rangle \cdot R_{ic}$ และ $V_{Cic-p} = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega_s C_{ic}}$

จากสมการที่ (4.12) และ (4.13) พบว่าในย่านการทำงาน $0^\circ < \theta < 90^\circ$ ค่า a_1 จะเป็นได้ทั้งบวกและลบ ส่วน b_1 จะมีค่าเป็นลบเสมอ ดังนั้นจากสมการที่ (4.10) สามารถเขียนแรงดัน v_{Cx1} ในรูปของเฟสเซอร์ได้ดังสมการที่ (4.20)



รูปที่ 4.7 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่ขั้วของอิมพีแดนซ์สมมูล



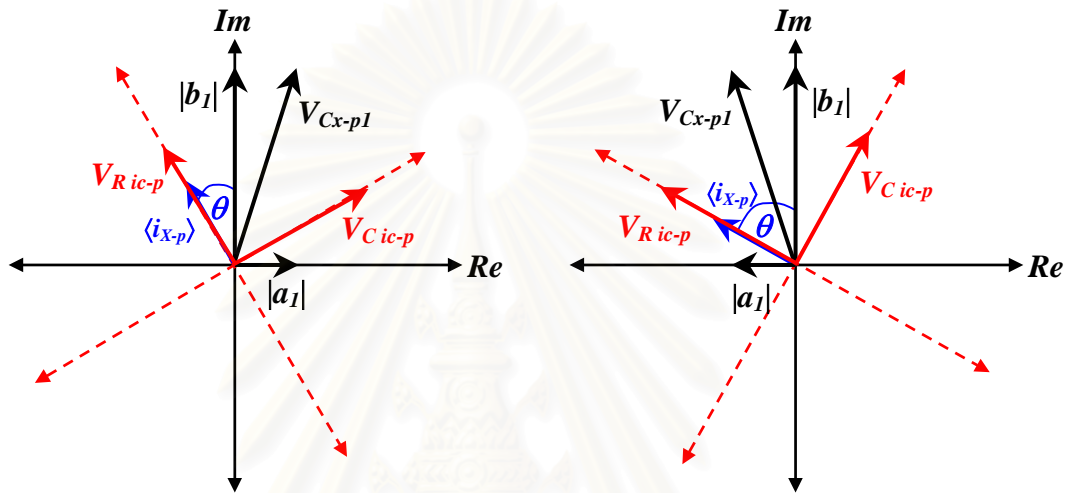
รูปที่ 4.8 อิมพีแดนซ์สมมูลของวงจรทอนระดับ เมื่อคิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล

$$\bar{V}_{Cx1} = \pm |a_1| \cdot e^{j(0)} - |b_1| \cdot e^{j(-90^\circ)} \quad (4.20)$$

อาศัยเฟสเซอร์ของกระแส i_{sin} และแรงดัน v_{Cx1} ในรูปที่ 4.9 สามารถคำนวณค่า V_{Ric-p} และ V_{Cic-p} ได้ว่า

$$V_{Ric-p} = -a_1 \sin \theta - b_1 \cos \theta \quad (4.21)$$

$$V_{Cic-p} = a_1 \cos \theta - b_1 \sin \theta \quad (4.22)$$



(ก) กรณี a_1 มีค่าเป็นบวก

(ข) กรณี a_1 มีค่าเป็นลบ

รูปที่ 4.9 เฟสเซอร์ของกระแส i_{sin} และแรงดัน v_{Cx1}

แทนค่า a_1 และ b_1 ในสมการที่ (4.12) และ (4.13) ลงในสมการที่ (4.21) คำนวณหาค่า V_{Ric-p} ได้คือ

$$V_{Ric-p} = \frac{v_{LX}}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \cos(2\pi t_{fn} + \theta) - \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] + \frac{v_{XX}}{2\pi} \left[2 - \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \sin(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \quad (4.23)$$

แต่ $V_{Ric-p} = \langle i_{X-p} \rangle \cdot R_{ic}$ ดังนั้นหารสมการที่ (4.23) ด้วย v_{XX} และจัดรูปใหม่ได้ว่า

$$\omega_S C_X R_{ic} = \frac{V_{Ric-p}}{v_{XX}} = \frac{\sin \theta}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \cos(2\pi t_{fn} + \theta) - \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] + \frac{1}{2\pi} \left[2 - \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \sin(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \quad (4.24)$$

แทนค่า a_i และ b_i ในสมการที่ (4.12) และ (4.13) ลงในสมการที่ (4.22) คำนวณหาค่า V_{Cic-p} ได้คือ

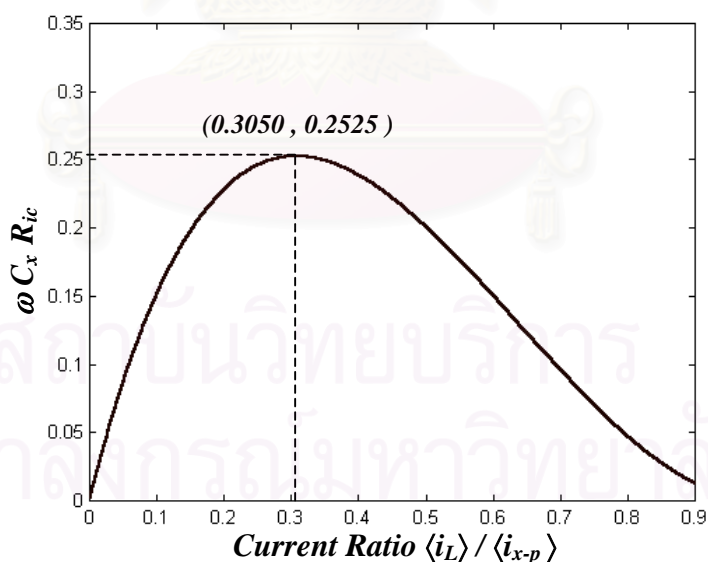
$$V_{Cic-p} = \frac{v_{LX}}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \sin(2\pi t_{fn} + \theta) + \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \dots \\ + \frac{v_{XX}}{2\pi} \left[2\pi t_{fn} + \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \cos(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \quad (4.25)$$

จาก $V_{Cic-p} = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega_s C_{ic}}$ ดังนั้นหารสมการที่ (4.25) ด้วย v_{XX} และจัดรูปใหม่ได้ว่า

$$\frac{C_X}{C_{ic}} = \frac{V_{Cic}}{v_{XX}} = \frac{\sin \theta}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \sin(2\pi t_{fn} + \theta) + \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \dots \\ + \frac{1}{2\pi} \left[2\pi t_{fn} + \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \cos(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \quad (4.26)$$

หรือ

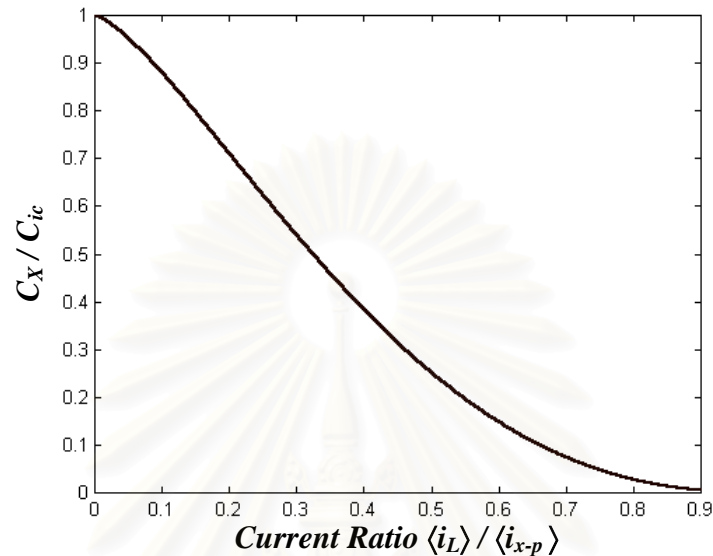
$$\frac{C_{ic}}{C_X} = \left\{ \frac{\sin \theta}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \sin(2\pi t_{fn} + \theta) + \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \dots \right. \\ \left. + \frac{1}{2\pi} \left[2\pi t_{fn} + \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \cos(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \right\}^{-1} \quad (4.27)$$



รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega_s C_X R_{ic}$ กับ $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$

จากสมการที่ (4.24) และ (4.26) พบว่าทั้งค่า $\omega_s C_X R_{ic}$ และ C_X / C_{ic} ขึ้นกับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ สามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ ได้ดังรูปที่ 4.10 และ 4.11 ตามลำดับ จากรูปทั้งสองจะเห็นได้ว่าในช่วงที่ $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ มีค่าน้อย ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} จะมีค่าน้อยกว่า

อิมพีแดนซ์ $\omega_s C_{ic}$ มากแสดงว่าพลังงานที่วงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับวงจรทอนระดับส่วนใหญ่เป็นพลังงานจินตภาพ ส่วนในช่วงที่ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ มีค่ามาก ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} จะมีค่าใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ $\omega_s C_{ic}$ วงจรอินเวอร์เตอร์จะจ่ายพลังงานจริงและพลังงานจินตภาพที่มีขนาดใกล้เคียงกันให้กับวงจรทอนระดับ



รูปที่ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่าง C_x / C_{ic} กับ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$

4.1.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าออกของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ กับความถี่การสวิตช์ f_s ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม

ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\langle i_{x-p} \rangle$ กับความถี่การสวิตช์ f_s ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม ที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งกระแส i_x สามารถคำนวณได้โดยใช้วงจรรูปที่ 4.8 โดยการแทนวงจรทอนระดับด้วย อิมพีแดนซ์สมมูลและนิยามให้

$$\left. \begin{aligned} R_s &= R_{ic} + R_r \\ L_s &= L_r \\ C_s &= \frac{C_{ic} \cdot C_r}{C_{ic} + C_r} \end{aligned} \right\} \quad (4.28)$$

ความถี่เรโซแนนซ์ $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$ และ $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$ (4.29)

อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ $Z_o = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = \omega_o L_s = \frac{1}{\omega_o C_s}$ (4.30)

ความถี่การสวิตช์เชิงมุม $\omega_s = 2\pi f_s$ (4.31)

ความถี่พัสสถาน $\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o} = \frac{f_s}{f_o}$ (4.32)

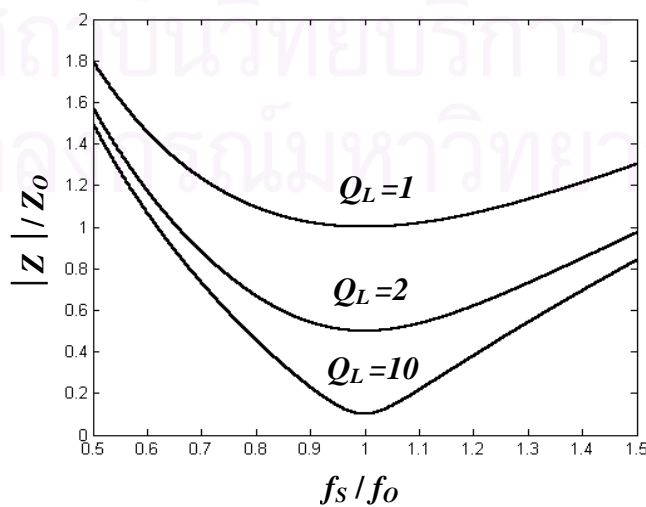
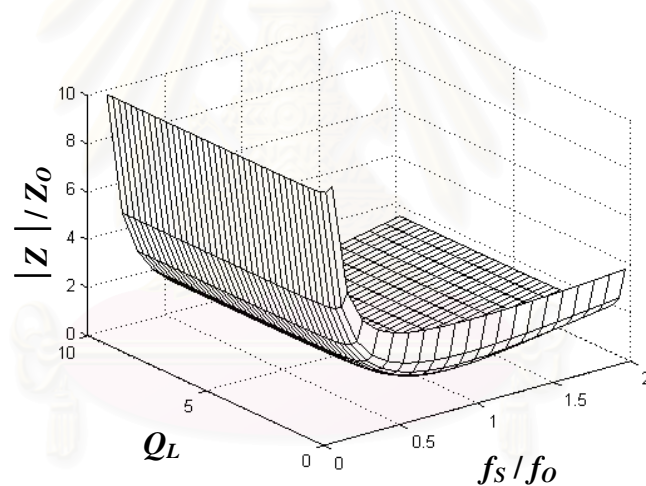
ตัวประกอบคุณภาพ $Q_L = \frac{Z_o}{R_s} = \frac{\omega_o L_s}{R_s} = \frac{1}{\omega_o C_s R_s}$ (4.33)

คำนวณอิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ได้คือ

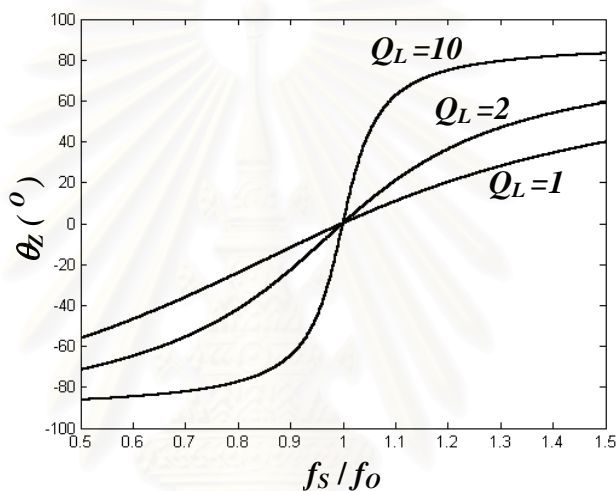
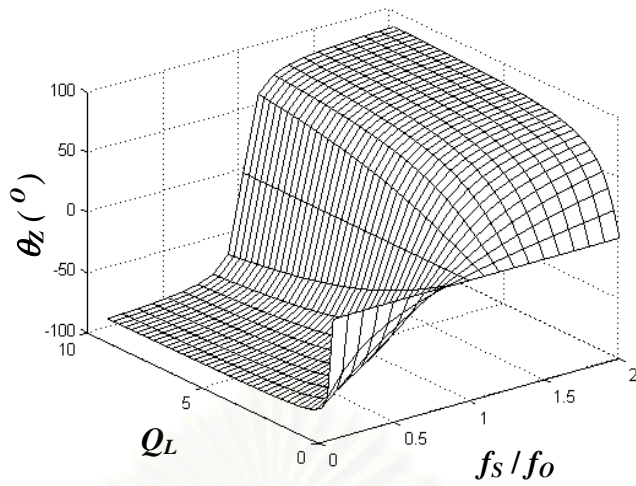
$$Z(j\omega) = \frac{V_{sin}(j\omega)}{I_{sin}(j\omega)} = R_s + j\left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}\right) = Z_o \left[\frac{1}{Q_L} + j\left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right) \right] = Z e^{j\theta_z} \quad (4.34)$$

เมื่อ $Z = Z_o \sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2}$ และ $\theta_z = \tan^{-1} \left[Q_L \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right]$

กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Z/Z_o กับ f_s/f_o และมุมเฟส θ_z กับ f_s/f_o แสดงในรูปที่ 4.12 คือ



(ก) ความสัมพันธ์ระหว่าง Z/Z_o กับ f_s/f_o



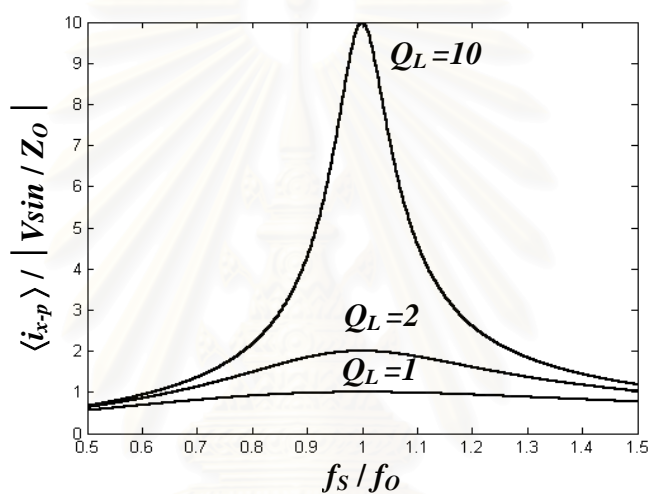
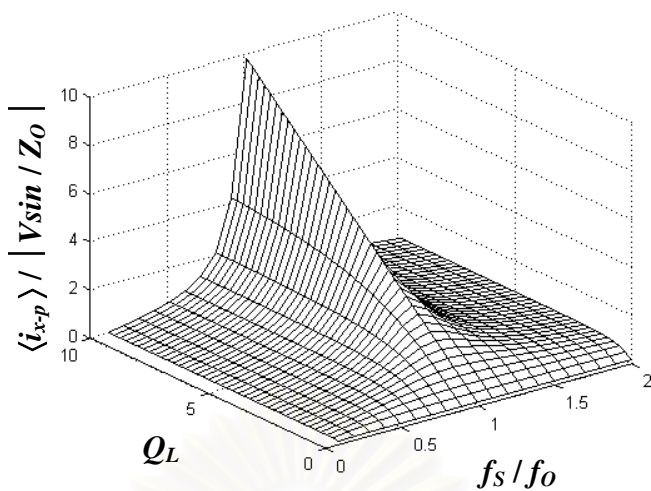
(ข) ความสัมพันธ์ระหว่าง θ_z กับ f_s/f_o

รูปที่ 4.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง Z/Z_o กับ f_s/f_o และ θ_z กับ f_s/f_o ที่ค่า Q_L คงที่ค่าหนึ่งๆ

คำนวณค่าของกระแสควม $\langle i_{x-p} \rangle$ ที่ขึ้นกับแรงดันด้านเข้าของวงจรรินเวอร์เตอร์ V_{dc} , ความถี่การสวิตซ์ f_s , ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} และตัวเก็บประจุสมมูล C_{ic} กับ ได้คือ

$$\langle i_{x-p} \rangle = \left(\frac{2 \cdot V_{DC}}{\pi Z_o} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\frac{f_s}{f_o} - \frac{f_o}{f_s} \right)^2}} = \frac{V_{sin-p}}{Z_o} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2}} \quad (4.35)$$

กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $\langle i_{x-p} \rangle / (V_{sin} / Z_o)$ กับ f_s/f_o และ $\langle i_{x-p} \rangle$ กับ f_s/f_o แสดงในรูปที่ 4.13, 4.14 และความสัมพันธ์ของเทอม $1/Q_L^2$ กับ f_s/f_o และเทอม $(\omega_n - 1/\omega_n)^2$ กับ f_s/f_o แสดงในรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\langle i_{x-p} \rangle / (V_{sin} / Z_o)$ กับ f_s / f_o ที่ค่า Q_L คงที่ค่าหนึ่งๆ

สมการที่ (4.35) ใช้วิเคราะห์พฤติกรรมของวงจรได้ยาก เนื่องจากค่า ω_o , Z_o , Q_L ขึ้นกับจุดทำงานของวงจร ดังนั้นจะเขียนสมการนี้ใหม่ให้อยู่ในรูปแบบที่วิเคราะห์ได้ง่ายขึ้น อาศัยรูปที่ 4.8 และสมการที่ (4.28) จะได้สมการของ ω_o , Z_o , Q_L ใหม่คือ

จาก

$$\left. \begin{aligned} R_S &= R_{ic} + R_r \\ L_S &= L_r \\ C_S &= \frac{C_{ic} \cdot C_r}{C_{ic} + C_r} \end{aligned} \right\} \quad (4.36)$$

จากความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุม $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_S \cdot C_S}} = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot \frac{C_{ic} \cdot C_r}{C_{ic} + C_r}}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_{ic}}{C_{ic} + C_r}}} \times \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$

เมื่อกำหนดให้ $\omega_{or} = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$ และ $f_{or} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}}$

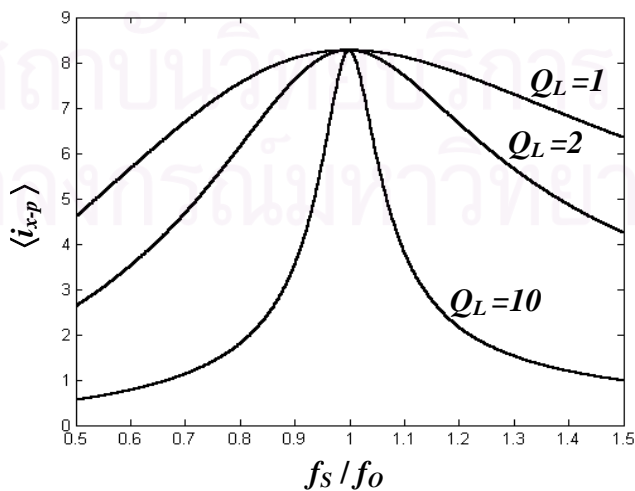
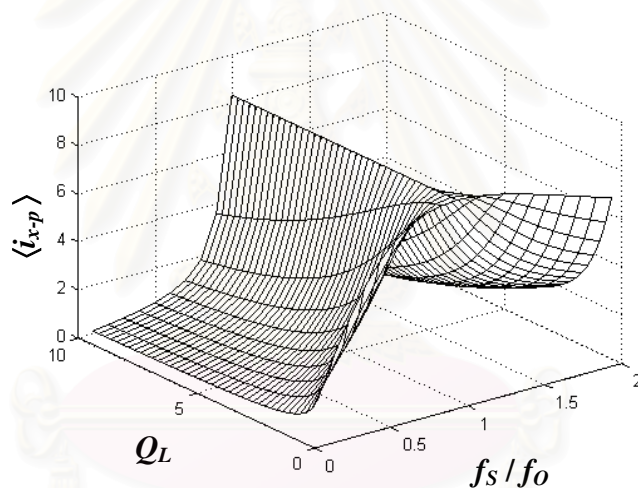
ได้ว่า $\omega_o = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot \omega_{or}$ (4.37)

และ $f_o = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot f_{or}$ (4.38)

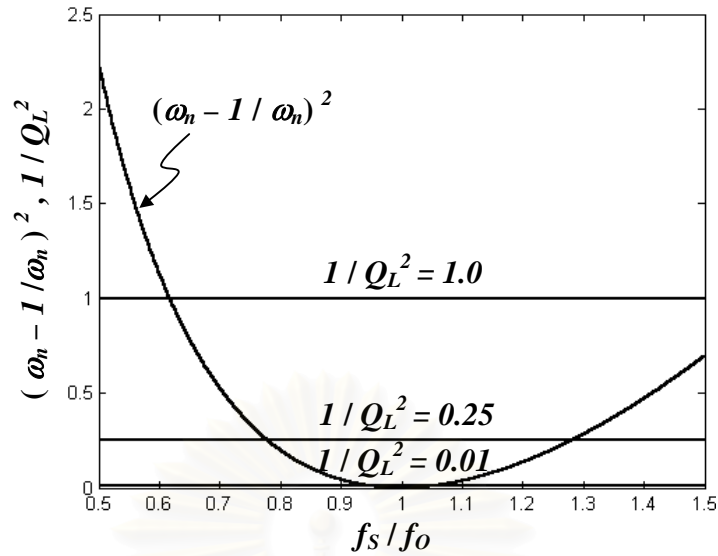
จากความถี่ที่สั่น $\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o} = \frac{f_s}{f_o} = \frac{f_s}{\sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot f_{or}}$

เมื่อกำหนดให้ $\omega_{nr} = \frac{\omega_s}{\omega_{or}} = \frac{f_s}{f_{or}}$

ได้ว่า $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}}} \cdot \omega_{nr}$ (4.39)



รูปที่ 4.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\langle i_{x-p} \rangle$ กับ f_s/f_o



รูปที่ 4.15 ความสัมพันธ์ของเทอม $1/Q_L^2$ กับ f_s/f_o และเทอม $(\omega_n - 1/\omega_n)^2$ กับ f_s/f_o

จากอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ $Z_O = \sqrt{\frac{L_S}{C_S}} = \sqrt{\frac{L_r}{C_{ic} \cdot C_r}} = \sqrt{\frac{(C_{ic} + C_r) \cdot L_r}{C_{ic} \cdot C_r}} = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$

เมื่อกำหนดให้ $Z_{Or} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$

ได้ว่า $Z_O = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot Z_{Or}$ (4.40)

จากตัวประกอบคุณภาพ $Q_L = \frac{Z_O}{R_S} = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot \frac{Z_{Or}}{R_S}$

เมื่อกำหนดให้ $Q_{Lr} = \frac{Z_{Or}}{R_S} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{1}{R_S}$

ได้ว่า $Q_L = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot Q_{Lr}$ (4.41)

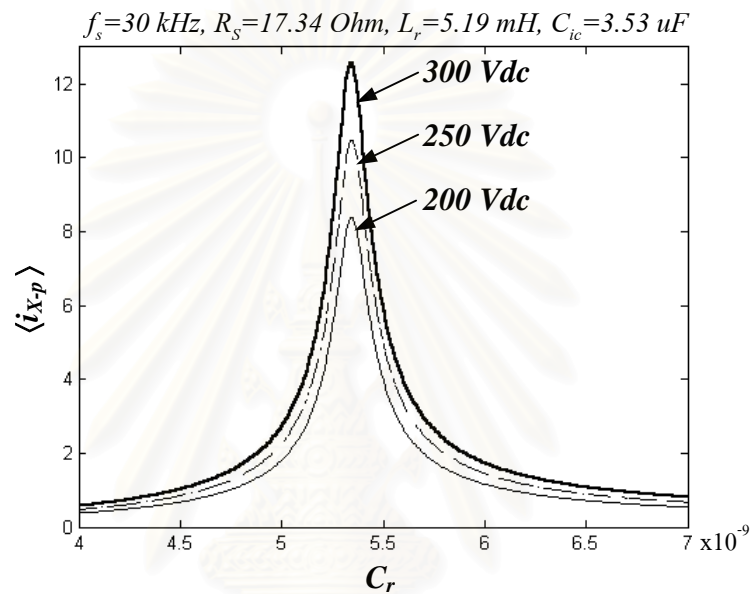
จาก $Z = Z_O \sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2}$ (4.42)

จัดรูปใหม่ได้ว่า $Z = Z_{Or} \cdot \sqrt{\frac{1}{Q_{Lr}^2} + \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic}}\right)\right]^2}$ (4.43)

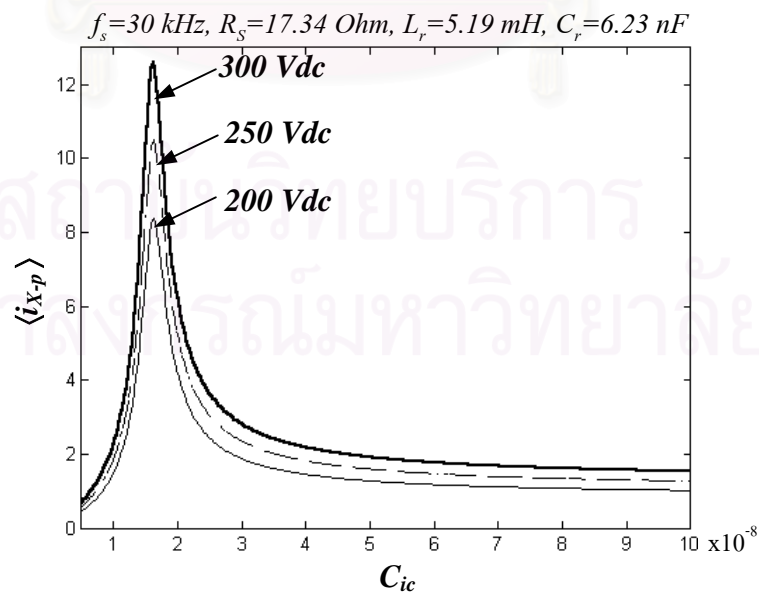
และจาก
$$\theta_z = \tan^{-1} \left[Q_L \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right] \quad (4.44)$$

จัดรูปใหม่ได้ว่า
$$\theta_z = \tan^{-1} \left\{ Q_{Lr} \cdot \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic}} \right) \right] \right\} \quad (4.45)$$

และได้ว่า
$$\langle i_{x-p} \rangle = \frac{V_{sin-p}}{Z} = \left(\frac{V_{sin-p}}{Z_{Or}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_{Lr}^2} + \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic}} \right) \right]^2}} \quad (4.46)$$



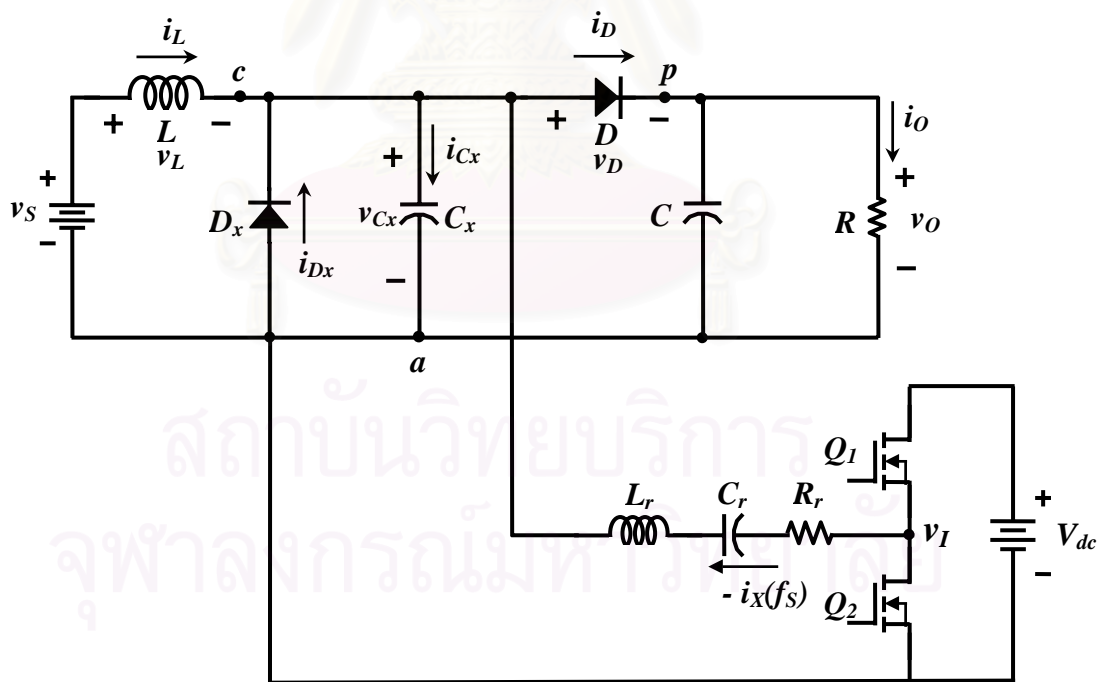
รูปที่ 4.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\langle i_{x-p} \rangle$ กับ C_r



รูปที่ 4.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\langle i_{x-p} \rangle$ กับ C_{ic}

จากสมการที่ 4.46 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง $\langle i_{x-p} \rangle$ กับ C_r ดังรูปที่ 4.16 จากรูปจะเห็นว่าสำหรับแรงดันไฟตรงของวงจรอินเวอร์เตอร์ค่าหนึ่ง และความถี่การทำงานอินเวอร์เตอร์ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ถ้าลดค่าตัวเก็บประจุ C_r ลงจะทำให้กระแสอินเวอร์เตอร์ $\langle i_{x-p} \rangle$ มีค่าเพิ่มขึ้นและมีค่าสูงสุดเมื่อเลือกค่าตัวเก็บประจุให้มีความถี่เรโซแนนซ์ (f_o) เท่ากับความถี่การสวิตช์ (f_s) และถ้าเลือกค่าตัวเก็บประจุให้มีความถี่เรโซแนนซ์สูงกว่าความถี่การสวิตช์ทำให้กระแสอินเวอร์เตอร์ $\langle i_{x-p} \rangle$ มีจุดผ่านศูนย์นำหน้าแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์

เนื่องจากในวงจรตัวอย่างที่ใช้วิเคราะห์ในรูปที่ 4.1 ได้นำแหล่งแรงดันไฟตรง V_{DC} จากภายนอกเพื่อจ่ายพลังงานให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ถ้าแหล่งแรงดันไฟตรงจ่ายแรงดัน V_{DC} คงที่ จะทำให้แรงดัน V_{sin-p} เป็นค่าคงที่ด้วย ค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ ในสมการที่ (4.46) จะขึ้นกับจุดการทำงานของวงจรและความถี่การสวิตช์ f_s ดังนั้นตัวแปรควบคุมในวงจรจะมีเพียงตัวเดียวคือความถี่การสวิตช์ f_s วิทยานิพนธ์นี้จะออกแบบให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่การสวิตช์ f_s มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ f_o เพื่อให้สวิตช์ไวงาน Q_1 และ Q_2 ทำงานแบบ ZVS (zero voltage switching) ช่วยลดการสูญเสียในสวิตช์



วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบกึ่งบริดจ์

รูปที่ 4.18 วงจรแปลงผัน S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ที่ใช้หน่วยเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม

4.2 วงจรแปลงผันแบบ Double-side Voltage Clamping กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ เป็นแหล่งกระแสควบคุม

เมื่อใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม (series resonant) แบบกึ่งบริดจ์เป็นแหล่งกระแส i_x กับวงจรที่มีโครงสร้างแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping จะได้วงจรดังรูปที่ 4.18

ในการประมาณส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยพิจารณาเฉพาะความถี่หลักมูลจะใช้หลักการเดียวกับหัวข้อที่ 4.1.1 ส่วนการหาวงจรมูลึกพิจารณาเช่นเดียวกับหัวข้อที่ 4.1.2 แต่เนื่องจากวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A แรงดันที่ขั้วด้านเข้าเมื่อมองจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปรูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} จะมีลักษณะครึ่งแรงดันสองด้าน (Double-side voltage clamping) ซึ่งมีค่าดังสมการที่ (2.37), (2.44) และ สมการที่ (2.48) ของทั้ง 3 ช่วงเวลาการทำงาน จากสมการที่ (4.6) สามารถแยกอนุกรมฟูเรียร์ของแรงดัน v_{Cx} ได้คือ

$$\text{เมื่อ } V_{Cx-pn} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \text{ และ } \phi_{V_{Cx}} = \tan^{-1} \left(\frac{a_n}{b_n} \right)$$

$$a_n = A_n + B_n + C_n \quad (4.47)$$

โดยที่

$$A_n = \frac{v_{LX}}{\pi n^2} \left[2\pi n t_{1n} \cdot \sin(2\pi n t_{1n}) + \cos(2\pi n t_{1n}) - 1 \right]$$

$$+ \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\sin(2\pi t_{1n} \{1-n\})}{(1-n)} + \frac{\sin(2\pi t_{1n} \{1+n\})}{(1+n)} \right]$$

$$+ \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\cos(2\pi t_{1n} \{1-n\}) - 1}{(1-n)} + \frac{\cos(2\pi t_{1n} \{1+n\}) - 1}{(1+n)} \right]$$

$$- \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{\pi n} \cdot \sin(2\pi n t_{1n}) + \frac{V_o}{\pi n} \cdot \sin(2\pi n t_{1n}) \quad (4.48)$$

$$B_n = \frac{v_{LX}}{\pi n^2} \left[2\pi n (t_{fn} - t_{2n}) \cdot \sin(2\pi n t_{fn}) + \cos(2\pi n t_{fn}) - \cos(2\pi n t_{2n}) \right]$$

$$+ \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\sin(2\pi t_{fn} \{1-n\}) - \sin(2\pi t_{2n} \{1-n\})}{(1-n)} \dots \right.$$

$$\left. + \frac{\sin(2\pi t_{fn} \{1+n\}) - \sin(2\pi t_{2n} \{1+n\})}{(1+n)} \right]$$

$$+ \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\cos(2\pi t_{fn} \{1-n\}) - \cos(2\pi t_{2n} \{1-n\})}{(1-n)} \dots \right.$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{\cos(2\pi t_{fn} \{1+n\}) - \cos(2\pi t_{2n} \{1+n\})}{(1+n)} \Big] \\
& - \frac{v_{XX} \cos(2\pi t_{2n} + \theta)}{\pi n} \left[\sin(2\pi n t_{fn}) - \sin(2\pi n t_{2n}) \right]
\end{aligned} \tag{4.49}$$

$$C_n = -\frac{\langle v_O \rangle}{\pi n} \cdot \sin(2\pi n t_{fn}) \tag{4.50}$$

และ $b_n = D_n + E_n + F_n$ (4.51)

โดยที่

$$\begin{aligned}
D_n &= \frac{v_{LX}}{\pi n^2} \left[\sin(2\pi n t_{1n}) - 2\pi n t_{1n} \cos(2\pi n t_{1n}) \right] \\
& + \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[\frac{1 - \cos(2\pi t_{1n} \{1+n\})}{(1+n)} - \frac{1 - \cos(2\pi t_{1n} \{1-n\})}{(1-n)} \right] \\
& + \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\sin(2\pi t_{1n} \{1+n\})}{(1+n)} - \frac{\sin(2\pi t_{1n} \{1-n\})}{(1-n)} \right] \\
& + \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{\pi n} \left[\cos(2\pi n t_{1n}) - 1 \right] - \frac{\langle v_O \rangle}{\pi n} \left[\cos(2\pi n t_{1n}) - 1 \right]
\end{aligned} \tag{4.52}$$

$$\begin{aligned}
E_n &= \frac{v_{LX}}{\pi n^2} \left[2\pi n (t_{2n} - t_{fn}) \cdot \cos(2\pi n t_{fn}) + \sin(2\pi n t_{fn}) - \sin(2\pi n t_{2n}) \right] \\
& + \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\cos(2\pi t_{fn} \{1-n\}) - \cos(2\pi t_{2n} \{1-n\})}{(1-n)} \dots \right. \\
& \quad \left. - \frac{\cos(2\pi t_{fn} \{1+n\}) - \cos(2\pi t_{2n} \{1+n\})}{(1+n)} \right] \\
& + \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\sin(2\pi t_{fn} \{1+n\}) - \sin(2\pi t_{2n} \{1+n\})}{(1+n)} \dots \right. \\
& \quad \left. - \frac{\sin(2\pi t_{fn} \{1-n\}) - \sin(2\pi t_{2n} \{1-n\})}{(1-n)} \right] \\
& + \frac{v_{XX} \cos(2\pi t_{2n} + \theta)}{\pi n} \left[\cos(2\pi n t_{fn}) - \cos(2\pi n t_{2n}) \right]
\end{aligned} \tag{4.53}$$

$$F_n = \frac{\langle v_O \rangle}{\pi n} \left[\cos(2\pi n t_{fn}) - 1 \right] \tag{4.54}$$

ได้อีกประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{cx} คือ

$$v_{cx1}(t) = a_1 \cos(\omega_s t) + b_1 \sin(\omega_s t) \quad (4.55)$$

หรือ
$$v_{cx1}(t) = V_{cx-p1} \sin(\omega_s t + \phi_{v_{cx1}}) \quad (4.56)$$

โดยที่ $V_{cx-p1} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$ และ $\phi_{v_{cx1}} = \tan^{-1}\left(\frac{a_1}{b_1}\right)$

กำหนดให้
$$a_1 = A_1 + B_1 + C_1 \quad (4.57)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} A_1 = & \frac{v_{LX}}{\pi} \left[2\pi t_{1n} \cdot \sin(2\pi t_{1n}) + \cos(2\pi t_{1n}) - 1 \right] + \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[2\pi t_{1n} + \frac{\sin(4\pi t_{1n})}{2} \right] \\ & + \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\cos(4\pi t_{1n}) - 1}{2} \right] - \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{\pi} \cdot \sin(2\pi t_{1n}) + \frac{\langle v_O \rangle}{\pi} \cdot \sin(2\pi t_{1n}) \end{aligned} \quad (4.58)$$

$$\begin{aligned} B_1 = & \frac{v_{LX}}{\pi} \left[2\pi (t_{fn} - t_{2n}) \cdot \sin(2\pi t_{fn}) + \cos(2\pi t_{fn}) - \cos(2\pi t_{2n}) \right] \\ & + \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[2\pi t_{fn} - 2\pi t_{2n} + \frac{\sin(4\pi t_{fn}) - \sin(4\pi t_{2n})}{2} \right] \\ & + \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\cos(4\pi t_{fn}) - \cos(4\pi t_{2n})}{2} \right] \\ & - \frac{v_{XX} \cos(2\pi t_{2n} + \theta)}{\pi} \left[\sin(2\pi t_{fn}) - \sin(2\pi t_{2n}) \right] \end{aligned} \quad (4.59)$$

$$C_1 = -\frac{\langle v_O \rangle}{\pi} \cdot \sin(2\pi t_{fn}) \quad (4.60)$$

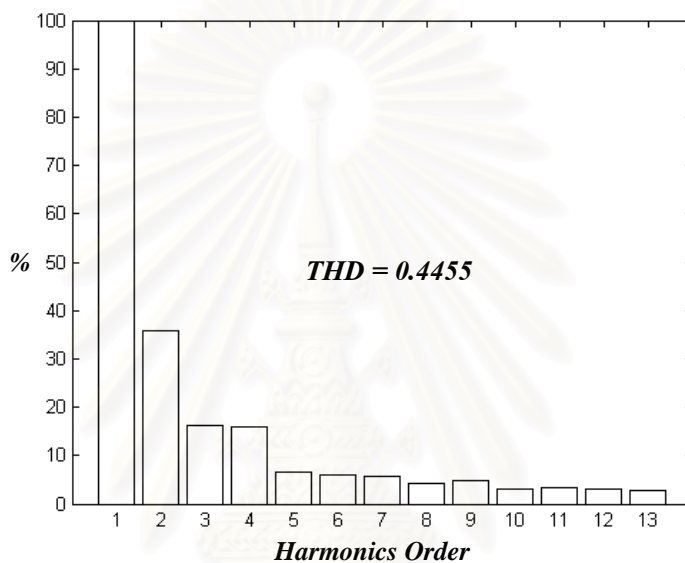
$$b_1 = D_1 + E_1 + F_1 \quad (4.61)$$

$$\begin{aligned} D_1 = & \frac{v_{LX}}{\pi} \left[\sin(2\pi t_{1n}) - 2\pi n t_{1n} \cos(2\pi t_{1n}) \right] + \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[\frac{1 - \cos(4\pi t_{1n})}{2} \right] \\ & + \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\sin(4\pi t_{1n})}{2} \right] + \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{\pi} \left[\cos(2\pi t_{1n}) - 1 \right] \\ & - \frac{\langle v_O \rangle}{\pi} \left[\cos(2\pi t_{1n}) - 1 \right] \end{aligned} \quad (4.62)$$

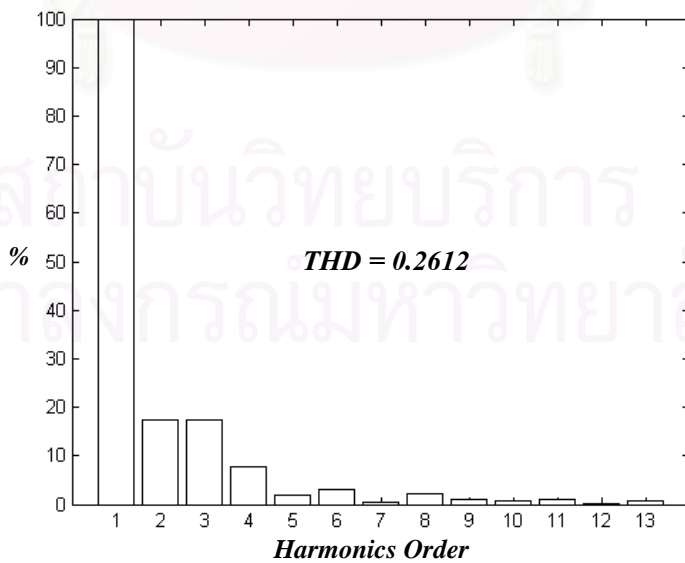
$$E_1 = \frac{v_{LX}}{\pi} \left[2\pi (t_{2n} - t_{fn}) \cdot \cos(2\pi t_{fn}) + \sin(2\pi t_{fn}) - \sin(2\pi t_{2n}) \right]$$

$$\begin{aligned}
 & - \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\cos(4\pi t_{fn}) - \cos(4\pi t_{2n})}{2} \right] \\
 & + \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\sin(4\pi t_{fn}) - \sin(4\pi t_{2n})}{2} - 2\pi t_{fn} + 2\pi t_{2n} \right] \\
 & + \frac{v_{XX} \cos(2\pi t_{2n} + \theta)}{\pi} \left[\cos(2\pi t_{fn}) - \cos(2\pi t_{2n}) \right]
 \end{aligned} \tag{4.63}$$

($V_S = 24 \text{ V}$, $C_x = 100 \text{ nF}$, $V_{DC} = 200 \text{ V}$)



(จ) เมื่อ ความต้าน โหลด $R = 100 \Omega$



(ข) เมื่อความต้านทานโหลด $R = 150 \Omega$

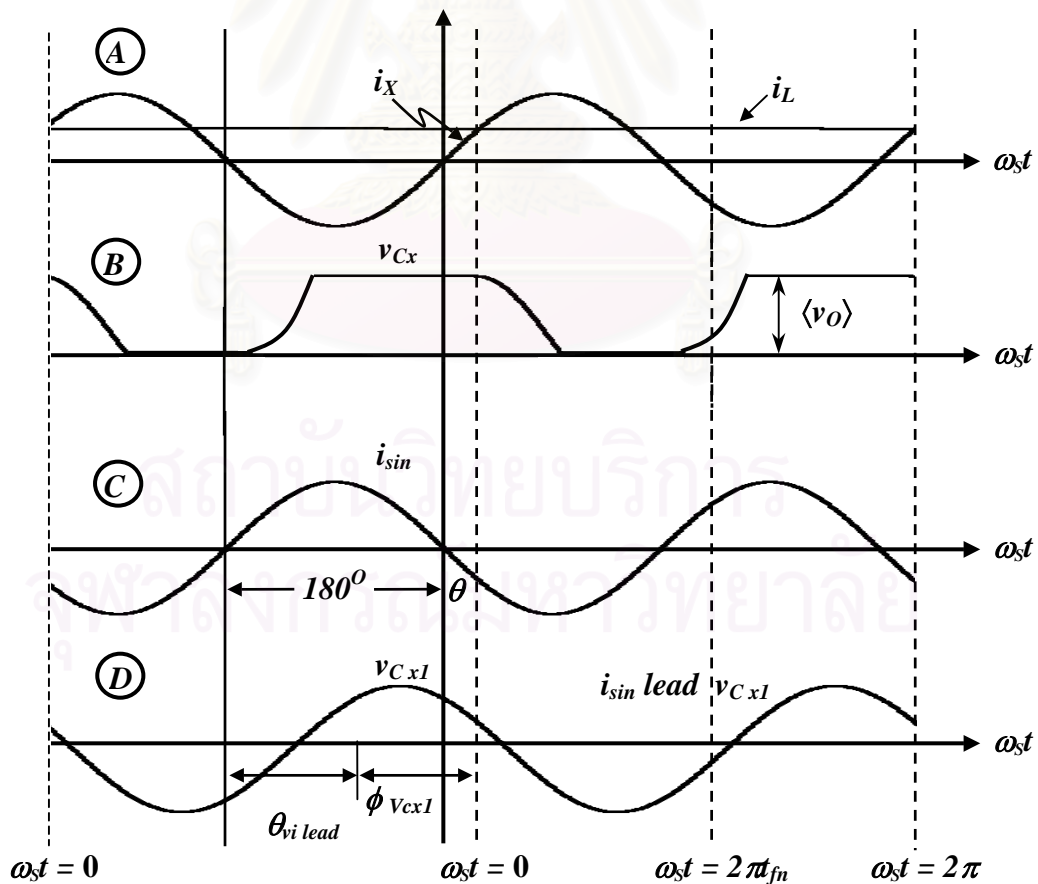
รูปที่ 4.19 ขนาดของแรงดัน V_{C_x} ที่ฮาร์โมนิกส์ต่างๆ เทียบกับองค์ประกอบหลักมูล

$$F_1 = \frac{\langle v_o \rangle}{\pi} [\cos(2\pi t_{fn}) - 1] \tag{4.64}$$

เมื่อนำรูปคลื่น v_{Cx} มาพิจารณาจะได้กราฟของแรงดัน v_{Cx} ที่ฮาร์มอนิกส์ต่างๆเมื่อเทียบกับองค์ประกอบหลักมูลดังรูปที่ 4.19

จากรูปที่ 4.19 จะเห็นว่าที่โหนดน้อย เปอร์เซนต์ของฮาร์มอนิกส์ต่างๆ เมื่อเทียบกับองค์ประกอบหลักมูลจะน้อยกว่าที่โหนดมากจะเห็นได้ว่าขนาดของฮาร์มอนิกส์ที่ 3 จะมีค่าประมาณ 10-20 % ขององค์ประกอบหลักมูลเท่านั้นและที่ความถี่การสวิตช์ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ อิมพีแดนซ์ของวงจรถออินเวอร์เตอร์จะยิ่งน้อย ดังนั้น อาจประมาณว่ากระแส $-i_x$ เป็นไซน์ที่มีความถี่มูลฐาน (ความถี่การสวิตช์)

จากการที่แรงดัน v_{Cx} และกระแส $-i_x$ ที่ฮาร์มอนิกส์อื่นๆ มีขนาดน้อยมากเมื่อเทียบกับองค์ประกอบหลักมูล ดังนั้นเราอาจประมาณว่าพลังงานที่วงจรถออินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับวงจร S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ส่วนใหญ่มาจากองค์ประกอบหลักมูล ดังนั้นเราอาจแทนส่วนของวงจร S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ด้วยวงจร สมมูลที่ความถี่มูลฐานได้



รูปที่ 4.20 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่เข้าของอิมพีแดนซ์สมมูล

4.2.1 ที่ความถี่มูลฐาน หรือ ความถี่การสวิตช์ f_s

จากรูปที่ 4.20 จะเห็นได้ว่ากระแส $-i_x$ จะนำหน้าแรงดัน v_{CxI} เสมอในทุกจุดการทำงานของวงจร ดังนั้นอาจแทน Z_{eq} ด้วย R_{ic} ต่อแบบอนุกรม C_{ic} เช่นเดียวกับวงจรแปลงผันแบบ Single-side voltage clamping ซึ่งจะได้อิมพีแดนซ์สมมูลของวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A ดังรูปที่ 4.8

แทนค่า a_1 และ b_1 ในสมการที่ (4.57) และ (4.61) ลงในสมการที่ (4.21) คำนวณหาค่า V_{Ric-p} ได้คือ

$$V_{Ric-p} = -(A_1 + B_1 + C_1) \sin(\theta) - (D_1 + E_1 + F_1) \cos(\theta) \quad (4.65)$$

แต่ $V_{Ric-p} = \langle i_{X-p} \rangle \cdot R_{ic}$ ดังนั้นหารสมการที่ (4.65) ด้วย v_{XX} และจัดรูปใหม่ได้ว่า

$$\omega C_X R_{ic} = \frac{V_{Ric-p}}{v_{XX}} = -\frac{1}{v_{XX}} \left[(A_1 + B_1 + C_1) \sin(\theta) + (D_1 + E_1 + F_1) \cos(\theta) \right] \quad (4.66)$$

แทนค่า a_1 และ b_1 ในสมการที่ (4.57) และ (4.61) ลงในสมการที่ (4.22) คำนวณหาค่า V_{Cic-p} ได้คือ

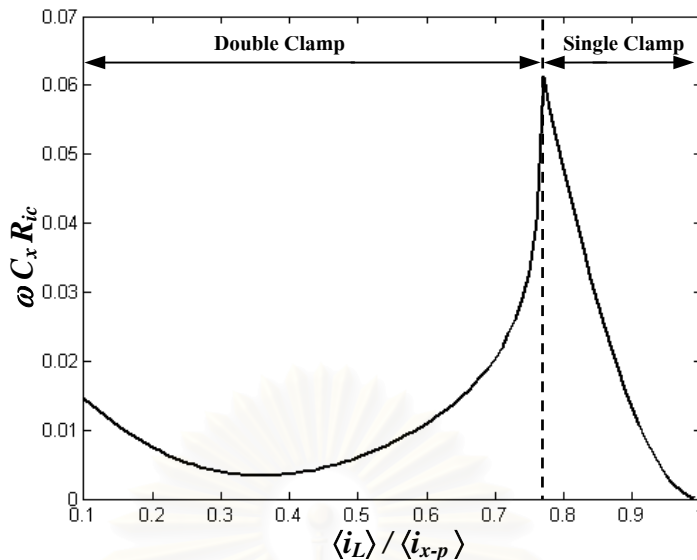
$$V_{Cic-p} = (A_1 + B_1 + C_1) \cos(\theta) - (D_1 + E_1 + F_1) \sin(\theta) \quad (4.67)$$

จาก $V_{Cic-p} = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega_S C_{ic}}$ ดังนั้นหารสมการที่ (4.67) ด้วย v_{XX} และจัดรูปใหม่ได้ว่า

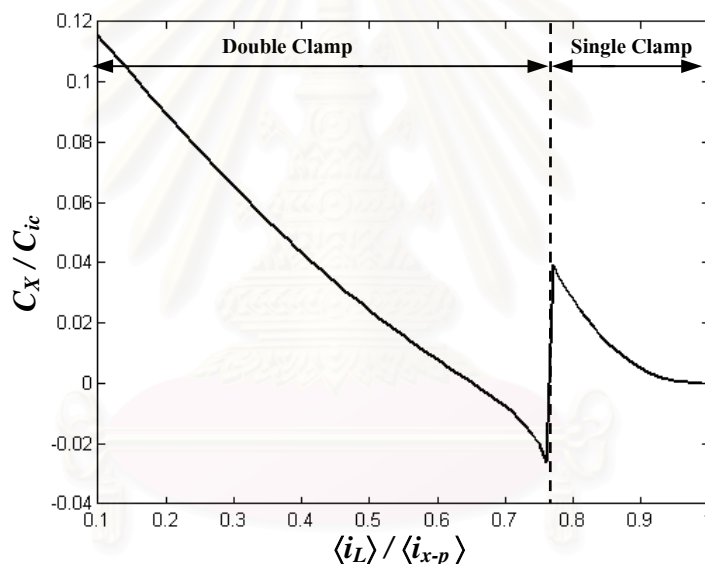
$$\frac{C_X}{C_{ic}} = \frac{V_{Cic-p}}{v_{XX}} = \frac{1}{v_{XX}} \left[(A_1 + B_1 + C_1) \cos(\theta) - (D_1 + E_1 + F_1) \sin(\theta) \right] \quad (4.68)$$

หรือ

$$\frac{C_{ic}}{C_X} = \frac{v_{XX}}{\left[(A_1 + B_1 + C_1) \cos(\theta) - (D_1 + E_1 + F_1) \sin(\theta) \right]} \quad (4.69)$$



รูปที่ 4.21 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega C_x R_{ic}$ กับ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$



รูปที่ 4.22 ความสัมพันธ์ระหว่าง C_x / C_{ic} กับ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$

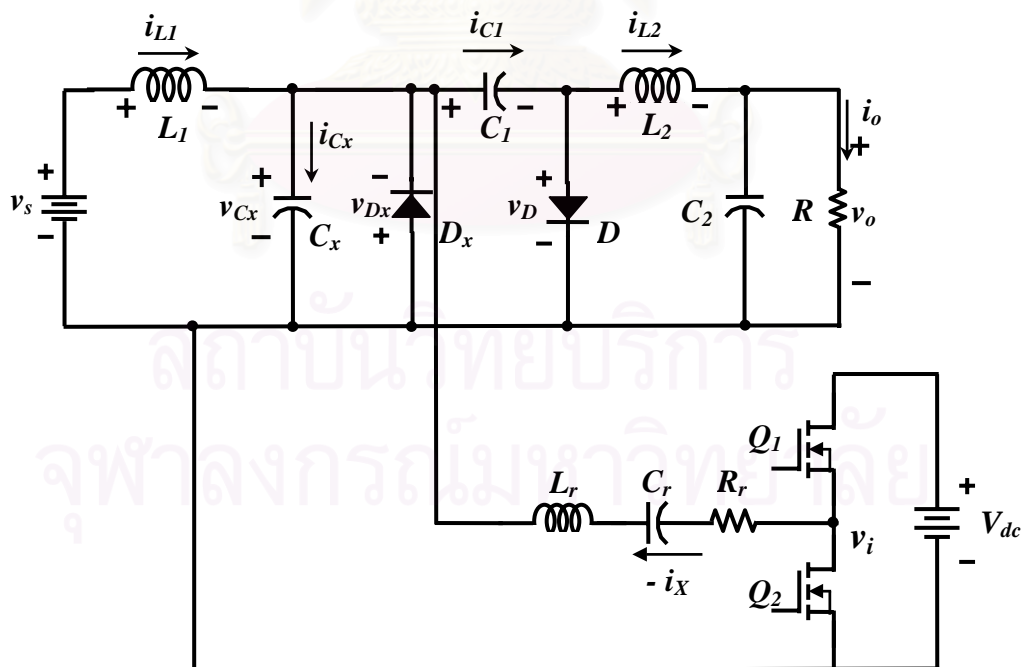
จากสมการที่ (4.66) และ (4.68) พบว่าทั้งค่า $\omega_s C_x R_{ic}$ และ C_x / C_{ic} ขึ้นกับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ และแรงดัน $\langle v_o \rangle$ ที่อยู่ในเทอมของ A_p , C_p , D_1 และ F_1 ดังสมการที่ (4.58), (4.60), (4.62) และสมการที่ (4.64) แต่จากสมการที่ (2.62) สมการ $\langle v_o \rangle$ จะขึ้นอยู่กับแรงดันด้านเข้า v_s ดังนั้นที่แรงดันด้านเข้า v_s ค่าหนึ่งสามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 4.21 และ 4.22 ตามลำดับ จากรูปทั้งสองจะเห็นได้ว่าในช่วง Double Clamp ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} จะมีค่าลดลงในช่วงแรก แล้วจะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนมีความชันมากที่สุดเมื่อเข้าไปใกล้ขีดแบ่งระหว่างการตรึงแรงดันด้านเดียว(Single Clamp)และการตรึงแรงดันสองด้าน(Double Clamp)ที่อยู่ตรงแนวเส้นปะ เมื่อเข้าสู่ช่วง Single Clamp ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} ก็จะมีค่าลดลงเมื่อค่า $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ เพิ่มขึ้น ส่วนอิมพี

แดนซ์ $\omega_s C_{ic}$ จะมีค่าลดลงจนถึงเส้นขีดแบ่งของการตรึงแรงดันก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว หลังจากนั้นก็มีค่าลดลงจนค่าเข้าใกล้ศูนย์เมื่อค่า $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ มีค่าเข้าใกล้ 1 จากรูปที่ 4.21 และ 4.22 จะเห็นว่าตัวต้านทานสมมูล R_{ic} จะมีค่าน้อยกว่าอิมพีแดนซ์ $\omega_s C_{ic}$ แสดงว่าพลังงานที่วงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับวงจรทอนระดับส่วนใหญ่เป็นพลังงานจินตภาพ ส่วนในช่วงที่ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ มีค่ามาก ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} จะมีค่าใกล้กับอิมพีแดนซ์ $\omega_s C_{ic}$ วงจรอินเวอร์เตอร์จะจ่ายพลังงานจริงและพลังงานจินตภาพที่มีขนาดใกล้เคียงกันให้กับวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A

4.3 การใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมเป็นแหล่งกระแสควบคุม S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping Converter (RCC Cuk)

เมื่อใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม (series resonant) แบบกึ่งบริดจ์เป็นแหล่งกระแส i_x กับวงจรที่มีโครงสร้างแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping ก็จะได้วงจรดังรูปที่ 4.23

เนื่องจากวงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N มีรูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_x เหมือนกับวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A แต่จะตรึงแรงดันในช่วงไดโอด D นำกระแสเท่ากับ $\langle v_s \rangle - \langle v_o \rangle$ จากสมการที่ (2.77), (2.90) และ สมการที่ (2.96) สามารถแยกอนุกรมฟูเรียร์ของแรงดัน v_{Cx} ได้จากสมการที่ (4.6) คือ



วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบกึ่งบริดจ์

รูปที่ 4.23 วงจร S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping ที่ใช้หน่วยเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม

เมื่อ $V_{Cxm} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ และ $\phi_{V_{Cxm}} = \tan^{-1}\left(\frac{a_n}{b_n}\right)$

$$a_n = G_n + H_n + J_n \quad (4.70)$$

โดยที่

$$G_n = \frac{v_{LX}}{\pi n^2} [2\pi n t_{1n} \cdot \sin(2\pi n t_{1n}) + \cos(2\pi n t_{1n}) - 1]$$

$$+ \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\sin(2\pi t_{1n} \{1-n\})}{(1-n)} + \frac{\sin(2\pi t_{1n} \{1+n\})}{(1+n)} \right]$$

$$+ \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\cos(2\pi t_{1n} \{1-n\}) - 1}{(1-n)} + \frac{\cos(2\pi t_{1n} \{1+n\}) - 1}{(1+n)} \right]$$

$$- \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{\pi n} \cdot \sin(2\pi n t_{1n}) + \frac{(V_s - V_o)}{\pi n} \cdot \sin(2\pi n t_{1n}) \quad (4.71)$$

$$H_n = \frac{v_{LX}}{\pi n^2} [2\pi n (t_{fn} - t_{2n}) \cdot \sin(2\pi n t_{fn}) + \cos(2\pi n t_{fn}) - \cos(2\pi n t_{2n})]$$

$$+ \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\sin(2\pi t_{fn} \{1-n\}) - \sin(2\pi t_{2n} \{1-n\})}{(1-n)} \dots \right.$$

$$\left. + \frac{\sin(2\pi t_{fn} \{1+n\}) - \sin(2\pi t_{2n} \{1+n\})}{(1+n)} \right]$$

$$+ \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\cos(2\pi t_{fn} \{1-n\}) - \cos(2\pi t_{2n} \{1-n\})}{(1-n)} \dots \right.$$

$$\left. + \frac{\cos(2\pi t_{fn} \{1+n\}) - \cos(2\pi t_{2n} \{1+n\})}{(1+n)} \right]$$

$$- \frac{v_{XX} \cos(2\pi t_{2n} + \theta)}{\pi n} [\sin(2\pi n t_{fn}) - \sin(2\pi n t_{2n})] \quad (4.72)$$

$$J_n = -\frac{(\langle v_s \rangle - \langle v_o \rangle)}{\pi n} \cdot \sin(2\pi n t_{fn}) \quad (4.73)$$

$$b_n = L_n + M_n + N_n \quad (4.74)$$

โดยที่

$$L_n = \frac{v_{LX}}{\pi n^2} [\sin(2\pi n t_{1n}) - 2\pi n t_{1n} \cos(2\pi n t_{1n})]$$

$$+ \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[\frac{1 - \cos(2\pi t_{1n} \{1+n\})}{(1+n)} - \frac{1 - \cos(2\pi t_{1n} \{1-n\})}{(1-n)} \right]$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\sin(2\pi t_{1n} \{1+n\})}{(1+n)} - \frac{\sin(2\pi t_{1n} \{1-n\})}{(1-n)} \right] \\
& + \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{\pi n} [\cos(2\pi n t_{1n}) - 1] \\
& - \frac{(\langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle)}{\pi n} [\cos(2\pi n t_{1n}) - 1]
\end{aligned} \tag{4.75}$$

$$\begin{aligned}
M_n &= \frac{v_{LX}}{\pi n^2} [2\pi n(t_{2n} - t_{fn}) \cdot \cos(2\pi n t_{fn}) + \sin(2\pi n t_{fn}) - \sin(2\pi n t_{2n})] \\
& + \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\cos(2\pi t_{fn} \{1-n\}) - \cos(2\pi t_{2n} \{1-n\})}{(1-n)} \dots \right. \\
& \quad \left. - \frac{\cos(2\pi t_{fn} \{1+n\}) - \cos(2\pi t_{2n} \{1+n\})}{(1+n)} \right] \\
& + \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\sin(2\pi t_{fn} \{1+n\}) - \sin(2\pi t_{2n} \{1+n\})}{(1+n)} \dots \right. \\
& \quad \left. - \frac{\sin(2\pi t_{fn} \{1-n\}) - \sin(2\pi t_{2n} \{1-n\})}{(1-n)} \right] \\
& + \frac{v_{XX} \cos(2\pi t_{2n} + \theta)}{\pi n} [\cos(2\pi n t_{fn}) - \cos(2\pi n t_{2n})]
\end{aligned} \tag{4.76}$$

$$N_n = \frac{(\langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle)}{\pi n} [\cos(2\pi n t_{fn}) - 1]$$

ได้องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน V_{Cx} คือ

$$\begin{aligned}
\text{เมื่อ } V_{Cx1} &= \sqrt{a_1^2 + b_1^2}, \quad \phi_{V_{Cx1}} = \tan^{-1} \left(\frac{a_1}{b_1} \right) \\
a_1 &= G_1 + H_1 + J_1
\end{aligned} \tag{4.77}$$

จะได้

$$\begin{aligned}
G_1 &= \frac{v_{LX}}{\pi} [2\pi t_{1n} \cdot \sin(2\pi t_{1n}) + \cos(2\pi t_{1n}) - 1] + \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[2\pi t_{1n} + \frac{\sin(4\pi t_{1n})}{2} \right] \\
& + \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\cos(4\pi t_{1n}) - 1}{2} \right] - \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{\pi} \cdot \sin(2\pi t_{1n}) \\
& + \frac{(\langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle)}{\pi} \cdot \sin(2\pi t_{1n})
\end{aligned} \tag{4.78}$$

$$\begin{aligned}
H_1 = & \frac{v_{LX}}{\pi} \left[2\pi(t_{fn} - t_{2n}) \cdot \sin(2\pi t_{fn}) + \cos(2\pi t_{fn}) - \cos(2\pi t_{2n}) \right] \\
& + \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[2\pi t_{fn} - 2\pi t_{2n} + \frac{\sin(4\pi t_{fn}) - \sin(4\pi t_{2n})}{2} \right] \\
& + \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\cos(4\pi t_{fn}) - \cos(4\pi t_{2n})}{2} \right] \\
& - \frac{v_{XX} \cos(2\pi t_{2n} + \theta)}{\pi} \left[\sin(2\pi t_{fn}) - \sin(2\pi t_{2n}) \right]
\end{aligned} \tag{4.79}$$

$$J_1 = -\frac{(\langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle)}{\pi} \cdot \sin(2\pi t_{fn}) \tag{4.80}$$

$$b_1 = L_1 + M_1 + N_1 \tag{4.81}$$

$$\begin{aligned}
L_1 = & \frac{v_{LX}}{\pi} \left[\sin(2\pi t_{1n}) - 2\pi n t_{1n} \cos(2\pi t_{1n}) \right] + \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[\frac{1 - \cos(4\pi t_{1n})}{2} \right] \\
& + \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\sin(4\pi t_{1n})}{2} \right] + \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{\pi} \left[\cos(2\pi t_{1n}) - 1 \right] \\
& - \frac{(\langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle)}{\pi} \left[\cos(2\pi t_{1n}) - 1 \right]
\end{aligned} \tag{4.82}$$

$$\begin{aligned}
M_1 = & \frac{v_{LX}}{\pi} \left[2\pi(t_{2n} - t_{fn}) \cdot \cos(2\pi t_{fn}) + \sin(2\pi t_{fn}) - \sin(2\pi t_{2n}) \right] \\
& - \frac{v_{XX} \cos(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\cos(4\pi t_{fn}) - \cos(4\pi t_{2n})}{2} \right] \\
& + \frac{v_{XX} \sin(\theta)}{2\pi} \left[\frac{\sin(4\pi t_{fn}) - \sin(4\pi t_{2n})}{2} - 2\pi t_{fn} + 2\pi t_{2n} \right] \\
& + \frac{v_{XX} \cos(2\pi t_{2n} + \theta)}{\pi} \left[\cos(2\pi t_{fn}) - \cos(2\pi t_{2n}) \right]
\end{aligned} \tag{4.83}$$

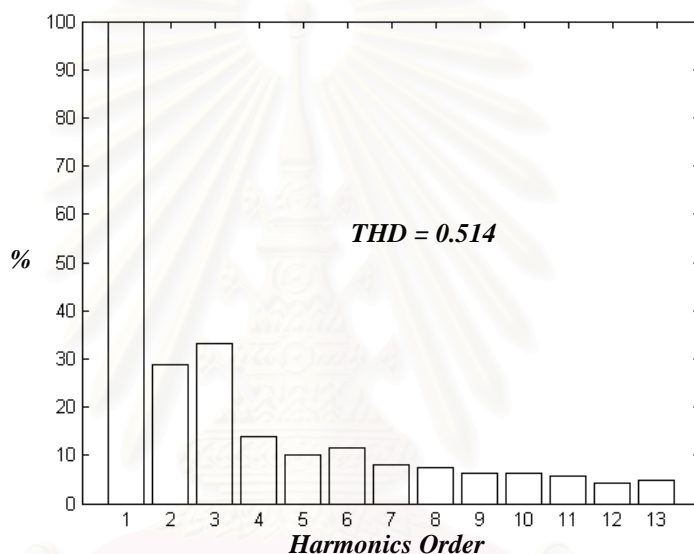
$$N_1 = \frac{(\langle v_S \rangle - \langle v_O \rangle)}{\pi} \left[\cos(2\pi t_{fn}) - 1 \right] \tag{4.84}$$

เมื่อนำรูปคลื่น v_{cx} มาพิจารณาจะได้กราฟของแรงดัน v_{cx} ที่ฮาร์โมนิกส์ต่างๆเมื่อเทียบกับองค์ประกอบหลักมูลคังรูปที่ 4.24

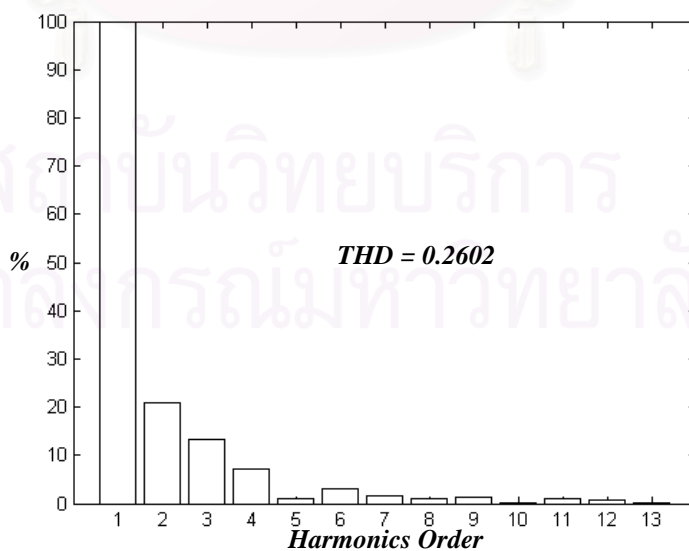
จากรูปที่ 4.24 จะเห็นได้ว่าที่โหลดน้อย เปอร์เซ็นต์ของฮาร์มอนิกต่างๆ เมื่อเทียบกับองค์ประกอบหลักมูลจะน้อยกว่าที่โหลดมากจะเห็นได้ว่าขนาดของฮาร์มอนิกที่ 3 จะมีค่าประมาณ 10-20 % ขององค์ประกอบหลักมูลเท่านั้นและที่ความถี่การสวิตช์ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ อิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์จะยิ่งน้อย ดังนั้น อาจประมาณว่ากระแส i_x เป็นไซน์ที่ความถี่มูลฐาน (ความถี่การสวิตช์)

เนื่องจากวงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N มีรูปคลื่นและช่วงการทำงานของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_x เหมือนกับวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A จะได้อิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} เป็น R_{ic} ต่อแบบอนุกรม C_{ic} เช่นกัน

$$(V_S = 24 \text{ V}, \langle i_x \rangle = 1 \text{ A}, C_x = 100 \text{ nF}, C_l = 100 \text{ uF}, L_1 = 3 \text{ mH}, L_2 = 50 \text{ mH}, V_{DC} = 200 \text{ V})$$



(ก) เมื่อความต้านทานโหลด $R = 50 \Omega$



(ข) เมื่อความต้านทานโหลด $R = 500 \Omega$

รูปที่ 4.24 ขนาดของแรงดัน V_{cx} ที่ฮาร์มอนิกต่างๆ เทียบกับองค์ประกอบหลักมูล

แทนค่า a_l และ b_l ในสมการที่ (4.77) และ (4.81) ลงในสมการที่ (4.21) คำนวณหาค่า V_{Ric-p} ได้คือ

$$V_{Ric-p} = -(G_1 + H_1 + J_1) \sin \theta - (L_1 + M_1 + N_1) \cos \theta \quad (4.85)$$

แต่ $V_{Ric-p} = \langle i_{x-p} \rangle \cdot R_{ic}$ ดังนั้นหารสมการที่ (4.85) ด้วย v_{xx} และจัดรูปใหม่ได้ว่า

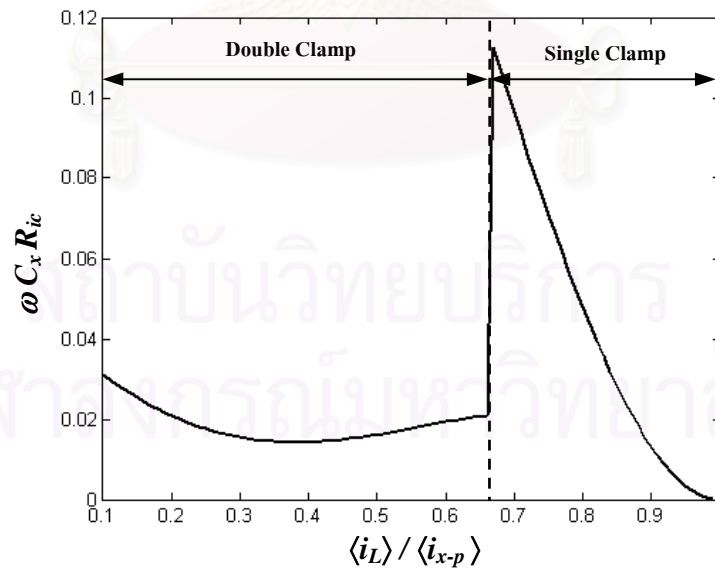
$$\omega C_x R_{ic} = \frac{V_{Ric-p}}{v_{xx}} = -\frac{1}{v_{xx}} \left[(G_1 + H_1 + J_1) \sin \theta + (L_1 + M_1 + N_1) \cos \theta \right] \quad (4.86)$$

แทนค่า a_l และ b_l ในสมการที่ (4.77) และ (4.81) ลงในสมการที่ (4.22) คำนวณหาค่า V_{Cic-p} ได้คือ

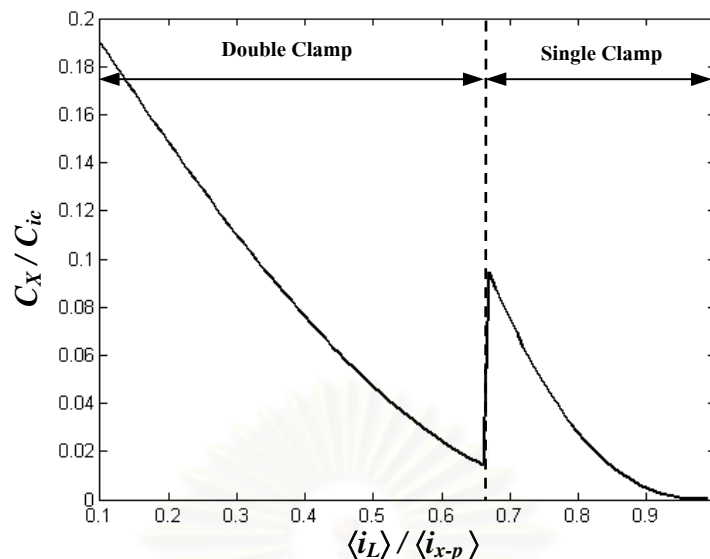
$$V_{Cic-p} = (G_1 + H_1 + J_1) \cos \theta - (L_1 + M_1 + N_1) \sin \theta \quad (4.87)$$

จาก $V_{Cic-p} = \frac{\langle i_{x-p} \rangle}{\omega_S C_{ic}}$ ดังนั้นหารสมการที่ (4.87) ด้วย v_{xx} และจัดรูปใหม่ได้ว่า

$$\frac{C_x}{C_{ic}} = \frac{V_{Cic-p}}{v_{xx}} = \frac{1}{v_{xx}} \left[(G_1 + H_1 + J_1) \cos \theta - (L_1 + M_1 + N_1) \sin \theta \right] \quad (4.88)$$



รูปที่ 4.25 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega C_x R_{ic}$ กับ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$



รูปที่ 4.26 ความสัมพันธ์ระหว่าง C_x / C_{ic} กับ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$

จากสมการที่ (4.86) และ (4.88) พบว่าทั้งค่า $\omega_s C_x R_{ic}$ และ C_x / C_{ic} ขึ้นกับอัตราส่วน
ของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ และผลต่างของแรงดัน $\langle v_s \rangle - \langle v_o \rangle$ ที่อยู่ในเทอมของ G_p , J_p , L_I และ N_I ดังสม
การที่ (4.78), (4.80), (4.82) และสมการที่ (4.84) ตามลำดับ ดังนั้นที่แรงดันด้านเข้า v_s ค่าหนึ่ง
สามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ ได้ดังรูปที่ 4.25 และ 4.26 ตามลำดับ จากรูปทั้งสองจะเห็นได้ว่า
ในช่วง Double Clamp ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} จะมีค่าลดลงในช่วงแรก แล้วจะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนมี
ความชันมากที่สุดเมื่อเข้าใกล้ขีดแบ่งระหว่างการตรึงแรงดันด้านเดียว (Single Clamp) และการตรึง
แรงดันสองด้าน(Double Clamp)ที่อยู่ตรงแนวเส้นปะ เมื่อเข้าสู่ช่วง Single Clamp ตัวต้านทานสม
มูล R_{ic} ก็จะมีค่าลดลงเมื่อค่า $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ เพิ่มขึ้น ส่วนอิมพีแดนซ์ $\omega_s C_{ic}$ จะมีค่าลดลงจนถึงเส้นขีด
แบ่งของการตรึงแรงดันก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วหลังจากนั้นก็จะมีค่าลดลงจนค่าเข้าใกล้ศูนย์
เมื่อค่า $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ มีค่าเข้าใกล้ 1 จากรูปที่ 4.25 และ 4.26 จะเห็นว่าตัวต้านทานสมมูล R_{ic} จะมีค่าน้อย
กว่าอิมพีแดนซ์ $\omega_s C_{ic}$ แสดงว่าพลังงานที่วงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับวงจรทอนระดับส่วนใหญ่เป็น
พลังงานจินตภาพ ส่วนในช่วงที่ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ มีค่ามาก ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} จะมีค่าใกล้กับอิมพี
แดนซ์ $\omega_s C_{ic}$ วงจรอินเวอร์เตอร์จะจ่ายพลังงานจริงและพลังงานจินตภาพที่มีขนาดใกล้เคียงกัน

4.4 สรุป

ในบทนี้ได้ใช้แนวทางในการวิเคราะห์คือประมาณวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ด้วย
องค์ประกอบหลักมูล โดยมีสมมุติฐานว่า ถ้าความถี่การสวิตช์มีค่าใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ และ
ตัวประกอบคุณภาพของวงจรมีค่าสูงแล้ว กระแสในวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ ซึ่ง
หมายความว่าแรงดันฮาร์มอนิกส์ของแหล่งแรงดันสี่เหลี่ยม v_I ที่ด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์จะมี

ผลต่อกระแสน้อยมาก ดังนั้นอาจละเลยแรงดันฮาร์มอนิกส์และประมาณแหล่งแรงดันสี่เหลี่ยมด้วย แหล่งแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่หลักมูลได้

จากการที่ได้ทำการวิเคราะห์วงจรแปลงผันที่มีรูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_X มีลักษณะครึ่งแรงดันด้านเดียว (Single-side voltage clamping) และครึ่งแรงดันสองด้าน (Double-side voltage clamping) กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบกึ่งบริดจ์เป็น แหล่งกระแสควบคุม จะพบว่าวงจรสมมูลเมื่อมองจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปในวงจรแปลงผันจะ แทนอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{ic} ด้วยตัวต้านทานสมมูล R_{ic} ที่ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุสมมูล C_{ic} เหมือนกัน โดยทั้งตัวต้านทานสมมูลและตัวเก็บประจุสมมูลที่ใช้แทนวงจรแปลงผันจะขึ้นกับจุดการทำงาน ของวงจร และขีดแบ่งของการครึ่งแรงดันก็จะขึ้นกับโพลของวงจรเช่นกัน



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 5

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก และการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก

การสร้างแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของหน่วยควบคุมนี้เมื่อหาความสัมพันธ์ของกระแสเฉลี่ย และแรงดันเฉลี่ยระหว่างขั้วของอุปกรณ์เพื่อสร้างแบบจำลองเฉลี่ย จากนั้นคำนวณหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ รอบจุดทำงานสงบของแบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว จะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว เมื่อแทนแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วลงในวงจรแปลงผัน จะได้วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรแปลงผันใช้วิเคราะห์วงจรทางด้านไฟตรงและทางด้านพลวัตต่อสัญญาณไฟสลับขนาดเล็ก สมมุติฐานในการคำนวณหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆคือ ขนาดของสัญญาณรบกวนที่สนใจจะต้องมีค่าเล็กกว่าสัญญาณที่จุดทำงานสงบมากๆ (small-signal approximation)

การหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กจะเริ่มหาจากวงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับ (S1-Structured Type P Single-side Voltage Clamping), วงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping และ วงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping ตามลำดับดังนี้

5.1 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับ

(S1-Structured Type P Single-side Voltage Clamping Converter)

จากปริมาณเฉลี่ยต่อคาบของสมการที่ (3.7) และ (3.12) หากการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสที่ขั้ว และแรงดันระหว่างขั้วได้คือ

$$\hat{i}_3 = \hat{i}_2 \quad (5.1)$$

$$\hat{v}_{32} = -\hat{\alpha} \quad (5.2)$$

เมื่อ \hat{i}_3 , \hat{i}_2 , \hat{v}_{32} และ $\hat{\alpha}$ เป็นการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_3 \rangle$, $\langle i_2 \rangle$, $\langle v_{32} \rangle$ และ α ตามลำดับ ซึ่งจากสมการที่ (3.5) พบว่า α เป็นฟังก์ชันของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$, ค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x,p} \rangle$, ความถี่การสวิตช์ f_s , ค่าปัทสถาน t_m , มุม θ และตัวเก็บประจุ C_x แต่เนื่องจากค่า t_m และ มุม θ เป็นฟังก์ชันของ $\langle i_L \rangle$ และ $\langle i_{x,p} \rangle$ ส่วนตัวเก็บประจุ C_x เป็นพารามิเตอร์ในวงจร ดังนั้นสามารถหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ α ได้ว่า

$$\hat{\alpha} = \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_{X-p} \rangle} \hat{i}_{X-p} + \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_L \rangle} \hat{i}_L + \frac{\partial \alpha}{\partial f_s} \hat{f}_s \quad (5.3)$$

ถ้ากำหนดให้ r_x , r_l และ k_f เป็นอนุพันธ์ย่อยของ α เทียบกับตัวแปร $\langle i_{X-p} \rangle$, $\langle i_L \rangle$ และ f_s ได้ว่า

$$\frac{\partial \alpha}{\partial I_x} = r_x = \frac{2\pi t_{fm} - \sin(2\pi t_{fm})}{4\pi^2 f_s C_x \cos \theta} \quad (5.4 ก)$$

$$\frac{\partial \alpha}{\partial i_L} = r_l = \frac{-t_{fm}^2}{2f_s C_x} \quad (5.4 ข)$$

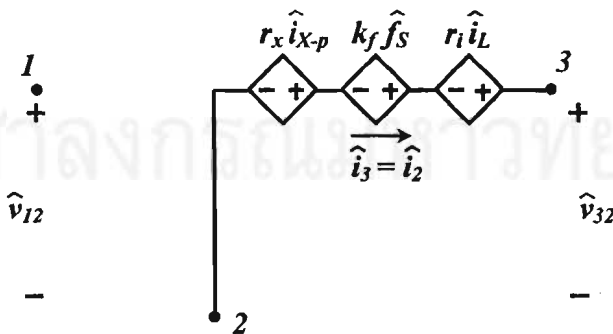
$$\frac{\partial \alpha}{\partial f_s} = k_f = \frac{V_{xx}}{2\pi f_s} [\sin(2\pi t_{fm} + \theta) - 2\pi t_{fm} \cos \theta] + \frac{V_{Lx}}{2\pi f_s} (2\pi^2 t_{fm}^2 - 1) \quad (5.4 ค)$$

แทนสมการที่ (5.4) ในสมการที่ (5.3) ได้ว่า

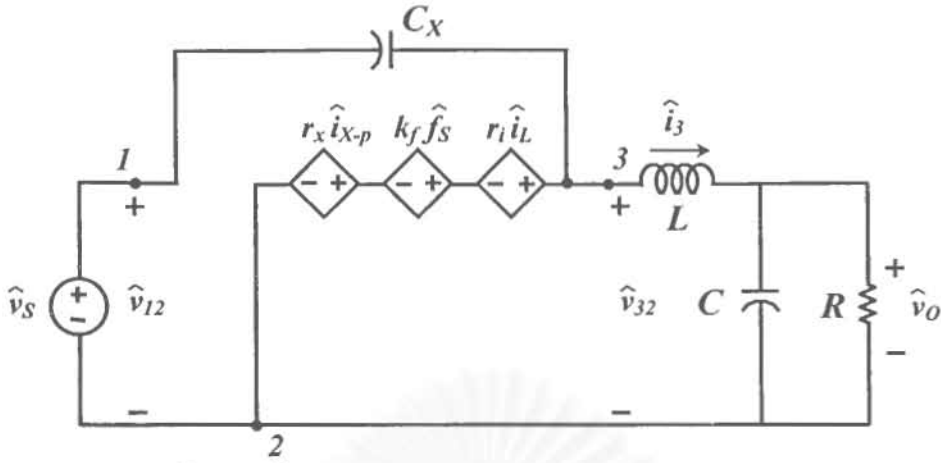
$$\hat{\alpha} = r_x \hat{i}_{X-p} + r_l \hat{i}_L + k_f \hat{f}_s \quad (5.5)$$

แทนสมการที่ (5.5) ในสมการที่ (5.2) จะได้ความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว ดังสมการที่ (5.6) และจากสมการที่ (5.1) และ (5.6) ได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว ดังรูปที่ 5.1 เมื่อแทนแบบจำลองนี้ลงในวงจรที่มีโครงสร้างแบบวงจรทอนระดับจะได้วงจรสมมูลสัญญาณเล็กดังรูปที่ 5.2

$$\hat{v}_{32} = r_x \hat{i}_{X-p} + r_l \hat{i}_L + k_f \hat{f}_s \quad (5.6)$$



รูปที่ 5.1 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว



รูปที่ 5.2 วงจรสมมูลสัญญาณเล็กของวงจร S1-Structured Type P Single-side Voltage Clamping Converter

ค่าอัตราขยาย r_x , r_i และ k_f ขึ้นกับจุดทำงาน และค่าพารามิเตอร์ในวงจร ซึ่งสามารถจัดรูปของสมการที่ (5.4) ใหม่ดังสมการที่ (5.7) คือ

$$\omega C_x r_x = \frac{2\pi t_{fm} - \sin(2\pi t_{fm})}{2\pi \cos \theta} \quad (5.7 \text{ ก})$$

$$\omega C_x r_i = -\pi t_{fm}^2 \quad (5.7 \text{ ข})$$

$$\frac{\omega k_f}{V_{XX}} = 2\pi \mu_o = \left[\sin(2\pi t_{fm} + \theta) - 2\pi t_{fm} \cos \theta \right] + \frac{I_L}{I_{X-p}} \cdot \left[2\pi^2 t_{fm}^2 - 1 \right] \quad (5.7 \text{ ค})$$

จากสมการที่ (5.7 ก), (5.7 ข) และ (5.7 ค) พบว่าค่า $\omega C_x r_x$, $\omega C_x r_i$ และ $\omega k_f / V_{XX}$ ขึ้นกับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ดังรูปที่ 5.3 และจะเห็นได้ว่า ขนาดอัตราขยายทั้ง 3 จะแปรผกผันกับค่าตัวเก็บประจุ C_x และ ความถี่การสวิตช์ f_s ที่อัตราส่วนกระแส I_L / I_{X-p} ค่าหนึ่งๆ

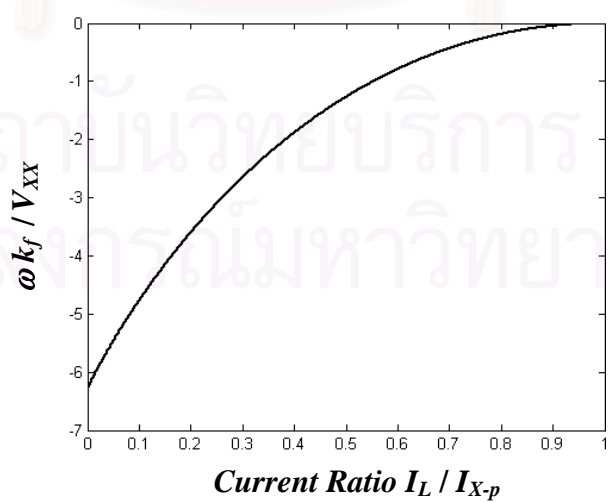
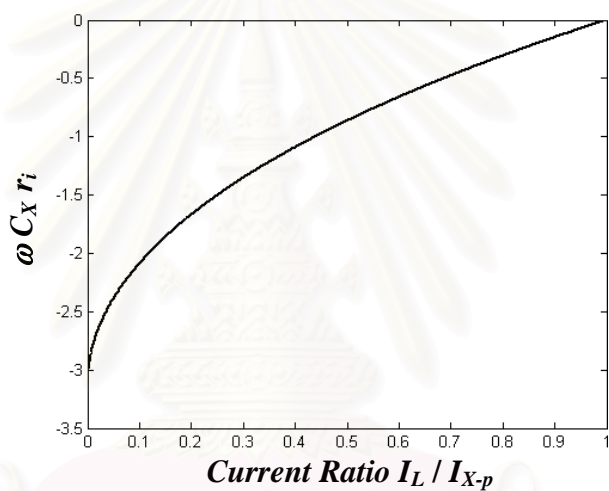
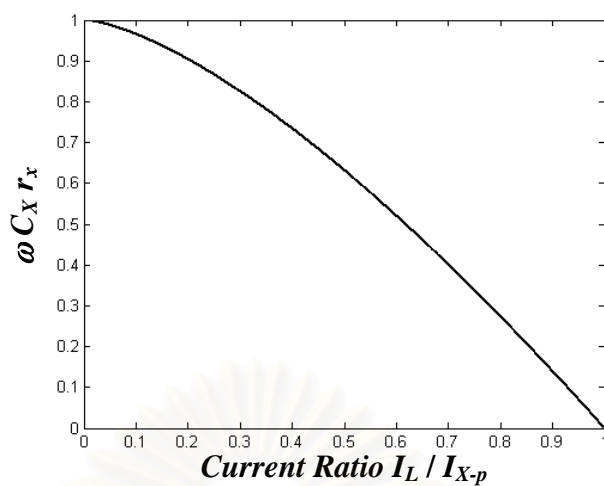
จากวงจรสมมูลสัญญาณเล็กของวงจรแบบ S1-Structured Type P Single-side Voltage Clamping Converter ดังรูปที่ 5.2 สามารถคำนวณฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด (open loop transfer function) ได้ดังนี้

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อแรงดันด้านเข้า v_s เมื่อ $i_{X-p}(s), \hat{f}_s(s) = 0$

$$G_{vs}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = \frac{A_{vs_ideal} \cdot s}{1 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3} \quad (5.8)$$

เมื่อ

$$A_{vs_ideal} = C_x R r_i / (r_i + R) \quad (5.9)$$



รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าขยาย $\omega C_x r_x$, $\omega C_x r_i$ และ $\omega k_f / V_{XX}$ กับ I_L / I_{X-p}

$$a_1 = \frac{CRr_i + C_X Rr_i + L}{r_i + R} \tag{5.10}$$

$$a_2 = \frac{LCR + LC_X r_i}{r_i + R} \tag{5.11}$$

และ

$$a_3 = \frac{LCC_X Rr_i}{r_i + R} \tag{5.12}$$

- ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม i_{x-p} เมื่อ $\hat{v}_s(s), \hat{f}_s(s) = 0$

$$G_{ix}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{x-p}(s)} = \frac{A_{ix_ideal}}{1 + a_1s + a_2s^2 + a_3s^3} \tag{5.13}$$

เมื่อ

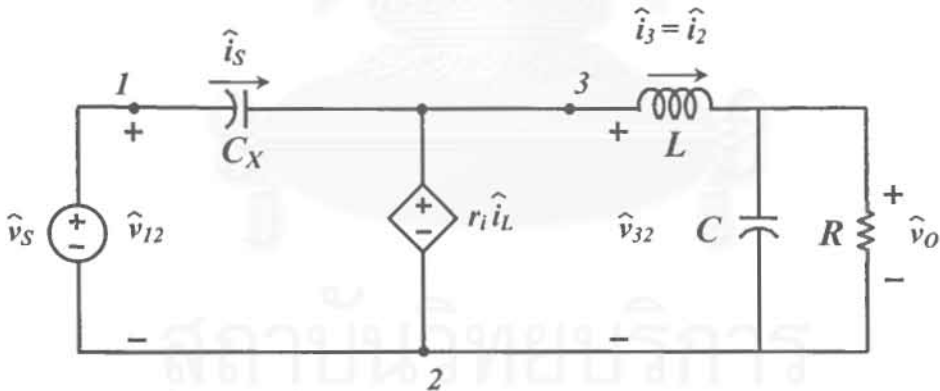
$$A_{ix_ideal} = -r_x \cdot [R/(R+r_i)] \tag{5.14}$$

- ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม f_s เมื่อ $\hat{v}_s(s), \hat{i}_{x-p}(s) = 0$

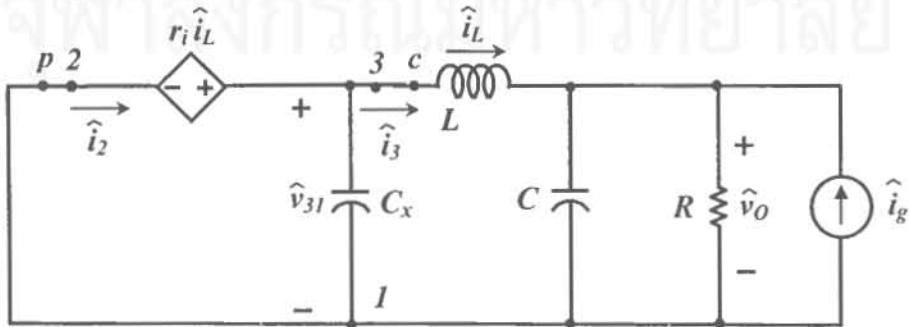
$$G_{fs}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = \frac{A_{fs_ideal}}{1 + a_1s + a_2s^2 + a_3s^3} \tag{5.15}$$

เมื่อ

$$A_{fs_ideal} = -k_f \cdot [R/(R+r_i)] \tag{5.16}$$



รูปที่ 5.4 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด Z_{in}



รูปที่ 5.5 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{out}

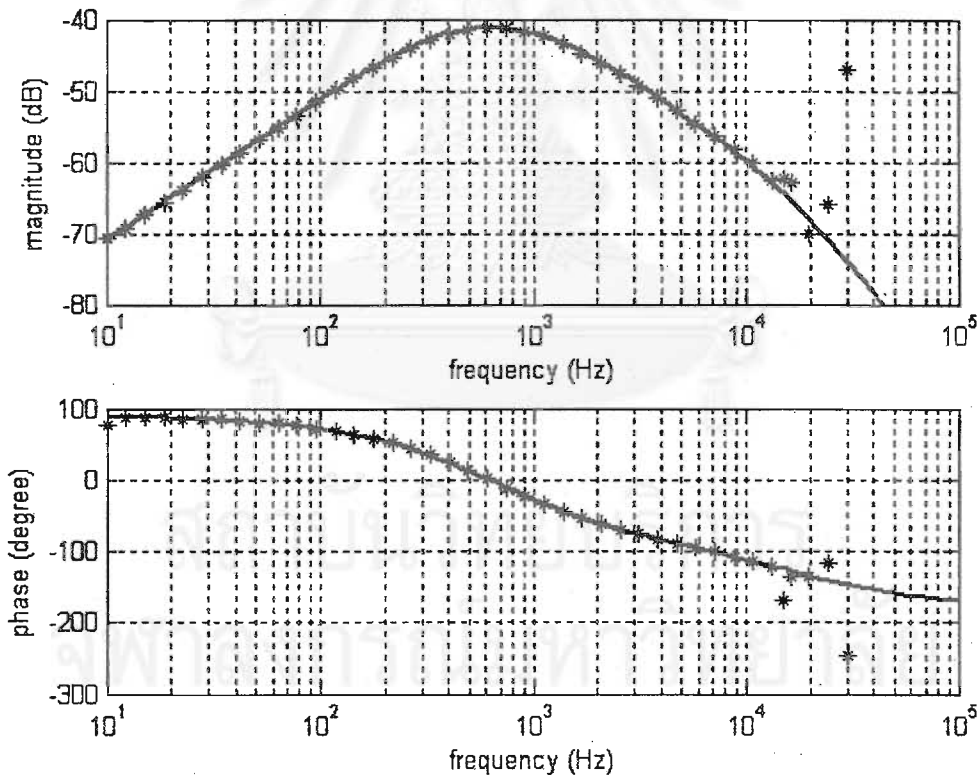
- อิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io} เมื่อ $\hat{i}_{X-p}(s), \hat{f}_S(s) = 0$ จากรูปที่ 5.4 ได้ว่า

$$Z_{io}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_s(s)} = \frac{s^3 \cdot LCC_x r_i R + s^2 \cdot L(r_i C_x + RC) + s \cdot (r_i R(C + C_x) + L) + r_i + R}{s^3 \cdot LCC_x R + s^2 \cdot C_x (r_i RC + L) + s \cdot C_x (r_i + R)} \quad (5.17)$$

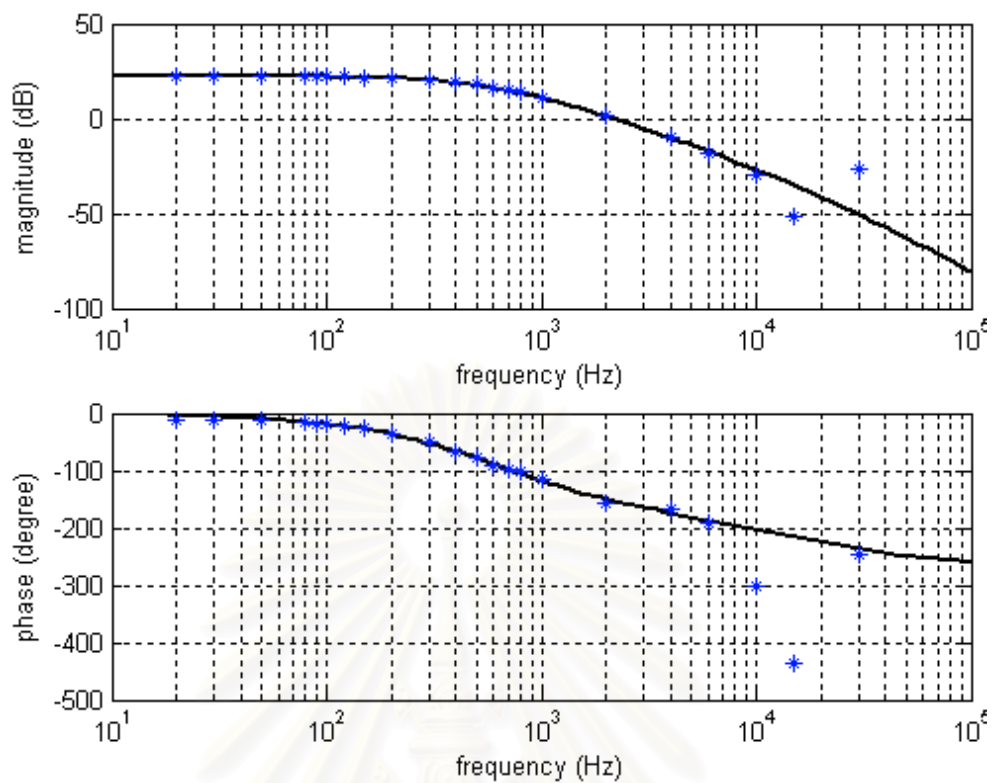
- อิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo} เมื่อ $\hat{v}_s(s), \hat{i}_{X-p}(s), \hat{f}_S(s) = 0$ จากรูปที่ 5.5 ได้ว่า

$$Z_{oo}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_g(s)} = \frac{s \cdot RL + r_i R}{s^2 \cdot CLR + s(Cr_i R + L) + r_i + R} \quad (5.18)$$

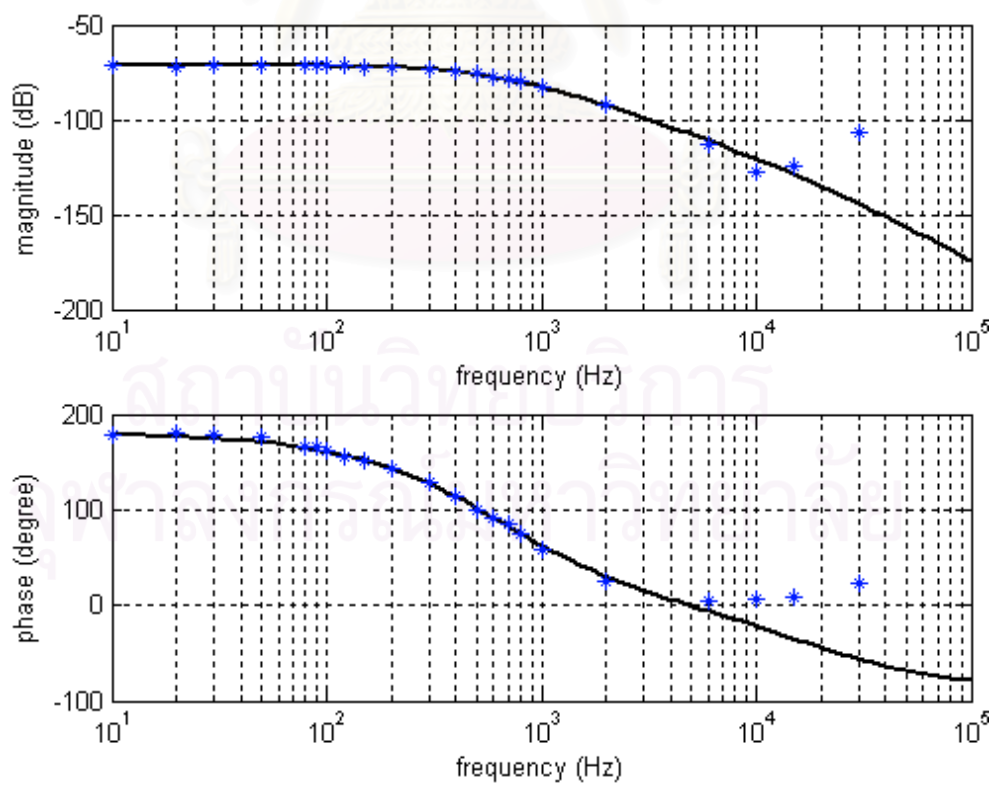
พารามิเตอร์ในวงจร (Psim) $V_s = 15$ Volt, $V_o = 4.1760$ Volt, $I_L = 0.0938$ A, $I_{X-p} = 1$ A, $f_s = 30$ kHz, $R = 50$ ohm, $L = 40$ mH, $C = 33$ uF, $C_x = 200$ nF



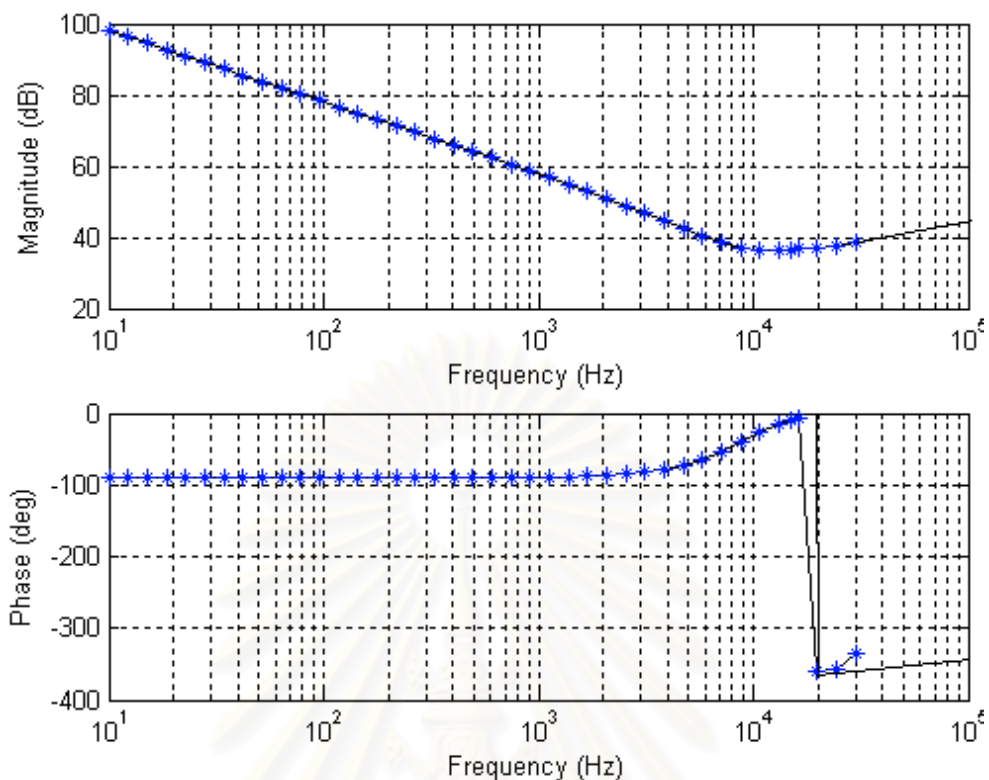
รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อ v_s



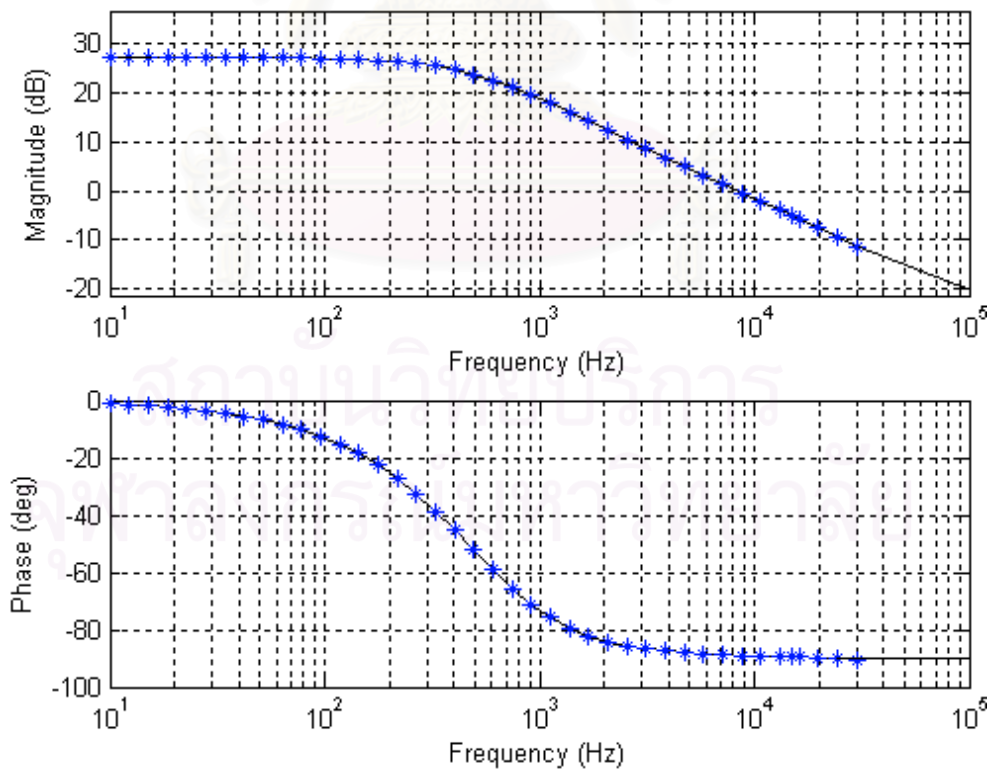
รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อ i_{x-p}



รูปที่ 5.8 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อ f_s



รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า Z_{in}



รูปที่ 5.10 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านออก Z_{oo}

5.2 แบบจำลองของวงจร กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

เมื่อใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุมในวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน จะทำให้วงจรมีอุปกรณ์สะสมพลังงานเรโซแนนซ์ที่มีขนาดเล็กและมีความถี่ธรรมชาติใกล้เคียงกับความถี่การสวิตช์ อุปกรณ์สะสมพลังงานนี้จะส่งผลต่อพฤติกรรมของวงจรในย่านความถี่สูง ทำให้สมมุติฐานในการเคลื่อนยงจรมีความคลาดเคลื่อน แบบจำลองที่ได้จากวิธีการเคลื่อนยงจรในย่านความถี่สูงจะมีความคลาดเคลื่อนไปด้วย โดยส่วนใหญ่การสร้างแบบจำลองของวงจรที่มีอุปกรณ์สะสมพลังงานที่มีความถี่ธรรมชาติใกล้เคียงกับความถี่การสวิตช์จะใช้วิธีการสุ่มข้อมูล (Sampled Data) ซึ่งเป็นวิธีที่ซับซ้อนมาก

ถึงแม้ว่าแบบจำลองที่ได้จากวิธีการเคลื่อนยงจรจะไม่สามารถแทนวงจรในย่านความถี่สูงได้ แต่ในย่านความถี่ต่ำ แบบจำลองนี้ยังมีความถูกต้องอยู่และใช้วิเคราะห์พฤติกรรมของวงจรในย่านความถี่ต่ำได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้จะใช้วิธีการเคลื่อนยงจรในการสร้างแบบจำลองของวงจรในย่านความถี่ต่ำ

5.2.1 แบบจำลองเคลื่อนยงและแบบจำลองไฟตรง กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

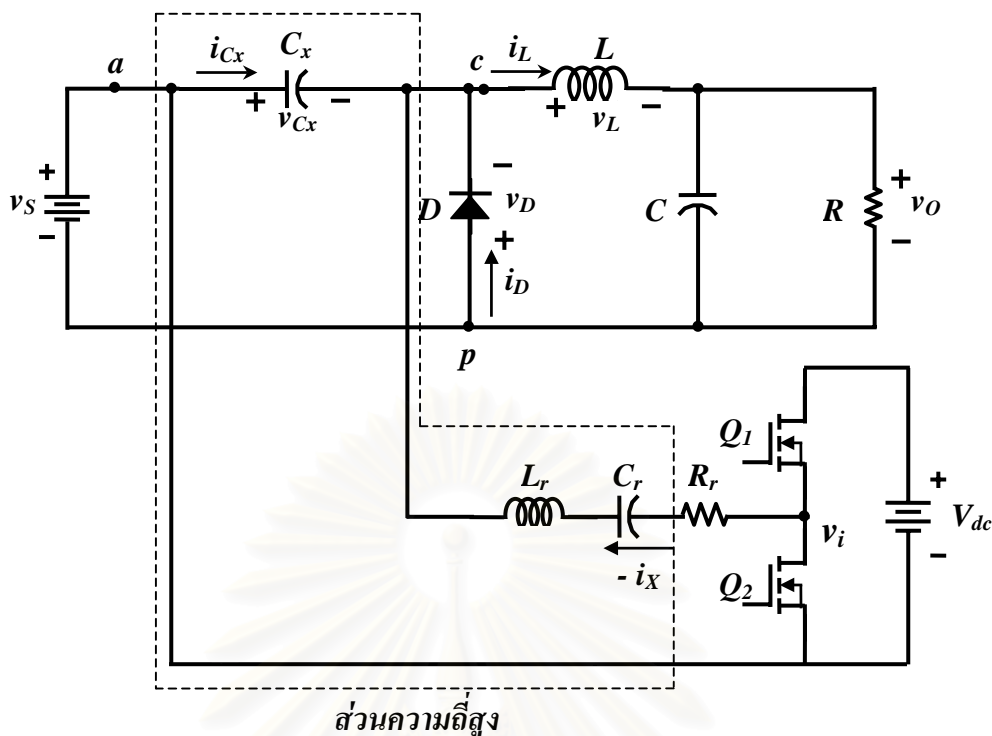
เมื่อละเลยผลขององค์ประกอบสะสมพลังงาน L_r , C_r ในวงจรอินเวอร์เตอร์ จะทำให้ทั้งแบบจำลองเคลื่อนยงและแบบจำลองไฟตรงของวงจรในกรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม มีลักษณะเหมือนกับกรณีที่ค่าขอดไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ ดังรูปที่ 3.8 และ 3.13 ตามลำดับ เพียงแต่ในกรณีของวงจรอินเวอร์เตอร์ค่าขอด $\langle i_{x-p} \rangle$ เป็นฟังก์ชันของแรงดันด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ V_{DC} , ความถี่การสวิตช์ f_s , ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} และตัวเก็บประจุสมมูล C_{ic} ดังสมการที่ (4.46)

5.2.2 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

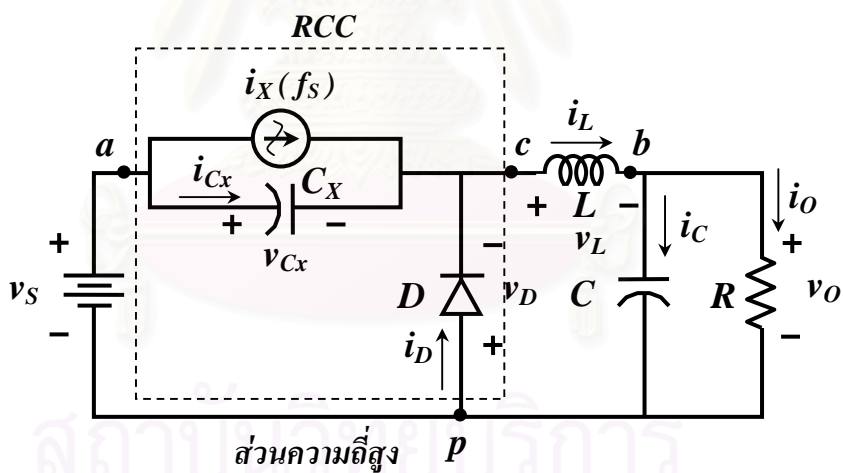
แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำของวงจร กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม ยังคงมีลักษณะเหมือนกับกรณีที่ค่าขอดไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ เพียงแต่การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของตัวแปรต่างๆ ในวงจรจะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าขอด $\langle i_{x-p} \rangle$ ด้วยซึ่งสามารถคำนวณหาการเปลี่ยนแปลงของค่าขอด $\langle i_{x-p} \rangle$ และหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำได้ดังนี้

5.2.2.1 การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าขอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$

เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 5.11 เฉพาะในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์และอาศัยแนวคิดในแทนวงจรทอนระดับด้วยอิมพีแดนซ์สมมูล จะได้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในหาการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 5.11 วงจรทอนระดับที่ใช้หน่วยเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม กรณีใช้ วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม



รูปที่ 5.12 วงจรทอนระดับที่ใช้หน่วยเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม ในย่านความถี่ต่ำ

เล็กๆ ของค่าขอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ ดังรูปที่ 5.13 โดยที่ R_{ic} และ C_{ic} เป็นฟังก์ชันของค่าขอดของกระแส $\langle i_{x-p} \rangle$, กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$, ความถี่การสวิตช์ f_s ดังสมการที่ (4.24) และ (4.26) จากวงจรสามารถคำนวณค่าขอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ ได้ดังสมการที่ (4.46) การเปลี่ยนแปลงเล็กๆของ $\langle i_{x-p} \rangle$ สามารถหาได้จากการหาอนุพันธ์ย่อยในสมการที่ (4.46) เทียบกับตัวแปร v_{dc} , f_s , R_{ic} และ C_{ic} ดังสมการที่ (5.19) คือ

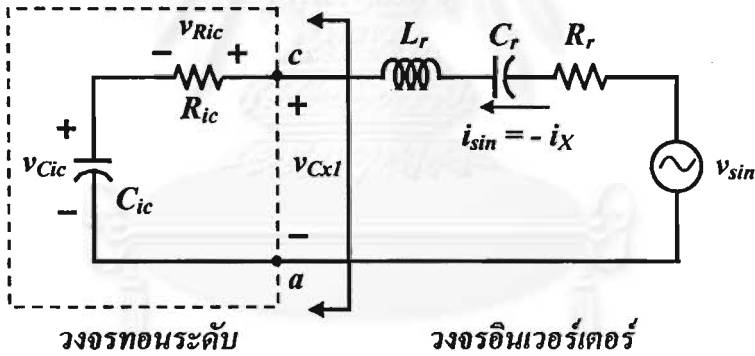
$$\hat{i}_{X-p} = h_v \cdot \hat{v}_{dc} + h_f \cdot \hat{f}_s + h_r \cdot \hat{R}_{ic} + h_c \cdot \hat{C}_{ic} \quad (5.19)$$

เมื่อ
$$h_v = \frac{\partial \langle i_{X-p} \rangle}{\partial v_{dc}} = \left(\frac{2}{\pi Z_{Or}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_{Lr}^2} + \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic0}} \right) \right]^2}} \quad (5.20)$$

$$h_f = \frac{\partial \langle i_{X-p} \rangle}{\partial f_s} = \left(\frac{-4V_{DC}}{\omega_{Or} \cdot Z_{Or}} \right) \cdot \frac{\omega_{nr}^4 - (1 + C_r/C_{ic0})^2}{\left\{ \frac{\omega_{nr}^2}{Q_{Lr}^2} + \left[\omega_{nr}^2 - \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic0}} \right) \right]^2 \right\}^{3/2}} \quad (5.21)$$

$$h_r = \frac{\partial \langle i_{X-p} \rangle}{\partial R_{ic}} = \left(\frac{-2V_{DC}}{\pi Z_{Or}^2 Q_{Lr}} \right) \cdot \frac{1}{\left\{ \frac{1}{Q_{Lr}^2} + \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic0}} \right) \right]^2 \right\}^{3/2}} \quad (5.22)$$

$$h_c = \frac{\partial \langle i_{X-p} \rangle}{\partial C_{ic}} = \left(\frac{-2V_{DC}}{\pi Z_{Or}} \right) \cdot \frac{(C_r/C_{ic0}) \cdot \left[1 - (1/\omega_{nr}^2) \cdot (1 + C_r/C_{ic0}) \right]}{\left\{ \frac{1}{Q_{Lr}^2} + \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic0}} \right) \right]^2 \right\}^{3/2}} \quad (5.23)$$



รูปที่ 5.13 วงจรอินเวอร์เตอร์โร้ซเนนซ์อนุกรมสมมูล ที่ใช้คำนวณหาการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของค่าขดของกระแสควม $\langle i_{X-p} \rangle$

จากสมการที่ (4.24) พบว่า R_{ic} ขึ้นกับค่าขดของกระแสควม $\langle i_{X-p} \rangle$, กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$ และความถี่การสวิตช์ f_s ดังนั้นหาการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของ R_{ic} ได้ว่า

$$\hat{R}_{ic} = g_{rx} \cdot \hat{i}_{X-p} + g_{ri} \cdot \hat{i}_L + g_{rf} \cdot \hat{f}_s \quad (5.24)$$

เมื่อ
$$g_{rx} = \frac{\partial R_{ic}}{\partial \langle i_{X-p} \rangle} = \frac{-\cos(2\pi t_{fn} + 2\theta) \cdot [1 - \cos(2\pi t_{fn})]}{\pi \cdot \omega_{S0} \cdot C_X \cdot I_{X-p}} \quad (5.25)$$

$$g_{ri} = \frac{\partial R_{ic}}{\partial \langle i_L \rangle} = \frac{\cos(2\pi t_{fn} + 2\theta) \cdot [1 - \cos(2\pi t_{fn})]}{\pi \cdot \omega_{S0} \cdot C_X \cdot I_L} \quad (5.26)$$

$$g_{rf} = \frac{\partial R_{ic}}{\partial f_S} = \frac{-R_{ic0}}{F_S} \quad (5.27)$$

จากสมการที่ (4.26) พบว่า C_k ขึ้นกับค่ายอดของกระแสควม $\langle i_{X-p} \rangle$ และกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$ ดังนั้นหากการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ C_k ได้ว่า

$$\hat{C}_{ic} = g_{cx} \cdot \hat{i}_{X-p} + g_{ci} \cdot \hat{i}_L \quad (5.28)$$

เมื่อ

$$g_{cx} = \frac{\partial C_{ic}}{\partial \langle i_{X-p} \rangle} = \frac{C_{ic0}^2 \cdot \sin(2\pi t_{fn} + 2\theta) \cdot [1 - \cos(2\pi t_{fn})]}{\pi \cdot C_X \cdot I_{X-p}} \quad (5.29)$$

$$g_{ci} = \frac{\partial C_{ic}}{\partial \langle i_L \rangle} = \frac{-C_{ic0}^2 \cdot \sin(2\pi t_{fn} + 2\theta) \cdot [1 - \cos(2\pi t_{fn})]}{\pi \cdot C_X \cdot I_L} \quad (5.30)$$

แทนสมการที่ (5.24) และ (5.28) ลงในสมการที่ (5.19) และจัดรูปของสมการใหม่ ได้ว่า

$$\hat{i}_{X-p} = m_v \cdot \hat{v}_{dc} + m_f \cdot \hat{f}_S + m_i \cdot \hat{i}_L \quad (5.31)$$

เมื่อ

$$m_v = \frac{h_v}{1 - h_r \cdot g_{rx} - h_c \cdot g_{cx}} \quad (5.32)$$

$$m_f = \frac{h_f + h_r \cdot g_{rf}}{1 - h_r \cdot g_{rx} - h_c \cdot g_{cx}} \quad (5.33)$$

$$m_i = \frac{h_r \cdot g_{ri} + h_c \cdot g_{ci}}{1 - h_r \cdot g_{rx} - h_c \cdot g_{cx}} \quad (5.34)$$

ในกรณีที่ประมาณให้ v_{dc} คงที่การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่า $\langle i_{X-p} \rangle$ จะขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงของ f_S และ $\langle i_L \rangle$ ดังสมการที่ (5.35)

$$\hat{i}_{X-p} = m_f \cdot \hat{f}_S + m_i \cdot \hat{i}_L \quad (5.35)$$

5.2.2.2 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำ

เมื่อใช้วงจรถอนอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแส i_x ความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงเล็กๆของกระแสที่ขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วจะเหมือนกับกรณีที่ค่าขอดของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ ดังสมการที่ (5.1) ซึ่งนำมาเขียนใหม่คือ

$$\hat{i}_2 = \hat{i}_3 \quad (5.36)$$

กรณีแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว จะคล้ายกับกรณีที่ค่าขอดของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ แต่การเปลี่ยนแปลงเล็กๆของค่า $\langle i_{x,p} \rangle$ จะขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงของ f_s และ $\langle i_L \rangle$ ดังนั้นแทนสมการที่ (5.35) ลงในสมการที่ (5.6) จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว คือ

$$\hat{v}_{32} = r_x \cdot (m_f \cdot \hat{f}_s + m_i \cdot \hat{i}_L) + r_i \hat{i}_L + k_f \hat{f}_s \quad (5.37)$$

จัดรูปสมการใหม่ได้ว่า

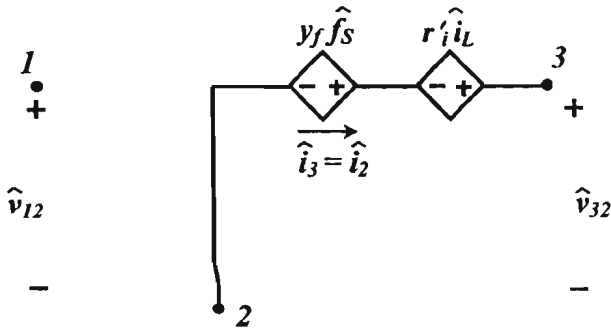
$$\hat{v}_{32} = (r_i + r_x \cdot m_i) \cdot \hat{i}_L + (k_f + r_x \cdot m_f) \cdot \hat{f}_s \quad (5.38)$$

หรือ
$$\hat{v}_{32} = r'_i \cdot \hat{i}_L + y_f \cdot \hat{f}_s \quad (5.39)$$

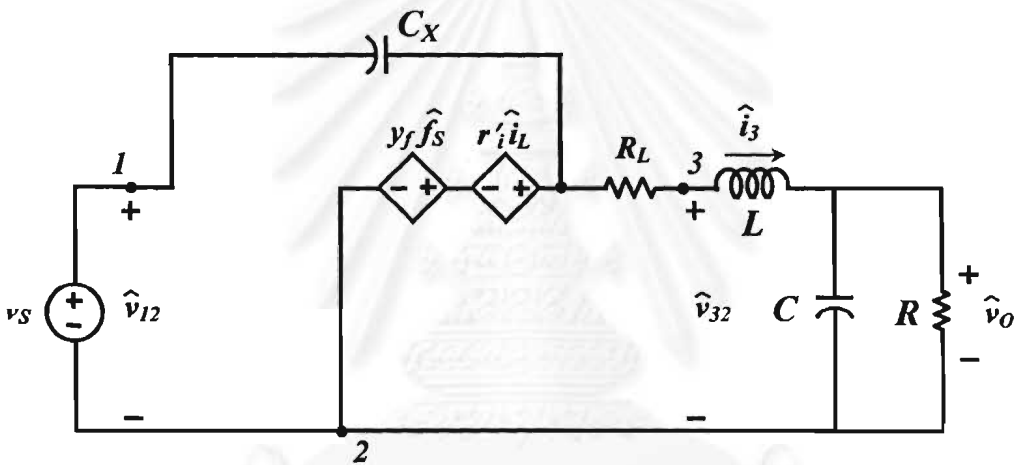
เมื่อกำหนดให้
$$y_f = k_f + r_x \cdot m_f \quad (5.40)$$

และ
$$r'_i = r_i + r_x \cdot m_i \quad (5.41)$$

จากสมการที่ (5.36) และ (5.39) ได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว กรณีใช้วงจรถอนอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุมดังรูปที่ 5.14 และได้วงจรถอนอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุมดังรูปที่ 5.15 สังเกตได้ว่าในย่านความถี่ต่ำจะละเลยตัวเก็บประจุ C_x เนื่องจาก C_x มีขนาดเล็กและส่งผลกระทบต่อผลตอบเชิงความถี่ของวงจรถอนอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์น้อยมาก



รูปที่ 5.14 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิทช์ 3 ขั้ว
กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม



รูปที่ 5.15 วงจรสมมูลสัญญาณเล็กของวงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันกรณีใช้วงจร
อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียใน L

จากวงจรในรูปที่ 5.15 กำหนดหาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดในย่านความถี่ต่ำของ
วงจรทอนระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันกรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบ
คุมและมีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ L ได้ดังนี้

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อแรงดันด้านเข้า v_s เมื่อ $i_{X-p}(s), \hat{f}_s(s) = 0$

$$G_{v_s}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = \frac{A_{v_s_inv} \cdot s}{1 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3} \quad (5.42)$$

โดยให้

$$A_{v_s_inv} = C_X R r'_i / (r'_i + R + R_L) \quad (5.43)$$

$$a_1 = \frac{CR(r'_i + R_L) + C_X r'_i (R + R_L) + L}{r'_i + R + R_L} \quad (5.44)$$

$$a_2 = \frac{LCR + C_X r'_i (L + CRR_L)}{r'_i + R + R_L} \quad (5.45)$$

และ

$$a_3 = \frac{LCC_X R r'_i}{r'_i + R} \quad (5.46)$$

- ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม i_{x-p} เมื่อ $\hat{v}_s(s), \hat{f}_s(s) = 0$

$$G_{ix}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{x-p}(s)} = \frac{A_{ix_inv}}{1 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3} \quad (5.47)$$

เมื่อ

$$A_{ix_inv} = -r'_x \cdot [R / (r'_i + R + R_L)] \quad (5.48)$$

- ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม f_s เมื่อ $\hat{v}_s(s), \hat{i}_{x-p}(s) = 0$

$$G_{fs}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = \frac{A_{fs_inv}}{1 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3} \quad (5.49)$$

เมื่อ

$$A_{fs_inv} = -y_f \cdot [R / (r'_i + R + R_L)] \quad (5.50)$$

- อิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io} เมื่อ $\hat{i}_{x-p}(s), \hat{f}_s(s) = 0$ จากรูปที่ 5.16 ได้ว่า

$$Z_{io}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_s(s)} = \frac{1 + (R + R_L)C_X s + r'_i C_X (L + CRR_L) s^2 + LCC_X R r'_i s^3}{(r'_i + R + R_L)C_X s + C_X (L + CR(r'_i + R_L)) s^2 + LCC_X R s^3} \quad (5.51)$$

- อิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo} เมื่อ $\hat{v}_s(s), \hat{i}_{x-p}(s), \hat{f}_s(s) = 0$ จากรูปที่ 5.17 ได้ว่า

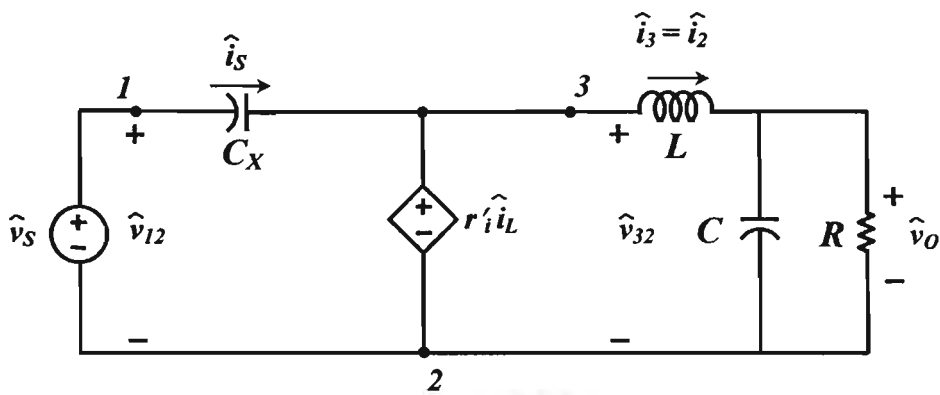
$$Z_{oo}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_g(s)} = \frac{1 + b_1 s + b_2 s^2}{1 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3} \quad (5.52)$$

โดยให้

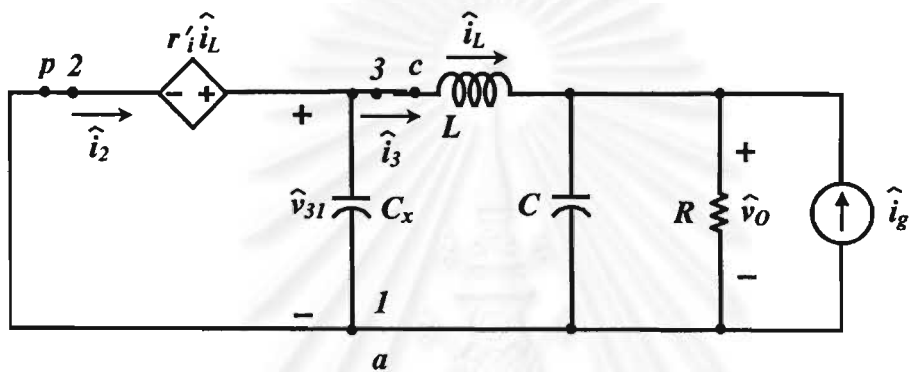
$$A_{zin_inv} = -k_f \cdot [R(r'_i + R_L) / (r'_i + R + R_L)] \quad (5.53)$$

$$b_1 = \frac{(L + C_X r'_i R_L)}{(r'_i + R_L)} \quad (5.54)$$

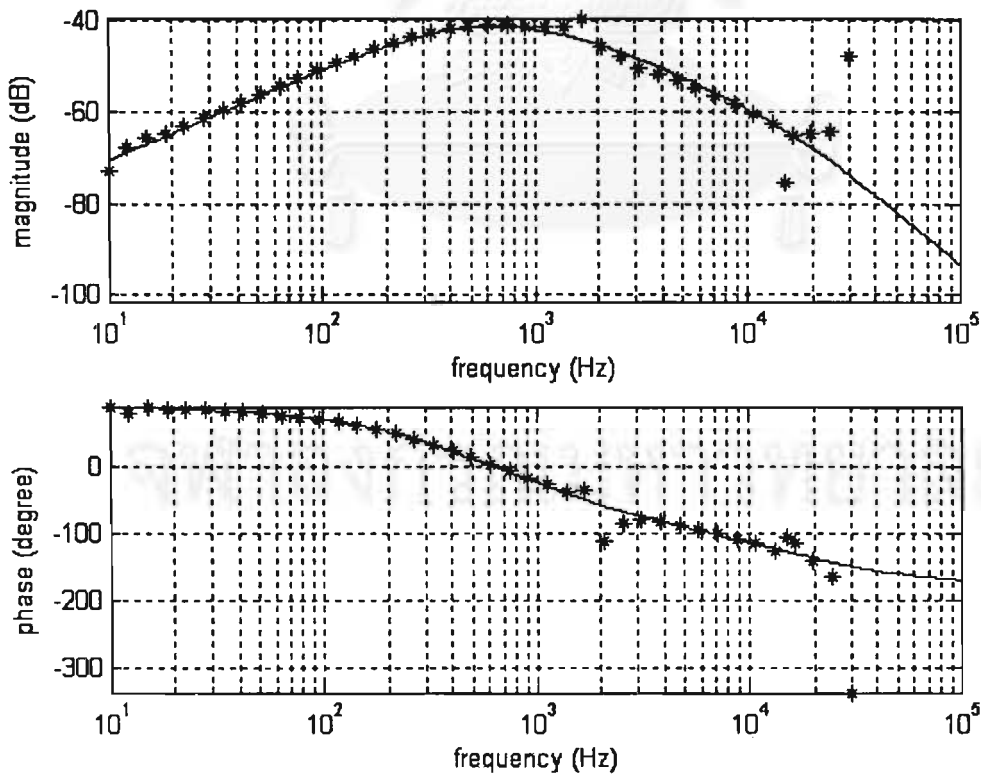
$$b_2 = \frac{r'_i C_X L}{(r'_i + R_L)} \quad (5.55)$$



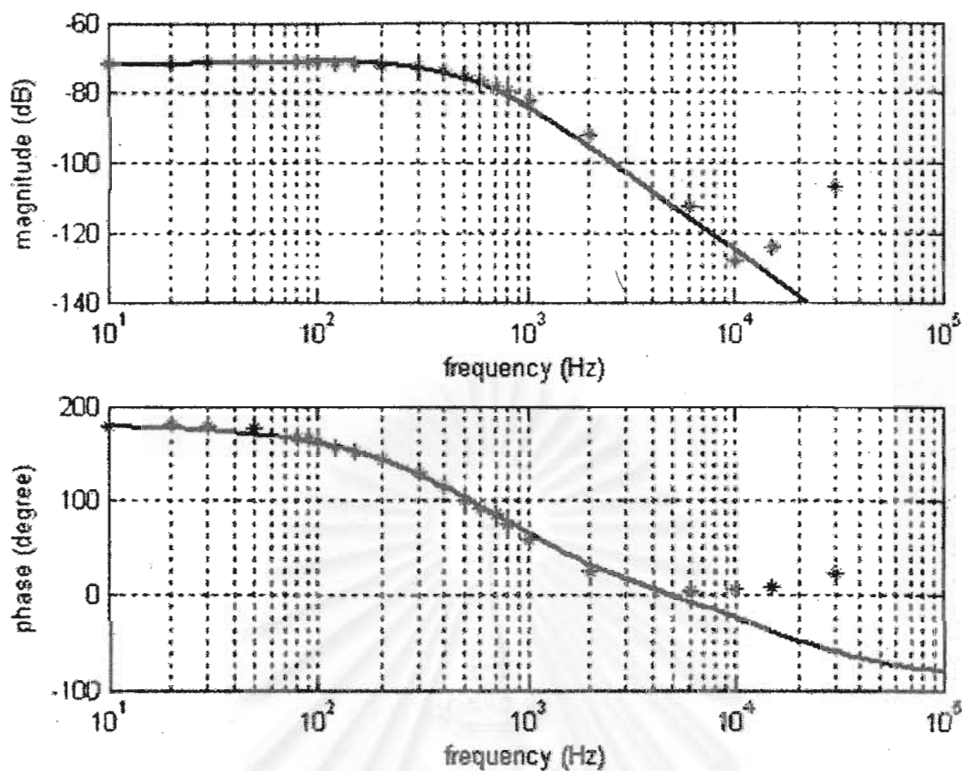
รูปที่ 5.16 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงจรเปิด Z_{in}



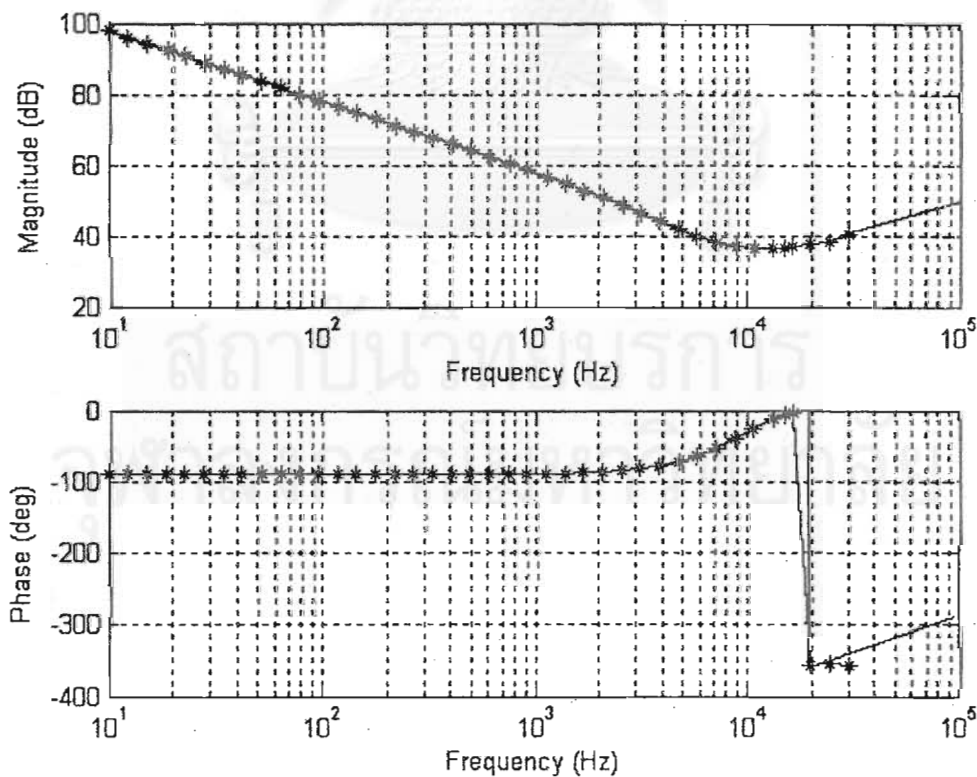
รูปที่ 5.17 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านออก วงจรเปิด Z_{oo}



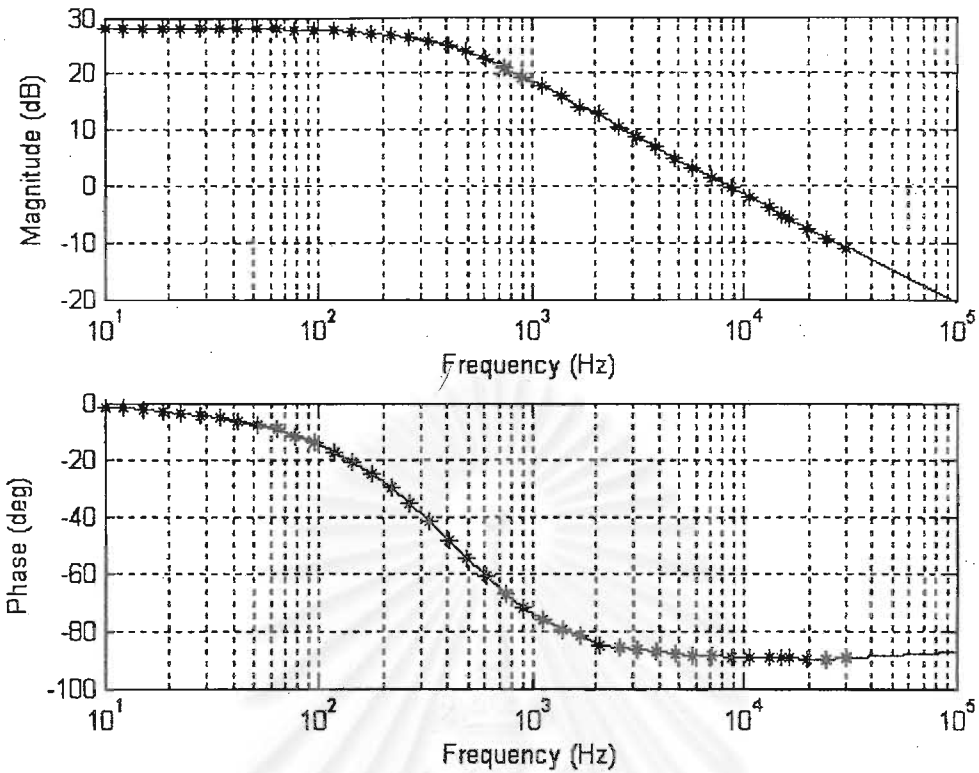
รูปที่ 5.18 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงจรเปิดแรงดันด้านออก v_o ต่อ v_s



รูปที่ 5.19 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันค้ำด้านออก v_o ต่อ f_s



รูปที่ 5.20 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ค้ำด้านเข้า Z_{in}



รูปที่ 5.21 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านออก Z_{oo}

5.3 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบวงจร S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping Converter

จากปริมาณเฉลี่ยต่อคาบของสมการที่ (3.21) และ (3.30) หากการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสที่ขั้ว และแรงดันระหว่างขั้วได้คือ

$$\hat{\beta} = \hat{i}_2 - \hat{i}_3 \quad (5.56)$$

$$\hat{v}_{21} = \hat{v}_{31} + \hat{\alpha} \quad (5.57)$$

เมื่อ $\hat{\beta}$, \hat{i}_2 , \hat{i}_3 , \hat{v}_{21} , \hat{v}_{31} และ $\hat{\alpha}$ เป็นการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ β , $\langle i_2 \rangle$, $\langle i_3 \rangle$, $\langle v_{21} \rangle$, $\langle v_{31} \rangle$ และ α ตามลำดับ ซึ่งจากสมการที่ (3.22) และ (3.27) พบว่า β และ α เป็นฟังก์ชันของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$, ค่าขอดของกระแสควบคุม $\langle i_{xp} \rangle$, ค่าปัดสถานะ t_{1n} , t_{2n} , มุม θ และตัวเก็บประจุ C_X ทั้งนี้ α ยังเป็นฟังก์ชันของ t_{fn} , ความถี่การสวิตช์ f_s และ แรงดัน $\langle v_o \rangle$ อีกด้วย แต่เนื่องจากค่า t_{1n} , t_{2n} , t_{fn} และ มุม θ เป็นฟังก์ชันของ $\langle i_L \rangle$ และ $\langle i_{xp} \rangle$ ส่วนตัวเก็บประจุ C_X เป็นพารามิเตอร์ในวงจร ดังนั้นสามารถหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ α และ β ได้ว่า

$$\begin{aligned}\hat{\alpha} = & \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_{X-p} \rangle} \hat{i}_{X-p} + \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_L \rangle} \hat{i}_L + \frac{\partial \alpha}{\partial f_s} \hat{f}_s + \frac{\partial \alpha}{\partial \langle v_o \rangle} \hat{v}_o \\ & + \frac{\partial \alpha}{\partial t_{1n}} \hat{t}_{1n} + \frac{\partial \alpha}{\partial t_{2n}} \hat{t}_{2n} + \frac{\partial \alpha}{\partial t_{fn}} \hat{t}_{fn} + \frac{\partial \alpha}{\partial \theta} \hat{\theta}\end{aligned}\quad (5.58)$$

$$\hat{\beta} = \frac{\partial \beta}{\partial \langle i_{X-p} \rangle} \hat{i}_{X-p} + \frac{\partial \beta}{\partial \langle i_L \rangle} \hat{i}_L + \frac{\partial \beta}{\partial t_{1n}} \hat{t}_{1n} + \frac{\partial \beta}{\partial t_{2n}} \hat{t}_{2n} + \frac{\partial \beta}{\partial \theta} \hat{\theta}\quad (5.59)$$

ถ้ากำหนดให้ $r_x, r_i, k_f, k_o, N_1, N_2, N_3$ และ N_4 เป็นอนุพันธ์ย่อยของ α เทียบกับตัวแปร $\langle i_{X-p} \rangle, \langle i_L \rangle, f_s, V_o, t_{1n}, t_{2n}, t_{fn}$ และ θ ตามลำดับ และกำหนดให้ k_x, k_L, y_1, y_2 และ y_3 เป็นอนุพันธ์ย่อยของ β เทียบกับตัวแปร $\langle i_{X-p} \rangle, \langle i_L \rangle, t_{1n}, t_{2n}$ และ θ ตามลำดับจะได้ว่า

$$\begin{aligned}r_x = \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_{X-p} \rangle} = & -\frac{\sin(2\pi t_{1n} + \theta)}{2\pi\omega C_X} - \frac{\sin(2\pi t_{fn} + \theta)}{2\pi\omega C_X} \\ & + \frac{(t_{1n} + t_{2n} - t_{fn}) \cdot \cos(\theta)}{\omega C_X} + \frac{\sin(\theta)}{\pi\omega C_X}\end{aligned}\quad (5.60 ก)$$

$$r_i = \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_L \rangle} = -\frac{\pi(t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2)}{\omega C_X}\quad (5.60 ข)$$

$$\begin{aligned}k_f = \frac{\partial \alpha}{\partial f_s} = & \frac{I_{X-p} \sin(2\pi t_{1n} + \theta)}{4\pi^2 f_s^2 \omega C_X} + \frac{I_{X-p} \sin(2\pi t_{fn} + \theta)}{4\pi^2 f_s^2 \omega C_X} - \frac{(t_{1n} + t_{2n} - t_{fn}) \cdot I_{X-p} \cos(\theta)}{2\pi f_s^2 \omega C_X} \\ & - \frac{I_{X-p} \sin(\theta)}{2\pi^2 f_s^2 \omega C_X} + \frac{I_L \cdot (t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2)}{2f_s^2 \omega C_X}\end{aligned}\quad (5.60 ค)$$

$$k_o = \frac{\partial \alpha}{\partial V_o} = t_{fn} - t_{1n}\quad (5.60 ง)$$

$$N_1 = \frac{\partial \alpha}{\partial t_{1n}} = \frac{I_{X-p} \cos(2\pi t_{1n} + \theta)}{\omega C_X} + \frac{I_{X-p} \cos(\theta)}{\omega C_X} - \frac{\omega C_X V_o + 2\pi t_{1n} I_L}{\omega C_X}\quad (5.60 จ)$$

$$N_2 = \frac{\partial \alpha}{\partial t_{2n}} = \frac{I_{X-p} \cos(\theta)}{\omega C_X} + \frac{2\pi I_L (t_{fn} - t_{2n})}{\omega C_X}\quad (5.60 ฉ)$$

$$N_3 = \frac{\partial \alpha}{\partial t_{fn}} = \frac{I_{X-p} \cos(2\pi t_{fn} + \theta)}{\omega C_X} - \frac{I_{X-p} \cos(\theta)}{\omega C_X} + \frac{\omega C_X V_o + 2\pi I_L (t_{2n} - t_{fn})}{\omega C_X}\quad (5.60 ช)$$

$$\begin{aligned}N_4 = \frac{\partial \alpha}{\partial \theta} = & -\frac{I_{X-p} \cos(2\pi t_{fn} + \theta)}{2\pi\omega C_X} - \frac{I_{X-p} \cos(2\pi t_{1n} + \theta)}{2\pi\omega C_X} \\ & + \frac{I_{X-p} \cos(\theta)}{\pi\omega C_X} - \frac{I_{X-p} \sin(\theta) \cdot (t_{1n} + t_{2n} - t_{fn})}{\omega C_X}\end{aligned}\quad (5.60 ซ)$$

$$k_x = \frac{\partial \beta}{\partial \langle i_{X-p} \rangle} = \frac{1}{2\pi} [\cos(2\pi t_{1n} + \theta) - \cos(2\pi t_{2n} + \theta)]\quad (5.60 ฌ)$$

$$k_L = \frac{\partial \beta}{\partial \langle i_L \rangle} = t_{1n} - t_{2n} \quad (5.60 \text{ ก})$$

$$y_1 = \frac{\partial \beta}{\partial t_{1n}} = I_L - I_{X-p} \sin(2\pi t_{1n} + \theta) \quad (5.60 \text{ ข})$$

$$y_2 = \frac{\partial \beta}{\partial t_{2n}} = I_{X-p} \sin(2\pi t_{2n} + \theta) - I_L \quad (5.60 \text{ ค})$$

$$y_3 = \frac{\partial \beta}{\partial \theta} = \frac{I_{X-p}}{2\pi} [\sin(2\pi t_{2n} + \theta) - \sin(2\pi t_{1n} + \theta)] \quad (5.60 \text{ ด})$$

แทนสมการที่ (5.60 ก) ถึง (5.60 ด) ลงในสมการที่ (5.58) และ (5.59) จะได้

$$\hat{\alpha} = r_x \hat{i}_x + r_l \hat{i}_L + k_f \hat{f}_S + k_o \hat{v}_o + N_1 \hat{t}_{1n} + N_2 \hat{t}_{2n} + N_3 \hat{t}_{fn} + N_4 \hat{\theta} \quad (5.61)$$

$$\hat{\beta} = k_x \hat{i}_x + k_L \hat{i}_L + y_1 \hat{t}_{1n} + y_2 \hat{t}_{2n} + y_3 \hat{\theta} \quad (5.62)$$

$$\hat{i}_{X-p} = dI_{X-p} = d \left[\frac{I_L}{\sin(\theta)} \right] = a_1 \cdot \partial I_L + a_2 \cdot \partial \theta \quad (5.63 \text{ ก})$$

$$\hat{i}_L = dI_L = d [I_x \sin(\theta)] = a_3 \cdot \partial I_x + a_4 \cdot \partial \theta \quad (5.63 \text{ ข})$$

$$\hat{t}_{1n} = dt_{1n} = \frac{b_1}{1-b_6} \cdot \partial I_{X-p} + \frac{b_2}{1-b_6} \cdot \partial I_L + \frac{b_3}{1-b_6} \cdot \partial V_o + \frac{b_4}{1-b_6} \cdot \partial \theta + \frac{b_5}{1-b_6} \cdot \partial f_S \quad (5.63 \text{ ค})$$

$$\hat{t}_{2n} = dt_{2n} = d \left(\frac{1}{2} - \frac{\theta}{\pi} \right) = b_{15} \cdot \partial \theta \quad (5.63 \text{ ง})$$

$$\hat{t}_{fn} = dt_{fn} = \frac{b_7}{1-b_{12}} \cdot \partial I_{X-p} + \frac{b_8}{1-b_{12}} \cdot \partial I_L + \frac{b_9}{1-b_{12}} \cdot \partial V_o + \frac{b_{10}}{1-b_{12}} \cdot \partial \theta + \frac{b_{11}}{1-b_{12}} \cdot \partial f_S \quad (5.63 \text{ จ})$$

$$\hat{\theta} = d\theta = d \left[\sin^{-1} \left(\frac{I_L}{I_x} \right) \right] = b_{13} \cdot \partial I_L + b_{14} \cdot \partial I_{X-p} \quad (5.63 \text{ ฉ})$$

โดยสัมประสิทธิ์ต่างๆจะมีค่าตามสมการ (5.64)

$$a_1 = \frac{1}{\sin(\theta)} \quad (5.64 \text{ ก})$$

$$a_2 = -\frac{I_L \cos(\theta)}{\sin^2(\theta)} \quad (5.64 \text{ ข})$$

$$a_3 = \sin(\theta) \quad (5.64 \text{ ค})$$

$$a_4 = I_{X-p} \cos(\theta) \quad (5.64 \text{ ง})$$

$$b_1 = \frac{1}{2\pi I_L} \left[\cos(\theta) - \cos(2\pi t_{1n} + \theta) \right] \quad (5.64 \text{ จ})$$

$$b_2 = \frac{1}{2\pi I_L^2} \left[I_{X-p} \cos(2\pi t_{in} + \theta) - I_{X-p} \cos(\theta) + \omega C_X V_O \right] \quad (5.64 ก)$$

$$b_3 = -\frac{\omega C_X}{2\pi I_L} \quad (5.64 ข)$$

$$b_4 = \frac{I_{X-p}}{2\pi I_L} \left[\sin(2\pi t_{in} + \theta) - \sin(\theta) \right] \quad (5.64 ค)$$

$$b_5 = -\frac{\omega V_O}{I_L} \quad (5.64 ง)$$

$$b_6 = \frac{I_{X-p}}{I_L} \cdot \sin(2\pi t_{in} + \theta) \quad (5.64 ฉ)$$

$$b_7 = -\frac{1}{2\pi I_L} \left[\cos(2\pi t_{fn} + \theta) + \cos(\theta) \right] \quad (5.64 ช)$$

$$b_8 = \frac{1}{2\pi I_L^2} \left[I_{X-p} \cos(2\pi t_{fn} + \theta) + I_{X-p} \cos(\theta) - \omega C_X V_O \right] \quad (5.64 ซ)$$

$$b_9 = \frac{C_X V_O}{I_L} \quad (5.64 ฌ)$$

$$b_{10} = \frac{\omega C_X}{2\pi I_L} \quad (5.64 ฎ)$$

$$b_{11} = \frac{I_{X-p}}{2\pi I_L} \left[\sin(2\pi t_{fn} + \theta) + \sin(\theta) - \frac{2I_L}{I_{X-p}} \right] \quad (5.64 ฏ)$$

$$b_{12} = \frac{I_{X-p}}{I_L} \cdot \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \quad (5.64 ถ)$$

$$b_{13} = \frac{1}{I_{X-p} \cos(\theta)} \quad (5.64 ท)$$

$$b_{14} = -\frac{\tan(\theta)}{I_{X-p}} \quad (5.64 ฑ)$$

$$b_{15} = -\frac{1}{\pi} \quad (5.64 ฒ)$$

แทนสมการที่ (5.63 ก) ถึง (5.63 ฌ) ในสมการที่ (5.61) และ (5.62) แล้วทำการจัดรูปใหม่จะได้

$$\hat{\alpha} = E_x \hat{i}_x + E_L \hat{i}_L + E_f \hat{f}_S + E_O \hat{v}_O \quad (5.65)$$

$$\hat{\beta} = U_x \hat{i}_x + U_L \hat{i}_L + U_f \hat{f}_S + U_O \hat{v}_O \quad (5.66)$$

เมื่อ

$$E_x = \frac{N_1 b_1}{1-b_6} + \frac{N_3 b_7}{1-b_{12}} + r_x a_3 + b_{14} \cdot \left(\frac{N_1 b_4}{1-b_6} + N_2 b_{15} + \frac{N_3 b_{11}}{1-b_{12}} + N_4 + r_x a_2 + r_f a_4 \right) \quad (5.67)$$

$$E_L = \frac{N_1 b_2}{1-b_6} + \frac{N_3 b_8}{1-b_{12}} + r_x a_1 + b_{13} \cdot \left(\frac{N_1 b_4}{1-b_6} + N_2 b_{15} + \frac{N_3 b_{11}}{1-b_{12}} + N_4 + r_x a_2 + r_f a_4 \right) \quad (5.68)$$

$$E_f = \frac{N_1 b_5}{1-b_6} + \frac{N_3 b_9}{1-b_{12}} + k_f \quad (5.69)$$

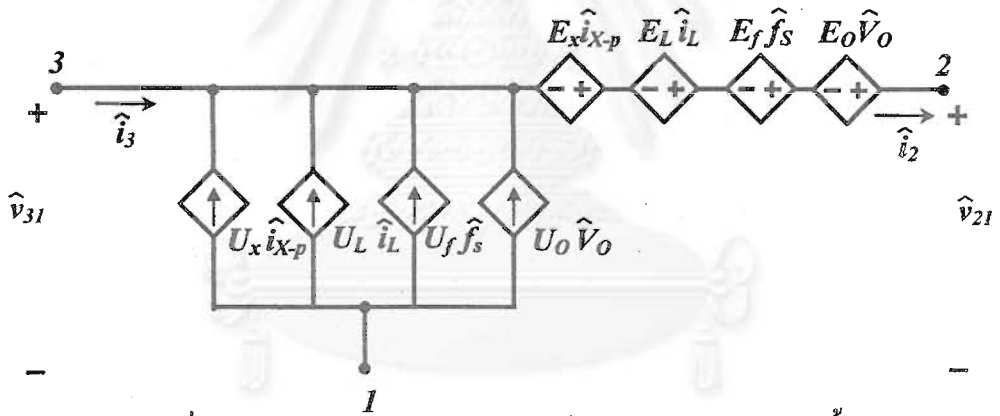
$$E_o = \frac{N_1 b_3}{1-b_6} + \frac{N_3 b_{10}}{1-b_{12}} + k_o \quad (5.70)$$

$$U_x = k_L a_3 + \frac{y_1 b_1}{1-b_6} + b_{14} \cdot \left(k_x a_2 + k_L a_4 + \frac{y_1 b_4}{1-b_6} + y_2 b_{15} + y_3 \right) \quad (5.71)$$

$$U_L = k_x a_1 + \frac{y_1 b_2}{1-b_6} + b_{13} \cdot \left(k_x a_2 + k_L a_4 + \frac{y_1 b_4}{1-b_6} + y_2 b_{15} + y_3 \right) \quad (5.72)$$

$$U_f = \frac{y_1 b_5}{1-b_6} \quad (5.73)$$

$$U_o = \frac{y_1 b_3}{1-b_6} \quad (5.74)$$

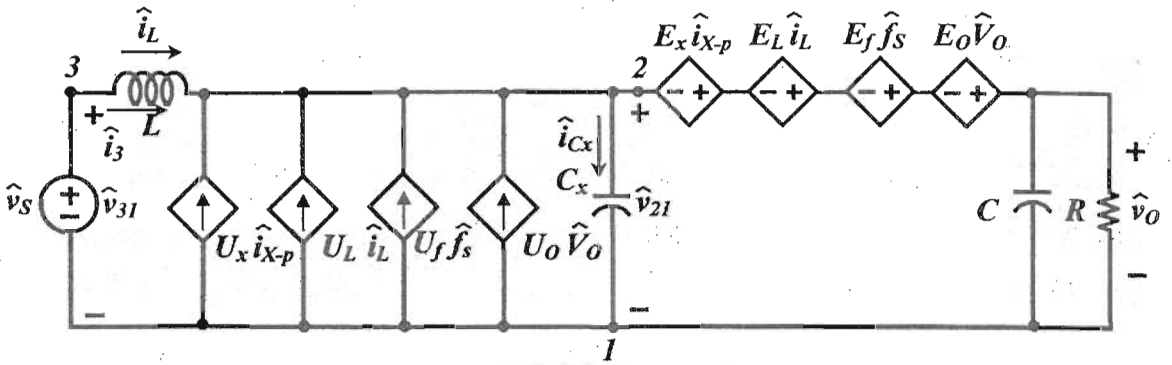


รูปที่ 5.22 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว

แทนสมการที่ (5.56) และ (5.57) ในสมการที่ (5.65) และ (5.66) จะได้ความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้วดังสมการที่ (5.75) และ (5.76) จากสมการทั้งสองก็จะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว ดังรูปที่ 5.22 เมื่อแทนแบบจำลองนี้ลงในวงจรแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping จะได้ว่าวงจรสมมูลสัญญาณเล็กของวงจรดังรูปที่ 5.23

$$E_x \hat{i}_{x-p} + E_L \hat{i}_L + E_f \hat{i}_{f-s} + E_o \hat{v}_o = \hat{v}_{21} - \hat{v}_{31} \quad (5.75)$$

$$U_x \hat{i}_{x-p} + U_L \hat{i}_L + U_f \hat{i}_{f-s} + U_o \hat{v}_o = \hat{i}_2 - \hat{i}_3 \quad (5.76)$$



รูปที่ 5.23 วงจรสมมูลสัญญาณเล็กของวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping

จากวงจรสมมูลสัญญาณเล็กของวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ในรูปที่ 5.23 สามารถคำนวณฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด (open loop transfer function) ได้ดังนี้

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อแรงดันด้านเข้า v_s เมื่อ $i_{X-p}(s), f_s(s) = 0$

$$G_{vs}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = A_{vs_ideal} \cdot \frac{S \cdot (a_{1vs}) + 1}{S^2(d_2) + S \cdot (d_1) + 1} \tag{5.77}$$

เมื่อ
$$A_{vs_ideal} = \frac{R(U_L + 1)}{-E_L(1 - U_O R) + R(1 - E_O)(U_L + 1)} \tag{5.78}$$

$$a_{1vs} = \frac{C_X E_L}{(U_L + 1)} \tag{5.79}$$

$$d_1 = \frac{L(1 - U_O R) - E_L C R}{-E_L(1 - U_O R) + R(1 - E_O)(U_L + 1)} \tag{5.80}$$

$$d_2 = \frac{LR(C + C_X(1 - E_O))}{-E_L(1 - U_O R) + R(1 - E_O)(U_L + 1)} \tag{5.81}$$

อาจเขียนฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด ให้อยู่ในรูปแบบที่วิเคราะห์ได้ง่ายคือ

$$G_{vs}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = A_{vs_ideal} \cdot \frac{S/\omega_{zL} + 1}{S^2/\omega_{op}^2 + S/\omega_{op}Q_p + 1} \tag{5.82}$$

เมื่อ
$$\omega_{zL} = \frac{U_L + 1}{C_X E_L} \tag{5.83}$$

ความถี่หักมุม
$$\omega_{op} = \frac{1}{\sqrt{d_2}} = \sqrt{\frac{-E_L(1 - U_O R) + R(1 - E_O)(U_L + 1)}{LR(C + C_X(1 - E_O))}} \tag{5.84}$$

$$\text{ตัวประกอบคุณภาพ } Q_p = \frac{1}{\omega_{op} d_1} = \frac{1}{\omega_{op}} \cdot \left(\frac{-E_L(1-U_O R) + R(1-E_O)(U_L + 1)}{L(1-U_O R) - E_L C R} \right) \quad (5.85)$$

จากสมการที่ (5.82) ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อแรงดันด้านเข้า v_s จะมีอัตราขยายไฟตรง A_{vs_ideal} จะแปรตามความต้านทาน R , ค่าสัมประสิทธิ์ E_L, E_o, U_L และ U_o ดังสมการที่ (5.78) ฟังก์ชันโอนย้ายจะมีศูนย์ (zero) ค่าบวก 1 ตัวซึ่งเกิดจากผลของตัวเก็บประจุ C_x โดยจะเกิดในย่านความถี่สูงและมีขั้ว 2 ตัวเป็นจำนวนเชิงซ้อนในย่านความถี่ต่ำซึ่งเกิดจากผลของตัวเก็บประจุ C และตัวเหนี่ยวนำ L จากสมการของความถี่หักมุม ω_{op} และตัวประกอบคุณภาพ Q_p พบว่า

- ค่า ω_{op} จะแปรผกผันกับความต้านทาน โหลด R , ตัวเก็บประจุ C_x, C และค่าตัวเหนี่ยวนำ L แต่จะแปรตามค่าสัมประสิทธิ์ E_L, E_o, U_L และ U_o .
- ค่า Q_p จะแปรตามกับความต้านทาน โหลด R , ตัวเก็บประจุ C_x, C , สัมประสิทธิ์ E_L, U_L และ U_o แต่แปรผกผันกับค่าตัวเหนี่ยวนำ L และสัมประสิทธิ์ E_o .
- ในกรณีที่ตัวเก็บประจุ C_x มีขนาดเล็กกว่าตัวเก็บประจุ C มาก ตัวเก็บประจุ C_x แทบจะไม่มีผลต่อค่า ω_{op} และ Q_p

ในกรณีที่ความต้านทาน โหลด R , ตัวเก็บประจุ C_x, C , สัมประสิทธิ์ E_L, U_L และ U_o มีค่าน้อย ขณะที่ค่าตัวเหนี่ยวนำ L และสัมประสิทธิ์ E_o มีค่ามากจะทำให้ $Q_p \leq 0.5$ ฟังก์ชันโอนย้ายจะมีขั้วเป็นจำนวนจริง 2 ตัว ซึ่งเขียนใหม่ได้เป็น

$$G_{vs}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = \frac{A_{vs_ideal} \cdot (1 - s/\omega_{zL})}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})} \quad (5.86)$$

$$\text{โดยที่ } \omega_{p1} = \frac{\omega_{op}}{Q_p} \cdot \frac{1 - \sqrt{1 - 4Q_p^2}}{2} \quad (5.87)$$

$$\text{และ } \omega_{p2} = \frac{\omega_{op}}{Q_p} \cdot \frac{1 + \sqrt{1 - 4Q_p^2}}{2} \quad (5.88)$$

ในกรณีที่ $Q_p \ll 0.5$ อาจประมาณได้ว่า

$$\omega_{p1} \approx 0 \quad ; \text{ for } Q_p \ll \frac{1}{2} \quad (5.89)$$

$$\text{และ } \omega_{p2} \approx \frac{\omega_{op}}{Q_p} = \frac{L + CR(R_L + r_i) + C_x R R_L}{LR(C + C_x)} \quad ; \text{ for } Q_p \ll \frac{1}{2} \quad (5.90)$$

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม i_{x-p} เมื่อ $\hat{v}_s(s), \hat{f}_s(s) = 0$

$$G_{ix}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{x-p}(s)} = A_{ix_ideal} \cdot \frac{S^2 \cdot (b_{2ix}) + S \cdot (b_{1ix}) + 1}{S^2(d_2) + S \cdot (d_1) + 1} \quad (5.91)$$

$$A_{ix_ideal} = \frac{-R(E_L U_X - E_X(U_L + 1))}{-E_L(1 - U_O R) + R(1 - E_O)(U_L + 1)} \quad (5.92)$$

เมื่อ

$$b_{1ix} = \frac{LU_X}{-(E_L U_X - E_X(U_L + 1))} \quad (5.93)$$

$$b_{2ix} = \frac{LC_X E_X}{-(E_L U_X - E_X(U_L + 1))} \quad (5.94)$$

เขียนฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด ให้อยู่ในรูปแบบที่วิเคราะห์ได้ง่ายคือ

$$G_{ix}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{x-p}(s)} = A_{ix_ideal} \cdot \frac{(1 + s/\omega_{oxz} Q_{xz} + s^2/\omega_{oxz}^2)}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})} \quad (5.95)$$

เมื่อ

$$\omega_{oxz} = \frac{1}{\sqrt{b_{2ix}}} = \sqrt{\frac{(-E_L U_X + E_X(U_L + 1))}{LC_X E_X}} \quad (5.96)$$

$$Q_{xz} = \frac{1}{\omega_{oxz} \cdot b_{1ix}} = \frac{-(E_L U_X - E_X(U_L + 1))}{\omega_{oxz} \cdot LU_X}$$

$$= \frac{1}{U_X} \cdot \sqrt{\frac{C_X E_X \cdot (-E_L U_X + E_X(U_L + 1))}{L}} \quad (5.97)$$

ในทำนองเดียวกับกรณี v_s ค่าพหุนามฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อ i_{x-p} ได้ดังสมการที่ (5.95) จะเห็นได้ว่าฟังก์ชันโอนย้ายจะมีลักษณะเช่นเดียวกับสมการที่ (5.82) แต่อัตราขยาย A_{ix_ideal} จะมีขนาดใหญ่กว่า A_{vs_ideal} โดยที่อัตราขยายไฟตรง A_{ix_ideal} แปรตามความต้านทานโหลด R , ค่าสัมประสิทธิ์ E_X , E_O , U_X และค่าสัมประสิทธิ์ U_O แต่จะแปรผกผันกับค่าสัมประสิทธิ์ E_L และ U_L

ฟังก์ชันโอนย้ายจะมีศูนย์(zero) ค่าลบ 1 ตัวและมีขั้ว(pole) 2 ตัวเป็นจำนวนเชิงซ้อน โดยจะเกิดในย่านที่ความถี่ต่ำ ซึ่งเกิดจากผลของตัวเก็บประจุ C และตัวเหนี่ยวนำ L แต่มีศูนย์(zero)ค่าลบอีก 1 ตัวโดยจะเกิดในย่านความถี่สูงซึ่งเกิดจากผลของตัวเก็บประจุ C_X

□ ฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม f_s เมื่อ $\hat{v}_s(s), \hat{i}_{X-p}(s) = 0$

$$G_{f_s}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = \frac{A_{f_s_ideal} \cdot (S^2 \cdot (c_{2f_s}) + S \cdot (c_{1f_s}) + 1)}{S^2(d_2) + S \cdot (d_1) + 1} \quad (5.98)$$

เมื่อ

$$A_{f_s_ideal} = \frac{-R(E_L U_f - E_f(U_L + 1))}{-E_L(1 - U_o R) + R(1 - E_o)(U_L + 1)} \quad (5.99)$$

$$c_{1f_s} = \frac{L U_f}{-(E_L U_f - E_f(U_L + 1))} \quad (5.100)$$

$$c_{2f_s} = \frac{L C_X E_f}{-(E_L U_f - E_f(U_L + 1))} \quad (5.101)$$

เขียนฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิด ให้อยู่ในรูปแบบที่วิเคราะห์ได้ง่ายคือ

$$G_{f_s}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = A_{f_s_ideal} \cdot \frac{(1 + s/\omega_{ofz} Q_{fz} + s^2/\omega_{ofz}^2)}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})} \quad (5.102)$$

เมื่อ

$$\omega_{ofz} = \frac{1}{\sqrt{c_{2f_s}}} = \sqrt{\frac{-(E_L U_f + E_f(U_L + 1))}{L C_X E_f}} \quad (5.103)$$

$$Q_{fz} = \frac{1}{\omega_{ofz} \cdot c_{1f_s}} = \frac{-(E_L U_f - E_f(U_L + 1))}{\omega_{ofz} \cdot L U_f}$$

$$= \frac{1}{U_f} \cdot \sqrt{\frac{C_X E_f \cdot (-E_L U_X + E_X(U_L + 1))}{L}} \quad (5.104)$$

โดยที่อัตราขยายไฟตรง $A_{f_s_ideal}$ แปรตามค่าสัมประสิทธิ์ E_p , E_o , U_L และ U_f แต่จะแปรผกผันกับความต้านทานโหลด R , ค่าสัมประสิทธิ์ E_L และ U_o

ฟังก์ชัน โอนย้ายจะมีศูนย์(zero)ค่าลบ 1 ตัวและมีขั้ว(pole) 2 ตัวเป็นจำนวนเชิงซ้อน โดยจะเกิดในย่านที่ความถี่ต่ำ ซึ่งเกิดจากผลของตัวเก็บประจุ C และตัวเหนี่ยวนำ L แต่มีศูนย์(zero)ค่าลบ 1 ตัวโดยจะเกิดในย่านความถี่สูงซึ่งเกิดจากผลของตัวเก็บประจุ C_X

□ อิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io_ideal} เมื่อ $\hat{i}_{X-p}, \hat{f}_s = 0$

คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io} ได้ดังสมการที่ (5.105)

$$Z_{io_ideal}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_L(s)} = k_{io_ideal} \cdot \frac{S^2 \cdot (j_2) + S \cdot (j_1) + 1}{S \cdot (h_{in}) + 1} \quad (5.105)$$

$$\text{เมื่อ } k_{io_ideal} = \frac{-E_L \cdot (1-U_O R) + R \cdot (1-E_O)(1+U_L)}{1-RU_O} \quad (5.106)$$

$$h_{in} = \frac{R \cdot (C + C_X (1-E_O))}{1-RU_O} \quad (5.107)$$

$$j_1 = \frac{L(1-RU_O) - CRE_L}{-E_L \cdot (1-U_O R) + R \cdot (1-E_O)(1+U_L)} \quad (5.108)$$

เขียนฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด ให้อยู่ในรูปแบบที่วิเคราะห์ได้ง่ายคือ

$$Z_{io_ideal}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_L(s)} = k_{io_ideal} \cdot \frac{(1+s/\omega_{oin}Q_{in} + s^2/\omega_{oin}^2)}{(1+s/\omega_{pin})} \quad (5.109)$$

$$\text{เมื่อ } \omega_{pin} = \frac{1-RU_O}{R \cdot (C + C_X (1-E_O))} \quad (5.110)$$

$$\omega_{oin} = \frac{1}{\sqrt{j_2}} = \sqrt{\frac{-E_L \cdot (1-U_O R) + R \cdot (1-E_O)(1+U_L)}{LR(C + C_X (1-E_O))}} \quad (5.111)$$

$$Q_{in} = \frac{1}{\omega_{oin} \cdot j_1} = \frac{-E_L \cdot (1-U_O R) + R \cdot (1-E_O)(1+U_L)}{\omega_{oin} \cdot (L(1-RU_O) - CRE_L)} \\ = \frac{\sqrt{\{LR(C + C_X (1-E_O))\}} \{-E_L \cdot (1-U_O R) + R \cdot (1-E_O)(1+U_L)\}}{L(1-RU_O) - CRE_L} \quad (5.112)$$

โดยที่อัตราขยายไฟตรง k_{io_ideal} แปรตามความต้านทานโหลด R , ค่าสัมประสิทธิ์ U_L และ U_O แต่จะแปรผกผันกับค่าสัมประสิทธิ์ E_L และ E_O

ฟังก์ชันโอนย้ายจะมีขั้ว(pole)ค่าลบ 1 ตัวและมีศูนย์(zero) 2 ตัวเป็นจำนวนเชิงซ้อน โดยจะเกิดในย่านที่ความถี่ต่ำ ซึ่งเกิดจากผลของตัวเก็บประจุ C และตัวเหนี่ยวนำ L

□ อิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo_inv} เมื่อ $\hat{v}_s, \hat{i}_{X-p}, \hat{f}_S = 0$ จากรูปที่ 5.24 คำนวณได้ว่า

$$Z_{oo_ideal}(s) = \frac{\hat{v}_O(s)}{\hat{i}_G(s)} = k_{oo_ideal} \cdot \frac{S \cdot (h_{1oo}) + 1}{S^2 \cdot (j_2) + S \cdot (j_1) + 1} \quad (5.113)$$

$$\text{เมื่อ } k_{oo_ideal} = \frac{RE_L}{E_L \cdot (1-U_O R) - R \cdot (1-E_O)(1+U_L)} \quad (5.114)$$

$$h_{1oo} = -\frac{L}{E_L} \quad (5.115)$$

เขียนฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด ให้อยู่ในรูปแบบที่วิเคราะห์ได้ง่ายคือ

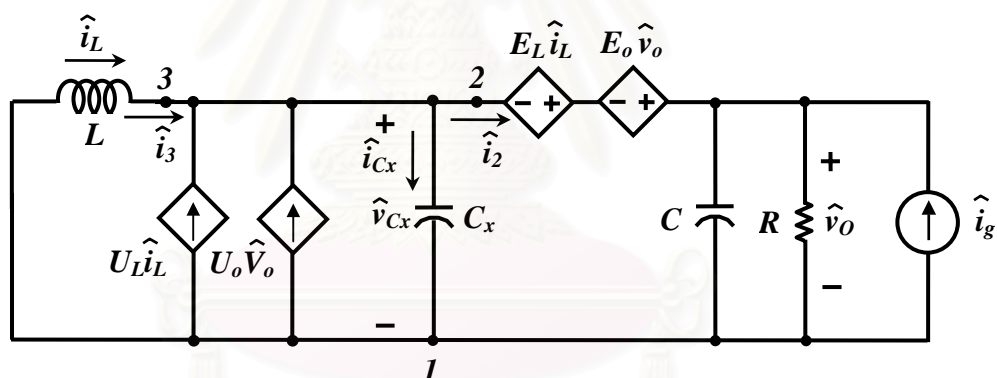
$$Z_{oo_ideal}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_L(s)} = k_{oo_ideal} \cdot \frac{(1 + s/\omega_{poo})}{(1 + s/\omega_{oin}Q_{in} + s^2/\omega_{oin}^2)} \quad (5.116)$$

เมื่อ
$$\omega_{poo} = \frac{1}{h_{1oo}} = -\frac{E_L}{L} \quad (5.117)$$

โดยที่อัตราขยายไฟตรง k_{io_ideal} แปรตามความต้านทานโหลด R , ค่าสัมประสิทธิ์ E_o และ U_o แต่จะแปรผกผันกับค่าสัมประสิทธิ์ E_L และ U_L

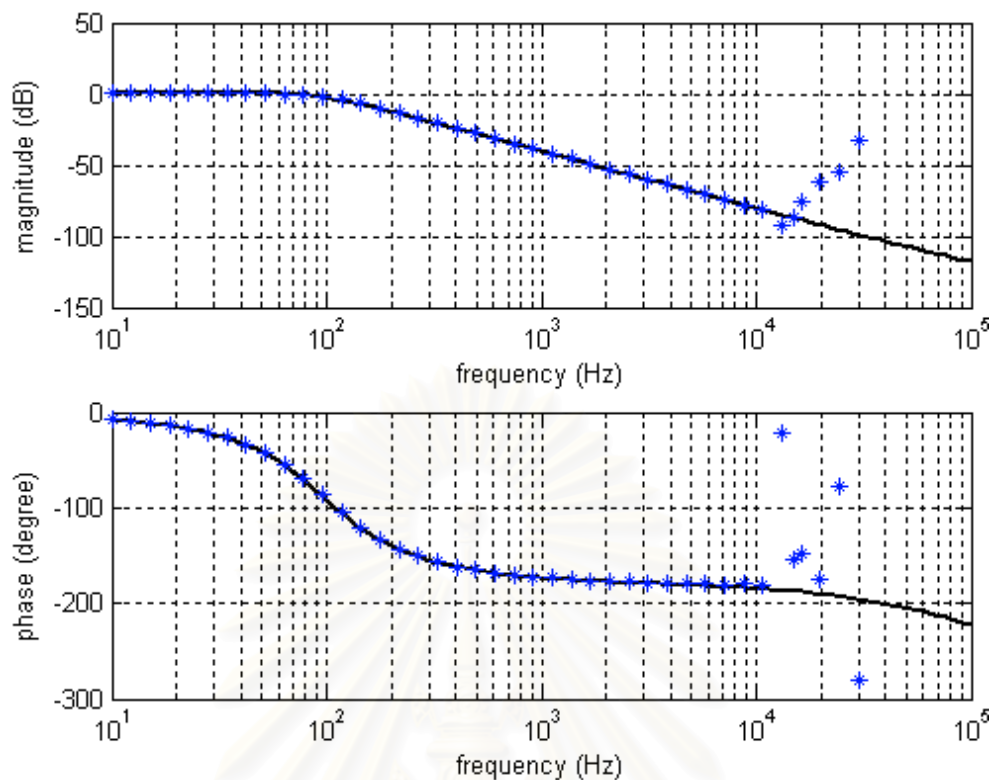
ฟังก์ชันโอนย้ายจะมีศูนย์(zero) ค่าลบ 1 ตัวและมีขั้ว(pole) 2 ตัวเป็นจำนวนเชิงซ้อน โดยจะเกิดในย่านที่ความถี่ต่ำซึ่งเกิดจากผลของตัวเก็บประจุ C และตัวเหนี่ยวนำ L

พารามิเตอร์ในวงจร $V_s = 15$ Volt, $V_o = 23.387$ Volt, $I_L = 0.382$ A, $I_x = 1$ A, $f_s = 30$ kHz, $R = 50$ ohm, $L = 40$ mH, $C = 40$ uF, $C_x = 100$ nF

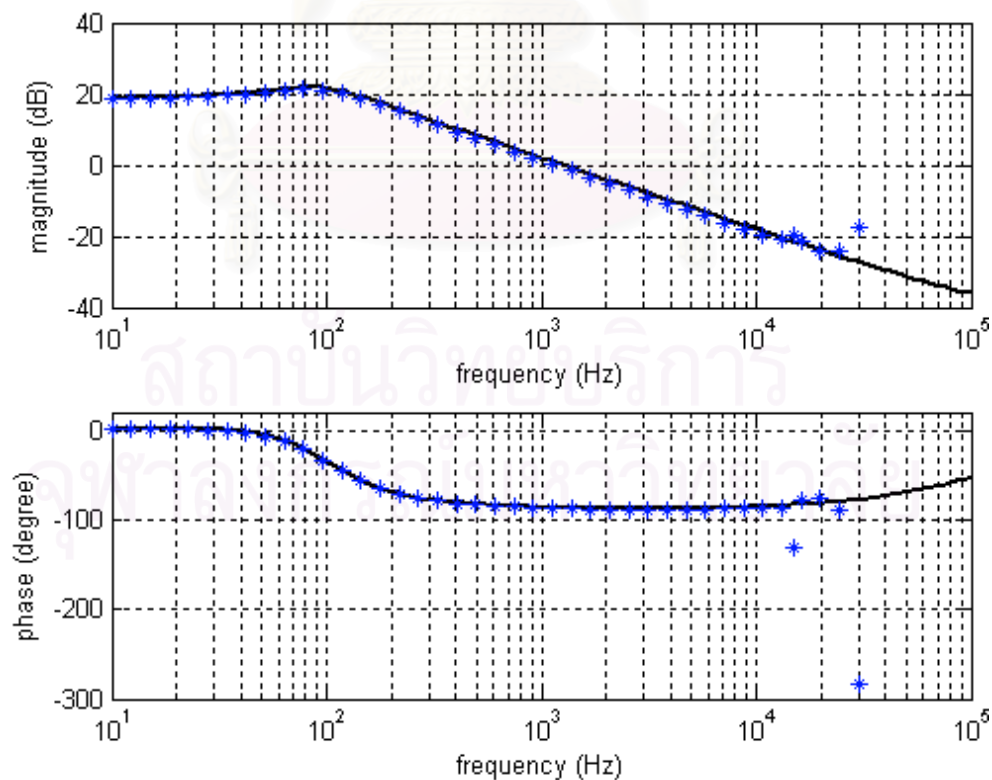


รูปที่ 5.24 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo}

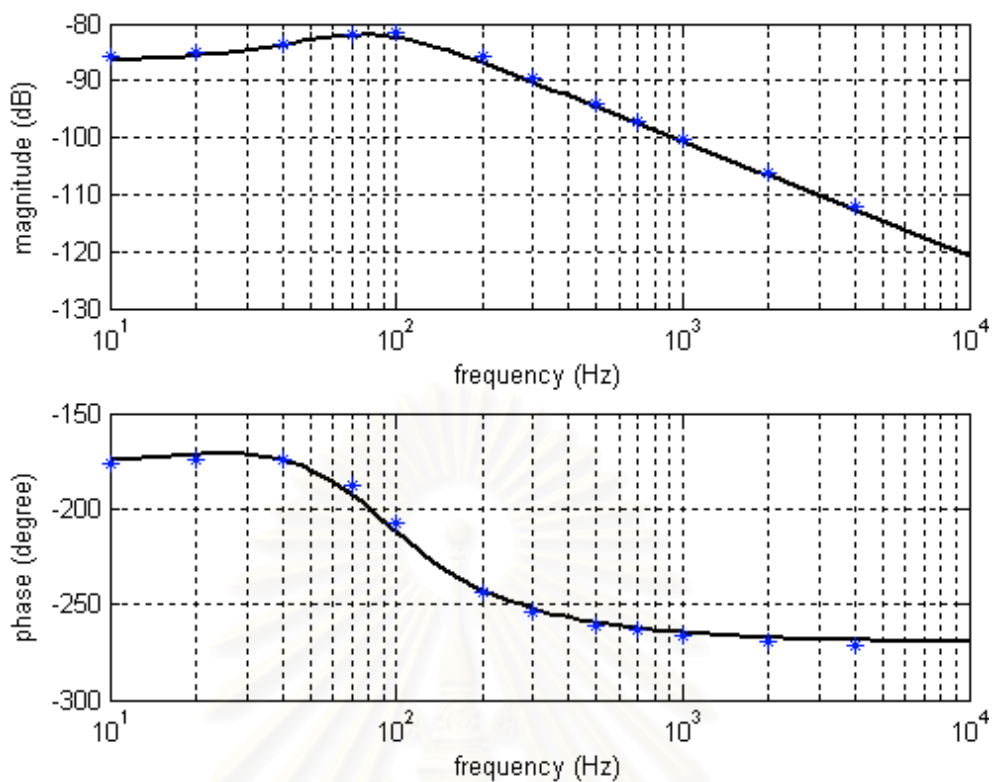
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



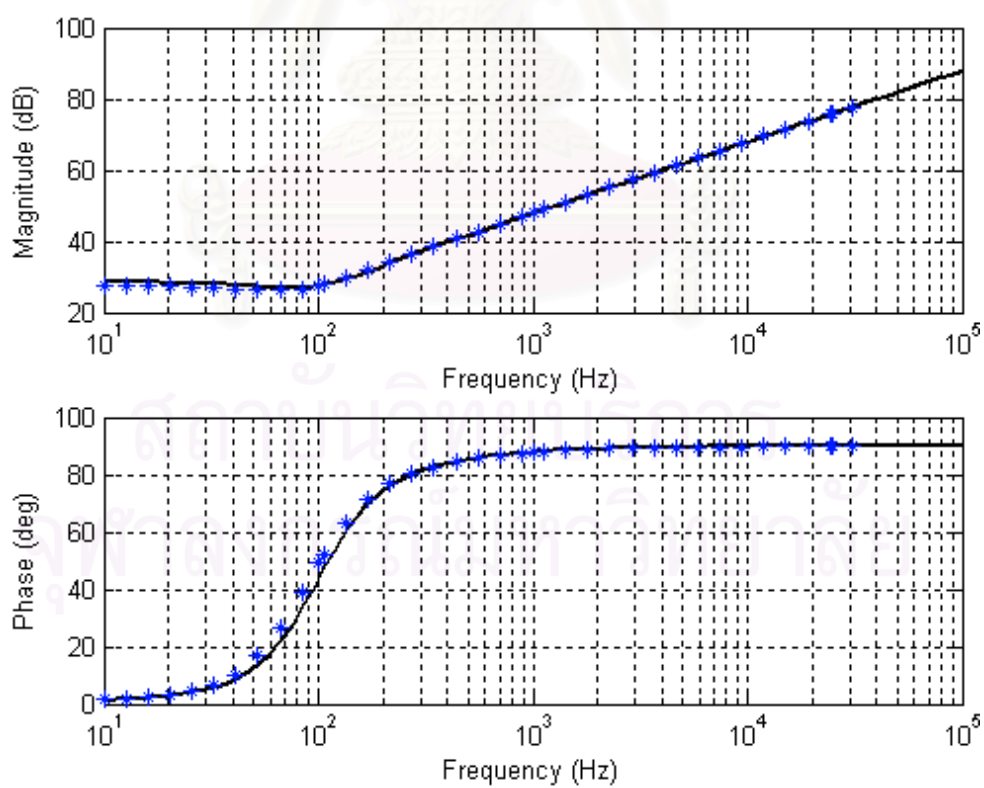
รูปที่ 5.25 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อ v_s



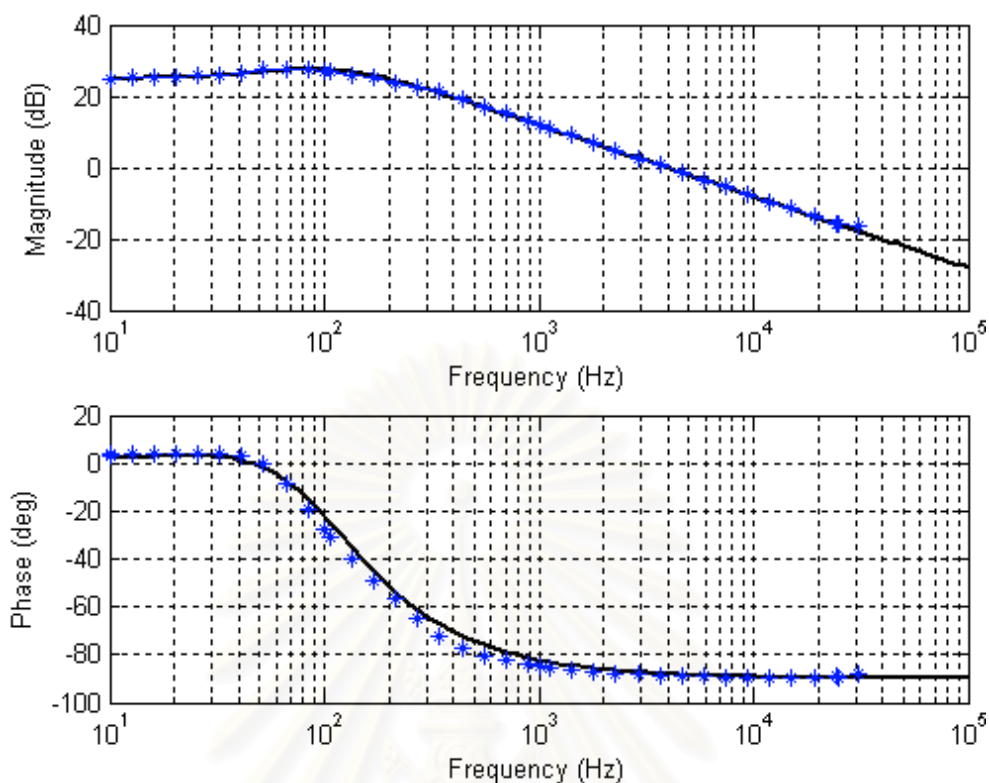
รูปที่ 5.26 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อ i_{x-p}



รูปที่ 5.27 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อ f_s



รูปที่ 5.28 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า Z_{in}



รูปที่ 5.29 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านออก Z_{oo}

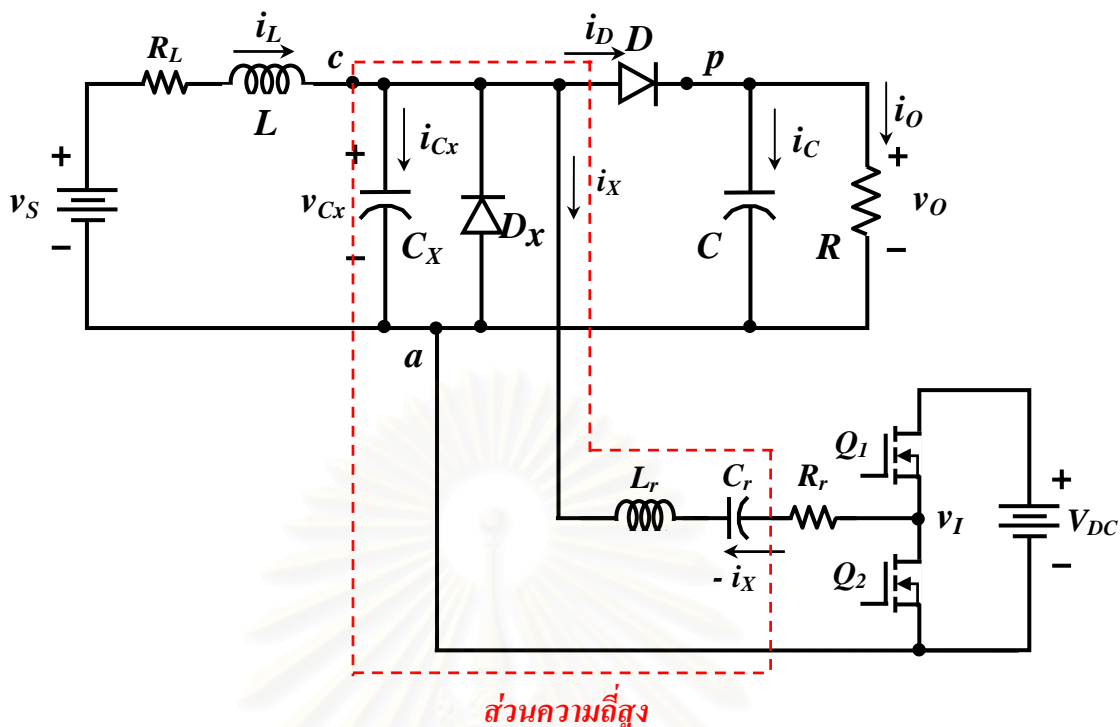
5.4 แบบจำลองของวงจร กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

5.4.1 แนวคิดในการสร้างแบบจำลอง ในย่านความถี่ต่ำ

รูปที่ 5.30 แสดงโครงสร้างของวงจรแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน ในการหาแบบจำลองในย่านความถี่ต่ำของวงจร กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งกระแสควบคุมจะใช้วิธีเดียวกับหัวข้อ 5.3.1 ได้

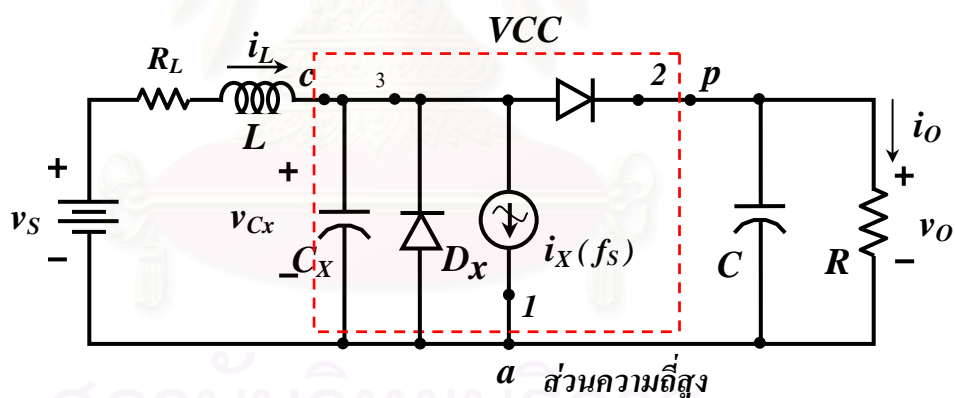
5.4.2 แบบจำลองเฉลี่ยและแบบจำลองไฟตรง กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

เมื่อละเลยผลขององค์ประกอบสะสมพลังงาน L_r , C_r ในวงจรอินเวอร์เตอร์ จะทำให้ทั้งแบบจำลองเฉลี่ยและแบบจำลองไฟตรงของวงจรในกรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม มีลักษณะเหมือนกับกรณีที่ค่าขอดไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ ดังรูปที่ 3.18 และ 3.20 ตามลำดับ เพียงแต่ในกรณีของวงจรอินเวอร์เตอร์ค่าขอด $\langle i_{xp} \rangle$ เป็นฟังก์ชันของแรงดันด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ V_{DC} , ความถี่การสวิตช์ f_s , ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} และตัวเก็บประจุสมมูล C_{ic} ดังสมการที่ (4.46)



ส่วนความถี่สูง

รูปที่ 5.30 วงจรแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดันกรณี่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ L

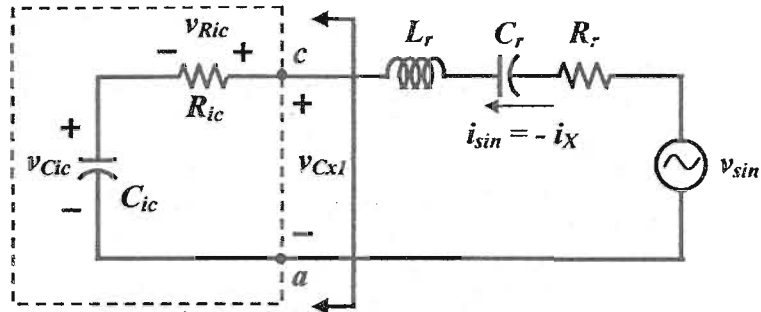


ส่วนความถี่สูง

รูปที่ 5.31 วงจรแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดันกรณี่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม ในย่านความถี่ต่ำๆ

5.4.3 การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$

เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 5.30 เฉพาะในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์และอาศัยแนวคิดในแทนวงจรแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ด้วยอิมพีแดนซ์สมมูล จะได้ว่าวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ ดังรูปที่ 5.32



วงจรแบบ S2-Structured Type A Double Clamp วงจรอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 5.32 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมสมมูล ที่ใช้คำนวณหาการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของค่ายอดของกระแสควมคุม $\langle i_{X-p} \rangle$

จากสมการที่ (4.46) สามารถจัดให้อยู่ในรูปตัวแปร f_s ได้ดังนี้คือ

$$\langle i_{X-p} \rangle = \frac{V_{sin-p}}{Z} = \left(\frac{2 \cdot V_{DC}}{\pi Z_{Or}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_{Lr}^2} + \left[\frac{f_s}{f_{Or}} - \frac{f_{Or}}{f_s} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic}} \right) \right]^2}} \quad (5.118)$$

จัดรูปใหม่จะได้ว่า

$$\frac{f_s}{f_{Or}} - \frac{f_{Or}}{f_s} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic}} \right) = \sqrt{\left[\left(\frac{2 \cdot V_{DC}}{\pi Z_{Or} \langle i_{X-p} \rangle} \right)^2 - \frac{(R_r + R_{ic})^2}{Z_{Or}^2} \right]} \quad (5.119)$$

จากสมการ (5.119) พบว่า f_s ขึ้นกับค่ายอดของกระแสควมคุม $\langle i_{X-p} \rangle$, ตัวเก็บประจุ C_{ic} และความต้านทาน R_{ic} ดังนั้นหาการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของ f_s ได้ว่า

$$\hat{f}_s = S_X \cdot \hat{i}_{X-p} + S_C \cdot \hat{C}_{ic} + S_R \cdot \hat{R}_{ic} \quad (5.120)$$

เมื่อ

$$S_X = \frac{\partial f_s}{\partial \langle i_{X-p} \rangle} = \frac{-4 f_s V_{DC}^2}{(\pi^2 Z_{Or}^2 \langle i_{X-p} \rangle^3) \cdot \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic}} \right) \right] \sqrt{\left[\left(\frac{2 \cdot V_{DC}}{\pi Z_{Or} \langle i_{X-p} \rangle} \right)^2 - \frac{1}{Q_{Lr}^2} \right]}} \quad (5.121)$$

$$S_C = \frac{\partial f_s}{\partial C_{ic}} = \frac{-f_s C_r}{(\omega_{nr} C_{ic}^2) \left[\omega_{nr} + \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic}} \right) \right]} \quad (5.122)$$

$$S_R = \frac{\partial f_s}{\partial R_{ic}} = \frac{-f_s R_s}{(Z_{Or}^2) \cdot \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic}} \right) \right] \sqrt{\left[\left(\frac{2 \cdot V_{DC}}{\pi Z_{Or} \langle i_{x-p} \rangle} \right)^2 - \frac{1}{Q_{Lr}^2} \right]}} \quad (5.123)$$

แทนสมการ (5.120) ในสมการ (5.19) และจัดรูปจะได้

$$\hat{i}_{x-p} = \frac{1}{(1 - h_f S_X)} \left[h_r \cdot \hat{V}_{DC} + (h_f S_R + h_r) \cdot \hat{R}_{ic} + (h_f S_C + h_c) \cdot \hat{C}_{ic} \right] \quad (5.124)$$

แทนสมการที่ (5.24) และสมการที่ (5.28) ลงในสมการที่ (5.124) และจัดรูปของสมการใหม่ ได้ว่า

$$\hat{i}_{x-p} = m_v \cdot \hat{v}_{dc} + m_f \cdot \hat{f}_s + m_i \cdot \hat{i}_L \quad (5.125)$$

เมื่อ

$$m_v = \frac{h_v}{1 - h_f S_X - (g_{rx})(h_f S_R + h_r) - (g_{cx})(h_f S_C + h_c)} \quad (5.126)$$

$$m_f = \frac{g_{rf} \cdot (h_f S_R + h_r)}{1 - h_f S_X - (g_{rx})(h_f S_R + h_r) - (g_{cx})(h_f S_C + h_c)} \quad (5.127)$$

$$m_i = \frac{(g_{ri})(h_f S_R + h_r) + (g_{ci})(h_f S_C + h_c)}{1 - h_f S_X - (g_{rx})(h_f S_R + h_r) - (g_{cx})(h_f S_C + h_c)} \quad (5.128)$$

ในกรณีนี้ที่ประมาณให้ v_{dc} คงที่ การเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของค่า $\langle i_{x-p} \rangle$ จะขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงของ f_s และ $\langle i_L \rangle$ ดังสมการที่ (5.129)

$$\hat{i}_{x-p} = m_f \cdot \hat{f}_s + m_i \cdot \hat{i}_L \quad (5.129)$$

5.4.4 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงในย่านความถี่ต่ำ

เมื่อใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแส i_x ความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของกระแสที่ขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วจะเหมือนกับกรณีที่กำลังจ่ายของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ ดังสมการที่ (5.76) ซึ่งนำมาเขียนใหม่ คือ

$$\begin{aligned}
\hat{i}_3 + U_x \hat{i}_{x-p} + U_L \hat{i}_L + U_f \hat{f}_S + U_o \hat{v}_o &= \hat{i}_2 \\
\hat{i}_3 + U_x \cdot (m_f \hat{f}_S + m_i \hat{i}_L) + U_L \hat{i}_L + U_f \hat{f}_S + U_o \hat{v}_o &= \hat{i}_2 \\
\hat{i}_3 + (U_x m_i + U_L) \hat{i}_L + (U_x m_f + U_f) \hat{f}_S + U_o \hat{v}_o &= \hat{i}_2 \\
\hat{i}_3 + U'_L \hat{i}_L + U'_f \hat{f}_S + U_o \hat{v}_o &= \hat{i}_2
\end{aligned} \tag{5.130}$$

เมื่อกำหนดให้

$$U'_L = U_x m_i + U_L \tag{5.131}$$

$$U'_f = U_x m_f + U_f \tag{5.132}$$

กรณีแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว จะคล้ายกับกรณีที่กำลังของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตซ์ แต่การเปลี่ยนแปลงเล็กๆของค่า $\langle i_{x-p} \rangle$ จะขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงของ f_S และ $\langle i_L \rangle$ ดังนั้นแทนสมการที่ (5.129) ลงในสมการที่ (5.75) จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว คือ

$$\hat{v}_{21} - \hat{v}_{31} = E_x \cdot (m_f \hat{f}_S + m_i \hat{i}_L) + E_L \hat{i}_L + E_f \hat{f}_S + E_o \hat{v}_o \tag{5.133}$$

จัดรูปสมการใหม่ได้ว่า

$$\hat{v}_{21} - \hat{v}_{31} = (E_x m_i + E_L) \hat{i}_L + (E_x m_f + E_f) \hat{f}_S + E_o \hat{v}_o \tag{5.134}$$

หรือ

$$\hat{v}_{21} - \hat{v}_{31} = E'_L \hat{i}_L + E'_f \hat{f}_S + E_o \hat{v}_o \tag{5.135}$$

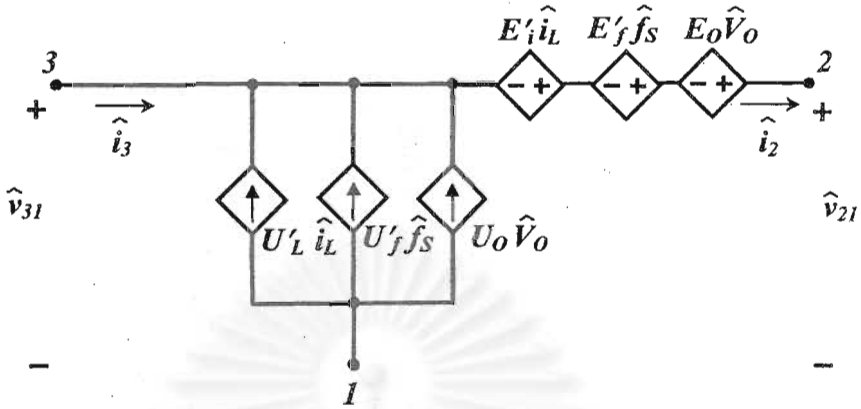
เมื่อกำหนดให้

$$E'_L = E_x m_i + E_L \tag{5.136}$$

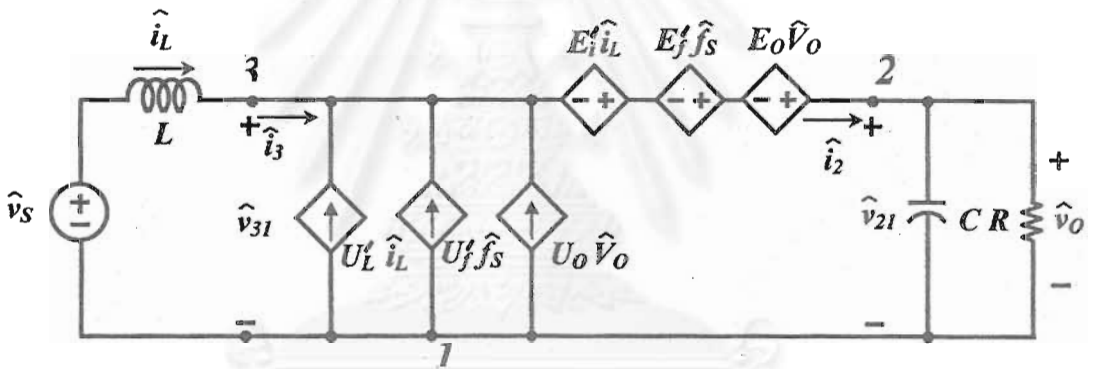
$$E'_f = E_x m_f + E_f \tag{5.137}$$

จากสมการที่ (5.130) และ (5.135) ได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุมดังรูปที่ 5.33 และได้วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กลงในย่านความถี่ต่ำของวงจรแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม ดัง

รูปที่ 5.34 สังกเกตได้ว่าในย่านความถี่ต่ำจะละเลย ตัวเก็บประจุ C_x เนื่องจาก C_x มีขนาดเล็กและส่งผลต่อผลตอบเชิงความถี่ของวงจรในย่านความถี่ต่ำน้อยมาก



รูปที่ 5.33 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้นตอน ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม



รูปที่ 5.34 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำ ของวงจรแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping ที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดันกรณี่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อแรงดันด้านเข้า v_s เมื่อ $i_{X-p}(s), f_s(s)=0$

$$G_{vs_inv}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = A_{vs_inv} \cdot \frac{S \cdot (d'_{1vs}) + 1}{S^2 (d'_2) + S \cdot (d'_1) + 1} \tag{5.138}$$

เมื่อ

$$A'_{vs_inv} = \frac{R(U'_L + 1)}{-E'_L(1 - U'_O R) + R(1 - E'_O)(U'_L + 1)} \tag{5.139}$$

$$a'_{1vs} = \frac{C_x (E'_L + R_L)}{U'_L + 1} \quad (5.140)$$

$$d'_1 = \frac{L(1-U_oR) - E'_L CR + C_x RR_L (1-E_o)}{-E'_L (1-U_oR) + R(1-E_o)(U'_L + 1)} \quad (5.141)$$

$$d'_2 = \frac{LR(C + C_x (1-E_o))}{-E'_L (1-U_oR) + R(1-E_o)(U'_L + 1)} \quad (5.142)$$

เขียนฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิด ให้อยู่ในรูปแบบที่วิเคราะห์ได้ง่ายคือ

$$G_{vs}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = A_{vs_inv} \cdot \frac{S/\omega'_{zL} + 1}{S^2/\omega'^2_{op} + S/\omega'_p Q'_p + 1} \quad (5.143)$$

เมื่อ

$$\omega'_{zL} = \frac{U'_L + 1}{C_x (E'_L + R_L)} \quad (5.144)$$

ความถี่หักมุม

$$\omega'_{op} = \frac{1}{\sqrt{d'_2}} = \sqrt{\frac{-E'_L (1-U_oR) + R(1-E_o)(U'_L + 1)}{LR(C + C_x (1-E_o))}} \quad (5.145)$$

ตัวประกอบคุณภาพ

$$Q'_p = \frac{1}{\omega'_{op} d'_1} = \frac{1}{\omega'_{op}} \cdot \left(\frac{-E'_L (1-U_oR) + R(1-E_o)(U'_L + 1)}{L(1-U_oR) - E'_L CR + C_x RR_L (1-E_o)} \right) \quad (5.146)$$

จะเห็นได้ว่าฟังก์ชัน โอนย้ายจะมีศูนย์(zero) ซึ่งเกิดจากผลของตัวเก็บประจุ C_x ในกรณีที่ มีขั้วเป็นจำนวนจริง 2 ตัว จะเขียนฟังก์ชัน โอนย้ายได้ว่า

$$G_{vs}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = \frac{A_{vs_inv} \cdot (1 - s/\omega'_{zL})}{(1 + s/\omega'_{p1})(1 + s/\omega'_{p2})} \quad (5.147)$$

โดยที่

$$\omega'_{p1} = \frac{\omega'_{op}}{Q'_p} \cdot \frac{1 - \sqrt{1 - 4Q'^2_p}}{2} \quad (5.148)$$

และ

$$\omega'_{p2} = \frac{\omega'_{op}}{Q'_p} \cdot \frac{1 + \sqrt{1 - 4Q'^2_p}}{2} \quad (5.149)$$

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม f_s เมื่อ $\hat{v}_s(s), \hat{i}_{X-p}(s) = 0$

$$G_{f_s_inv}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = A_{f_s_inv} \cdot \frac{S^2 \cdot (c'_{2fs}) + S \cdot (c'_{1fs}) + 1}{S^2 (d'_2) + S \cdot (d'_1) + 1} \quad (5.150)$$

เมื่อ

$$A_{f_s_inv} = \frac{-R \left(E'_L U'_f - E'_f (U'_L + 1) \right)}{-E'_L (1 - U_O R) + R (1 - E_O) (U'_L + 1)} \quad (5.151)$$

$$c'_{1fs} = \frac{L U'_f + C_X R_L E'_f}{-E'_L U'_f + E'_f (U'_L + 1)} \quad (5.152)$$

$$c'_{2fs} = \frac{L C_X E'_f}{-E'_L U'_f + E'_f (U'_L + 1)} \quad (5.153)$$

เขียนฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด ให้อยู่ในรูปแบบที่วิเคราะห์ได้ง่ายคือ

$$G_{f_s}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = \frac{A_{f_s_inv} \cdot (1 + s/\omega'_{ofz} Q'_{fz} + s^2/\omega'^2_{ofz})}{1 + s/\omega'_{op} Q'_p + s^2/\omega'^2_{op}} \quad (5.154)$$

เมื่อ

$$\omega'_{ofz} = \frac{1}{\sqrt{c'_{2fs}}} = \sqrt{\frac{-E'_L U'_f + E'_f (U'_L + 1)}{L C_X E'_f}} \quad (5.155)$$

$$Q'_{fz} = \frac{1}{\omega'_{ofz} \cdot c'_{1fs}} = \frac{-E'_L U'_f + E'_f (U'_L + 1)}{\omega'_{ofz} \cdot (L U'_f + C_X R_L E'_f)}$$

$$= \frac{\sqrt{L C_X E'_f} \cdot (-E'_L U'_f + E'_f (U'_L + 1))}{L U'_f + C_X R_L E'_f} \quad (5.156)$$

□ อิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io_inv} เมื่อ $\hat{i}_{X-p}, \hat{f}_s = 0$

คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io} ได้ดังสมการที่ (5.157)

$$Z_{io_inv}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_L(s)} = k_{io_inv} \cdot \frac{S^2 (j'_2) + S \cdot (j'_1) + 1}{S \cdot (h'_{in}) + 1} \quad (5.157)$$

เมื่อ

$$k_{io_inv} = \frac{(1 - U_O R) (R_L - E'_L) + R (1 - E_O) (1 + U'_L)}{1 - R U_O} \quad (5.158)$$

$$h'_{in} = \frac{R(C + C_X(1 - E_O))}{1 - RU_O} \quad (5.159)$$

$$j'_1 = \frac{L(1 - RU_O) + CR(R_L - E'_L) + C_X RR_L(1 - E_O)}{(1 - U_O R)(R_L - E'_L) + R(1 - E_O)(1 + U'_L)} \quad (5.160)$$

$$j'_2 = \frac{LR(C + C_X(1 - E_O))}{(1 - U_O R)(R_L - E'_L) + R(1 - E_O)(1 + U'_L)} \quad (5.161)$$

เขียนฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด ให้อยู่ในรูปแบบที่วิเคราะห์ได้ง่ายคือ

$$Z_{io_inv}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{k_{io_inv} \cdot (1 + s/\omega'_{oin} Q'_{in} + s^2/\omega'^2_{oin})}{(1 + s/\omega'_{pin})} \quad (5.162)$$

เมื่อ $\omega'_{pin} = \frac{1 - RU_O}{R \cdot (C + C_X(1 - E_O))} \quad (5.163)$

$$\omega'_{oin} = \frac{1}{\sqrt{j'_2}} = \sqrt{\frac{(1 - U_O R)(R_L - E'_L) + R(1 - E_O)(1 + U'_L)}{LR(C + C_X(1 - E_O))}} \quad (5.164)$$

$$Q'_{in} = \frac{1}{\omega'_{oin} \cdot j'_1} = \frac{(1 - U_O R)(R_L - E'_L) + R(1 - E_O)(1 + U'_L)}{\omega'_{oin} \cdot (L(1 - RU_O) + CR(R_L - E'_L) + C_X RR_L(1 - E_O))} \\ = \frac{\sqrt{\{LR(C + C_X(1 - E_O))\} \{ (1 - U_O R)(R_L - E'_L) + R(1 - E_O)(1 + U'_L) \}}}{L(1 - RU_O) + CR(R_L - E'_L) + C_X RR_L(1 - E_O)} \quad (5.165)$$

□ อิมพีแดนซ์ต้านออก วงรอบเปิด Z_{oo_inv} เมื่อ $\hat{v}_s, \hat{i}_{X-p}, \hat{f}_s = 0$ จากรูปที่ 4.12 คำนวณได้ว่า

$$Z_{oo_inv}(s) = \frac{\hat{v}_O(s)}{\hat{i}_G(s)} = k_{oo_inv} \cdot \frac{S \cdot (h'_{1oo}) + 1}{S^2(j'_2) + S \cdot (j'_1) + 1} \quad (5.166)$$

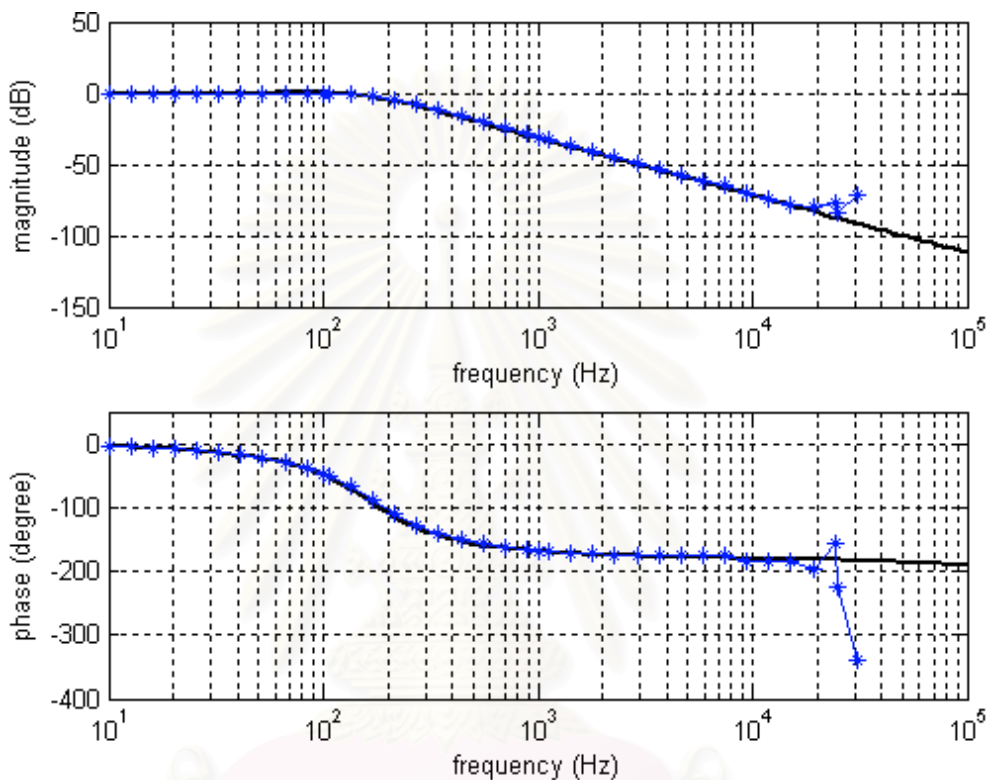
เมื่อ $k_{oo_inv} = \frac{R \cdot (R_L - E'_L)}{(1 - U_O R)(R_L - E'_L) + R(1 - E_O)(1 + U'_L)} \quad (5.167)$

$$h'_{1oo} = \frac{L}{R_L - E'_L} \quad (5.168)$$

เขียนฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิด ให้อยู่ในรูปแบบที่วิเคราะห์ได้ง่ายคือ

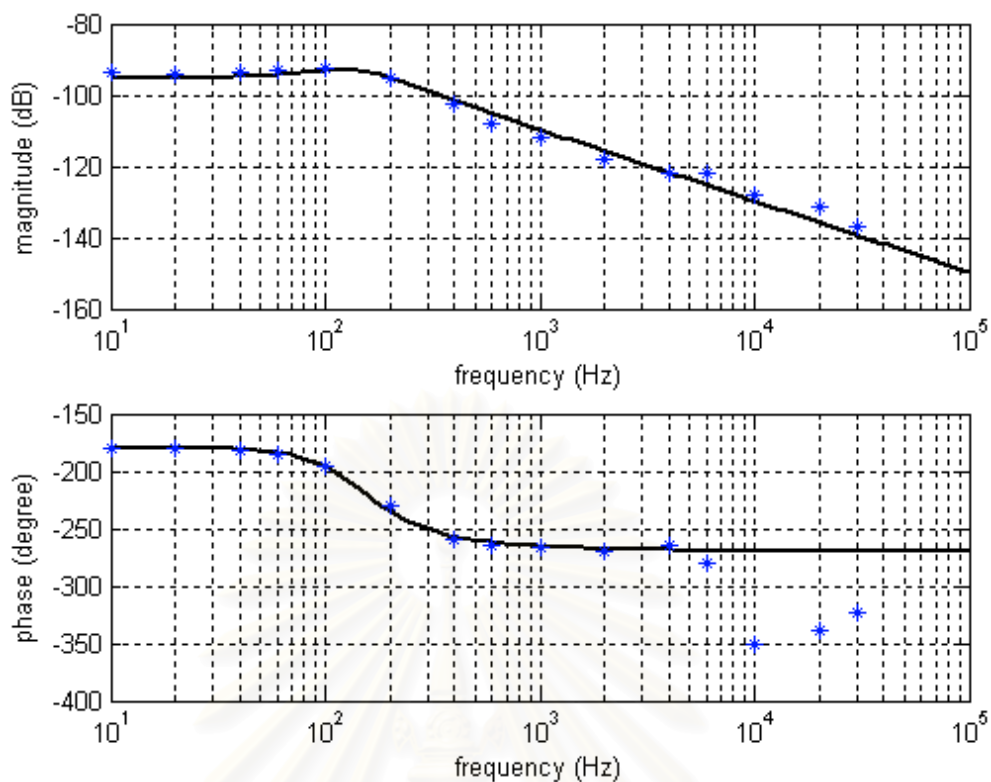
$$Z_{oo_inv}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{k_{oo_inv} \cdot (1 + s/\omega'_{poo})}{(1 + s/\omega'_{oin} Q'_m + s^2/\omega'^2_{oin})} \tag{5.169}$$

เมื่อ
$$\omega_{oo} = \frac{1}{h_{oo}} = \frac{R_L - E'_L}{L} \tag{5.170}$$

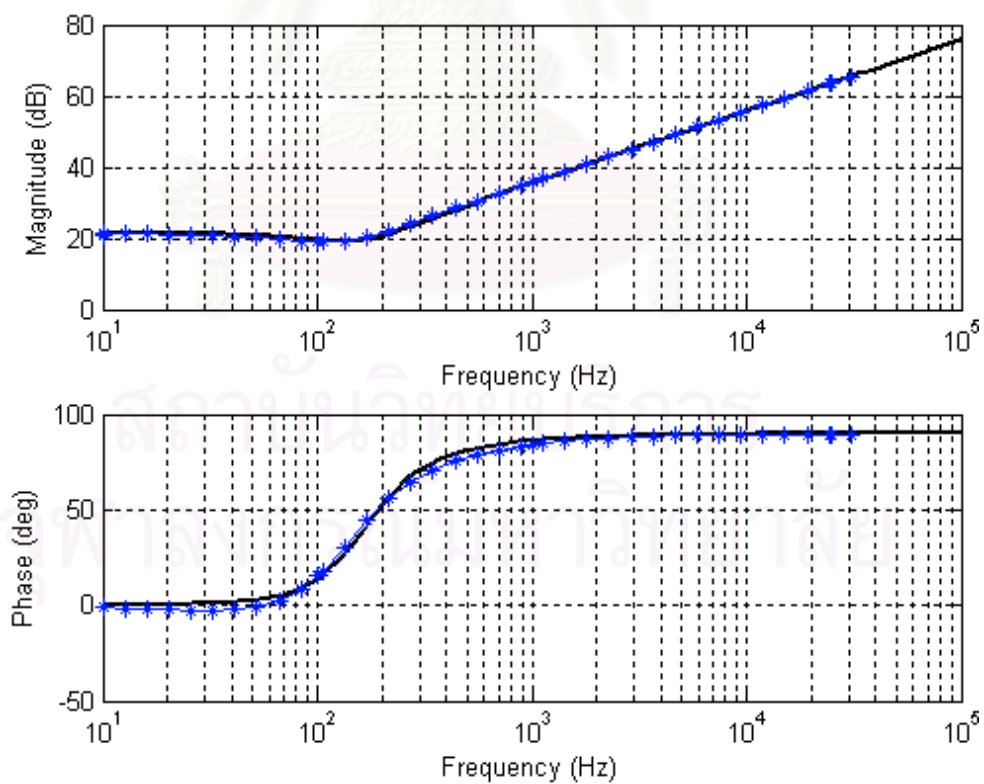


รูปที่ 5.35 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อ v_s

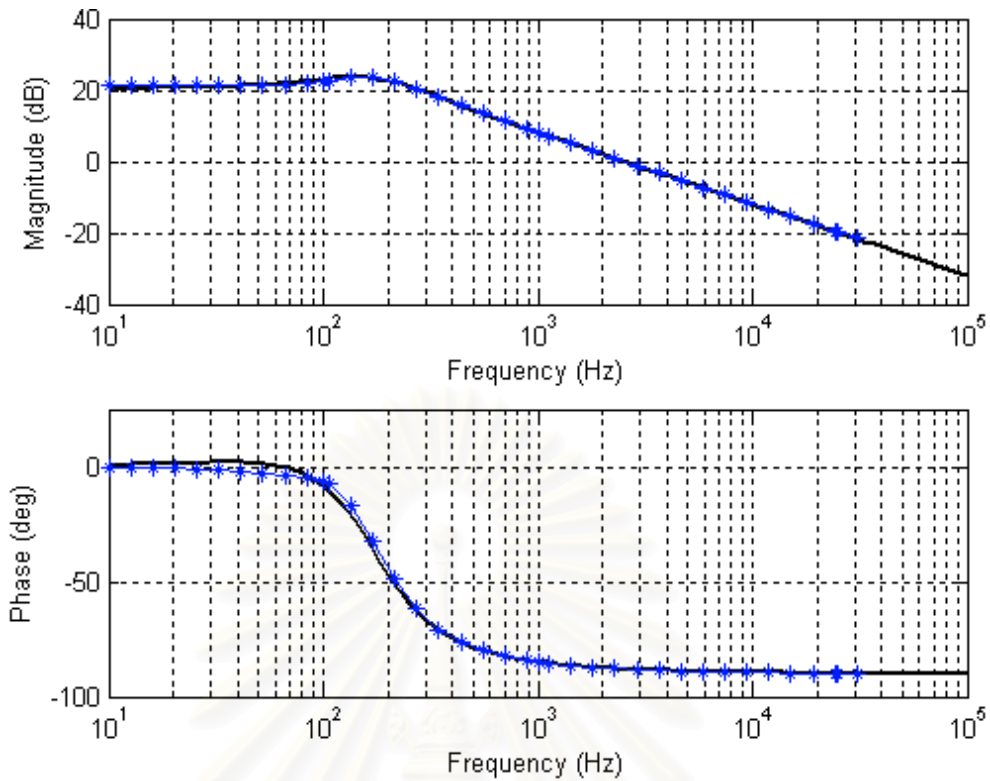
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 5.36 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อ f_s



รูปที่ 5.37 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_i



รูปที่ 5.38 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo}

5.5 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping Converter

จากปริมาณเฉลี่ยต่อคาบของสมการที่ (3.39), (3.40), (3.43) และ (3.44) หากการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสที่ขั้ว และแรงดันระหว่างขั้วได้คือ

$$\hat{i}_3 + \hat{\beta} = 0 \quad (5.171)$$

$$\hat{i}_D + \hat{i}_2 = 0 \quad (5.172)$$

$$\hat{v}_{31} + \hat{v}_{Dx} = 0 \quad (5.173)$$

$$\hat{v}_{21} + \hat{\alpha} = 0 \quad (5.174)$$

เมื่อ \hat{i}_2 , \hat{i}_3 , \hat{v}_{21} , \hat{v}_{31} , $\hat{\beta}$ และ $\hat{\alpha}$ เป็นการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_2 \rangle$, $\langle i_3 \rangle$, $\langle v_{21} \rangle$, $\langle v_{31} \rangle$, β และ α ตามลำดับ ซึ่งจากสมการที่ (3.45) และ (3.46) พบว่า α และ β เป็นฟังก์ชันของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_{L1} \rangle$ และ $\langle i_{L2} \rangle$, ค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$, ความถี่การสวิตช์ f_s , ค่าพัสถาน t_{1n} , t_{2n} , t_{fn} , มุม θ และตัวเก็บประจุ C_x ทั้งนี้ α ยังเป็นฟังก์ชันของแรงดัน V_s และ V_o อีกด้วย แต่เนื่องจากค่า t_{1n} , t_{2n} , t_{fn} และ มุม θ เป็นฟังก์ชันของ $\langle i_{L1} \rangle$, $\langle i_{L2} \rangle$ และ $\langle i_{x-p} \rangle$ ส่วนตัวเก็บประจุ C_x เป็นพารามิเตอร์ในวงจร ดังนั้นสามารถหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ α และ β ได้ว่า

$$\begin{aligned}\hat{\alpha} = & \frac{\partial \alpha}{\partial \langle I_x \rangle} \hat{i}_x + \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_{L1} \rangle} \hat{i}_{L1} + \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_{L2} \rangle} \hat{i}_{L2} + \frac{\partial \alpha}{\partial t_{1n}} \hat{t}_{1n} + \frac{\partial \alpha}{\partial t_{2n}} \hat{t}_{2n} + \frac{\partial \alpha}{\partial t_{fn}} \hat{t}_{fn} \\ & + \frac{\partial \alpha}{\partial f_s} \hat{f}_s + \frac{\partial \alpha}{\partial \theta} \hat{\theta} + \frac{\partial \alpha}{\partial V_s} \hat{v}_s + \frac{\partial \alpha}{\partial V_o} \hat{v}_o\end{aligned}\quad (5.175)$$

$$\hat{\beta} = \frac{\partial \beta}{\partial \langle I_x \rangle} \hat{i}_x + \frac{\partial \beta}{\partial \langle i_{L1} \rangle} \hat{i}_{L1} + \frac{\partial \beta}{\partial \langle i_{L2} \rangle} \hat{i}_{L2} + \frac{\partial \beta}{\partial t_{1n}} \hat{t}_{1n} + \frac{\partial \beta}{\partial t_{2n}} \hat{t}_{2n} + \frac{\partial \beta}{\partial \theta} \hat{\theta}\quad (5.176)$$

ถ้ากำหนดให้ $r_x, r_{i1}, r_{i2}, A_4, A_5, A_6, A_7, k_s, k_o$ และ k_f เป็นอนุพันธ์ย่อยของ α เทียบกับตัวแปร $\langle i_{x-p} \rangle, \langle i_{L1} \rangle, \langle i_{L2} \rangle, t_{1n}, t_{2n}, t_{fn}, \theta, v_s, v_o$ และ f_s และกำหนดให้ $k_x, k_{L1}, k_{L2}, A_1, A_2$ และ A_3 เป็นอนุพันธ์ย่อยของ β เทียบกับตัวแปร $\langle i_{x-p} \rangle, \langle i_{L1} \rangle, \langle i_{L2} \rangle, t_{1n}, t_{2n}$ และ θ ตามลำดับจะได้ว่า

$$\begin{aligned}r_x = \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_{x-p} \rangle} = & -\frac{1}{2\pi\omega C_X} \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2\sin(\theta) \right] \dots \\ & - \frac{\cos(\theta)}{\omega C_X} (t_{fn} - t_{1n} - t_{2n})\end{aligned}\quad (5.177 ก)$$

$$r_{i1} = \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_{L1} \rangle} = -\frac{1}{2f_s C_X} \left[t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2 \right]\quad (5.177 ข)$$

$$r_{i2} = \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_{L2} \rangle} = -r_{i1}\quad (5.177 ค)$$

$$A_4 = \frac{\partial \alpha}{\partial t_{1n}} = \frac{2\pi t_{1n} (I_{L2} - I_{L1})}{\omega C_X} - \frac{I_{x-p}}{\omega C_X} \cdot \cos(2\pi t_{1n} + \theta) + \frac{I_{x-p}}{\omega C_X} \cos(\theta) - (V_s - V_o)\quad (5.177 ง)$$

$$A_5 = \frac{\partial \alpha}{\partial t_{2n}} = -\frac{2\pi (t_{fn} - t_{2n}) (I_{L2} - I_{L1})}{\omega C_X} + \frac{I_{x-p}}{\omega C_X} \cdot \cos(\theta)\quad (5.177 จ)$$

$$\begin{aligned}A_6 = \frac{\partial \alpha}{\partial t_{fn}} = & \frac{2\pi (t_{fn} - t_{2n}) (I_{L2} - I_{L1})}{\omega C_X} - \frac{I_{x-p}}{\omega C_X} \cdot \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \\ & - \frac{I_{x-p}}{\omega C_X} \cos(\theta) + (V_s - V_o)\end{aligned}\quad (5.177 ฉ)$$

$$\begin{aligned}A_7 = \frac{\partial \alpha}{\partial \theta} = & -\frac{I_{x-p}}{2\pi\omega C_X} \left[\cos(2\pi t_{1n} + \theta) + \cos(2\pi t_{fn} + \theta) - 2\cos(\theta) \right] \\ & + \frac{I_{x-p}}{\omega C_X} \sin(\theta) (t_{fn} - t_{1n} - t_{2n})\end{aligned}\quad (5.177 ช)$$

$$k_s = \frac{\partial \alpha}{\partial v_s} = t_{fn} - t_{1n}\quad (5.177 ซ)$$

$$k_o = \frac{\partial \alpha}{\partial v_o} = t_{1n} - t_{fn}\quad (5.177 ฅ)$$

$$k_f = \frac{\partial \alpha}{\partial f_s} = \frac{I_{X-p}}{4\pi^2 f_s^2 C_X} \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2\sin(\theta) \right] - \frac{(I_{L2} - I_{L1})}{2f_s^2 C_X} \left[t_{1n}^2 + (t_{fn} - t_{2n})^2 \right] + \frac{I_{X-p}}{2\pi f_s^2 C_X} \cdot \cos(\theta) \cdot [t_{fn} - t_{2n} - t_{1n}] \quad (5.177 \text{ ฉ})$$

$$k_x = \frac{\partial \beta}{\partial \langle i_{X-p} \rangle} = \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\cos(2\pi t_{1n} + \theta) - \cos(2\pi t_{2n} + \theta) \right] \quad (5.177 \text{ ฎ})$$

$$k_{L1} = \frac{\partial \beta}{\partial \langle i_{L1} \rangle} = t_{1n} - t_{2n} \quad (5.177 \text{ ฐ})$$

$$k_{L2} = \frac{\partial \beta}{\partial \langle i_{L2} \rangle} = -k_{L1} \quad (5.177 \text{ ฑ})$$

$$A_1 = \frac{\partial \beta}{\partial t_{1n}} = -I_{X-p} \sin(2\pi t_{1n} + \theta) + I_{L1} - I_{L2} \quad (5.177 \text{ ด})$$

$$A_2 = \frac{\partial \beta}{\partial t_{2n}} = I_{X-p} \sin(2\pi t_{2n} + \theta) - I_{L1} + I_{L2} \quad (5.177 \text{ ต})$$

$$A_3 = \frac{\partial \beta}{\partial \theta} = \frac{I_{X-p}}{2\pi} \left[-\sin(2\pi t_{1n} + \theta) + \sin(2\pi t_{2n} + \theta) \right] \quad (5.177 \text{ ถ})$$

แทนสมการที่ (5.177) ในสมการที่ (5.175) และ (5.176) ได้ว่า

$$\hat{\alpha} = r_x \hat{i}_{X-p} + r_{i1} \hat{i}_{L1} + r_{i2} \hat{i}_{L2} + A_4 \hat{t}_{1n} + A_5 \hat{t}_{2n} + A_6 \hat{t}_{fn} + A_7 \hat{\theta} + k_f \hat{f}_s + k_s \hat{v}_s + k_o \hat{v}_o \quad (5.178)$$

$$\hat{\beta} = k_x \hat{i}_{X-p} + k_{L1} \hat{i}_{L1} + k_{L2} \hat{i}_{L2} + A_1 \hat{t}_{1n} + A_2 \hat{t}_{2n} + A_3 \hat{\theta} \quad (5.179)$$

$$\hat{i}_x = dI_{X-p} = d \left[\frac{I_{L1} - I_{L2}}{\sin(\theta)} \right] = B_{15} \cdot \partial I_{L1} - B_{16} \cdot \partial I_{L2} - B_{17} \cdot \partial \theta \quad (5.180 \text{ ก})$$

$$\hat{i}_{L1} = dI_{L1} = d \left[I_{X-p} \sin(\theta) + I_{L2} \right] = B_{18} \cdot \partial \theta + B_{19} \cdot \partial I_{X-p} + \partial I_{L2} \quad (5.180 \text{ ข})$$

$$\hat{i}_{L2} = dI_{L2} = d \left[I_{L1} - I_{X-p} \sin(\theta) \right] = \partial I_{L1} - B_{18} \cdot \partial \theta - B_{19} \cdot \partial I_{X-p} \quad (5.180 \text{ ค})$$

$$\hat{t}_{1n} = dt_{1n} = B_1 \cdot \partial \theta + B_2 \cdot \partial f_s + B_3 \cdot \partial V_s + B_4 \cdot \partial V_o + B_5 \cdot \partial I_{X-p} \quad (5.180 \text{ ง})$$

$$\hat{t}_{2n} = dt_{2n} = d \left[\frac{1}{2} - \frac{\theta}{\pi} \right] = B_6 \cdot \partial \theta \quad (5.180 \text{ จ})$$

$$\hat{t}_{fn} = dt_{fn} = \frac{1}{(1 - B_{14})} \cdot \left[B_9 \cdot \partial f_s + B_{10} \cdot \partial V_s + B_{11} \cdot \partial V_o + B_{12} \cdot \partial \theta + B_{13} \cdot \partial I_{X-p} \right] \quad (5.180 \text{ ฉ})$$

$$\hat{\theta} = d\theta = B_7 \cdot \partial I_{L1} - B_7 \cdot \partial I_{L2} - B_8 \cdot \partial I_{X-p} \quad (5.180 \text{ ฐ})$$

กำหนดให้

$$B_1 = \frac{I_{X-p}}{2\pi(I_{L1} - I_{L2})} \cdot \left[\sin(2\pi t_{1n} + \theta) - \sin(\theta) \right] \quad (5.181 ก)$$

$$B_2 = \frac{C_X(V_O - V_S)}{(I_{L1} - I_{L2})} \quad (5.181 ข)$$

$$B_3 = \frac{C_X f_S}{(I_{L2} - I_{L1})} \quad (5.181 ค)$$

$$B_4 = -\frac{C_X f_S}{(I_{L2} - I_{L1})} \quad (5.181 ง)$$

$$B_5 = \frac{1}{2\pi(I_{L2} - I_{L1})} \cdot \left[\cos(2\pi t_{1n} + \theta) - \cos(\theta) \right] \quad (5.181 จ)$$

$$B_6 = -\frac{1}{\pi} \quad (5.181 ฉ)$$

$$B_7 = \frac{1}{I_{X-p} \cos(\theta)} \quad (5.181 ช)$$

$$B_8 = \frac{\tan(\theta)}{I_{X-p}} \quad (5.181 ซ)$$

$$B_9 = \frac{C_X(V_O - V_S)}{I_{L2} - I_{L1}} \quad (5.181 ฌ)$$

$$B_{10} = \frac{C_X f_S}{I_{L1} - I_{L2}} \quad (5.181 ญ)$$

$$B_{11} = -\frac{C_X f_S}{I_{L1} - I_{L2}} \quad (5.181 ฎ)$$

$$B_{12} = \frac{I_{X-p} \sin(2\pi t_{fn} + \theta)}{2\pi(I_{L1} - I_{L2})} + \frac{I_{X-p} \sin(\theta)}{2\pi(I_{L1} - I_{L2})} - \frac{1}{\pi} \quad (5.181 ฏ)$$

$$B_{13} = \frac{\cos(2\pi t_{fn} + \theta)}{2\pi(I_{L2} - I_{L1})} + \frac{\cos(\theta)}{2\pi(I_{L2} - I_{L1})} \quad (5.181 ฐ)$$

$$B_{14} = \frac{I_{X-p} \sin(2\pi t_{fn} + \theta)}{2\pi(I_{L1} - I_{L2})} \quad (5.181 ด)$$

$$B_{15} = \frac{1}{\sin(\theta)} \quad (5.181 ต)$$

$$B_{16} = \frac{1}{\sin(\theta)} \quad (5.181 ถ)$$

$$B_{17} = \frac{(I_{L1} - I_{L2}) \cos(\theta)}{\sin^2(\theta)} \quad (5.181 ท)$$

$$B_{18} = I_{X-p} \cos(\theta) \quad (5.181 ฑ)$$

$$B_{19} = \sin(\theta) \quad (5.181 ฒ)$$

แทนสมการที่ (5.181) ในสมการที่ (5.178) และ (5.179) แล้วทำการจัดรูปใหม่จะได้

$$\hat{\alpha} = E_x \hat{i}_{X-p} + E_{L1} \hat{i}_{L1} + E_{L2} \hat{i}_{L2} + E_S \hat{v}_S + E_O \hat{v}_O + E_f \hat{f}_S \quad (5.182)$$

$$\hat{\beta} = U_x \hat{i}_{X-p} + U_{L1} \hat{i}_{L1} + U_{L2} \hat{i}_{L2} + U_f \hat{f}_S + U_S \hat{v}_S + U_O \hat{v}_O \quad (5.183)$$

กำหนดให้

$$E_x = r_x + A_4 B_5 + \frac{A_6 B_{13}}{1 - B_{14}} - B_8 (A_4 B_1 + A_5 B_6 + \frac{A_6 B_{12}}{1 - B_{14}} + A_7) \quad (5.184 ก)$$

$$E_{L1} = r_{i1} + B_7 (A_4 B_1 + A_5 B_6 + \frac{A_6 B_{12}}{1 - B_{14}} + A_7) \quad (5.184 ข)$$

$$E_{L2} = r_{i2} - B_7 (A_4 B_1 + A_5 B_6 + \frac{A_6 B_{12}}{1 - B_{14}} + A_7) \quad (5.184 ค)$$

$$E_S = k_S + A_4 B_3 + \frac{A_6 B_{10}}{1 - B_{14}} \quad (5.184 ง)$$

$$E_O = k_O + A_4 B_4 + \frac{A_6 B_{11}}{1 - B_{14}} \quad (5.184 จ)$$

$$E_f = k_f + A_4 B_2 + \frac{A_6 B_9}{1 - B_{14}} \quad (5.184 ฉ)$$

$$U_x = k_x + A_1 B_5 - A_3 B_8 - B_8 (A_1 B_1 + A_2 B_6) \quad (5.184 ช)$$

$$U_{L1} = k_{L1} + B_7 (A_1 B_1 + A_2 B_6 + A_3) \quad (5.184 ซ)$$

$$U_{L2} = k_{L2} - B_7 (A_1 B_1 + A_2 B_6 + A_3) \quad (5.184 ฌ)$$

$$U_S = A_1 B_3 \quad (5.184 ฎ)$$

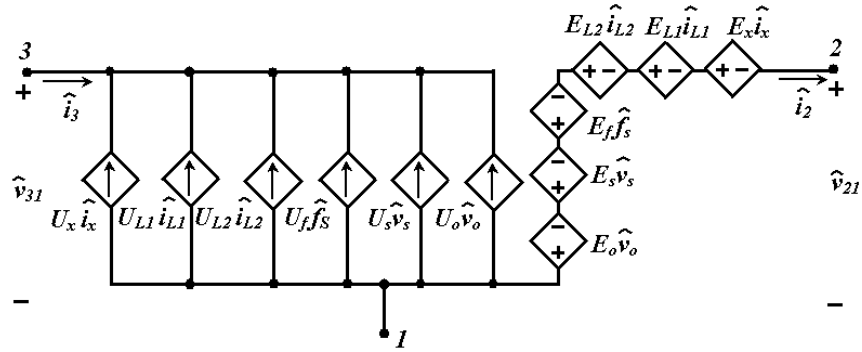
$$U_O = A_1 B_4 \quad (5.184 ฏ)$$

$$U_f = A_1 B_2 \quad (5.184 ฐ)$$

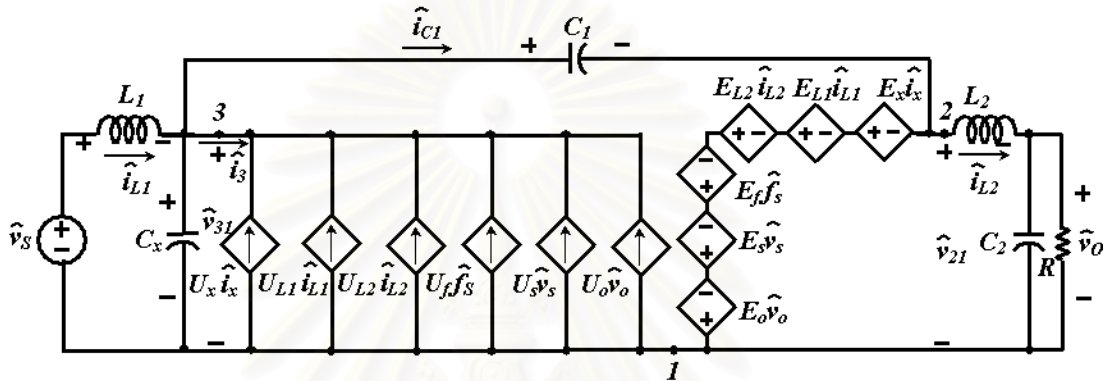
แทนสมการที่ (5.182) และ (5.183) ในสมการที่ (5.171) และ (5.174) จะได้ความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของกระแสและแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วดังสมการที่ (5.185) และ (5.186) จากสมการทั้งสองก็จะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว ดังรูปที่ 5.39 แทนแบบจำลองนี้ลงในวงจรแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping จะได้วงจรสมมูลสัญญาณเล็กของวงจรดังรูปที่ 5.40

$$\hat{v}_{21} = -\alpha = -E_x \hat{i}_{X-p} - E_{L1} \hat{i}_{L1} - E_{L2} \hat{i}_{L2} - E_S \hat{v}_S - E_O \hat{v}_O - E_f \hat{f}_S \quad (5.185)$$

$$\hat{i}_3 = -\beta = -U_x \hat{i}_{X-p} - U_{L1} \hat{i}_{L1} - U_{L2} \hat{i}_{L2} - U_f \hat{f}_S - U_S \hat{v}_S - U_O \hat{v}_O \quad (5.186)$$



รูปที่ 5.39 ลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว



รูปที่ 5.40 สมมูลสัญญาณเล็กของวงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping

จากวงจรสมมูลสัญญาณเล็กของวงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping ในรูปที่ 5.40 จะคำนวณฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด (open loop transfer function) ได้ดังนี้

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อแรงดันด้านเข้า v_s เมื่อ $i_{X-p}(s), f_s(s) = 0$

$$G_{vs}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = A_{vs_ideal} \cdot \frac{n_{2vs}S^2 + n_{1vs}S + 1}{d_5S^5 + d_4S^4 + d_3S^3 + d_2S^2 + d_1S + 1} \quad (5.187)$$

เมื่อ

$$A_{vs_ideal} = -\frac{RE_S(1-E_{L1})(U_{L1}+1) + RU_S E_{L1}^2}{-RE_{L1}(E_O+1)(U_{L1}+1) + RU_O E_{L1}^2 - E_{L1}E_{L2}(U_{L1}+1) + U_{L2}E_{L1}^2} \quad (5.188)$$

กำหนดให้

$$k_{mvs_ideal} = RE_S(1-E_{L1})(U_{L1}+1) + RU_S E_{L1}^2 \quad (5.189)$$

$$k_{dvs_ideal} = -RE_{L1}(E_O+1)(U_{L1}+1) + RU_O E_{L1}^2 - E_{L1}E_{L2}(U_{L1}+1) + U_{L2}E_{L1}^2 \quad (5.190)$$

$$n_{1vs} = \frac{1}{k_{nvs_ideal}} \left[RE_{L1} [C_1(E_S + E_{L1}) + L_1U_S + E_{L1}C_X] \right] \quad (5.191)$$

$$n_{2vs} = \frac{1}{k_{nvs_ideal}} \left[L_1R[(C_1 + C_x)(E_S + E_{L1}) - C_XE_{L1}E_S] \right] \quad (5.192)$$

$$d_1 = -\frac{1}{k_{dvs_ideal}} \left[(U_L + 1)[L_1R(E_O + 1) + L_1E_{L2} - L_2E_{L1}] + RC_1E_{L1}^2 - L_1RU_OE_{L1} \dots \right. \\ \left. + C_2R[U_{L2}E_{L1}^2 - (U_{L1} + 1)(E_{L1}E_{L2})] - L_1U_{L2}E_{L1} \right] \quad (5.193)$$

$$d_2 = -\frac{1}{k_{dvs_ideal}} \left[C_2R\{(U_{L1} + 1)(L_1E_{L2} - L_2E_{L1}) - L_1U_{L2}E_{L1}\} + L_1L_2(U_{L1} + 1) \dots \right. \\ \left. - C_1E_{L1}(L_1E_{L2} - L_2E_{L1}) - L_1C_xE_{L1}E_{L2} \dots \right. \\ \left. - L_1E_{L1}R\{C_1(E_O + 1) + (C_1 + C_x) + C_xE_O\} \right] \quad (5.194)$$

$$d_3 = -\frac{1}{k_{dvs_ideal}} \left[L_1^2R(C_1 + C_x)(E_O + 1) + L_1\{(C_1 + C_x)(L_1E_{L2} - L_2E_{L1}) - L_2C_1E_{L1}\} \dots \right. \\ \left. + C_2R\{L_1L_2(U_{L1} + 1) + L_1 - C_1E_{L1}(L_1E_{L2} - L_2E_{L1}) - L_1C_xE_{L1}E_{L2}\} \right] \quad (5.195)$$

$$d_4 = -\frac{1}{k_{dvs_ideal}} \left[L_1C_2R\{(C_1 + C_x)(L_1E_{L2} - L_2E_{L1}) - L_2C_1E_{L1}\} + L_1^2L_2(C_1 + C_x) \right] \quad (5.196)$$

$$d_5 = -\frac{1}{k_{dvs_ideal}} \left[L_1^2L_2C_2R(C_1 + C_x) \right] \quad (5.197)$$

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม i_{x-p} เมื่อ $\hat{v}_s(s), \hat{f}_s(s) = 0$

$$G_{ix}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{x-p}(s)} = A_{ix_ideal} \cdot \frac{n_{3ix}S^3 + n_{2ix}S^2 + n_{1ix}S + 1}{d_5S^5 + d_4S^4 + d_3S^3 + d_2S^2 + d_1S + 1} \quad (5.198)$$

เมื่อ

$$A_{ix_ideal} = \frac{-RE_xE_{L1}(U_{L1} + 1) + RU_xE_{L1}^2}{-RE_{L1}(E_O + 1)(U_{L1} + 1) + RU_OE_{L1}^2 - E_{L1}E_{L2}(U_{L1} + 1) + U_{L2}E_{L1}^2} \quad (5.199)$$

กำหนดให้

$$k_{nix_ideal} = -RE_x E_{L1} (U_{L1} + 1) + RU_x E_{L1}^2 \quad (5.200)$$

$$n_{1ix} = \frac{1}{k_{nix_ideal}} \cdot \left[L_1 R [E_x (U_{L1} + 1) - E_{L1} U_x] \right] \quad (5.201)$$

$$n_{2ix} = \frac{1}{k_{nix_ideal}} \cdot \left[-L_1 RE_x E_{L1} (C_1 + C_x) \right] \quad (5.202)$$

$$n_{3ix} = \frac{1}{k_{nix_ideal}} \cdot \left[L_1^2 RE_x (C_1 + C_x) \right] \quad (5.203)$$

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม f_s เมื่อ $\hat{v}_s(s), \hat{i}_{X-p}(s) = 0$

$$G_{f_s}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = A_{f_s_ideal} \cdot \frac{n_{3f_s} S^3 + n_{2f_s} S^2 + n_{1f_s} S + 1}{d_5 S^5 + d_4 S^4 + d_3 S^3 + d_2 S^2 + d_1 S + 1} \quad (5.204)$$

เมื่อ

$$A_{f_s_ideal} = \frac{-RE_f E_{L1} (U_{L1} + 1) + RU_f E_{L1}^2}{-RE_{L1} (E_o + 1) (U_{L1} + 1) + RU_o E_{L1}^2 - E_{L1} E_{L2} (U_{L1} + 1) + U_{L2} E_{L1}^2} \quad (5.205)$$

กำหนดให้

$$k_{nix_ideal} = -RE_f E_{L1} (U_{L1} + 1) + RU_f E_{L1}^2 \quad (5.206)$$

$$n_{1f_s} = \frac{1}{k_{nix_ideal}} \cdot \left[L_1 R [E_f (U_{L1} + 1) - E_{L1} U_f] \right] \quad (5.207)$$

$$n_{2f_s} = \frac{1}{k_{nix_ideal}} \cdot \left[-L_1 RE_f E_{L1} (C_1 + C_x) \right] \quad (5.208)$$

$$n_{3f_s} = \frac{1}{k_{nix_ideal}} \cdot \left[L_1^2 RE_f (C_1 + C_x) \right] \quad (5.209)$$

□ อิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io} เมื่อ $\hat{i}_{X-p}(s), \hat{f}_s(s) = 0$ จากรูปที่ 5.41 จะได้

$$Z_{io}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_s(s)} = A_{zin_ideal} \cdot \frac{n_{5zi} S^5 + n_{4zi} S^4 + n_{3zi} S^3 + n_{2zi} S^2 + n_{1zi} S + 1}{d_{4zi} S^4 + d_{3zi} S^3 + d_{2zi} S^2 + d_{1zi} S} \quad (5.210)$$

กำหนดให้

$$A_{zin_ideal} = k_{zin_zero} \quad (5.211)$$

$$k_{zin_zero} = -\left[E_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1) \right] \cdot \left[E_{L1} (U_{L2} + RU_O) - (E_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1))(U_{L1} + 1) \right] \quad (5.212)$$

$$n_{1zi} = \frac{1}{k_{zin_zero}} \left\{ R_{L1} C_x (E_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1))^2 - (L_2 (E_{L1} (U_{L2} + RU_O) - 2(E_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1))(U_{L1} + 1)) \dots + E_{L1} (E_{L2} (R_{L2} C_1 + R(U_{L2} C_2 + C_1 + C_2 RU_O)) \dots + E_O C_1 R (R_{L2} + R) + R_{L2}^2 C_1 + R_{L2} R (U_{L2} C_2 + 2C_1 + C_2 RU_O) + C_1 R^2) \dots - (E_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1)) (E_{L2} (R_{L1} C_1 + C_2 R (U_{L1} + 1)) \dots + E_O R_{L1} C_1 R + R_{L1} C_1 (R_{L2} + R) + R_{L2} C_2 R (U_{L1} + 1)) \right\} \quad (5.213)$$

$$n_{2zi} = \frac{1}{k_{zin_zero}} \left\{ C_x (E_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1)) \left[L_1 (E_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1)) \dots + R_{L1} (2L_2 + C_2 R (E_{L2} + R_{L2})) \right] + (L_1 C_1 (E_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1))^2 + L_2^2 (U_{L1} + 1) - L_2 (E_{L1} (E_{L2} C_1 + E_O C_1 R + 2R_{L2} C_1 \dots + R(U_{L2} C_2 + 2C_1 + C_2 RU_O)) - 2E_{L2} (R_{L1} C_1 + C_2 R (U_{L1} + 1)) \dots - E_O R (2R_{L1} C_1 + C_2 R (U_{L1} + 1)) - 2R_{L1} C_1 (R_{L2} + R) - C_2 R (U_{L1} + 1) (2R_{L2} + R)) \dots - C_1 C_2 R (E_{L2} + R_{L2}) (E_{L1} (R_{L2} + R) - R_{L1} (E_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1)))) \right\} \quad (5.214)$$

$$n_{3zi} = \frac{1}{k_{zin_zero}} \left\{ (L_1 C_1 (E_{L2} + E_O R + R_{L2} + R) (2L_2 + C_2 R (E_{L2} + R_{L2})) \dots - L_2 (L_2 (E_{L1} C_1 - R_{L1} C_1 - C_2 R (U_{L1} + 1)) + C_x \left[L_1 (E_{L2} + E_O R + R_{L2} + R) (2L_2 + C_2 R (E_{L2} + R_{L2})) \dots + L_2 R_{L1} (L_2 + C_2 R (2E_{L2} + E_O R + 2R_{L2} + R)) \right] + C_1 C_2 R (E_{L1} (E_{L2} + 2R_{L2} + R) - R_{L1} (2E_{L2} + E_O R + 2R_{L2} + R))) \right\} \quad (5.215)$$

$$n_{4zi} = \frac{1}{k_{zin_zero}} \left\{ L_2 C_x \left(L_1 \left(L_2 + C_2 R \left(2E_{L2} + E_O R + 2R_{L2} + R \right) \right) + L_2 R_{L1} C_2 R \right) \right. \\ \left. + L_2 C_1 \left(L_1 \left(L_2 + C_2 R \left(2E_{L2} + E_O R + 2R_{L2} + R \right) \right) + L_2 C_2 R \left(R_{L1} - E_{L1} \right) \right) \right\} \quad (5.216)$$

$$n_{5zi} = \frac{L_1 L_2^2 C_2 R (C_1 + C_x)}{k_{zin_zero}} \quad (5.217)$$

$$d_{1zi} = C_x \left(E_{L2} + E_O R + R_{L2} + R \right)^2 - \left(-E_{L2}^2 C_1 - E_{L2} \left(E_O R 2C_1 + 2C_1 R_{L2} + 2C_1 R \right) \dots \right. \\ \left. - E_O^2 C_1 R^2 - E_O R \left(2C_1 R_{L2} + 2C_1 R \right) - \left(R_{L2} + R \right) \left(R_{L2} C_1 + C_1 R \right) \right) \quad (5.218)$$

$$d_{2zi} = C_x \left(E_{L2} + R_{L2} R \left(E_O + 1 \right) \right) \cdot \left(2L_2 + C_2 R \left(E_{L2} + R_{L2} \right) \right) \dots \\ - L_2 \left[2E_{L2} C_1 + 2E_O R C_1 + 2R_{L2} C_1 + 2R C_1 \dots \right. \\ \left. - C_1 C_2 R \left(E_{L2} + R_{L2} \right) \left(E_{L2} + E_O R + R_{L2} + R \right) \right] \quad (5.219)$$

$$d_{3zi} = L_2 C_x \left(L_2 + C_2 R \left(2E_{L2} + E_O R + 2R_{L2} + R \right) \right) \\ + L_2 \left(L_2 C_1 + C_1 C_2 R \left(2E_{L2} + E_O R + 2R_{L2} + R \right) \right) \quad (5.220)$$

$$d_{4zi} = L_2^2 C_2 R \left(C_1 + C_x \right) \quad (5.221)$$

□ อิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo} เมื่อ $\hat{v}_s(s), \hat{i}_{X-p}(s), \hat{f}_S(s) = 0$ จากรูปที่ 5.42 จะได้

$$Z_{oo}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_g(s)} = A_{zoo_ideal} \cdot \frac{n_{4zo} S^4 + n_{3zo} S^3 + n_{2zo} S^2 + n_{1zo} S + 1}{d_{5zo} S^5 + d_{4zo} S^4 + d_{3zo} S^3 + d_{2zo} S^2 + d_{1zo} S + 1} \quad (5.222)$$

กำหนดให้

$$A_{zoo_ideal} = \frac{k_{zoo_zero}}{k_{zoo_pole}} \quad (5.223)$$

$$k_{zoo_zero} = R \left(U_{L1} + 1 \right) \left[R_{L1} E_{L2} + R_{L2} \left(R_{L1} - E_{L1} \right) \right] \\ - R E_{L1} \left[E_{L2} \left(U_{L1} + 1 \right) + U_{L2} \left(R_{L1} - E_{L1} \right) \right] \quad (5.224)$$

$$k_{zoo_pole} = \left[\begin{aligned} &(U_{L1} + 1)[R_{L1}E_{L2} + R_{L2}(R_{L1} - E_{L1})] - E_{L1}[E_{L2}(U_{L1} + 1) + U_{L2}(R_{L1} - E_{L1})] \dots \\ &+ R(R_{L1}E_o + R_{L1} - E_{L1})(U_{L1} + 1) - RE_{L1}[E_o(U_{L1} + 1) + U_o(R_{L1} - E_{L1})] \end{aligned} \right] \quad (5.225)$$

$$n_{1zo} = \frac{1}{k_{zoo_zero}} \left[\begin{aligned} &R[R_{L1}E_{L2} + R_{L2}(R_{L1} - E_{L1})] \cdot [C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E_{L1})] \dots \\ &+ R(U_{L1} + 1)[L_1(E_{L2} + R_{L2}) + L_2(R_{L1} - E_{L1})] - RE_{L1}(C_x R_{L1}E_{L2} + L_1U_{L2}) \end{aligned} \right] \quad (5.226)$$

$$n_{2zo} = \frac{1}{k_{zoo_zero}} \left[\begin{aligned} &RL_1(C_1 + C_x)[R_{L1}E_{L2} + R_{L2}(R_{L1} - E_{L1})] \dots \\ &+ RL_1L_2(U_{L1} + 1) - RC_xL_1E_{L1}E_{L2} \dots \\ &+ R[L_1(E_{L2} + R_{L2}) + L_2(R_{L1} - E_{L1})][C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E_{L1})] \end{aligned} \right] \quad (5.227)$$

$$n_{3zo} = \frac{1}{k_{zoo_zero}} \left[\begin{aligned} &RL_1(C_1 + C_x)[L_1(E_{L2} + R_{L2}) + L_2(R_{L1} - E_{L1})] \dots \\ &+ RL_1L_2[C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E_{L1})] \end{aligned} \right] \quad (5.228)$$

$$n_{4zo} = \frac{1}{k_{zoo_zero}} \left[L_1^2 L_2 R (C_1 + C_x) \right] \quad (5.229)$$

$$d_{1zo} = \frac{1}{k_{zoo_pole}} \left[\begin{aligned} &C_2 R \left[(U_{L1} + 1)[R_{L1}E_{L2} + R_{L2}(R_{L1} - E_{L1})] \dots \right. \\ &\left. - E_{L1}[E_{L2}(U_{L1} + 1) + U_{L2}(R_{L1} - E_{L1})] \right] \dots \\ &+ [R_{L1}E_{L2} + R_{L2}(R_{L1} - E_{L1})] \cdot [C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E_{L1})] \dots \\ &+ (U_{L1} + 1)[L_1(E_{L2} + R_{L2}) + L_2(R_{L1} - E_{L1})] \dots \\ &- E_{L1}(C_x R_{L1}E_{L2} + L_1U_{L2}) + R(R_{L1}E_o + R_{L1} - E_{L1}) \cdot (C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E_{L1})) \dots \\ &+ R_{L1}(E_o + 1)(U_{L1} + 1) - RE_{L1}(C_x R_{L1}E_o + L_1U_o) \end{aligned} \right] \quad (5.230)$$

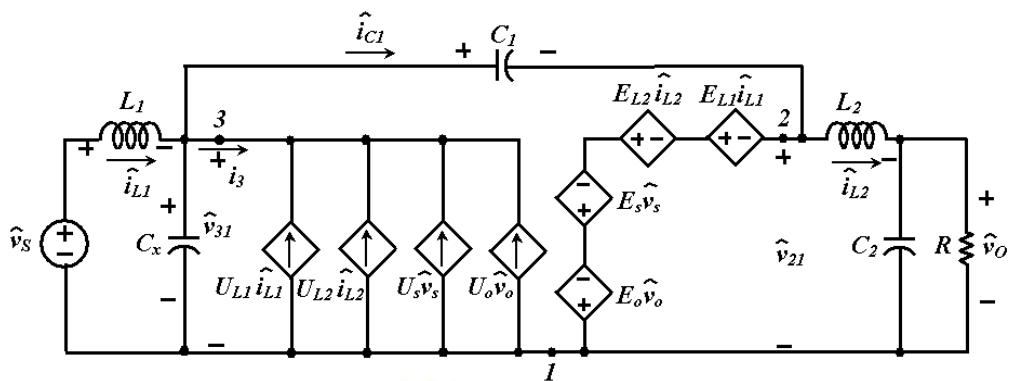
$$\begin{aligned}
d_{2zo} = \frac{1}{k_{zoo_pole}} & \left[C_2 R \left\{ [R_{L1} E_{L2} + R_{L2} (R_{L1} - E_{L1})] \cdot [C_x R_{L1} + C_1 (R_{L1} - E_{L1})] \dots \right. \right. \\
& + (U_{L1} + 1) [L_1 (E_{L2} + R_{L2}) + L_2 (R_{L1} + E_{L1})] - E_{L1} (C_x R_{L1} E_{L2} + L_1 U_{L2}) \left. \dots \right. \\
& + L_1 (C_1 + C_x) [R_{L1} E_{L2} + R_{L2} (R_{L1} - E_{L1})] \dots \\
& + L_1 L_2 (U_{L1} + 1) - C_x L_1 E_{L1} E_{L2} - R C_x L_1 E_O E_{L1} \dots \\
& + [L_1 (E_{L2} + R_{L2}) + L_2 (R_{L1} - E_{L1})] \cdot [C_x R_{L1} + C_1 (R_{L1} - E_{L1})] \dots \\
& \left. + R L_1 \left\{ (C_1 + C_x) (R_{L1} E_O + R_{L1} - E_{L1}) + (E_O + 1) (C_x R_{L1} + C_1 (R_{L1} - E_{L1})) \right\} \right] \quad (5.231)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
d_{3zo} = \frac{1}{k_{zoo_pole}} & \left[C_2 R \left\{ L_1 (C_1 + C_x) [R_{L1} E_{L2} + R_{L2} (R_{L1} - E_{L1})] \right. \right. \\
& + L_1 L_2 (U_{L1} + 1) - C_x L_1 E_{L1} E_{L2} \dots \\
& + [L_1 (E_{L2} + R_{L2}) + L_2 (R_{L1} - E_{L1})] [C_x R_{L1} + C_1 (R_{L1} - E_{L1})] \left. \dots \right. \\
& + L_1 (C_1 + C_x) [L_1 (E_{L2} + R_{L2}) + L_2 (R_{L1} - E_{L1})] + L_1 L_2 [C_x R_{L1} + C_1 (R_{L1} - E_{L1})] \dots \\
& \left. + R L_1^2 (E_O + 1) (C_1 + C_x) \right] \quad (5.232)
\end{aligned}$$

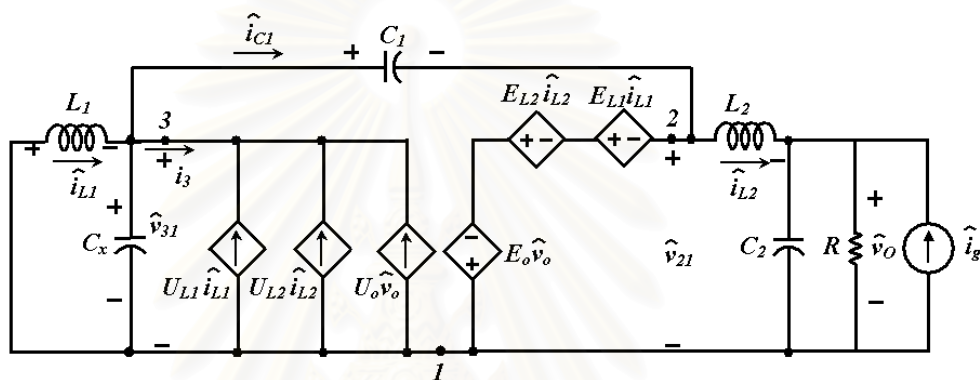
$$\begin{aligned}
d_{4zo} = \frac{1}{k_{zoo_pole}} & \left[C_2 R \left\{ L_1 (C_1 + C_x) [L_1 (E_{L2} + R_{L2}) + L_2 (R_{L1} - E_{L1})] \dots \right. \right. \\
& \left. + L_1 L_2 [C_x R_{L1} + C_1 (R_{L1} - E_{L1})] \right\} + L_1^2 L_2 (C_1 + C_x) \left. \right] \quad (5.233)
\end{aligned}$$

$$d_{5zo} = \frac{1}{k_{zoo_pole}} \left[L_1^2 L_2 C_2 R (C_1 + C_x) \right] \quad (5.234)$$

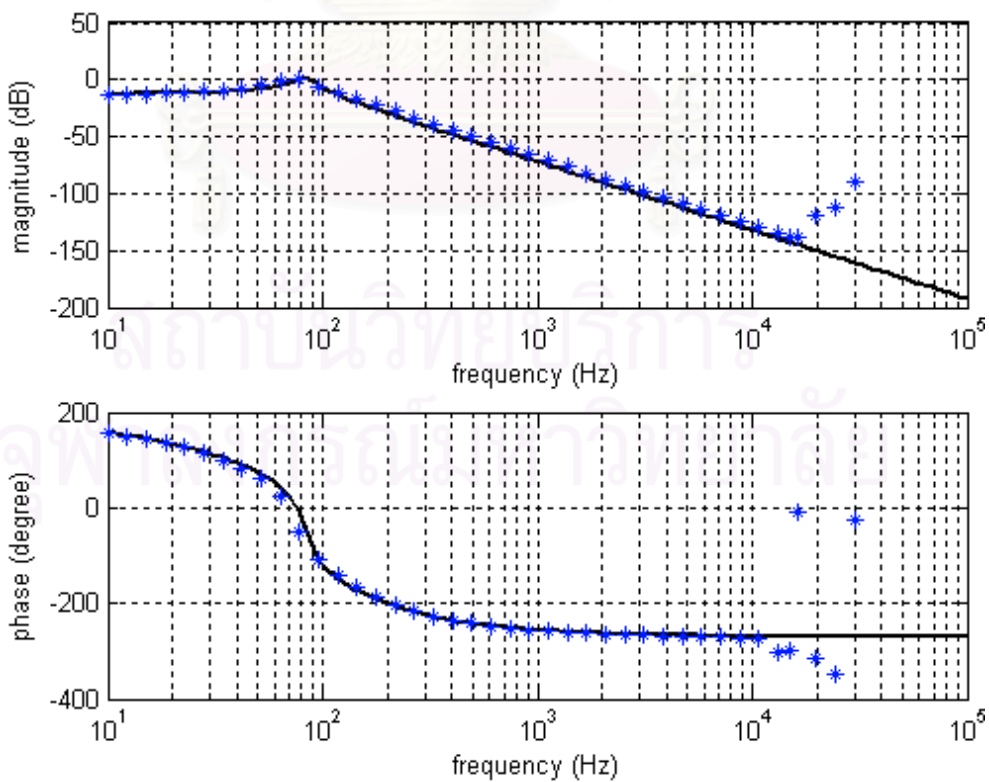
พารามิเตอร์ในวงจร $V_S = 15 \text{ V}$, $V_O = -8.05209 \text{ V}$, $I_{L1} = -99.1569 \text{ mA}$, $I_{L2} = -0.538673 \text{ A}$,
 $I_x = 1 \text{ A}$, $f_s = 30 \text{ kHz}$, $R = 15 \text{ ohm}$, $L_1 = 30 \text{ mH}$, $L_2 = 30 \text{ mH}$, $C_x = 40 \text{ nF}$, $C_1 = 100 \text{ uF}$,
 $C_2 = 100 \text{ uF}$



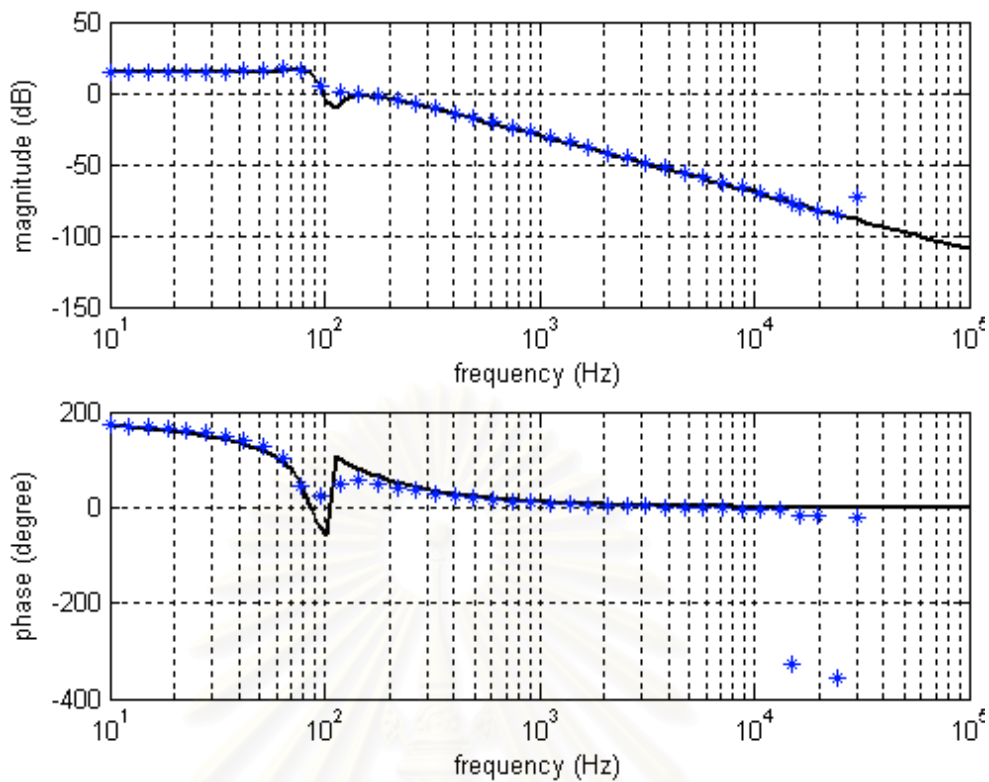
รูปที่ 5.41 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด Z_{io}



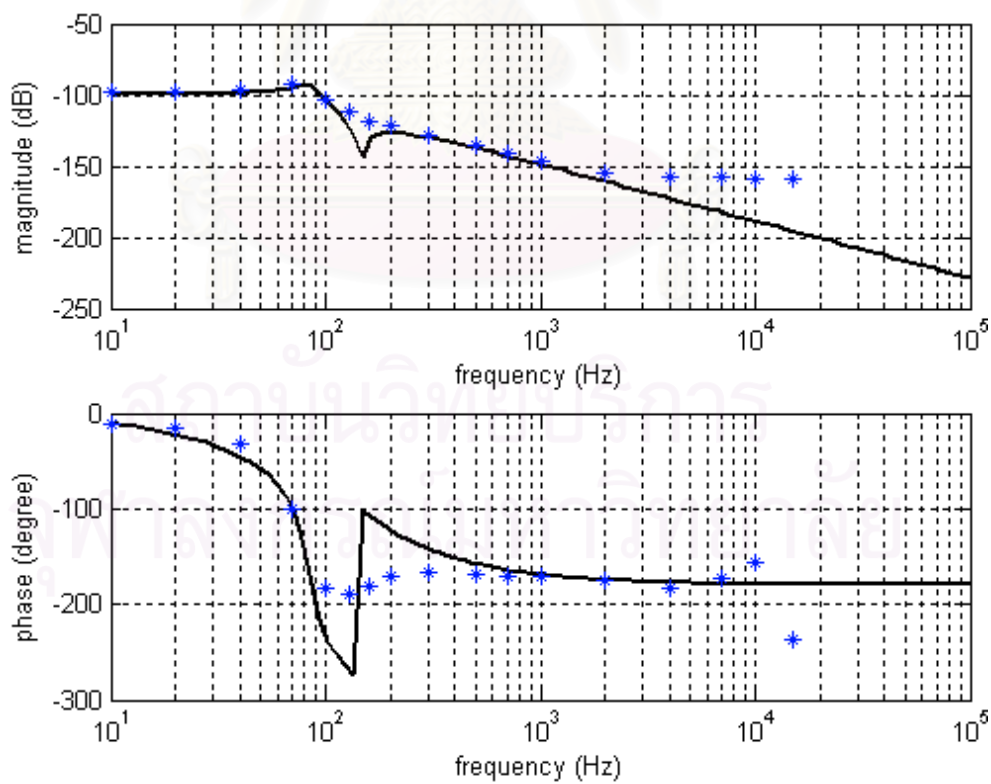
รูปที่ 5.42 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด Z_{oo}



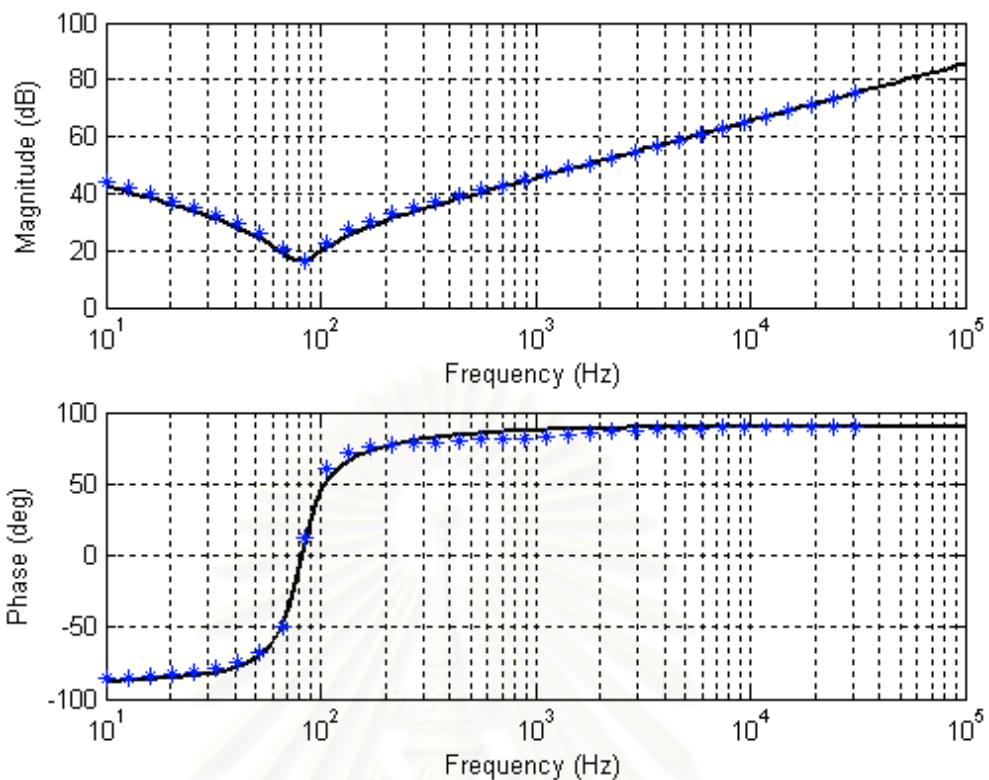
รูปที่ 5.43 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อ v_s



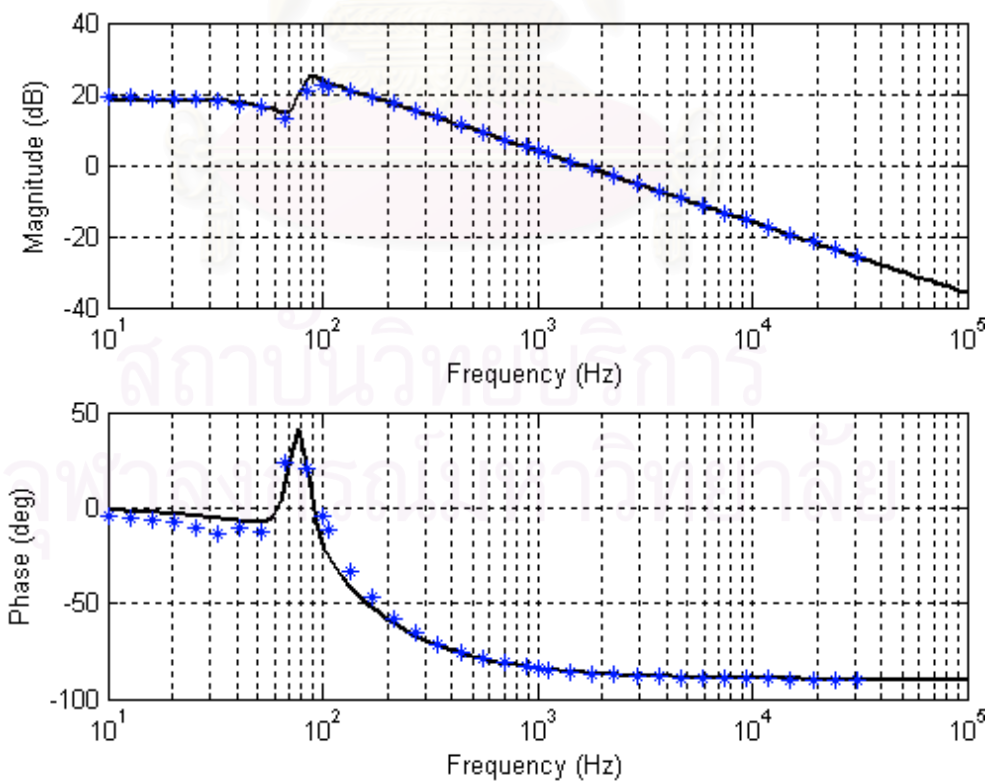
รูปที่ 5.44 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อ i_{x-p}



รูปที่ 5.45 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อ f_s



รูปที่ 5.46 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า Z_m



รูปที่ 5.47 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านออก Z_o

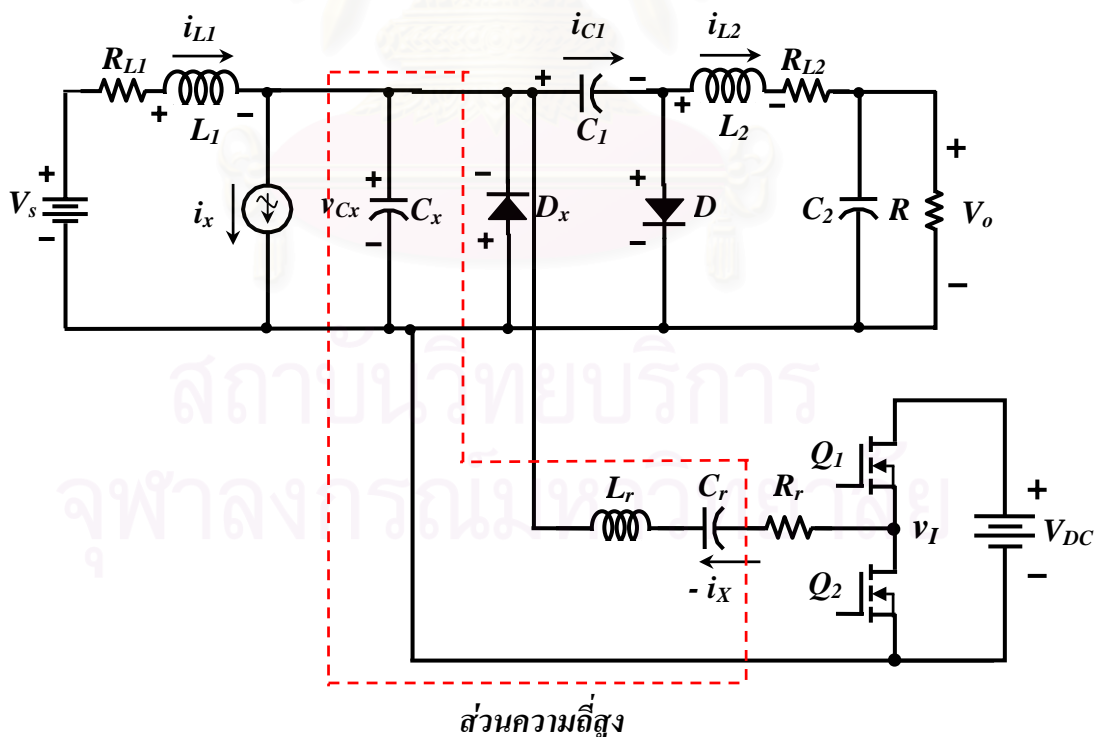
5.6 แบบจำลองของวงจร S3-Structured Type N Double - Side Voltage Clamping กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

รูปที่ 5.48 แสดงโครงสร้างของวงจรแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งกระแสควบคุม เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 5.44 เฉพาะในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์และอาศัยแนวคิดในแทนวงจรแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping ด้วยอิมพีแดนซ์สมมูลเป็น ด้านทานสมมูล R_{ic} อนุกรมกับตัวเก็บประจุสมมูล C_{ic} เช่นเดียวกันจะได้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในหาการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ ดังรูปที่ 5.49 ในการหาการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ จะใช้สมการเช่นเดียวกับหัวข้อ 5.4.3 ได้

5.6.1 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำ

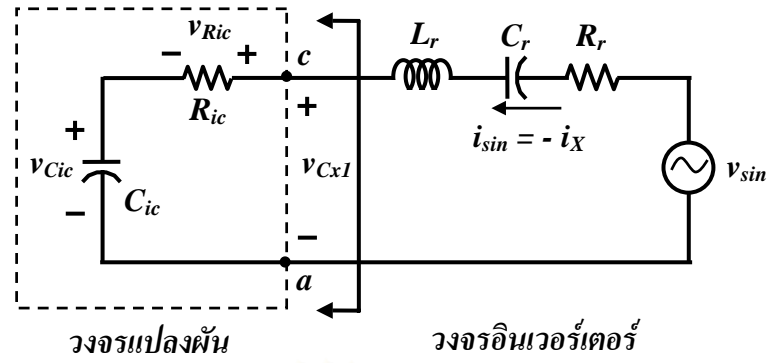
เมื่อใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแส i_x ความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของกระแสที่ขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วจะเหมือนกับกรณีที่ค่ายอดของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ นำสมการที่ (5.129) แทนในสมการที่ (5.186) จัดรูปใหม่จะได้

$$\hat{i}_3 + U_x \hat{i}_{x-p} + U_L \hat{i}_{L1} + U_L \hat{i}_{L2} + U_f \hat{f}_s + U_S \hat{v}_S + U_O \hat{v}_O = 0$$



ส่วนความถี่สูง

รูปที่ 5.48 วงจรแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping ที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดันกรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ L



รูปที่ 5.49 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมสมมูล ที่ใช้คำนวณหาการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย

$$\begin{aligned} \hat{i}_3 + U_x \cdot (m_f \hat{f}_s + m_i \hat{i}_{L1} - m_i' \hat{i}_{L2}) + U_L \hat{i}_L + U_f \hat{f}_s + U_S \hat{v}_S + U_O \hat{v}_O &= 0 \\ \hat{i}_3 + (U_x m_i + U_{L1}) \hat{i}_{L1} + (-U_x m_i + U_{L2}) \hat{i}_{L2} + (U_x m_f + U_f) \hat{f}_s + U_S \hat{v}_S + U_O \hat{v}_O &= 0 \\ \hat{i}_3 + U_{L1}' \hat{i}_{L1} + U_{L2}' \hat{i}_{L2} + U_f' \hat{f}_s + U_S \hat{v}_S + U_O \hat{v}_O &= 0 \\ \text{หรือ} \quad \hat{i}_3 + \hat{\beta}' &= 0 \end{aligned} \quad (5.235)$$

เมื่อกำหนดให้

$$\hat{\beta}' = U_{L1}' \hat{i}_{L1} + U_{L2}' \hat{i}_{L2} + U_f' \hat{f}_s + U_S \hat{v}_S + U_O \hat{v}_O \quad (5.236)$$

$$U_{L1}' = U_x m_i + U_{L1} \quad (5.237)$$

$$U_{L2}' = -U_x m_i + U_{L2} \quad (5.238)$$

$$U_f' = U_x m_f + U_f \quad (5.239)$$

กรณีแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว จะคล้ายกับกรณีที่กำลังขาออกของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตซ์ แต่การเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของค่า $\langle i_{x-p} \rangle$ จะขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงของ f_s และ $\langle i_L \rangle$ ดังนั้นแทนสมการที่ (5.129) ลงในสมการที่ (5.185) จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว คือ

$$\hat{v}_{21} = -E_x \cdot (m_f \hat{f}_s + m_i \hat{i}_{L1} - m_i' \hat{i}_{L2}) - E_{L1} \hat{i}_{L1} - E_{L2} \hat{i}_{L2} - E_f \hat{f}_s - E_S \hat{v}_S - E_O \hat{v}_O \quad (5.240)$$

จัดรูปสมการใหม่ได้ว่า

$$\hat{v}_{21} = -(E_x m_f + E_f) \cdot \hat{f}_s - (E_x m_i + E_{L1}) \cdot \hat{i}_{L1} - (-E_x m_i + E_{L2}) \cdot \hat{i}_{L2} - E_S \hat{v}_S - E_O \hat{v}_O \quad (5.241)$$

$$\hat{v}_{21} = -E_f' \cdot \hat{f}_s - E_{L1}' \cdot \hat{i}_{L1} - E_{L2}' \cdot \hat{i}_{L2} - E_S \hat{v}_S - E_O \hat{v}_O \quad (5.242)$$

หรือ $\hat{v}_{21} = \hat{\alpha}'$

เมื่อกำหนดให้

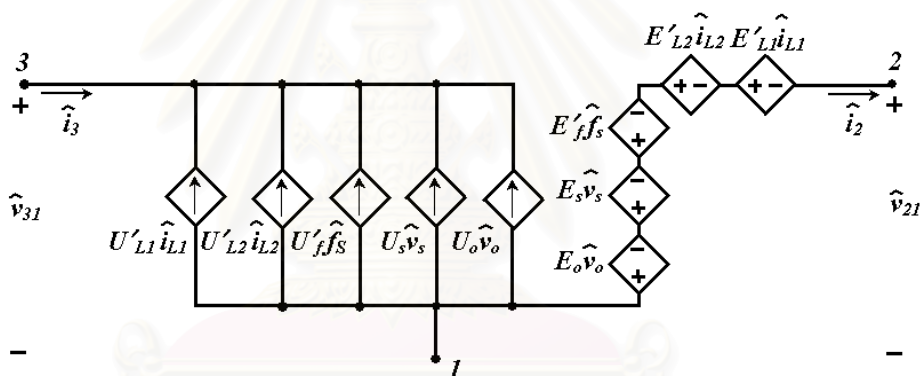
$$\hat{\alpha}' = -E'_f \cdot \hat{f}_s - E'_{L1} \cdot \hat{i}_{L1} - E'_{L2} \cdot \hat{i}_{L2} - E_s \hat{v}_s - E_o \hat{v}_o \quad (5.243)$$

$$E'_f = E_x m_f + E_f \quad (5.244)$$

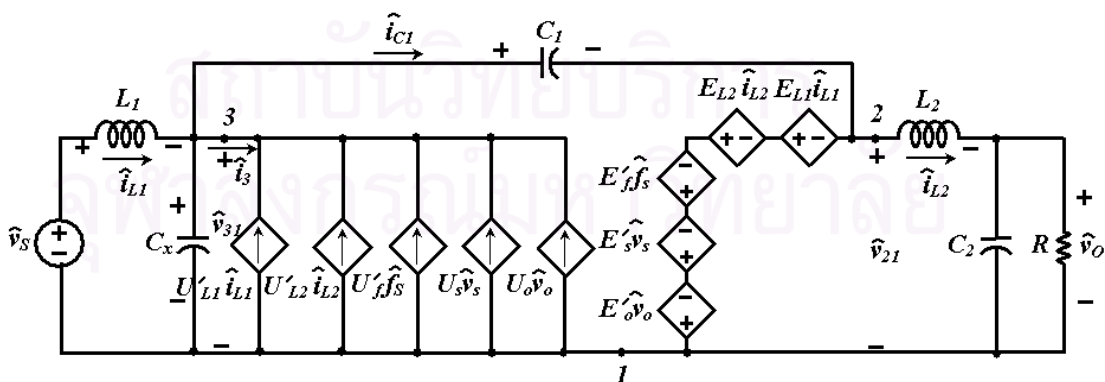
$$E'_{L1} = E_x m_i + E_{L1} \quad (5.245)$$

$$E'_{L2} = E_x m_i + E_{L2} \quad (5.246)$$

จากสมการที่ (5.235) และ (5.242) ได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุมดังรูปที่ 5.50 และได้วงจรมูลสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำของวงจรแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping ที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม ดังรูปที่ 5.51 สังเกตได้ว่าในย่านความถี่ต่ำจะละเลย ตัวเก็บประจุ C_x เนื่องจาก C_x มีขนาดเล็ก และส่งผลต่อผลตอบเชิงความถี่ของวงจรในย่านความถี่ต่ำน้อยมาก



รูปที่ 5.50 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม



รูปที่ 5.51 วงจรมูลสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำ ของวงจรแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping ที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดันกรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

□ พังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อแรงดันด้านเข้า v_s เมื่อ $\hat{i}_{X-p}(s), \hat{f}_S(s) = 0$

$$G_{vs}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = A_{vs_inv} \cdot \frac{n'_{2vs}S^2 + n'_{1vs}S + 1}{d'_5S^5 + d'_4S^4 + d'_3S^3 + d'_2S^2 + d'_1S + 1} \quad (5.247)$$

เมื่อ

$$A_{vs_inv} = -\frac{RE_S(1-E_{L1})(U_{L1}+1) + RU_S E_{L1}^2}{-RE_{L1}(E_O+1)(U_{L1}+1) + RU_O E_{L1}^2 - E_{L1}E_{L2}(U_{L1}+1) + U_{L2}E_{L1}^2} \quad (5.248)$$

กำหนดให้

$$k_{nvs_inv} = -RE_{L1}^2 U_S + RE'_{L1}(R_{L1}U_S + E_S(U'_{L1}+1)) - RR_{L1}E_S(U'_{L1}+1) \quad (5.249)$$

$$k_{dvs_inv} = E_{L1}^2(U_{L2} + RU_O) - E'_{L1}(E'_{L2}(U'_{L1}+1) + E_O R(U'_{L1}+1) + R_{L1}(U'_{L2} + RU_O)) \dots \\ + (R_{L2} + R) \cdot (U'_{L1} + 1) + R_{L1}(E'_{L2} + E_O R + R_{L2}R) \cdot (U'_{L1} + 1) \quad (5.250)$$

$$n'_{1vs} = \frac{1}{k_{nvs_inv}} \left[R(C_x(E'_{L1} - R_{L1})(E'_{L1} + E_S R_{L1}) + L_1(E'_{L1}U_S - E_S(U'_{L1}+1)) \right. \\ \left. + C_1(E'_{L1} - R_{L1})(E'_{L1} + E_S R_{L1}) \right] \quad (5.251)$$

$$n'_{2vs} = \frac{1}{k_{nvs_inv}} \left[-L_1 R(C_1 + C_x)(2E_S R_{L1} - E'_{L1}(E_S - 1)) \right] \quad (5.252)$$

$$d'_1 = -\frac{1}{k_{dvs_inv}} \left[R_{L1}C_x(E'_{L1} - R_{L1})(E'_{L2} + E_O R + R_{L2} + R) \dots \right. \\ + L_1(E_{L1}(U_{L2} + RU_O) - (E_{L2} + E_O R + R_{L2} + R)(U'_{L1} + 1)) \dots \\ + L_2(E'_{L1} - R_{L1})(U'_{L1} + 1) - E_{L1}^2(R_{L2}C_1 + U'_{L2}C_2R + C_1R) \dots \\ + E'_{L1}(E_{L2}(R_{L1}C_1 + C_2R(U'_{L1} + 1)) + E_O R_{L1}C_1R) \dots \\ + R_{L1}(2R_{L2}C_1 + R(U'_{L2}C_2 + 2C_1)) + R_{L2}C_2R(U'_{L1} + 1) \dots \\ \left. - R_{L1}(E'_{L2}(R_{L1}C_1 + C_2R(U'_{L1} + 1)) + E_O R_{L1}C_1R) \dots \right. \\ \left. + R_{L1}C_1(R_{L2} + R) + R_{L2}C_2R(U'_{L1} + 1) \right] \quad (5.253)$$

$$d'_2 = -\frac{1}{k_{dvs_inv}} \left[C_x(L_1(E'_{L1} - 2R_{L1})(E'_{L2} + E_O R + R_{L2} + R) \dots \right]$$

$$\begin{aligned}
& +R_{L_1}(L_2 + C_2R(E'_{L_2} + R_{L_2}))(E'_{L_1} - R_{L_1})... \\
& -L_1(L_2(U'_{L_1} + 1) - E'_{L_1}(E'_{L_2}C_1 + E_oC_1R + 2R_{L_2}C_1 + R(U'_{L_2}C_2 + 2C_1))... \\
& +E'_{L_2}(2R_{L_1}C_1 + C_2R(U'_{L_1} + 1)) + 2E_oR_{L_1}C_1R + 2R_{L_1}C_1(R_{L_2} + R) + R_{L_2}C_2R(U'_{L_1} + 1))... \\
& + (R_{L_1} - E'_{L_1})(L_2(E'_{L_1}C_1 - R_{L_1}C_1 - C_2R(U'_{L_1} + 1)) + C_1C_2R(E'_{L_1}R_{L_2} - R_{L_1}(E'_{L_2} + R_{L_2}))) \quad] \quad (5.254)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
d'_3 = \frac{1}{k_{dvs_inv}} \left[\right. & C_x(L_1^2(E'_{L_2} + E_oR + R_{L_2} + R) + L_1(L_2 + C_2R(E'_{L_2} + R_{L_2}))(2R_{L_1} - E'_{L_1})... \\
& + L_2R_{L_1}C_2R(R_{L_1} - E'_{L_1})) + L_1^2C_1(E'_{L_2} + E_oR + R_{L_2} + R) - L_1(L_2(2E_{L_1}C_1... \\
& - 2R_{L_1}C_1 - C_2R(U'_{L_1} + 1)) + C_1C_2R(E'_{L_1}(E'_{L_2} + 2R_{L_2}) - 2R_{L_1}(E'_{L_2} + R_{L_2})))... \\
& \left. + L_2C_1C_2R(E'_{L_1} - R_{L_1})^2 \right] \quad (5.255)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
d'_4 = \frac{1}{k_{dvs_inv}} \left[\right. & L_1(C_x(L_1(L_2 + C_2R(E'_{L_2} + R_{L_2}))) + L_2C_2R(2R'_{L_1} - E'_{L_1})) \\
& \left. + C_1(L_1(L_2 + C_2R(E'_{L_2} + R_{L_2})) + 2L_2C_2R(R_{L_1} - E'_{L_1})) \right] \quad (5.256)
\end{aligned}$$

$$d'_5 = -\frac{1}{k_{dvs_inv}} \left[L_1^2L_2C_2R(C_1 + C_x) \right] \quad (5.257)$$

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม f_s เมื่อ $\hat{v}_s(s), \hat{i}_{X-p}(s) = 0$

$$G_{f_s}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = A_{f_s_inv} \cdot \frac{n'_{3f_s}S^3 + n'_{2f_s}S^2 + n'_{1f_s}S + 1}{d'_5S^5 + d'_4S^4 + d'_3S^3 + d'_2S^2 + d'_1S + 1} \quad (5.258)$$

$$\text{เมื่อ } A_{f_s_inv} = -\frac{-RE_f E_{L_1}(U_{L_1} + 1) + RU_f E_{L_1}^2}{-RE_{L_1}(E_o + 1)(U_{L_1} + 1) + RU_o E_{L_1}^2 - E_{L_1}E_{L_2}(U_{L_1} + 1) + U_{L_2}E_{L_1}^2} \quad (5.259)$$

กำหนดให้

$$k_{nix_inv} = -RU_f E_{L_1}^2 + RE'_{L_1}(R_{L_1}U_f + E_f(U'_{L_1} + 1)) - RR_{L_1}E_f(U'_{L_1} + 1) \quad (5.260)$$

$$n'_{1f_s} = \frac{1}{k_{nix_inv}} \cdot \left[-L_1R(E'_f(U'_{L_1} + 1) - U'_f E'_{L_1}) \right] \quad (5.261)$$

$$n'_{2f_s} = \frac{1}{k_{nix_inv}} \cdot \left[L_1RE'_f E'_{L_1}(C_1 + C_x) \right] \quad (5.262)$$

$$n'_{3ix} = \frac{1}{k_{nix_inv}} \cdot \left[-L_i^2 R E'_f (C_i + C_x) \right] \quad (5.263)$$

□ อิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io} เมื่อ $\hat{i}_{X-p}(s), \hat{f}_S(s) = 0$ จากรูปที่ 5.52 จะได้

$$Z_{io}(s) = \frac{\hat{v}_S(s)}{\hat{i}_S(s)} = A_{zin_inv} \cdot \frac{n'_{5zi}S^5 + n'_{4zi}S^4 + n'_{3zi}S^3 + n'_{2zi}S^2 + n'_{1zi}S + 1}{d'_{4zi}S^4 + d'_{3zi}S^3 + d'_{2zi}S^2 + d'_{1zi}S} \quad (5.264)$$

กำหนดให้

$$A_{zin_inv} = k_{zin_zero} \quad (5.265)$$

$$k_{zin_zero} = - \left[E_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1) \right] \cdot \left[E_{L1} (U_{L2} + R U_O) - (E_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1))(U_{L1} + 1) \right] \quad (5.266)$$

$$n'_{zi} = \frac{1}{k_{zin_zero}} \left[- \left(L_2 (E'_{L1} (U'_{L2} + R U_O) - 2(E'_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1))(U'_{L1} + 1)) \dots \right. \right. \\ \left. \left. + R_{L1} C_x (E'_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1))^2 + E'_{L1} (E'_{L2} (R_{L2} C_1 + R(U'_{L2} C_2 + C_1 + C_2 R U_O)) \dots \right. \right. \\ \left. \left. + E_O C_1 R (R_{L2} + R) + R_{L2}^2 C_1 + R_{L2} R (U'_{L2} C_2 + 2C_1 + C_2 R U_O) + C_1 R^2 \right) \dots \right. \\ \left. - (E'_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1)) (E'_{L2} (R_{L1} C_1 + C_2 R (U'_{L1} + 1)) \dots \right. \\ \left. + E_O R_{L1} C_1 R + R_{L1} C_1 (R_{L2} + R) + R_{L2} C_2 R (U'_{L1} + 1)) \right] \quad (5.267)$$

$$n'_{2zi} = \frac{1}{k_{zin_zero}} \left[C_x (E'_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1)) \left[L_1 (E'_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1)) \dots \right. \right. \\ \left. \left. + R_{L1} (2L_2 + C_2 R (E'_{L2} + R_{L2})) \right] \right. \\ \left. + (L_1 C_1 (E'_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1))^2 + L_2^2 (U'_{L1} + 1) - L_2 (E'_{L1} (E'_{L2} C_1 + E_O C_1 R + 2R_{L2} C_1 \dots \right. \right. \\ \left. \left. + R(U'_{L2} C_2 + 2C_1 + C_2 R U_O)) - 2E'_{L2} (R_{L1} C_1 + C_2 R (U'_{L1} + 1)) \dots \right. \right. \\ \left. \left. - E_O R (2R_{L1} C_1 + C_2 R (U'_{L1} + 1)) - R_{L1} C_1 (R_{L2} + R) - 2C_2 R (U'_{L1} + 1) (2R_{L2} + R) \right) \dots \right. \\ \left. - C_1 C_2 R (E'_{L2} + R_{L2}) (E'_{L1} (R_{L2} + R) - R_{L1} (E'_{L2} + R_{L2} + R(E_O + 1))) \right] \quad (5.268)$$

$$\begin{aligned}
n'_{3zi} = \frac{1}{k_{zin_zero}} & \left[(L_1 C_1 (E'_{L2} + E_O R + R_{L2} + R) (2L_2 + C_2 R (E'_{L2} + R_{L2})) \dots \right. \\
& + C_x (L_1 (E'_{L2} + E_O R + R_{L2} + R) (2L_2 + C_2 R (E'_{L2} + R_{L2})) \dots \\
& + L_2 R_{L1} (L_2 + C_2 R (2E'_{L2} + E_O R + 2R_{L2} + R)) - L_2 (L_2 (E'_{L1} C_1 - R_{L1} C_1 - C_2 R (U'_{L1} + 1)) \dots \\
& \left. + C_1 C_2 R (E'_{L1} (E'_{L2} + 2R_{L2} + R) - R_{L1} (2E'_{L2} + E_O R + 2R_{L2} + R))) \right] \quad (5.269)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
n'_{4zi} = \frac{1}{k_{zin_zero}} & \left[L_2 C_x (L_1 (L_2 + C_2 R (2E'_{L2} + E_O R + 2R_{L2} + R)) + L_2 R_{L1} C_2 R) \right. \\
& \left. + L_2 C_1 (L_1 (L_2 + C_2 R (2E'_{L2} + E_O R + 2R_{L2} + R)) + L_2 C_2 R (R_{L1} - E'_{L1})) \right] \quad (5.270)
\end{aligned}$$

$$n'_{5zi} = \frac{1}{k_{zin_zero}} \left[L_1 L_2^2 C_2 R (C_1 + C_x) \right] \quad (5.271)$$

$$\begin{aligned}
d'_{1zi} = C_x (E'_{L2} + E_O R + R_{L2} + R)^2 & - (-E'_{L2}{}^2 C_1 - E'_{L2} (E_O R 2C_1 + 2C_1 R_{L2} + 2C_1 R) \dots \\
& - E_O^2 C_1 R^2 - E_O R (2C_1 R_{L2} + 2C_1 R) - (R_{L2} + R) (R_{L2} C_1 + C_1 R)) \quad (5.272)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
d'_{2zi} = C_x (E'_{L2} + R_{L2} R (E_O + 1)) & \cdot (2L_2 + C_2 R (E'_{L2} + R_{L2})) \dots \\
& - L_2 \left[2E'_{L2} C_1 + 2E_O R C_1 + 2R_{L2} C_1 + 2R C_1 \right. \\
& \left. - C_1 C_2 R (E'_{L2} + R_{L2}) (E'_{L2} + E_O R + R_{L2} + R) \right] \quad (5.273)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
d'_{3zi} = L_2 C_x (L_2 + C_2 R (2E'_{L2} + E_O R + 2R_{L2} + R)) \\
& + L_2 (L_2 C_1 + C_1 C_2 R (2E'_{L2} + E_O R + 2R_{L2} + R)) \quad (5.274)
\end{aligned}$$

$$d'_{4zi} = L_2^2 C_2 R (C_1 + C_x) \quad (5.275)$$

□ อิมพีแดนซ์ด้านนอก วงรอบเปิด Z_{oo} เมื่อ $\hat{v}_s(s), \hat{i}_{X-p}(s), \hat{f}_S(s) = 0$ จากรูปที่ 5.53 จะได้ว่า

$$Z_{oo}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_g(s)} = A_{zoo_inv} \cdot \frac{n'_{4zo} S^4 + n'_{3zo} S^3 + n'_{2zo} S^2 + n'_{1zo} S + 1}{d'_{5zo} S^5 + d'_{4zo} S^4 + d'_{3zo} S^3 + d'_{2zo} S^2 + d'_{1zo} S + 1} \quad (5.276)$$

กำหนดให้

$$A_{zoo_inv} = \frac{k_{zoo_zero}}{k_{zoo_pole}} \quad (5.277)$$

$$k_{zoo_zero} = R(U'_{L1} + 1) [R_{L1}E'_{L2} + R_{L2}(R_{L1} - E'_{L1})] - RE'_{L1} [E'_{L2}(U'_{L1} + 1) + U'_{L2}(R_{L1} - E'_{L1})] \quad (5.278)$$

$$k_{zoo_pole} = \left[(U'_{L1} + 1) [R_{L1}E'_{L2} + R_{L2}(R_{L1} - E'_{L1})] - E'_{L1} [E'_{L2}(U'_{L1} + 1) + U'_{L2}(R_{L1} - E'_{L1})] \dots + R(R_{L1}E_o + R_{L1} - E'_{L1})(U'_{L1} + 1) - RE'_{L1} [E_o(U'_{L1} + 1) + U_o(R_{L1} - E'_{L1})] \right] \quad (5.279)$$

$$n'_{1zo} = \frac{1}{k_{zoo_zero}} \left[R [R_{L1}E'_{L2} + R_{L2}(R_{L1} - E'_{L1})] \cdot [C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E'_{L1})] \dots + R(U'_{L1} + 1) [L_1(E'_{L2} + R_{L2}) + L_2(R_{L1} - E'_{L1})] - RE'_{L1}(C_x R_{L1}E'_{L2} + L_1U'_{L2}) \right] \quad (5.280)$$

$$n'_{2zo} = \frac{1}{k_{zoo_zero}} \left[RL_1(C_1 + C_x) [R_{L1}E'_{L2} + R_{L2}(R_{L1} - E'_{L1})] + RL_1L_2(U'_{L1} + 1) \dots - RC_xL_1E'_{L1}E'_{L2} + R [L_1(E'_{L2} + R_{L2}) + L_2(R_{L1} - E'_{L1})] [C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E'_{L1})] \right] \quad (5.281)$$

$$n'_{3zo} = \frac{1}{k_{zoo_zero}} \left[RL_1(C_1 + C_x) [L_1(E'_{L2} + R_{L2}) + L_2(R_{L1} - E'_{L1})] \dots + RL_1L_2 [C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E'_{L1})] \right] \quad (5.282)$$

$$n'_{4zo} = \frac{1}{k_{zoo_zero}} \left[L_1^2 L_2 R (C_1 + C_x) \right] \quad (5.283)$$

$$d'_{1zo} = \frac{1}{k_{zoo_pole}} \left[(U'_{L1} + 1) [L_1(E'_{L2} + R_{L2}) + L_2(R_{L1} - E'_{L1})] \dots + C_2 R \left\{ (U'_{L1} + 1) [R_{L1}E'_{L2} + R_{L2}(R_{L1} - E'_{L1})] - E'_{L1} [E'_{L2}(U'_{L1} + 1) + U'_{L2}(R_{L1} - E'_{L1})] \right\} \dots + [R_{L1}E'_{L2} + R_{L2}(R_{L1} - E'_{L1})] \cdot [C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E'_{L1})] \dots - E'_{L1}(C_x R_{L1}E'_{L2} + L_1U'_{L2}) + R(R_{L1}E_o + R_{L1} - E'_{L1}) \cdot (C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E'_{L1})) \dots \right]$$

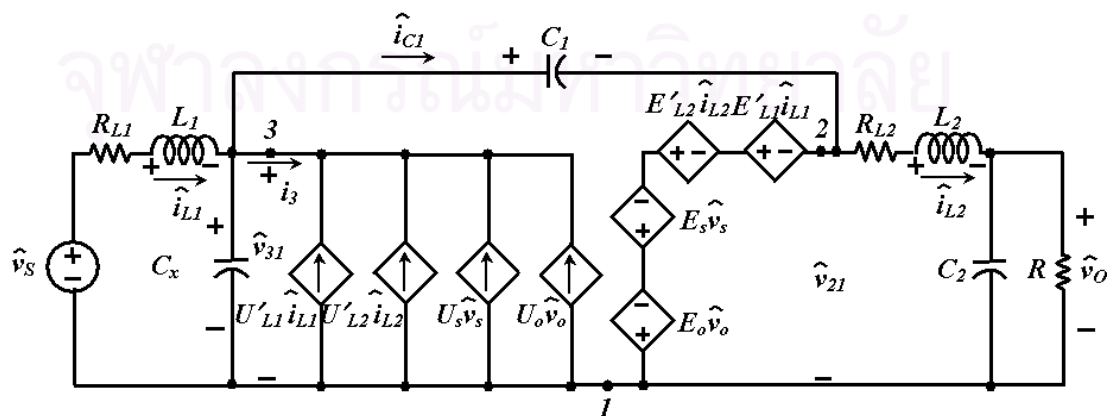
$$+R_{L1}(E_o + 1)(U_{L1} + 1) - RE_{L1}(C_x R_{L1} E_o + L_1 U_o) \quad] \quad (5.284)$$

$$d'_{2zo} = \frac{1}{k_{zoo_pole}} \left[C_2 R \left\{ [R_{L1} E'_{L2} + R_{L2}(R_{L1} - E'_{L1})] \cdot [C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E'_{L1})] \dots \right. \right. \\ \left. \left. + (U'_{L1} + 1) [L_1(E'_{L2} + R_{L2}) + L_2(R_{L1} + E'_{L1})] - E'_{L1}(C_x R_{L1} E'_{L2} + L_1 U'_{L2}) \right\} \dots \right. \\ \left. + L_1(C_1 + C_x) [R_{L1} E'_{L2} + R_{L2}(R_{L1} - E'_{L1})] + L_1 L_2 (U'_{L1} + 1) - C_x L_1 E'_{L1} E'_{L2} - RC_x L_1 E_o E'_{L1} \dots \right. \\ \left. + [L_1(E'_{L2} + R_{L2}) + L_2(R_{L1} - E'_{L1})] \cdot [C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E'_{L1})] \dots \right. \\ \left. + RL_1 \left\{ (C_1 + C_x)(R_{L1} E_o + R_{L1} - E'_{L1}) + (E_o + 1)(C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E'_{L1})) \right\} \right] \quad (5.285)$$

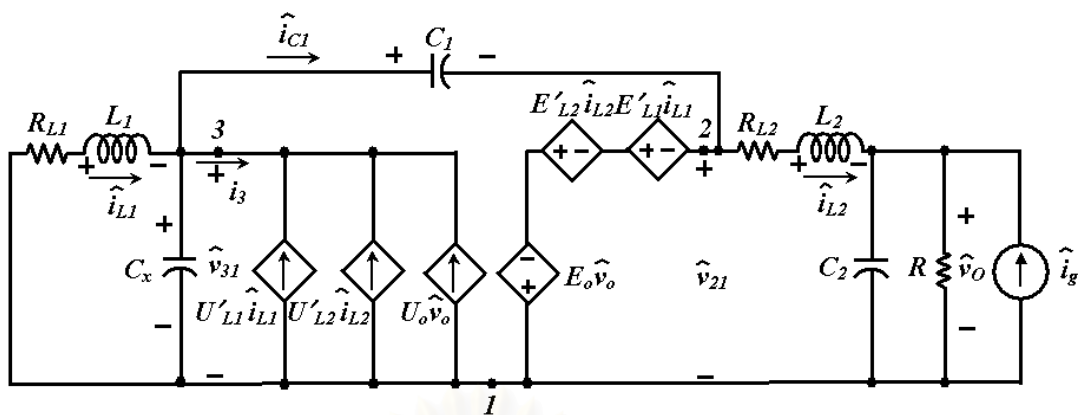
$$d'_{3zo} = \frac{1}{k_{zoo_pole}} \left[C_2 R \left\{ L_1(C_1 + C_x) [R_{L1} E'_{L2} + R_{L2}(R_{L1} - E'_{L1})] + L_1 L_2 (U'_{L1} + 1) \dots \right. \right. \\ \left. \left. - C_x L_1 E'_{L1} E'_{L2} + [L_1(E'_{L2} + R_{L2}) + L_2(R_{L1} - E'_{L1})] [C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E'_{L1})] \right\} \dots \right. \\ \left. + L_1(C_1 + C_x) [L_1(E'_{L2} + R_{L2}) + L_2(R_{L1} - E'_{L1})] + L_1 L_2 [C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E'_{L1})] \dots \right. \\ \left. + RL_1^2 (E_o + 1)(C_1 + C_x) \right] \quad (5.286)$$

$$d'_{4zo} = \frac{1}{k_{zoo_pole}} \left[C_2 R \left\{ L_1(C_1 + C_x) [L_1(E'_{L2} + R_{L2}) + L_2(R_{L1} - E'_{L1})] \dots \right. \right. \\ \left. \left. + L_1 L_2 [C_x R_{L1} + C_1(R_{L1} - E'_{L1})] \right\} + L_1^2 L_2 (C_1 + C_x) \right] \quad (5.287)$$

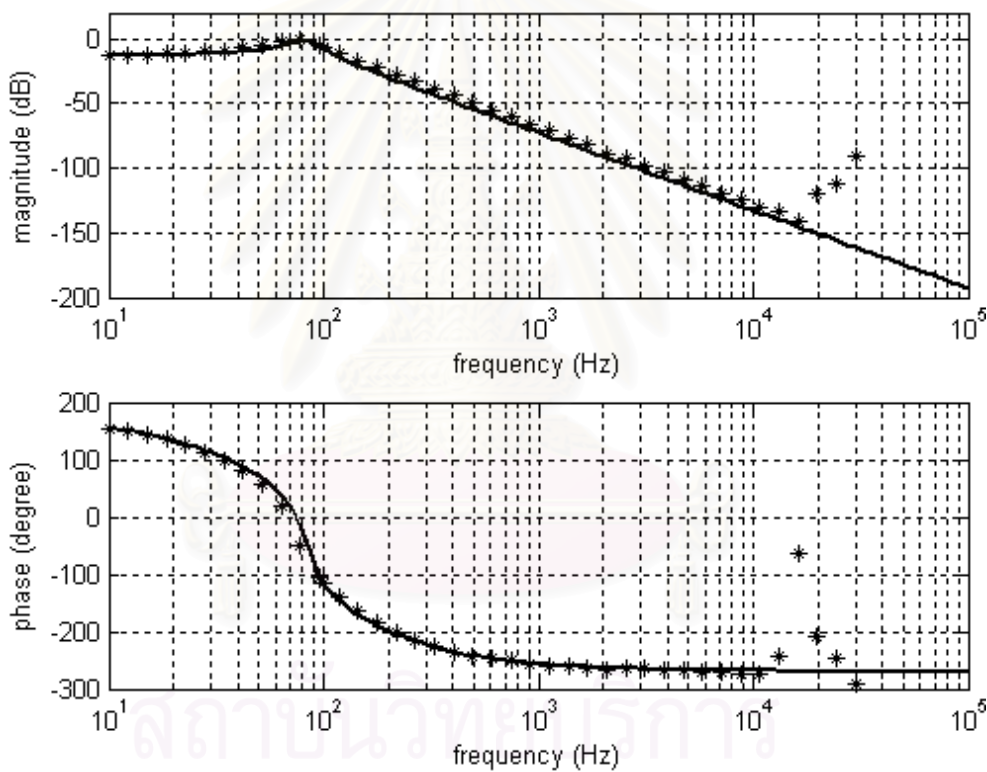
$$d'_{5zo} = \frac{1}{k_{zoo_pole}} \left[L_1^2 L_2 C_2 R (C_1 + C_x) \right] \quad (5.288)$$



รูปที่ 5.52 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด Z_{io}

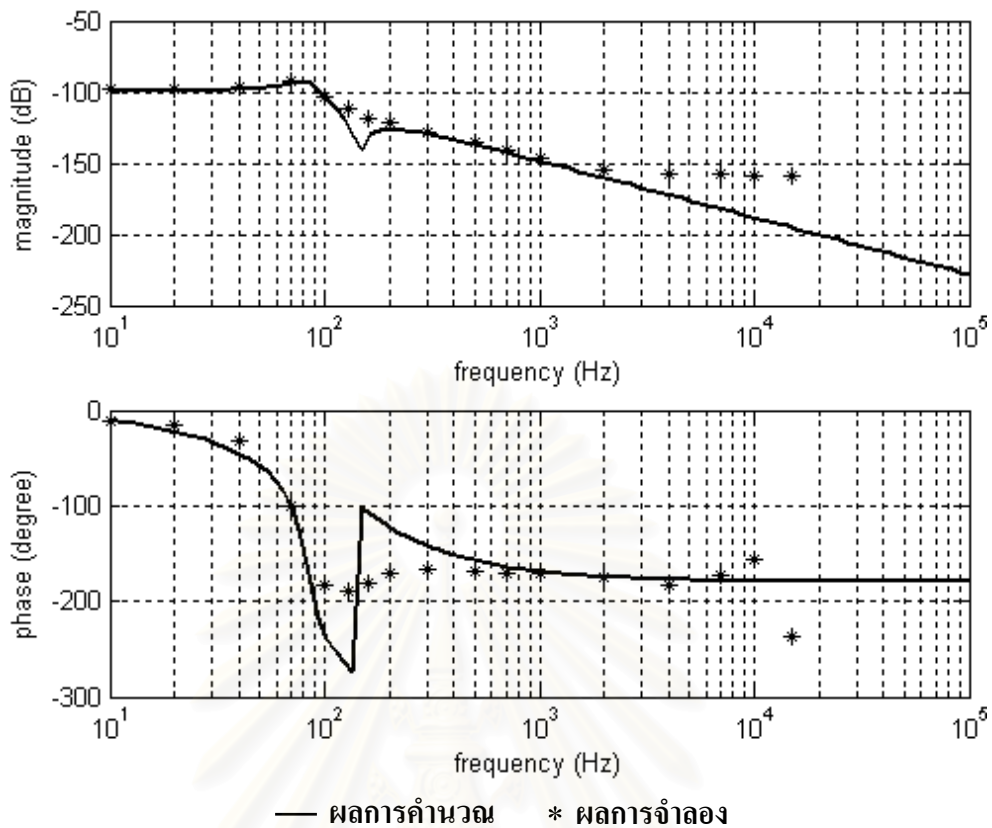


รูปที่ 5.53 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด Z_{oo}

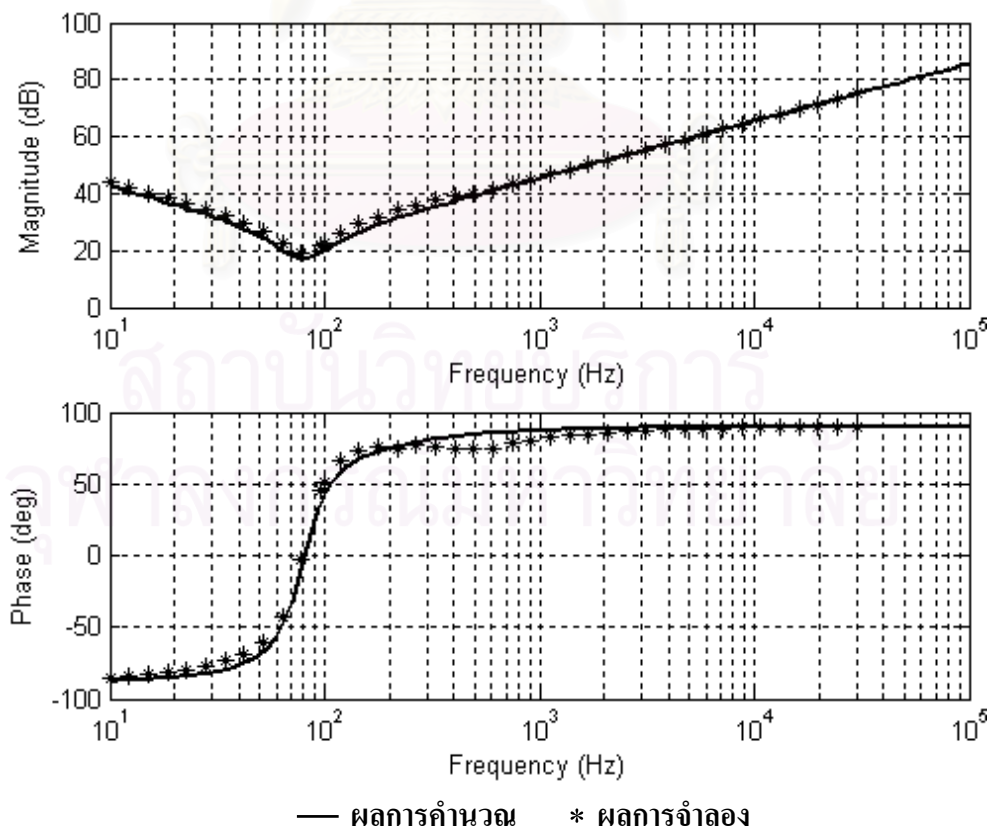


— ผลการคำนวณ * ผลการจำลอง

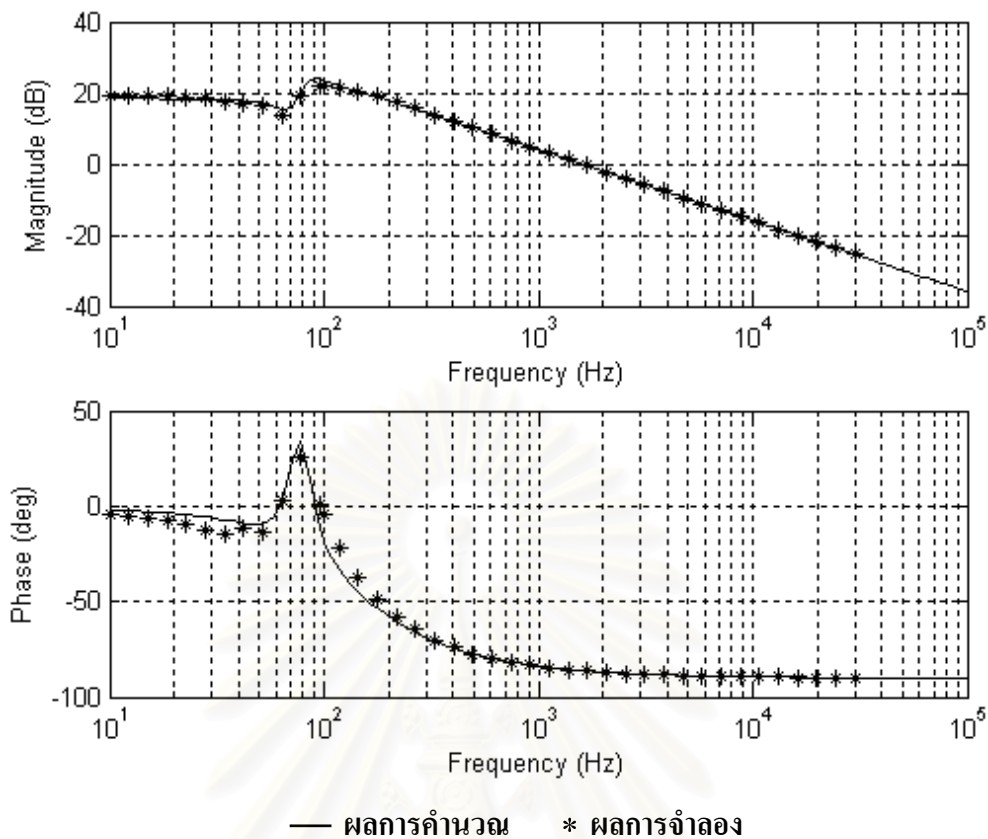
รูปที่ 5.54 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อ v_s



รูปที่ 5.55 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อ f_s



รูปที่ 5.56 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด Z_{io}



รูปที่ 5.57 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออกวงจรเปิด Z_{oo}

5.7 สรุป

จากการหาแบบจำลองเฉลี่ยและแบบจำลองไฟตรงของวงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแสในบทที่ 3 นำไปสู่การคำนวณหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแส ซึ่งวงจรที่ได้ทำการหาสัญญาณขนาดเล็กมีวงจรทอนระดับที่ใช้หน่วยควบคุมแรงดัน (S1-Structured Type P Single-side Voltage Clamping Converter) , วงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping และ วงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping โดยได้ทำการหาสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในกรณีที่ใช้แหล่งกระแสควบคุมที่มีค่าขอดไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์และกรณีที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุมพบว่า แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในกรณีใช้แหล่งกระแสควบคุมที่มีค่าขอดไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์จะใช้วิเคราะห์พฤติกรรมด้านสัญญาณขนาดเล็กของวงจรได้อย่างถูกต้องจนถึงครึ่งหนึ่งของความถี่การสวิตช์ แต่แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในกรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์จะมีความถูกต้องในย่านความถี่ต่ำๆ แต่ในย่านความถี่สูงจะมีความคลาดเคลื่อนในบางย่านความถี่เนื่องจากได้ละเลยผลขององค์ประกอบสะสมพลังงานที่มีความถี่ธรรมชาติใกล้กับความถี่การสวิตช์ เมื่อพิจารณากรณีฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปร

ควบคุมกรณีแรงดันด้านออก v_o ต่อ v_s , $\langle i_{x-p} \rangle$ และ f_s และกรณีอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิดจะมีสมการคุณลักษณะ(Characteristic equation)ที่เหมือนกัน โดยในวงจรทอนระดับที่หน่วยควบคุมแรงดันมีสมการคุณลักษณะอันดับ 3 ส่วนวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping มีสมการคุณลักษณะอันดับ 2 และวงจรแปลงผันแบบ S3-Structured Type N Double-side Voltage Clamping มีสมการคุณลักษณะอันดับ 5 โดยข้อที่ความถี่ต่ำจะเกิดจากผลของตัวเก็บประจุด้านออก C และข้อที่ความถี่สูงจะเกิดจากผลของตัวเหนี่ยวนำ L



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 6

ผลการทดลอง

การทดสอบความถูกต้องของการคำนวณได้จำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (PSICE และ PSIM) และต่อวงจรจริงโดยในส่วนแรกจะแสดงรูปคลื่นการทำงานของวงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยควบคุมแรงดันกรณที่รูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันด้านเดียว (Single-side voltage clamping) ดังรูปที่ 6.1 และกรณีที่รูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันสองด้าน (Double-side voltage clamping) ดังรูปที่ 6.2 ส่วนที่สองจะเป็นการทดลองหาผลตอบเชิงความถี่ต่อสัญญาณขนาดเล็กของวงจรแปลงผันที่รูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันสองด้านก็จะเลือกทดสอบวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping วงจรเดียว เนื่องจากได้ทำการทดสอบวงจรแปลงผันที่รูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันด้านเดียว (วงจรทบระดับที่ใช้หน่วยคุมแรงดัน) ไว้แล้ว

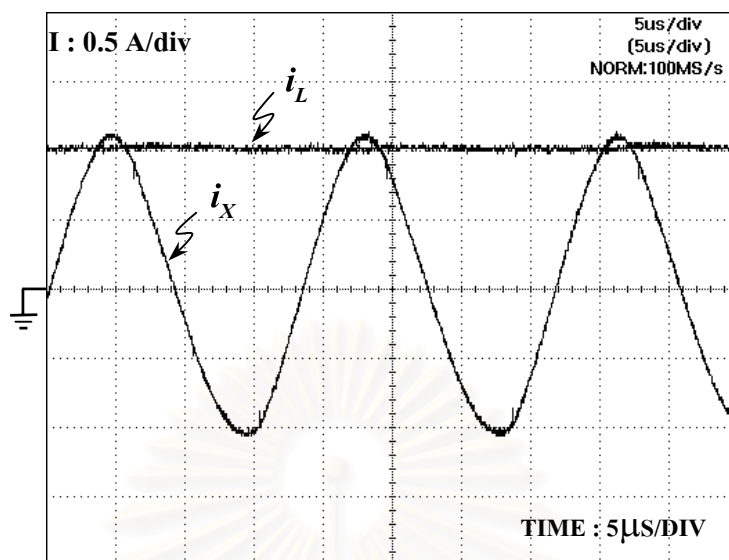
6.1 รูปคลื่นการทำงาน

6.1.1 กรณีที่รูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันด้านเดียว

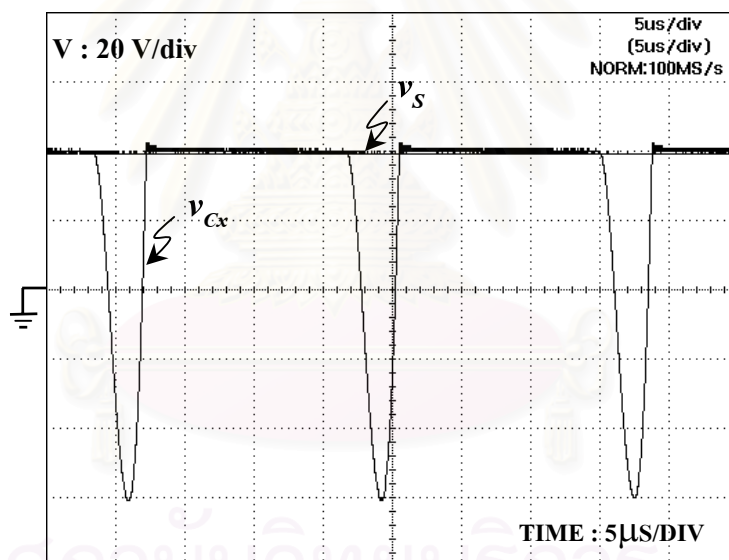
ในรูปที่ 6.1 เป็นรูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรทอนระดับที่ใช้หน่วยควบคุมแรงดัน จะเห็นได้ว่ารูปคลื่น v_{Cx} มีการครึ่งแรงดันด้านเดียวเท่ากับ v_s ในตอนที่ไดโอดนำกระแส โดยทำการทดลองดังรูปวงจรที่ 2.1 เมื่อแรงดันด้านเข้า $v_s = 20 \text{ V}$, $i_{x-p} = 1.25 \text{ A}$, $C_x = 35 \text{ nF}$, $L = 9.775 \text{ mH}$, $C = 62.6 \text{ uF}$, $R = 10 \Omega$, $f_s = 30 \text{ kHz}$, $L_r = 0.8497 \text{ mH}$, $C_r = 16.24 \text{ nF}$, $R_r = 1.96 \Omega$, $V_{DC} = 240 \text{ V}$

6.1.2 กรณีรูปคลื่นมีลักษณะครึ่งแรงดันสองด้าน

ในรูปที่ 6.2 เป็นรูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping จะเห็นได้ว่ารูปคลื่น v_{Cx} มีการครึ่งแรงดันสองด้าน คือในตอนที่ไดโอด D_x นำกระแสจะครึ่งแรงดัน v_{Cx} จะเท่ากับศูนย์ แต่เมื่อไดโอด D นำกระแสจะครึ่งแรงดัน v_{Cx} จะเท่ากับ v_o โดยทำการทดลองดังรูปที่ 2.12 เมื่อแรงดันด้านเข้า $v_s = 24 \text{ V}$, $i_{x-p} = 1 \text{ A}$, $I_L = 2 \text{ A}$, $C_x = 35 \text{ nF}$, $L = 9.775 \text{ mH}$, $C = 62.6 \text{ uF}$, $R = 30 \Omega$, $f_s = 51 \text{ kHz}$, $L_r = 0.8497 \text{ mH}$, $C_r = 16.24 \text{ nF}$, $R_r = 1.96 \Omega$, $V_{DC} = 240 \text{ V}$

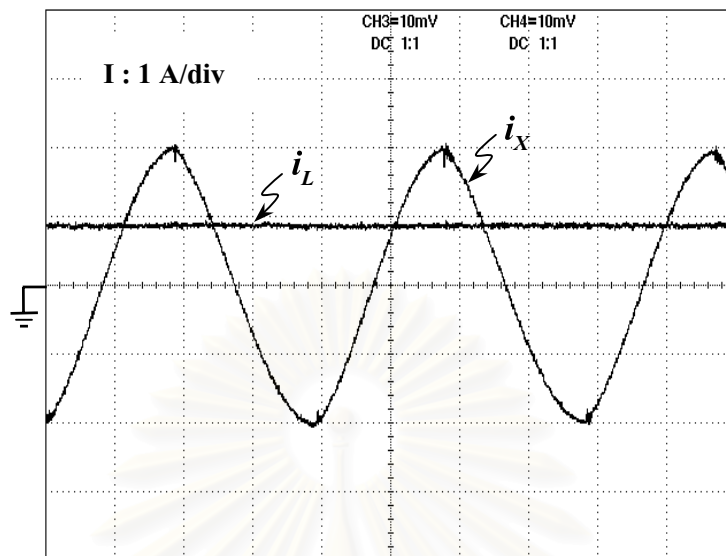


(ก) กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L และกระแสควม i_X

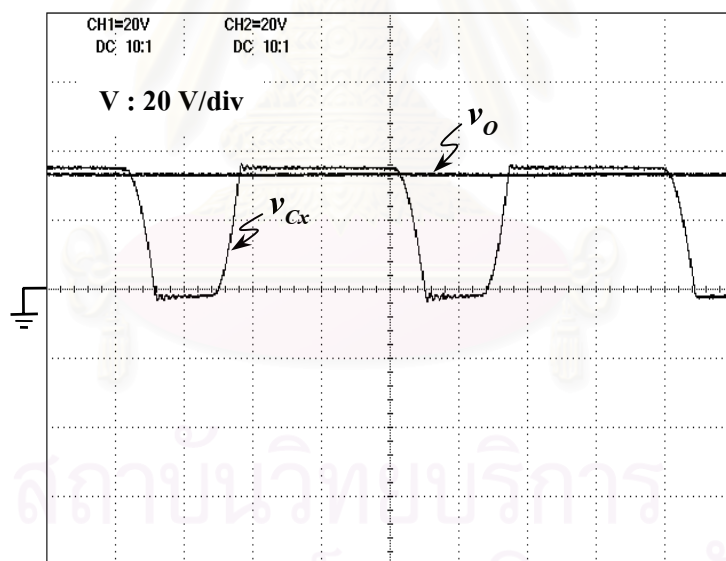


(ข) แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} และแรงดันด้านออก v_o

รูปที่ 6.1 กระแสและแรงดันของวงจรแปลงผันกรณิที่รูปคลื่นมีลักษณะตริงแรงดันด้านเดียว



(ก) กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L และกระแสควมคุม i_X

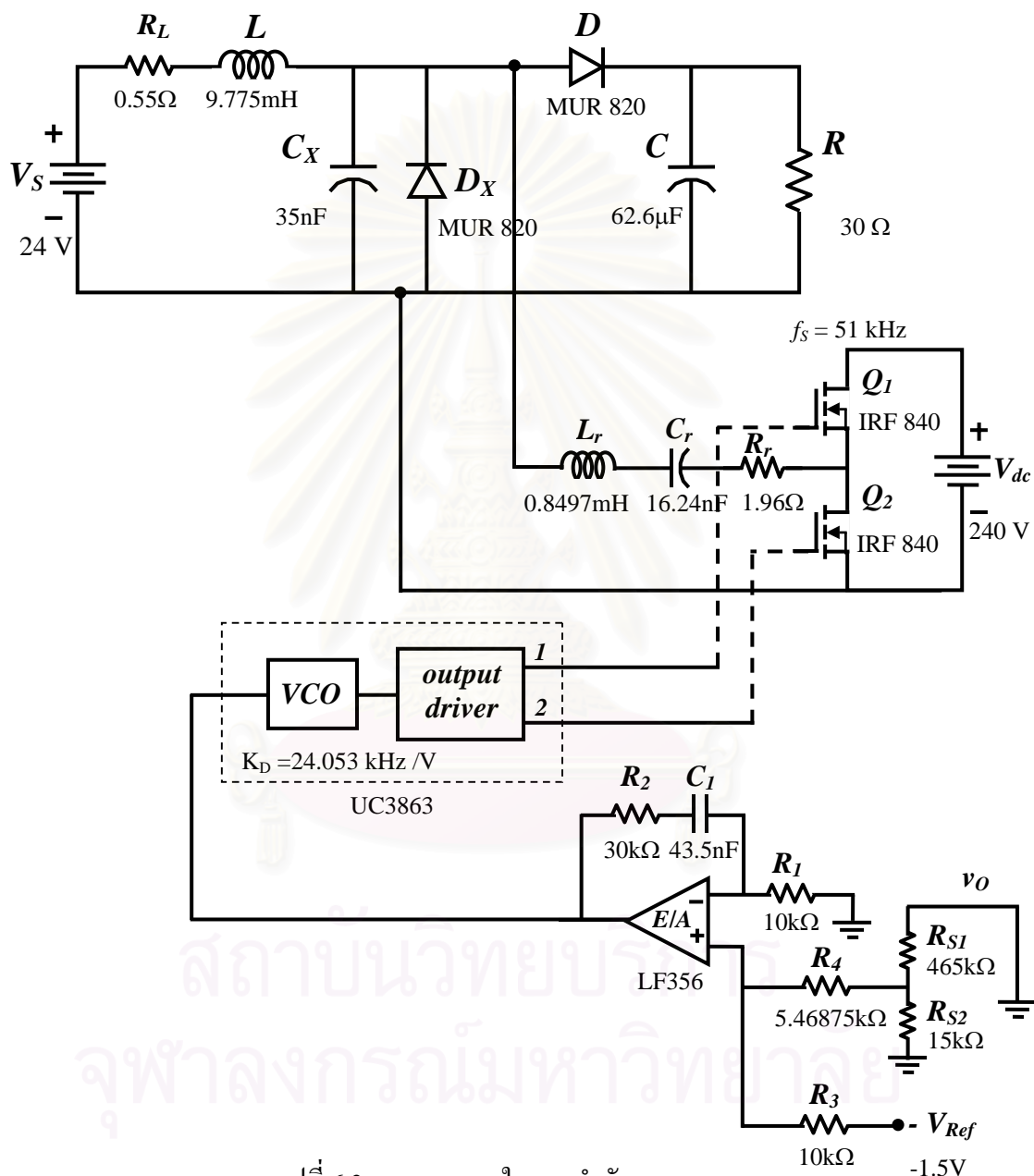


(ข) แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} และแรงดันด้านออก v_o

รูปที่ 6.2 กระแสและแรงดันของวงจร กรณีที่รูปคลื่นมีลักษณะตรงแรงดันสองด้าน

6.2 ผลตอบเชิงความถี่ต่อสัญญาณขนาดเล็ก

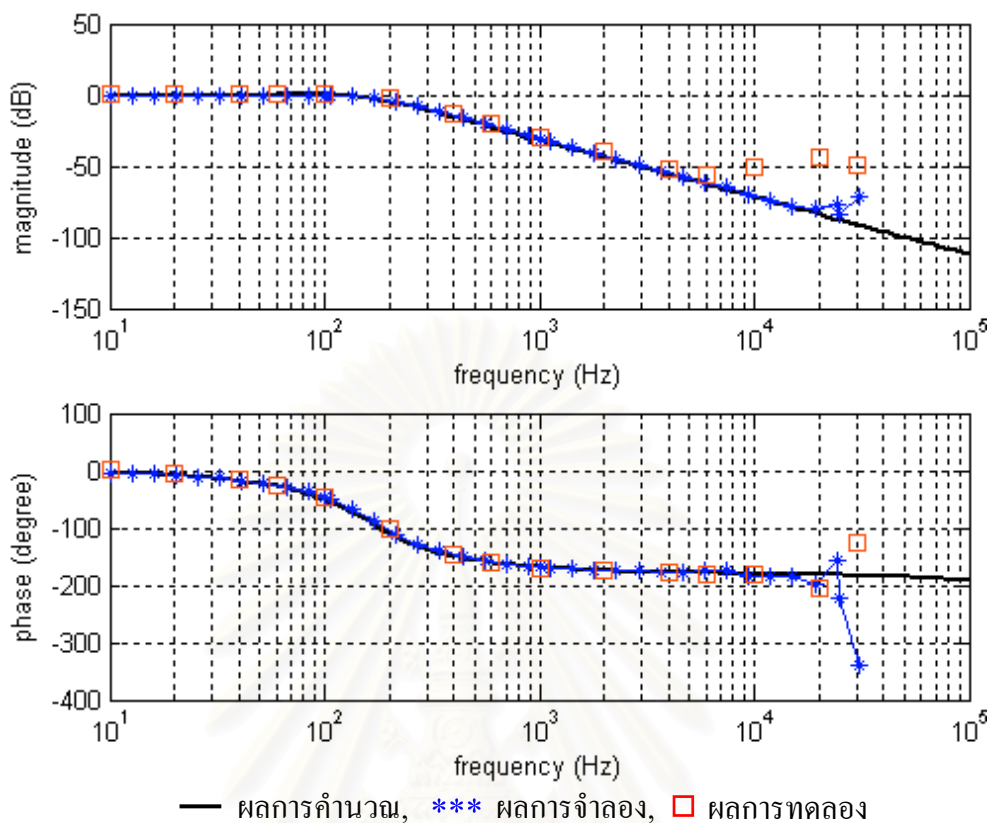
ในการหาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดกรณีแรงดันด้านออก v_o ต่อแรงดันด้านเข้า v_s และ $\langle i_{x-p} \rangle$ รวมทั้งอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและอิมพีแดนซ์ด้านออกได้จำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (Psim) ส่วนฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด f_s ผู้ v_o ได้จำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (Pspice) โดยจะใช้วงจรทดลองดังรูปที่ 6.3 ซึ่งจะได้ผลดังนี้



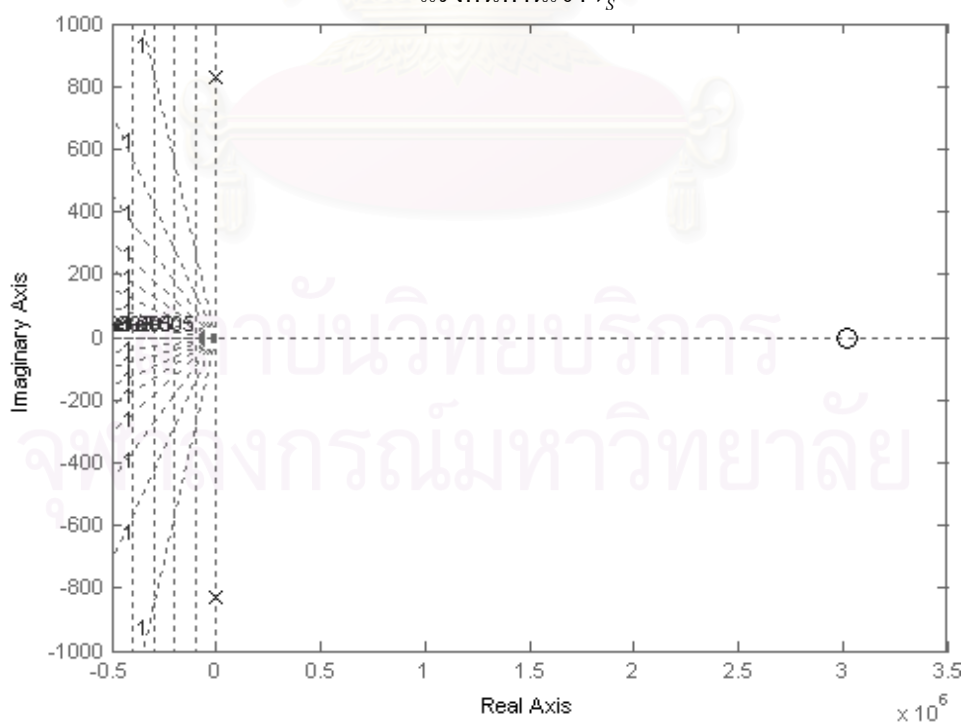
รูปที่ 6.3 วงจรทดลองในภาคกำลังและภาคควบคุม

รูปที่ 6.4, 6.6, 6.8 และ 6.10 แสดงผลการทดลองเปรียบเทียบกับผลการจำลองและผลการคำนวณของฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Voltage Clamping

6.2.1 ผลตอบเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อแรงดัน v_s

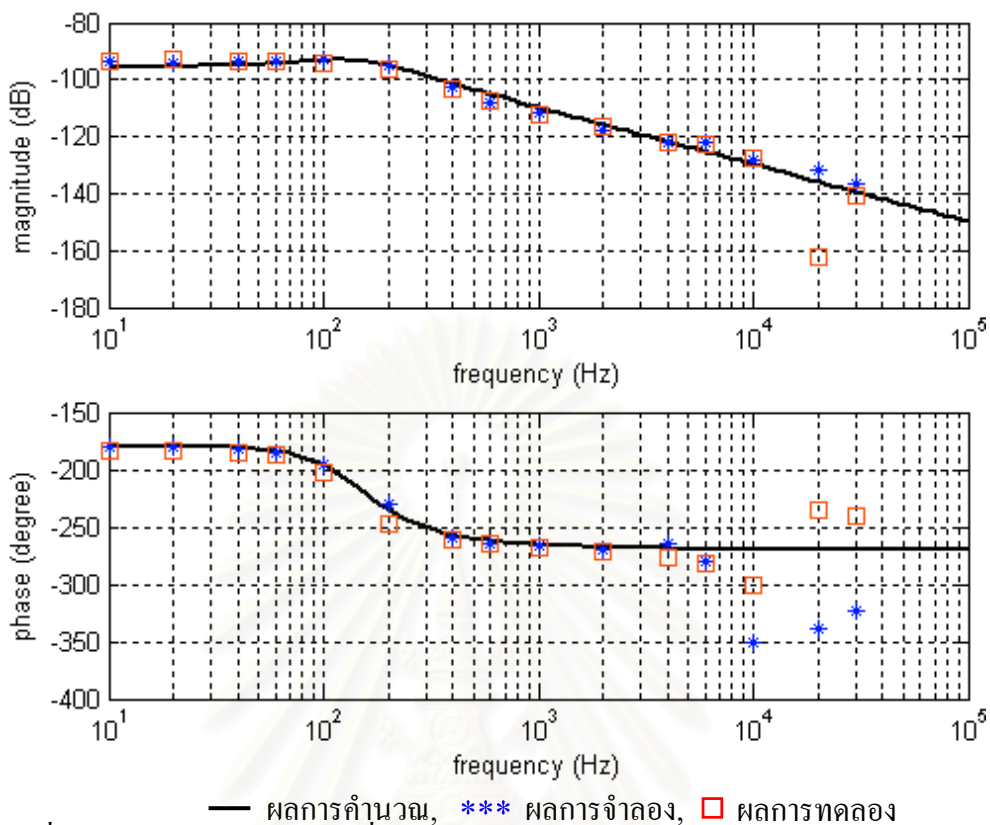


รูปที่ 6.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อแรงดันด้านเข้า v_s

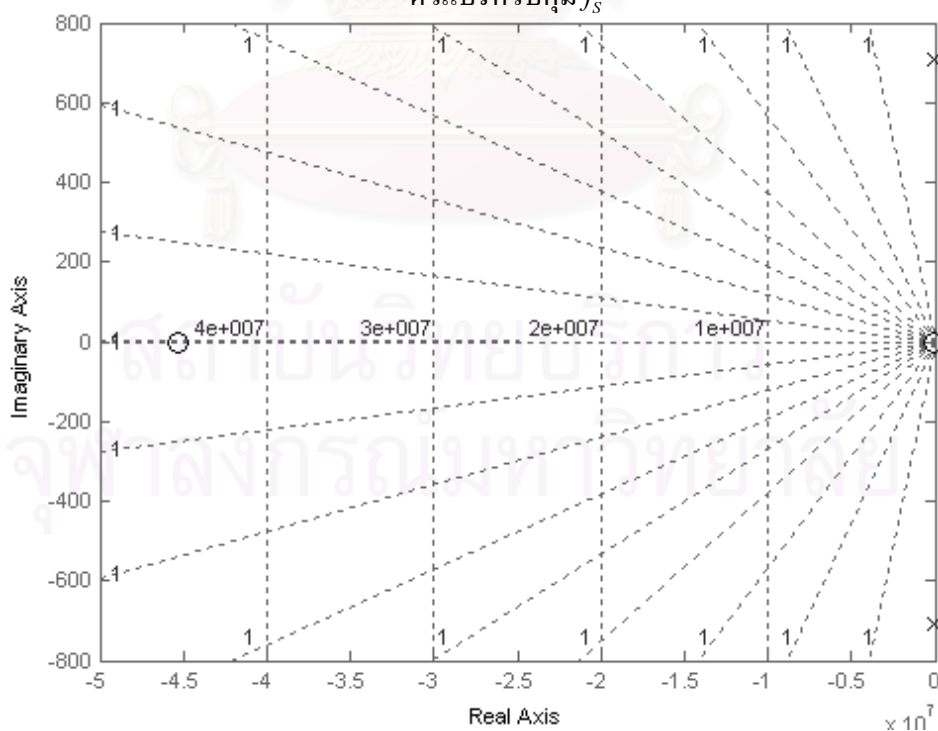


รูปที่ 6.5 ตำแหน่งศูนย์และขั้วของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อแรงดันด้านเข้า v_s

6.2.2 ผลตอบเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม f_s

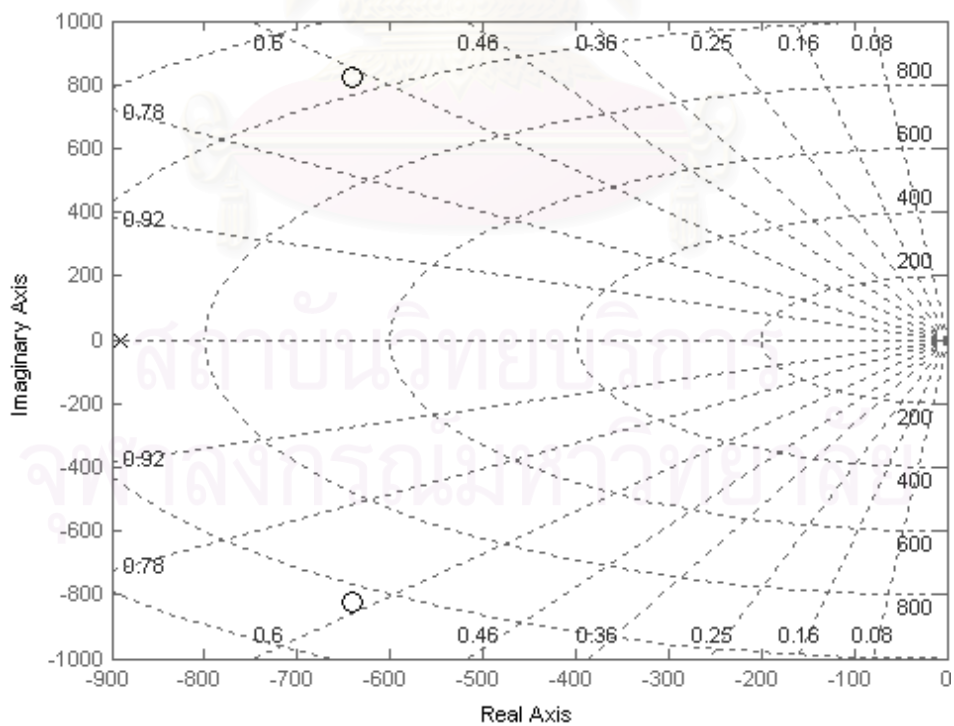
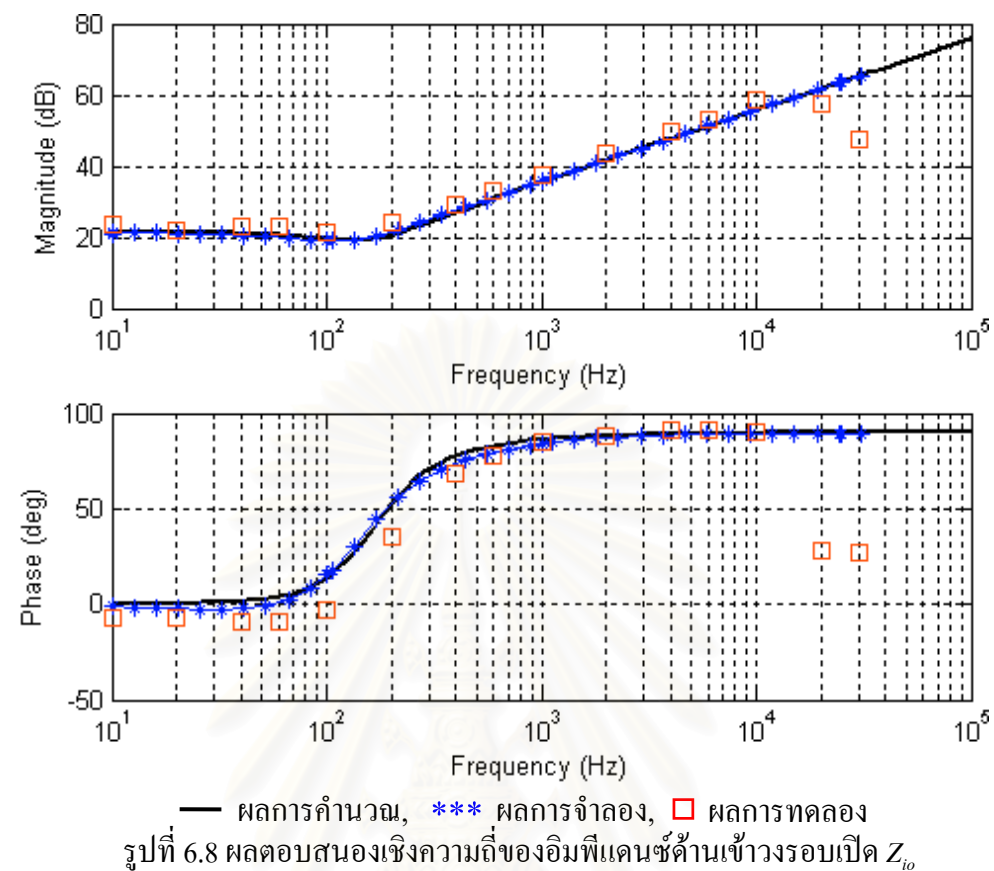


รูปที่ 6.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม f_s

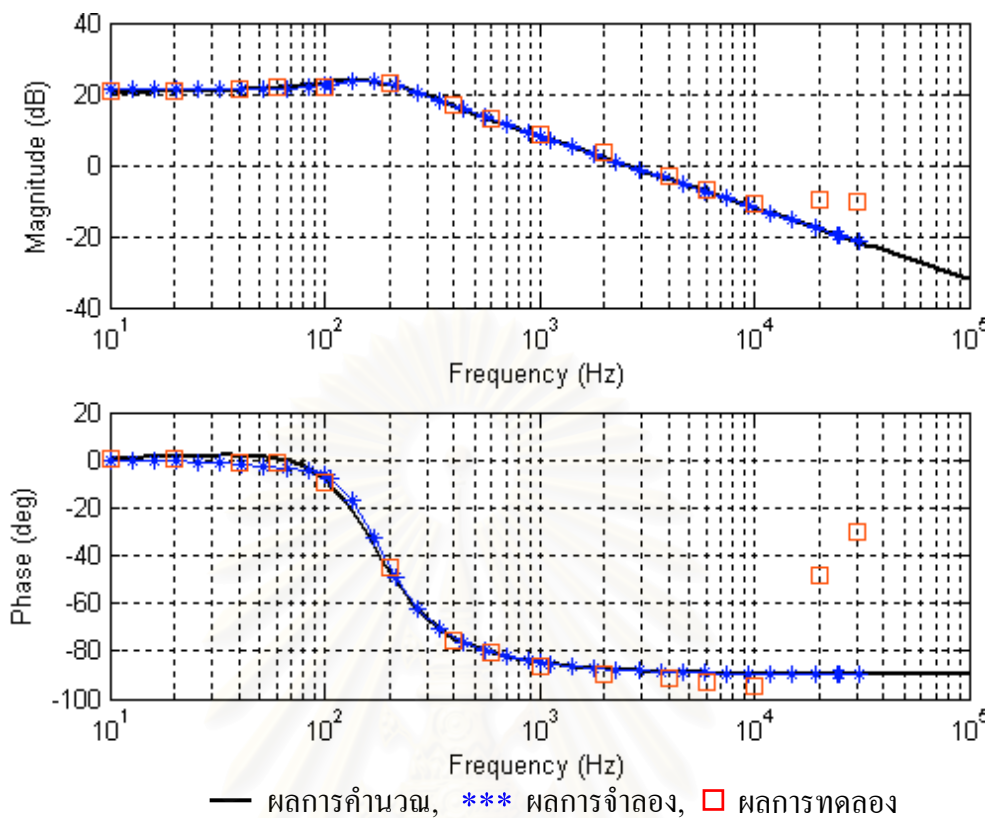


รูปที่ 6.7 ตำแหน่งศูนย์และขั้วของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม f_s

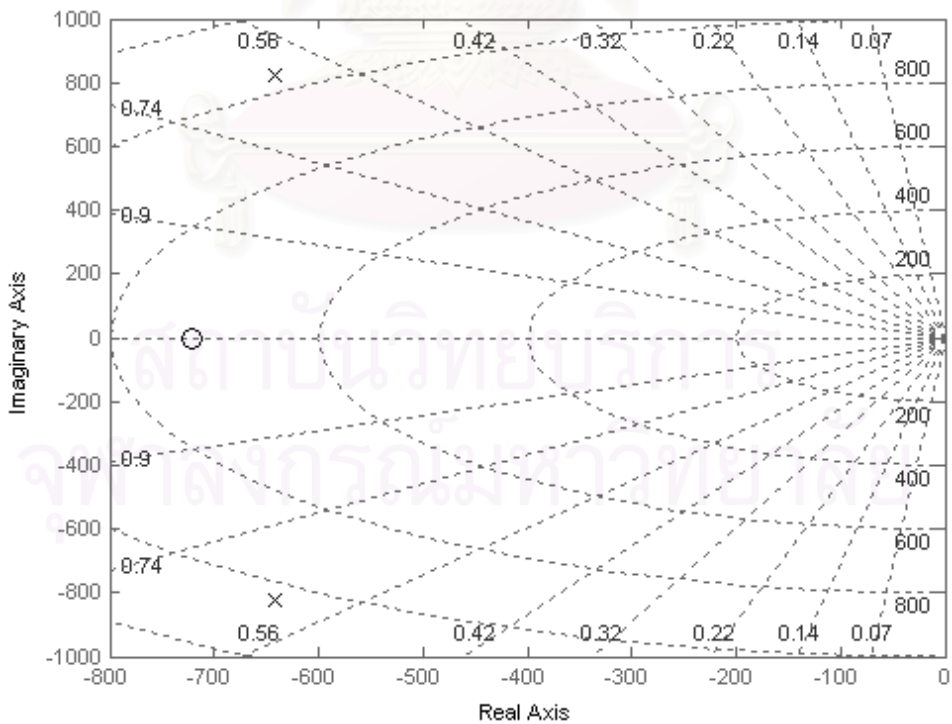
6.2.3 ผลตอบเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด



6.2.4 ผลตอบเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด



รูปที่ 6.10 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด Z_{oo}



รูปที่ 6.11 ตำแหน่งศูนย์และขั้วของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านออก Z_{oo}

- รูปที่ 6.4 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดัน ด้านออก v_o ต่อแรงดันด้านเข้า v_s จากรูปจะเห็นได้ว่าในย่านความถี่ต่ำทั้งผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองจะสอดคล้องกันมาก แต่เมื่อความถี่มีค่ามากกว่า 6 kHz ผลการคำนวณจะเริ่มมีความคลาดเคลื่อน จะเห็นได้ว่ามีค่าอัตราขยายไฟตรงประมาณ 0 db มีขั้วเป็นเลขเชิงซ้อน 2 ตัว เกิดที่ความถี่เท่ากับ 164 Hz และศูนย์เป็นจำนวนจริงซึ่งเกิดขึ้นที่ความถี่สูงเท่ากับ 0.479 MHz ดังรูปที่ 6.5

- รูปที่ 6.6 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้าน ออก v_o ต่อตัวแปรควบคุม f_s จากรูปจะเห็นได้ว่าในย่านความถี่ต่ำทั้งผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองจะสอดคล้องกันมาก แต่เมื่อความถี่มีค่ามากกว่า 6 kHz ผลการคำนวณจะเริ่มมีความคลาดเคลื่อน จะเห็นได้ว่ามีค่าอัตราขยายไฟตรงประมาณ -95.53 db มีขั้วเป็นเลขเชิงซ้อน 2 ตัว เกิดที่ความถี่เท่ากับ 148 Hz และมีศูนย์ค่าลบซึ่งเกิดขึ้นที่ความถี่ต่ำเท่ากับ 112 Hz ส่วนศูนย์ค่าลบ ซึ่งเกิดขึ้นที่ความถี่สูงเท่ากับ 7.21 MHz ดังรูปที่ 6.7

- รูปที่ 6.8 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด จากรูปจะเห็นได้ว่าในย่านความถี่ต่ำทั้งผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองจะสอดคล้องกันเฉพาะ ขนาด ส่วนมุมเฟสจะมีความคลาดเคลื่อนตั้งแต่ความถี่ต่ำ แต่เมื่อความถี่มีค่ามากกว่า 600 Hz – 10 kHz ผลการคำนวณจะเริ่มมีความสอดคล้องกัน จะเห็นได้ว่ามีค่าอัตราขยายไฟตรงประมาณ 21.57 db มีขั้วเป็นเลขเชิงซ้อน 1 ตัว เกิดที่ความถี่เท่ากับ 142 Hz และมีศูนย์ค่าลบ 2 ตัวซึ่งเกิดขึ้นที่ความถี่ต่ำเท่ากับ 165 Hz ดังรูปที่ 6.9

- รูปที่ 6.10 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด จากรูปจะเห็นได้ว่าในย่านความถี่ต่ำทั้งผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองจะสอดคล้องกันมาก แต่เมื่อความถี่มีค่ามากกว่า 10 kHz ผลการคำนวณจะเริ่มมีความคลาดเคลื่อน จะเห็นได้ว่ามีค่าอัตราขยายไฟตรงประมาณ 20.47 db มีขั้วเป็นเลขเชิงซ้อน 2 ตัว เกิดที่ความถี่เท่ากับ 165 Hz และศูนย์ค่าลบซึ่งเกิดขึ้นที่ความถี่ต่ำเท่ากับ 115 Hz ดังรูปที่ 6.11

บทที่ 7

บทสรุป

7.1 สรุปผลการวิจัย

การวิเคราะห์วงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยควบคุมแรงดันทำให้สามารถใช้แนวทางการศึกษาวงจรแปลงผันไฟตรงที่ได้พัฒนาสำหรับวงจรแปลงผันไฟตรงที่ใช้สวิตช์ PWM หรือสวิตซ์กึ่งเรโซแนนซ์ (Quasi-Resonant) เมื่อทำการสลับตำแหน่งกึ่งของหน่วยเรียงกระแสสามขั้วและกลับทิศไดโอดจะทำให้ได้โครงสร้างวงจรแปลงผันรูปแบบใหม่ เมื่อทำการวิเคราะห์ไฟตรงของวงจร 3 ขั้วจะได้วงจรที่มีลักษณะเป็นวงจรเรียงกระแส 2 ขั้วหรือเรียกว่าหน่วยควบคุมที่ใช้การเรียงกระแส (Rectifier Control Cell, "RCC") และเมื่อทำการต่อไดโอด D_x ขนานกับตัวเก็บประจุ C_x จะทำให้เกิดการตรึงแรงดันรูปคลื่นที่ได้จะมีลักษณะตรึงแรงดันสองด้าน ซึ่งจะช่วยลดระดับแรงดันค่ายอดที่ตัวเก็บประจุ C_x ลงได้ จากนั้นทำการกลับขั้วไดโอด D_x เพื่อกลับทิศการไหลของกระแสและทำการหมุนหน่วยควบคุมที่ประกอบไปด้วยตัวเก็บประจุและแหล่งจ่ายกระแสจะทำให้ได้โครงสร้างวงจรแปลงผันแบบใหม่ขึ้นมาอีก เมื่อนำเอาวงจรแปลงผันทั้งหมดมาทำการหาแบบจำลองไฟตรงจะสามารถแบ่งแบบจำลองไฟตรงได้เป็น 7 ประเภทคือกลุ่ม A, A', B, B', C, C' และกลุ่ม D ดังตารางที่ 3.1

การหาอิมพีแดนซ์สมมูลของวงจรแปลงผันในกรณีที่มีมองจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปในวงจรแปลงผัน ซึ่งจากข้อมูลของขนาดและเฟสของแรงดันและกระแสที่ขั้ว สามารถแทนอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} ด้วยตัวต้านทานสมมูล R_{ic} ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ C_{ic} ได้ทั้งแบบวงจรแปลงผันที่มีการตรึงแรงดันด้านเดียว และ วงจรแปลงผันที่มีการตรึงแรงดันสองด้าน แต่สมการของความต้านทานสมมูล R_{ic} และตัวเก็บประจุ C_{ic} จะต่างกันเนื่องจากองค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_c ที่ได้จากวงจรแปลงผันที่มีการตรึงแรงดันด้านเดียว (Single-side voltage clamping) และ วงจรแปลงผันที่มีการตรึงแรงดันสองด้าน(Double-side voltage clamping) นั้นต่างกัน จากแนวคิดในการประมาณวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยความถี่หลักมูล (Fundamental Approximate) และแทนวงจรแปลงผันด้วยอิมพีแดนซ์ที่ความถี่หลักมูล วิธีนี้จะใช้ได้ดีที่ความถี่การสวิตซ์ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์และค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์สูงเท่านั้น ถ้าไม่อยู่ในเงื่อนไขดังกล่าวผลการคำนวณจะมีความคลาดเคลื่อนมากขึ้น

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจรแปลงผันที่มีการตรึงแรงดันด้านเดียว และ วงจรแปลงผันที่มีการตรึงแรงดันสองด้านที่ได้จากวิธีการเฉลี่ยวงจร ในกรณีแหล่งกระแสควบคุมที่

มีค่าของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์จะใช้ได้อย่างถูกต้องจนถึงครั้งหนึ่งของความถี่การสวิตช์ แต่กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบจำลองจะใช้ได้ในย่านความถี่ต่ำเท่านั้น เนื่องจากได้ละเลยผลของอิมพีแดนซ์ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์

ผลการคำนวณ, ผลการจำลองและผลการทดลองมีความคลาดเคลื่อนบ้างเล็กน้อยเนื่องจากในการคำนวณได้มีการละเลยกำลังสูญเสียในอุปกรณ์

7.2 ข้อเสนอแนะ

1. วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาวงจรแปลงผันที่ใช้หน่วยเรียงกระแส โดยได้ทำการศึกษากับวงจรแปลงผันแบบพื้นฐานทั้ง 4 แบบภายใต้สมมุติฐานที่ว่ากระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าระลอกน้อย ดังนั้นจึงควรมีการศึกษาในกรณีกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าระลอกมากหรือกระแสไม่ต่อเนื่อง
2. เนื่องจากการหาแบบจำลองโดยวิธีเชิงตัวเลขมีขีดจำกัดที่ใช้ได้เฉพาะความถี่ต่ำเท่านั้น ดังนั้นควรมีการสร้างแบบจำลองโดยวิธีการสุ่มข้อมูลหรือวิธีอื่น เพื่อให้ได้แบบจำลองที่ใช้ในย่านความถี่สูงได้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

- [1] J.Qian, F.C. Lee and T. Yamauchi. "New Continuous-Input Current Charge Pump Power-Factor-Correction Electronic Ballast". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 2, March-April 1999, pp. 433-441.
- [2] J. Qian and F.C. Lee. "Charge Pump Power -Factor-Correction Technologies, Part 1 and Part 2". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 15, No. 1, January 2000, pp. 121-139.
- [3] R.W. Erickson. "Fundamental of Power Electronics". Chapman & Hall. International Thomson Publishing, New York, 1997.
- [4] M.K. Kazimierczuk and D. Czarkowski. "Resonant Power Converters". John Willey & Sons, Inc., New York, 1995, pp. 149-200.
- [5] V. Vorperian. "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch, Part 1 and Part 2". IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 26, No. 3, May 1990, pp. 490-502.
- [6] V. Vorperian, R. Tymerski and Fred C. Y. Lee. "Equivalent Circuit Models for Resonant and PWM Switches". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 4, No.2, April 1989, pp. 205-214.
- [7] โททม อาริยา. "อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1 และ 2". บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด, 2544.
- [8] R.D. Middlebrook and Slobodan Cuk. "Modeling and Analysis Methods for DC-to-DC Switching Converters". Proceedings of the IEEE International Semiconductor Power Converter Conference, 1977 Record, pp. 90-111, March 1977. Reprinted in Advances in Switched-Mode Power Conversion, Vol. 1, Irvine: Teslaco, 1983.
- [9] D.M. Mitchell. "DC-DC Switching Regulator Analysis". McGraw-Hill, New York, 1988, pp. 51-68.
- [10] A.F. Witulski , A.F. Hernandez and R.W. Erickson. "Small Signal Equivalent Circuit Modeling of Resonant Converters". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6, No.1, January 1991, pp. 11-27.
- [11] V. Vorperian. "Approximate Small-Signal Analysis of the Series and the Parallel Resonant Converters". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 4, No.1, January 1989, pp. 15-24.
- [12] ยุทธนา กุลวิทิต. "วงจรแปลงผันไฟตรงที่ใช้หน่วยควบคุมแรงดัน". การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24, 2544, หน้า 422-427.
- [13] โสภณ อุดมรัตนานนท์ และ ยุทธนา กุลวิทิต. "การวิเคราะห์วงจรทบระดับใช้กิ่งควบคุม

- แรงดัน”. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24, 2544, หน้า 440-445.
- [14] โสภณ อุดมรัตนานนท์ และ ยุทธนา กุลวิติต. “การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของวงจรทบระดับที่ใช้วงจรเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม”. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25, 2545, หน้า 66-70.
- [15] วชิระ บุรณสิทธิเวช และ ยุทธนา กุลวิติต. “การวิเคราะห์ด้านไฟตรงวงจรแปลงผันที่ใช้วงจรเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม”. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25, 2545, หน้า 41-45.
- [16] Youthana Kulvitit. “DC Analysis of Converters Using Rectifier Control Cell”. IEEE International Conference on Industrial Technology, Vol. 2, December 2002, pp. 774-779.
- [17] Sophon Udomratananon and Youthana Kulvitit. “Small-Signal Equivalent Circuit Models for Converters Using Rectifier Control Cell”. IEEE International Conference on Industrial Technology, Vol. 2, December 2002, pp. 798-803.



ภาคผนวก

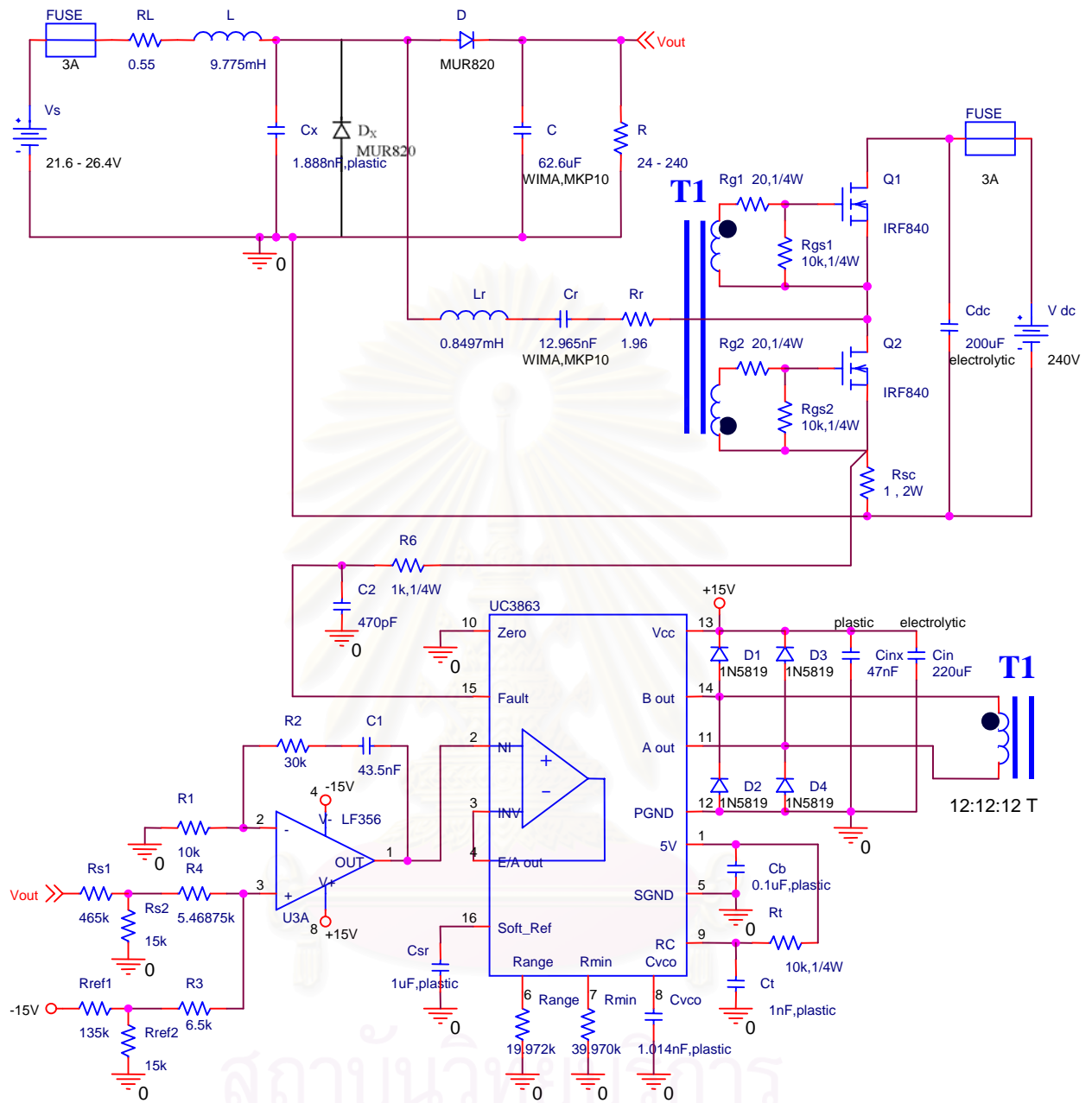
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

โครงสร้างวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-Side Clamping

รูปที่ ก.1 แสดงโครงสร้างของวงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคูล์ค่าแรงดันไฟตรง ในวงจรได้ใช้ไอซีสำหรับส่วนวงจรขับนำสวิทช์ เบอร์ UC3863 ใช้ออฟแอมป์สำหรับวงจรขยายผลต่างและวงจรชดเชยเบอร์ LF356 ต่อวงจรในลักษณะของวงจรบวกสัญญาณแบบไม่กลับเฟส และใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงภายนอก $\pm 15V$ เพื่อจ่ายพลังงานให้กับวงจรขับนำและวงจรขยายผลต่าง ไดโอด D เบอร์ MUR 820 (Ultrafast Rectifier 8A,200V) สวิทช์ไวงานแบบ MOSFET เบอร์ IRF840 ($V_{DSS}=500V$, $I_D=8A$) และใช้วิธีการขับนำสวิทช์แบบแยกโคดด้วยหม้อแปลงขับนำสวิทช์แกน โทรอยด์ 3 ขดลวด จำนวนรอบ 12:12:12 รอบ



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ ก.1 โครงสร้างวงจรแปลงผันแบบ S2-Structured Type A Double-side Clamping

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายชัชระ บุรณสิทธิเวช เกิดเมื่อวันที่ 5 กรกฎาคม พ.ศ. 2521 ที่จังหวัด เชียงราย สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จาก มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ปีการศึกษา 2543 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตร วิศวกรรมศาสตร มหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในภาคต้นของปีการศึกษา 2544



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย