

การหาแบบจำลองและออกแบบการควบคุมวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์
สำหรับเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าเพื่อการผ่าตัด



นายปราโมช ดอกไม้

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

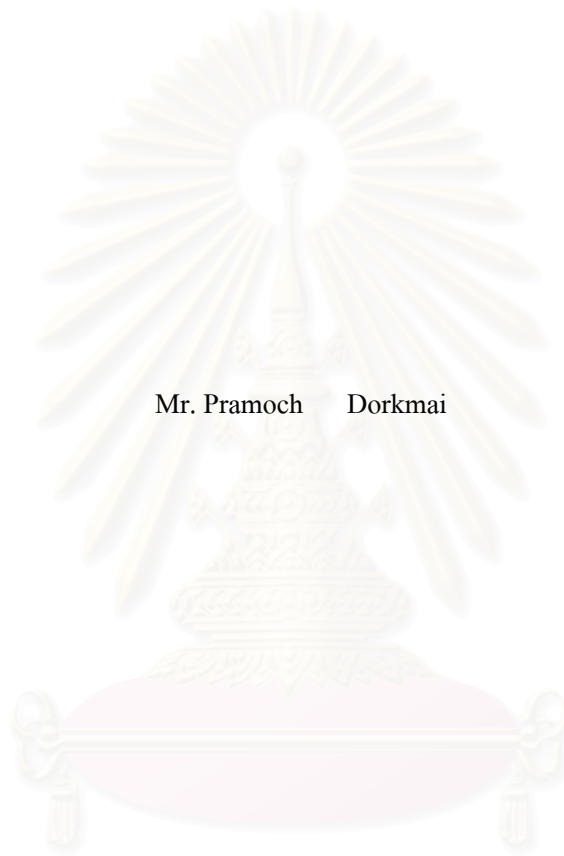
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2549

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

**MODELING AND CONTROL OF RESONANT INVERTER
FOR ELECTROSURGICAL GENERATOR**



Mr. Pramoch Dorkmai

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

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2006

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การหาแบบจำลองและออกแบบการควบคุมวงจรมอเตอร์แบบเร
โซแนนซ์สำหรับเครื่องตัดจีไฟฟ้าเพื่อการผ่าตัด

โดย

นาย ปราโมช ดอกไม้

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา

รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต

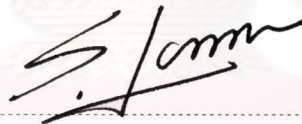
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต



คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

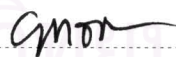
(ศาสตราจารย์ ดร. ดิเรก ลาวัณย์ศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



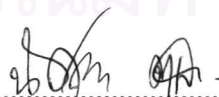
ประธานกรรมการ

(อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์)



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต)



กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. นิสาชล ตั้งเสี่ยมวิสัย)

ปราโมช คอกไม้ : การหาแบบจำลองและออกแบบการควบคุมวงจรรีโวลต์อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สำหรับเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าเพื่อการผ่าตัด. (MODELING AND CONTROL OF RESONANT INVERTER FOR ELECTROSURGICAL GENERATOR) อ. ที่ปรึกษา : รศ. ดร. ยุทธนา กุลวิฑิต, 89 หน้า.

เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัด คือ แหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงสำหรับการผ่าตัด โดยควบคุมผลการตัดจี้ด้วยไฟฟ้าด้วยการควบคุมกำลังด้านออกร่วมกับการจำกัดแรงดันด้านออกสำหรับอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงแล้ว อุปกรณ์ที่ทำการคำนวณและป้อนกลับค่ากำลังด้านออกมีโอภาสสูงที่จะให้ค่าการป้อนกลับที่คลาดเคลื่อนเนื่องจากผลของการเลื่อนเฟสที่ไม่เท่ากันระหว่างกระแสและแรงดันในการวัด ทำให้การควบคุมคลาดเคลื่อนไปด้วย วิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอรูปแบบการควบคุมเฉพาะกรณีโพลของวงจรรีโวลต์อินเวอร์เตอร์เป็นความต้านทาน ซึ่งสอดคล้องกับลักษณะโพลเนื้อเยื่อของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า จากลักษณะโพลที่เป็นความต้านทานทำให้กำลังด้านออกมีค่าสัมพันธ์โดยตรงกับผลคูณระหว่างค่าเฉลี่ยคราบคาบของกระแส และแรงดันด้านออกที่ทำการเรียงกระแสแล้ว โดยไม่มีค่าเฟสมาเกี่ยวข้อง วงรอบการควบคุมที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้สามารถจำกัดค่าแรงดันด้านออก และการควบคุมกำลังด้านออก ผ่านการควบคุมแรงดันด้านออก แผนภาพบล็อกของการควบคุมที่นำเสนอจะมีลักษณะแตกต่างกับแผนภาพบล็อกของการควบคุมมาตรฐาน แต่สามารถใช้การวิเคราะห์ที่สัญญาณขนาดเล็กและการประมาณให้เป็นเชิงเส้นเพื่อแปลงแผนภาพบล็อกของการควบคุมที่นำเสนอให้อยู่ในรูปแบบมาตรฐาน การควบคุมด้วยรูปที่นำเสนอจะมีช่วงเวลาของสภาวะพลวัตเมื่อเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุมหรือเปลี่ยนแปลงค่าโพลที่สั้นกว่าการควบคุมมาตรฐาน แบบจำลองสำหรับสัญญาณขนาดเล็กของวงจรรีโวลต์อินเวอร์เตอร์สามารถใช้การประมาณที่ความถี่หลักมูลร่วมกับการแปลงเฟสเซอร์ การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของอินเวอร์เตอร์ และการวิเคราะห์วงรอบการควบคุมที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ใช้การจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ร่วมกับการทดลอง

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อนิสิต.....*ป.น. ด.น.*

สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....*ก.น.*

ปีการศึกษา.....2549.....

4870375721 :MAJOR POWER ELECTRONICS

KEY WORD : ELECTROSURGICAL GENERATOR/ FREQUENCY CONTROL/ SERIES
RESONANT PARALLEL LOAD INVERTER

PRAMOCH DORKMAI : MODELING AND CONTROL OF RESONANT INVERTER
FOR ELECTROSURGICAL GENERATOR. ADVISOR : ASSOC.PROF. YOUTHANA
KULVITIT, Ph.D. 89 pp.

Electrosurgical unit using radio frequency generator as a power source requires output power control with adjustable voltage limit. For high frequency inverter control, phase shift may be introduced into the voltage and current signal during the measurement process. Uneven phase shift of the voltage and current signal will degrade the accuracy of the output power signal. This thesis proposes a simple power control scheme for a resonant inverter with resistive load. Because the equivalent impedance of human tissue can be considered as purely resistive, the output power of the inverter is proportional to the multiplication of a complete cycle average of a full wave rectified of output voltage and current waveform. Both adjustable voltage limit and output power control can be achieved by using only voltage feedback control loop. The output power of the inverter can be control indirectly through the existing voltage feedback control loop. When perturbation and linearization technique is applied to the proposed control scheme, standard power feedback control scheme is obtained. The block diagram for small signal perturbation revealing power feedback control feature of the proposed control scheme. Transient responses of the proposed control scheme are faster than the standard control scheme as the proposed control scheme features feed forward of power control reference signal and load variation. Small signal model of the frequency-controlled inverter was derived by using fundamental frequency approximation and phasor transformation technique. The theoretical calculations were verified by computer simulations as well as hardware implementations.

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

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

Academic year..... 2006.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วง ด้วยความช่วยเหลือและเอาใจใส่อย่างดียิ่งของ รศ.ดร.ยุทธนา กุลวิทิต อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ผู้ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือด้านต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยและการดำเนินชีวิต รวมทั้ง ดร.สมบุญณ์ แสงวงศ์วัฒน์ และ ดร.สุรพงษ์ สุวรรณกวิน อาจารย์สังกัดห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ในด้านวิชาการตลอดเวลาที่ผ่านมา และบริษัท ฮีท อินเตอร์เทรค จำกัดที่กรุณาเอื้อเฟื้ออุปกรณ์ที่ใช้ในการทำวิจัย จึงขอกราบขอบพระคุณอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

ขอขอบพระคุณการสนับสนุนด้านเงินทุนจาก ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ ในโครงการ เครื่องจักรไฟฟ้าในการผ่าตัดโดยมีหัวหน้าโครงการคือ รศ.นพ.ธันวา ตันสถิตย์ หัวหน้างานฝ่ายกายวิภาคและกรรมการบริหารศูนย์ฝึกผ่าตัด คณะแพทยศาสตร์ และทุนอุดหนุนการศึกษาเพื่อเฉลิมฉลองในวโรกาส ที่พระบาทสมเด็จพระเจ้าอยู่หัวทรงเจริญพระชนมายุครบ 72 พรรษา ประจำปีการศึกษา 2548 ของบัณฑิตวิทยาลัย จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ของข้าพเจ้า ผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษาและเป็นกำลังใจด้วยดีเสมอมา

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญภาพ.....	ญ
สารบัญตาราง.....	ฐ
รายการสัญลักษณ์.....	ฑ

บทที่

1 บทนำ.....	1
1.1 ความเบื้องต้น.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	3
1.3 ขอบเขตวิทยานิพนธ์.....	3
1.4 ขั้นตอนในการดำเนินงาน.....	4
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	4
2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน.....	5
2.1 พฤติกรรมของเนื้อเยื่อต่อไฟฟ้า.....	5
2.2 เส้นใยของเครื่องตัดจีด้วยไฟฟ้า.....	8
2.3 โครงสร้างของเครื่องตัดจีไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัด.....	11
2.4 องค์ประกอบของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	13
2.5 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์.....	17
2.6 วงจรสมมูลและการวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์.....	19
2.7 การป้องกันสภาวะไร้โหลดของอินเวอร์เตอร์.....	22
2.8 การแยกโคจรทางไฟฟ้า.....	23
2.9 การควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์.....	26
2.10 ผลของตัวเก็บประจุที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์.....	30

บทที่	หน้า
3 การหาแบบจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์	33
3.1 การวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์.....	33
3.2 การหาอิมพีแดนซ์ที่ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์	42
4 วงรอบการควบคุมแบบหารและการออกแบบตัวควบคุมของวงจรอินเวอร์เตอร์	47
4.1 คุณสมบัติและข้อกำหนดของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าในวิทยานิพนธ์.....	47
4.2 วงรอบการควบคุมแบบหาร	48
4.3 การวิเคราะห์วงรอบการควบคุมแบบหาร.....	50
4.4 เงื่อนไขเสถียรภาพของวงรอบการควบคุมแบบหาร.....	56
4.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรย่อยแต่ละส่วนในวงจรควบคุม.....	58
4.5.1 วงจรวัดและป้อนกลับค่าของกระแส และแรงดันด้านออก	58
4.5.2 วงจรหาร	62
4.5.3 วงจำกัดค่าคำสั่ง	62
4.5.4 วงจรตัวควบคุม	63
4.5.5 วงจรสร้างสัญญาณความถี่สูง.....	65
4.5.6 วงจรขับนำสวิตช์	66
4.6 การหาจุดทำงานที่เสี่ยงต่อเสถียรภาพของระบบ	66
4.7 การออกแบบตัวควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์	69
4.8 การตั้งค่าการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์	73
4.9 ข้อดีและข้อจำกัดของการใช้วงรอบการควบคุมแบบหาร	74
5 ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลอง	76
5.1 การทดสอบความถูกต้องของแบบจำลองและการทดสอบเสถียรภาพของอินเวอร์เตอร์	77
5.2 ผลการตอบสนองของระบบเมื่อมีการเปลี่ยน โหลดและเปลี่ยนรูปแบบการควบคุม	80
5.3 ผลการตอบสนองของระบบเมื่อมีการเปลี่ยน โหลดโดยรูปแบบการควบคุมคงเดิม	82
6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	85
6.1 สรุปผลการวิจัย	85
6.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัย.....	86

บทที่

หน้า

รายการอ้างอิง..... 87

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์..... 89



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
2.1 กราฟแสดงค่าเฉลี่ยของปริมาณกระแสไฟฟ้าน้อยที่สุดที่ทำให้กล้ามเนื้อหรือเส้นประสาทได้รับกระตุ้นที่ความถี่ต่างๆ	6
2.2 ภาพแสดงการระเหยอย่างรวดเร็วของของเหลวภายในเซลล์เมื่อได้รับพลังงานความร้อนจนทำให้ผนังเซลล์แตก	7
2.3 ปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ผ่านเนื้อเยื่อประเภทต่างๆเทียบเป็นร้อยละของกระแสทั้งหมดที่ไหลผ่านร่างกายสุนัข	9
2.4 ย่านการทำงานของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าแสดงในรูปความสัมพันธ์ระหว่างกำลังด้านออกหรือแรงดันด้านออก กับค่าความต้านทานของเนื้อเยื่อ	10
2.5 โครงสร้างของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัด.....	12
2.6 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์	14
2.7 โครงสร้างของวงจรสวิตช์แบบกึ่งบริดจ์	14
2.8 โครงสร้างวงจรโพลครีโซแนนซ์แบบอนุกรม	15
2.9 โครงสร้างวงจรโพลครีโซแนนซ์แบบอนุกรมที่มีโหลดขนาน	15
2.10 ผลตอบเชิงความถี่ของอัตราขยายแรงดันด้านออกต่อแรงดันด้านเข้าของวงจรโพลครีโซแนนซ์แบบอนุกรมที่มีโหลดขนานและต่อตัวเก็บประจุอนุกรมกับ โหลด.....	16
2.11 อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนานแบบกึ่งบริดจ์ที่มีตัวเก็บประจุอนุกรมที่ด้านออก	17
2.12 รูปคลื่นกระแสและแรงดัน ณ ตำแหน่งต่าง ๆ ของอินเวอร์เตอร์.....	18
2.13 แรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมด้านออกของวงจรสวิตช์.....	20
2.14 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์	21
2.15 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ที่ทำการประมาณที่ความถี่หลักมูล	22
2.16 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดสำรอง	23
2.17 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์เมื่อวางหม้อแปลงขนานกับตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์	23
2.18 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ ($\hat{v}_o(s)/\hat{v}_{INV}(s)$) เมื่อวางหม้อแปลงขนานกับตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ ที่ค่าโหลดต่างๆ.....	24
2.19 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์เมื่อวางหม้อแปลงหลังตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์	25
2.20 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ ($\hat{v}_o(s)/\hat{v}_{INV}(s)$) เมื่อวางหม้อแปลงหลังตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ที่อัตราส่วนหม้อแปลงค่าต่างๆ.....	25
2.21 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์เมื่อวางหม้อแปลงไว้ที่ด้านเข้าของวงจรโพลครี.....	26

รูปที่	หน้า
2.22 ความสามารถในการควบคุมกำลังด้านออกของอินเวอร์เตอร์ด้วยการควบคุม ความถี่การสวิตช์	27
2.23 แบบวิคต์ของแรงดันด้านเข้าวงจร โหลด (ทำการประมาณที่ความถี่หลักมูล) ที่มีการมอดูเลตความถี่	28
2.24 แบบวิคต์ของแรงดันด้านเข้าวงจร โหลด (ทำการประมาณที่ความถี่หลักมูล) ที่มีการมอดูเลตค่ายอด	29
2.25 องค์ประกอบที่ความถี่ต่ำของแรงดันด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ ที่ความต้านทาน โหลด (R) = $10k\Omega$ ก. การทดสอบเมื่อมีตัวเก็บประจุที่ด้านออก	30
ข. การทดสอบเมื่อไม่มีตัวเก็บประจุที่ด้านออก	31
2.26 องค์ประกอบที่ความถี่ต่ำของกระแสออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ ที่ความต้านทาน โหลด (R) = 1Ω ก. การทดสอบเมื่อมีตัวเก็บประจุที่ด้านออก	31
ข. การทดสอบเมื่อไม่มีตัวเก็บประจุที่ด้านออก	32
3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งกำเนิด ไฟฟ้าความถี่สูงให้กับเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า	34
3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนสวิตช์	34
3.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนสวิตช์และประมาณที่ความถี่หลักมูล	35
3.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ประมาณวงจร โหลดด้วยแหล่งกระแสรูปลิ้น ไซค์	43
3.5 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ทฤษฎีแยกแหล่งกระแสวงจร โหลด	43
3.6 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ M_1 (i_{sw1})	44
3.7 วงจรสมมูลของอิมพีแดนซ์ที่ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์	46
4.1 แผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบปกติ	49
4.2 แผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบหาร	50
4.3 แผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบหารที่สถานะอยู่ตัว	52
4.4 แผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบหารสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก ...	54
4.5 ตัวอย่างผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณการป้อนกลับเพื่อการควบคุมกำลัง ($\hat{v}_{FB}(s)/\hat{v}_{ERROR}(s)$) ที่อันดับต่างๆ ของระบบ	57
4.6 แผนภาพแสดงวงจรย่อยภายในวงจรควบคุม	58
4.7 ก. วงจรป้อนกลับค่ายอดกระแสด้านออก	59
ข. วงจรป้อนกลับค่ายอดแรงดันด้านออก	59
4.8 วงจรรวมเบอร์ MPY 634 ที่ต่อให้มีลักษณะฟังก์ชันการหาร	62

รูปที่	หน้า
4.9 วงจรจำกัดค่ากำลัง	63
4.10 วงจรตัวควบคุมสำหรับวงรอบการควบคุมค่ายอดแรงดันด้านออก.....	64
4.11 วงจรสร้างสัญญาณความถี่สูง (VCO).....	65
4.12 วงจรขับนำสวิตช์.....	66
4.13 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของแรงดันด้านออกต่อความถี่การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ ($\hat{v}_{Op}(s)/\hat{f}(s)$) ที่โหลดเนื้อเยื่อค่าต่างๆ	68
4.14 Bode Plot ของอัตราขยายการป้อนกลับค่ายอดแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ที่สภาวะไร้โหลดในกรณีที่มีผลของตัวควบคุม และ ไม่มีผลของตัวควบคุม	71
4.15 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบอินเวอร์เตอร์ที่สภาวะไร้โหลดเมื่อควบคุมค่า ยอดแรงดันด้านออก ($\hat{v}_{Op}(s)/\hat{v}_{Op}^*(s)$).....	72
4.16 Bode Plot ของอัตราขยายการป้อนกลับกำลังด้านออก ($\hat{v}_{FB}(s)/\hat{v}_{ERROR}(s)$) ของ อินเวอร์เตอร์ที่สภาวะไร้โหลด.....	73
4.17 ค่ากำลังด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อใช้วิธีควบคุมแบบปกติ และการควบคุมแบบหาร.....	75
5.1 กำลังไฟฟ้าด้านออกของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่าตั้งการควบคุม กำลังจาก 250W เป็น 300W จากการทดลอง	78
5.2 กำลังไฟฟ้าด้านออกของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่าตั้งการควบคุม กำลังจาก 250W เป็น 300W จากการจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์	78
5.3 กำลังไฟฟ้าด้านออกของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่าตั้งการควบคุม กำลังจาก 250W เป็น 300W จากการจำลองโดยใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์	79
5.4 กำลังไฟฟ้าด้านออกของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่าโหลด (R_{Tissue}) จาก 240 Ω เป็น 210 Ω จากการทดลอง.....	81
5.5 แรงดันไฟฟ้าด้านออกของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่าโหลด (R_{Tissue}) จาก 240 Ω เป็น 210 Ω จากการทดลอง.....	81
5.6 กำลังไฟฟ้าด้านออกของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่าโหลด (R_{Tissue}) จาก 1.25 k Ω เป็น 250 Ω จากการทดลอง	83
5.7 แรงดันไฟฟ้าด้านออกของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่าโหลด (R_{Tissue}) จาก 1.25 k Ω เป็น 250 Ω จากการทดลอง.....	84

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	77
5.2 ผลการทดลองการตอบสนองของระบบอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนค่าตั้งการควบคุม	79
5.3 ผลการทดลองการตอบสนองของระบบอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนค่าโหลด โดยเป็นการควบคุมกำลังออกทั้งก่อนและหลังเปลี่ยนค่าโหลด	82
5.4 ผลการทดลองการตอบสนองของระบบอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนค่าโหลด และเปลี่ยนการควบคุมจากการจำกัดแรงดันออกไปสู่การควบคุมกำลังออก.....	84



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการสัญลักษณ์

R_1	ความต้านทานสูญเสียของหม้อแปลงรวมกับของตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์
L_r	ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์
C_r	ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์
C_f	ตัวเก็บประจุอนุกรมที่ด้านออก
R	อิมพีแดนซ์ที่ด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ ($= R_N // R_{Tissue}$)
R_N	โหลดชดเชย
R_{Tissue}	อิมพีแดนซ์ของเนื้อเยื่อ
M_1, M_2	สวิตช์ไวงานของวงจรอินเวอร์เตอร์
D_1	ไดโอดขนานภายในสวิตช์ M_1
D_2	ไดโอดขนานภายในสวิตช์ M_2
Q	ตัวประกอบคุณภาพของวงจรโหลด
n	อัตราส่วนของจำนวนรอบหม้อแปลงภาคกำลังด้านทุติยภูมิต่อด้านปฐมภูมิ
L_{leak}	ตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง
v_{INV}	แรงดันด้านเข้าวงจรโหลด
i_{INV}	กระแสในวงจรโหลด
$v_{OpLIMIT}^*$	ค่าตั้งการจำกัดค่ายอดแรงดันด้านออก
p^*	ค่าตั้งการควบคุมกำลังด้านออก
v_{GS1}	สัญญาณขับนำสวิตช์ M_1
v_{GS2}	สัญญาณขับนำสวิตช์ M_2
ω_p	ค่ายอดของการเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์
ω_x	ความถี่ของการเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์
\hat{v}_{dep}	ค่ายอดของการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์
ω_{DC}	ความถี่ของการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์
i_{Lr}	กระแสของตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์
i_{Lr1}	สัมประสิทธิ์หน้าฟังก์ชัน Sine ของกระแสตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์
I_{Lr1}	สัมประสิทธิ์หน้าฟังก์ชัน Sine ของกระแสตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ที่สภาวะอยู่ตัว
\hat{i}_{lr1}	สัมประสิทธิ์หน้าฟังก์ชัน Sine ของสัญญาณขนาดเล็กของกระแสตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์
i_{Lr2}	สัมประสิทธิ์หน้าฟังก์ชัน Cosine ของกระแสตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์
I_{Lr2}	สัมประสิทธิ์หน้าฟังก์ชัน Cosine ของกระแสตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ที่สภาวะอยู่ตัว

i_{Op}	ค่ายอดของกระแสด้านออก
I_{Op}	ค่ายอดของกระแสด้านออกที่สภาวะอยู่ตัว
\hat{i}_{op}	สัญญาณขนาดเล็กของค่ายอดของกระแสด้านออก
f	ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
F	ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่สภาวะอยู่ตัว
$\square f$	ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ส่วนการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็ก
F_{MAX}	ความถี่สูงสุดของการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
F_{MIN}	ความถี่ต่ำสุดของการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
ω	ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
Ω, Ω_C	ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่สภาวะอยู่ตัวหรือที่จุดทำงานสงบ
$\square \omega$	ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ส่วนที่มีการเปลี่ยนแปลง
v_{DC}	แรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์
V_{DC}	แรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ที่จุดทำงานสงบ
\hat{v}_{dc}	แรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ส่วนการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็ก
p	กำลังด้านออก
P	กำลังด้านออกที่สภาวะอยู่ตัว
$\square p$	ส่วนการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กของกำลังด้านออก
p^*	สัญญาณการตั้งค่ากำลังด้านออก
P^*	สัญญาณการตั้งค่ากำลังด้านออกที่สภาวะอยู่ตัว
$\square p^*$	สัญญาณขนาดเล็กของค่าตั้งกำลังด้านออก
v_{Op}^*	สัญญาณควบคุมค่ายอดแรงดันด้านออก
V_{Op}^*	สัญญาณควบคุมค่ายอดแรงดันด้านออกที่สภาวะอยู่ตัว
\hat{v}_{op}^*	สัญญาณขนาดเล็กของสัญญาณควบคุมค่ายอดแรงดันด้านออก
$v_{VOLTAGE}$	สัญญาณป้อนกลับค่ายอดของแรงดันด้านออก
$V_{VOLTAGE}$	สัญญาณป้อนกลับค่ายอดของแรงดันด้านออกที่สภาวะอยู่ตัว
$\hat{v}_{voltage}$	สัญญาณขนาดเล็กของสัญญาณป้อนกลับค่ายอดของแรงดันด้านออก
$v_{CURRENT}$	สัญญาณป้อนกลับค่ายอดของกระแสด้านออก
Z_{mINV}	อิมพีแดนซ์ที่ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์
i_{SW1}	โพลการแสของวงจรอินเวอร์เตอร์, กระแสที่ของสวิตช์ M_1
$\langle i_{SW1} \rangle$	โพลกระแสของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ทำการเฉลี่ยครบคาบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

R_{INV}	ความต้านทานที่เกิดจากการละเลยสถานะพลวัตของโหลดกระแสของวงจรอินเวอร์เตอร์
K_d	อัตราขยายของวงจรหาร
K_{IDC}	อัตราขยายไฟตรงของวงจรป้อนกลับกระแส
$K_{IFilter}$	อัตราขยายในส่วนวงจรกรองของวงจรป้อนกลับกระแส
G_I	อัตราขยายของวงจรป้อนกลับค่ายอดกระแสด้านออก ($G_I(t) = K_{IDC} \cdot K_{IFilter}(t)$)
G_{Vloop}	อัตราขยายของระบบที่ทำการควบคุมค่ายอดแรงดันด้านออก
K_{Vloop}	อัตราขยายไฟตรงของระบบที่ทำการควบคุมค่ายอดแรงดันด้านออก
G_{PI}	อัตราขยายของตัวควบคุมวงรอบการควบคุมค่ายอดแรงดันด้านออก
K_{PI}	อัตราขยายไฟตรงของตัวควบคุมวงรอบการควบคุมค่ายอดแรงดันด้านออก
K_{VCO}	อัตราขยายของวงจรแปลงสัญญาณคำสั่งเป็นค่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
G_{INV}	ความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอดแรงดันด้านออกต่อความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
K_{INV}	ความสัมพันธ์ส่วนไฟตรงระหว่างค่ายอดแรงดันด้านออกต่อความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
$G_V(s)$	อัตราขยายของวงจรป้อนกลับค่ายอดแรงดันด้านออก
K_V	อัตราขยายไฟตรงของวงจรป้อนกลับค่ายอดแรงดันด้านออก
\hat{v}_{fb}	สัญญาณการป้อนกลับของวงรอบการควบคุมกำลัง
\hat{v}_{error}	ผลต่างระหว่างสัญญาณตั้งค้ำกำลังที่ถูกปรับฐานและสัญญาณป้อนกลับของวงรอบการควบคุมกำลัง
V_{FREQ}	สัญญาณควบคุมความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
\hat{v}_{freq}	สัญญาณขนาดเล็กของสัญญาณควบคุมความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
$V_{FREQMIN}$	ค่าสูงสุดของสัญญาณควบคุมความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
$V_{FREQMAX}$	ค่าต่ำสุดของสัญญาณควบคุมความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
ω_{Cutoff}	ความถี่ผ่านศูนย์กลางของการควบคุม
ω_Z	ศูนย์ของตัวควบคุม
K_0	สัมประสิทธิ์ของอัตราขยายของตัวควบคุม

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเบื้องต้น

ในปัจจุบันงานทางด้านทางการแพทย์หลายประเภทมีการพัฒนามากขึ้น เช่น ทั้งในด้านวินิจฉัยโรค จำแนกอาการหรือต้นตอของโรค วิธีในการบำบัดรักษา รวมไปถึงการเพิ่มขีดความสามารถ ความถูกต้องแม่นยำ และความปลอดภัยในการรักษา ทำให้งานทางด้านวิศวกรรมมีบทบาทกับทางการแพทย์มากขึ้นเรื่อยๆ มีการพัฒนาองค์ความรู้ทางวิศวกรรมเพื่อมาสร้างอุปกรณ์ทางการแพทย์ ให้แพทย์ผู้ทำการรักษาใช้งาน เพื่อให้ผู้ป่วยได้รับการรักษาที่มีประสิทธิภาพ และมีความปลอดภัยมากขึ้น โดยอุปกรณ์ทางการแพทย์ที่มีการใช้งานมากในปัจจุบัน อุปกรณ์หนึ่ง คือ เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัด หรือ Electrosurgical unit ซึ่งมีบทบาทต่อการรักษาในลักษณะที่เป็นการผ่าตัดมาก เพราะ เป็นเครื่องมือที่สามารถตัดเนื้อเยื่อ และ/หรือจี้ห้ามเลือดในระหว่างการผ่าตัดได้ ทำให้การผ่าตัดทำได้รวดเร็วขึ้นผู้ป่วยสูญเสียเลือดในระหว่างการผ่าตัดน้อยลง ลดโอกาสการบาดเจ็บ หรือเสียชีวิตของผู้ป่วยต่อการผ่าตัด รวมไปถึงเพิ่มศักยภาพในการทำการผ่าตัดของแพทย์ผู้รักษา ทำให้มีโอกาสประสบความสำเร็จในการผ่าตัดมากขึ้น จากเหตุผลดังกล่าวจึงมีการปรับใช้เครื่องมือนี้ในการผ่าตัดหลายประเภท ได้แก่ การผ่าตัดด้านศัลยกรรม ทันตกรรม การผ่าตัดในช่องท้อง การฉีกหลอดเลือด การทำลายเซลล์มะเร็ง การผ่าตัดเสริมความงาม และการผ่าตัดทางสูตินรีเวช จึงอาจเรียกได้ว่าเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้ามีความสำคัญมากต่อการผ่าตัดในเกือบทุกห้องผ่าตัด แต่ปัจจุบันเครื่องตัดจี้ไฟฟ้ามีราคาค่อนข้างสูง (มากกว่า 500,000 บาท) ทำให้ในแต่ละโรงพยาบาลในประเทศไทยมีเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าที่จำกัดหรือไม่เพียงพอ เครื่องฯ หนึ่งอาจต้องมีการเคลื่อนย้ายเพื่อให้แพทย์ใช้งานหลายห้องผ่าตัดจึงเกิดแนวคิดที่จะพัฒนาองค์ความรู้เพื่อสร้างเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าภายในประเทศไทย เพื่อให้มีการใช้งานมากขึ้นในประเทศ และราคาถูกลง

เป้าหมายที่สำคัญของงานด้านการผ่าตัดทุกประเภท ได้แก่ การห้ามเลือดบริเวณที่มีเลือดไหลระหว่างการผ่าตัดเพื่อให้แพทย์มองเห็นบริเวณการผ่าตัดได้ชัดเจนเพื่อจะช่วยให้เนื้อเยื่อใกล้เคียงบริเวณที่ทำผ่าตัดไม่ได้รับอันตราย ผู้ป่วยมีความเจ็บปวดหลังการผ่าตัดน้อยและฟื้นฟูให้หายได้เร็ว โดยตั้งแต่ในอดีตได้มีการนำวิธีการต่างๆมาใช้ เพื่อให้บรรลุเป้าหมายดังกล่าว เช่น ในช่วงเวลาก่อนศตวรรษที่ 19 การทำลายเนื้อเยื่อหรือหยุดการไหลของเลือดทำด้วยวิธีจี้ด้วยความร้อน หรือการใช้สารเคมีที่มีฤทธิ์กัดกร่อนรุนแรง จนในศตวรรษที่ 19 เริ่มมีการประดิษฐ์เครื่องตัดจี้ไฟฟ้า แทนการใช้เหล็กที่เผาด้วยความร้อน ในยุคแรกๆที่มีการใช้การตัดจี้ด้วยไฟฟ้า กระแสไฟฟ้าจะไม่ผ่านตัว

คนไข้ จนถึงปี 1910 มีรายงานทางการแพทย์ว่า การตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสามารถตัดเนื้อเยื่อและจี้ห้ามเลือดได้ในเวลาเดียวกัน โดยในการผ่าตัดใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงผ่านร่างกายคนไข้ และคนไข้ยังปลอดภัยจากการผ่าตัดนี้ ซึ่งเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าในขณะนั้นทำงานในย่านความถี่ 550 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 1.6 เมกะเฮิร์ตซ์ (ย่านความถี่คลื่นวิทยุ) สาเหตุที่ร่างกายคนไข้ไม่ได้รับอันตรายเนื่องจาก กล้ามเนื้อและระบบประสาทไม่ตอบสนองต่อกระแสไฟฟ้าที่ความถี่มากกว่า 100 กิโลเฮิร์ตซ์ แต่จะรับรู้เฉพาะพลังงานความร้อนที่เกิดจากพลังงานไฟฟ้า

เครื่องตัดจี้ไฟฟ้ามีหลักการทำงาน คือ เปลี่ยนแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สายกำลังเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง (ย่านความถี่คลื่นวิทยุ) เพื่อจ่ายพลังงานเข้าไปในร่างกายคนไข้ ทำให้เนื้อเยื่อบริเวณที่ความหนาแน่นกระแสสูงถูกการทำลายด้วยความร้อนจากพลังงานไฟฟ้านั้น ซึ่งทำให้เกิดผลต่อเนื้อเยื่อใน 2 ลักษณะ คือ ลักษณะการตัดเนื้อเยื่อ (Cutting) เมื่อให้พลังงานปริมาณสูงแก่เนื้อเยื่อ โดยเฉพาะจุดที่ตัวนำสัมผัสกับเนื้อเยื่อจะมีความหนาแน่นของกระแส หรือของพลังงานสูง ทำให้ของเหลวภายในเซลล์เนื้อเยื่อมีการระเหยอย่างรวดเร็วจนผนังเซลล์แตก จึงทำให้เนื้อเยื่อรอบๆเนื้อเยื่อที่ถูกทำลายแยกออกจากกันได้ เกิดผลในลักษณะการตัดเนื้อเยื่อ และอีกลักษณะ คือ การจี้ห้ามเลือด (Coagulation) เป็นการให้พลังงานแก่เนื้อเยื่อในปริมาณที่ทำให้อัตราการระเหยของของเหลวภายในเซลล์ไม่สูงพอที่จะทำให้ผนังเซลล์แตกเหมือนกรณีแรก แต่เพียงแค่ทำให้เซลล์แห้ง เกิดผลในลักษณะที่ทำให้เนื้อเยื่อสุก ซึ่งใช้เป็นการห้ามเลือดในทาง การแพทย์ได้

โครงสร้างของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าในวิทยานิพนธ์นี้มีส่วนประกอบหลัก ดังนี้ วงจรเรียงกระแส, วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง, วงจรอินเวอร์เตอร์, วงจรกรองด้านออก และ วงจรภาคควบคุม ซึ่งในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสมาเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจะมีโครงสร้างกึ่งบริดจ์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมโพลคขนาน (Half bridge parallel load series resonant) เนื่องจากเป็นวงจรที่สามารถรองรับสภาวะการทำงานสำหรับช่วงโวลต์ที่กว้างในระหว่างการทำงานได้ ซึ่งจะใช้สวิตช์ไวงานสองตัว (Power MOSFET) สลับกันนำกระแส โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ในลักษณะนี้สามารถควบคุมขนาดของกระแสหรือแรงดันด้านออกให้เป็นไปตามที่ต้องการได้โดยการควบคุมความถี่ของการขับนำสวิตช์ทั้งสอง หรือจากการปรับค่าระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยการควบคุมแรงดันออกของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง

เนื้อเยื่อที่เป็นโพลคของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัดต้องการปริมาณพลังงานไฟฟ้าในแต่ละค่าโพลค หรือแต่ละประเภทของเนื้อเยื่อไม่เท่ากัน เนื่องจากเหตุผลทางด้านความปลอดภัยและความเหมาะสมในการผ่าตัด ซึ่งแบ่งได้เป็น 3 ย่านการทำงาน คือ ย่านควบคุมกระแสกรณีค่าโพลคต่ำ ย่านควบคุมกำลังด้านออก และย่านการจำกัดแรงดันด้านออกกรณีค่าโพลคสูง ซึ่งในระหว่างการทำงานอาจต้องพบสภาวะการเปลี่ยนแปลงของประเภทเนื้อเยื่อหลาย ๆ ประเภทที่

ค่าโหลดแตกต่างกันมาก และอาจเปลี่ยนแปลงเร็วมาก ทำให้การควบคุมอินเวอร์เตอร์ด้วยการควบคุมที่ความถี่ของการขับนำสวิตช์เป็นทางเลือกที่เหมาะสมกับการใช้ในการควบคุมเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า เพราะ สามารถควบคุมได้เร็วกว่าการควบคุมด้วยระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้า หรืออาจใช้การควบคุมความถี่การสวิตช์ร่วมกับการควบคุมระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าเพื่อเพิ่มย่านการทำงานให้กว้างขึ้น

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอลักษณะของเนื้อเยื่อที่เป็น โหลดของวงจรตัดจี้ด้วยไฟฟ้า และข้อบังคับที่ต้องมีในวงจรตัดจี้ด้วยไฟฟ้า เพื่อกำหนดโครงสร้างของวงจรทั้งภาคกำลัง และภาคควบคุม โดยจะเลือกใช้การควบคุมกำลังด้านออกของอินเวอร์เตอร์ด้วยวิธีการหาร ซึ่งในวิทยานิพนธ์ ได้กล่าวถึงข้อดี และข้อจำกัดของการควบคุมประเภทนี้ รวมถึงวิธีการหาแบบจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์ และการออกแบบตัวควบคุมให้กับวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ โดยจะกล่าวถึงเฉพาะการควบคุมด้วยความถี่ของการขับนำสวิตช์

1.2 วัตถุประสงค์

1. ค้นคว้าข้อมูลในส่วนคุณสมบัติทางไฟฟ้าของเนื้อเยื่อ เพื่อกำหนดคุณสมบัติของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัด
2. กำหนดโครงสร้างของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าทั้งภาคกำลัง และภาคควบคุม
3. เลือกวงจรภาคกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า
4. หาแบบจำลองวงจรภาคกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า
5. ออกแบบตัวควบคุมของวงจรภาคกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า

1.3 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

1. กำหนดคุณสมบัติ โครงสร้างภาคกำลัง และวิธีการควบคุมเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัด ให้เหมาะสมที่จะใช้ตัดเนื้อเยื่อ หรือจีห้ามเลือด
2. เลือกวงจรภาคกำลัง (วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง และวงจรอินเวอร์เตอร์) และโครงสร้างการควบคุมของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า
3. หาแบบจำลองวงจรภาคกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า
4. ออกแบบตัวควบคุมของวงจรภาคกำลัง เพื่อให้เหมาะสมที่จะใช้ตัดเนื้อเยื่อหรือจีห้ามเลือด
5. สร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า
6. เปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดลองกับผลการคำนวณทางทฤษฎี

1.4 ขั้นตอนในการดำเนินงาน

1. ค้นคว้าข้อมูลในส่วนพฤติกรรมของเนื้อเยื่อต่อกระแสไฟฟ้า เพื่อนำมาใช้กำหนดเงื่อนไขของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า
2. ศึกษาโครงสร้าง หลักการทำงาน และวิธีการควบคุมของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าจากที่มีอยู่ในท้องตลาด
3. เลือกโครงสร้าง วงจรภาคกำลัง และวิธีควบคุมของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าตามเงื่อนไขที่ได้ศึกษา
4. กำหนดแบบจำลองของวงจรอินเวอร์เตอร์
5. จำลองการทำงานวงจรเพื่อเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎี
6. ออกแบบตัวควบคุมให้กับวงจรภาคกำลัง
7. ทดลองสร้างเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าที่มีการควบคุมตามที่ออกแบบไว้
8. เปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการคำนวณทางทฤษฎี
9. เขียนวิทยานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เข้าใจพฤติกรรมทางไฟฟ้าของเนื้อเยื่อต่อกระแสไฟฟ้า และสามารถกำหนดโครงสร้างวงจรภาคกำลัง และวิธีควบคุมของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าได้
2. สามารถออกแบบการควบคุมวงจรภาคกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า เพื่อพัฒนาการสร้างเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าภายในประเทศ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน

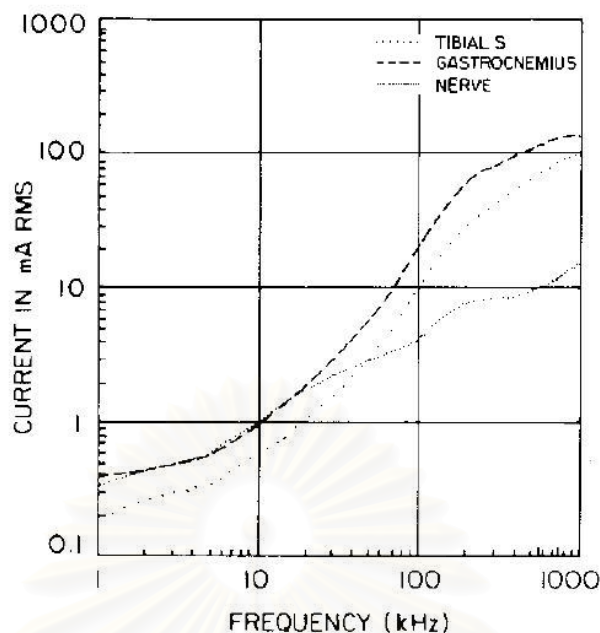
บทนำ

เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าเป็นเครื่องที่สามารถจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงไปสู่เนื้อเยื่อเพื่อให้เกิดผลในลักษณะการตัดเนื้อเยื่อหรือการจี้ห้ามเลือด ซึ่งวงจรที่สำคัญมากวงจรหนึ่งของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า คือ วงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นส่วนวงจรที่ทำหน้าที่สร้างไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง เนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นในส่วนการออกแบบวงจรควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้ระบบอินเวอร์เตอร์ของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้ามีเสถียรภาพ และปลอดภัยต่อผู้ป่วยที่ได้รับการผ่าตัดด้วยเครื่องนี้ในทุกๆย่านการทำงานหรือทุกช่วงโพลคเนื้อเยื่อ ทำให้ต้องเข้าใจถึงพฤติกรรมการทำงานหรือหลักการพื้นฐานของวงจรอินเวอร์เตอร์ ในบทนี้จะเน้นรายละเอียดทฤษฎีและหลักการพื้นฐานเฉพาะส่วนที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์นี้เท่านั้น เนื่องจากเนื้อหาเบื้องต้นในส่วนอื่นๆ ได้มีผู้เสนอไว้แล้วในเอกสารต่าง ๆ ที่ใช้เป็นเอกสารอ้างอิง ดังนั้นเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงลักษณะของเนื้อเยื่อที่เป็น โพลคของวงจรตัดจี้ด้วยไฟฟ้าและข้อกำหนดของวงจรตัดจี้ด้วยไฟฟ้าเพื่อกำหนดโครงสร้างของวงจรและวิธีการควบคุมให้เป็นไปตามข้อกำหนดนั้น รวมไปถึงการวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์เบื้องต้นเพื่อนำไปสู่การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในบทที่ 3 และนำไปใช้ในการออกแบบวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ในบทที่ 4

2.1 พฤติกรรมของเนื้อเยื่อต่อไฟฟ้า

ความเข้าใจของคนส่วนใหญ่ในเรื่องการส่งกระแสไฟฟ้าเข้าสู่ร่างกายของมนุษย์หรือสัตว์นั้นจะเป็นในลักษณะที่ทำให้เกิดผลทางด้านลบ เช่น ทำให้เกิดอาการเกร็ง หรือทำให้เกิดความร้อนจนเกิดเป็นแผลพุพองหรือถึงแก่ชีวิต ซึ่งความเข้าใจนี้เกิดจากความคุ้นเคยในผลของเนื้อเยื่อต่อไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 หรือ 60 Hz ในความเป็นจริงผลของเนื้อเยื่อต่อกระแสไฟฟ้านั้นมีหลายลักษณะขึ้นกับปริมาณ และความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ส่งเข้าสู่ร่างกาย ซึ่งหากใช้ในลักษณะและปริมาณที่เหมาะสมการส่งกระแสไฟฟ้าเข้าสู่ร่างกายก็สามารถเกิดประโยชน์ได้

กระแสไฟฟ้าที่ความถี่ต่างๆจะมีความสามารถในการกระตุ้นประสาทของมนุษย์หรือสัตว์ได้ไม่เท่ากัน ซึ่งได้แสดงดังแผนภูมิที่ 2.1 [1]



รูปที่ 2.1 กราฟแสดงค่าเฉลี่ยของปริมาณกระแสไฟฟ้าน้อยที่สุดที่ทำให้กล้ามเนื้อ หรือเส้นประสาท ได้รับกระตุ้นที่ความถี่ต่างๆ (Average stimulation curves for the muscle and nerve tissue) [1]

จากแผนภูมิที่ 2.1 สามารถแบ่งพฤติกรรมของเนื้อเยื่อต่อกระแสไฟฟ้าที่ความถี่ต่างๆเป็น 3 ช่วงซึ่งแบ่งตามปริมาณความถี่ โดยในแต่ละย่านความถี่สามารถนำไปใช้ประโยชน์หรือนำไปใช้งานที่แตกต่างกัน [16] ดังนี้

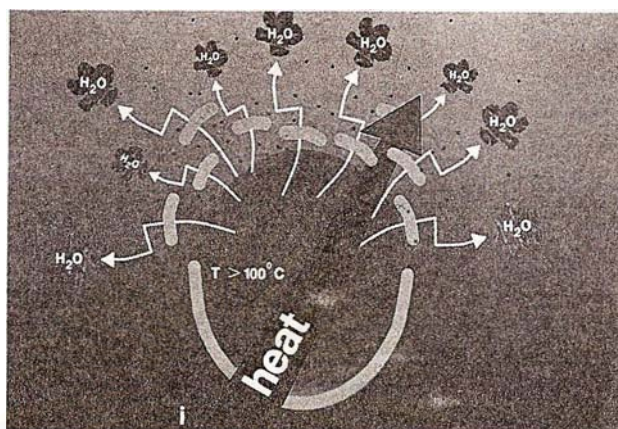
2.1.1) Electrolytic effect เป็นผลของไฟฟ้ากระแสตรง (DC current) ต่อเนื้อเยื่อ ซึ่งเมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้าสู่ร่างกายหรือเนื้อเยื่อแล้วจะทำให้เกิดการนำพาประจุไฟฟ้าของเนื้อเยื่อในทิศทางเดียวโดยทางการแพทย์สามารถนำไปใช้ในการให้ยา (เช่น Ophthalmology)

2.1.2) Faradic effect เป็นผลของไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำถึงความถี่กลาง (20 Hz ถึง 20 kHz) ต่อเนื้อเยื่อ ซึ่งไฟฟ้ากระแสสลับในช่วงความถี่นี้จะมีสามารถในการกระตุ้นเส้นประสาทหรือกล้ามเนื้อสูง โดยทางการแพทย์สามารถนำไปใช้ในการวินิจฉัยอาการผิดปกติของประสาทที่ควบคุมกล้ามเนื้อ หรือระบุตำแหน่งของปมประสาทในระหว่างการผ่าตัด

2.1.3) Thermal effect เป็นผลของไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง (มากกว่า 200 kHz) ต่อเนื้อเยื่อ ซึ่งไฟฟ้ากระแสสลับในช่วงความถี่นี้จะมีสามารถในการกระตุ้นเส้นประสาทหรือกล้ามเนื้อต่ำ ส่งผลให้เมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่ย่านความถี่นี้แก่เนื้อเยื่อบริเวณใด เนื้อเยื่อที่บริเวณนั้นจะได้รับผลเฉพาะพลังงานไฟฟ้าที่อยู่ในรูปความร้อนเท่านั้น โดยทางการแพทย์สามารถนำสัญญาณไฟฟ้าที่ย่านความถี่นี้ไปใช้ในการผ่าตัดได้ 2 ลักษณะ คือ

2.1.3.1) การจี้ตัดเนื้อเยื่อ (Cutting mode) เป็นการให้พลังงานปริมาณสูงแก่เนื้อเยื่อ โดยเฉพาะจุดที่ตัวนำสัมผัสกับเนื้อเยื่อจะมีความหนาแน่นของกระแสหรือของพลังงานสูง ทำให้

ของเหลวภายในเซลล์เนื้อเยื่อมีการระเหยอย่างรวดเร็วจนผนังเซลล์แตก จึงทำให้เนื้อเยื่อรอบๆ เนื้อเยื่อที่ถูกทำลายแยกออกจากกันได้ เกิดผลในลักษณะตัดเนื้อเยื่อ



รูปที่ 2.2 ภาพแสดงการระเหยอย่างรวดเร็วของของเหลวภายในเซลล์เมื่อได้รับพลังงานความร้อนจนทำให้ผนังเซลล์แตก [16]

2.1.3.2) การจีห้ามเลือด (Coagulation mode) เป็นการให้พลังงานแก่เนื้อเยื่อในปริมาณที่ทำให้อัตราการระเหยของของเหลวภายในเซลล์ไม่สูงพอที่จะทำให้ผนังเซลล์แตกเหมือนกรณีแรก แต่เพียงแค่ว่าทำให้เซลล์แห้ง เกิดผลลักษณะทำให้เนื้อเยื่อสุก ซึ่งใช้สำหรับการห้ามเลือดในทางการแพทย์ได้

เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าจะนำคุณสมบัติทางไฟฟ้าต่อพฤติกรรมของเนื้อเยื่อในลักษณะ Thermal effect มาใช้งาน เพื่อให้เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสามารถส่งพลังงานไฟฟ้าไปทำลายเนื้อเยื่อในรูปแบบความร้อน ด้วยกฎของ Joule (ปริมาณความร้อน = กำลังสองของกระแสไฟฟ้าที่ผ่านเนื้อเยื่อ x ความต้านทาน Ω จุดสัมผัสระหว่างตัวนำกับเนื้อเยื่อ x ระยะเวลาในการจ่ายพลังงานของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า) โดยที่เส้นประสาทของคนไข้รับรู้ถึงปริมาณไฟฟ้าที่เข้าสู่ร่างกายน้อยที่สุด

เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าต้องทำงานกับเนื้อเยื่อที่มีลักษณะแตกต่างกันหลายประเภท โดยแต่ละประเภทสามารถประเมินเป็นความต้านทาน และระบุสมบัติของเนื้อเยื่อประเภทต่างๆ จากค่าสัมประสิทธิ์ความต้านทาน (Resistivity) ได้ดังนี้ [12]

- เลือด $160 \Omega\text{-cm}$
- กล้ามเนื้อ, ไต, หัวใจ $200 \Omega\text{-cm}$
- ตับ, ม้าม $300 \Omega\text{-cm}$
- สมอง $700 \Omega\text{-cm}$
- ปอด $1000 \Omega\text{-cm}$

- ไหม้น

3300 Ω -cm

โดยในการใช้งานจริง เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าจะต้องรองรับการทำงานในช่วงความต้านทานเนื้อเยื่อประมาณ 10 Ω ถึง 2 k Ω แต่อย่างไรก็ตามต้องรับสภาวะเปิดวงจร (Open circuit) หรือลัดวงจร (Short circuit) ได้ด้วย เพราะ เครื่องตัดจี้อาจถูกทำให้อยู่ในลักษณะวงจรเปิด หรือลัดวงจรได้

2.2 เงื่อนไขของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า

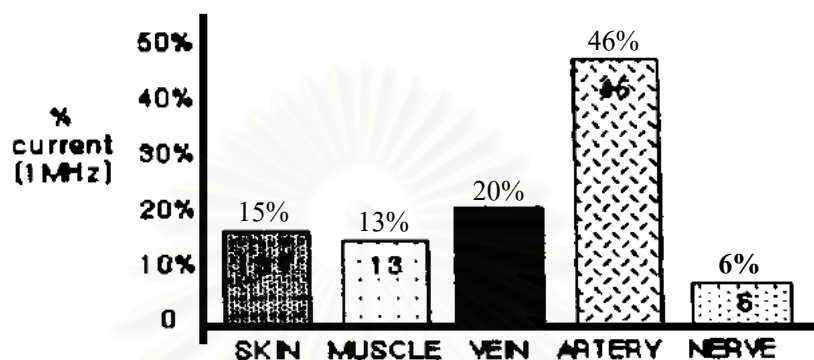
เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์ที่ใช้งานกับคนหรือสัตว์ทำให้ต้องมีข้อกำหนดหรือข้อบังคับในการสร้างเครื่อง เพื่อให้ได้การทำงานที่ถูกต้องตามความต้องการของผู้ใช้งานและเกิดความปลอดภัยต่อผู้ป่วย ดังนี้

2.2.1) ย่านการทำงานของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า

การควบคุมผลต่อเนื้อเยื่อเมื่อใช้เครื่องตัดจี้ไฟฟ้า จะใช้การควบคุมกำลังไฟฟ้าที่ป้อนให้กับเนื้อเยื่อที่ทำการผ่าตัด แต่เนื่องจากเนื้อเยื่อที่เป็นโพลดของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้ามีหลายชนิด เช่น กล้ามเนื้อ ไหม้น เลือด เป็นต้น ซึ่งแต่ละชนิดจะมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าแตกต่างกัน ดังนั้น การควบคุมกำลังไฟฟ้าที่ป้อนให้กับเนื้อเยื่อที่แตกต่างกันจะต้องใช้กระแสหรือแรงดันที่แตกต่างกันตามชนิดของเนื้อเยื่อเพื่อให้ได้กำลังไฟฟ้าที่กำหนดโดยผู้ใช้ อย่างไรก็ตามหากความต้านทานของเนื้อเยื่อมีค่าสูงหรือต่ำกว่าย่านความต้านทานโดยปกติของเนื้อเยื่อ การควบคุมกำลังให้ได้ตามที่กำหนดจะต้องใช้แรงดันสูงสำหรับเนื้อเยื่อที่มีความต้านทานสูงๆหรือเปิดวงจร และจะต้องใช้กระแสสูงสำหรับกรณีเนื้อเยื่อมีความต้านทานต่ำๆหรือลัดวงจร การใช้แรงดันสูงนั้นอาจจะเป็นอันตรายต่อเนื้อเยื่อทั้งบริเวณที่ทำการผ่าตัดและบริเวณข้างเคียง เพราะการใช้แรงดันไฟฟ้าสูงๆนั้นอาจทำให้เกิดประกายไฟ หรือ Arcing ในปริมาณมากจนเกิดความเสียหายต่อเนื้อเยื่อบริเวณที่ทำการผ่าตัดสูงเกินความต้องการ ดังนั้น จึงจำเป็นต้องออกแบบเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าให้แพทย์ผู้ใช้งานสามารถกำหนดแรงดันสูงสุดสำหรับการทำงานในแต่ละครั้งได้ ขณะที่ในกรณีที่กระแสมีค่าสูงนั้นอาจทำให้เกิดความเสียหายแก่วงจรของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า จึงจำเป็นต้องจำกัดค่ากระแสออกเพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายต่อวงจรกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ดังนั้น การทำงานของเครื่องจะแบ่งย่านการทำงานออกเป็น 3 ย่านการทำงาน ดังต่อไปนี้

2.2.1.2) ย่านจำกัดกระแส เป็นย่านการควบคุมที่ใช้งานกับเนื้อเยื่อที่มีความต้านทานต่ำ ซึ่งหากการทำงานของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าในช่วงความต้านทานนี้ยังคงเป็นการควบคุมกำลังจะทำให้กระแสออกและกระแสภายในวงจรมีค่าสูงมากจนอาจทำให้เกิดความเสียหายแก่วงจรของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า ซึ่งการจำกัดกระแสในย่านนี้อาจเป็นการจำกัดกระแสด้านออก การจำกัดกระแสภายใน

วงจร หรือเป็นการจำกัดตัวแปรอื่นที่ส่งผลต่อกระแสภายในวงจรที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า โดยสำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่ทำการควบคุมกระแสหรือแรงดันที่ด้านออกผ่านการควบคุมความถี่ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป ซึ่งวงจรประเภทนี้สามารถจำกัดกระแสที่ไหลวนในวงจรด้วยการจำกัดความถี่ต่ำที่สุดในการขับนำสวิทช์ และวิทยานิพนธ์นี้ก็ได้ออกแบบการใช้การจำกัดกระแสในลักษณะนี้



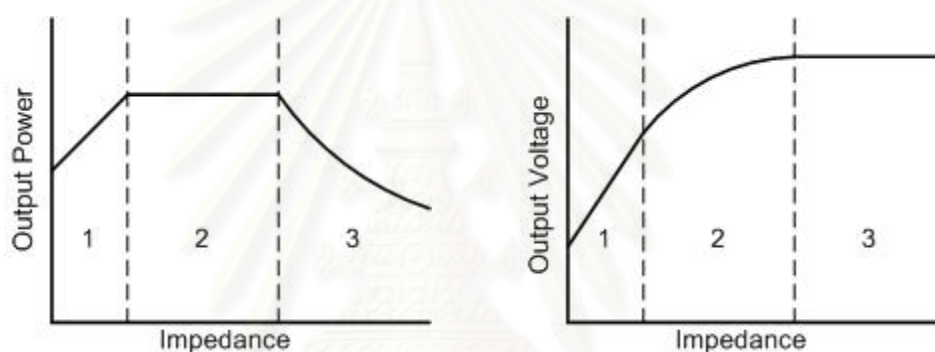
รูปที่ 2.3 ปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ผ่านเนื้อเยื่อประเภทต่างๆ
เทียบเป็นร้อยละของกระแสทั้งหมดที่ไหลผ่านร่างกายสุนัข [2]

หมายเหตุ การจำกัดกระแสไม่ได้มีวัตถุประสงค์หลักในการป้องกันกระแสเกินค่ากระแสขีดแบ่งการตอบสนองของเส้นประสาท ซึ่งหากพิจารณาจากรูปที่ 2.1 ปริมาณกระแสที่ความถี่สูงกว่า 100 kHz ที่ทำให้เส้นประสาทตอบสนองมีค่าประมาณ 100 mA ซึ่งในความเป็นจริงปริมาณกระแสที่ผ่านเส้นประสาทมีปริมาณน้อยมากเมื่อเทียบกับปริมาณกระแสทั้งหมด ซึ่งได้รับการพิสูจน์แล้วในงานวิจัยทางการแพทย์โดยวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าความถี่สูงที่ผ่านเนื้อเยื่อประเภทต่างๆ เทียบเป็นร้อยละของกระแสทั้งหมดที่ไหลผ่านร่างกายสุนัข [2] ดังรูปที่ 2.3 นอกจากนั้นการรับรู้ถึงกระแสไฟฟ้าของเส้นประสาทนั้นไม่ได้ขึ้นกับปริมาณกระแสทั้งหมดที่เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าจ่ายออกมา แต่ขึ้นกับความหนาแน่นกระแสที่ผ่านเนื้อเยื่อบริเวณที่เส้นประสาทนั้นแฝงอยู่ ซึ่งขึ้นกับหลายปัจจัย เช่น ขนาดตัวนำที่สัมผัสกับเนื้อเยื่อและลักษณะเนื้อเยื่อ ดังนั้นจึงไม่สามารถกำหนดได้ว่ากระแสไฟฟ้าออกสูงสุดของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าควรมีค่าเท่าใดจึงไม่ทำให้เกิดการกระตุ้นประสาท และหากตรวจสอบเครื่องตัดจี้ไฟฟารุ่น VIO 300D ของบริษัท ERBE ประเทศเยอรมัน [13] พบว่าเครื่องตัดจี้ของบริษัทนี้สามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าเข้าสู่เนื้อเยื่อได้มากกว่า 4 Arms ซึ่งมีค่าสูงกว่างานวิจัยทางการแพทย์มาก (ประมาณ 1.67 Arms) โดยสาเหตุที่เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าของบริษัทนี้ต้องมีค่าสูงเช่นนี้เนื่องจากมีบางสภาวะการทำงานที่เนื้อเยื่อมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำมาก (น้อยกว่า 50 Ω) แต่ต้องการพลังงานสูง เช่น การเชื่อมหลอดเลือด โดยในโหมดการทำงานนี้เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าต้องทำงานในบริเวณที่มีเลือดซึ่งเป็นตัวนำที่ดีจำนวนมากทำให้มีค่าอิมพีแดนซ์รวมที่

เนื้อเยื่อประเภทนี้มีค่าต่ำ แต่ยังคงต้องการพลังงานที่สูงเพื่อให้ผนังหลอดเลือดเชื่อมติดกันเพื่อปิดกั้นเลือดภายในหลอดเลือด

2.2.1.2) ย่านควบคุมกำลัง เป็นย่านการทำงานที่เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าทำการควบคุมให้กำลังไฟฟ้าที่ส่งให้กับเนื้อเยื่อมีค่าตามที่ผู้ใช้กำหนด หากความต้านทานของโพลคเนื้อเยื่อมีค่าไม่สูงหรือต่ำเกินไปจนทำให้เกิดการจำกัดกระแสหรือจำกัดแรงดัน โดยค่ากำลังที่ผู้ใช้งานตั้งค่านี้อาจเป็นค่าที่บ่งบอกความสามารถในการทำลายเนื้อเยื่อบริเวณที่ทำการผ่าตัด

2.2.1.3) ย่านจำกัดแรงดัน เป็นย่านการทำงานที่เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าทำการจำกัดค่าแรงดันที่ส่งไปสู่เนื้อเยื่อตามที่ผู้ใช้กำหนด เพื่อป้องกันการเกิดประกายไฟไปยังเนื้อเยื่อบริเวณอื่นที่ไม่ต้องการทำลาย หรือจำกัดปริมาณประกายไฟบริเวณที่ทำการผ่าตัดไม่ให้ถูกทำลายหรือไหม้เกินความต้องการของผู้ใช้งาน



รูปที่ 2.4 ย่านการทำงานของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าแสดงในรูปความสัมพันธ์ระหว่างกำลังด้านออก หรือแรงดันด้านออก กับค่าความต้านทานของเนื้อเยื่อ โดย 1 คือ ย่านจำกัดกระแส, 2 คือ ย่านควบคุมกำลัง และ 3 คือ ย่านจำกัดแรงดัน

ย่านการทำงานข้างต้นจะเป็นข้อบังคับในการออกแบบวงจรควบคุม โดยการควบคุมเครื่องตัดจี้ควรจะเป็นการควบคุมแบบ Real time หรือ Analog control เนื่องจากในการใช้งานสภาพเนื้อเยื่อที่เป็นโพลคของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้ามีช่วงการเปลี่ยนแปลงที่กว้าง และเปลี่ยนแปลงเร็ว เพราะมีความไม่สม่ำเสมอของสภาพเนื้อเยื่อทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานระหว่างตัวนำไฟฟ้ากับเนื้อเยื่อ ซึ่งเป็นตัวแปรที่ไม่สามารถควบคุมได้ ส่วนความจำเป็นที่ต้องใช้กระแสไฟฟ้าความถี่สูงเพื่อให้เกิดผลต่อเนื้อเยื่อในลักษณะ Thermal effect สามารถแก้ปัญหาโดยการเลือก และออกแบบวงจรภาคกำลังในระบบเครื่องตัดจี้ให้มีโครงสร้างที่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้ากำลังได้ ร่วมกับการออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรควบคุม

2.2.2) มาตรฐานของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า

นอกเหนือจากข้อกำหนดข้างต้นยังมีข้อกำหนดอื่น ซึ่งจะละเอียดไม่ได้ คือ ข้อกำหนดตามมาตรฐานเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า ซึ่งในประเทศไทยยังไม่เคยมีการผลิตออกมาเพื่อจำหน่าย ทำให้ยังไม่มีมาตรฐานใดๆในประเทศมาบังคับ ดังนั้นจึงเกิดแนวคิดที่จะวิจัยเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าให้อยู่บนพื้นฐานเดียวกับเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าอื่นที่มีในท้องตลาดซึ่งใช้มาตรฐาน International standard IEC 60601-1 ซึ่งเป็นข้อกำหนดทั่วไปด้านความปลอดภัยของเครื่องมือไฟฟ้าทางการแพทย์ (Medical electrical equipment) และมาตรฐาน International standard IEC 60601-2-2 ซึ่งเป็นข้อกำหนดเฉพาะด้านความปลอดภัยของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า (High frequency surgical equipment) โดยสามารถสรุปเนื้อหาสำคัญในส่วนของเครื่องกำเนิดพลังงานไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับการผ่าตัดได้ดังนี้

2.2.2.1) ความถี่ที่นำไปใช้ในการผ่าตัดผู้ป่วยต้องมีค่ามากกว่า 300 kHz (ถ้าสามารถละเว้น $500 \text{ kHz} \pm 5 \text{ kHz}$ ได้จะดี เพราะใช้เป็น International emergency communication)

2.2.2.2) วงจรทางด้านออกที่ส่งพลังงานไฟฟ้าไปสู่ผู้ป่วยต้องมีการแยกโดดทางไฟฟ้า (Electrical isolation)

2.2.2.3) วงจรทางด้านออกต้องมีตัวเก็บประจุอนุกรมก่อนเข้าสู่ร่างกายผู้ป่วย เพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรกรองผ่านต่ำ ลดปริมาณไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำ (น้อยกว่า 300 kHz) เข้าสู่ร่างกายผู้ป่วย โดยตัวเก็บประจุต้องมีค่าไม่เกิน 5 nF สำหรับการใช้งานที่แพทย์สัมผัสตัวนำเพียงด้านเดียว (Unipolar) และไม่เกิน 50 nF สำหรับการใช้งานที่แพทย์สัมผัสตัวนำทั้งสองด้าน (Bipolar)

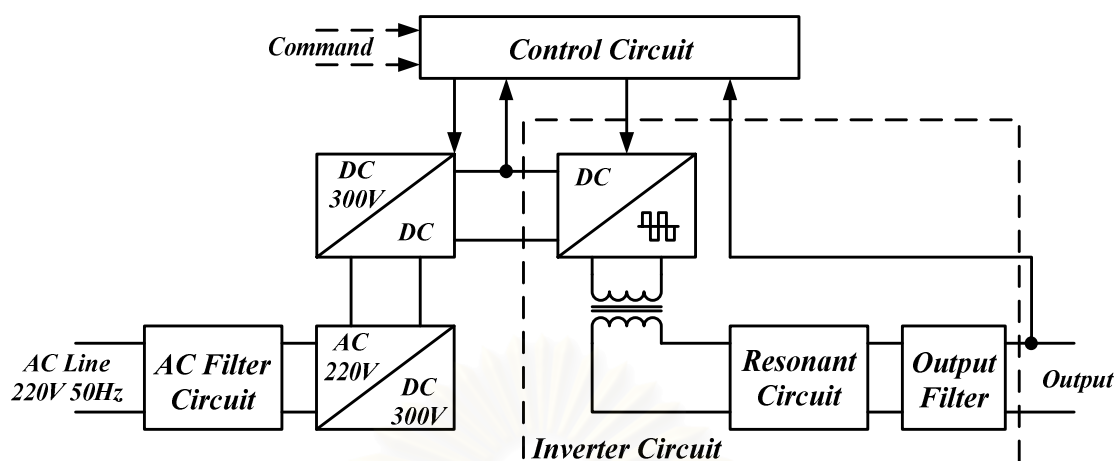
2.2.2.4) เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าต้องสามารถรองรับสภาวะเปิดวงจร (Open circuit) หรือลัดวงจร (Short circuit) ได้โดยที่ไม่เกิดอันตรายต่อเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า

2.2.2.5) กำลังไฟฟ้าสูงสุดทางด้านออกไปสู่ผู้ป่วย (Maximum power) มีค่าไม่ต่ำกว่าค่ากำลังที่ตึงค่า หรือระบุไว้ เกิน 5 % (และไม่เกิน 10 W) โดยมาตรฐานไม่ได้ระบุบังคับปริมาณกระแส แรงดัน หรือ กำลังสูงสุด และไม่ได้กำหนดย่านการทำงานของอิมพีแดนซ์ช่วงค่าต่างๆของเนื้อเยื่อ

2.2.2.6) กำลังไฟฟ้าทางด้านออกไปสู่ผู้ป่วยเฉลี่ยใน 1 วินาทีต้องมีค่าไม่เกิน 400 W ที่โหลดพิทัก โดยมาตรฐานไม่ได้ระบุบังคับค่าโหลดพิทัก

2.3 โครงสร้างของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัด

แหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัดโดยทั่วไปจะประกอบไปด้วยวงจรหรือส่วนประกอบที่สำคัญ ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัด

2.3.1) วงจรกรองด้านเข้าและวงจรป้องกัน (EMI and RFI filter circuit and protection circuit) มีหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน EMI และ RFI จากภายนอกมารบกวนเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า และจากภายในเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าไปรบกวนอุปกรณ์ภายนอกโดยสายส่ง ซึ่งอาจเป็นอุปกรณ์การแพทย์อย่างอื่น ส่วนวงจรป้องกันทำหน้าที่ป้องกันกระแสกระชาก (Surge current) แรงดันเกินชั่วขณะในตอนเปิดเครื่อง

2.3.2) วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง หรือ วงจรเรียงกระแส (Rectifier circuit) ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สายกำลังเป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อจ่ายให้กับวงจรในส่วนต่อไป

2.3.3) วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง (DC to DC converter circuit) ทำหน้าที่ปรับระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งควรเลือกใช้ทอนระดับ หรือวงจรอนุพันธ์ของวงจรทอนระดับ เนื่องจากสามารถปรับระดับแรงดันด้านออกของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงได้ในช่วงกว้าง โดยไม่สร้างความเสียหายกับวงจร และในบางวงจรสามารถให้อัตราขยายที่มีค่าเกินหนึ่งได้ เพื่อใช้ในการควบคุมระดับพลังงานที่ส่งไปสู่เนื้อเยื่อร่วมกับการควบคุมที่วงจรอินเวอร์เตอร์ หรืออาจเลือกใช้วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง แบบเรโซแนนซ์ ซึ่งจะมีข้อดีเพิ่มขึ้น คือ พลังงานสูญเสียในสวิตช์ต่ำ

2.3.4) วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter circuit) ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่มีรูปคลื่นและปริมาณความถี่ที่เหมาะสมกับสภาพการใช้งาน

2.3.5) วงจรภาคควบคุม และวงจรขับนำสวิตช์ (Control Circuit and driver circuit) ทำหน้าที่ควบคุมระดับแรงดัน หรือกำลังด้านออกที่จ่ายให้กับเนื้อเยื่อ ผ่านการควบคุมระดับแรงดันไฟ

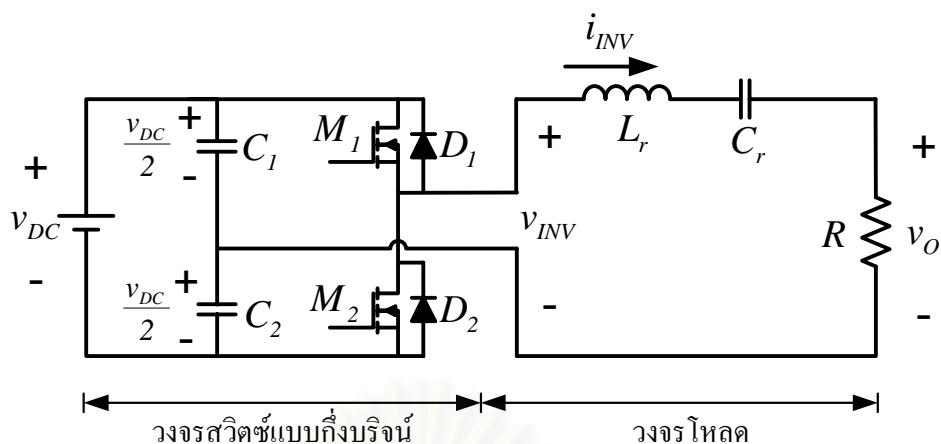
ตรงด้านเข้า และความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ ด้วยการกำหนดสัญญาณขับนำสวิตช์ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง และ วงจรอินเวอร์เตอร์ ตามลำดับ และขับนำโดยวงจรขับนำสวิตช์

2.3.6) มีด หรือตัวนำไฟฟ้า (Blade) ทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าความถี่สูงจากเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าไปยังผู้ปัววย โดยขนาดพื้นที่หน้าตัดของตัวนำที่สัมผัสกับเนื้อเยื่อจะมีผลต่อปริมาณความร้อนที่ส่งผ่านไปที่เนื้อเยื่อให้มีลักษณะการทำงานแบบจี้ตัด หรือจี้ห้ามเลือด

2.4 องค์ประกอบของวงจรอินเวอร์เตอร์

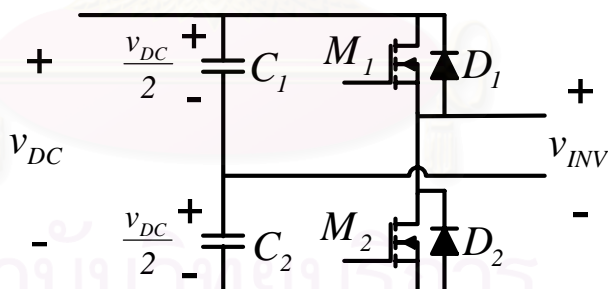
วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter circuit) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง (มากกว่า 300 kHz) เพื่อจ่ายให้กับเนื้อเยื่อซึ่งเป็นโหลดของอินเวอร์เตอร์ ผ่านวงจรกรองผ่านสูง โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์มีหลายรูปแบบ โดยวงจรที่เหมาะสมสำหรับใช้สำหรับเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าวงจรหนึ่ง คือ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่มีโครงสร้างกึ่งบริดจ์ (Half bridge resonant inverter) เนื่องจากเป็นวงจรที่มีความสูญเสียในสวิตช์ระหว่างการทำงานต่ำ และความถี่ด้านออกมีค่าเท่ากับความถี่การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ทำให้ไม่ต้องใช้ความถี่การสวิตช์ที่สูงมากนักเมื่อเทียบกับอินเวอร์เตอร์ประเภทอื่น เช่น PWM อินเวอร์เตอร์ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สามารถแยกองค์ประกอบของวงจรได้ 2 ส่วน คือ วงจรสวิตช์แบบกึ่งบริดจ์ และวงจรโหลด ดังรูปที่ 2.6 ในการทำงานของอินเวอร์เตอร์กระแสภายในวงจรโหลด (i_{INV}) จะมีเฟสตามหลังแรงดันด้านเข้าวงจรโหลด (v_{INV}) ทำให้สวิตช์ที่ใช่ต้องเป็นสวิตช์ที่นำกระแสได้ 2 ทิศทาง ซึ่งทำได้ด้วยการต่อไดโอดขนานกับสวิตช์ไวงาน (ทำให้สวิตช์ไวงาน เช่น FET รับแรงดันได้ทิศทางเดียวแต่ก็เพียงพอกับการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์) โดยสวิตช์ไวงานจะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานไปสู่วงจรโหลดส่วนพลังงานจากวงจรโหลดที่ไหลย้อนกลับไปยังแหล่งจ่ายไฟตรงจะผ่านทางไดโอด ทำให้การทำงานของสวิตช์ไวงานสามารถเป็นการสวิตช์แบบนุ่ม (Soft switching) วงจรองค์ประกอบทั้ง 2 ของวงจรอินเวอร์เตอร์มีอุปกรณ์ และหลักการทำงาน ดังนี้

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.6 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์

2.4.1 วงจรสวิตช์แบบกึ่งบริดจ์ (ภาคแรงดัน) ประกอบด้วยกึ่งที่มีสวิตช์ 2 ตัวอนุกรมกัน (สวิตช์แต่ละตัวประกอบด้วยสวิตช์ไงานาน ขนาดกับไดโอดอย่างละ 1 ตัว) ซึ่งจะสลับกันนำกระแส และกึ่งที่มีตัวเก็บประจุ 2 ตัวที่มีขนาดเท่ากันต่ออนุกรมกัน ซึ่งมีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัว เท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยความต่างศักย์ระหว่างจุดกลางของ กิ่งทั้งสองมีรูปคลื่นเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave) ที่มีขนาดเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ ซึ่งจะเป็นแรงดัน ด้านของวงจรโหลด (v_{INV}) ดังรูปที่ 2.7

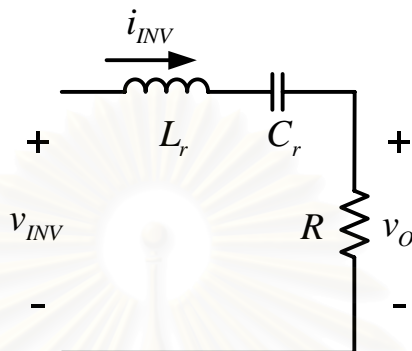


รูปที่ 2.7 โครงสร้างของวงจรสวิตช์แบบกึ่งบริดจ์

2.4.2 วงจรโหลด เป็นวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ทำให้เกิดสถานะเรโซแนนซ์ และทำหน้าที่เสมือนเป็นวงจรกรองแรงดันฮาร์มอนิกส์ของแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมจากด้านออกวงจรสวิตช์ ซึ่งวงจรโหลด โดยกรณี que เลือกใช้วงจรสวิตช์แบบกึ่งบริดจ์ภาคแรงดัน วงจรโหลดต้องมีลักษณะเป็นกึ่งกระแส นั่นคือตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของวงจรโหลดจะต่ออนุกรมกัน ซึ่งมีโครงสร้างพื้นฐาน 2 ลักษณะ คือ วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series resonance)

circuit), และ วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่มีโหลดขนาน (Parallel load series resonance circuit with)

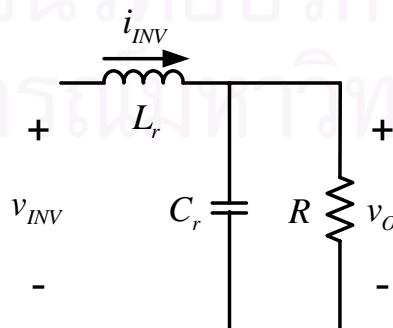
2.4.2.1) วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series resonance circuit) วงจรโหลดประเภทนี้ตัวต้านทาน (R) จะต่ออนุกรมอยู่กับตัวเหนี่ยวนำ (L_r) และตัวเก็บประจุ (C_r) ดังรูปที่ 2.8 ทำให้มีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองผ่านแถบของแรงดันด้านออก



รูปที่ 2.8 โครงสร้างวงจรโหลดเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

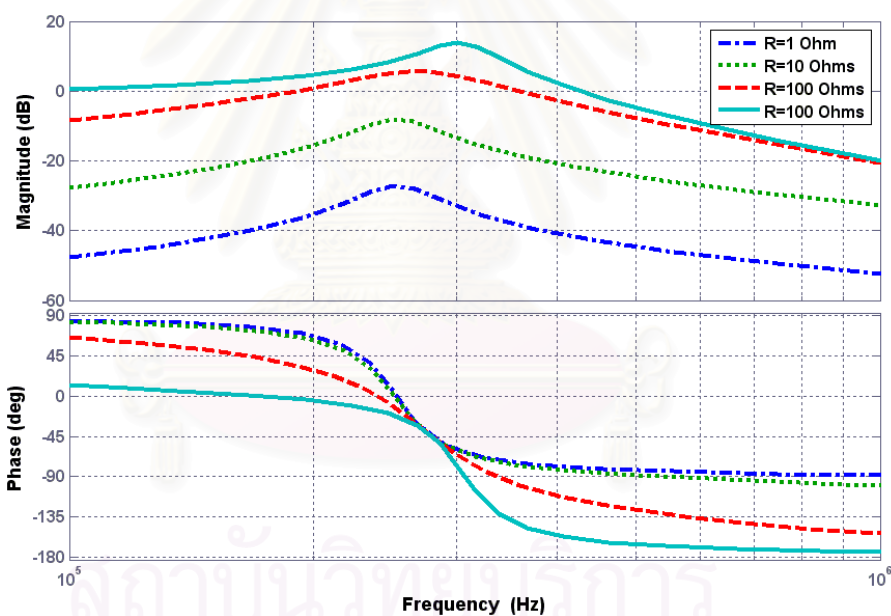
อัตราขยายแรงดันของวงจรโหลด ($\left| \frac{v_o(j\omega)}{v_{INV}(j\omega)} \right|$) ประเภทเรโซแนนซ์แบบอนุกรมไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดมาก การเปลี่ยนแปลงค่าโหลดในช่วงกว้างอย่างทันทีทันใดอาจทำให้เกิดปัญหาต่อการหาทางไหลของกระแสในตัวเหนี่ยวนำ เพราะกระแสในตัวเหนี่ยวนำไม่สามารถเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ (ซึ่งอาจแก้ปัญหานี้ได้โดยการให้หม้อแปลง หรือ โหลดสำรอง เพื่อในกรณีที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเปิดวงจรแล้วกระแสของตัวเหนี่ยวนำยังคงมีทางไหลของกระแส)

2.4.2.2) วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่มีโหลดขนาน (Parallel load series resonance circuit with) วงจรโหลดประเภทนี้ตัวต้านทาน (R) จะต่อขนานอยู่กับตัวเก็บประจุ (C_r) ดังรูปที่ 2.9 ทำให้มีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองผ่านต่ำของแรงดันด้านออก



รูปที่ 2.9 โครงสร้างวงจรโหลดเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่มีโหลดขนาน

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้วงจรโพลดประเภทนี้ความต้านทานหรือโพลดที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์จะมองเห็นอินเวอร์เตอร์แหล่งแรงดัน กรณีที่มีการเปลี่ยนค่าโพลดในช่วงกว้างอย่างทันทีทันใดจะไม่สร้างความเสียหายต่อวงจร สามารถทำการลัด หรือเปิดวงจรที่ด้านออกได้ โดยอาจใช้โพลดสำรอง (Dummy load) ช่วยลดตัวประกอบคุณภาพ (Q) ในภาวะเปิดวงจรด้านออก เป็นการช่วยลดปริมาณกระแสในสวิตช์ แต่เนื่องจากโครงสร้างประเภทนี้มีลักษณะผ่านต่ำ ทำให้ต้องต่อตัวเก็บประจุ C_f อนุกรมกับโพลดของวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อเป็นการกรองไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำกว่าย่านความถี่ที่ทำให้เกิด Thermal effect ของเนื้อเยื่อออก และเป็นไปตามมาตรฐานทางด้านความปลอดภัยในหัวข้อที่ 2.2.2 โดยการต่อตัวเก็บประจุนี้ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของอินเวอร์เตอร์ (ค่าความถี่ที่ให้อัตราขยายแรงดันสูงสุด) เปลี่ยนแปลงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าโพลดดังรูปที่ 2.10 แต่อินเวอร์เตอร์ยังคงรองรับสภาวะลัด หรือเปิดวงจรที่ด้านออกได้เช่นเดิม ดังนั้น โครงสร้างนี้จึงเหมาะแก่การนำมาใช้ในการสร้างเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า และ โครงสร้างนี้จะถูกเลือกเพื่อนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์



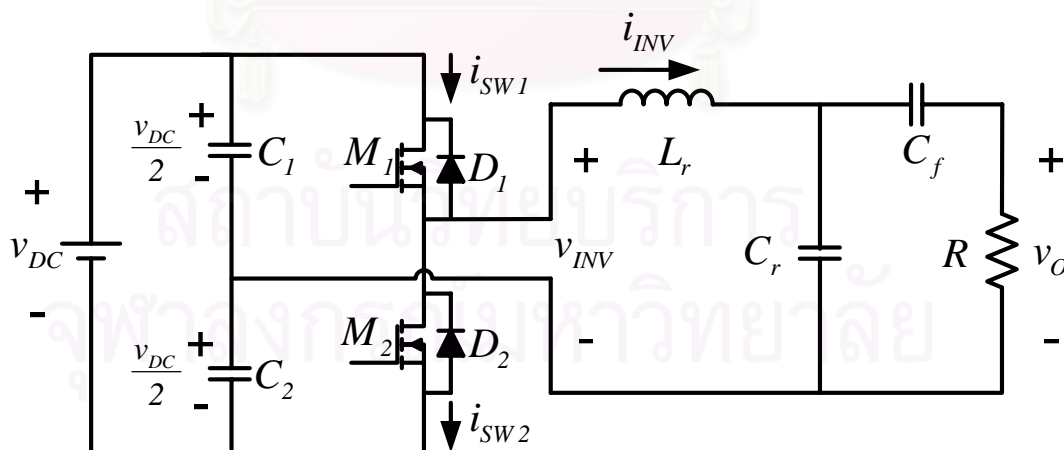
รูปที่ 2.10 ผลตอบเชิงความถี่ของอัตราขยายแรงดันด้านออกต่อแรงดันด้านเข้าของวงจรโพลดประเภทเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่มีโพลดขนานและต่อตัวเก็บประจุนุกรมกับโพลด

2.5 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์

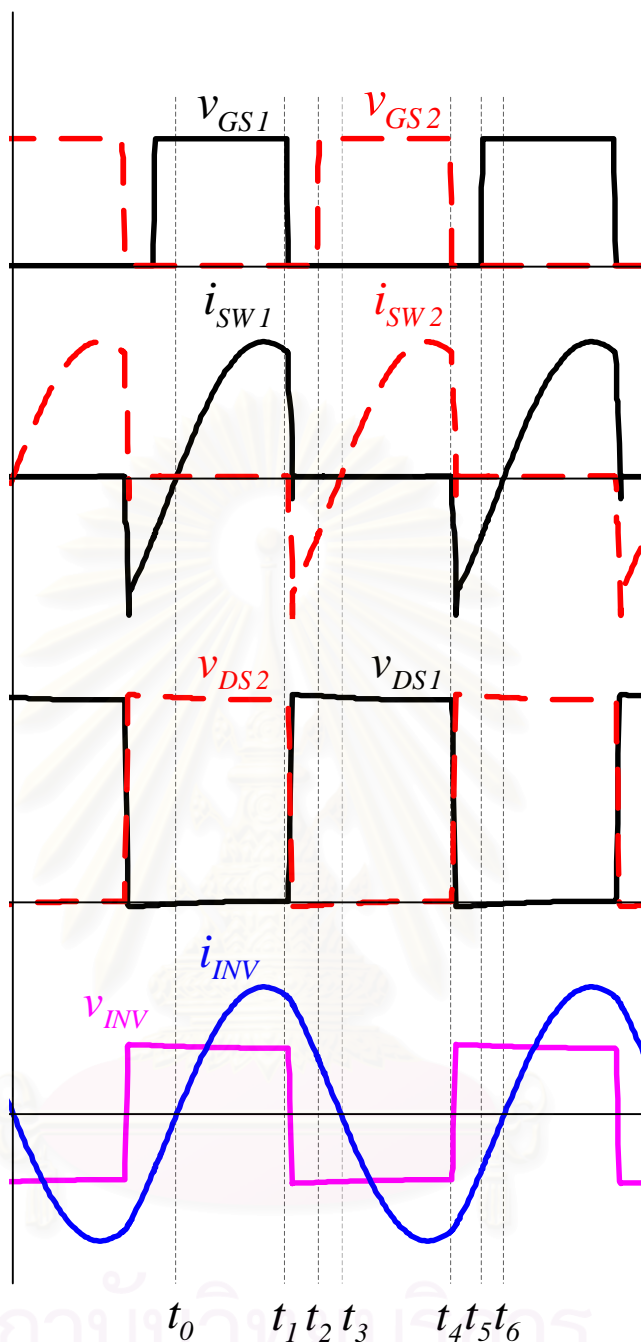
อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้ามีโครงสร้างดังรูปที่ 2.11 โดยวงจรสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์มีโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ (half-bridge inverter) ที่ประกอบด้วย วงจรสวิตช์ ที่มี MOSFET และตัวเก็บประจุอย่างละ 2 ตัว ทำให้กระแสออกของอินเวอร์เตอร์ สมมาตร วงจรดังกล่าวทำหน้าที่กำเนิดแรงดันรูปเกือบสี่เหลี่ยมป้อนให้กับวงจรโหลด ซึ่งใน วิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ลักษณะเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่มีโหลดขนาน และมีตัวเก็บประจุอนุกรมที่ ด้านออก โดยวงจรขับนำสวิตช์จะสลับกันขับนำ M_1 และ M_2 ซึ่งมีค่า Dead-Time (ช่วงเวลาที่ สวิตช์ทั้งสองไม่ได้รับสัญญาณให้ทำการขับนำ) ที่เหมาะสมเพื่อให้สวิตช์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ (Zero voltage switch, ZVS) และสามารถอธิบายการทำงานในสภาวะอยู่ตัวของวงจรอินเวอร์เตอร์ จากรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่างๆ ดังรูปที่ 2.12 โดยแบ่งออกเป็น 6 ช่วงเวลา (ละเลขช่วงเวลา ที่มี การเปลี่ยนแปลงสัญญาณขับนำ) ดังนี้คือ

2.5.1) ช่วงเวลา $t_0 \leq t < t_1$ (M_1 นำกระแส)

ก่อนเวลา t_0 ไดโอด D_1 ภายใน MOSFET M_1 นำกระแส สังกัดได้จากแรงดันออกของ วงจรสวิตช์หรือแรงดันด้านเข้าวงจรโหลด (v_{INV}) มีค่าบวก แต่กระแสออกของวงจรสวิตช์หรือ กระแสในวงจรโหลด (i_{INV}) มีค่าลบ โดยมีสัญญาณขับนำ v_{GSI} ไปขับนำ M_1 แต่ยังไม่มีการแส ไหลผ่าน ณ เวลา t_0 กระแส i_{INV} จะเปลี่ยนทิศทางจากลบเป็นบวก กระแสจะย้ายจากไดโอด D_1 มายังสวิตช์ไงาน M_1 ซึ่งเห็นได้ว่า M_1 เริ่มนำกระแสขณะที่แรงดันคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ (ZVS)



รูปที่ 2.11 อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนานแบบกึ่งบริดจ์ ที่มีตัวเก็บประจุอนุกรมที่ด้านออก



รูปที่ 2.12 รูปคลื่นกระแสและแรงดัน ณ ตำแหน่งต่าง ๆ ของอินเวอร์เตอร์

2.5.2) ช่วงเวลา $t_1 \leq t < t_2$ (M_1 หยุดนำกระแส, D_2 นำกระแส)

ที่เวลา t_1 ทำการหยุดสัญญาณขับนำ M_1 แต่กระแส i_{INV} ไม่สามารถเป็นทิศทางได้ทันทีทันใด เนื่องจากวงจรโหลดมีลักษณะเป็นกึ่งกระแส ทำให้กระแส i_{INV} ย้ายไปไหลผ่านไดโอด D_2 ภายใน MOSFET M_2 สังเกตได้จากแรงดัน v_{INV} มีค่าลบ ขณะที่ i_{INV} มีค่าบวกเช่นเดิม

2.5.3) ช่วงเวลา $t_2 \leq t < t_3$ (D_2 นำกระแส, ชับนำ M_2)

ที่เวลา t_2 ทำการขับนำ MOSFET M_2 ด้วยสัญญาณขับนำ v_{GS2} แต่ M_2 ยังไม่นำกระแส เนื่องจากกระแส i_{INV} ยังไม่เปลี่ยนทิศทาง ยังคงไหลผ่านไดโอด D_2 การขับนำ M_2 นี้ต้องเกิดขึ้นก่อนกระแส i_{INV} เปลี่ยนทิศทางจากบวกเป็นลบเพื่อให้เกิดสถานะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (ZVS) ซึ่งเป็นเกณฑ์ในการตั้งค่า Dead-Time

2.5.4) ช่วงเวลา $t_3 \leq t < t_4$ (M_2 นำกระแส)

ที่เวลา t_3 กระแส i_{INV} จะเปลี่ยนทิศจากบวกเป็นลบ ทำให้การไหลกระแส i_{INV} ต้องย้ายจากไดโอด D_2 มาไหลผ่านสวิตช์ M_2 ซึ่งได้ทำการขับนำไว้แล้วในช่วงเวลาก่อนหน้านี้ ทำให้สวิตช์ M_2 เกิดการนำกระแสขณะที่แรงดันคร่อมเป็นศูนย์ (ZVS)

2.5.5) ช่วงเวลา $t_4 \leq t < t_5$ (M_2 หยุดนำกระแส, D_1 นำกระแส)

ที่เวลา t_4 ทำการหยุดสัญญาณขับนำ M_2 แต่กระแส i_{INV} ไม่สามารถเปลี่ยนทิศทางได้ทันทีทันใด ทำให้กระแส i_{INV} ย้ายไปไหลผ่านไดโอด D_1 ภายใน MOSFET M_1 สังเกตได้จากแรงดัน v_{INV} มีค่าบวก ขณะที่ i_{INV} มีค่าลบเช่นเดิม

2.5.6) ช่วงเวลา $t_5 \leq t < t_6$ (D_1 นำกระแส, ชับนำ M_1)

ที่เวลา t_5 ทำการขับนำ MOSFET M_1 ด้วยสัญญาณขับนำ v_{GS1} แต่ M_1 ยังไม่นำกระแส เนื่องจากกระแส i_{INV} ยังไม่เปลี่ยนทิศทาง ยังคงไหลผ่านไดโอด D_1 การขับนำ M_1 นี้ต้องเกิดขึ้นก่อนกระแส i_{INV} เปลี่ยนทิศทางจากลบเป็นบวกเพื่อให้เกิดสถานะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (ZVS) ซึ่งเป็นเกณฑ์ในการตั้งค่า Dead-Time

การขับนำสวิตช์ในคาบถัดไปจะมีลักษณะเหมือนเดิมทุกประการโดยเวลา t_6 ของคาบแรกจะตรงกับเวลา t_0 ของคาบถัดไป และวัฏจักรการทำงานจะเกิดขึ้นซ้ำกันเช่นนี้เรื่อย ๆ

2.6 วงจรสมมูลและการวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์

การวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ยังอยู่ในรูปของวงจรที่ประกอบด้วยสวิตช์ไวงานนั้น (รูปที่ 2.12 ก) ยากแก่การเข้าใจและอธิบายในหลักการการสร้างแบบจำลองในบทถัดไป ดังนั้นในหัวข้อนี้จะทำการประมาณวงจรหรือจัดรูปวงจรให้อยู่ในรูปแบบที่สามารถนำไปใช้อธิบายหลักการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ได้โดยง่าย และไม่คลาดเคลื่อนจากสภาพการทำงานจริงมากนัก

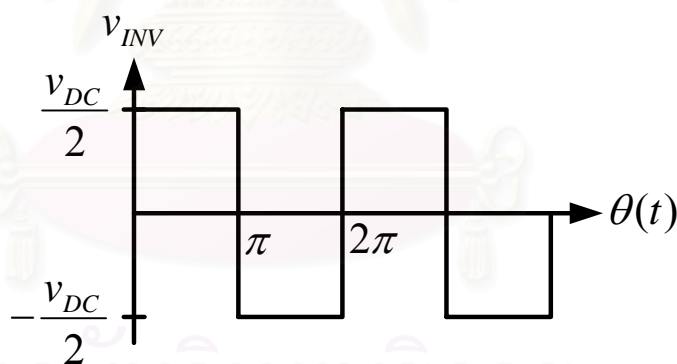
จากโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.11 และรูปคลื่นกระแสหรือแรงดัน ณ ตำแหน่งต่าง ๆ ของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.12 จะพบว่าช่วงเวลาที่ M_1 หรือ D_1 นำกระแส จะทำให้แรงดัน v_{INV} มีค่าเท่ากับ $v_{DC} / 2$ ขณะที่ช่วงเวลาที่ M_2 หรือ D_2 นำกระแสแรงดัน v_{INV} มีค่าเท่ากับ $-v_{DC} / 2$ และเมื่อสวิตช์ทั้ง 2 ตัวสลับกันทำงานจะทำให้ได้แรงดันด้านออกของวงจรสวิตช์ (v_{INV})

มีรูปร่างเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ดังรูปที่ 2.13 โดยแรงดันด้านออกของวงจรสวิตช์ (v_{INV}) ณ เวลาใด ๆ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.1) และสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังสมการที่ (2.2)

$$v_{INV} = \begin{cases} \frac{v_{DC}}{2}, & 0 \leq \theta(t) < \pi \\ -\frac{v_{DC}}{2}, & \pi \leq \theta(t) < 2\pi \end{cases} \quad (2.1)$$

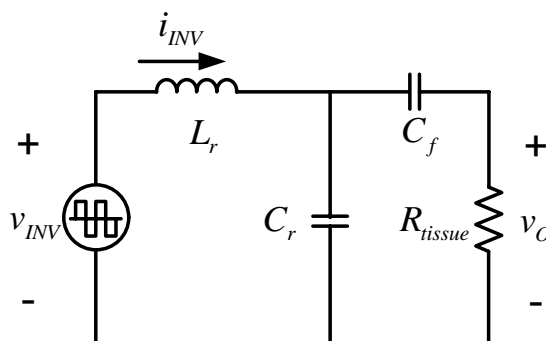
$$v_{INV}(t) = \frac{v_{DC}}{2} \left\{ \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin(k\theta(t))}{k} \right\} = \frac{2}{\pi} v_{DC} \left\{ \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin(k\theta(t))}{k} \right\} \quad (2.2)$$

- เมื่อ v_{DC} คือ ระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าอินเวอร์เตอร์ (V)
 $\theta(t)$ คือ มุมเฟสของการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (radian)
 ω คือ ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (rad/sec) โดยมีค่าเท่ากับค่าอนุพันธ์ของมุมเฟสของการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ($\frac{d\theta(t)}{dt}$)



รูปที่ 2.13 แรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมด้านออกของวงจรสวิตช์

เมื่อแทนเนื้อเยื่อซึ่งเป็นโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยความต้านทาน (R_{Tissue}) และแทนวงจรสวิตช์ด้วยแหล่งแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (ω) และมีขนาดขึ้นอยู่กับค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าอินเวอร์เตอร์ (v_{DC}) โดยมีโครงสร้างของวงจรโหลดแบบเรโซแนนซ์อนุกรมที่มีโหลดขนานและอนุกรมตัวเก็บประจุที่ด้านออก จะได้วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ แสดงดังในรูปที่ 2.14

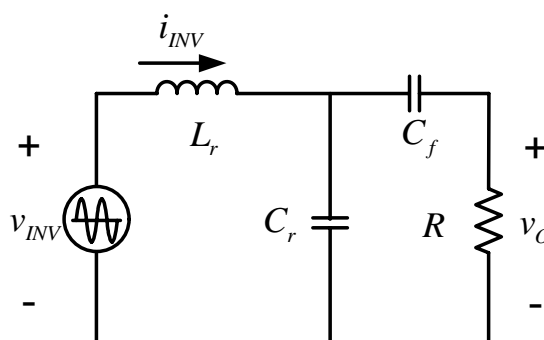


รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์

เนื่องจากโครงสร้างของวงจรโหลดที่ต่อเข้ากับวงจรสวิตช์มีลักษณะเป็นวงจรกรองผ่านต่ำ สำหรับกระแสออกของวงจรสวิตช์ทำให้กระแสหรือแรงดันฮาร์มอนิกส์ลำดับต่างๆภายในวงจรอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำ ซึ่งกำลังไฟฟ้าส่วนใหญ่ที่จ่ายให้แก่โหลดเป็นกำลังไฟฟ้าจากความถี่หลักมูล หรือเมื่อทำการเทียบเป็นร้อยละแล้วจะพบว่ากำลังไฟฟ้าที่โหลดร้อยละ 98 เป็นกำลังไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูล ดังนั้นการคำนวณคุณสมบัติของวงจรอินเวอร์เตอร์เฉพาะสัญญาณที่ความถี่หลักมูลจะให้ผลการคำนวณที่มีความคลาดเคลื่อนไม่มากนักเมื่อเทียบกับค่าจริง โดยมีความสะดวก และช่วยให้เข้าใจพฤติกรรมโดยรวมของวงจรได้มากกว่า ดังนั้นการวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วงจรสมมูลที่ความถี่หลักมูลและในการวิเคราะห์จะแทนเนื้อเยื่อซึ่งเป็นโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยตัวต้านทานแบบเชิงเส้นซึ่งให้ผลที่เหมือนกัน (ดังในหัวข้อที่ 2.1) ดังนั้นการวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่หลักมูลของแรงดันด้านออกของวงจรสวิตช์สามารถใช้ทฤษฎีการวิเคราะห์ห้วงจรแบบเชิงเส้นสำหรับกระแสและแรงดันที่มีรูปคลื่นไซน์ทั่วไปเพื่อคำนวณหาค่าของกระแส หรือแรงดันต่าง ๆ โดยอาศัยสมมุติฐานดังต่อไปนี้

- ละเลยผลของการสูญเสียในสวิตช์ไวนาน
- ถือว่า C_1 และ C_2 ของวงจรสวิตช์มีค่าใหญ่มากทำให้การกระเพื่อมของแรงดันด้านออกมีค่าน้อย และส่งผลต่อสถานะพลวัตของสัญญาณต่างๆ ที่อินเวอร์เตอร์น้อยมาก
- ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรโหลด (Q) มีค่าสูงเพียงพอที่จะสามารถละเลยผลของกระแสฮาร์มอนิกส์ลำดับต่างๆ ได้

วงจรสมมูลสำหรับความถี่หลักมูลของอินเวอร์เตอร์ที่ถูกใช้ในการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้มีรูปวงจрдังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ที่ทำการประมาณที่ความถี่หลักมูล

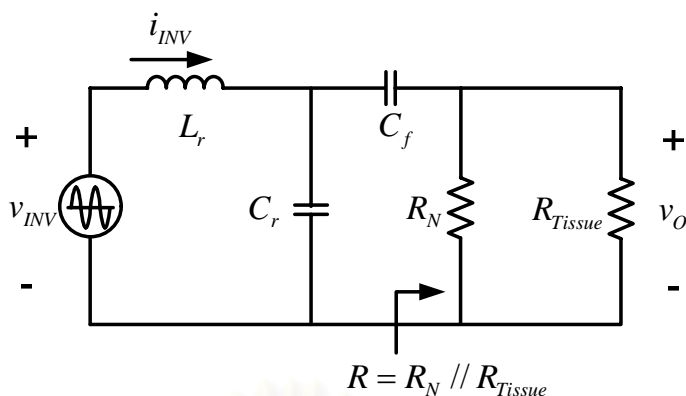
สมการแรงดันด้านออกของวงจรสวิตช์ที่ความถี่หลักมูล (v_{INV}) ในรูปของแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (v_{DC}) สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.3)

$$v_{INV}(t) = \frac{2}{\pi} v_{DC} \sin(\omega t) \quad (2.3)$$

2.7 การป้องกันสถานะไร้โหลดของอินเวอร์เตอร์

เครื่องตัดด้วยไฟฟ้าต้องใช้กับโหลดที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานในช่วงกว้าง ตั้งแต่ค่าศูนย์ (วงจรลัด, Short circuit) ถึงอนันต์ (วงจรเปิด, Open circuit) ซึ่งมีผลให้ค่าตัวประกอบกำลัง (Q) ของวงจรโหลดเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างโดยเมื่อความต้านทานโหลดมีค่าเป็นอนันต์ ค่า Q ของวงจรมีค่าอนันต์ด้วย หรืออาจมีค่าสูงมากหากพิจารณาความสูญเสียในวงจรโหลดรวมด้วย ทำให้กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์มีค่าสูงมากจนอาจสร้างความเสียหายต่อสวิตช์ได้ ดังนั้นจึงควรต่อโหลดสำรอง (Dummy Load, R_N) เพื่อป้องกันสถานะไร้โหลดโดยสิ้นเชิง ซึ่งจะช่วยป้องกันไม่ให้เกิดกระแสในสวิตช์สูงเกินค่าพิกัด ดังนั้นอิมพีแดนซ์รวมที่เป็นโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์ (R) มีค่าเท่ากับ ค่าความต้านทานของโหลดสำรอง (R_N) ขนานกับค่าความต้านทานของเนื้อเยื่อ (R_{Tissue})

ขณะเดียวกันเมื่อความต้านทานโหลดมีค่าเป็นศูนย์ ค่า Q ของวงจรมีค่าอนันต์เช่นเดียวกัน แต่ในกรณีนี้ความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่าต่ำลง ซึ่งต่ำกว่าช่วงความถี่การสวิตช์ที่ใช้งานมาก (เนื่องจากผลของตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรมที่ด้านออก, C_f) กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์จึงมีค่าไม่สูงนักแม้ตัวประกอบคุณภาพ (Q) จะมีค่าสูง ทำให้ในสถานะลัดวงจรไม่จำเป็นต้องหาวิธีการใดๆ มาช่วยลดตัวประกอบคุณภาพ (Q) ในวงจร

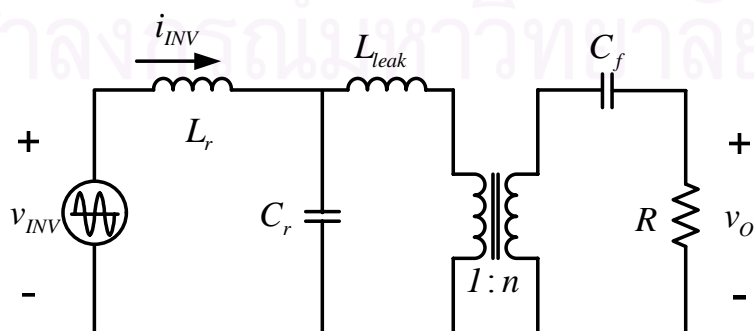


รูปที่ 2.16 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการต่อโหลดสำรอง

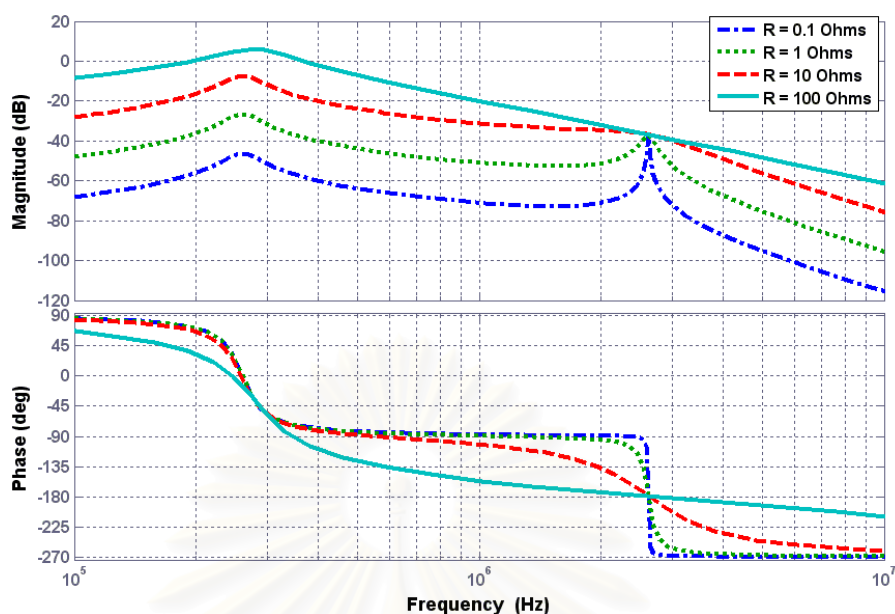
2.8 การแยกโคจรทางไฟฟ้า

ในหัวข้อที่ 2.2.2 ได้กล่าวถึงมาตรฐานทางด้านความปลอดภัยที่มีการใช้บังคับเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า ซึ่งมีข้อกำหนดเกี่ยวกับการแยกโคจรทางไฟฟ้าก่อนเข้าสู่ร่างกายผู้ป่วย ซึ่งบังคับให้เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าต้องมีหม้อแปลงแยกโคจรทางไฟฟ้าในวงจร ทำให้สามารถใช้หม้อแปลงในการแปลงผันขนาดของสัญญาณไฟฟ้าด้วยอัตราส่วนขดลวดของหม้อแปลง (Turn ratio, m) เป็นการขยายย่านการทำงานของเครื่อง การต่อหม้อแปลงในวงจรสามารถเลือกวางหม้อแปลงในวงจรโหลดได้หลายตำแหน่ง โดยแต่ละตำแหน่งมีคุณสมบัติต่างกันดังนี้

2.8.1 การวางหม้อแปลงขนานกับตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_r) การวางหม้อแปลงไว้ที่ตำแหน่งนี้จะทำให้ค่าความต้านทานของเนื้อเยื่อที่สะท้อนมายังด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงมีค่าเปลี่ยนแปลงตามส่วนกลับกำลังสองของอัตราส่วนของหม้อแปลง ($1/m^2$) ทำให้สามารถเปลี่ยนแปลงช่วงโหลดพิกัดได้ เช่น หากค่าโหลดพิกัดเท่ากับ 300Ω เมื่อใช้อัตราส่วนของหม้อแปลงเป็น 1:2 ค่าโหลดพิกัดจะกลายเป็น $1,200 \Omega$ แต่การวางหม้อแปลงไว้ที่ตำแหน่งนี้อาจทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ 2 จุดในบางช่วงโหลดดังรูปที่ 2.18 เนื่องจากผลของตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง (Leakage Inductance, L_{leak}) ทำให้ยากแก่การควบคุมความถี่การสวิตช์

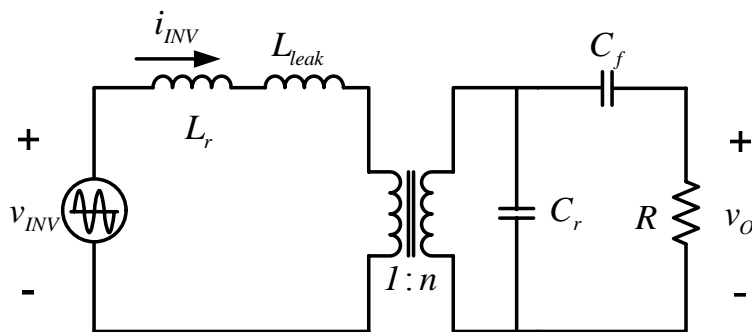


รูปที่ 2.17 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ เมื่อวางหม้อแปลงขนานกับตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์

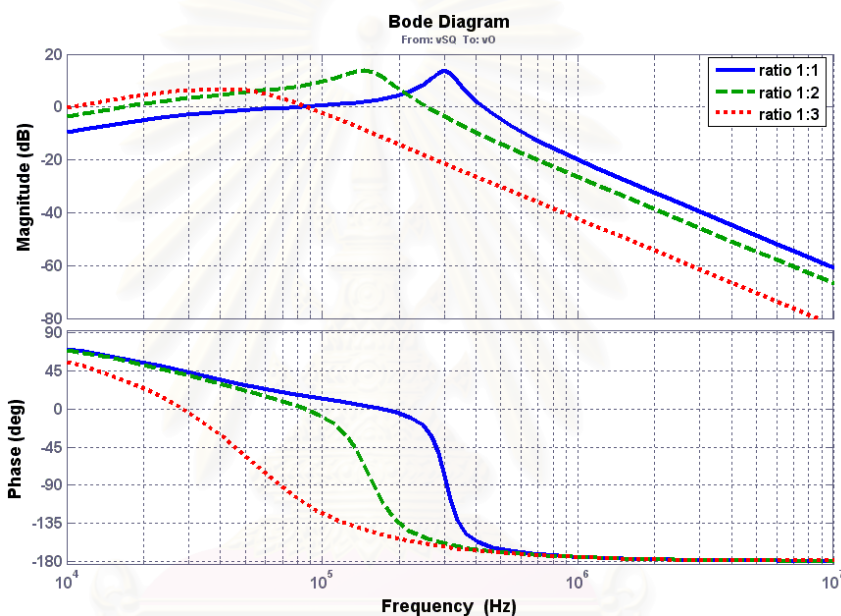


รูปที่ 2.18 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ ($\hat{v}_o(s)/\hat{v}_{INV}(s)$)
เมื่อวางหม้อแปลงขนานกับตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ ที่ค่าโหลดต่างๆ

2.8.2) การวางหม้อแปลงหลังตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (L_r) การวางหม้อแปลงไว้ที่ตำแหน่งนี้จะไม่สร้างปัญหาความถี่เรโซแนนซ์ 2 จุด เพราะ ค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง (Leakage Inductance, L_{leak}) จะไปรวมกับค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (L_r) และทำให้ค่าความต้านทานของเนื้อเยื่อที่สะท้อนมายังด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงมีลักษณะเช่นเดียวกับการวางหม้อแปลงขนานกับตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_r) ในหัวข้อที่ 2.8.1 แต่ผลการสะท้อนมายังด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงนี้ส่งผลกับตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_r) ด้วยทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงตามค่าอัตราส่วนของหม้อแปลง นั่นคือ หากความถี่เรโซแนนซ์เดิมมีค่าเท่ากับ 300 kHz (ไม่มีหม้อแปลงหรือใช้หม้อแปลงอัตราส่วน 1:1) ความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่าประมาณ 150 kHz เมื่อใช้อัตราส่วนของหม้อแปลงเป็น 1:2 อาจทำให้ขนาดแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ลดลง แม้จะถูกขยายด้วยอัตราส่วนของหม้อแปลงแล้วก็ตาม ส่งผลให้พฤติกรรมของการควบคุมการสวิตช์ต้องมีการเปลี่ยนแปลงทุกครั้งที่มีการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนของหม้อแปลง อีกทั้งต้องเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_r) ทุกครั้งที่มีการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนของหม้อแปลง

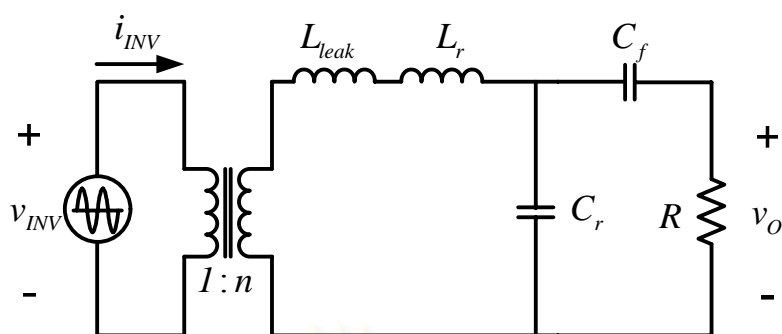


รูปที่ 2.19 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ เมื่อวางหม้อแปลงหลังตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์



รูปที่ 2.20 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ ($\hat{v}_O(s)/\hat{v}_{INV}(s)$)
เมื่อวางหม้อแปลงหลังตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ ที่อัตราส่วนหม้อแปลงค่าต่างๆ

2.8.3) การวางหม้อแปลงไว้ที่ด้านเข้าของวงจรโหนด การวางหม้อแปลงไว้ที่ตำแหน่งนี้จะไม่สร้างปัญหาความถี่เรโซแนนซ์ 2 จุด เพราะ ค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง (Leakage Inductance, L_{leak}) จะไปรวมกับค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (L_r) และไม่สร้างปัญหาการแปลงค่าของตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_r) ที่สะท้อนมายังด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง เพราะหม้อแปลงที่อยู่ในตำแหน่งนี้ทำหน้าที่ขยายแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมจากวงจรสวิตช์ก่อนเข้าวงจรโหนดด้วยอัตราส่วนหม้อแปลง ทำให้ไม่ส่งผลกระทบต่อวงจรโหนด ซึ่งเป็นรูปแบบวงจรที่เหมาะสมกับการนำมาใช้กับเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าเพราะทำให้ไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงพฤติกรรมกรรมการควบคุมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนของหม้อแปลง และเป็นวิธีที่เลือกใช้ในวิทยานิพนธ์นี้



รูปที่ 2.21 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์เมื่อวางหม้อแปลงไว้ที่ด้านเข้าของวงจรโหลด

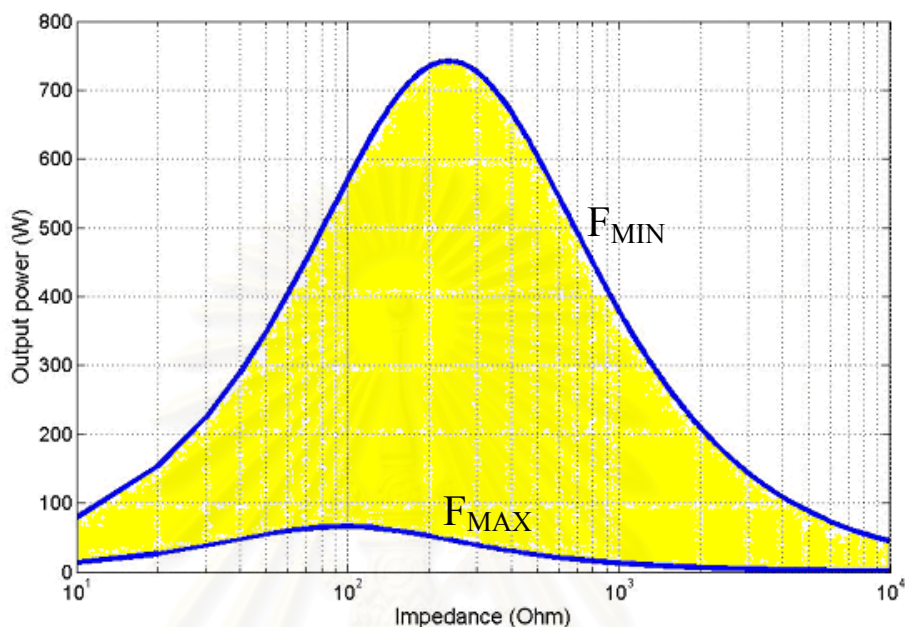
2.9 การควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์

เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าต้องรองรับช่วงการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของโหลดที่กว้างและเร็ว นอกจากนั้นยังต้องสามารถเปลี่ยนแปลงค่าการควบคุมกำลัง (p^*) หรือค่าการจำกัดแรงดันตามความต้องการของแพทย์ด้วย ($v_{Op_LIMIT}^*$) ดังนั้นจึงต้องมีการควบคุมระบบเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าให้ทำงานที่สภาวะต่าง ๆ อย่างถูกต้องและแม่นยำ การควบคุมกำลังออกและแรงดันออกของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้านั้นสามารถทำได้โดยการควบคุมที่วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง เนื่องจากกำลังออกของอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ขึ้นกับความต้านทานโหลดและแรงดันออกของวงจรสวิตช์ ขณะที่แรงดันออกของอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ขึ้นกับความถี่และแรงดันไฟตรงด้านเข้าของวงจรสวิตช์ ดังนั้นการควบคุมกำลังออกหรือแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์จึงทำได้ 2 วิธี ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกัน ดังนี้

2.9.1 การควบคุมความถี่ของอินเวอร์เตอร์ (Frequency control)

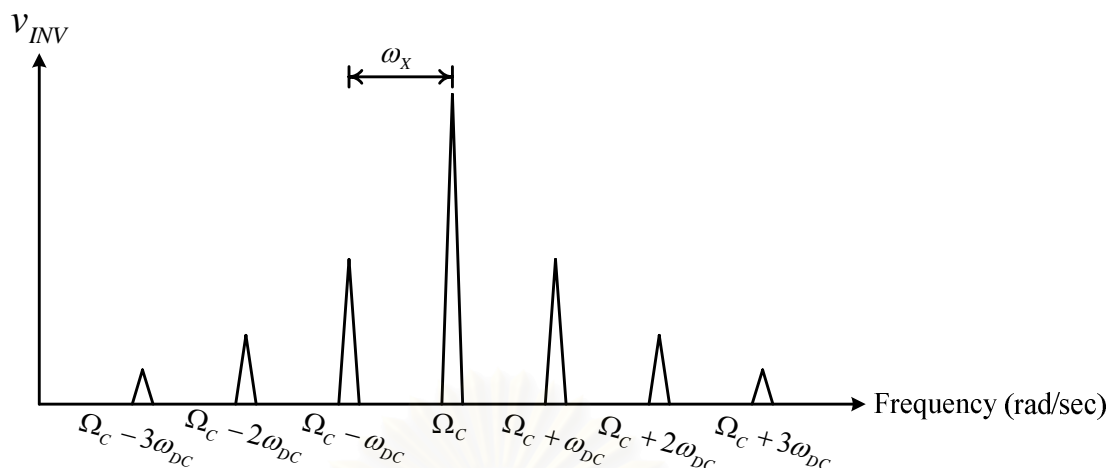
การควบคุมความถี่ของอินเวอร์เตอร์ เป็นการควบคุมที่ความถี่ของการขับนำสวิตช์ทั้งสองของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นวิธีที่สามารถควบคุมแรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ได้รวดเร็ว เนื่องจากสามารถควบคุมได้ทุกลูกคลื่นของแรงดันด้านออก ทำให้สามารถออกแบบตัวควบคุม (Controller) ให้มีภาวะพลวัต หรือช่วงเวลาเข้าที่ (Setting time) ที่สั้นได้ (ต้องพิจารณาร่วมกับตัวประกอบคุณภาพของอินเวอร์เตอร์ Q ด้วย) ดังนั้นการควบคุมประเภทนี้มีข้อดีที่สามารถควบคุมแรงดันด้านออกแทบจะทันทีที่มีการเปลี่ยนแปลงของโหลด แต่มีข้อเสียที่ย่านการควบคุมจะถูกจำกัดด้วยที่ความถี่สูงสุด (F_{MAX}) และความถี่ต่ำสุด (F_{MIN}) ของการสวิตช์ โดยรูปที่ 2.22 แสดงตัวอย่างย่านที่ทำการควบคุมได้ด้วยการควบคุมความถี่ (บริเวณที่ทำการแรงงา) ซึ่งอาจไม่พอเพียงต่อการควบคุมสำหรับย่านการทำงานที่ต้องการให้แรงดัน หรือกำลังด้านออกน้อยมาก (ติดค่าจำกัดความถี่ด้านสูง ซึ่งอาจเป็นข้อจำกัดของวงจรรวมที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณการสวิตช์ หรือข้อจำกัด

ที่วงจรจับนำสวิตช์ ขณะที่ค่าจำกัดความถี่ต่ำมีไว้เพื่อจำกัดกระแสภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่ให้สูงเกินไปจนทำให้อุปกรณ์ในวงจรอินเวอร์เตอร์เสียหาย และเป็นการควบคุมให้ทุกครั้งที่ทำกรจับนำสวิตช์เป็นลักษณะการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์)



รูปที่ 2.22 ความสามารถในการควบคุมกำลังด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ด้วยการควบคุมความถี่การสวิตช์

การควบคุมวงจรด้วยการเปลี่ยนแปลงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ คือ การมอดูเลตความถี่อินเวอร์เตอร์ของแรงดันด้านเข้าวงจรโพล (Frequency modulation) ซึ่งเมื่อแยกองค์ประกอบทางด้านความถี่ของแรงดันด้านเข้าวงจรโพลจะพบว่าจะมีแรงดันที่ความถี่รอบ ๆ ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 2.23 โดยความกว้างของแบนวิทและขนาดแรงดันของแต่ละความถี่ขึ้นกับปริมาณการเปลี่ยนแปลงความถี่ และความเร็วในการเปลี่ยนแปลงความถี่ ดังนั้นหากต้องการเปลี่ยนค่าความถี่อินเวอร์เตอร์ในปริมาณมากเพื่อควบคุมขนาดของแรงดันออกที่จ่ายให้กับเนื้อเยื่อให้มีค่าสูง อาจส่งผลให้แบนวิทของแรงดันออกกว้างจนสร้างแรงดันที่ความถี่ในย่านที่ทำให้เกิดผลต่อเนื้อเยื่อในลักษณะ Faradic effect ซึ่งเส้นประสาทและกล้ามเนื้อรับรู้ถึงกระแสไฟฟ้าผ่านเนื้อเยื่อได้ (กรณีไม่มีตัวเก็บประจุที่ด้านออก) เนื่องจากการมอดูเลตความถี่ของแรงดันด้านเข้าวงจรโพลจะทำให้แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์หรือแรงดันด้านออกวงจรโพลมีการมอดูเลตความถี่ด้วย การต่อตัวเก็บประจุอนุกรมที่ด้านออกจะลดขนาดของกระแสออกหรือแรงดันออกที่ความถี่ต่ำได้ทำให้มีความปลอดภัยต่อผู้ป่วยมากขึ้น ในกรณีที่นำการควบคุมความถี่ของอินเวอร์เตอร์ไปใช้งาน ซึ่งจะแสดงการทดลองผลของตัวเก็บประจุนี้ในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 2.23 แบนวิคท์ของแรงดันด้านเข้าวงจรโพล
(ทำการประมาณที่ความถี่หลักมูล) ที่มีการมอดูเลตความถี่

หมายเหตุ แบนวิคท์ของแรงดันด้านเข้าวงจรโพลในรูปที่ 2.23 เกิดจากการมอดูเลตความถี่ โดยความถี่ที่ทำการมอดูเลต (ω) มีค่าดังสมการที่ (2.4)

$$\omega(t) = \Omega_C + \omega_p \sin(\omega_x t) \quad (2.4)$$

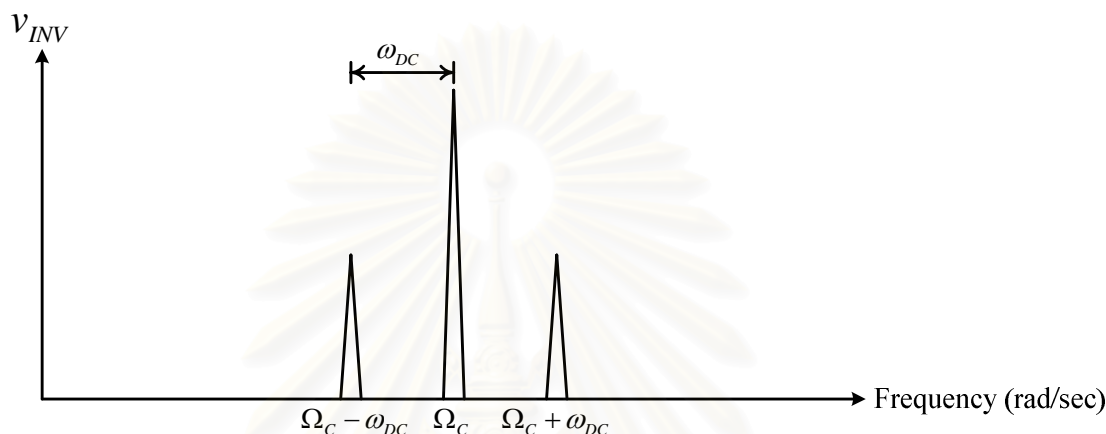
- เมื่อ Ω_C คือ ความถี่การสวิตช์ที่จุดทำงานสงบ
 ω_p คือ ค่ายอดของการเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์
 ω_x คือ ความถี่ของการเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์

2.9.2 การควบคุมแรงดันไฟตรงด้านเข้า (DC bus control)

การควบคุมระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ ทำได้โดยควบคุมแรงดันออกของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงซึ่งเป็นแรงดันเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยทั่วไปวงจรด้านออกวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงเป็นวงจรกรองผ่านต่ำซึ่งมักออกแบบให้มีความถี่หักมุมต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงมาก เพื่อให้ค่าระลอกแรงดันไฟตรงด้านออกมีค่าน้อย ส่งผลให้การควบคุมแรงดันออกของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง ซึ่งเป็นแหล่งพลังงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ทำได้ช้า จนอาจไม่สามารถควบคุมแรงดัน หรือกำลังที่ด้านออกวงจรอินเวอร์เตอร์ได้ทันการเปลี่ยนแปลงของโหลดเนื้อเยื่อ ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงเร็ว

การควบคุมแรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์จะส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าที่ด้านเข้าวงจรโพลมีลักษณะการมอดูเลตค่ายอด (Amplitude modulation) ซึ่งเมื่อแยกองค์ประกอบทางด้าน

ความถี่จะพบว่าจะมีแรงดันที่ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์และความถี่ที่เป็นผลบวกและผลต่างของความถี่การสวิตช์กับความถี่ของการมอดูเลตไฟตรงด้านเข้าอินเวอร์เตอร์ ค่าสูงสุดของความถี่การมอดูเลตนี้อาจไม่สูงนัก เนื่องจากการควบคุมระดับแรงดันไฟตรงที่ด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ทำได้ช้า ทำให้แบนวิดท์ของแรงดันด้านเข้าวงจร โหลดแคบและมีศูนย์กลางที่ความถี่การสวิตช์ ดังรูปที่ 2.25 ส่งผลให้แบนวิดท์ของแรงดันด้านออกแคบด้วย



รูปที่ 2.24 แบนวิดท์ของแรงดันด้านเข้าวงจร โหลด
(ทำการประมาณที่ความถี่หลักมูล) ที่มีการมอดูเลตค่ายอด

หมายเหตุ แบนวิดท์ของแรงดันด้านเข้าวงจร โหลดในรูปที่ 2.24 เกิดจากการมอดูเลตค่ายอด โดยแรงดันไฟตรงด้านเข้าอินเวอร์เตอร์ที่ทำการมอดูเลต (v_{DC}) มีค่าดังสมการที่ (2.4)

$$v_{DC}(t) = V_{DC} + \hat{v}_{dep} \sin(\omega_{DC}t) \quad (2.4)$$

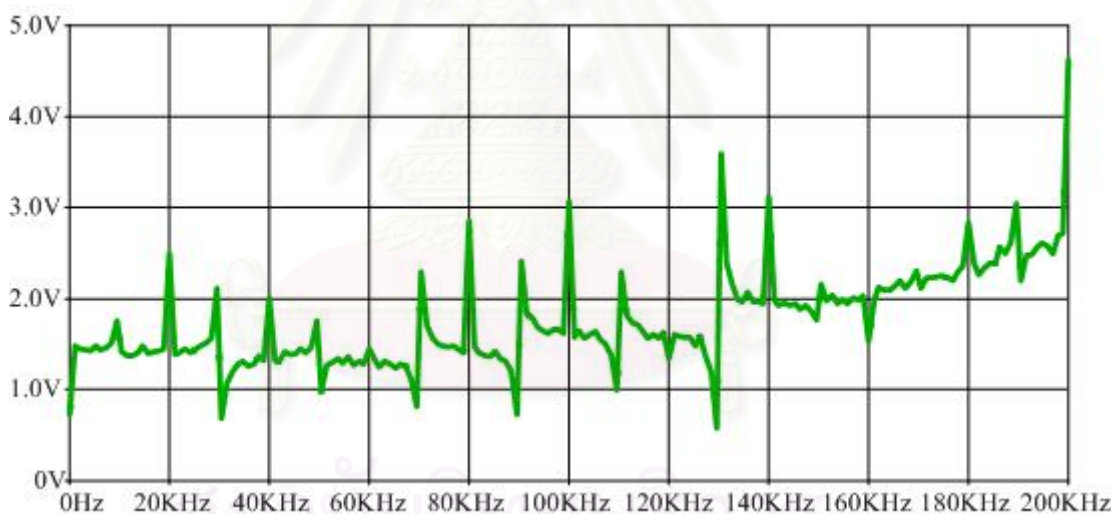
- เมื่อ V_{DC} คือ ค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ที่จุดทำงานสงบ
 \hat{v}_{dep} คือ ค่ายอดของการมอดูเลตแรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์
 ω_{DC} คือ ความถี่ของการมอดูเลตแรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์

การควบคุมทั้ง 2 วิธีมีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกัน ซึ่งเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้านั้นต้องการการควบคุมที่เร็วแบบการควบคุมความถี่การสวิตช์ และต้องการการควบคุมในย่านที่กว้างแบบการควบคุมแรงดันไฟตรงด้านเข้าอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับการตัดจี้ด้วยไฟฟ้าควรใช้การควบคุมทั้ง 2 ประเภทร่วมกันเพื่อให้ได้ลักษณะการควบคุมผลตอบที่ดีที่สุด

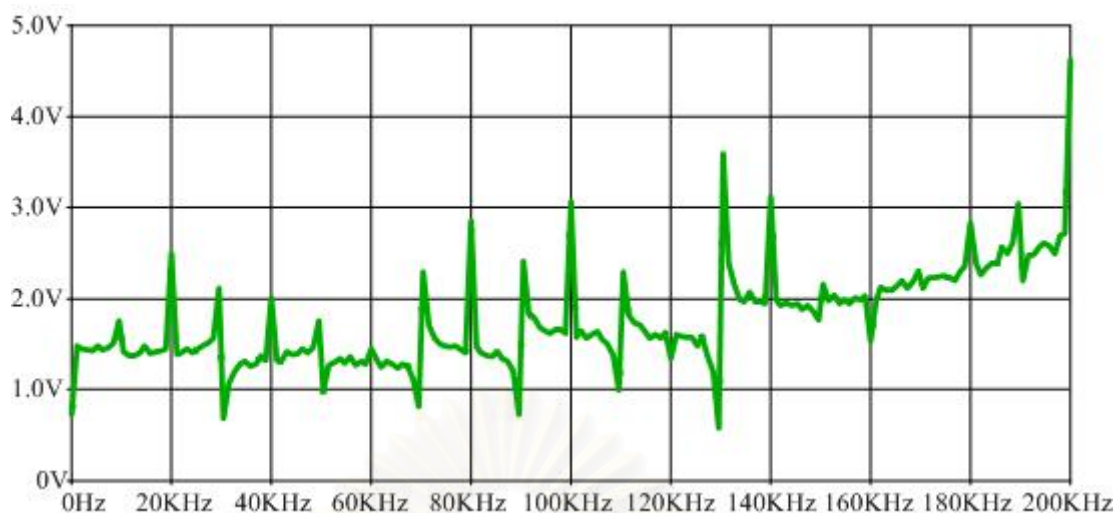
2.10 ผลของตัวเก็บประจุที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์

การต่อตัวเก็บประจุที่ด้านออกของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้านั้น เป็นข้อกำหนดหนึ่งของมาตรฐานทางด้านความปลอดภัยที่ต้องปฏิบัติตาม ซึ่งตัวเก็บประจุนี้ทำหน้าที่กรองแรงดันไฟฟ้าความถี่ต่ำที่ด้านออกก่อน ไปถึงเนื้อเยื่อ เพื่อลดปริมาณไฟฟ้าในย่านความถี่ที่อาจทำให้เกิดการกระตุ่นเส้นประสาทและกล้ามเนื้อ ทำให้เป็นผลดีกับวิธีการควบคุมด้วยความถี่การสวิตช์ เนื่องจากการควบคุมด้วยความถี่อาจทำให้ย่านความถี่ของแรงดันด้านออกกว้างจนเสี่ยงต่อการกระตุ่นของกระแสไฟฟ้าต่อเนื้อเยื่อ ซึ่งตัวเก็บประจุนี้จะช่วยลดปริมาณแรงดันที่ความถี่ต่ำ ในหัวข้อนี้จะทำการทดสอบผลของการใช้ตัวเก็บประจุที่ด้านออก โดยทำการจำลองวงจรโพลที่มีค่า $L_r = 28 \mu H$, $C_r = 11 nF$, $C_f = 5 nF$ และแรงดันด้านเข้าวงจรโพล (v_{INV}) มีการมอดูเลตความถี่ ได้ผลการทดสอบดังรูปที่ 2.25 และ รูปที่ 2.26

หมายเหตุ $\omega_c = 2.513 \text{ Mrad/sec}$ (= 400 kHz), $\square\omega = 628 \text{ krad/sec}$ (= 100 kHz), $\omega_x = 62.8 \text{ rad/sec}$ (= 10 kHz)

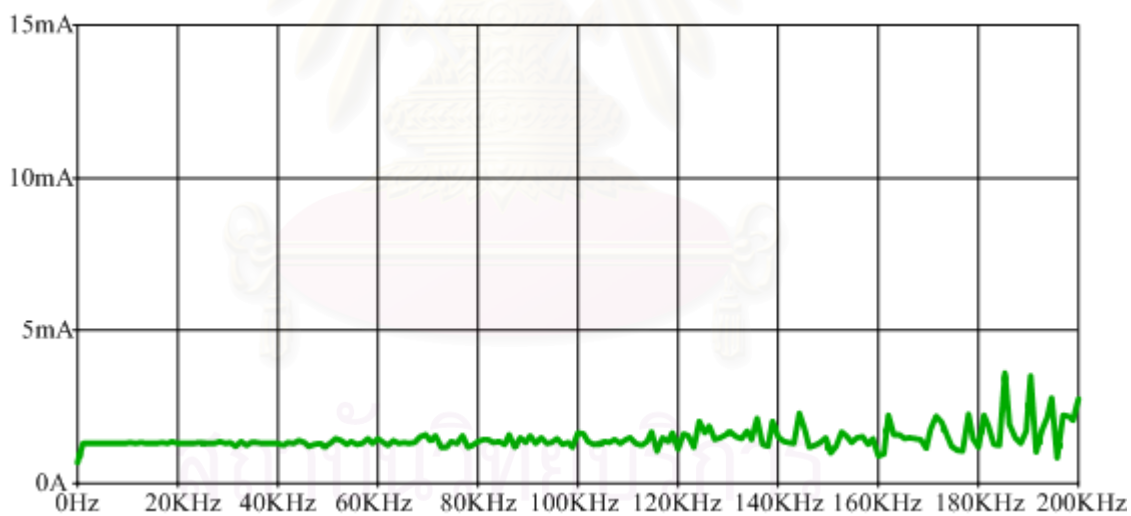


รูปที่ 2.25 ก. การทดสอบเมื่อมีตัวเก็บประจุที่ด้านออก

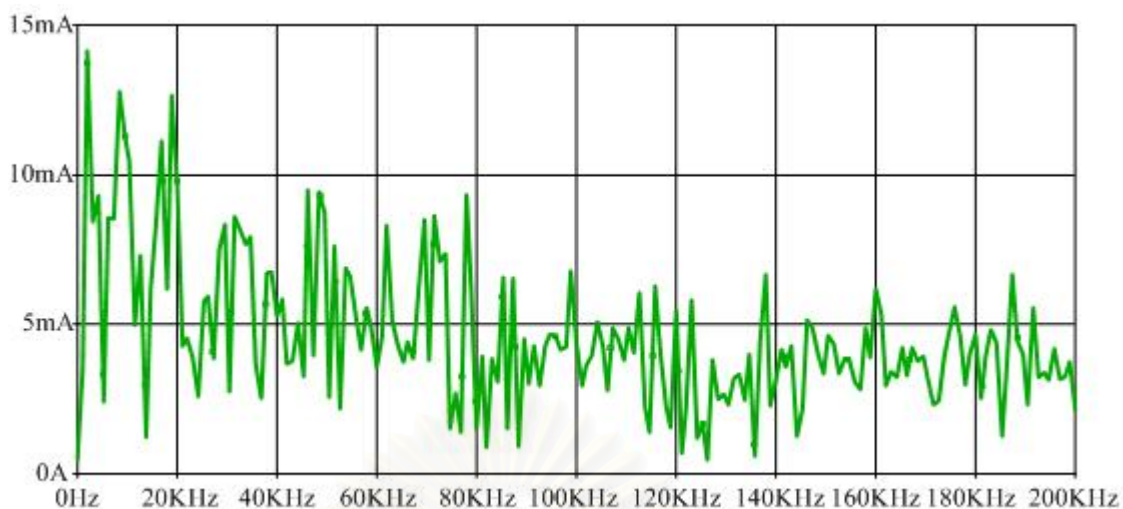


รูปที่ 2.25 ข. การทดสอบเมื่อไม่มีตัวเก็บประจุที่ด้านออก

รูปที่ 2.25 องค์ประกอบด้านความถี่ต่ำของแรงดันด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์
ที่ความต้านทานโหลด (R) = $10k\Omega$



รูปที่ 2.26 ก. การทดสอบเมื่อมีตัวเก็บประจุที่ด้านออก



รูปที่ 2.26 ข. การทดสอบเมื่อไม่มีตัวเก็บประจุที่ด้านออก

รูปที่ 2.26 องค์ประกอบด้านความถี่ต่ำของกระแสออกของวงจรอินเวอร์เตอร์
ที่ความต้านทานโหลด (R) = 1Ω

จากผลการทดลองในรูปที่ 2.25 และ 2.26 จะพบว่าที่ความต้านทานโหลดมีค่าต่ำตัวเก็บประจุอนุกรมที่ด้านออก (C_f) จะช่วยลดปริมาณกระแสหรือแรงดันที่ความถี่ต่ำได้มาก ซึ่งกระแสหรือแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่ต่ำนี้อาจทำให้เกิดการกระตุ่นเส้นประสาทหรือกล้ามเนื้อในบริเวณที่ทำการตัดจี้ด้วยไฟฟ้า ดังนั้นการควบคุมเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสามารถใช้ในการควบคุมความถี่อินเวอร์เตอร์ได้ เมื่ออินเวอร์เตอร์มีตัวเก็บประจุอนุกรมที่ด้านออก

หมายเหตุ จากการจำลองข้างต้นเมื่อพิจารณาการทำงานในย่านความต้านทานโหลดช่วงใช้งาน (10Ω - $2\text{ k}\Omega$) จะพบว่าแบนวิดท์การกรองต่ำของกระแสหรือแรงดันด้านออกอยู่ที่ความถี่ประมาณ 15 kHz ที่โหลด $2\text{ k}\Omega$ และ 220 kHz ที่โหลด 10Ω

บทที่ 3

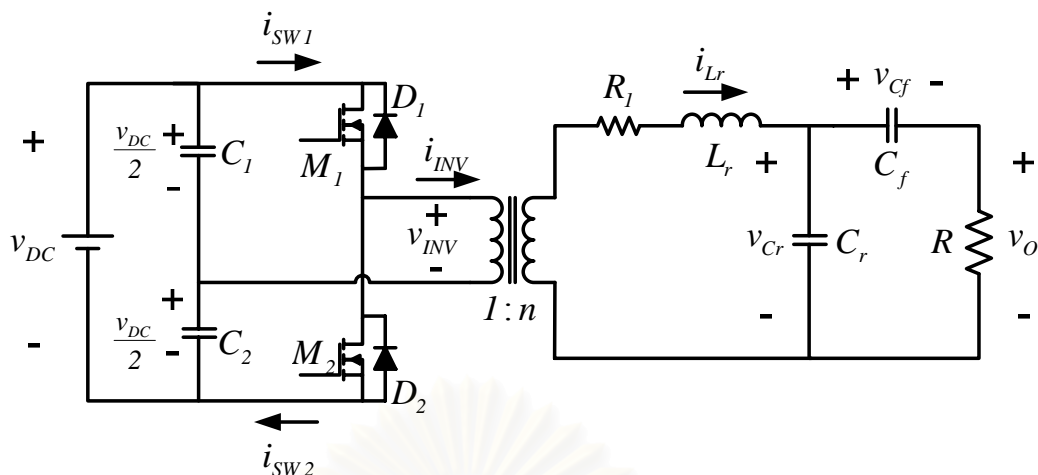
การหาแบบจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์

บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์หาแบบจำลองของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นวงจรหลักในการสร้างกำลังไฟฟ้าความถี่สูงของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า โดยจะกล่าวถึงการคำนวณแบบจำลองวงจรโดยการประมาณสัญญาณด้วยความถี่หลักมูล (Fundamental approximation) และใช้ทฤษฎีวงจร (Circuit theorems) สร้างสมการปริภูมิสถานะ (State equation) และสมการสัญญาณด้านออก (Output equation) นำไปสู่การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์นี้จะช่วยให้เข้าใจถึงพฤติกรรมของวงจรและตัวแปรที่มีผลต่อผลตอบในสถานะชั่วคราวของแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงที่ด้านออก ซึ่งจะถูกนำไปใช้ออกแบบตัวควบคุมของวงรรอบการควบคุมในบทที่ 4 และใช้หาค่าอิมพีแดนซ์ที่ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (Inverter Input Impedance) ซึ่งจะเป็ น โหลดของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง ที่เป็นแหล่งแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์

3.1 การวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์

ขั้นตอนในการหาแบบจำลองวงจรทางคณิตศาสตร์ของอินเวอร์เตอร์นั้น มีขั้นตอนคล้ายการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบเรโซแนนซ์ในเอกสารอ้างอิงหมายเลข [6] แต่แตกต่างที่ลักษณะโครงสร้างของวงจร โดยในวิทยานิพนธ์นี้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงของวงจรเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้ามีลักษณะเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมโหลดขนาน โดยมีการแยกโคดทางไฟฟ้าด้วยหม้อแปลงความถี่สูงและมีตัวเก็บประจุที่ด้านออก ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งมีขั้นตอนดำเนินการเพื่อนำไปสู่การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ 6 ขั้นตอน ดังนี้

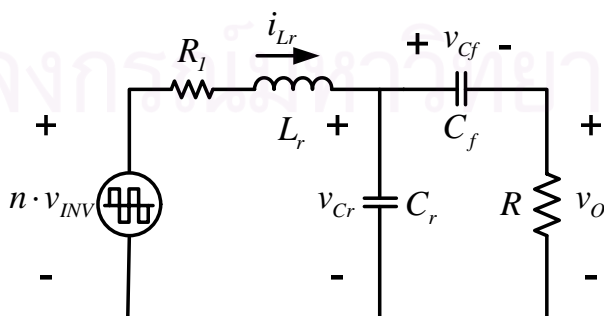


รูปที่ 3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งกำเนิดไฟฟ้าความถี่สูงให้กับเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า

หมายเหตุ R_l คือ ค่าความต้านทานที่แทนความสูญเสียของหม้อแปลงรวมทั้งตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ และตั้งแต่บทที่ 3 เป็นต้นไปจะใช้ตัวแปร L_r แทนค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ที่รวมกับค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง

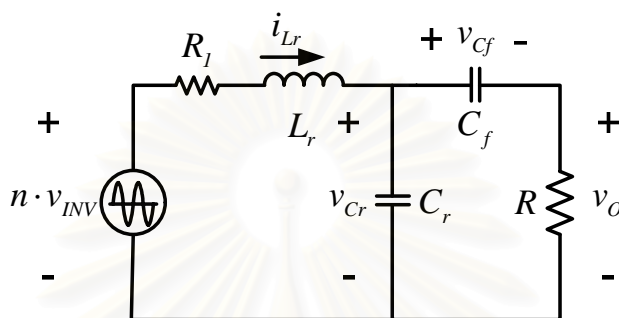
3.1.1 การเฉลี่ยสวิตช์หรือการเฉลี่ยวงจร (Switch averaging or circuit averaging) คือ การประมาณวงจรสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์และแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง ให้เป็นแหล่งแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ที่มีขนาดแปรผันตามระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าอินเวอร์เตอร์ และมีค่าความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งได้อธิบายไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.6 และเมื่อทำการเฉลี่ยวงจรจะได้วงจรดังรูปที่ 3.2

หมายเหตุ ความสัมพันธ์ระหว่าง v_{INV} กับแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (v_{DC}) และความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (ω) เป็นดังสมการที่ 2.2



รูปที่ 3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการเฉลี่ยสวิตช์

3.1.2 การประมาณที่ความถี่หลักมูล (Fundamental approximation) คือ การประมาณแรงดันด้านเข้าวงจรโพลด (v_{INV}) ด้วยฟังก์ชันไซน์ที่ความถี่หลักมูลของความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งได้อธิบายหลักเหตุผลไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.6 เมื่อใช้การประมาณแรงดันเข้าของวงจรโพลดด้วยแรงดัน ไซน์ที่ความถี่หลักมูลกับวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ทำการเปลี่ยนสวิตช์ในรูปที่ 3.2 แล้วจะได้วงจรดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนสวิตช์และประมาณที่ความถี่หลักมูล

หมายเหตุ ค่ากระแสหรือแรงดัน ณ อุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ทำการเปลี่ยนสวิตช์และประมาณที่ความถี่หลักมูล สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันในรูปทั่วไปได้ ดังนี้

$$i(t) = i_1(t) \sin(\theta(t)) + i_2(t) \cos(\theta(t)) \quad (3.1)$$

$$v(t) = v_1(t) \sin(\theta(t)) + v_2(t) \cos(\theta(t)) \quad (3.2)$$

$$\text{โดย } \theta(t) = \int \omega(t) dt$$

3.1.3 การวิเคราะห์วงจร (Circuit analysis) คือ การวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนสวิตช์และประมาณที่ความถี่หลักมูลดังรูปที่ 3.3 ด้วยทฤษฎีวงจร (Circuit theorems) ได้แก่ Kirchoff's voltage law (KVL) และ Kirchoff's current law (KCL) เพื่อให้ได้สมการสถานะ (State equations) ซึ่งอยู่ในรูปของตัวแปรสถานะ (State variables) ได้แก่ กระแสของตัวเหนี่ยวนำ (i_{L_r}) แรงดันของตัวเก็บประจุ (v_{C_r}) และแรงดันของตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่กรองผ่านสูงด้านออก (v_{C_f}) ดังสมการที่ (3.3) ถึง (3.5) และสมการของตัวแปรด้านออก (Output equations) ซึ่งเป็นสมการที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออก (v_o) และตัวแปรสถานะ (State variables) (สมการที่ (3.6))

$$\dot{i}_{Lr} = \frac{-R_l}{L_r} i_{Lr} + \frac{-I}{L_r} v_{Cr} + \frac{I}{L_r} n \cdot v_{INV} \quad (3.3)$$

$$\dot{v}_{Cr} = \frac{I}{C_r} i_{Lr} + \frac{-I}{C_r R} (v_{Cr} - v_{Cf}) \quad (3.4)$$

$$\dot{v}_{Cf} = \frac{I}{C_f R} (v_{Cr} - v_{Cf}) \quad (3.5)$$

$$v_o = v_{Cr} - v_{Cf} \quad (3.6)$$

เมื่อแทนกระแสหรือแรงดันของตัวแปรสถานะและตัวแปรด้านออกในสมการที่ (3.3) ถึง (3.6) ด้วยรูปทั่วไปของกระแสและแรงดัน (สมการที่ (3.1) และ (3.2)) และแทนแรงดัน v_{INV} ด้วยสมการที่ 2.2 จะได้ดังสมการที่ (3.7) ถึง (3.10)

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{i}_{Lr1} \sin(\theta(t)) + \omega i_{Lr1} \cos(\theta(t)) \\ + \dot{i}_{Lr2} \cos(\theta(t)) - \omega i_{Lr2} \sin(\theta(t)) \end{pmatrix} &= \frac{-R_l}{L_r} \begin{pmatrix} i_{Lr1} \sin(\theta(t)) \\ + i_{Lr2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} + \frac{-I}{L_r} \begin{pmatrix} v_{Cr1} \sin(\theta(t)) \\ + v_{Cr2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} \\ &+ \frac{n}{L_r} \frac{2}{\pi} v_{DC} \sin(\theta(t)) \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{v}_{Cr1} \sin(\theta(t)) + \omega v_{Cr1} \cos(\theta(t)) \\ + \dot{v}_{Cr2} \cos(\theta(t)) - \omega v_{Cr2} \sin(\theta(t)) \end{pmatrix} &= \frac{I}{C_r} \begin{pmatrix} i_{Lr1} \sin(\theta(t)) \\ + i_{Lr2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} + \frac{-I}{C_r R} \begin{pmatrix} v_{Cr1} \sin(\theta(t)) \\ + v_{Cr2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} \\ &+ \frac{I}{C_r R} \begin{pmatrix} v_{Cf1} \sin(\theta(t)) \\ + v_{Cf2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{v}_{Cf1} \sin(\theta(t)) + \omega v_{Cf1} \cos(\theta(t)) \\ + \dot{v}_{Cf2} \cos(\theta(t)) - \omega v_{Cf2} \sin(\theta(t)) \end{pmatrix} &= \frac{I}{C_f R} \left(\begin{pmatrix} v_{Cr1} \sin(\theta(t)) \\ + v_{Cr2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_{Cf1} \sin(\theta(t)) \\ + v_{Cf2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} \right) \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} v_{o1} \sin(\theta(t)) \\ + v_{o2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} v_{Cr1} \sin(\theta(t)) \\ + v_{Cr2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_{Cf1} \sin(\theta(t)) \\ + v_{Cf2} \cos(\theta(t)) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.10)$$

หมายเหตุ $i(t) = i_1 \sin(\theta(t)) + \omega i_1 \cos(\theta(t)) + i_2 \cos(\theta(t)) - \omega i_2 \sin(\theta(t))$

$$\dot{v}(t) = \dot{v}_1 \sin(\theta(t)) + \omega \dot{v}_1 \cos(\theta(t)) + \dot{v}_2 \cos(\theta(t)) - \omega \dot{v}_2 \sin(\theta(t))$$

$$\text{โดย } \frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\int \omega(t) dt \right) = \omega(t)$$

ในสมการที่ (3.7) ถึง (3.10) จะประกอบด้วยฟังก์ชัน Sine และ Cosine ที่ความถี่หลักมูลซึ่งกรณีการเปลี่ยนแปลงช้ากว่าความถี่อินเวอร์เตอร์มาก สามารถประมาณว่าในหนึ่งคาบของกระแสหรือแรงดันในวงจรถินเวอร์เตอร์แทบไม่มีการเปลี่ยนแปลงหรือเปลี่ยนแปลงน้อยมากจนละเลยได้ ซึ่งทำให้ Inner product ของฟังก์ชัน Cosine และ Sine มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นในทางคณิตศาสตร์ฟังก์ชัน 2 ฟังก์ชันนี้เป็นเวกเตอร์ที่ตั้งฉากกัน (Orthogonal vector) นั่นคือฟังก์ชันทั้งสองเป็นฟังก์ชันที่ไม่สัมพันธ์กัน ทำให้ในแต่ละสมการของสมการที่ (3.7) ถึง (3.10) สามารถแยกเป็น 2 สมการย่อย คือ สมการสัมพันธ์หน้าฟังก์ชัน Sine และสมการสัมพันธ์หน้าฟังก์ชัน Cosine ดังนี้

$$i_{Lr1} = \frac{-R_l}{L_r} i_{Lr1} + \omega i_{Lr2} + \frac{-1}{L_r} v_{Cr1} + \frac{n}{L_r} \frac{2}{\pi} v_{DC} \quad (3.7.1)$$

$$i_{Lr2} = -\omega i_{Lr1} + \frac{-R_l}{L_1} i_{Lr2} + \frac{-1}{L_1} v_{Cr2} \quad (3.7.2)$$

$$\dot{v}_{Cr1} = \frac{1}{C_r} i_{Lr1} + \frac{-1}{C_r R} v_{Cr1} + \omega v_{Cr2} + \frac{1}{C_r R} v_{Cf1} \quad (3.8.1)$$

$$\dot{v}_{Cr2} = \frac{1}{C_r} i_{Lr2} - \omega v_{Cr1} + \frac{-1}{C_r R} v_{Cr2} + \frac{1}{C_r R} v_{Cf2} \quad (3.8.2)$$

$$\dot{v}_{Cf1} = \frac{1}{C_f R} v_{Cr1} + \frac{-1}{C_f R} v_{Cf1} + \omega v_{Cf2} \quad (3.9.1)$$

$$\dot{v}_{Cf2} = \frac{1}{C_f R} v_{Cr2} - \omega v_{Cr1} + \frac{-1}{C_f R} v_{Cf2} \quad (3.9.2)$$

$$v_{O1} = v_{Cr1} - v_{Cf1} \quad (3.10.1)$$

$$v_{O2} = v_{Cr2} - v_{Cf2} \quad (3.10.2)$$

หมายเหตุ สมการของสัมพันธ์หน้าฟังก์ชัน Sine จะใช้ชื่อสมการย่อย 1 เช่น สมการของสัมพันธ์หน้าฟังก์ชัน Sine ของสมการที่ (3.7) คือสมการที่ (3.7.1) และสมการของสัมพันธ์

หน้าฟังก์ชัน Cosine จะใช้ชื่อสมการย่อย 2 เช่น สมการของสัมประสิทธิ์หน้าฟังก์ชัน Cosine ของสมการที่ (3.7) คือสมการที่ (3.7.2)

3.1.4 การวิเคราะห์สัญญาณสำหรับการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กและการประมาณให้เป็นสมการเชิงเส้น (Perturbation and Linearization) คือ การแยกพิจารณาระหว่างกระแสหรือแรงดันที่สภาวะอยู่ตัว กับกระแสหรือแรงดันส่วนที่เป็นการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กรอบๆจุดทำงานที่สภาวะอยู่ตัวนั้น เพื่อนำไปสู่การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่บอกพฤติกรรมของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุม ซึ่งจำเป็นต่อการนำไปใช้ออกแบบตัวควบคุมของวงรอบการควบคุมในบดถัดไป โดยในขั้นตอนนี้จะเกิดเหตุการณ์ที่มีบางพจน์ในสมการสัญญาณขนาดเล็กเป็นผลคูณระหว่างสัญญาณขนาดเล็กของตัวแปรสถานะกับสัญญาณขนาดเล็กของตัวแปรควบคุม (ω หรือ v_{DC}) ทำให้เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นขึ้น แต่สามารถละเลยพจน์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นนี้ได้โดยอาศัยการประมาณให้พจน์ที่ทำให้เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับพจน์อื่นในสมการเดียวกัน ทำให้สมการสถานะของสัญญาณขนาดเล็กมีลักษณะเชิงเส้นได้

สมการสถานะและสมการด้านออกที่สภาวะอยู่ตัวแสดงได้ดังสมการที่ (3.11L) ถึง (3.14L) (ซึ่งแต่ละสมการมีสมการย่อย 2 สมการ) และสมการสถานะและสมการด้านออกของสัญญาณขนาดเล็กแสดงได้ดังสมการที่ (3.11S) ถึง (3.14S) (ซึ่งแต่ละสมการมีสมการย่อย 2 สมการ)

$$0 = \frac{-R_l}{L_r} I_{Lr1} + \Omega I_{Lr2} + \frac{-I}{L_r} V_{Cr1} + \frac{n}{L_r} \frac{2}{\pi} V_{DC} \quad (3.11L.1)$$

$$0 = -\Omega I_{Lr1} + \frac{-R_l}{L_r} I_{Lr2} + \frac{-I}{L_r} V_{Cr2} \quad (3.11L.2)$$

$$0 = \frac{I}{C_r} I_{Lr1} + \frac{-I}{C_r R} V_{Cr1} + \Omega V_{Cr2} + \frac{I}{C_r R} V_{Cf1} \quad (3.12L.1)$$

$$0 = \frac{I}{C_r} I_{Lr2} - \Omega V_{Cr1} + \frac{-I}{C_r R} V_{Cr2} + \frac{I}{C_r R} V_{Cf2} \quad (3.12L.2)$$

$$0 = \frac{I}{C_f R} V_{Cr1} + \frac{-I}{C_f R} V_{Cf1} + \Omega V_{Cf2} \quad (3.13L.1)$$

$$0 = \frac{I}{C_f R} V_{Cr2} - \Omega V_{Cf1} + \frac{-I}{C_f R} V_{Cf2} \quad (3.13L.2)$$

$$V_{O1} = V_{Cr1} - V_{Cf1} \quad (3.14L.1)$$

$$V_{O2} = V_{Cr2} - V_{Cf2} \quad (3.14L.2)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_{lr1} = \frac{-R_l}{L_r} \hat{i}_{lr1} + \Omega \hat{i}_{lr2} + \frac{-1}{L_r} \hat{v}_{cr1} + \frac{n}{L_r} \frac{2}{\pi} \hat{v}_{dc} + I_{Lr2} \hat{\omega} \quad (3.11S.1)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_{lr2} = -\Omega \hat{i}_{lr1} + \frac{-R_l}{L_r} \hat{i}_{lr2} + \frac{-1}{L_r} \hat{v}_{cr2} - I_{Lr1} \hat{\omega} \quad (3.11S.2)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{v}_{cr1} = \frac{1}{C_r} \hat{i}_{lr1} + \frac{-1}{C_r R} \hat{v}_{cr1} + \Omega \hat{v}_{cr2} + \frac{1}{C_r R} \hat{v}_{cf1} + V_{Cr2} \hat{\omega} \quad (3.12S.1)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{v}_{cr2} = \frac{1}{C_r} \hat{i}_{lr2} - \Omega \hat{v}_{cr1} + \frac{-1}{C_r R} \hat{v}_{cr2} + \frac{1}{C_r R} \hat{v}_{cf2} - V_{Cr1} \hat{\omega} \quad (3.12S.2)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{v}_{cf1} = \frac{1}{C_f R} \hat{v}_{cr1} + \frac{-1}{C_f R} \hat{v}_{cf1} + \Omega \hat{v}_{cf2} + V_{Cf2} \hat{\omega} \quad (3.13S.1)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{v}_{cf2} = \frac{1}{C_f R} \hat{v}_{cr2} - \Omega \hat{v}_{cf1} + \frac{-1}{C_f R} \hat{v}_{cf2} - V_{Cf1} \hat{\omega} \quad (3.13S.2)$$

$$\hat{v}_{o1} = \hat{v}_{cr1} - \hat{v}_{cf1} \quad (3.14S.1)$$

$$\hat{v}_{o2} = \hat{v}_{cr2} - \hat{v}_{cf2} \quad (3.14S.2)$$

หมายเหตุ $i_1(t) = I_1 + \hat{i}_1(t)$, $\dot{i}_1(t) = \frac{d}{dt} \hat{i}_1(t)$, $i_2(t) = I_2 + \hat{i}_2(t)$, $\dot{i}_2(t) = \frac{d}{dt} \hat{i}_2(t)$,
 $v_1(t) = V_1 + \hat{v}_1(t)$, $\dot{v}_1(t) = \frac{d}{dt} \hat{v}_1(t)$, $v_2(t) = V_2 + \hat{v}_2(t)$, $\dot{v}_2(t) = \frac{d}{dt} \hat{v}_2(t)$,
 $v_{DC}(t) = V_{DC} + \hat{v}_{dc}(t)$ และ $\omega(t) = \Omega + \hat{\omega}(t)$

สมการที่ (3.11L) ถึง (3.14L) จะถูกใช้ในการหาค่าตัวแปรสถานะและตัวแปรด้านออกที่จุดทำงานสงบเพื่อนำไปใช้หาผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กของตัวแปรสถานะหรือตัวแปรด้านออกในสมการที่ (3.11S) ถึง (3.14S)

3.1.5 การคำนวณค่ายอดของสัญญาณ (Envelope calculation) คือ การพิจารณาเฉพาะค่ายอดของสัญญาณด้านออกของวงจรรีโวลต์ (v_{Op}) เพื่อให้สอดคล้องกับการใช้งานจริงซึ่งเป็นที่ลักษณะการควบคุมที่ค่ายอดของสัญญาณด้านออก โดยเฟสระดับความถี่การสวิตช์จะไม่ถูกนำมาใช้ ค่ายอดของสัญญาณด้านออกสามารถหาได้จากสัมประสิทธิ์หน้าฟังก์ชัน Sine และ Cosine ของสัญญาณด้านออกเอง (v_{O1} และ v_{O2}) ดังสมการที่ (3.15)

$$v_{Op}^2 = v_{O1}^2 + v_{O2}^2 \quad (3.15)$$

จากสมการที่ (3.15) เมื่อทำการวิเคราะห์สำหรับการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็ก และประมาณแบบเชิงเส้น (Perturbation and Linearization) ดังในหัวข้อที่ 3.1.4 จะได้สมการค่ายอดของแรงดันด้านออกที่สภาวะอยู่ตัว ดังสมการที่ (3.16L) และสมการค่ายอดของสัญญาณขนาดเล็กของแรงดันด้านออกดังสมการที่ (3.16S)

$$V_{Op} = \sqrt{V_{O1}^2 + V_{O2}^2} \quad (3.16L)$$

$$\hat{v}_{op} = \frac{V_{O1}}{V_{Op}} \hat{v}_{o1} + \frac{V_{O2}}{V_{Op}} \hat{v}_{o2} \quad (3.16S)$$

จากสมการที่ (3.16S) สามารถจัดรูปสมการใหม่ดังสมการที่ (3.17) ซึ่งเป็นรูปแบบสมการที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขนาดเล็กของตัวแปรด้านออกกับสัญญาณขนาดเล็กของตัวแปรสถานะ ด้วยการแทนความสัมพันธ์ของตัวแปรต่าง ๆ ในสมการที่ (3.14S.1) และ (3.14S.2)

$$\hat{v}_{op} = \frac{V_{O1}}{V_{Op}} \hat{v}_{cr1} + \frac{V_{O2}}{V_{Op}} \hat{v}_{cr2} - \frac{V_{O1}}{V_{Op}} \hat{v}_{cf1} - \frac{V_{O2}}{V_{Op}} \hat{v}_{cf2} \quad (3.17)$$

3.1.6 การหาผลเฉลยสมการอนุพันธ์เพื่อหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของอินเวอร์เตอร์ คือ การหาผลเฉลยของสมการสถานะและสมการด้านออกเพื่อให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ หรือ ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ที่แสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่ายอดแรงดันด้านออก ($\hat{v}_{op}(t)$) ต่อผลการเปลี่ยนแปลงตัวแปรควบคุมซึ่งอาจเป็นแรงดันไฟตรงด้านเข้า ($\hat{v}_{dc}(t)$) หรือความถี่การ

สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ($f(t) = \omega(t)/(2\pi)$) โดยตัวแปรสถานะหรือตัวแปรด้านออกที่สภาวะอยู่ตัวได้จากการหาผลเฉลยของสมการที่ (3.18L) และ (3.19L) (เกิดจากการจัดรูปสมการที่ (3.11L) ถึง (3.14L)) และสัญญาณขนาดเล็กลงของตัวแปรสถานะหรือตัวแปรด้านออกได้จากการหาผลเฉลยของสมการที่ (3.18S) และ (3.19S) (เกิดจากการจัดรูปสมการที่ (3.11S) ถึง (3.13S) และสมการที่ (3.18))

$$0 = A_L X + B_L U \quad (3.18L)$$

$$Y = C_L X + D_L U \quad (3.19L)$$

โดย $X = [I_{Lr1} \ I_{Lr2} \ V_{Cr1} \ V_{Cr2} \ V_{Cf1} \ V_{Cf2}]^T$, $U = V_{DC}$, $Y = \begin{bmatrix} V_{O1} \\ V_{O2} \end{bmatrix}$,

$$A_L = \begin{bmatrix} \frac{-R_l}{L_r} & \Omega & \frac{-1}{L_r} & 0 & 0 & 0 \\ -\Omega & \frac{-R_l}{L_r} & 0 & \frac{-1}{L_r} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_r} & 0 & \frac{-1}{C_r R} & \Omega & \frac{1}{C_r R} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_r} & -\Omega & \frac{-1}{C_r R} & 0 & \frac{1}{C_r R} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f R} & 0 & \frac{-1}{C_f R} & \Omega \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f R} & -\Omega & \frac{-1}{C_f R} \end{bmatrix}, B_L = \begin{bmatrix} \frac{n}{L_r} \frac{2}{\pi} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C_L = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}, D_L = 0 \text{ และ } V_{op} = \sqrt{V_{O1}^2 + V_{O2}^2}$$

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_S \hat{x}(t) + B_S \hat{u}(t) \quad (3.18S)$$

$$\hat{y}(t) = C_S \hat{x}(t) + D_S \hat{u}(t) \quad (3.19S)$$

โดย $\hat{x} = [\hat{i}_{lr1} \ \hat{i}_{lr2} \ \hat{v}_{cr1} \ \hat{v}_{cr2} \ \hat{v}_{cf1} \ \hat{v}_{cf2}]^T$, $\hat{u} = [\hat{v}_{dc} \ f]^T$, $\hat{y}(t) = \hat{v}_{op}$, $A_S = A_L$,

$$B_S = \begin{bmatrix} \frac{n}{L_r} \frac{2}{\pi} & 2\pi I_{Lr2} \\ 0 & -2\pi I_{Lr1} \\ 0 & 2\pi V_{Cr2} \\ 0 & -2\pi V_{Cr1} \\ 0 & 2\pi V_{Cf2} \\ 0 & -2\pi V_{Cf1} \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{V_{o1}}{V_{Op}} & \frac{V_{o2}}{V_{Op}} & \frac{-V_{o1}}{V_{Op}} & \frac{-V_{o2}}{V_{Op}} \end{bmatrix} \text{ และ } D_1 = 0$$

ผลเฉลยจากสมการที่ (3.18L), (3.19L), (3.18S) และ (3.19S) สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.20L) สำหรับผลตอบของตัวแปรสถานะที่สภาวะอยู่ตัว, สมการที่ (3.21L) สำหรับผลตอบของตัวแปรด้านนอกที่สภาวะอยู่ตัว, สมการที่ (3.20S) สำหรับผลตอบเชิงความถี่ของตัวแปรสถานะ และสมการที่ (3.21S) สำหรับผลตอบเชิงความถี่ของตัวแปรด้านนอก

$$X = -A_L^{-1} B_L U \quad (3.20L)$$

$$Y = (C_L A_L^{-1} B_L + D_L) U \quad (3.21L)$$

$$\hat{x}(s) = (sI - A_S)^{-1} B_S \hat{u}(s) \quad (3.20S)$$

$$\hat{y}(s) = (C_S (sI - A_S)^{-1} B_S + D_S) \hat{u}(s) \quad (3.21S)$$

หมายเหตุ I คือ เมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด 6×6

สมการที่ (3.20S) เป็นสมการที่บอกพฤติกรรมการเปลี่ยนแปลงค่ายอดแรงดันด้านนอก ($\hat{v}_{op}(t)$) เมื่อเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุม ($\hat{v}_{dc}(t)$ หรือ $f(t)$) ซึ่งเป็นสมการที่จำเป็นต่อการออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงรอบการควบคุมอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าเพื่อให้เกิดความเป็นระบบ และความถูกต้องต่อการออกแบบ

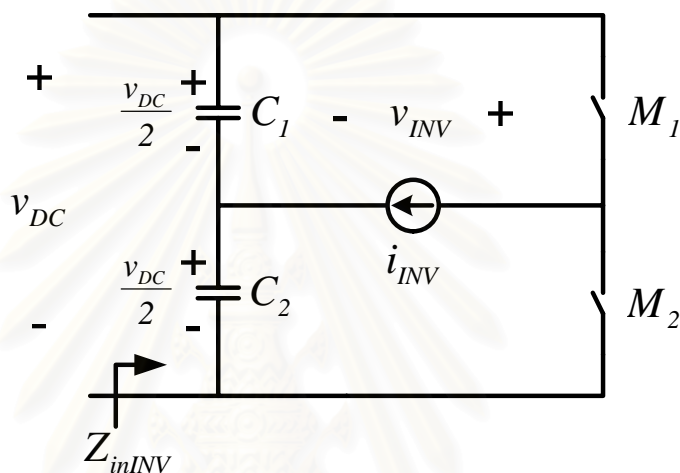
3.2 การหาอิมพีแดนซ์ที่ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์

เนื่องจากวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้ามีพฤติกรรมของวงจรขึ้นกับโหลดของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงเอง หรืออาจเรียกว่าขึ้นกับอิมพีแดนซ์ที่ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (Z_{inINV}) ในหัวข้อนี้จะแสดงวิธีการหา

ค่าอิมพีแดนซ์ที่ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ เพื่อนำไปสู่การศึกษาพฤติกรรมของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง และนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุมระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยมีขั้นตอนดังนี้

3.2.1 ประมวลวงจรไหลของอินเวอร์เตอร์ด้วยแหล่งกระแส

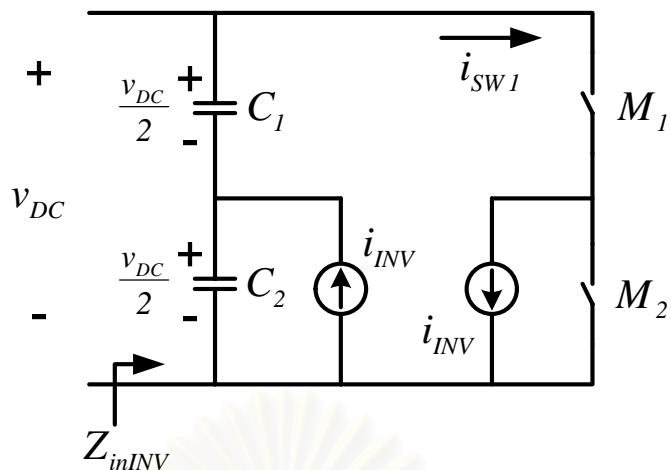
พฤติกรรมของวงจรไหลของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นกึ่งกระแส ทำให้สามารถประมวลวงจรไหลด้วยแหล่งกระแสรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 3.4



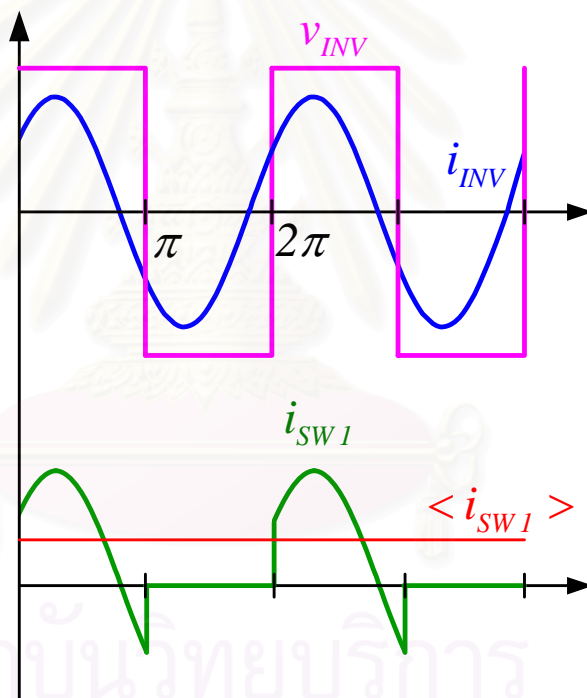
รูปที่ 3.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ประมวลวงจรไหลด้วยแหล่งกระแสรูปคลื่นไซน์

3.2.2 การจัดรูปวงจร

จากทฤษฎีวงจรทำให้สามารถแบ่งแหล่งกระแส i_{INV} ในรูปที่ 3.4 เป็นแหล่งกระแส 2 แหล่ง ดังรูปที่ 3.5 และเนื่องจากการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นลักษณะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (ZVS) ทำให้สวิตช์ทั้ง 2 ชุดของวงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานสวิตช์สลับครั้งคาบการสวิตช์ ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ M_1 (i_{sw1}) จะมีลักษณะรูปคลื่นดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.5 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ทฤษฎีแยกแหล่งกระแสวงจรไหล



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

$$i_{SW1} = \begin{cases} i_{INV} & ; -\frac{\pi}{2} \leq \omega t < \frac{\pi}{2} \\ 0 & ; \frac{\pi}{2} \leq \omega t < \frac{3\pi}{2} \end{cases}$$

รูปที่ 3.6 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ M_1 (i_{SW1})

3.2.3 การเฉลี่ยวงจรวงจร (Circuit averaging)

การเฉลี่ยวงจรวงจร คือ การเฉลี่ยครบคาบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ของกระแสหรือแรงดัน ภายของวงจอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.6 ซึ่งมีความหมายถึง การพิจารณาโหลดกระแสหรือกึ่งกระแส i_{sw1} เฉพาะส่วนที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงที่ความถี่ต่ำ โดยละเลยกระแสที่ความถี่อินเวอร์เตอร์และฮาร์มอนิกส์ คงเหลือไว้เพียงกระแสส่วนไฟตรงและกระแสที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่อินเวอร์เตอร์ เนื่องจากเมื่อพิจารณาอินเวอร์เตอร์ในแง่มุมที่เป็นโหลดของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง ค่ากระแสของโหลดกระแส i_{sw1} ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์และฮาร์มอนิกส์แทบไม่ส่งผลต่อการทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงเลย เพราะที่ด้านออกของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงมีลักษณะเป็นวงจรกรองผ่านต่ำที่มีค่าความถี่หักมุม (Conner frequency) ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงมากเพื่อลดค่าระลอกที่เกิดจากการสวิตช์ในวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง และปกติแล้วความถี่การสวิตช์ของวงจรวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงจะต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ของวงจอินเวอร์เตอร์

การเฉลี่ยวงจรวงจรจะทำให้กึ่งกระแส i_{INV} ที่ต่อขนานกับ C_2 มีค่าเท่ากับศูนย์เนื่องจาก i_{INV} มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ และค่าของโหลดกระแส i_{sw1} ที่ทำการเฉลี่ยครบคาบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าเท่ากับ $\langle i_{sw1} \rangle$ ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (3.21)

$$\langle i_{sw1} \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (i_{INV1} \sin(\omega t) + i_{INV2} \cos(\omega t)) d\omega t = \frac{i_{INV1}}{\pi} \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.21) สามารถจัดให้อยู่ในรูปของสัมประสิทธิ์หน้าพจน์ Sine ของกระแสตัวเหนี่ยวนำ (i_{Lr1}) ดังสมการที่ (3.22)

$$\langle i_{sw1} \rangle = \frac{n}{\pi} i_{Lr1} \quad (3.22)$$

หมายเหตุ ผลการส่งผ่านพลังงานของหม้อแปลงทำให้เกิดความสัมพันธ์ $i_{INV1} = n \cdot i_{Lr1}$

3.2.4 การหาค่าโหลดกระแสอินเวอร์เตอร์

จากการเฉลี่ยวงจรวงจรในหัวข้อ 3.2.3 จะทำให้ละเลยกึ่งกระแส i_{INV} ที่ต่อขนานกับ C_2 ได้ และจากสมการที่ (3.32) พบว่าการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดกระแส $\langle i_{sw1} \rangle$ จะขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์หน้าพจน์ Sine ของของกระแสตัวเหนี่ยวนำ (i_{Lr1}) หรือกล่าวได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของโหลดกระแส $\langle i_{sw1} \rangle$ ต่อการเปลี่ยนแปลงระดับไฟตรงด้านเข้าอินเวอร์เตอร์ (\hat{v}_{dc}) ขึ้นกับ

ฟังก์ชัน $\frac{\hat{i}_{lr1}(s)}{\hat{v}_{dc}(s)}$ ซึ่งสามารถหาได้จากสมการที่ (3.20S) โดยในกรณีที่พฤติกรรมของวงจรแปลงผัน

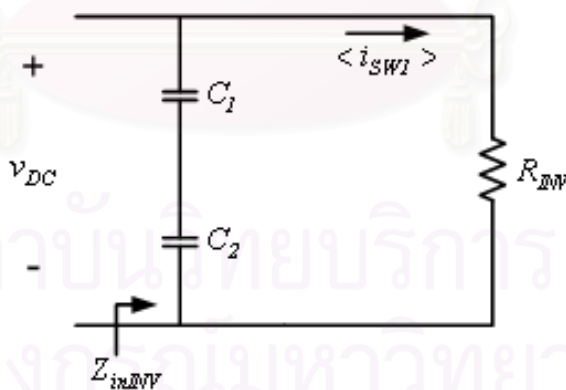
ไฟตรง-ไฟตรงช้ากว่าพฤติกรรมของวงจรอินเวอร์เตอร์มาก หรือความถี่หักมุมของ $\frac{\hat{i}_{lr1}(s)}{\hat{v}_{dc}(s)}$ สูงกว่า

ความถี่หักมุมของวงจรกรองผ่านต่ำที่ด้านออกของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงมาก ทำให้การเปลี่ยนแปลงของค่าโวลตจกระแส $\langle \hat{i}_{sw1} \rangle$ เกิดขึ้นแทบจะทันทีที่มีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าอินเวอร์เตอร์ (สามารถละเลยสภาวะพลวัตของ $\langle \hat{i}_{sw1} \rangle$ ได้) ดังนั้นสามารถประมาณโวลตจกระแส $\langle \hat{i}_{sw1} \rangle$ ด้วยความต้านทาน R_{INV} ดังสมการที่ (3.23)

$$R_{INV} = DCgain\ of\ \left\{ \frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\frac{n}{\pi} \cdot \hat{i}_{lr1}(s)} \right\} = \frac{\pi V_{DC}}{n I_{Lr1}} \quad (3.23)$$

หมายเหตุ จากการคำนวณสมการที่ (3.27) จะพบว่า $DCgain\ of\ \left\{ \frac{\hat{i}_{lr1}(s)}{\hat{v}_{dc}(s)} \right\} = \frac{I_{Lr1}}{V_{DC}}$

จากกรรมวิธีการหาอิมพีแดนซ์ที่ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (Z_{inINV}) ในข้างต้น ทำให้สามารถประมาณวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เป็นโวลตจของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงด้วยตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ที่อนุกรมกัน ขนานกับโวลตจกระแส (R_{SW}) ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลของอิมพีแดนซ์ที่ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์

วงจรสมมูลของอิมพีแดนซ์ที่ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.7 สามารถนำไปใช้ในการวิเคราะห์พฤติกรรมการทำงานหรือแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงได้ เพื่อนำไปสู่การออกแบบและควบคุมวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่มีโวลตจเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

บทที่ 4

วงรอบการควบคุมแบบหยาบและการออกแบบตัวควบคุมของวงจรอินเวอร์เตอร์

บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอการควบคุมวงจรมอเตอร์ที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า ด้วยการใช่วงรอบการควบคุมแบบหยาบ โดยจะกล่าวถึงข้อดี และข้อจำกัดในการใช่วงรอบการควบคุมแบบหยาบ รวมไปถึงการกำหนดคุณสมบัติ และข้อกำหนดของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าเพื่อนำไปสู่ตัวอย่างการออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงรอบการควบคุม โดยจะใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของอินเวอร์เตอร์ในบทที่ 3 เป็นเครื่องมือในการออกแบบ เพื่อให้ได้การออกแบบที่เป็นระบบและมีความถูกต้องแม่นยำมากขึ้น ซึ่งในการควบคุมอินเวอร์เตอร์นี้จะกล่าวถึงเฉพาะการควบคุมผ่านความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากการควบคุมผ่านระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าอินเวอร์เตอร์หรือการควบคุมวงจรมอเตอร์แปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่เป็นแหล่งกำลังของวงจรมอเตอร์นั้นสามารถใช้วิธีวิเคราะห์หาแบบจำลองและออกแบบควบคุมวงจรมอเตอร์แปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน (มีการพิสูจน์แล้วในบทที่ 3 หรือในเอกสารอ้างอิงที่ [12]) ซึ่งมีการวิจัยกันมาแล้วในอดีต ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะไม่นำเสนอการควบคุมวงจรมอเตอร์ผ่านระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้า

4.1 คุณสมบัติและข้อกำหนดของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า

การกำหนดคุณสมบัติของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาจากข้อกำหนดต่าง ๆ ของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าในหัวข้อที่ 2.2 และ ข้อมูลในคู่มือของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าวรุ่น VIO 300D ของบริษัท ERBE โดยกำหนดคุณสมบัติของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าในวิทยานิพนธ์ไว้ดังต่อไปนี้

4.1.1 ช่วงความถี่ของกระแสไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 320 kHz ถึง 520 kHz

4.1.2 เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสามารถรองรับช่วงอิมพีแดนซ์ได้ตั้งแต่ สภาวะลัดวงจร (Short circuit) ไปถึง สภาวะเปิดวงจร (Open circuit) โดยไม่เกิดอันตรายต่อเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า

4.1.3 แรงดันสูงสุดที่สามารถส่งไปถึงเนื้อเยื่อมีค่าเท่ากับ 400 Vpeak

4.1.4 กำลังสูงสุดที่สามารถส่งไปถึงเนื้อเยื่อมีค่าเท่ากับ 300W (มีค่าเท่ากับเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าที่มีขายในท้องตลาด)

4.1.5 ความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัวของการควบคุมกำลัง หรือระดับแรงดันที่ส่งไปสู่ผู้ป้อนมีค่าไม่เกิน 5%

4.1.6 ไม่ทำการควบคุม หรือ จำกัดขนาดกระแสด้านออก

4.1.7 แบ่งช่วงการทำงานเป็น 3 ย่านการทำงาน โดยแบ่งตามช่วงอิมพีแดนซ์ของเนื้อเยื่อ ดังในหัวข้อที่ 2.2.1 ได้แก่

4.1.7.1 ย่านไม่มีการควบคุม เป็นย่านที่เกิดขึ้นในกรณีที่เนื้อเยื่อมีค่าความต้านทานต่ำ และเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าไม่สามารถสร้างพลังงานได้เท่ากับที่ได้ตั้งค่าไว้ ทำให้เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าจะจ่ายพลังงานสูงสุดเท่าที่ทำได้สำหรับโหลดค่านั้น หรือนั่นก็คือเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าจะจ่ายกระแสสูงสุด (สำหรับวิทยานิพนธ์นี้มีค่าประมาณ 4 Arms)

4.1.7.2 ย่านการควบคุมกำลัง เป็นย่านการควบคุมกำลังที่จ่ายไปสู่เนื้อเยื่อให้มีค่าเท่ากับค่ากำลังที่ตั้งไว้ (Power setting value) โดยต้องเป็นค่ากำลังที่เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสามารถสร้างได้ที่สภาวะโหลดนั้นๆ และแรงดันด้านออกมีค่าไม่เกินค่าการจำกัดแรงดัน (Voltage limit) ที่ตั้งไว้

4.1.7.3 ย่านการควบคุมแรงดัน เป็นย่านที่แรงดันออกถูกจำกัดให้มีค่าเท่ากับค่าการจำกัดแรงดันที่ตั้งไว้ ซึ่งเกิดขึ้นในกรณีที่ความต้านทานของเนื้อเยื่อมีค่าสูงกว่าค่าความต้านทานที่ให้ค่ากำลังออกเท่ากับกำลังที่ตั้งไว้ที่แรงดันจำกัด

4.2 วงรอบการควบคุมแบบหาร

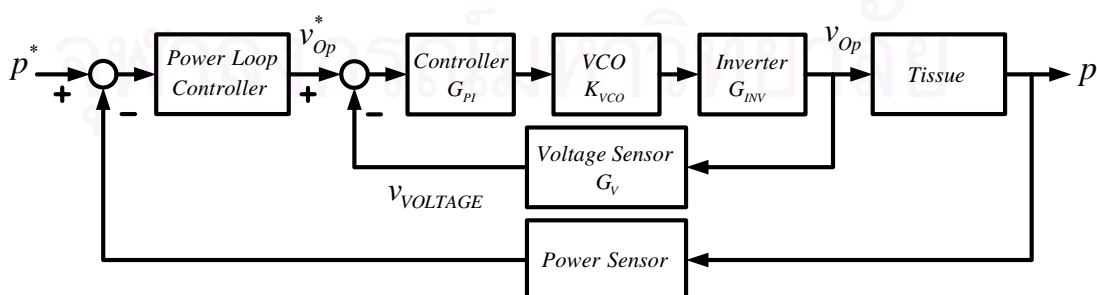
วงรอบการควบคุมตามปกติเป็นวงรอบการควบคุมที่ใช้ผลต่างของสัญญาณการตั้งค่าและสัญญาณป้อนกลับ (ของตัวแปรที่ต้องการควบคุม) เป็นสัญญาณควบคุม การควบคุมประเภทนี้มักใช้ตัวควบคุมในการเพิ่มประสิทธิภาพของการควบคุมเพื่อให้มีเสถียรภาพ และมีความถูกต้องในการควบคุมมากขึ้น แต่การใช้ตัวควบคุมนี้จะทำให้การตอบสนองของการควบคุมช้าลง และเนื่องจากลักษณะโพลของอินเวอร์เตอร์เป็นโพลความต้านทานซึ่งกระแสและแรงดันด้านออกมีค่าเฟสเท่ากัน ทำให้ค่ากำลังด้านออกเท่ากับครึ่งหนึ่งของผลคูณระหว่างค่ายอดของกระแสและแรงดัน ดังนั้น จึงเกิดแนวคิดในการใช้วงรอบการควบคุมแบบหารซึ่งเป็นวงรอบการควบคุมที่ทำการควบคุมแรงดันด้านออกผ่านผลหารระหว่างค่าตั้งกำลังและสัญญาณการป้อนกลับกระแส และเป็นวงรอบการควบคุมที่สามารถลดปริมาณการใช้ตัวควบคุมที่เป็นผลให้ระบบช้าลงได้

วงรอบการควบคุมแบบหาร คือ วงรอบการควบคุมที่ใช้ผลหารระหว่างสัญญาณการตั้งค่าและสัญญาณป้อนกลับ (สัญญาณป้อนกลับเป็นสัญญาณคนละประเภทกับสัญญาณการตั้งค่า) เป็นสัญญาณควบคุมระบบ ซึ่งแตกต่างกับวงรอบการควบคุมปกติที่ใช้ผลต่างระหว่างสัญญาณการตั้งค่าและสัญญาณป้อนกลับ (สัญญาณป้อนกลับเป็นสัญญาณประเภทเดียวกับสัญญาณการตั้งค่า) เช่น

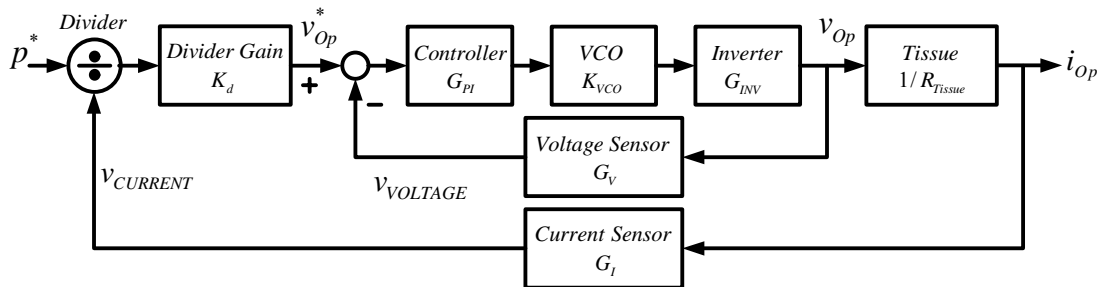
สำหรับการป้อนกลับเพื่อควบคุมแบบปกติ หากต้องการควบคุมแรงดันด้านออกก็จะใช้การป้อนกลับแรงดันด้านออก หรือหากต้องการควบคุมกำลังด้านออกก็จะใช้การป้อนกลับกำลังด้านออกโดยตรง แต่สำหรับการป้อนกลับเพื่อการควบคุมแบบหารจะไม่ใช่การป้อนกลับสัญญาณที่เป็นสัญญาณประเภทเดียวกับสัญญาณที่ต้องการควบคุมโดยตรง แต่จะใช้การป้อนกลับสัญญาณที่มีความสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการควบคุมแทน เช่น หากต้องการควบคุมกำลังด้านออกก็จะใช้การป้อนกลับกระแสด้านออกเพื่อนำมาหารกับสัญญาณการตั้งค่าควบคุมกำลังด้านออก ทำให้ได้สัญญาณควบคุมแรงดันด้านออกไปสั่งงานวงจรการควบคุมแรงดันดังรูปที่ 4.2 แต่หากเป็นวงจรการป้อนกลับแบบปกติจะใช้การป้อนกลับสัญญาณกำลังออกมาเปรียบเทียบกับสัญญาณการตั้งค่าควบคุมกำลังด้านออก และนำสัญญาณที่ได้มาเข้าตัวควบคุมเพื่อปรับแต่งสัญญาณเพื่อส่งไปควบคุมสัญญาณที่สามารถควบคุมวงจรรากกำลังโดยตรง (เช่น สัญญาณควบคุมความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์) หรือส่งไปควบคุมวงจรรวมการควบคุมถัดไป

จากตัวอย่างข้างต้นจะพบว่า สำหรับวงจรรวมการควบคุมแบบปกติ สัญญาณด้านออกของตัวควบคุมสามารถใช้เป็นสัญญาณควบคุมระบบได้เลยเช่นควบคุมแรงดัน หรือควบคุมความถี่การสัญญาณการขับนำสวิตช์ (หากไม่ต้องการควบคุมตัวแปรหรือสัญญาณอื่นแล้ว) แต่สำหรับวงจรรวมการควบคุมแบบหาร สัญญาณที่เป็นผลหารระหว่างสัญญาณการตั้งค่ากับสัญญาณป้อนกลับไม่สามารถนำไปควบคุมความถี่ของสัญญาณการขับนำสวิตช์ได้ เพราะความถี่ของสัญญาณการขับนำสวิตช์ไม่ได้สัมพันธ์โดยตรงกับผลหารระหว่างสัญญาณการตั้งค่า (สัญญาณตั้งค่ากำลัง) และสัญญาณป้อนกลับ (สัญญาณป้อนกลับกระแส) ดังนั้นวงจรรวมการควบคุมแบบหารจึงถูกใช้ควบคู่กับวงจรรวมการควบคุมแบบปกติเพื่อให้สัญญาณผลหารถูกใช้อย่างถูกต้อง

เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าต้องการการควบคุม 2 สัญญาณ คือ สัญญาณแรงดันด้านออก และสัญญาณกำลังด้านออก ดังนั้นไม่ว่าจะใช้การควบคุมแบบใดก็ต้องใช้วงจรรวมการควบคุม 2 วงรอบเช่นกัน (กรณีไม่ทำวงจรรวมการควบคุมตัวแปรสถานะ) คือ วงจรรวมการควบคุมแรงดัน และวงจรรวมการควบคุมกำลังด้านออก



รูปที่ 4.1 แผนภาพบล็อกของวงจรรวมอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบปกติ



รูปที่ 4.2 แผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบหาร

4.3 การวิเคราะห์ห้วงรอบการควบคุมแบบหาร

วงรอบการควบคุมแบบหารดังรูปที่ 4.2 ไม่สามารถวิเคราะห์เสถียรภาพโดยใช้ทฤษฎีควบคุมพื้นฐานได้ เพราะไม่อยู่ในรูปแบบของวงรอบควบคุมทั่วไป ดังนั้นในหัวข้อนี้จะใช้การวิเคราะห์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กเพื่อจัดรูปแผนภาพบล็อกการควบคุมแบบหารให้อยู่ในรูปแบบที่สามารถใช้ทฤษฎีควบคุมพื้นฐานในการวิเคราะห์เสถียรภาพได้

วงจรที่สำคัญวงหนึ่งของวงรอบการควบคุมแบบหาร คือ วงจรหาร (Divider circuit) ซึ่งทำหน้าที่รับสัญญาณป้อนกลับค่าของกระแสด้านออก เพื่อมาหารกับสัญญาณการตั้งค่ากำลังด้านออก และอาจมีการปรับขนาดสัญญาณด้านออกให้มีขนาดใหญ่ขึ้น ดังสมการที่ (4.1)

$$v_{Op}^*(t) = K_d \frac{p^*(t)}{v_{CURRENT}(t)} \quad (4.1)$$

โดย K_d คือ อัตราขยายของวงจรหาร (Scale factor)

p^* คือ สัญญาณการตั้งค่ากำลังด้านออก

v_{Op}^* คือ สัญญาณควบคุมของวงรอบการควบคุมค่าออกแรงดันด้านออก

$v_{CURRENT}$ คือ สัญญาณป้อนกลับกระแส

ขนาดสัญญาณที่ความถี่ต่าง ๆ ของกระแสป้อนกลับจะขึ้นกับอัตราขยายที่สภาวะอยู่ตัวของวงจรป้อนกลับ (DC gain of current sensor) และความเร็วในการป้อนกลับซึ่งขึ้นกับขั้วของวงจรกรองของวงจรป้อนกลับ (Pole of current sensor) ดังนั้นสามารถเขียนฟังก์ชันความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณป้อนกลับกระแส และค่าออกของกระแสด้านออกได้ดังสมการที่ (4.2)

$$v_{CURRENT}(t) = G_I(t) * i_{Op}(t) = K_{IDC} (K_{IFilter}(t) * i_{Op}(t)) \quad (4.2)$$

- โดย K_{IDC} คือ อัตราขยายไฟตรงของวงจรป้อนกลับ
- $K_{IFilter}$ คือ อัตราขยายในส่วนวงจรกรองของวงจรป้อนกลับ ซึ่งเป็นอัตราขยายมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงที่ความถี่สูงกว่าขั้วของวงจรกรอง ขณะที่ที่ความถี่ต่ำกว่าขั้วของวงจรกรองอัตราขยายตัวนี้มีค่าเท่ากับ 1
- i_{Op} คือ ยอดของกระแสด้านออก
- $*$ คือ สัญลักษณ์การ Convolution
- G_I คือ อัตราขยายของวงจรป้อนกลับค่ายอดกระแสด้านออกโดยมีค่าเท่ากับ
- ผลคูณของ K_{IDC} และ $K_{IFilter}$ ($G_I(t) = K_{IDC} \cdot K_{IFilter}(t)$)

เมื่อแทนค่าสัญญาณที่แสดงถึงกระแสป้อนกลับ ($v_{CURRENT}$) ในสมการที่ (4.1) ด้วยความสัมพันธ์ในสมการที่ (4.2) จะได้ว่า

$$v_{Op}^*(t) = \frac{K_d}{K_{IDC}} \cdot \frac{p^*(t)}{K_{IFilter}(t) * i_{Op}(t)} \quad (4.3)$$

สัญญาณต่าง ๆ ในสมการที่ (4.3) สามารถแยกเป็นสัญญาณที่สภาวะอยู่ตัว และสัญญาณขนาดเล็กรอบจุดทำงานที่สภาวะอยู่ตัว (คล้ายกับการทำ Perturbation ในหัวข้อ (3.1.4)) ได้ดังสมการที่ (4.4)

$$V_{Op}^* + \hat{v}_{op}^*(t) = \frac{K_d}{K_{IDC}} \cdot \frac{P^* + \hat{p}^*(t)}{I_{Op} + K_{IFilter}(t) * \hat{i}_{op}(t)} \quad (4.4)$$

คูณสมการ (4.4) ด้วยฟังก์ชัน $\frac{I_{Op} - K_{IFilter}(t) * \hat{i}_{op}(t)}{I_{Op} - K_{IFilter}(t) * \hat{i}_{op}(t)}$ ได้ผลดังสมการที่ (4.5)

$$V_{Op}^* + \hat{v}_{op}^*(t) = \frac{K_d}{K_{IDC}} \cdot \frac{1}{(I_{Op})^2 - (K_{IFilter}(t) * \hat{i}_{op}(t))^2} \begin{bmatrix} P^* I_{Op} \\ -P^* (K_{IFilter}(t) * \hat{i}_{op}(t)) + I_{Op} \hat{p}^*(t) \\ + (K_{IFilter}(t) * \hat{i}_{op}(t)) \cdot \hat{p}^*(t) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

พจน์ที่เกิดจากการคูณระหว่างสัญญาณขนาดเล็ด้วยกันจะประมาณได้ว่ามีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับพจน์อื่นในสมการเดียวกัน (คล้ายกับการทำ Linearization ในหัวข้อ (3.1.4)) ดังนั้นจึงทำ

การละเลยพจน์ที่เป็นการคูณระหว่างสัญญาณขนาดเล็กร่วมกันด้วยการกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0 ทำให้ได้รูปสมการใหม่ดังสมการที่ (4.6)

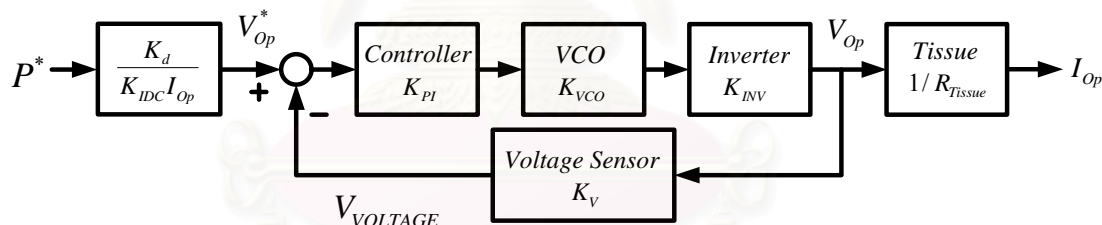
$$V_{Op}^* + \hat{v}_{op}^*(t) = \frac{K_d}{K_{IDC}} \cdot \frac{1}{I_{Op}} \left[P^* + \hat{p}^*(t) - \frac{P^*}{I_{Op}} \left(K_{IFilter}(t) * \hat{i}_{op}(t) \right) \right] \quad (4.6)$$

จากสมการที่ (4.6) จะพบว่าสมการจะประกอบด้วยตัวแปร 2 กลุ่ม คือ

1) กลุ่มสัญญาณขนาดใหญ่ หรือกลุ่มสัญญาณที่สภาวะอยู่ตัว (Large Signal) เป็นกลุ่มที่บอกพฤติกรรมของสัญญาณการควบคุมแรงดันที่สภาวะอยู่ตัวค่าหนึ่ง สมการในส่วนสัญญาณที่สภาวะอยู่ตัวมีรูปแบบดังสมการที่ (4.7)

$$V_{Op}^* = \frac{K_d}{K_{IDC}} \cdot \frac{P^*}{I_{Op}} \quad (4.7)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (4.7) สามารถแสดงในรูปแบบของแผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบหารที่สภาวะอยู่ตัว ได้ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 แผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบหารที่สภาวะอยู่ตัว

จากทฤษฎีการควบคุมสามารถสร้างสมการที่แสดงอัตราขยายของระบบในรูปที่ 4.3 ได้ดังสมการที่ (4.8)

$$\frac{V_{Op}}{P^*} = \frac{K_d}{K_{IDC} \cdot I_{Op}} K_{Vloop} \quad (4.8)$$

โดย K_{Vloop} คือ อัตราขยายไฟตรงของระบบที่ทำการควบคุมค่ายอดแรงดันด้านออก ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างค่ายอดของแรงดันด้านออก และสัญญาณควบคุมค่ายอดแรงดันที่สภาวะอยู่ตัว (V_{Op} / V_{Op}^*) ซึ่งมีค่าดังสมการที่ (4.9)

$$K_{Vloop} = \frac{V_{Op}}{V_{Op}^*} = \frac{K_{PI} K_{VCO} K_{INV}}{1 + K_V K_{PI} K_{VCO} K_{INV}} \quad (4.9)$$

โดย K_{PI} คือ อัตราขยายไฟตรงของตัวควบคุม (Controller gain) ของวงรอบการควบคุมค่า
ยอดแรงดันด้านออก (อัตราขยายที่สภาวะอยู่ตัว)

K_{VCO} คือ อัตราขยายของวงจรแปลงสัญญาณคำสั่งเป็นค่าความถี่การสวิตช์ของ
อินเวอร์เตอร์ (VCO gain)

K_{INV} คือ อัตราขยายไฟตรงของอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอด
แรงดันด้านออกและความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่สภาวะอยู่ตัว

K_V คือ อัตราขยายไฟตรงของวงจรป้อนกลับค่ายอดแรงดันด้านออก

ความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอดแรงดันและกระแสที่ด้านออก จะมีลักษณะเป็นเชิงเส้น
เนื่องจากโหลดของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า คือ เนื้อเยื่อซึ่งมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าคล้ายตัวต้านทานแบบ
เชิงเส้น (Resister) ทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างกำลัง (P), ค่ายอดแรงดัน (v_{Op}) และกระแสที่ด้าน
ออก (i_{Op}) เป็นดังสมการที่ (4.10)

$$P = \frac{1}{2} v_{Op} i_{Op} = \frac{1}{2} \frac{v_{Op}^2}{R_{Tissue}} = \frac{1}{2} R_{Tissue} i_{Op}^2 \quad (4.10)$$

เมื่อใช้การทำ Perturbation and Linearization กับสมการ โหลดที่ด้านออก (สมการที่ (4.10))
จะสามารถคำนวณสมการ โหลดที่สภาวะอยู่ตัว และสมการ โหลดสำหรับสัญญาณขนาดเล็กได้ดัง
สมการที่ (4.11) และ (4.12) ตามลำดับ

$$P = \frac{1}{2} V_{Op} I_{Op} = \frac{1}{2} \frac{V_{Op}^2}{R_{Tissue}} = \frac{1}{2} R_{Tissue} I_{Op}^2 \quad (4.11)$$

$$\hat{P} = \frac{1}{2} (I_{Op} \hat{v}_{op} + V_{Op} \hat{i}_{op}) = I_{Op} \hat{v}_{op} = V_{Op} \hat{i}_{op} \quad (4.12)$$

จากสมการที่ (4.8) และสมการที่ (4.11) สามารถจัดรูปสมการให้เป็นความสัมพันธ์ระหว่าง
กำลังด้านออก (P) และค่าตั้งของสัญญาณด้านออก (P^*) ที่สภาวะอยู่ตัว ดังสมการที่ (4.13)

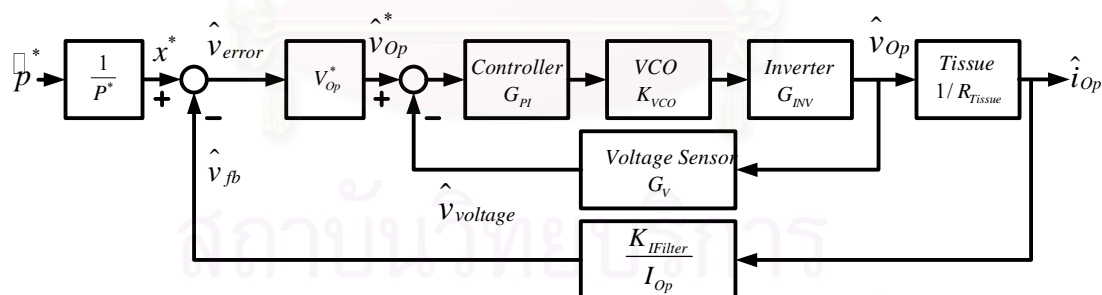
$$\frac{P}{P^*} = \frac{K_d}{2K_{IDC}} K_{Vloop} \quad (4.13)$$

จากสมการที่ (4.13) เมื่อใช้ทฤษฎีของการควบคุมจะพบว่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัว (Steady state error) ของระบบการป้อนกลับแบบหารเพื่อควบคุมกำลังด้านออกเมื่อพิจารณาส่วนไฟตรงจะมีค่าเท่ากับ $\frac{K_d}{2K_{IDC}} \left(\frac{1}{K_V} - K_{Vloop} \right)$ ซึ่งแสดงว่าค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัวของระบบการป้อนกลับแบบหารขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัวของวงรอบการควบคุมค่ายอดแรงดันด้านออก ซึ่งเป็นวงรอบการควบคุมด้านใน

2) กลุ่มสัญญาณขนาดเล็กซึ่งประกอบด้วยสัญญาณขนาดเล็กของตัวแปรควบคุมค่ายอดแรงดันด้านออก (\hat{v}_{op}^*) สัญญาณขนาดเล็กของค่าตั้งกำลังด้านออก (\hat{p}^*) และค่ายอดของกระแสด้านออก (\hat{i}_{op}) โดยเป็นกลุ่มที่บอกพฤติกรรมเชิงพลวัตของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงในระบบ เช่น การเปลี่ยนแปลงของค่าตั้งหรือการเปลี่ยนแปลงโหลด เป็นต้น ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่ทำการควบคุมแบบหารได้ จากสมการที่ (4.6) คำนวณสมการสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก (ละเลยพจน์ที่เป็นผลคูณของสัญญาณขนาดเล็ก) ดังสมการที่ (4.14)

$$\hat{v}_{op}^*(t) = \frac{K_d}{K_{IDC}} \cdot \frac{P^*}{I_{Op}} \left[\frac{\hat{p}^*(t)}{P^*} - \frac{(K_{IFilter}(t) * \hat{i}_{op}(t))}{I_{Op}} \right] \quad (4.14)$$

ความสัมพันธ์ในสมการที่ (4.14) สามารถแสดงในรูปแบบของแผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบหาร ได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบหารสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก

จากทฤษฎีการควบคุมสามารถสร้างสมการที่แสดงอัตราขยายของระบบในรูปที่ 4.4 ได้ดังสมการที่ (4.15)

$$\frac{\hat{i}_{op}(s)}{\left(\frac{\hat{p}(s)}{P^*}\right)} = \frac{V_{Op}^* G_{VLoop}(s) \frac{1}{R_{Tissue}}}{1 + \frac{K_{IFilter}(s)}{I_{Op}} V_{Op}^* G_{VLoop}(s) \frac{1}{R_{Tissue}}} \quad (4.15)$$

โดย $G_{Vloop}(s)$ คือ อัตราขยายของระบบที่ทำการควบคุมค่าออกแรงดันด้านออก ($\frac{\hat{v}_{op}(s)}{\hat{v}_{op}^*(s)}$)

ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (4.16)

$$G_{Vloop}(s) = \frac{\hat{v}_{op}(s)}{\hat{v}_{op}^*(s)} = \frac{G_{PI}(s) K_{VCO} G_{INV}(s)}{1 + G_V(s) G_{PI}(s) K_{VCO} G_{INV}(s)} \quad (4.16)$$

โดย $G_{PI}(s)$ คือ อัตราขยายเชิงความถี่ของตัวควบคุม (Controller) ของวงรอบการควบคุมค่าออกแรงดันด้านออก

$G_{INV}(s)$ คือ อัตราขยายเชิงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างค่าออกแรงดันด้านออกและความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

$G_V(s)$ คือ อัตราขยายเชิงความถี่ของวงจรป้อนกลับค่าออกแรงดันด้านออก

จากสมการที่ (4.16) และสมการที่ (4.12) สามารถจัดรูปสมการให้เป็นความสัมพันธ์ระหว่างกำลังด้านออก (\hat{p}) และค่าตั้งของกำลังด้านออก (\hat{p}^*) ดังสมการที่ (4.17)

$$\frac{\hat{p}(s)}{\hat{p}^*(s)} = \frac{K_d K_{Vloop}}{2K_{IDC}} \left[\frac{2 \frac{G_{VLoop}(s)}{K_{Vloop}}}{1 + K_{IFilter}(s) \frac{G_{VLoop}(s)}{K_{Vloop}}} \right] \quad (4.17)$$

ค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัว (Steady state error, SSE) ของฟังก์ชัน โอนย้ายของระบบอินเวอร์เตอร์ที่ทำการควบคุมแบบหารสำหรับควบคุมกำลังด้านออกในสมการที่ (4.17) เมื่อใช้สัญญาณคำสั่งแบบขั้นมีค่าดังสมการที่ (4.18) [13]

$$SSE \text{ of } \left\{ \frac{\hat{p}(s)}{\hat{p}^*(s)} \right\} = \frac{K_d}{2K_{IDC}} \cdot \left\{ \frac{1}{K_V} - K_{Vloop} \right\} \quad (4.18)$$

หมายเหตุ $\frac{G_{VLoop}(s)}{K_{VLoop}}$ คือ ฟังก์ชัน โอนย้ายของวงรอบการควบคุมแรงดันที่ทำการปรับฐาน

(Normalize) ทำให้ที่ความถี่ต่ำจะมีอัตราขยายเท่ากับ 1

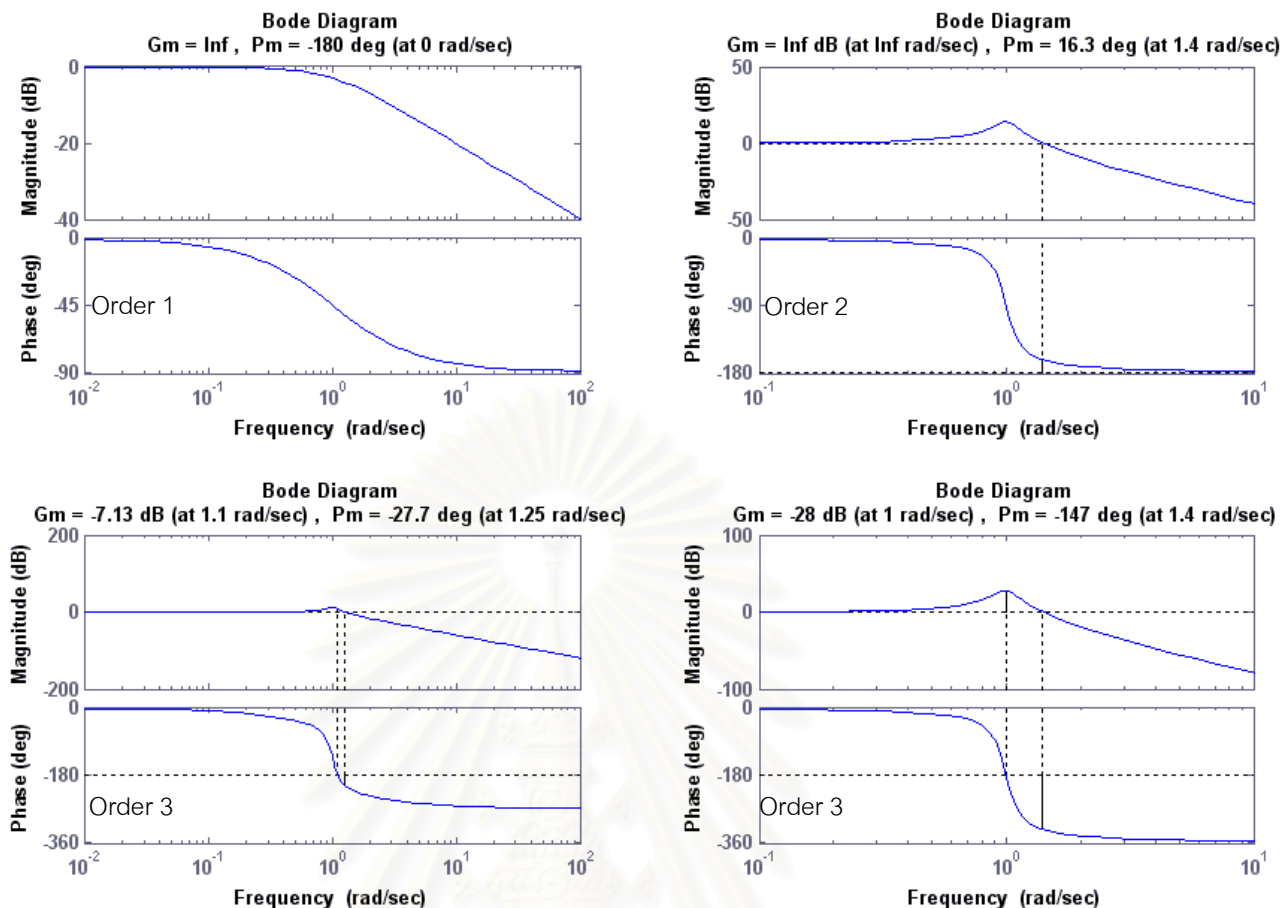
จากสมการที่ (4.18) เป็นการย้ำความถูกต้องที่ว่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัว (Steady state error) ของระบบการป้อนกลับแบบหารขึ้นอยู่กับความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัวของวงรอบการควบคุมค่าขอดแรงดันด้านนอก ซึ่งเป็นวงรอบการควบคุมด้านใน ที่ได้แยกกล่าวมาแล้วข้างต้น

4.4 เงื่อนไขเสถียรภาพของวงรอบการควบคุมแบบหาร

เสถียรภาพของการควบคุมสามารถพิจารณาจากผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณการป้อนกลับของวงรอบการควบคุมกำลัง ($\hat{v}_{fb}(s)$) ต่อสัญญาณผลต่างระหว่างสัญญาณตั้งค่าที่ถูกปรับฐานและสัญญาณป้อนกลับของวงรอบการควบคุมกำลัง ($\hat{v}_{error}(s)$) ดังแผนภาพบล็อกของวงจรถ่ายอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบหารในรูปที่ 4.4 ซึ่งมีค่าดังสมการที่ (4.19)

$$\frac{\hat{v}_{fb}(s)}{\hat{v}_{error}(s)} = \frac{K_{IFilter}(s)}{I_{Op}} V_{Op}^* G_{VLoop}(s) \frac{1}{R_{Tissue}} = K_{IFilter}(s) \frac{G_{VLoop}(s)}{K_{VLoop}} \quad (4.19)$$

ซึ่งเมื่อพิจารณาสมการที่ (4.19) จะพบว่าทั้งฟังก์ชัน $K_{IFilter}(s)$ และ $\frac{G_{VLoop}(s)}{K_{VLoop}}$ ต่างมีอัตราขยายที่ความถี่ต่ำเท่ากับ 1 หรือ 0 dB นั่นคือ ลักษณะผลตอบสนองเชิงความถี่ของอัตราขยายการป้อนกลับจะมีค่าเท่ากับ 0 dB จนถึงที่ตำแหน่งขั้ว (Poles) หรือศูนย์ (Zeros) ตัวแรกของฟังก์ชัน $K_{IFilter}(s) \frac{G_{VLoop}(s)}{K_{VLoop}}$ ซึ่งหากตำแหน่งนี้เป็นขั้วที่มีอันดับ (Order) ตั้งแต่ 2 ขึ้นไปจะมีโอกาสเสี่ยงต่อการขาดเสถียรภาพของระบบ เนื่องจากอาจทำให้ระบบมีค่าส่วนเฟส (Phase Margin) ต่ำ ดังตัวอย่างในรูปที่ 4.5 ซึ่งเสี่ยงมากต่อการขาดเสถียรภาพของระบบที่มีการเปลี่ยนค่าโหลดในช่วงกว้าง เช่น ระบบอินเวอร์เตอร์ของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า



รูปที่ 4.5 ตัวอย่างผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณการป้อนกลับเพื่อการควบคุมกำลัง

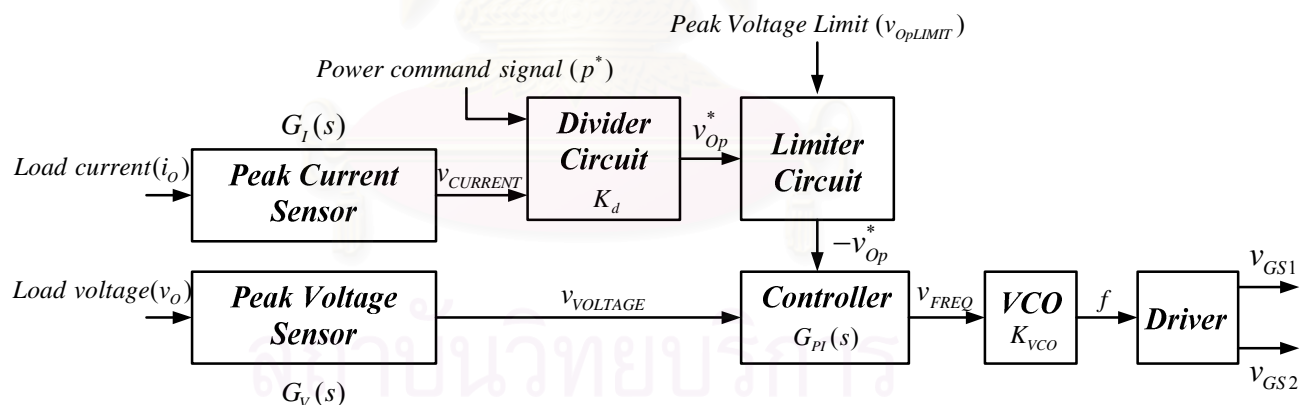
$$\left(\frac{\hat{v}_{fb}(s)}{v_{error}(s)} \right) \text{ ที่อันดับต่างๆ ของระบบ}$$

จากตัวอย่างผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณการป้อนกลับในรูปที่ 4.5 จะพบว่ากรณีฟังก์ชัน $K_{IFilter}(s) \frac{G_{VLoop}(s)}{K_{VLoop}}$ มีอันดับเท่ากับ 1 สัญญาณการป้อนกลับจะมีเสถียรภาพ (Phase Margin เท่ากับ 180°), กรณีฟังก์ชัน $K_{IFilter}(s) \frac{G_{VLoop}(s)}{K_{VLoop}}$ มีอันดับเท่ากับ 2 สัญญาณการป้อนกลับยังคงมีเสถียรภาพ (Phase Margin เท่ากับ 16.3°) แต่หากตัวประกอบกำลังของฟังก์ชันนี้สูงขึ้น (Phase เปลี่ยนแปลงเร็วขึ้นในบริเวณชั่วคราวแรก) อาจเสี่ยงต่อการขาดเสถียรภาพได้ (Phase Margin ลดลง) และกรณีฟังก์ชัน $K_{IFilter}(s) \frac{G_{VLoop}(s)}{K_{VLoop}}$ มีอันดับมากกว่า 2 สัญญาณการป้อนกลับจะขาดเสถียรภาพ (Phase Margin น้อยกว่า 0)

กรณีที่ปลอดภัยที่สุดของการควบคุมด้วยวิธีการหารสำหรับวงจรถนอินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้าง คือ กรณีฟังก์ชัน $K_{IFilter}(s) \frac{G_{VLoop}(s)}{K_{VLoop}}$ มีอันดับเท่ากับ 1 นั่นคือการทำให้ระบบที่เป็นการควบคุมแรงดัน ($G_{VLoop}(s)$) ซึ่งเป็นวงรอบการควบคุมด้านในมีอันดับของขั้วตัวแรก (Order of dominant pole) เท่ากับ 1 โดยขั้วของวงจรถนอินเวอร์เตอร์ (ขั้วของ $G_{IFilter}(s)$) อยู่ที่ความถี่สูงกว่าขั้วตัวแรกของวงรอบการควบคุมแรงดัน (ในทางปฏิบัติขั้วของวงจรถนอินเวอร์เตอร์มักสูงกว่าขั้วของระบบที่ต้องการควบคุม) ดังนั้นตัวควบคุม (Controller) ของวงจรถนอินเวอร์เตอร์แรงดันจึงควรมีลักษณะเป็น Integrator เพื่อให้ระบบควบคุมแรงดันทำงานช้าลง หรือประมาณได้ว่าเป็นฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรถนอินเวอร์เตอร์แรงดันเป็นระบบอันดับ 1 (First order system)

4.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรถนอินเวอร์เตอร์แต่ละส่วนในวงจรถนอินเวอร์เตอร์

ระบบการควบคุมวงจรถนอินเวอร์เตอร์จะประกอบด้วยวงจรต่าง ๆ เพื่อใช้ในการปรับอัตราขยายของสัญญาณ การวัดเพื่อป้อนกลับ หรือการเปลี่ยนรูปสัญญาณ ในหัวข้อนี้จะทำการอธิบาย และแสดงสมการที่บอกพฤติกรรมของวงจรต่าง ๆ ที่เป็นองค์ประกอบในวงจรถนอินเวอร์เตอร์

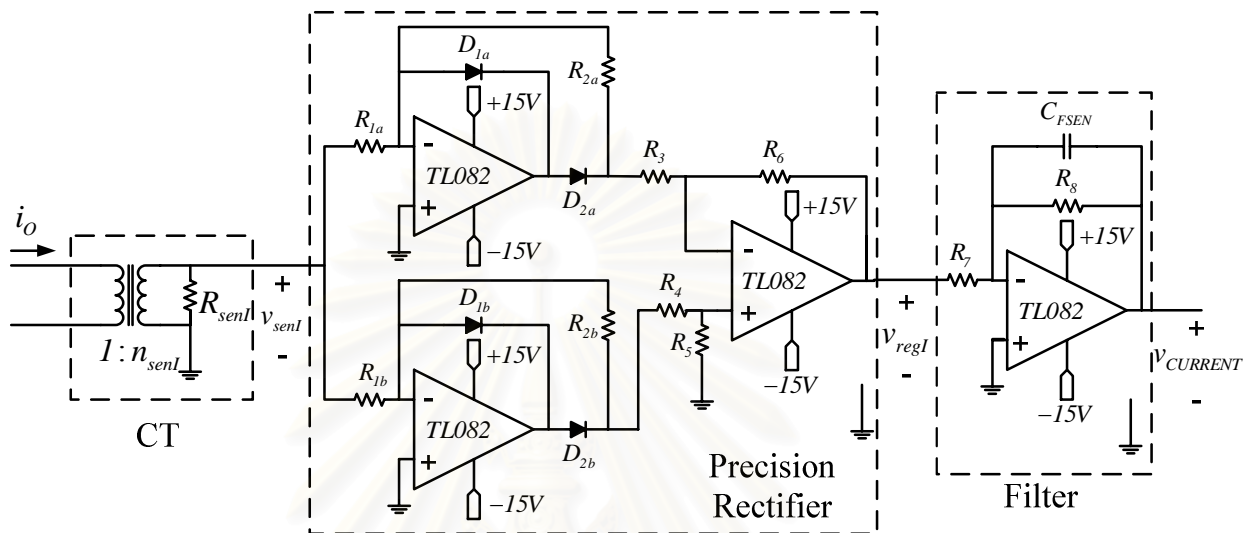


รูปที่ 4.6 แผนภาพแสดงวงจรย่อยภายในวงจรถนอินเวอร์เตอร์

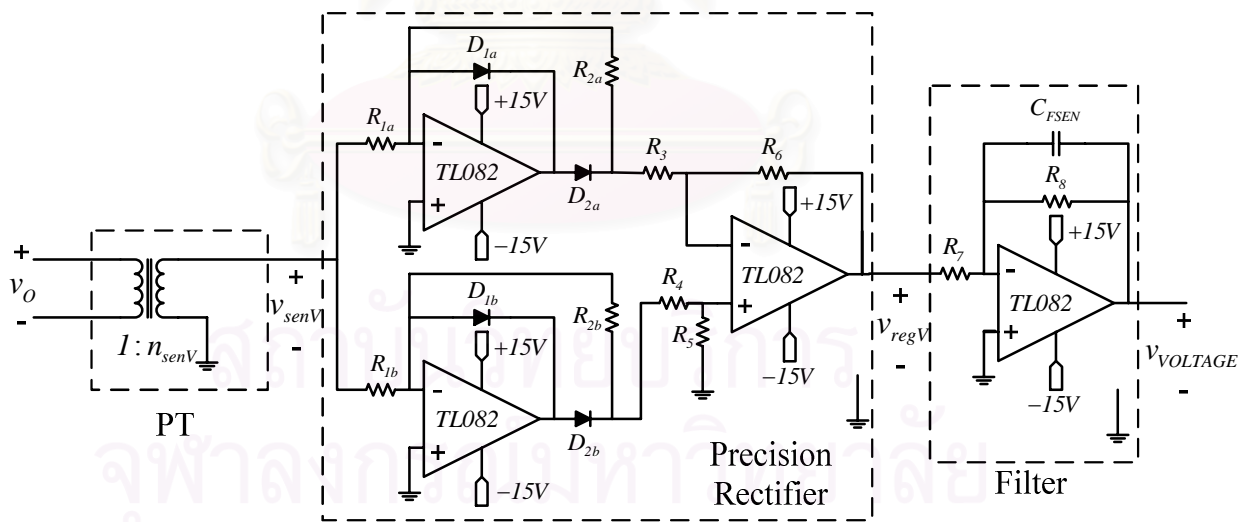
4.5.1 วงจรวัดและป้อนกลับค่ายอดของกระแส และแรงดันด้านออก (Peak current sensor and Peak voltage sensor)

วงจรวัดและป้อนกลับค่ายอดกระแสและแรงดันด้านออกเป็นวงจรที่ทำหน้าที่วัดขนาดของกระแสและแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงด้านออกของวงจรถนอินเวอร์เตอร์ และสร้างสัญญาณป้อนกลับที่มีขนาดของสัญญาณขึ้นอยู่กับขนาดค่ายอดของสัญญาณที่วัด โดยมีลักษณะการใช้งาน คือ เมื่อหารค่า

ตั้งของกำลัง (p^*) ด้วยสัญญาณป้อนกลับกระแสออกจะให้ผลลัพธ์ที่เป็นแรงดันอ้างอิงที่ใช้ควบคุมแรงดันออกเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณป้อนกลับแรงดัน วงจรวัดสัญญาณป้อนกลับทั้งกระแสและแรงดันจะเป็นการป้อนกลับค่าของกระแสและแรงดันประกอบด้วยวงจรย่อยที่ทำหน้าที่แตกต่างกัน 3 วงจร ได้แก่



รูปที่ 4.7 ก. วงจรวัดและป้อนกลับค่ายอดกระแสด้านออก



รูปที่ 4.7 ข. วงจรวัดและป้อนกลับค่ายอดแรงดันด้านออก

4.5.1.1 หม้อแปลงวัดกระแส (Current transformer, CT) และหม้อแปลงวัดแรงดัน (Voltage transformer, PT) ทำหน้าที่วัดกระแสหรือแรงดันที่โหลดของอินเวอร์เตอร์ให้อยู่ในรูปแบบของสัญญาณแรงดันที่มีรูปคลื่นและความถี่เดียวกับสัญญาณที่วัด โดยมีอัตราขยายขึ้นกับอัตราส่วนระหว่างขดลวดด้านทุติยภูมิ ต่อขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงในภาคการวัดสัญญาณนั้น ๆ (n_{senI}, n_{senV}) สัญญาณป้อนกลับแรงดัน (v_{senV}) จะเท่ากับแรงดันออกของหม้อแปลงแรงดัน ส่วนสัญญาณป้อนกลับกระแส (v_{senI}) จะมีค่าเท่ากับผลคูณของกระแสออกของหม้อแปลงกระแสคูณกับตัวต้านทานที่ทำหน้าที่แปลงกระแสให้เป็นแรงดัน (R_{senI}) ซึ่งแสดงเป็นสมการของการวัดกระแส และแรงดันดังสมการที่ (4.20) และ (4.21) ตามลำดับ

$$v_{senI} = \frac{R_{senI}}{n_{senI}} i_O \quad (4.20)$$

$$v_{senV} = n_{senV} v_O \quad (4.21)$$

4.5.1.2 วงจรเรียงกระแส (Full wave precision rectifier) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณรูปคลื่นไซน์ด้านเข้าวงจรเรียงกระแสให้มีลักษณะรูปคลื่นแบบสัญญาณเต็มคลื่น (Full wave) ซึ่งมีค่าเฉลี่ยตามสมการที่ (4.22)

$$\langle v_{regI} \rangle = \frac{2}{\pi} (v_{senI})_{PEAK} \quad or \quad \langle v_{regV} \rangle = \frac{2}{\pi} (v_{senV})_{PEAK} \quad (4.22)$$

4.5.1.3 วงจรกรอง (Filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูล และฮาร์มอนิกส์ ของสัญญาณด้านเข้าวงจรกรอง ซึ่งความถี่ของสัญญาณด้านเข้านี้มีค่าเท่ากับ 2 เท่าของความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (คล้ายการเฉลี่ยครบคาบ) และทำการขยายสัญญาณจากภาคการวัดไปสู่ภาคการควบคุม โดยวงจรกรองมีสมการเชิงความถี่ดังสมการที่ (4.23)

$$\frac{v_{CURRENT}(s)}{\langle v_{regI} \rangle (s)} = \frac{v_{VOLTAGE}(s)}{\langle v_{regV} \rangle (s)} = \frac{R_8}{R_7} \frac{1}{R_8 C_{FSEN} s + 1} \quad (4.23)$$

จากสมการที่แสดงพฤติกรรมของวงจรย่อยในแต่ละส่วนของวงจรวัดและป้อนกลับค่าออกกระแสด้านออก และวงจรวัดและป้อนกลับค่าออกแรงดันด้านออกในสมการที่ (4.20) ถึง (4.23) สามารถสร้างสมการที่แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรป้อนกลับกระแสดังสมการที่ (4.24)

และของวงจรป้อนกลับแรงดันดังสมการที่ (4.25) ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณป้อนกลับ ($v_{CURRENT}$, $v_{VOLTAGE}$) และค่ายอดของสัญญาณด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ (i_{Op} , v_{Op})

$$\frac{v_{CURRENT}(s)}{i_{Op}(s)} = \frac{2 R_{senI} R_8}{\pi n_{senI} R_7 R_8 C_{FSEN} s + 1} \quad (4.24)$$

$$\frac{v_{VOLTAGE}(s)}{v_{Op}(s)} = \frac{2 n_{senV} R_8}{\pi R_7 R_8 C_{FSEN} s + 1} \quad (4.25)$$

ค่าอุปกรณ์ของวงจรวัดค่าสัญญาณป้อนกลับสำหรับการทดลองในวิทยานิพนธ์นี้มีวิธี ออกแบบ ดังต่อไปนี้

1) การออกแบบหม้อแปลงวัดกระแส

ค่ายอดกระแสด้านออกที่สถานะอยู่ตัวสูงสุดมีค่าไม่เกินประมาณ 6 Apeak ดังนั้นเลือกให้ $n_{senI} = 200$ (Turn ratio = 1:200) และ $R_{senI} = 300 \Omega$ เพื่อทำให้ที่ $i_o = 6$ Apeak จะให้ค่า v_{senI} ประมาณ 9 Vpeak ซึ่งสามารถนำสัญญาณนี้ไปใช้กับ Opamp ที่ใช้ไฟเลี้ยง $\pm 15V$ ได้

2) การออกแบบหม้อแปลงวัดแรงดัน

ค่ายอดแรงดันด้านออกสูงสุดที่สถานะอยู่ตัวมีค่าไม่เกินประมาณ 400 Vpeak ดังนั้นเลือกให้ $n_{senV} = 0.015$ (Turn ratio = 400:6) เพื่อทำให้ที่ $v_o = 400$ Vpeak จะให้ค่า v_{senV} ประมาณ 6 Vpeak

3) การออกแบบปรับอัตราขยายสัญญาณ

ในการป้อนกลับจะออกแบบให้อัตราขยายที่ความถี่ต่ำของวงจรป้อนกลับมีค่าเท่ากับ อัตราขยายในส่วนของหม้อแปลงวัดค่าสัญญาณ ($K_I = 1.5$ และ $K_V = 0.015$) ดังนั้นต้องทำการ ชดเชยอัตราลดทอนที่เกิดจากการเฉลี่ยสัญญาณเต็มคลื่น นั่นคือให้ค่า $R_8 / R_7 = 1.57 (= \pi / 2)$ โดย เลือกให้ $R_7 = 20 \text{ k}\Omega$ และ $R_8 = 31 \text{ k}\Omega$

4) การออกแบบวงจรกรอง

วงจรกรองของการป้อนกลับจะออกแบบให้สามารถกรองสัญญาณที่ความถี่สูงกว่า 2 เท่าของ ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ได้ ซึ่งความถี่ต่ำสุดของการสวิตช์ (F_{MIN}) มีค่าเท่ากับ 320 kHz และในออกแบบต้องออกแบบให้สัญญาณป้อนกลับมีค่าระลอกไม่สูงนัก (อัตราการลดทอน

สัญญาณที่ความถี่ $2F_{MIN}$ ของวงจรกรอง = $\frac{1}{R_8 C_{FSEN} \cdot 2\pi(2F_{MIN})}$ โดยผลคูณระหว่าง R_8

และ C_{FSEN} คือขั้วของวงจรกรอง) ดังนั้นออกจิงแบบขั้วของวงจรกรองอยู่ที่ความถี่ประมาณ 10 kHz (อัตราการลดทอนสัญญาณที่ความถี่ $2F_{MIN} = 1\%$) นั่นคือเลือกค่า $C_{FSEN} = 560 \text{ pF}$

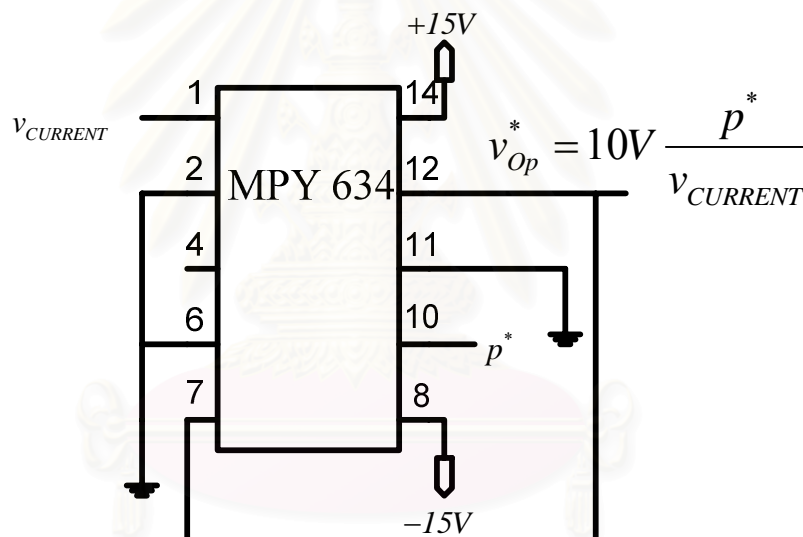
หมายเหตุ อุปกรณ์อื่นที่ใช้ในวงจรป้อนกลับค่ายอดของสัญญาณแต่ไม่ส่งผลต่ออัตราขยาย ของการป้อนกลับมีค่าดังนี้

$$R_{1a} = R_{1b} = R_{2a} = R_{2b} = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 20 \text{ k}\Omega$$

Diode (D_{1a} , D_{1b} , D_{2a} และ D_{2b}) เบอร์ 1N4148

4.5.2 วงจรหาร (Divider circuit)

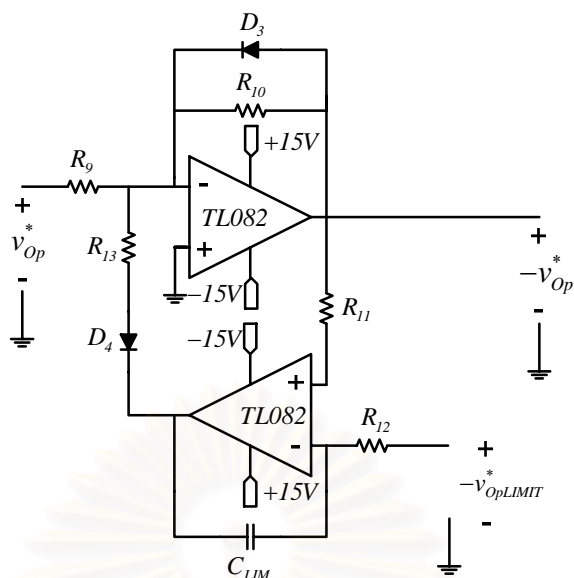
วงจรหารสำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกใช้วงจรคูณที่สามารถใช้วิธีต่อวงจรให้เป็นฟังก์ชันการหาร โดยเลือกใช้วงจรรวมเบอร์ MPY 634 (Bandwidth 10 MHz) ดังรูปที่ 4.6 ซึ่งจะรับค่าสัญญาณการตั้งค่าและสัญญาณป้อนกลับเพื่อนำมาหารกันโดยมีอัตราขยายของการหารอยู่ (ละเลยขั้ว (Poles) หรือศูนย์ (Zeros) ของวงจรถ่าย เนื่องจากวงจรถ่ายมีการตอบสนองเร็วกว่าการเปลี่ยนแปลงสัญญาณป้อนกลับมาก โดยสัญญาณป้อนกลับเป็นค่าเฉลี่ยของสัญญาณกระแสต้านออกที่ทำการเรียงกระแสซึ่งความเร็วของการป้อนกลับจะถูกจำกัดที่วงจรการกรอง) ดังสมการที่ 4.1 โดยมีอัตราขยายผลหาร (K_d) เท่ากับ 10



รูปที่ 4.8 วงจรรวมเบอร์ MPY 634 ที่ต่อให้มีลักษณะฟังก์ชันการหาร

4.5.3 วงจรจำกัดค่าตั้ง (Limiter circuit)

วงจรจำกัดค่าตั้งมีไว้สำหรับป้องกันสถานะที่สัญญาณค่าตั้งแรงดันตั้งให้วงจรอินเวอร์เตอร์สร้างค่ายอดแรงดันด้านออก (v_{Op}) เกินค่าที่จำกัดไว้ โดยวงจรนี้จะทำการจำกัดค่าตั้งให้มีค่าเท่ากับค่า $v_{OpLIMIT}^*$ ที่ได้ตั้งไว้ โดยอัตราขยายของวงจรจำกัดค่าตั้งจะมีค่าเท่ากับ -1



รูปที่ 4.9 วงจรจำกัดค่าคำสั่ง

หมายเหตุ อุปกรณ์ในวงจำกัดค่าคำสั่งมีค่าดังนี้

$$R_9 \text{ ถึง } R_{13} = 20 \text{ k}\Omega$$

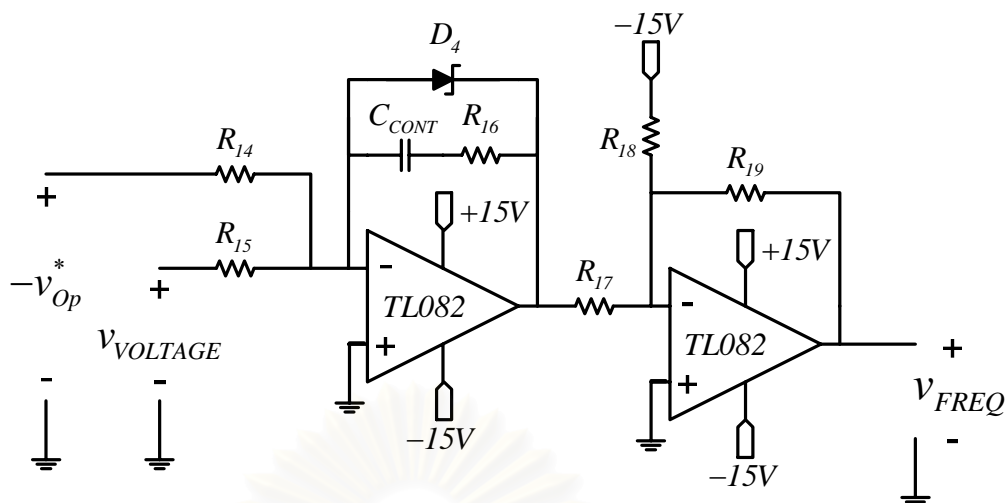
$$C_{LIM} = 0.1 \mu\Omega$$

Diode (D_3 และ D_4) เบอร์ 1N4148

4.5.4 วงจรตัวควบคุม (Controller circuit)

จากการวิเคราะห์เสถียรภาพในหัวข้อข้างต้น และเพื่อให้ความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัวของการควบคุมมีค่าต่ำ ดังนั้นตัวควบคุมสำหรับวงรอบการควบคุมค่ายอดแรงดันด้านออกจึงควรมีลักษณะเป็น Integrator ซึ่งมีลักษณะวงจรดังรูปที่ 4.10

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.10 วงจรตัวควบคุมสำหรับวงรอบการควบคุมถ่ายโอนแรงดันด้านออก

พฤติกรรมของการควบคุมแรงดันออกจะเป็นในลักษณะลดความถี่การสวิตช์เมื่อต้องการเพิ่มระดับแรงดันด้านออกเพื่อให้ความถี่การสวิตช์เข้าใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรโหลดมากขึ้น ซึ่งความถี่เรโซแนนซ์นี้เป็นความถี่ที่ให้อัตราขยายแรงดันด้านออกสูงสุด หรือในทางตรงกันข้ามเมื่อเพิ่มความถี่การสวิตช์จะทำให้ระดับแรงดันด้านออกลดลง เพราะความถี่การสวิตช์ไกลจากความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรโหลดมากขึ้น โดยวงจรตัวควบคุมในรูปที่ 4.10 มีลักษณะการทำงานที่สอดคล้องกับพฤติกรรมนี้ของวงจรอินเวอร์เตอร์ คือ ทำการลดสัญญาณคำสั่งความถี่เมื่อต้องการเพิ่มอัตราขยายแรงดันด้านออก และเพิ่มสัญญาณคำสั่งความถี่เมื่อต้องการลดอัตราขยายแรงดันด้านออก ดังสมการที่ (4.26)

$$v_{FREQ}(s) = \frac{R_{19}}{R_{17}} \left(15 - \left(\frac{R_{16} C_{CONT} s + 1}{R_{14} C_{CONT} s} \right) (v_{Op}^*(s) - v_{VOLTAGE}(s)) \right) \quad (4.26)$$

หมายเหตุ $R_{14} = R_{15} = 20 \text{ k}\Omega$, $R_{17} = R_{18} = 50 \text{ k}\Omega$, $R_{19} = 20 \text{ k}\Omega$, Zener diode D_4 เบอร์ 1N4740 โดยค่า C_{CONT} และ R_{16} จะมีการออกแบบในหัวข้อที่ 4.7

วงจรควบคุมในรูปที่ 4.10 แบ่งการทำงานของวงจรเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนวงจร Integrator และ ส่วนการปรับขนาดสัญญาณควบคุมความถี่ ซึ่งมีลักษณะการทำงานดังนี้

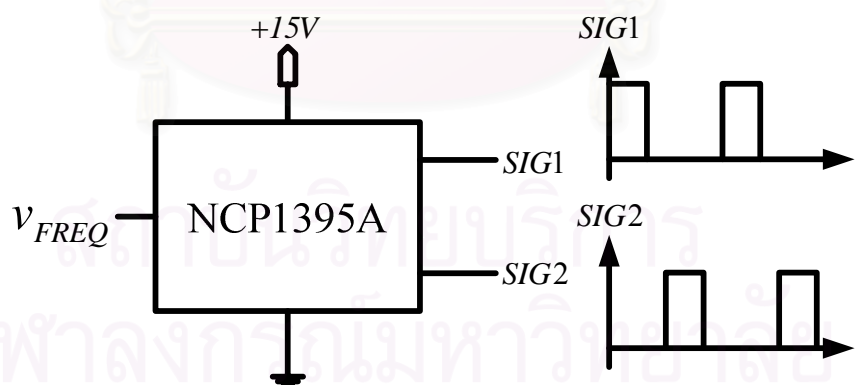
4.4.4.1 ส่วนวงจร Integrator เป็นส่วนของวงจรตัวควบคุมที่สร้างขั้ว หรือศูนย์ให้กับตัวควบคุม โดยสำหรับวงจร Integrator ในวิทยานิพนธ์นี้จะมีขั้ว 1 ตัวที่ 0 และศูนย์ 1 ตัวที่ความถี่

$1/R_{16}C_{CONT}$ rad/s ซึ่งในทางทฤษฎีการควบคุมประเภทนี้จะให้ความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัวเท่ากับศูนย์

4.4.4.2 ส่วนการปรับขนาดสัญญาณควบคุมความถี่ เป็นส่วนของวงจรที่ทำหน้าที่ปรับขนาดสัญญาณให้อยู่ในช่วงการใช้งานของวงจรสร้างสัญญาณความถี่สูง (VCO) ซึ่งเป็นวงจรในส่วนถัดไป โดยย่านการทำงานของสัญญาณด้านเข้าของวงจร VCO หรือสัญญาณควบคุมความถี่ (v_{FREQ}) นั้นมีขนาดในช่วง 2 V ถึง 6 V ขณะที่สัญญาณด้านออกจากวงจร Integrator มีขนาด 0 ถึง 10 V (ใช้ Zener diode ที่มีแรงดันพังทลายเท่ากับ 10 V และใช้ Supply voltage = 15 V) ซึ่งวงจรการปรับขนาดสัญญาณจะทำการรับค่าคำสั่งที่ด้านออกของวงจร Integrator โดยนำสัญญาณนี้มาลบกับแรงดัน 15 V (เท่ากับ Supply voltage) เพื่อให้มีพฤติกรรมการควบคุมอินเวอร์เตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ตามข้างต้น และทำการปรับขนาดสัญญาณด้วยอัตราขยาย $R_{19}/R_{17} = 0.4$ เพื่อแปลงสัญญาณ 5 V ถึง 15 V (สัญญาณผลต่างระหว่างแรงดัน 15 V และแรงดันด้านเข้าวงจรปรับขนาดสัญญาณ) เป็นสัญญาณ 2V ถึง 6 V ซึ่งเป็นย่านการทำงานของสัญญาณควบคุมความถี่ (v_{FREQ})

4.5.5 วงจรสร้างสัญญาณความถี่สูง (Voltage oscillator circuit, VCO)

วงจรสร้างสัญญาณความถี่สูงจะเป็นวงจรที่แปลงสัญญาณควบคุมความถี่ (v_{FREQ}) เป็นสัญญาณคำสั่งความถี่ 2 สัญญาณ (SIG1 และ SIG2) ซึ่งทั้งสองสัญญาณเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ความถี่ f แต่มีเฟสต่างกัน 180° ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 วงจรสร้างสัญญาณความถี่สูง (VCO)

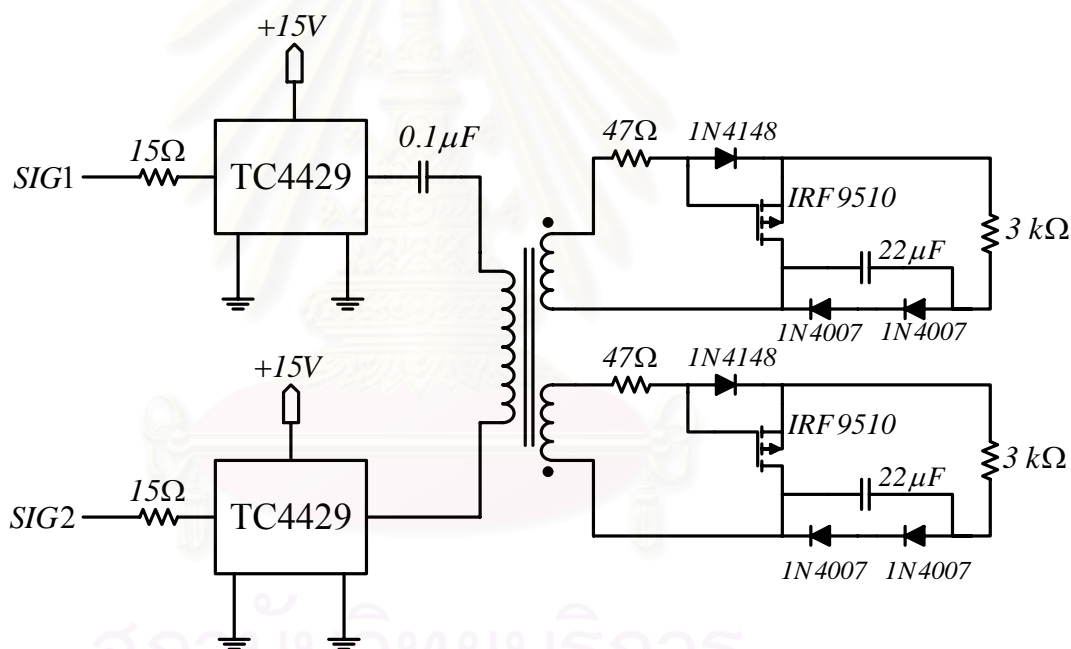
วงจร VCO เบอร์ NCP1395A เป็นวงจรรวมที่มีอัตราขยายของความถี่ (f) ต่อสัญญาณควบคุมความถี่ (v_{FREQ}) แบบเชิงเส้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ช่วงความถี่การใช้งานเท่ากับ 320 kHz

(F_{MIN}) ถึง 520 kHz (F_{MAX}) และขนาดสัญญาณควบคุมความถี่เท่ากับ 2V ($V_{FREQMIN}$) ถึง 6 V ($V_{FREQMAX}$) ดังนั้นวงจรในส่วนนี้มีสมการแสดงพฤติกรรมดังสมการที่ (4.27)

$$K_{VCO} = \frac{f}{v_{FREQ}} = \frac{F_{MAX} - F_{MIN}}{V_{FREQMAX} - V_{FREQMIN}} = 50 \text{ kHz/V} \quad (4.27)$$

4.5.6 วงจรขับนำสวิตช์ (Driver circuit)

วงจรขับนำสวิตช์เป็นวงจรที่ทำการแยกโคดสัญญาณขับนำของสวิตช์ทั้งสองของวงจรอินเวอร์เตอร์ (v_{GS1} และ v_{GS2}) ออกจากกัน และแยกโคดจากภาคการควบคุมด้วยเพื่อการทำงานที่ถูกต้องของวงจรอินเวอร์เตอร์ และป้องกันความเสียหายของภาคควบคุมที่อาจเกิดจากความผิดพลาดของภาคกำลัง โดยใช้การแยกโคดด้วยหม้อแปลงความถี่สูง



รูปที่ 4.12 วงจรขับนำสวิตช์

4.6 การหาจุดทำงานที่เสี่ยงต่อเสถียรภาพของระบบ

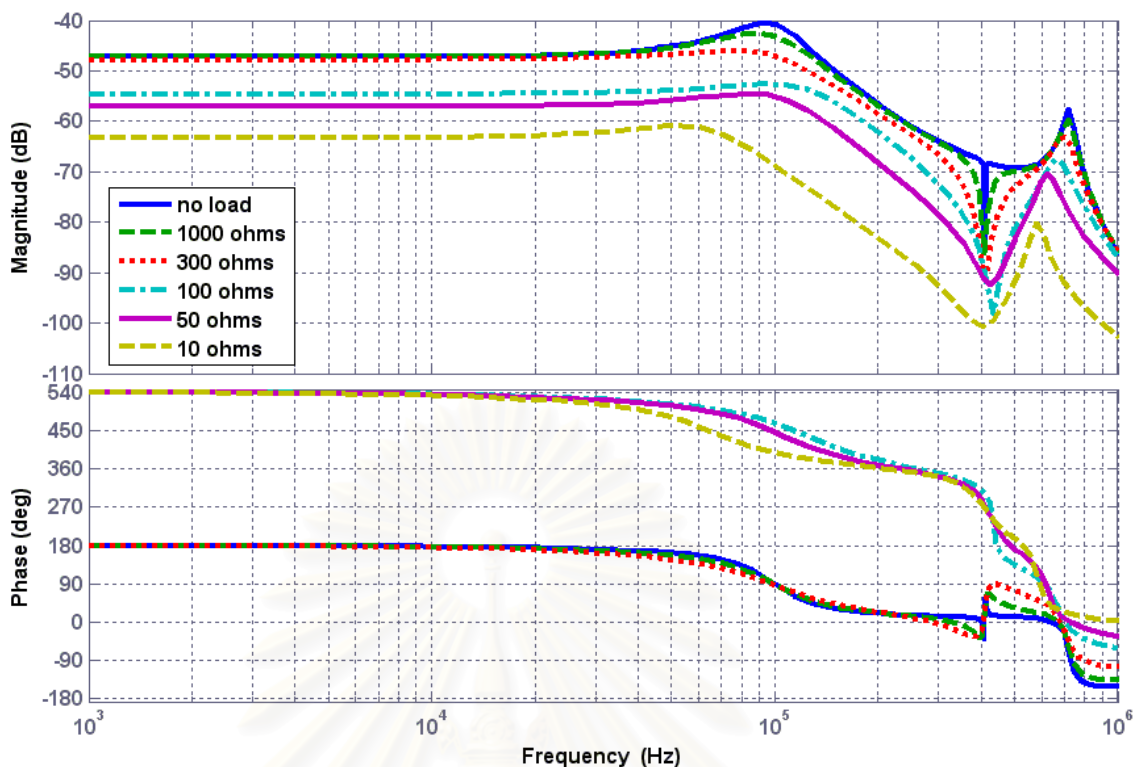
การออกแบบตัวควบคุมเพื่อให้เกิดเสถียรภาพตลอดช่วงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้านั้นไม่สามารถทำได้หรือทำได้ยากมากหากไม่ได้ศึกษาจุดการทำงานที่เสี่ยงต่อเสถียรภาพของระบบมากที่สุด เพราะ วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ต้องใช้ในเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้านั้นต้องรองรับสภาวะโหลดในช่วงที่กว้างมาก (ตั้งแต่ลัดวงจรจนถึงเปิดวงจร) ดังนั้นหัวข้อนี้จะ

ศึกษาหาจุดทำงานที่เสี่ยงต่อเสถียรภาพของระบบมากที่สุด เพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุมของวงรอบการควบคุมแรงดัน โดยอยู่บนสมมติฐานว่าหากระบบสามารถทำงานอย่างมีเสถียรภาพ ณ จุดทำงานที่เสี่ยงต่อเสถียรภาพมากที่สุดแล้วระบบจะมีเสถียรภาพในทุกสภาวะการทำงาน

การหาจุดทำงานในที่นี้คือการหาค่าโพลต์ที่ทำให้อัตราขยายแรงดันด้านออกต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่มีค่าสูงสุด (เพราะ เป็นจุดทำงานที่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าสัญญาณคำสั่งสูงสุด ทำให้เสี่ยงต่อการขาดเสถียรภาพมากที่สุด) โดยอยู่บนเงื่อนไขการควบคุมค่ายอดแรงดันหรือการควบคุมกำลังด้านออก ซึ่งเป็นเงื่อนไขในสภาวะการทำงานจริง การหาจุดทำงานจะใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรินเวอร์เตอร์ในบทที่ 3 เป็นเครื่องมือหลักในการวิเคราะห์โดยมีค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรรินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.1 ดังนี้

- สวิตช์ไวงาน FET เบอร์ 48NM50
- ตัวเก็บประจุแบ่งแรงดันไฟตรงของวงจรสวิตช์ (C_1 และ C_2) = 1.5 μF
- อัตราขยายของหม้อแปลง (n) = 1.5
- ความสูญเสียของหม้อแปลงรวมกับของตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (R_l) = 9.59 Ω
- ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์รวมกับค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง (L_r) = 26.03 μH
- ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_r) = 10.5 nF
- ตัวเก็บประจุนุกรมด้านออก (C_f) = 4.65 nF
- ตัวต้านทานชดเชย หรือตัวต้านทานที่ภาวะไร้โพลต์ (R_N) = 15 k Ω

เมื่อทำการแปรค่าความต้านทานโพลต์ R_{Tissue} จะได้ผลตอบสนองเชิงความถี่ดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 ผลทดสอบสนองเชิงความถี่ของแรงดันด้านออกต่อความถี่การสวิตช์ของวงจร

อินเวอร์เตอร์ ($\frac{v_{Op}(s)}{f(s)}$) ที่โหลดเนื้อเยื่อค่าต่างๆ ($V_{DC} = 280 \text{ V}$) โดย

ที่ $R_{Tissue} = \infty$ มีจุดทำงานที่ความถี่การสวิตช์ (F) เท่ากับ 409 kHz

ที่ $R_{Tissue} = 1000 \Omega$ มีจุดทำงานที่ความถี่การสวิตช์ (F) เท่ากับ 408 kHz

ที่ $R_{Tissue} = 300 \Omega$ มีจุดทำงานที่ความถี่การสวิตช์ (F) เท่ากับ 394 kHz

ที่ $R_{Tissue} = 100 \Omega$ มีจุดทำงานที่ความถี่การสวิตช์ (F) เท่ากับ 388 kHz

ที่ $R_{Tissue} = 50 \Omega$ มีจุดทำงานที่ความถี่การสวิตช์ (F) เท่ากับ 359 kHz

ที่ $R_{Tissue} = 10 \Omega$ มีจุดทำงานที่ความถี่การสวิตช์ (F) เท่ากับ 320 kHz ($= F_{MIN}$)

หมายเหตุ จากการทดลองในกรณีโหลดของเนื้อเยื่อ (R_{Tissue}) ที่มีค่าตั้งแต่ 300 Ω ขึ้นไป ระบบจะทำงานในย่านการจำกัดค่ายอดแรงดันด้านออก ($v_{Op} = 400 \text{ V}_{peak}$), กรณีโหลดของเนื้อเยื่อที่มีค่า 100 Ω และ 50 Ω ระบบจะทำงานในย่านการควบคุมกำลังด้านออก ($p = 300 \text{ W}$) และที่โหลดของเนื้อเยื่อมีค่า 10 Ω ระบบอยู่ในย่านการจำกัดความถี่การสวิตช์ รูปที่ 4.13 ไม่ได้พิจารณาสถานะที่ดึงค่ายอดแรงดันหรือกำลังด้านออกค่าอื่น เพราะที่ค่าตั้งสูงสุดเป็นจุดการทำงานที่เสี่ยงต่อการขาดเสถียรภาพที่สุด และความถี่ที่จุดทำงานในแต่ละจุดการทำงานคำนวณได้จากสมการที่ (3.20L) และ (3.21L)

จากรูปที่ 4.13 พบว่าจุดทำงานที่เสี่ยงต่อเสถียรภาพมากที่สุด คือ จุดทำงานที่โหนดมีค่าสูงสุด หรือสถานะไร้โหนดซึ่งอยู่ในย่านการจำกัดกระแส เพราะ เป็นย่านที่มีค่าอัตราขยายไฟตรง (DCgain) ของระบบอินเวอร์เตอร์ $(\frac{\hat{v}_{op}(s)}{\hat{I}(s)})$ สูงสุด โดยมีค่าอัตราขยายไฟตรงเท่ากับ -0.005 (-46 dB เฟส 180°) ขณะที่ขั้วหรือศูนย์ตัวแรกของระบบมีค่าไม่แตกต่างกันมากที่ค่าโหนดต่าง ๆ (หากยังอยู่ในการควบคุม) โดยมีศูนย์ตัวแรกอยู่ที่ความถี่ 40 kHz และมีขั้วตัวแรก (Dominant poles) อยู่ที่ความถี่ 92.7 kHz (เป็นขั้วอันดับ 2)

4.7 การออกแบบตัวควบคุมวงจรมอเตอร์

ความไวในการเปลี่ยนแปลงค่าโหนดของวงจรมอเตอร์ในระหว่างการใช้งานสำหรับการตัดจี้ นั้นจะขึ้นกับความสามารถในการตอบสนองของมนุษย์ หรือก็คือแพทย์ผู้ใช้งาน ซึ่งความสามารถในการตอบสนองของมนุษย์นี่จะเป็นตัวกำหนดความไวของการควบคุมวงจรมอเตอร์ โดยปกติแล้วมักอยู่ในระดับไม่ต่ำกว่า 50 ถึง 100 ms ขณะที่หากพิจารณาผลของการมอดูเลตทางความถี่ (Frequency modulation) ที่สร้างสัญญาณรอบๆความถี่กลางหรือความถี่ที่จุดทำงานสงบดังหัวข้อที่ 2.9.1 แล้ว สำหรับความถี่การสวิตช์ของวงจรมอเตอร์ในวิทยานิพนธ์นี้มีค่าต่ำสุดเท่ากับ 320 kHz หากไม่ต้องการให้แถบความถี่ที่เกิดจากการควบคุมต่ำกว่า 200 kHz (เท่ากับค่าผลต่างระหว่างความถี่อินเวอร์เตอร์และความถี่ในการมอดูเลตซึ่งหากต่ำกว่า 200 kHz จะอาจเกิดผลต่อเนื่องในลักษณะ Thermal effect) ความเร็วของการควบคุม (ความถี่การมอดูเลต) ควรต่ำกว่า 100 kHz ดังนั้นสำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะใช้อัตราขยายการป้อนกลับแรงดัน

$(\frac{\hat{v}_{op}(s)}{\hat{v}_{op}(s) - \hat{v}_{voltage}(s)})$ มีความถี่ผ่านศูนย์ (Cut off frequency, ω_{Cutoff}) ประมาณ 3.5 kHz

สำหรับการออกแบบศูนย์ของตัวควบคุม (ω_z) จะออกแบบให้อยู่ที่ตำแหน่งใกล้ ๆ กับขั้วของวงจรรอง ของวงจรวัดและป้อนกลับค่าออกกระแสด้านออก (10 kHz) เพื่อเพิ่มความเร็วในการควบคุมระบบ โดยในการออกแบบจะใช้สมการอัตราขยายการป้อนกลับสัญญาณดังสมการที่ (4.27)

$$\frac{\hat{v}_{op}(s)}{\hat{v}_{op}(s) - \hat{v}_{voltage}(s)} = G_{PI}(s)K_{VCO}G_{INV}(s)G_V(s) \quad (4.27)$$

โดย $G_{PI}(s)$ คือ อัตราขยายของตัวควบคุมเมื่อพิจารณาเฉพาะส่วนการเปลี่ยนแปลงซึ่งมีค่า

$$\text{เท่ากับ } \frac{\hat{v}_{freq}(s)}{\hat{v}_{op}(s) - \hat{v}_{voltage}(s)} = \frac{K_0 \left(\frac{s}{\omega_z} + 1 \right)}{s} \quad \text{เมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (4.26) จะได้}$$

$$\text{ความสัมพันธ์ของค่าตัวแปรดังนี้ } K_0 = -\frac{R_{19}}{R_{17}} \frac{1}{R_{14} C_{CONT}} \quad \text{และ } \omega_z = \frac{1}{R_{16} C_{CONT}}$$

จากหัวข้อที่แล้วหากความถี่ของการเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์น้อยกว่า 40 kHz อัตราขยายของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าเท่ากับ -0.005 (อัตราขยายไฟตรงของอินเวอร์เตอร์, K_{INV}) และจากการออกแบบให้ขั้วของอัตราขยายของวงจรป้อนกลับค่าขอดแรงดันด้านนอก (ขั้วของ G_V) ถูกชดเชยด้วยศูนย์ของตัวควบคุม (ω_z) ทำให้สามารถออกแบบค่า K_0 โดยใช้การคำนวณขนาดของอัตราขยายการป้อนกลับในสมการที่ (4.27) ที่ความถี่ ω_{Cutoff} ซึ่งจะให้อัตราขยายเท่ากับ 1 ดังสมการที่ (4.28)

$$1 = \frac{K_0}{\omega_{Cutoff}} K_{VCO} K_{INV} K_V \quad (4.28)$$

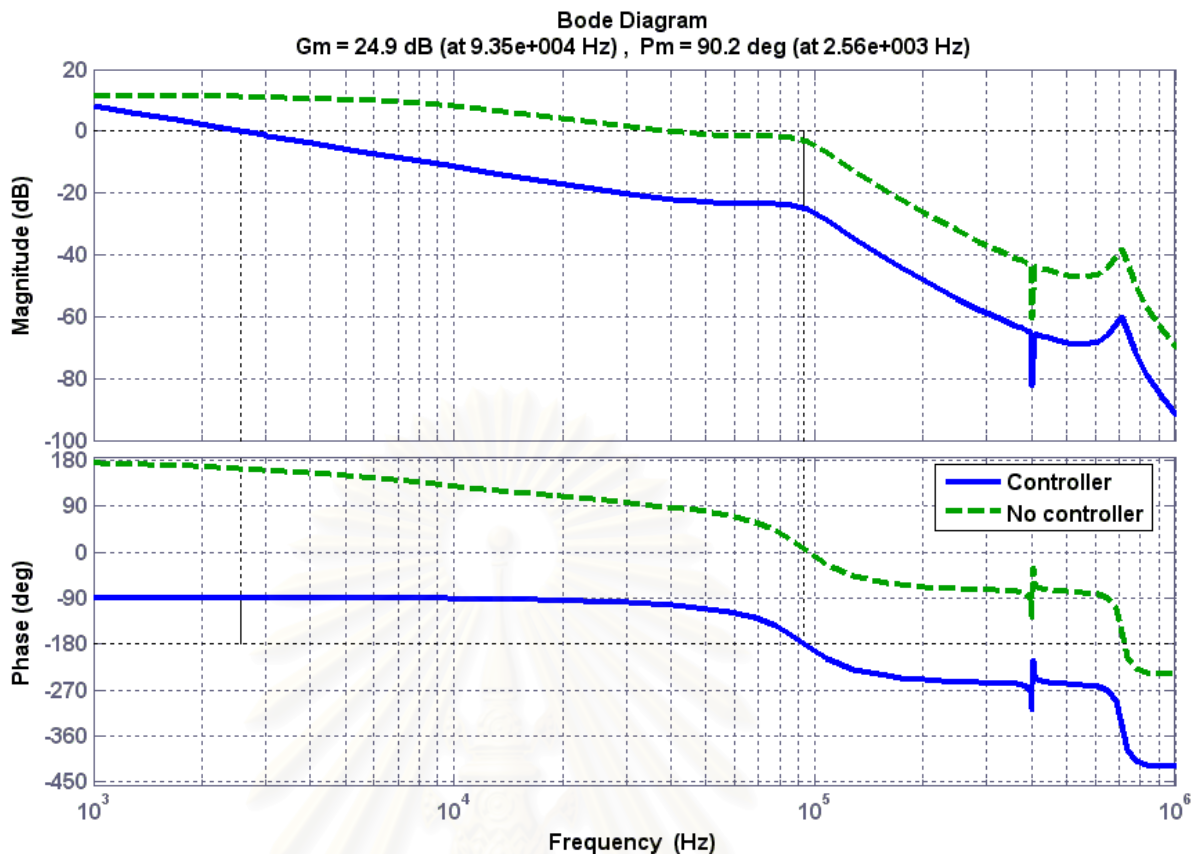
จากสมการที่ (4.28) สามารถคำนวณค่า $K_0 = -3.35 \times 10^3$ นั่นคือสามารถหาค่าอุปกรณ์ในส่วนที่เหลือของวงจรควบคุมได้ดังนี้

$$C_{CONT} = 4.78 \text{ nF}$$

$$R_{16} = 3.68 \text{ k}\Omega$$

ดังนั้นจากค่าที่คำนวณข้างต้นการเลือกอุปกรณ์มาใช้งานจะเลือกใช้ $C_{CONT} = 4.7 \text{ nF}$ และ $R_{16} = 4 \text{ k}\Omega$ เมื่อแทนค่าอุปกรณ์ลงในสมการอัตราขยายการป้อนกลับสมการที่ (4.27) ทำให้มี Bode plot ของอัตราขยายการป้อนกลับค่าขอดแรงดันด้านนอกของอินเวอร์เตอร์ที่สภาวะไร้โหลด ดังรูปที่ 4.14 ซึ่งให้ค่า Phase margin เท่ากับ 90.1° และ Gain margin เท่ากับ 24.9 dB โดยเป็นลักษณะการป้อนกลับที่ทำให้ระบบมีเสถียรภาพ

จุดทำงานที่นำมาออกแบบตัวควบคุมในหัวข้อนี้เป็นจุดทำงานที่เสี่ยงต่อการขาดเสถียรภาพที่สุด ดังนั้นระบบอินเวอร์เตอร์สำหรับเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าที่มีการออกแบบตัวควบคุมข้างต้นจะมีเสถียรภาพทุกจุดการทำงาน หรือทุกค่าโหลดของเนื้อเยื่อ

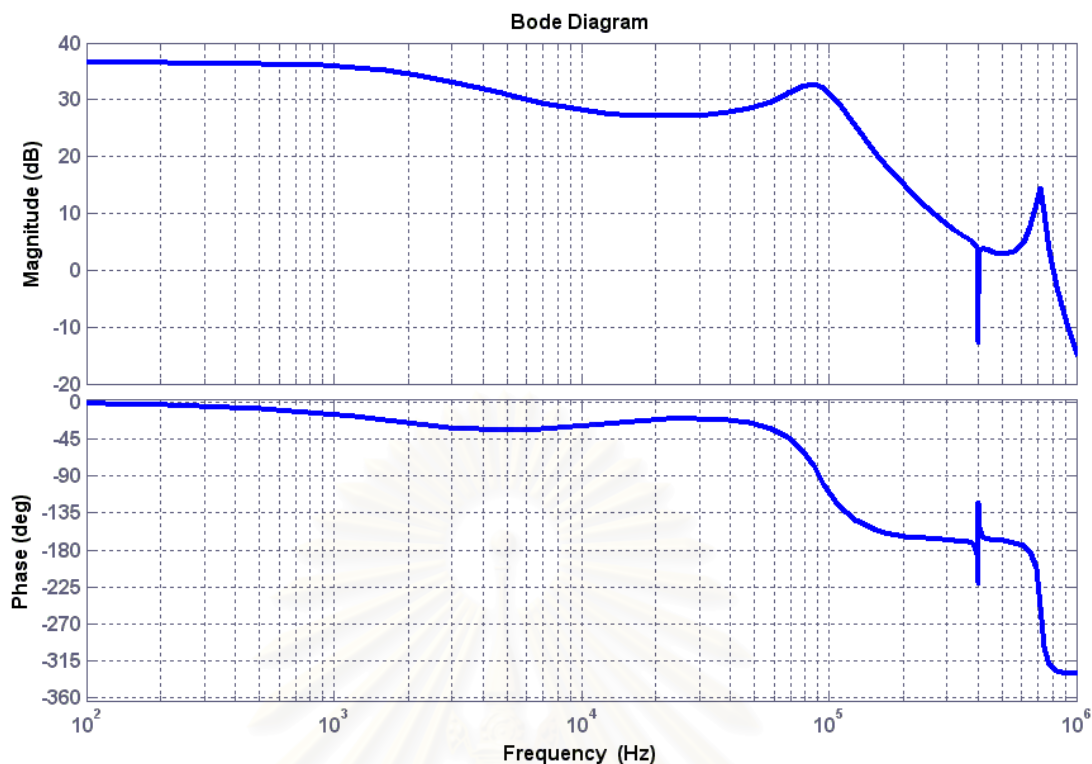


รูปที่ 4.14 Bode Plot ของอัตราขยายการป้อนกลับค่ายอดแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่
สถานะไร้โหลด ในกรณีที่มีผลของตัวควบคุม และไม่มีผลของตัวควบคุม

จากการออกแบบตัวควบคุมข้างต้นทำให้ระบบอินเวอร์เตอร์ในส่วนวงรอบการควบคุมค่า
ยอดแรงดันด้านออก ($\frac{\hat{V}_{op}(s)}{\hat{V}_*^*}$) มีผลตอบสนองเชิงความถี่ดังรูปที่ 4.15 ซึ่งจะพบว่าสามารถ

ประมาณระบบควบคุมค่ายอดแรงดันด้านออก หรือวงรอบการควบคุมด้านในเป็นฟังก์ชันลำดับ 1
(ขั้วตัวแรกห่างจากขั้ว หรือศูนย์ตัวถัดไปมากกว่า 10 เท่า หรือ 1 Decade)

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

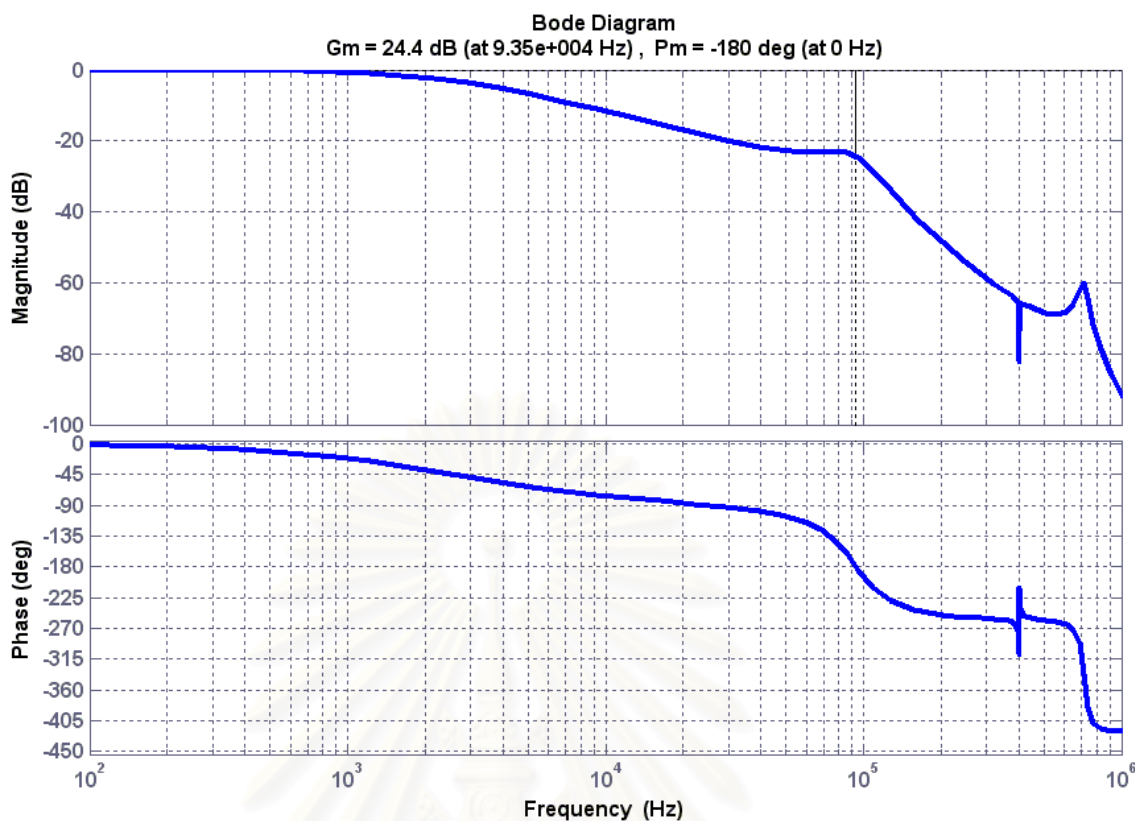


รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบอินเวอร์เตอร์ที่สภาวะไร้โหลด

$$\text{เมื่อควบคุมค่าขอดีแรงดันด้านออก } \left(\frac{\hat{v}_{op}(s)}{\hat{v}_{op}^*(s)} \right)$$

เมื่อพิจารณาอัตราขยายการป้อนกลับของการควบคุมกำลังดังสมการที่ (4.19) ที่แทนค่าตัวแปรต่าง ๆ จากที่ได้ทำการออกแบบจะได้ Bode plot ของอัตราขยายการป้อนกลับเพื่อการควบคุมกำลัง $\left(\frac{\hat{v}_{fb}(s)}{v_{error}(s)} \right)$ ดังรูปที่ 4.16 ซึ่งให้ค่า Phase margin เท่ากับ 180° และ Gain margin เท่ากับ 24.4 dB โดยเป็นค่าที่แสดงถึงความมีเสถียรภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมกำลัง

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.16 Bode Plot ของอัตราขยายการป้อนกลับกำลังด้านออก ($\frac{\hat{v}_{fb}(s)}{\hat{v}_{error}(s)}$) ของ

อินเวอร์เตอร์ที่สภาวะไร้โหลด

4.8 การตั้งค่าการควบคุมวงจรมอเตอร์

ในหัวข้อนี้จะทำการหาขนาดของสัญญาณการตั้งค่าเพื่อนำไปใช้ในการตั้งค่าควบคุมให้กับระบบอินเวอร์เตอร์ โดยค่าการตั้งของการควบคุมค่ายอดแรงดันหรือกำลังด้านออกจะขึ้นกับค่ายอดแรงดันหรือกำลังด้านออกที่ต้องการและอัตราขยายของวงจรป้อนกลับ ซึ่งค่าการตั้งทั้งสองมีช่วงของขนาดสัญญาณ ดังนี้

4.8.1 ค่าการตั้งค่ายอดแรงดันด้านออก เป็นค่าการตั้งการจำกัดค่ายอดแรงดันด้านออกโดยในวิทยานิพนธ์นี้อินเวอร์เตอร์จะให้ค่าแรงดันสูงสุดที่สภาวะอยู่ตัวเท่ากับ 400 V_{peak} โดยจากวงจรป้อนกลับแรงดันในหัวข้อที่ 4.5.1 จะพบว่าอัตราขยายการป้อนกลับค่ายอดแรงดันมีค่าเท่ากับ 0.015 (ค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัวของวงรอบการควบคุมแรงดันด้านออกเท่ากับ 0) ดังนั้นค่าการตั้งของค่ายอดแรงดันด้านออกมีค่าเท่ากับ 0 ถึง 6V

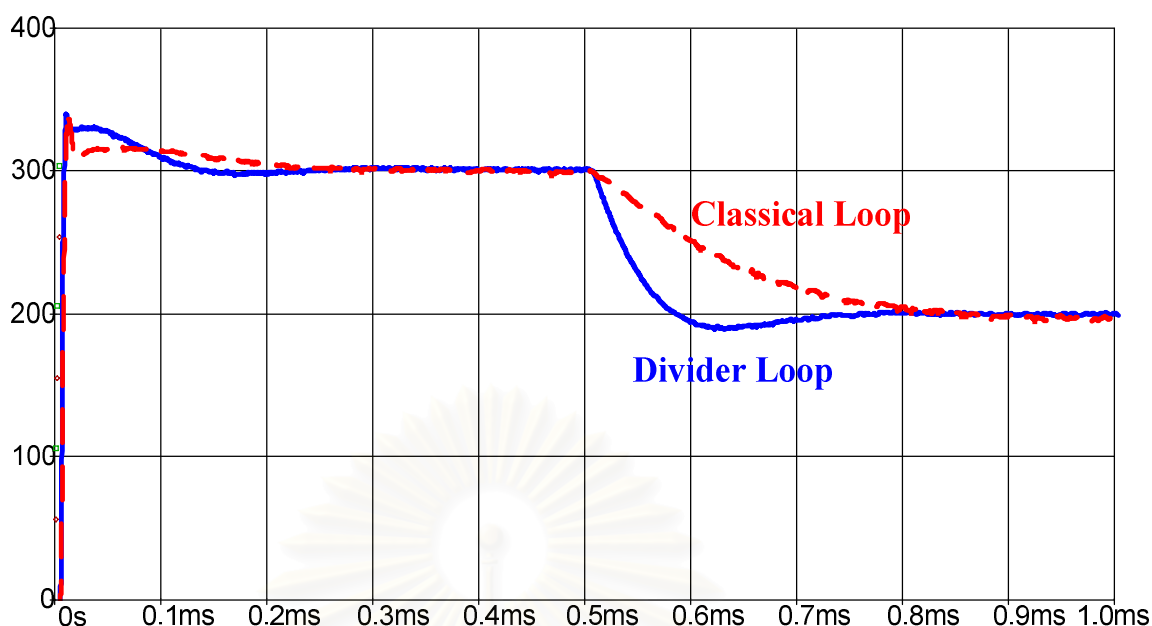
4.8.2 ค่าการตั้งกำลังด้านออก เป็นค่าการตั้งการควบคุมค่ากำลังด้านออกโดยในวิทยานิพนธ์นี้อินเวอร์เตอร์จะให้ค่ากำลังสูงสุดที่สภาวะอยู่ตัวเท่ากับ 300 W โดยจากสมการการ

ควบคุมกำลังด้านออกที่สภาวะอยู่ตัวในสมการที่ (4.13) จะพบว่าอัตราขยายการป้อนกลับกำลังมีค่าเท่ากับ 0.0045 (ค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัวของวงรอบการควบคุมกำลังด้านออกเท่ากับ 0) ดังนั้นค่าการตั้งของค่าขอดีแรงดันด้านออกมีค่าเท่ากับ 0 ถึง 1.35V

4.9 ข้อดี และข้อจำกัดของการใช้วงรอบการควบคุมแบบหาร

ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้การควบคุมค่าขอดีแรงดันด้านออกด้วยวิธีควบคุมแบบปกติ คือ วัตถุประสงค์แรงดันด้านออกเพื่อมาหาผลต่างหรือหาการเปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับค่าตั้งค่าขอดีแรงดันด้านออกและนำมาควบคุมระบบอินเวอร์เตอร์ ขณะที่วงรอบการควบคุมกำลังซึ่งเป็นวงรอบการควบคุมด้านนอกเลือกใช้การควบคุมแบบหารซึ่งให้ข้อดีว่าการใช้วงรอบการควบคุมแบบปกติในการควบคุมกำลัง คือ ในวงรอบการควบคุมกำลังไม่ต้องใช้ตัวควบคุมเพื่อลดความคลาดเคลื่อนของการควบคุม ซึ่งโดยปกติแล้วการออกแบบตัวควบคุมนั้นจะคำนึงถึงความเร็วในการควบคุม คือ จะออกแบบให้วงรอบการควบคุมด้านนอกช้ากว่าวงรอบการควบคุมด้านในเพื่อให้ระบบที่มีการควบคุมอย่างมีประสิทธิภาพ ทำให้การใช้การควบคุมแบบหารสำหรับวงรอบการควบคุมกำลังได้เปรียบที่สามารถควบคุมด้วยความเร็วที่ใกล้เคียงกับวงรอบการควบคุมด้านใน โดยค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัวมีค่าเท่ากับค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัวของวงรอบการควบคุมด้านใน ซึ่งหากออกแบบให้วงรอบการควบคุมด้านในมีผิดพลาดต่ำก็จะทำให้การควบคุมกำลังมีความคลาดเคลื่อนต่ำไปด้วย ขณะที่เมื่อใช้การควบคุมแบบปกติที่วงรอบการควบคุมกำลังจะต้องออกแบบให้ตัวควบคุมสำหรับวงรอบการควบคุมกำลังลดความไวของการตอบสนองให้ช้าลงเมื่อเทียบกับการควบคุมด้านใน ในหัวข้อนี้ได้ทำทดลองโดยใช้โปรแกรมจำลองการทำงานของวงจร (Computer simulation) เพื่อแสดงความแตกต่างของการตอบสนองต่อสัญญาณควบคุมในการควบคุมทั้งสองลักษณะดังรูปที่ 4.17

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.17 ค่ากำลังด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อใช้วิธีควบคุมแบบปกติ และการควบคุมแบบหาร

หมายเหตุ ผลการทดลองในรูปที่ 4.17 วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความต้านทานด้านออก (R) 200Ω และเปลี่ยนค่าคำสั่งกำลังจาก 300 W เป็น 200 W ที่ โดยใช้การทดลองด้วยโปรแกรมจำลองวงจร

เมื่อพิจารณาถึงระบบอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัดแล้ว ความไวของการเปลี่ยนแปลงโหลดระหว่างใช้งาน หรือความจำเป็นเรื่องความไวในการควบคุมขึ้นกับการตอบสนองของมนุษย์ หรือแพทย์ผู้ใช้งานซึ่งอยู่ในระดับ 50 ถึง 100 ms ซึ่งการควบคุมแบบปกติก็อาจรองรับความไวระดับนี้ได้ แต่ในวิทยานิพนธ์จะนำเสนอวิธีการป้อนกลับแบบหารซึ่งสามารถนำไปใช้งานได้เช่นกันแม้ในงานนี้อาจถึงจุดเด่นเรื่องความไวได้ไม่มากนัก

บทที่ 5

ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลอง

บทนำ

ในบทที่ 4 ได้แสดงการวิเคราะห์และคำนวณออกแบบตัวควบคุม สำหรับวงรอบการควบคุมแบบหารเพื่อควบคุมวงจรรินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าโดยใช้การคำนวณ ณ จุดทำงานที่เสี่ยงต่อการขาดเสถียรภาพมากที่สุด ในบทนี้จะตรวจสอบความถูกต้องของการคำนวณทางทฤษฎีในบทที่ 4 โดยใช้การเปรียบเทียบระหว่างผลการคำนวณด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การใช้แบบจำลองวงจรร และผลการทดลองจริง

การทดสอบความถูกต้องของแบบจำลอง และการทดสอบเสถียรภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้สำหรับเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้านั้น จะใช้วิธีการเปรียบเทียบผลการคำนวณโดยใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ กับผลการจำลองการทำงานวงจรร โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และผลการทดลอง โดยพิจารณาผลการตอบสนองของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุม ซึ่งจะกล่าวไว้ในหัวข้อที่ 5.1

โดยปกติการใช้งานเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้านั้นแพทย์ผู้ใช้งานจะทำการตั้งค่าที่เหมาะสมต่อรูปแบบการผ่าตัด (ได้แก่ กำลังไฟฟ้า และแรงดันสูงสุด) แล้วจึงให้เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าจ่ายพลังงานเข้าสู่ผู้ป่วยโดยไม่มีการปรับการตั้งค่าระหว่างที่เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าจ่ายพลังงาน ดังนั้นในหัวข้อที่ 5.2 และ 5.3 จะทำการทดลองเพื่อทดสอบผลการตอบสนองของระบบเมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าโหลด โดยกรณีที่มีการเปลี่ยนโหลดไม่ส่งผลต่อรูปแบบการควบคุมหรืออินเวอร์เตอร์ทำงานในลักษณะควบคุมกำลังด้านออกทั้งก่อนและหลังเปลี่ยนค่าโหลดแสดงไว้ในหัวข้อที่ 5.2 และกรณีที่มีการเปลี่ยนโหลดในช่วงกว้างจนทำให้ระบบควบคุมมีการเปลี่ยนรูปแบบการควบคุมจากการจำกัดค่ายอดแรงดันด้านออก ไปสู่การควบคุมกำลังด้านออกแสดงไว้ในหัวข้อที่ 5.3

การทดสอบในบทนี้จะใช้วงจรรินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งมีค่าของอุปกรณ์ต่างๆดังตารางที่ 5.1 และใช้การควบคุมแบบหารที่นำเสนอไว้ในบทที่ 4 ในหัวข้อที่ 5.2 และ 5.3 จะใช้การตั้งค่าที่ค่าสูงสุดของวิทยานิพนธ์นี้ คือ ตั้งค่าควบคุมกำลังไว้ที่ 300 W และตั้งค่าจำกัดค่ายอดแรงดันไว้ที่ 400 V_{peak} โดยกำหนดวัฏจักรงานของสัญญาณขับนำสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 40 %

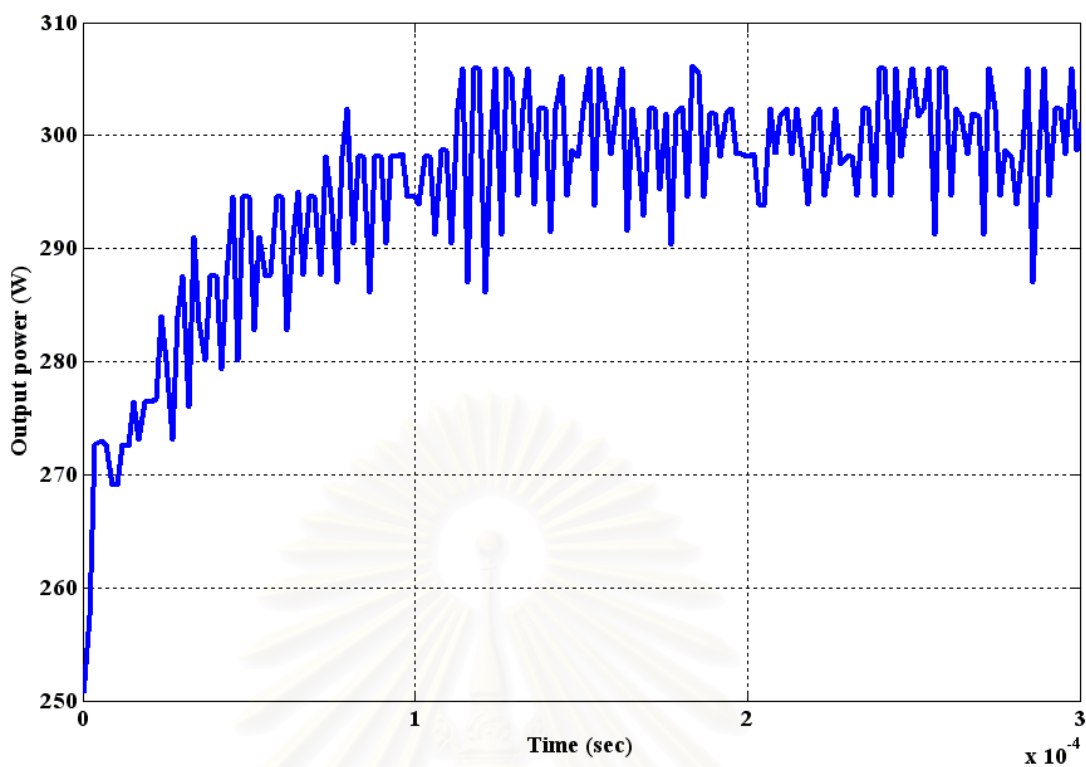
ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์

ตัวแปร	ค่าพารามิเตอร์
V_{DC} (V)	280
C_1 และ C_2 (μF)	1.5
n	1.5
R_l (Ω)	9.59
L_r (μH)	26.03
C_r (nF)	10.5
C_f (nF)	4.65
R_N ($k\Omega$)	15
F_{MIN} (kHz)	320
F_{MAX} (kHz)	520

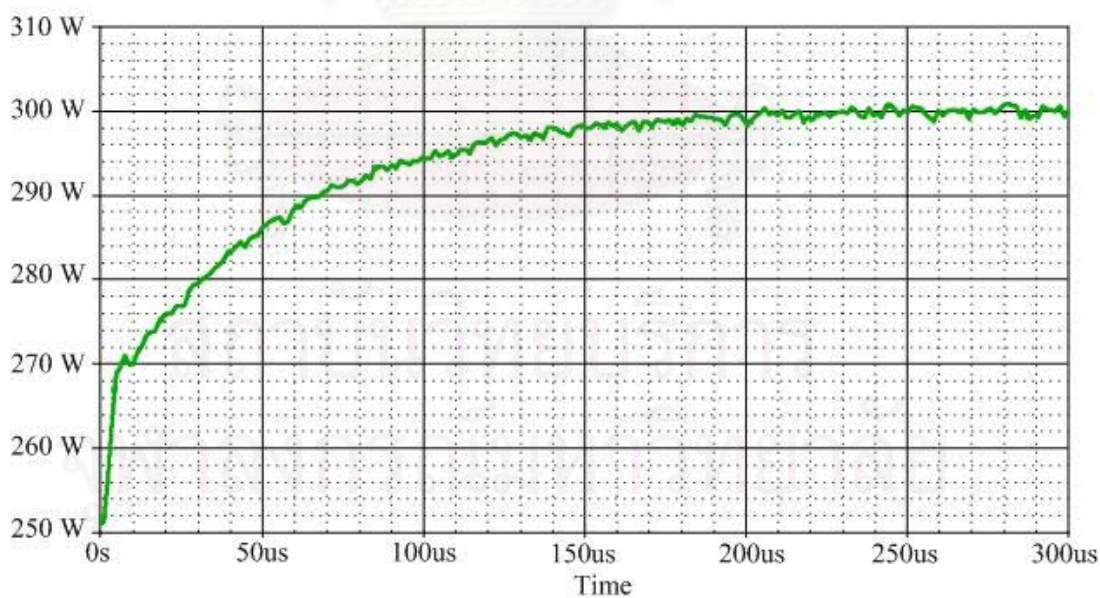
5.1 การทดสอบความถูกต้องของแบบจำลอง และการทดสอบเสถียรภาพของอินเวอร์เตอร์

การทดสอบในหัวข้อนี้จะทำการพิสูจน์ความถูกต้องของแบบจำลอง และการทดสอบเสถียรภาพของอินเวอร์เตอร์สำหรับเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าซึ่งได้ทำการวิเคราะห์ คำนวณ และออกแบบไว้ในบทที่ 3 และ 4 โดยใช้การเปรียบเทียบผลการตอบสนองของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุมกำลังแบบขึ้นด้วยวิธีการคำนวณจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การใช้โปรแกรมจำลองการทำงานวงจร และการทดลองกับวงจรจริง ซึ่งจะแสดงไว้ในรูปที่ 5.1 ถึง 5.3 และสรุปเป็นตารางเปรียบเทียบค่าที่แสดงเสถียรภาพของระบบในตารางที่ 5.2

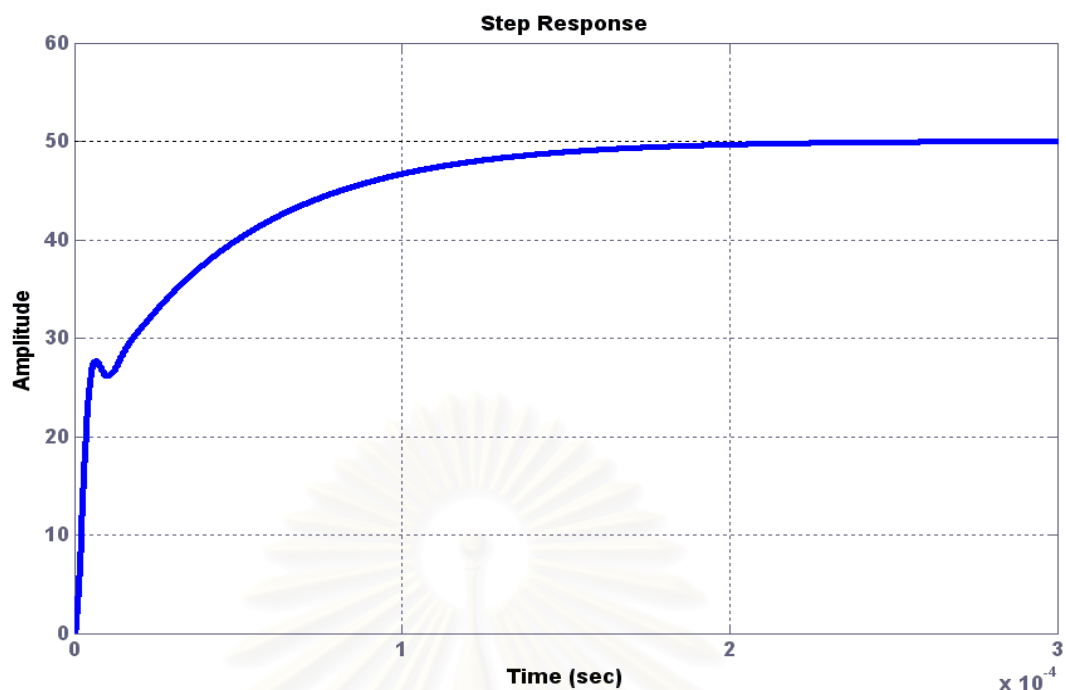
การทดลองในหัวข้อนี้จะทดลองเปลี่ยนค่ากำลังกำลังด้านออกจาก 250 W เป็น 300 W ที่ค่าโหลด (R_{Tissue}) 210 Ω ซึ่งเป็นค่าโหลดที่วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ทำงานในย่านการควบคุมกำลังทั้งกรณีที่ตั้งกำลังเท่ากับ 250 W และ 300 W โดยตั้งค่าจำกัดค่ายอดแรงดันด้านออกไว้ที่ 400 V_{peak}



รูปที่ 5.1 กำลังไฟฟ้าด้านออกของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุม
เมื่อเปลี่ยนค่าตั้งการควบคุมกำลังจาก 250W เป็น 300W จากการทดลอง



รูปที่ 5.2 กำลังไฟฟ้าด้านออกของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่าตั้งการควบคุม
กำลังจาก 250W เป็น 300W จากการจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์



รูปที่ 5.3 กำลังไฟฟ้าด้านออกของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่าตั้งการควบคุมกำลังจาก 250W เป็น 300W จากการจำลองโดยใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (แสดงเฉพาะส่วนการเปลี่ยนแปลง)

ตารางที่ 5.2 ผลการทดลองการตอบสนองของระบบอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนค่าตั้งการควบคุม

แบบจำลอง	ก่อนการเปลี่ยนค่าตั้ง		หลังการเปลี่ยนค่าตั้ง		ค่าความคลาดเคลื่อนที่สถานะอยู่ตัวของกำลังด้านออก (Steady state error)	Settling time ที่ $\pm 2\%$ ของสถานะอยู่ตัวของ (millisecond)
	กำลังด้านออก (Watts)	ความถี่การสวิตช์ (kHz)	กำลังด้านออก (Watts)	ความถี่การสวิตช์ (kHz)		
วงจรจริง	250	410	300	398	0	0.15
โปรแกรมคอมพิวเตอร์	250	379	300	371	0	0.171
แบบจำลองทางคณิตศาสตร์	250	396	300	386	0	0.156

จากรูปที่ 5.1 ถึง 5.3 จะพบว่าผลต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอ้างอิงของระบบอินเวอร์เตอร์จากการทดลอง การจำลองโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ และการจำลองโดยใช้

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ มีลักษณะคล้ายคลึงกันมาก และให้ค่าที่แสดงเสถียรภาพของระบบ เช่น ค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัว และค่า Settling time ใกล้เคียงกัน ทำให้เชื่อมั่นได้ว่าการจำลองการทำงานวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และการใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ สามารถสะท้อนพฤติกรรมของวงจรอินเวอร์เตอร์จริงที่ทำการควบคุมแบบหาค่าในวิทยานิพนธ์นี้ได้ (โปรแกรมจำลองการทำงานวงจร และแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ถูกใช้ในบทที่ 4 ของวิทยานิพนธ์)

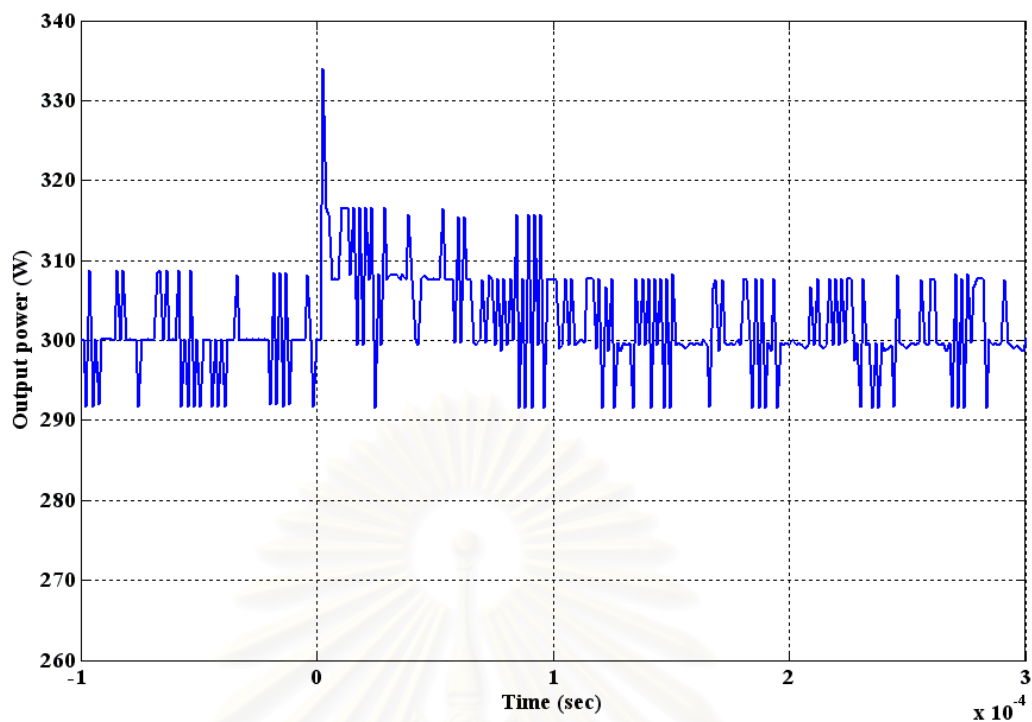
จากผลทดลองการตอบสนองของระบบอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 5.1 ถึง 5.3 พบว่าระบบยังคงมีเสถียรภาพเมื่อทำการเปลี่ยนค่าตั้งการควบคุมกำลัง โดยมีค่าความคลาดเคลื่อนในสภาวะอยู่ตัว และค่า Settling time น้อยกว่าค่าที่กำหนดไว้ในบทที่ 4 (ค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัวของกำลังด้านออกน้อยกว่าร้อยละ 1 ของค่ากำลังที่ตั้งค่าไว้ และค่า Settling time น้อยกว่า 50 ms) และให้ค่าแรงดันด้านออกที่สภาวะอยู่ตัวไม่สูงเกินค่าจำกัดค่ายอดแรงดัน (400 Vpeak)

หมายเหตุ การปรับค่าตั้งกำลังด้านออก และค่าตั้งการจำกัดกระแสด้านออกในการทดลองกับวงจรจริงจะมีการปรับค่าเพื่อให้ค่าที่ถูกต้อง (อาจผิดพลาดจากหัวข้อการปรับการตั้งค่าในหัวข้อที่ 4.8) เพราะเกิดมีความคลาดเคลื่อนในส่วนของอัตราขยายการป้อนกลับสัญญาณ แต่ยังคงความเป็นเชิงเส้นไว้

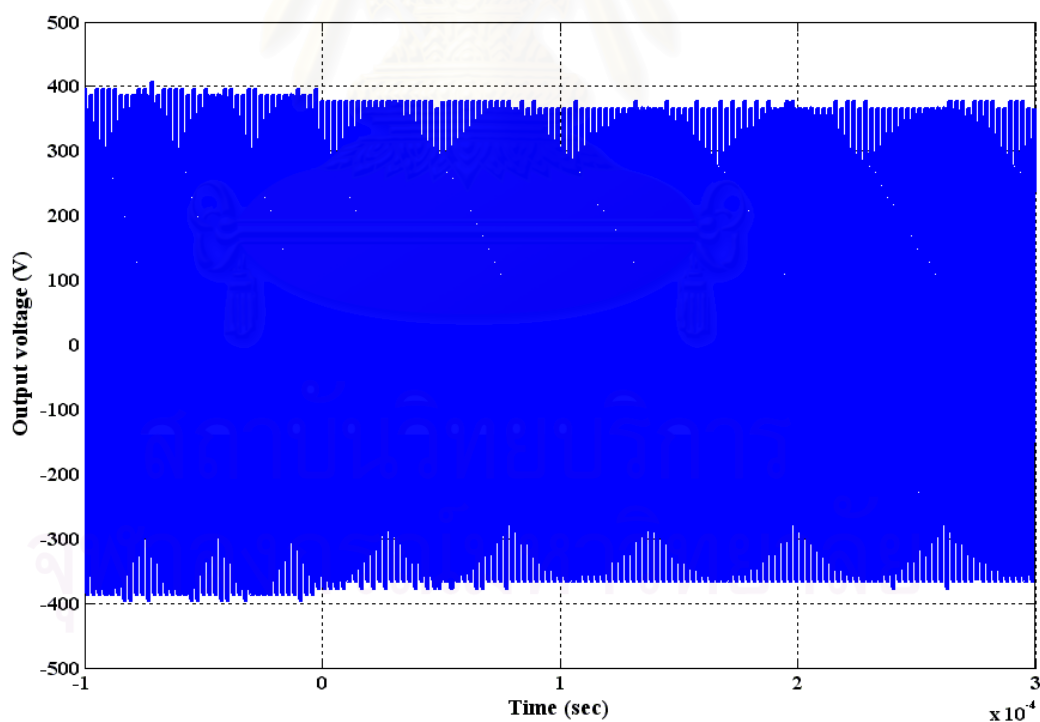
5.2 ผลการตอบสนองของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนโหลด โดยรูปแบบการควบคุมคงเดิม

ในหัวข้อนี้จะทำการทดสอบความสามารถในการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจีด้วยไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนความต้านทาน โหลด ณ ค่าตั้งค่ายอดแรงดันด้านออกสูงสุด (400 Vpeak) และค่าตั้งกำลังด้านออกสูงสุด (300 W) ซึ่งเป็นสภาวะการทำงานที่อาจเกิดขึ้นได้จริง โดยวงจรควบคุมจะทำการควบคุมกำลังด้านออกทั้งก่อน และหลังเปลี่ยนการค่าความต้านทาน โหลด การทดสอบผลตอบสนองของระบบที่ควบคุมกำลังออกเมื่อเปลี่ยนค่า โหลดนี้จะใช้การทดสอบด้วยการทดลองกับวงจรจริงซึ่งได้แสดงผลการเปลี่ยนแปลงของกำลังด้านออกไว้ดังรูปที่ 5.4 และแสดงผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านออกไว้ดังรูปที่ 5.5 และสรุปเป็นตารางแสดงค่าที่บ่งบอกเสถียรภาพของระบบดังในตารางที่ 5.3

การทดลองในหัวข้อนี้จะทดลองเปลี่ยนค่า โหลดจาก 240Ω เป็น 210Ω ซึ่งตั้งค่ากำลังด้านออกไว้ที่ 300 W และตั้งค่าจำกัดค่ายอดแรงดันด้านออกไว้ที่ 400 Vpeak โดยวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์จะทำงานในย่านการควบคุมกำลังทั้งก่อนและหลังเปลี่ยนค่า โหลด เนื่องจากค่ายอดแรงดันด้านออกที่กำลัง 300 W ณ ค่า โหลดทั้งสอง จะให้ค่าแรงดันด้านออกต่ำกว่าค่าจำกัดค่ายอดแรงดัน (จากสมการที่ 4.11) และยังอยู่ในย่านที่ควบคุมได้ของอินเวอร์เตอร์ (ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์อยู่ในช่วง 320 kHz ถึง 520 kHz)



รูปที่ 5.4 กำลังไฟฟ้าด้านออกของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุม
เมื่อเปลี่ยนค่าโหลด (R_{Tissue}) จาก 240Ω เป็น 210Ω จากการทดลอง



รูปที่ 5.5 แรงดันไฟฟ้าด้านออกของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุม
เมื่อเปลี่ยนค่าโหลด (R_{Tissue}) จาก 240Ω เป็น 210Ω จากการทดลอง

ตารางที่ 5.3 ผลการทดลองการตอบสนองของระบบอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนค่าโหลด โดยเป็นการควบคุมกำลังออกทั้งก่อนและหลังเปลี่ยนค่าโหลด

แบบจำลอง	ก่อนการเปลี่ยนโหลด			หลังการเปลี่ยนโหลด			Settling time ที่ $\pm 2\%$ ของ สถานะอยู่ตัว (millisecond)
	กำลัง ด้านออก (Watts)	แรงดัน ด้านออก (Vpeak)	ความถี่การ สวิตช์ (kHz)	กำลังด้าน ออก (Watts)	แรงดัน ด้านออก (Vpeak)	ความถี่ การสวิตช์ (kHz)	
วงจรจริง	300	380	400	300	356	405	0.11 (ค่าโดยประมาณ)

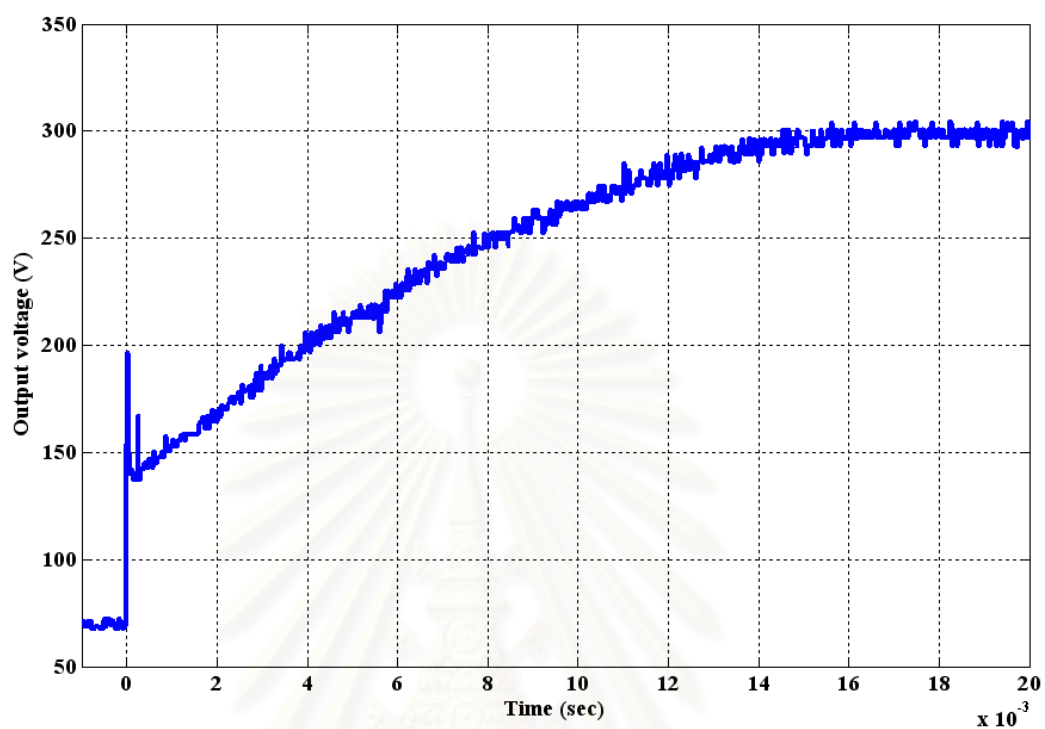
จากผลทดลองการตอบสนองของระบบอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 5.4 และ 5.5 พบว่าระบบยังคงมีเสถียรภาพเมื่อทำการเปลี่ยนค่าโหลด โดยวงจรควบคุมทำงานอยู่ในย่านการควบคุมกำลังทั้งก่อนและหลังเปลี่ยนค่า ซึ่งผลตอบของระบบมีค่าความคลาดเคลื่อนที่สถานะอยู่ตัว และค่า Settling time น้อยกว่าค่าที่กำหนดไว้ในบทที่ 4 (ค่าความคลาดเคลื่อนที่สถานะอยู่ตัวของกำลังด้านออกน้อยกว่าร้อยละ 1 ของค่ากำลังที่ตั้งค่าไว้ และค่า Settling time น้อยกว่า 50 ms) และให้ค่าแรงดันด้านออกที่สถานะอยู่ตัวไม่สูงกว่าค่าจำกัดค่ายอดแรงดัน (400 Vpeak)

5.2 ผลการตอบสนองของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนโหลด และเปลี่ยนรูปแบบการควบคุม

ในหัวข้อนี้จะทำการทดสอบความสามารถในการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนความต้านทานโหลด ณ ค่าตั้งค่ายอดแรงดันด้านออกสูงสุด (400 Vpeak) และค่าตั้งกำลังด้านออกสูงสุด (300 W) ซึ่งเป็นสภาวะการทำงานที่อาจเกิดขึ้นได้จริง โดยการเปลี่ยนค่าโหลดในหัวข้อนี้วงจรควบคุมจะเปลี่ยนย่านการทำงานจากย่านจำกัดค่ายอดแรงดันด้านออก ไปสู่การควบคุมกำลังด้านออก การทดสอบผลตอบสนองของระบบเมื่อเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลดพร้อมกับเปลี่ยนย่านการทำงานนี้จะใช้การทดสอบด้วยการทดลองกับวงจรจริงซึ่งได้แสดงผลการเปลี่ยนแปลงของกำลังด้านออกไว้ดังรูปที่ 5.6 และแสดงผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านออกไว้ดังรูปที่ 5.7 และสรุปเป็นตารางแสดงค่าที่บ่งบอกเสถียรภาพของระบบดังในตารางที่ 5.4

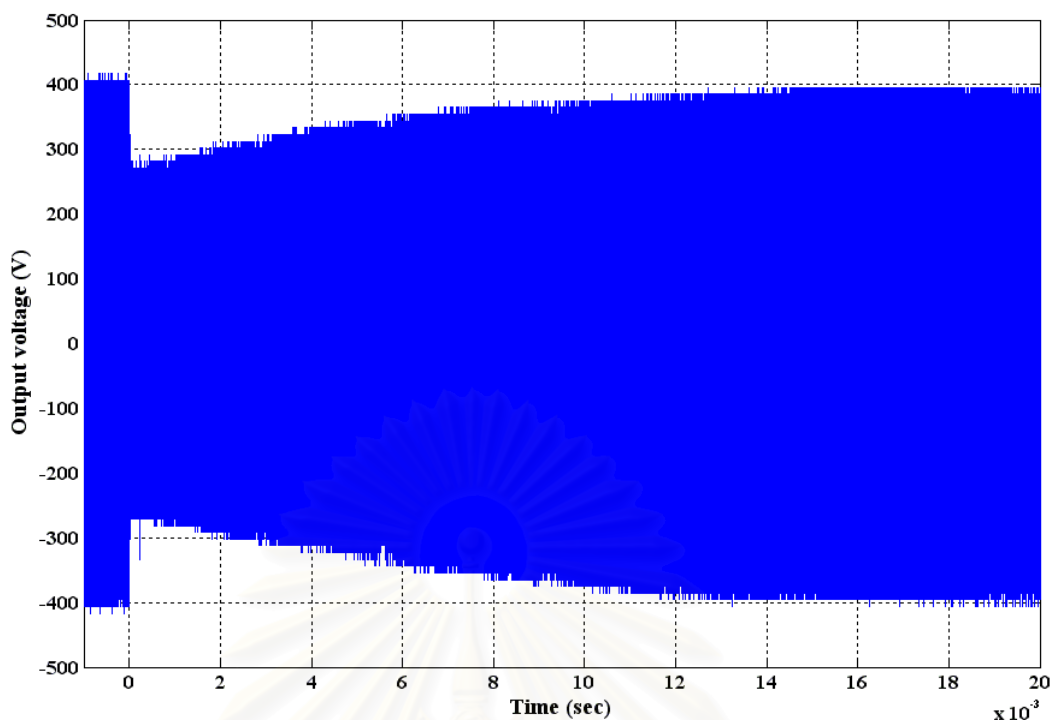
การทดลองในหัวข้อนี้จะทดลองเปลี่ยนค่าโหลดจาก $1.25 \text{ k}\Omega$ เป็น 250Ω เมื่อค่าตั้งกำลังด้านออกเท่ากับ 300 W และตั้งค่าจำกัดค่ายอดแรงดันด้านออกไว้ที่ 400 Vpeak โดยที่ค่าโหลด $1.25 \text{ k}\Omega$ วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์จะทำงานในย่านจำกัดค่ายอดแรงดันด้านออก แต่เมื่อลดความต้านทานโหลดเป็น 250Ω วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์จะทำงานในย่านการควบคุมกำลังด้านออก

แทน เนื่องจากความต้านทานโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์มีค่าอยู่ในช่วงที่สามารถควบคุมค่ากำลัง
 ด้านออกได้โดยไม่ทำให้ค่ายอดของแรงดันด้านออกสูงกว่าค่าการจำกัดแรงดัน (400 Vpeak)



รูปที่ 5.6 กำลังไฟฟ้าด้านออกของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุม
 เมื่อเปลี่ยนค่าโหลด (R_{Tissue}) จาก $1.25 \text{ k}\Omega$ เป็น 250Ω จากการทดลอง

สถาบันวิทยบริการ
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 5.7 แรงดันไฟฟ้าด้านออกของระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุม
เมื่อเปลี่ยนค่าโหลด (R_{Tissue}) จาก $1.25\text{ k}\Omega$ เป็น $250\ \Omega$ จากการทดลอง

ตารางที่ 5.4 ผลการทดลองการตอบสนองของระบบอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนค่าโหลด
และเปลี่ยนการควบคุมจากการจำกัดแรงดันออกไปสู่การควบคุมกำลังออก

แบบจำลอง	ก่อนการเปลี่ยนโหลด		หลังการเปลี่ยนโหลด		Settling time ที่ $\pm 2\%$ ของสภาวะ อยู่ตัว (millisecond)
	กำลังด้าน ออก (Watts)	แรงดัน ด้านออก (Vpeak)	กำลังด้าน ออก (Watts)	แรงดัน ด้านออก (Vpeak)	
วงจรจริง	67.6	400	300	385	14.8

จากผลทดลองการตอบสนองของระบบอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 5.6 และ 5.7 พบว่าระบบ
ยังคงมีเสถียรภาพเมื่อทำการเปลี่ยนค่าโหลด พร้อมกับเปลี่ยนย่านการทำงานจากการควบคุมกำลัง
ด้านออกไปสู่การจำกัดค่ายอดแรงดันด้านออก โดยมีค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัว และค่า
Settling time น้อยกว่าค่าที่กำหนดไว้ในบทที่ 4 (ค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะอยู่ตัวของกำลังด้าน
ออกน้อยกว่าร้อยละ 1 ของค่ากำลังที่ตั้งค่าไว้ และค่า Settling time น้อยกว่า 50 ms) และให้ค่า
แรงดันด้านออกที่สภาวะอยู่ตัวไม่สูงกว่าค่าจำกัดค่ายอดแรงดัน (400 Vpeak)

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงรอบการควบคุมแบบหาร และการออกแบบตัวควบคุมของวงจรควบคุมวงจรมอเตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าโดยใช้แบบจำลองของวงจรมอเตอร์เป็นเครื่องมือในการออกแบบเพื่อให้ได้การออกแบบที่เป็นขั้นตอน ถูกต้อง แม่นยำ และสามารถตรวจสอบความถูกต้องได้ โดยผลของการควบคุมจะทำให้เครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้ามีประสิทธิภาพในการผ่าตัดมากขึ้น และสามารถทำงานถูกต้องตามข้อกำหนด หรือมาตรฐานทางด้านความปลอดภัยทางด้านเครื่องมือแพทย์ โดยวงรอบการควบคุมแบบหารที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้มีรูปแบบการควบคุมไม่เหมือนกับการควบคุมทั่วไป คือ ใช้ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรที่ควบคุม (สัญญาณควบคุมกำลังด้านออก) กับตัวแปรป้อนกลับ (สัญญาณป้อนกลับกระแสด้านออก) ในการควบคุมแทนการป้อนกลับสัญญาณประเภทเดียวกัน (สัญญาณป้อนกลับกำลังด้านออก) ในการควบคุม ทำให้ไม่สามารถใช้ทฤษฎีควบคุมพื้นฐานโดยตรง ส่งผลให้การคำนวณเพื่อออกแบบตัวควบคุมเมื่อใช้วงรอบการควบคุมแบบหารสำหรับเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าทำได้ยาก และอุปสรรคอีกประการหนึ่งของการออกแบบควบคุมวงจรมอเตอร์สำหรับเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าไม่ว่าจะเลือกใช้วิธีการควบคุมแบบใดก็ตาม คือ ต้องออกแบบควบคุมให้อินเวอร์เตอร์สามารถรองรับสภาวะการทำงาน หรือทำงานอย่างมีประสิทธิภาพที่ค่าโหลดเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างได้ (สภาวะลัดวงจร ถึง สภาวะเปิดวงจร)

การวิเคราะห์วงรอบการควบคุมแบบหาร โดยการพิจารณาที่สัญญาณขนาดเล็กทำให้สามารถเปลี่ยนรูปแบบการป้อนกลับแบบหารให้มีลักษณะคล้ายกับการป้อนกลับแบบปกติ ส่งผลให้สามารถใช้ทฤษฎีพื้นฐานของการควบคุมมาใช้กับวงรอบการควบคุมแบบหาร ในการออกแบบตัวควบคุมเพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพแม้จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดของเนื้อเยื่อในช่วงกว้างนั้น จะต้องออกแบบตัวควบคุม ณ สภาวะการทำงานที่เสี่ยงต่อการขาดเสถียรภาพมากที่สุด ซึ่งเมื่อทำการวิเคราะห์แล้วพบว่า สภาวะที่ทำให้ระบบเสี่ยงต่อการขาดเสถียรภาพมากที่สุด คือ สภาวะไร้โหลดของอินเวอร์เตอร์ โดยหากออกแบบตัวควบคุมให้อินเวอร์เตอร์มีเสถียรภาพที่จุดทำงานนี้แล้วระบบจะสามารถรองรับสภาวะการทำงานอื่นๆได้

วงรอบการควบคุมแบบหารนี้มีจุดเด่นที่สามารถลดปริมาณตัวควบคุมภายในระบบได้โดยยังคงความแม่นยำของการควบคุมไว้ (เท่ากับวงรอบการควบคุมด้านใน) ซึ่งปกติแล้วหากปริมาณตัวควบคุมลดลงผลการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดหรือค่าคำสั่งจะทำได้เร็วขึ้น แต่ถึงกระนั้น

ความเร็วของการเปลี่ยนแปลงค่าโพลดเนื้อเยื่อในระหว่างใช้งานของระบบอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัดขึ้นอยู่กับคำตอบของมนุษย์ หรือแพทย์ผู้ใช้งาน โดยปกติแล้วมีค่าประมาณ 50 ms ซึ่งการควบคุมแบบปกติก็อาจรองรับความไวระดับนี้ได้เช่นเดียวกับการใช้การควบคุมแบบหาร ทำให้ วงรอบการควบคุมแบบหารสำหรับงานทางด้าน การผ่าตัดอาจถึงจุดเด่นเรื่องความไวได้ไม่มากนัก แต่วิทยานิพนธ์นี้ก็ได้แสดงถึงความเป็นไปได้ของการนำวงรอบการควบคุมแบบหารมาใช้งานทางด้าน การผ่าตัด

6.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัย

1. การกำหนดหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของอินเวอร์เตอร์ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้การประมาณสัญญาณด้วยสัญญาณที่ความถี่หลักมูล ซึ่งไม่ได้รวมผลของฮาร์มอนิก ทำให้แบบจำลองมีความคลาดเคลื่อน และหากต้องการความถูกต้องของแบบจำลองมากขึ้นควรพิจารณาถึงผลของฮาร์มอนิกแต่จะทำให้การคำนวณจะยุ่งยากซับซ้อนมากขึ้นตามไปด้วย

2. วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ยังไม่ได้ทำการวิเคราะห์เลือกค่าอุปกรณ์ที่เหมาะสมที่สุดของการใช้เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ ซึ่งหากทำการวิเคราะห์เลือกค่าอุปกรณ์ที่เหมาะสมอาจทำให้เครื่องตัดจี้ด้วยฟ้ามีย่านการทำงานที่กว้างขึ้น และกระแสไหลวนในวงจร ลดลงซึ่งทำให้ความสูญเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์ลดลงไปด้วย

3. ในวิทยานิพนธ์นี้ไม่ได้ทำการวิเคราะห์การควบคุมด้วยระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าอินเวอร์เตอร์เนื่องจากอินเวอร์เตอร์มีพฤติกรรมการทำงานเร็วกว่าวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงมาก แต่กระนั้นอาจต้องศึกษารูปแบบการควบคุมวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงด้วยหากต้องการนำการควบคุมระดับไฟตรงมาใช้งาน

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

- [1] John R. LaCourse; Marc C. Vogt; W. Thomas Miller; and Stuart M. Selikowitz. Spectral Analysis Interpretation of Electrosurgical Generator Nerve and Muscle Stimulation. IEEE Trans. on Biomedical Eng. 35, 7 (July 1988) : 505- 509.
- [2] S.M. Selikowitz; J.R. Lacaue; and G.C.Gerhard. High frequency current distribution in axial body structures during electrosurgery. Proceedings of the 1988 Fourteenth Annual Northeast Publication. (10-11 March 1988) : 115 – 117.
- [3] Shuman IE. Bipolar Versus Monopolar Electrosurgery : Clinical Applications. Dentistry today (Dec. 2001) : 1-7
- [4] Kalkwarf KL; Krejci RF and Wentz. FM. Healing of electro-surgical incisions in gingival early histologic observations in adult men. JPD (1981) : 662-667
- [5] Kalkwarf KL; Krejci RF and Wentz FM. Epithelial and connective tissue following electrosurgical incisions in human gingival. Oral Maxillof Surg (1983) : 80-85
- [6] Eric X. Yang; Fred C. Lee; and Milan M. Jovanovic. Small-Signal Modeling of Series and Parallel Resonant Converters. Power Electronic Conference and Exposition. (23-27 Feb. 1992) : 785 – 792.
- [7] Yan Yin; Regan Zane; John Glaser; and Robert W. Erickson. Small-Signal Analysis of Frequency-controlled Electronic Ballasts. IEEE trans. on circuits and systems. 50, 8 (August 2003) : 1103 – 1110.
- [8] O.Ojo; and I.Bhat. Steady-state and dynamic analyses of high-order parallel resonant converters; IEE Proceedings-B. 140, 3 (May 1993) : 209 – 216.
- [9] J.M. Alonso; J. Ribas; A.J. Calleja; E. Lopez; and M. Rico-Secades. Dynamic modeling of high frequency resonant inverters for the implementation of closed loop electronic ballasts. CIEP 2000. VII IEEE Internationl. (15-19 Oct. 2000) : 281 – 286
- [10] Y. Yin; R. Zane; R. Erickson; J. Glaser. Direct modeling of envelope dynamics in resonant inverters. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual. 3 (15-19 June 2003) : 1313 – 1318
- [11] ปราโมช ดอกไม้; ยุทธนา กุลวิทิต; และ ธันวา ต้นสติดิย์. แบบจำลองไฟฟ้ากระแสสลับสำหรับการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ผ่านแรงดันไฟตรงด้านเข้า. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29 (ECON 29). (พฤศจิกายน 2549) : 365-368.
- [12] Manual of Electrosurgery; KLS Martin Group.
- [13] User manual of VIO 300D; ERBE.

- [14] Norman S.Nise. Control system engineering. Third edition. : JOHN WILLEY & SONS, INC., 2000
- [15] รศ.ดร. โททม อารีธา. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง1. กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดดูเคชั่น, 2544.
- [16] R. Haag; and A. Cuschieri. Recent advances in high-frequency electrosurgery: development of automated systems. Erbe GmbH, Tübingen, Germany and Dept of Surgery, Ninewells Hospital and Medical School; University of Dundee; UK.
- [17] Sherman JA. Principles and theory of radiosurgery. www.ellman.com. Accessed (April 2000).



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายปราโมช ดอกไม้ เกิดเมื่อวันที่ 18 สิงหาคม พ.ศ. 2526 เขตราชบุรีบูรณะ จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (เกียรตินิยมอันดับ2) จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ปีการศึกษา 2547 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2548

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

ปราโมช ดอกไม้; ยุทธนา กุลวิฑิต; และ ชันวา ดันสทธิชัย . แบบจำลองไฟฟ้ากระแสสลับสำหรับการควบคุมวงจรถออินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ผ่านแรงดันไฟตรงด้านเข้า. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29 (ECON 29). (9-10 พฤศจิกายน 2549): 365-368

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย