

การออกแบบและสร้างแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง
ที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า



นางสาว จิตติยา ชนะสินธราทิพย์

สถาบันวิทยบริการ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2549

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

DESIGN AND IMPLEMENT OF A HIGH FREQUENCY GENERATOR
FOR ELECTROSURGICAL UNIT



Miss Jittiya Thanasintratip

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

การออกแบบและสร้างแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง
ที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า

โดย

นางสาว จิตติยา ธนะสินธราทิพย์


สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา

รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต

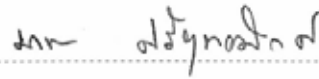
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโทบริหารธุรกิจ


..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร. ดิเรก ลาวัณย์ศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์


..... ประธานกรรมการ
(อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์)


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต)


..... กรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร. มานะ ศรียุทธศักดิ์)

จิตติยา ณะสินธราทิพย์: การออกแบบและสร้างแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า (DESIGN AND IMPLEMENT OF A HIGH FREQUENCY GENERATOR FOR ELECTROSURGICAL UNIT) อ. ที่ปรึกษา: รศ. ดร. ยุทธนา กุลวิฑิต , 90 หน้า.

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบและสร้างแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า โดยใช้อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์อนุกรมโพลคขนาน และใช้การประมาณสัญญาณด้วยสัญญาณที่ความถี่หลักมูล ทำให้สามารถวิเคราะห์วงจรโพลคที่มีการเปลี่ยนแปลงความต้านทานในช่วงกว้างได้ง่ายและสามารถออกแบบวงจรโพลคได้อย่างเป็นระบบตามข้อกำหนดและขีดจำกัดของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า เพื่อนำไปสู่การคำนวณค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ของวงจรโพลค และเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาการขั้วนำผิดจังหวะและการแกว่งของแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ต้องวิเคราะห์วงจรขั้วนำ ทั้งในส่วนของพารามิเตอร์และรูปคลื่นของวงจรอย่างระมัดระวัง และในการออกแบบและสร้างหม้อแปลงและตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงต้องคำนึงถึงผลของการนำกระแสแค่เพียงที่ผิวของลวดทองแดงและผลของการเรียงซ้อนกันของขดลวดด้วยเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพการทำงานสูงขึ้น

สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา..... วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อนิสิต.....
สาขาวิชา..... วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....
ปีการศึกษา..... 2549.....

4870250921 :MAJOR POWER ELECTRONICS

KEY WORD : HIGH FREQUENCY ELECTROSURGICAL / SERIES RESONANT
PARALLEL LOAD INVERTER / GATE DRIVE DESIGN

JITTIYA THANASINTRATIP: DESIGN AND IMPLEMENT OF A HIGH
FREQUENCY GENERATOR FOR ELECTROSURGICAL UNIT. THESIS ADVISOR:
ASSOC.PROF YOUTHANA KULVITIT. Ph.D. 90 pp.

This thesis presents a design and implement of a high frequency generator for an electrosurgical unit by using half-bridge inverter series resonant parallel load. In normal operating conditions, load resistance of an electrosurgical unit can vary from open circuit to short circuit. To design a resonant inverter operating over an extreme load range, simple circuit equations for circuit analysis and design are indispensable. Fundamental frequency approximation allows sinusoidal steady-state analytical technique to be applied to the analysis and design of resonant inverter according to specification and restriction of electrosurgical unit. In order to avoid false turn-on and high output voltage over-shoot, gate drive circuit was analyzed, and circuit parameters as well as gate drive waveform were carefully designed. In the design and implement of high frequency transformer and inductor, both skin effect and proximity effect were taken into consideration to improve efficiency.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

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

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

Academic year 2006.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วง ด้วยความช่วยเหลือและเอาใจใส่อย่างดียิ่งของ รศ.ดร.ยุทธนา กุลวิฑิต อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือด้านต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยและการดำเนินชีวิต รวมถึง ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ ดร.สุรพงษ์ สุวรรณกวิน และ อาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ในด้านวิชาการตั้งแต่อดีตจนกระทั่งถึงปัจจุบัน จึงขอกราบขอบพระคุณอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้ ตลอดจนรุ่นพี่รุ่นน้องห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลังทุกคนที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ

ขอขอบคุณ ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ (NECTEC) ที่ให้ทุนสนับสนุนในการทำวิจัยในโครงการ เครื่องจีไฟฟ้าในการผ่าตัด โดยมี รศ.นพ.ธันวา ตันสถิตย์ เป็นหัวหน้าโครงการ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และ ญาติพี่น้องของข้าพเจ้า ผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษาและเป็นกำลังใจด้วยดีเสมอมา

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

หน้า

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

บทที่

1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	3
1.3 ขอบเขตของโครงการวิทยานิพนธ์	3
1.4 ขั้นตอนในการดำเนินงาน	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
2 ทฤษฎีและหลักการ.....	5
2.1 หลักการเบื้องต้นเกี่ยวกับเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า	5
2.2 คุณลักษณะการทำงานของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า.....	6
2.3 โครงสร้างของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า.....	7
2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์	8
2.5 วงจรโหลด	8
2.6 วงจรขับนำสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์	12
2.7 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์	13
2.8 วงจรสมมูลและการวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์	19
2.9 วงจรป้องกัน	24
2.10 องค์ประกอบวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง	25
3 การวิเคราะห์ห้วงจรขับนำสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง.....	38
3.1 โครงสร้างวงจรถูกขับนำสวิตช์.....	38
3.2 วงจรสมมูลของวงจรถูกขับนำ	38

บทที่	ช หน้า
3.3 การวิเคราะห์วงจรขั้วนำกรณีละเอียดผลของตัวเหนี่ยวนำแฝง	39
3.4 การวิเคราะห์วงจรขั้วนำกรณีพิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝง	44
3.5 ปัญหาที่เกิดจากผลของตัวเหนี่ยวนำแฝงภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงและ แนวทางแก้ไขการวิเคราะห์วงจรขั้วนำกรณีพิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝง	51
4 การออกแบบแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า ...	53
4.1 การออกแบบวงจรกำลัง	53
4.2 แนวทางการควบคุมกำลังงาน	58
4.3 การออกแบบวงจรขั้วนำ	60
4.4 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ	63
4.5 การออกแบบหม้อแปลง	67
5 ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลอง	71
5.1 ผลการจำลองการทำงาน	71
5.2 ผลการทดลอง	79
5.3 สรุปผลการจำลองการทำงานและผลการทดลอง	85
6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	86
6.1 สรุปผลงานวิจัย	86
6.2 ข้อเสนอแนะ	87
รายการอ้างอิง	88
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์	90

ตารางที่	หน้า
5.1 การกำหนดจุดทำงานจากการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานโหลด	71
5.2 เปรียบเทียบผลการจำลองการทำงานกับการคำนวณที่จุดทำงานที่ 1-3	73
5.3 การกำหนดจุดทำงานจากการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันขั้วนำ.....	74
5.4 การกำหนดจุดทำงานจากการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานวงจรขั้วนำ.....	74
5.5 การกำหนดจุดทำงานจากการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กขั้วนำ	75
5.6 การกำหนดจุดทำงานจากการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กขั้วสวิตช์	75
5.7 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันวงจรขั้วนำ (V_N) ที่มีต่อช่วงเวลาการทำงาน.....	77
5.8 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่เกิด (R_G) ที่มีต่อช่วงเวลาการทำงาน.....	77
5.9 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กของเส้นทานเดินกระแสของวงจร (L_S) ที่มีต่อช่วงเวลา การสวิตช์	77
5.10 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กของเส้นทานเดินกระแสของวงจรสวิตช์ (L_D) ที่มีต่อ แรงดันคร่อมสวิตช์.....	77

ภาพประกอบ	หน้า
2.1 แสดงค่าเฉลี่ยของปริมาณกระแสที่น้อยที่สุดที่ทำให้กล้ามเนื้อหรือเส้นประสาทถูกกระตุ้น ที่ความถี่ต่างๆ	5
2.2 ลักษณะการทำงานของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าที่พิกัดสูงสุด.....	6
2.3 โครงสร้างของแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า.....	7
2.4 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์	8
2.5 วงจรโพลคอนดิวคเตอร์	9
2.6 คุณสมบัติทางความถี่ของวงจรโพลคอนดิวคเตอร์	9
2.7 วงจรโพลคอนดิวคเตอร์	10
2.8 คุณสมบัติทางความถี่ของวงจรโพลคอนดิวคเตอร์.....	10
2.9 วงจรโพลคอนดิวคเตอร์ขนาน.....	11
2.10 คุณสมบัติทางความถี่ของวงจรโพลคอนดิวคเตอร์ขนาน	11
2.11 โครงสร้างวงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโหนดทางหม้อแปลง	12
2.12 โครงสร้างวงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโหนดทางแสง	13
2.13 โครงสร้างวงจรขับนำที่ใช้เทคนิค Signal level shifting and Power bootstrap	13
2.14 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโพลคอนดิวคเตอร์แบบกึ่งบริดจ์.....	15
2.15 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของอินเวอร์เตอร์	15
2.16 รูปลักษณะวงจรในแต่ละช่วงเวลา	16
2.17 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่สร้างรูปคลื่นสี่เหลี่ยม	19
2.18 แรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์	19
2.19 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมโพลคอนดิวคเตอร์	20
2.20 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมโพลคอนดิวคเตอร์ที่ความถี่หลักมูล	21
2.21 วงจรโพลที่มีการต่อโพลจำลองเพื่อป้องกันภาวะไร้อะไรโพลด	24
2.22 วงจรโพลที่มีการต่อหม้อแปลงด้านออกเพื่อป้องกันอันตรายที่เกิดกับผู้ป่วย	25
2.23 แบบจำลองของ Power MOSFET	26
2.24 Typical Transfer Characteristics	26
2.25 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดง	30
2.26 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแส (δ).....	30
2.27 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลง	32
2.28 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x ที่ตำแหน่งต่าง ๆ	32

ภาพประกอบ	หน้า
2.29 แสดงผลของลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่ว	33
2.30 แสดงการเปรียบเทียบค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในลวดทองแดงแต่ละชั้น	33
2.31 แสดงค่า F_R ซึ่งขึ้นกับจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชั้น	35
2.32 แสดงการกำหนดจำนวนชั้นขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิในหนึ่งพอร์ชั้น	35
2.33 แสดงการลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดของฟลักซ์รั่วได้โดยการลดจำนวนชั้นของขดลวดในหนึ่งพอร์ชั้นลงโดยแบ่งครึ่งพันขดลวดปฐมภูมิ	36
2.34 แสดงการลดจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชั้นจากรูปที่ 2.32 ลงไปอีกโดยการแบ่งครึ่งพันขดลวดทุติยภูมิด้วย	36
2.35 แสดงลักษณะของพอร์ชั้นที่มีจำนวนชั้นเท่ากับครึ่งชั้น	36
3.1 โครงสร้างวงจรขับนำ	38
3.2 วงจรสมมูลของวงจรขับนำและMOSFET	39
3.3 โครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมโพลขนาน	39
3.4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของอินเวอร์เตอร์	40
3.5 รูปลักษณะวงจรในช่วงเวลา t_p, t_c, t_d, t_r	41
3.6 วงจรสมมูลในช่วง t_r	41
3.7 วงจรสมมูลในช่วง t_c	42
3.8 โครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมโพลขนาน ที่พิจารณาผลของ ตัวเหนี่ยวนำแฝง	45
3.9 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่พิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝง	45
3.10 รูปลักษณะวงจรในช่วงเวลา t_p, t_c, t_d, t_r ที่พิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝง	46
3.11 วงจรสมมูลที่พิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝงในช่วง t_p, t_d, t_r	48
3.12 วงจรสมมูลที่พิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝงในช่วง t_c	50
3.13 แสดงพื้นที่วงรอบของวงจรขับนำ	51
4.1 การควบคุมความถี่เพื่อให้กำลังงานด้านออกคงที่สำหรับความต้านทานค่าต่าง ๆ	59
4.2 การควบคุมแรงดันไฟตรงด้านเข้าเพื่อให้กำลังงานด้านออกคงที่สำหรับความต้านทานค่าต่าง ๆ	59
4.3 Typical Transfer Characteristics ของ IRFP460	60
4.4 Typical capacitance ของ IRFP460 ที่ $V_{GS} = 0 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}$	60
5.1 โครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมโพลขนานสำหรับการจำลอง	71

ภาพประกอบ	หน้า
5.2 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่จุดทำงานที่ 1	72
5.3 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่จุดทำงานที่ 2	72
5.4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่จุดทำงานที่ 3	73
5.5 เปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันเกต-ซอสและแรงดันเดรน-ซอสในการออกแบบค่าแรงดันขั้วนำต่าง กัน	74
5.6 เปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันเกต-ซอสและแรงดันเดรน-ซอสในการออกแบบค่าความต้านทานวง จรขั้วนำต่างกัน	75
5.7 เปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันเกต-ซอสและแรงดันเดรน-ซอสที่มีค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงวงรอบขั้วนำ ต่างกัน	76
5.8 เปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันเกต-ซอสและแรงดันเดรน-ซอสที่มีค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงวงรอบสวิตช์ ต่างกัน	76
5.9 วงจรแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า.....	78
5.10 ผลการคำนวณที่ได้จากค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบและสร้าง	79
5.11 รูปคลื่น V_{GS1} , V_{GS2} และ I_{INV} ที่ความถี่ 1 MHz ขณะความต้านทาน โหลด 300 Ω	80
5.12 รูปคลื่น V_{GS2} , V_{INV} และ I_{INV} ที่ความถี่ 1 MHz ขณะความต้านทาน โหลด 300 Ω	80
5.13 รูปคลื่น V_{INV} , V_O และ I_{INV} ที่ความถี่ 1 MHz ขณะไร้โหลด.....	81
5.14 รูปคลื่น V_{INV} , V_O และ I_{INV} ที่ความถี่ 1 MHz ขณะความต้านทาน โหลด 300 Ω	81
5.15 รูปคลื่น V_{INV} , V_O และ I_O ที่ความถี่ 1 MHz ขณะความต้านทาน โหลด 300 Ω	82
5.16 รูปคลื่น V_{INV} , V_O และ I_{INV} ที่ความถี่ 896.8 kHz ขณะไร้โหลด	82
5.17 รูปคลื่น V_{INV} , V_O และ I_{INV} ที่ความถี่ 896.8 kHz ขณะความต้านทาน โหลด 300 Ω	83
5.18 รูปคลื่น V_{INV} , V_O และ I_O ที่ความถี่ 896.8 kHz ขณะความต้านทาน โหลด 300 Ω	83
5.19 รูปคลื่น V_{INV} , V_O และ I_{INV} ที่ความถี่ 1 MHz ขณะตัดเนื้อเยื่อ	84
5.20 รูปคลื่น V_{INV} , V_O และ I_O ความถี่ 1 MHz ขณะตัดเนื้อเยื่อ	84

รายการสัญลักษณ์

A_L	คือ แฟกเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ
A_w	คือ พื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดง มีค่าเท่ากับ kW/N
BD	คือ Body Diode ของ สวิตช์
C	คือ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
$C1, C2$	คือ ตัวเก็บประจุแบ่งแรงดันไฟตรงของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์
C_{DS}	คือ ตัวเก็บประจุภายในระหว่างขา Drain กับ Source ของ MOSFET
C_{GD}	คือ ตัวเก็บประจุภายในระหว่างขา Gate กับ Drain ของ MOSFET
$C_{GD,ave}$	คือ ค่าตัวเก็บประจุ C_{GD} เฉลี่ย
$C_{GD,eq}$	คือ ค่าตัวเก็บประจุ C_{GD} ช่วง Miller effect
C_{GS}	คือ ตัวเก็บประจุภายในระหว่างขา Gate กับ Source ของ MOSFET
C_{ISS}	คือ ตัวเก็บประจุด้านเข้า (Input Capacitance) ของ MOSFET
C_{OSS}	คือ ตัวเก็บประจุด้านออก (Input Capacitance) ของ MOSFET
$C_{OSS,ave}$	คือ ตัวเก็บประจุด้านด้านออกเฉลี่ย ของ MOSFET
C_{RSS}	คือ ตัวเก็บประจย้อนกลับ (Reverse Transfer Capacitance) ของ MOSFET
d	คือ ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของลวดทองแดง (เมตร)
D_{OFF}	คือ ไดโอด ที่ทำงานในสภาวะ Turn-Off
f	คือ ความถี่การสวิตช์
F_R	คือ R_{ac}/R_{dc}
g_{fs}	คือ อัตราความนำ (transconductance)
i_{CH}	คือ กระแสผ่าน Channel ของ MOSFET
i_D	คือ กระแสเดรนของ MOSFET
i_{DS}	คือ กระแสผ่านขา Drain ไปยัง Source ของ MOSFET
i_G	คือ กระแสผ่านขา Gate ของ MOSFET
i_{GD}	คือ กระแสผ่านขา Drain ไปยัง Gate ของ MOSFET
i_{INV}	คือ กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโพลดหรือกระแสออกของอินเวอร์เตอร์
I_{INV}	คือ กระแสออกของอินเวอร์เตอร์สำหรับความถี่หลักมูล
i_M	คือ กระแสผ่านสวิตช์
I_m	คือ ค่ากระแสทำแม่เหล็กของหม้อแปลง (Magnetizing current)
I_o	คือ กระแสออกของวงจรโพลดสำหรับความถี่หลักมูล

K_g	คือ ขนาดของแกน
k	คือตัวประกอบการใช้หน้าต่างของแกน
l	คือความยาวของลวด ซึ่งเท่ากับจำนวนรอบ N คูณด้วยความยาวเฉลี่ยต่อรอบ t
L	คือ ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
l_g	คือ ช่องว่างอากาศของแกนตัวเหนี่ยวนำ
l_m	คือ ความยาวของแกนหม้อแปลง
L_m	คือ ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กของหม้อแปลง
L_D	คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงที่วงรอบวงจรสวิตช์
L_S	คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงที่วงรอบวงจรจับนำ
m	คือ อัตราขยายแรงดันของวงจรโพล
$M1, M2$	คือ สวิตช์
n	คือ อัตราส่วนของจำนวนรอบหม้อแปลงด้านปฐมภูมิต่อด้านทุติยภูมิ
N	คือ จำนวนรอบของขดลวด
P_o	คือ กำลังงานด้านออก
P_{cu}	คือ กำลังสูญเสียในลวดทองแดง
Q_p	คือ ตัวประกอบคุณภาพโพลคขนาน
Q_s	คือ ตัวประกอบคุณภาพโพลคอนุกรม
Q_G	คือ ปริมาณประจุที่เกิดของ MOSFET
R_F	คือ ความต้านทานสมมูลโพลพิกัด
R_N	คือ ความต้านทานสมมูลโพลจำลอง
R	คือ ความต้านทานวงจรโพล
R_G	คือ ความต้านทานที่เกิด
R_{GI}	คือ ความต้านทานภายในที่เกิด
R_{IN}	คือ ความต้านทานด้านออกของวงจรจับนำ
R_{ac}	คือ ค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับ (Ohms)
R_{dc}	คือ ค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสตรง (Ohms)
R_{ON}	คือ ค่าความต้านทานเกิดที่สถานะ Turn-On
S	คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน
t	คือ ความยาวเฉลี่ยของลวดหนึ่งรอบ
t_p	คือ ช่วงเวลาที่กระแสอินเวอร์ล้าหลังแรงดันอินเวอร์เตอร์

T	คือ $1/f$ หรือคาบการสวิตช์
T_r	คือ หม้อแปลง
v_{GS}	คือ แรงดันระหว่างขา Gate กับ Source ของ MOSFET
v_{GD}	คือ แรงดันระหว่างขา Gate กับ Drain ของ MOSFET
v_{DS}	คือ แรงดันระหว่างขา Drain กับ Source ของ MOSFET
v_p	คือ แรงดันคร่อมขดลวดค้ำานปฐมภูมิของหม้อแปลง
v_s	คือ แรงดันคร่อมขดลวดค้ำานทุติยภูมิของหม้อแปลง
V_{DC}	คือ แรงดันไฟตรงด้านเข้าของวงจรรินเวอร์เตอร์
V_{IN}	คือ แรงดันขั้วนำ
V_{INV}	คือ แรงดันออกของอินเวอร์เตอร์
V_{INV1}	คือ แรงดันออกของวงจรรินเวอร์เตอร์สำหรับความถี่หลักมูล
V_O	คือ แรงดันด้านออกวงจรโหลด
V_{TH}	คือ แรงดัน Threshold ของ MOSFET
V_{Miller}	คือ แรงดันเกต-ซอส ขณะสวิตช์ ของ MOSFET
V_{IN}	คือ แรงดันขั้วนำ
W	คือ พื้นที่ของหน้าต่างของแกน
x	คือ อัตราส่วนของกำลังสูญเสียที่โหลดจำลอง (P_{ON}) ต่อกำลังที่โหลดพิกัด (P_{OF})
y	คือ อัตราส่วนแรงดันออกในภาวะไร้โหลด (V_{ON}) ต่แรงดันออกที่โหลดพิกัดสูงสุด (V_{OF})
Z_T	คือ อิมพีแดนซ์รวมของวงจรรโหลด
Z_o	คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะวงจรรโหลด
θ_{INV}	คือ มุมเฟสของกระแสออกของอินเวอร์เตอร์เทียบกับแรงดันสำหรับความถี่หลักมูล
ω	คือ ความถี่การสวิตช์
ω_o, ω_s	คือ ความถี่เรโซแนนซ์
ω_n	คือ ความถี่ปัสถาน
δ	คือ ความหนาผิวนำกระแส (เมตร)
ϕ	คือ ฟลักซ์แม่เหล็ก
μ_o	คือ ความซึมซาบได้ (Permeability) ของอากาศ = $4\pi \times 10^{-7}$ Hm
ρ	คือ ความต้านทานจำเพาะของทองแดง มีค่าเท่ากับ $1.72 \times 10^{-8} \Omega.m$

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย

ในปัจจุบันเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า (Electrosurgical Unit) มีบทบาทต่อการผ่าตัดมาก เพราะเป็นเครื่องที่สามารถตัดเนื้อเยื่อ หรือจี้ห้ามเลือดในระหว่างการผ่าตัดได้ทำให้ผู้ป่วยสูญเสียเลือดในระหว่างการผ่าตัดน้อยลง แผลหายเร็ว ลดโอกาสเกิดการบาดเจ็บ หรือเสียชีวิตของผู้ป่วยจากการผ่าตัด รวมไปถึงเพิ่มศักยภาพในการทำการผ่าตัดของแพทย์ผู้รักษา ทำให้มีโอกาสประสบความสำเร็จในการผ่าตัดมากขึ้น โดยเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าได้ถูกนำมาใช้ในการผ่าตัดหลายประเภทเช่น การผ่าตัดด้านศัลยกรรม ทันตกรรม การผ่าตัดในช่องท้อง การฉีกหลอดเลือด การทำลายเซลล์มะเร็ง การผ่าตัดเสริมความงาม และการผ่าตัดทางสูติรีเวชจึงอาจเรียกได้ว่าเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้ามีความสำคัญมากต่อการผ่าตัดในเกือบทุกห้องผ่าตัด แต่ปัจจุบันเครื่องตัดจี้ไฟฟ้ามียาราคาค่อนข้างสูง (มากกว่า 500,000 บาท) ทำให้ในแต่ละโรงพยาบาลในประเทศไทยมีเครื่องมือนี้จำกัด เครื่องมือหนึ่งอาจต้องมีการเคลื่อนย้ายเพื่อให้แพทย์ใช้งานห้องผ่าตัดต่าง ๆ จึงเกิดแนวคิดที่จะพัฒนาองค์ความรู้เพื่อสร้างเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าภายในประเทศไทย เพื่อให้มีการใช้งานมากขึ้นในประเทศ และราคาถูกลง

เป้าหมายที่สำคัญของการผ่าตัดทุกแบบคือ ลดการสูญเสียเลือดขณะผ่าตัด เพื่อให้สามารถมองเห็นบริเวณของการผ่าตัดได้ชัดเจน ไม่มีผลกระทบที่เป็นอันตรายกับเนื้อเยื่อที่อยู่ใกล้เคียงกับบริเวณที่ทำผ่าตัด ความเจ็บปวดหลังผ่าตัดมีน้อยและหายเร็ว เครื่องจี้ไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัดได้ถูกกำหนดว่าเป็นการส่งกระแสไฟฟ้าความถี่สูงผ่านเนื้อเยื่อเพื่อการตัดเนื้อเยื่อหรือจี้ห้ามเลือดโดยใช้หลักการของการแปลงพลังงานไฟฟ้าเป็นความร้อน

เครื่องตัดจี้ไฟฟ้ามีหลักการทำงาน คือ เปลี่ยนแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สายกำลังเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง (ย่านความถี่คลื่นวิทยุ) เพื่อจ่ายพลังงานเข้าไปในร่างกายคนไข้ ทำให้เนื้อเยื่อบริเวณที่ความหนาแน่นกระแสสูงถูกการทำลายด้วยความร้อนจากพลังงานไฟฟ้า ซึ่งทำให้เกิดผลต่อเนื้อเยื่อใน 2 ลักษณะ คือ ลักษณะการตัดเนื้อเยื่อ (Cutting) เป็นการให้พลังงานปริมาณสูงแก่เนื้อเยื่อ โดยเฉพาะจุดที่ตัวนำสัมผัสกับเนื้อเยื่อจะมีความหนาแน่นของกระแส หรือของพลังงานสูง ทำให้ของเหลวภายในเซลล์เนื้อเยื่อมีการระเหยอย่างรวดเร็วจนผนังเซลล์แตก จึงทำให้เนื้อเยื่อรอบ ๆ ที่ถูกทำลายแยกออกจากกันได้ เกิดผลในลักษณะการตัดเนื้อเยื่อและอีกลักษณะ คือ การจี้ห้ามเลือด (Coagulation) เป็นการให้พลังงานแก่เนื้อเยื่อในปริมาณที่ทำให้อัตราการระเหยของของเหลวภายในเซลล์ไม่สูงพอที่จะทำให้ผนังเซลล์แตกเหมือนกรณีแรก แต่เพียงแต่ทำให้เซลล์แห้ง เกิดผลลักษณะทำให้เนื้อเยื่อสุก ซึ่งใช้เป็นการห้ามเลือดในทางการแพทย์ได้

ประวัติความเป็นมาของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า ในปี 1910 ได้มีการประดิษฐ์ Spark Generator โดย Clark เครื่องจักรนี้ปลดปล่อยกระแสไฟฟ้าสูงจึงไม่ได้รับการยอมรับมากนัก ในปี 1928 W. T. Bovie ได้นำเสนอเครื่องจี้ไฟฟ้าที่ทำงานด้วยแหล่งกำเนิดพลังงานไฟฟ้าแบบ spark gap ผลที่ได้เป็นการตัดและจี้ให้เป็นก้อนแข็ง ต่อมา James Greenwood ได้ใช้ปลายทั้งสองขั้วของเครื่องจี้ไฟฟ้าแบบของ Bovie ทำให้เกิดการจี้ด้วยไฟฟ้าแบบสองขั้วเกิดขึ้น และได้แสดงให้เห็นว่ามีข้อดีที่เหนือกว่าการจี้ไฟฟ้าแบบขั้วเดียว หลายปีต่อมาวิธีการของ Bovie ถูกเรียกว่า การจี้แบบขั้วเดียว ในขณะที่วิธีการของ Greenwood ยังคงถูกเรียกว่า การจี้แบบสองจุด ในปี 1955 Dr. Leonard Malis ได้พัฒนาเครื่องจี้ไฟฟ้าแบบสองขั้วจริงขึ้นเป็นครั้งแรกโดยใช้เทคโนโลยีแบบ spark gap เครื่องจี้นี้ออกสู่ตลาดในปี 1966 ในปี 1983 เครื่องจี้ไฟฟ้าแบบสองขั้วสร้างกระแสด้วย Solid State ควบคุมทั้งระบบด้วย Computer ชื่อ CMC II ได้รับการพัฒนาขึ้นโดย Dr. Leonard และ Jerry Malis ในปี 1999 เครื่องจี้ไฟฟ้าแบบสองขั้วที่ใช้ในวงการทันตกรรมได้ถูกพัฒนาขึ้น การปรับปรุงรูปแบบของคลื่นไฟฟ้าและการทำงานที่ควบคุมได้อย่างนุ่มนวลร่วมกับขนาดที่กะทัดรัดทำให้เหมาะกับการทำหัตถการด้านการแพทย์และทันตกรรม [1]

เครื่องจี้ไฟฟ้าที่ประดิษฐ์ขึ้นในตอนแรกเป็นแบบขั้วเดียว (Mono polar) ซึ่งทำงานเป็นแบบไม่ต่อเนื่อง โดยตัดเนื้อเยื่อด้วยประกายไฟในขณะที่คนไข้ต่ออยู่กับแผ่นสายดินของวงจร วิธีการนี้ทำให้เกิดประกายไฟ มีการกระจายออกของพลังงาน และมีการทำลายเนื้อเยื่อด้วยความร้อนส่วนเกินที่เกิดขึ้นทำให้เนื้อเยื่อส่วนที่อยู่ถัดออกไปจากบริเวณที่ทำผ่าตัดเสียหาย [2] เมื่อเปรียบเทียบการทำงานของเครื่องจี้ไฟฟ้าแบบขั้วเดียวกับการตัดด้วยมีด ทำให้แผลหายช้า ในระดับกล้องจุลทรรศน์ มีการเปลี่ยนแปลงของเส้นใย collagen และเนื้อเยื่อเกี่ยวพันที่อยู่ติดกับรอยตัดเกิดขึ้น [3,4] หลัง 72 ถึง 144 ชั่วโมง มีก้อนเลือดเกิดขึ้นใต้เยื่อหุ้มของแผลที่เกิดจากการจี้ไฟฟ้าแบบขั้วเดียวซึ่งทำให้การใช้งานไม่แพร่หลายนัก ต่อมาเครื่องจี้ไฟฟ้าแบบสองขั้ว (Bipolar) ได้รับการพัฒนาขึ้น ซึ่งทำงานได้ต่อเนื่องได้เป็นเวลานานเพราะระบบทำงานแบบต่อเนื่องกัน โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อแก้ไขปัญหของเครื่องจี้ไฟฟ้าแบบขั้วเดียว โดยเครื่องจี้ไฟฟ้าแบบสองขั้วมีปลายด้านที่เป็นขั้วไฟฟ้าสองขั้วขนานใกล้กัน ปลายขั้วด้านหนึ่งทำงานส่งกระแสไฟฟ้าออก ส่วนปลายขั้วอีกด้านหนึ่งจะทำงานรับกระแสเข้า ด้วยระบบแบบนี้กระแสไฟฟ้าความถี่ของคลื่นวิทยุจะไหลจากขั้วส่งผ่านเนื้อที่จำกัดในเนื้อเยื่อเข้าสู่ขั้วรับในทันทีทำให้วงจรไฟฟ้าสมบูรณ์ กระแสสามารถกลับสู่เครื่องจ่ายพลังงาน ด้วยวิธีนี้เนื้อเยื่อที่ได้รับกระแสจะถูกจำกัดอยู่เฉพาะในบริเวณที่ต้องการ และไม่ต้องมีกระแสที่จะกระจายออกภายในร่างของคนไข้เพื่อเข้าสู่แผ่นรับที่ต่อสายดินไว้ เฉพาะแต่เนื้อเยื่อที่อยู่ระหว่างปลายหนีบของขั้วไฟฟ้าเท่านั้นที่เป็นส่วนนำกระแสไฟฟ้า ในปัจจุบันเครื่องจี้ไฟฟ้าอเนกประสงค์สำหรับการผ่าตัด จะมีคุณลักษณะการทำงานและประสิทธิภาพที่พัฒนามาสำหรับการทำงานร่วมกับศัลยกรรมในสาขาต่างๆ จะเป็นแบบผสมที่มีการรวมกันของเครื่องจี้ไฟฟ้าแบบสองขั้วและ เครื่องจี้ไฟฟ้าแบบขั้วเดียว

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบและสร้างแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัด โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมโพลดขนาน (Half bridge inverter series resonant parallel load) ที่ใช้ POWER MOSFET เป็นสวิตช์ไวงานสองตัวสลับกันนำกระแส โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ในลักษณะนี้สามารถควบคุมขนาดของสัญญาณด้านออกให้เป็นไปตามที่ต้องการได้ จากการปรับค่าแรงดันด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง หรือ จากการควบคุมความถี่ของการขับนำสวิตช์ ที่มีการสร้างสัญญาณขับนำจากวงจรรวม (IC) ที่มีการแยกโดดสัญญาณขับนำโดยการเชื่อมต่อทางแสง (Opto Isolation) ไปยังวงจรขับนำ โดยการวิเคราะห์และออกแบบเพื่อให้เป็นไปตามข้อกำหนดและขีดจำกัดของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า ได้ใช้การประมาณแรงดันออกของวงจรสวิตช์ด้วยแรงดันที่ความถี่หลักมูลทำให้สามารถวิเคราะห์ห้วงจรโพลดที่มีการเปลี่ยนแปลงความต้านทานได้ง่ายและสามารถออกแบบวงจรโพลดได้อย่างเป็นระบบ นอกจากนี้ยังได้นำเสนอการวิเคราะห์ห้วงจรขับนำโดยการประมาณค่าพารามิเตอร์วงจรขับนำ และการประมาณการทำงานช่วงเวลาต่าง ๆ ทำให้การวิเคราะห์ห้วงจรขับนำได้ง่ายและสามารถออกแบบค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ (L_s , L_D , R_G) และ ช่วงเวลาในการขับนำได้อย่างเหมาะสมเพื่อไม่ทำให้เกิดความเสียหายแก่วงจรสวิตช์ เช่น การขับนำผิดจังหวะ การแกว่งของแรงดันตกคร่อมสวิตช์ และได้นำเสนอการสร้างตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงความถี่สูงที่คำนึงถึงผลของการนำกระแสแค่เพียงที่ผิวของลวดทองแดงและผลของการเรียงซ้อนกันของขดลวดเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพการทำงานสูงสุด

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

ออกแบบและสร้างแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าที่ให้กำเนิดแรงดันรูปคลื่นไซน์ ที่มีความถี่มากกว่า 500 กิโลเฮิร์ตซ์

1.3 ขอบเขตของโครงการวิทยานิพนธ์

ออกแบบและสร้างแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าที่ให้กำเนิดแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่มากกว่า 500 กิโลเฮิร์ตซ์

1.4 ขั้นตอนในการดำเนินงาน

1. ศึกษาการทำงานของแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าที่มีจำหน่ายอยู่ในปัจจุบัน
2. ศึกษารูปแบบโครงสร้างวงจรที่เหมาะสมสำหรับนำมาสร้างเป็นแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า

3. ศึกษาและทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงเพื่อวิเคราะห์ปัญหาการเพิ่มความถี่การทำงาน และหาแนวทางแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้น
4. จำลองการทำงานของแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า
5. ออกแบบและสร้างแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า
6. เก็บผลการทดลองและ เขียนวิทยานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถเข้าใจถึงหลักการทำงานของแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า
2. มีแนวทางในการแก้ปัญหาและออกแบบแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าที่มีความถี่มากกว่า 500 กิโลเฮิร์ตซ์



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

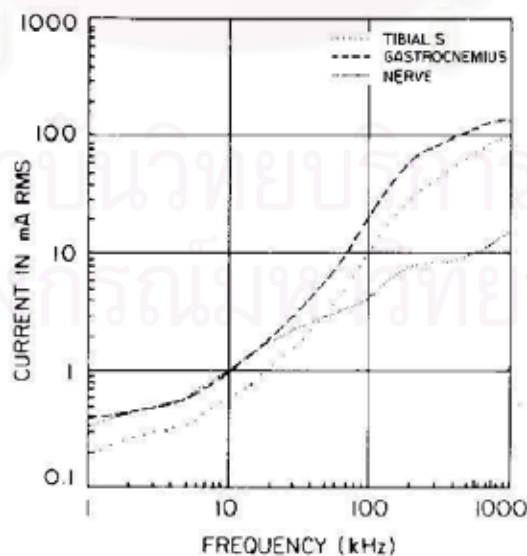
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

บทนำ

ในการออกแบบแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้านั้น จำเป็นต้องเข้าใจถึงทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า ซึ่งอาศัยหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง ในบทนี้จะเน้นทฤษฎีและหลักการพื้นฐานเฉพาะส่วนที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์และออกแบบเพื่อใช้กับเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าเท่านั้น เนื่องจากเนื้อหาเบื้องต้นในส่วนอื่น ๆ ได้มีผู้เขียนไว้แล้วในเอกสารอ้างอิง ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการเบื้องต้นเกี่ยวกับเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า โครงสร้างโดยทั่วไปของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ การวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์ และ องค์ประกอบวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง โดยจะนำไปใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบวงจร โดยละเอียดต่อไปในบทที่ 3 และ บทที่ 4

2.1 หลักการเบื้องต้นเกี่ยวกับเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า

เครื่องตัดจี้ไฟฟ้าใช้หลักการของการแปลงพลังงานไฟฟ้าเป็นความร้อน โดยการควบคุมผลของความร้อนต่อเนื้อเยื่อสำหรับการผ่าตัดจะใช้วิธีการควบคุมความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้า (Power density) โดยขึ้นกับปริมาณกระแสหรือแรงดันด้านออกของเครื่อง ขนาดของอิเล็กโทรด สภาพของอิเล็กโทรด ลักษณะของเนื้อเยื่อ ความเร็วในการตัด ระยะเวลาการทำงาน และ ความถี่ของกระแสไฟฟ้า [5]

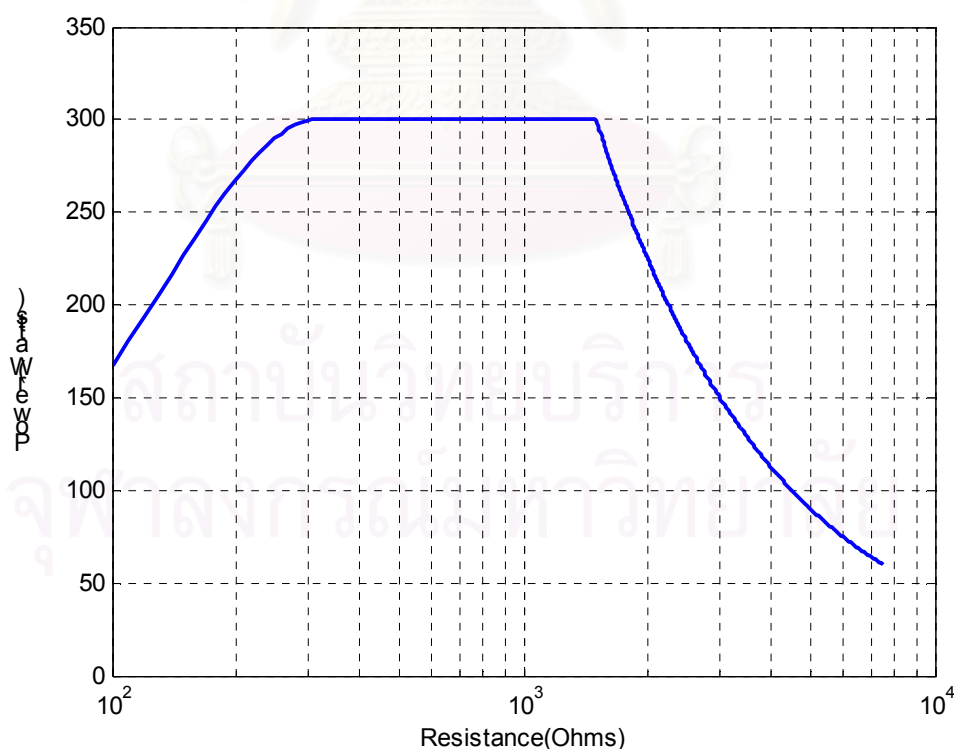


รูปที่ 2.1 แสดงค่าเฉลี่ยของปริมาณกระแสน้อยที่สุดที่ทำให้กล้ามเนื้อ หรือ เส้นประสาทถูกกระตุ้น ที่ความถี่ต่างๆ

โดยทั่วไปแล้วเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าที่วางจำหน่ายในปัจจุบันจะรองรับการทำงานในช่วงความต้านทานเนื้อเยื่อระหว่างขั้วอิเล็กโทรดของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าประมาณ 10Ω ถึง $2 \text{ k}\Omega$ และใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงในช่วงความถี่ 300-500 kHz เพื่อลดการกระตุ้นกล้ามเนื้อขณะผ่าตัดซึ่งจากการศึกษาผลการตอบสนองของเนื้อเยื่อต่อกระแสไฟฟ้าที่ความถี่ต่าง ๆ ไฟฟ้ากระแสสลับที่ความถี่ต่างกันจะมีผลการกระตุ้นกล้ามเนื้อต่างกัน เนื่องจากเส้นประสาทที่ฝังในเนื้อเยื่อต่างๆ จะต้องใช้เวลาในการรับรู้ถึงปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านเนื้อเยื่อนั้น ถ้าให้กระแสไฟฟ้าแก่เนื้อเยื่อช่วงเวลาสั้นลง จะสามารถให้กระแสไฟฟ้าในปริมาณที่มากขึ้นได้โดยไม่ทำให้เกิดการกระตุ้นของกล้ามเนื้อ ดังรูปที่ 2.1 [6] ดังนั้นเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าจึงใช้ความถี่สูงเพื่อลดผลการกระตุ้นของกล้ามเนื้อ

2.2 ลักษณะการทำงานของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า

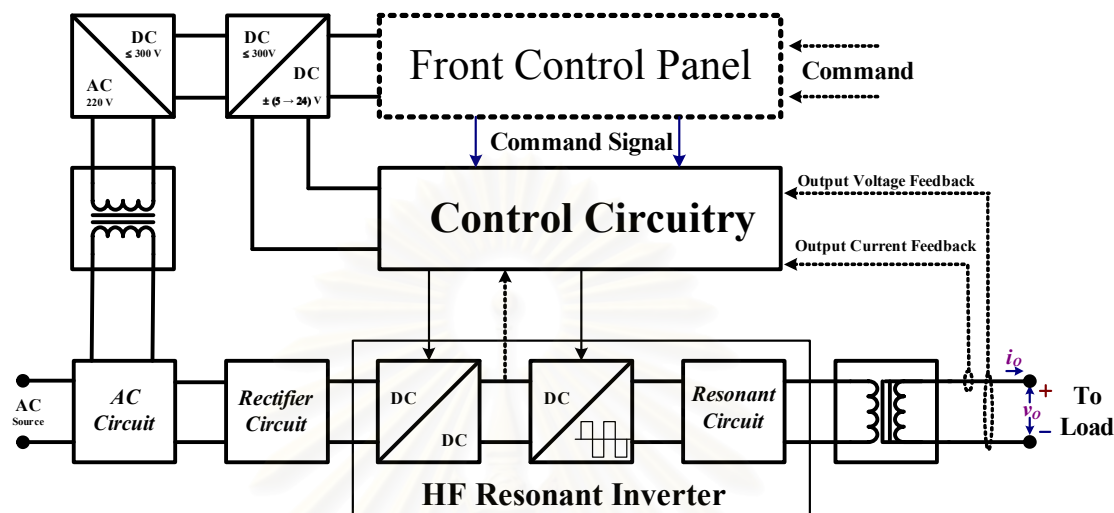
ลักษณะการทำงานโดยทั่วไปของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าจะแบ่งการทำงานออกเป็น 3 ย่าน [9] คือ ย่านจำกัดกระแสในช่วงความต้านทานเนื้อเยื่อต่ำ ย่านจำกัดกำลังในช่วงความต้านทานพิกัด และย่านจำกัดแรงดันในช่วงความต้านทานสูงขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.2 โดยในการใช้งานจะมีการตั้งกำลังงานสูงสุด (Power limit) และแรงดันสูงสุดที่ใช้ (Voltage limit) เพื่อให้เหมาะสมกับการผ่าตัดแต่ละประเภททั้งนี้จะขึ้นอยู่กับความถนัดและเชี่ยวชาญของแพทย์ผู้ทำการผ่าตัดด้วย



รูปที่ 2.2 ลักษณะการทำงานของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าที่พิกัดสูงสุด

2.3 โครงสร้างของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า

แหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัดโดยทั่วไปจะประกอบไปด้วยวงจรหรือส่วนประกอบที่สำคัญ ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้า

1. วงจรกรองด้านเข้าและวงจรป้องกัน (EMI and RFI filter circuit and protection circuit) มีหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน EMI และ RFI จากภายนอกมารบกวนเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า และจากภายในเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าไปรบกวนอุปกรณ์ภายนอกโดยสายส่ง ซึ่งอาจเป็นอุปกรณ์การแพทย์อย่างอื่น ส่วนวงจรป้องกันทำหน้าที่ป้องกันกระแสกระชาก (Surge current) แรงดันเกินชั่วขณะในตอนเปิดไฟ

2. วงจรเรียงกระแส (Rectifier circuit) ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สายกำลังเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

3. วงจรกรองแรงดัน (Voltage filter circuit) ทำหน้าที่ลดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้าวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง

4. วงจรแปลงผันไฟฟ้า (Converter circuit) ทำหน้าที่ควบคุมกำลังด้านออกโดยปรับเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

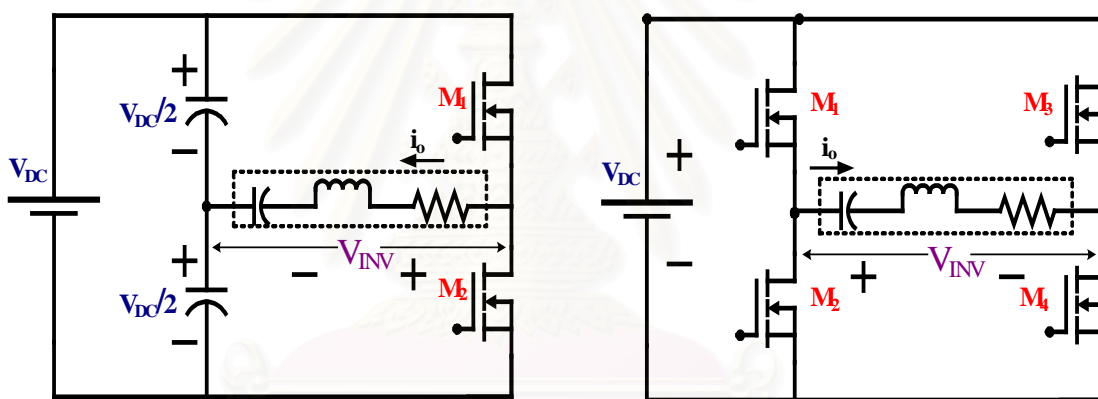
5. วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter circuit) ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่มีรูปคลื่นและความถี่ที่เหมาะสมกับแต่ละสภาพการใช้งาน

6. วงจรควบคุม (Control Circuit) ทำหน้าที่ควบคุมแรงดัน โหลด กระแส โหลด หรือกำลังที่ โหลด ขึ้นกับความต้านทานของโหลดขณะใช้งาน โดยควบคุมผ่านระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ หรือควบคุมผ่านความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์ หรืออาจใช้วิธีทั้งสองร่วมกันตามความเหมาะสม

7. มีดไฟฟ้า (Electric Blade) ทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไปยังผู้ป่วย โดยขนาดพื้นที่หน้าตัดและลักษณะการสัมผัสของใบมีดจะมีผลต่อปริมาณความร้อนที่ใช้ในการผ่าตัด

2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์ (Inverter) ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ให้กำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงส่วนใหญ่นิยมใช้วงจรบริดจ์หรือกึ่งบริดจ์ที่มี BJT หรือ FET เป็นสวิตช์ไวงาน ดังรูปที่ 2.4 ซึ่งในแต่ละกึ่งของวงจรจะประกอบด้วยสวิตช์ 2 ตัว ต่ออนุกรมกันและจะสลับกันนำกระแส เนื่องจากกระแสและแรงดันของโหลดมีเฟสต่างกัน ดังนั้นสวิตช์ที่ใช้จะต้องเป็นสวิตช์ที่นำกระแสได้ 2 ทาง ซึ่งทำได้โดยการต่อไดโอดขนานกับสวิตช์ทรานซิสเตอร์หรือสวิตช์จะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานไปสู่โหลดส่วนพลังงานจากโหลดที่ไหลย้อนกลับไปยังแหล่งจ่ายไฟตรงจะไหลผ่านไดโอด การทำงานของสวิตช์ไวงานมักเป็นการสวิตช์แบบนุ่ม (Soft switching) ที่มีกำลังสูญเสียในสวิตช์ต่ำ



ก. วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์

ข. วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์

รูปที่ 2.4 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์

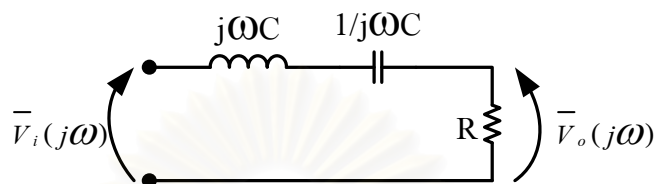
เนื่องจากกำลังออกของอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้ามีพิกัดสูงสุดประมาณ 300 วัตต์ ซึ่งมีค่าไม่สูงนักจึงเลือกใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ (Half-bridge inverter) ดังในรูปที่ 2.4 ก

2.5 วงจรโหลด

วงจรโหลดสำหรับอินเวอร์เตอร์ที่มีความถี่สูงโดยทั่วไปมีอยู่ 3 ชนิด [10] คือ โหลดอนุกรม (Series-Loaded: SLR), โหลดขนาน (Parallel-Loaded: PLR) และ โหลดอนุกรมขนาน (Series-Parallel-Loaded: SPLR) โดยวงจรอินเวอร์เตอร์จะให้แรงดันที่เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมกับโหลดซึ่ง L-

C จะทำการกรองฮาร์มอนิกส์สูงของแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งโพลต์ทั้ง 3 แบบจะมีการต่อ L-C ในลักษณะที่แตกต่างกันดังนี้

2.5.1 วงจรโพลคอนนุกรม (SLR) โดยโพลต์ความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ดังแสดงในรูปที่ 2.5



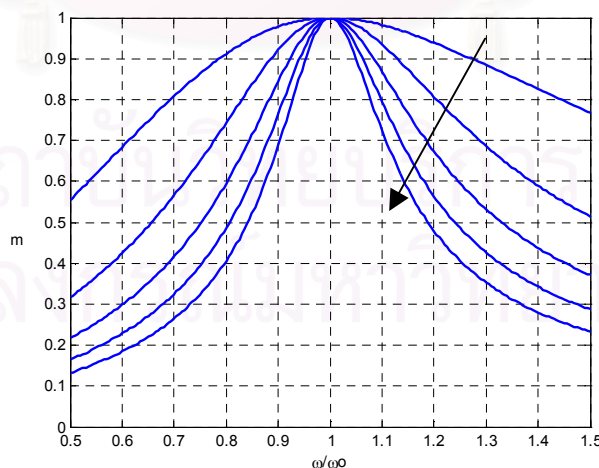
รูปที่ 2.5 วงจร โพลคอนนุกรม

วงจรถอดคอนนุกรมมีฟังก์ชันโอนย้ายระหว่างแรงดันออกต่อแรงดันเข้าตามสมการ (2.1)

$$m = \left| \frac{\bar{V}_o(j\omega)}{\bar{V}_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_s^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \quad (2.1)$$

โดยที่

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad Q_s = \frac{\omega_0 L}{R}$$

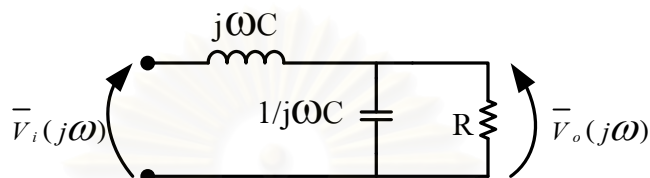


รูปที่ 2.6 คุณสมบัติทางความถี่ของวงจรถอดคอนนุกรม

(โดยรูปคลื่นแต่ละเส้นแสดงถึงวงจรถอดที่มีค่า Q_s ต่างกัน โดยเพิ่มขึ้นตามทิศลูกศรจาก ค่า 1-5)

จากรูปที่ 2.6 วงจรโพลคอนูกรม มีอัตราขยายแรงดันน้อยกว่า 1 เสมอ สามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านออกจากศูนย์ถึงแรงดันด้านเข้าได้ โดยที่วงจรที่มีค่า Q_s สูง ความถี่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงแคบ ในขณะที่วงจรที่มีค่า Q_s ต่ำ ความถี่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้าง

2.5.2 วงจรโพลคขนาน (PLR) โดยโพลคความต้านทานต่อขนานตัวเก็บประจุ ดังแสดงในรูปที่ 2.7



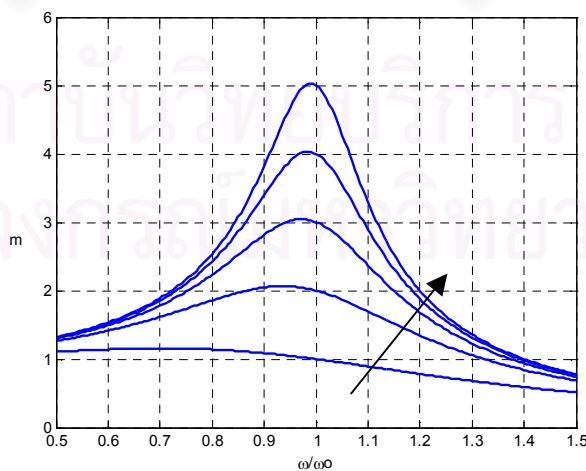
รูปที่ 2.7 วงจรโพลคขนาน

วงจรโพลคขนานมีฟังก์ชัน โอนย้ายระหว่างแรงดันออกต่อแรงดันเข้าตามสมการ (2.2)

$$m = \frac{|V_o(j\omega)|}{|V_i(j\omega)|} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o Q_p}\right)^2}} \tag{2.2}$$

โดยที่

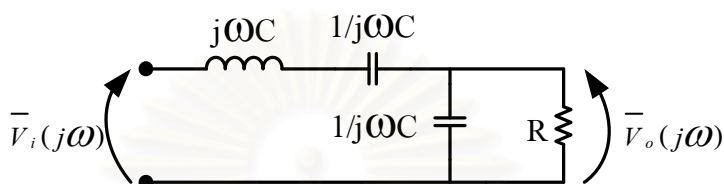
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad Q_p = \frac{R}{\omega_o L}$$



รูปที่ 2.8 คุณสมบัติทางความถี่ของวงจรโพลคขนาน (โดยรูปคลื่นแต่ละเส้นแสดงถึงวงจรที่มีค่า Q_p ต่างกัน โดยเพิ่มขึ้นตามทิศทางศรจาก ค่า 1-5)

จากรูปที่ 2.8 วงจรโหลคขนาน มีพฤติกรรมเป็นได้ทั้งวงจรขยายและลดทอนแรงดัน โดยมีอัตราการขยายสูงที่ บริเวณใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ และมีอัตราการลดทอนสูงที่ความถี่สวิตช์ห่างจากความถี่เรโซแนนซ์มาก

2.5.3 วงจรโหลคอนุกรมขนาน (SPLR) จะเป็นการรวมกันของ SLR และ PLR โดยโหลคความต้านทานต่อขนานตัวเก็บประจุ ดังแสดงในรูปที่ 2.9



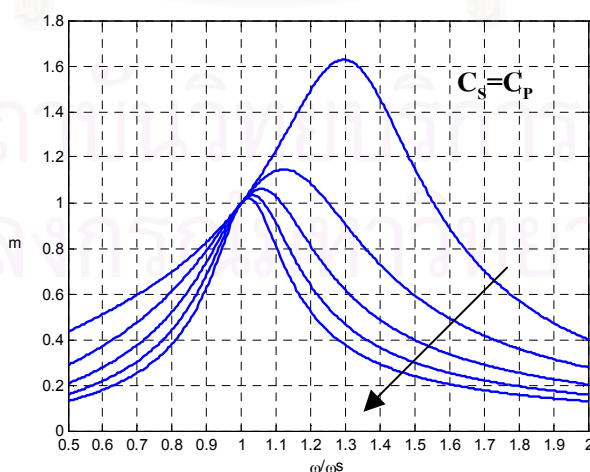
รูปที่ 2.9 วงจรโหลคอนุกรมขนาน

วงจรโหลคอนุกรมขนานมีฟังก์ชัน โอนย้ายระหว่างแรงดันออกต่อแรงดันเข้าตามสมการ (2.3)

$$m = \frac{\bar{V}_o(j\omega)}{\bar{V}_i(j\omega)} = \frac{1}{\sqrt{\left(2 - \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right)^2 + Q_s^2 \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega}\right)^2}} \tag{2.3}$$

โดยที่

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad Q_s = \frac{\omega_s L}{R}$$



รูปที่ 2.10 คุณสมบัติทางความถี่ของวงจรโหลคอนุกรมขนาน (โดยรูปคลื่นแต่ละเส้นแสดงถึงวงจรที่มีค่า Q_s ต่างกัน โดยเพิ่มขึ้นตามทิศลูกศรจาก ค่า 1-5)

จากรูปที่ 2.10 วงจรโหลดอนุกรมขนาน จะมีลักษณะเหมือนวงจรโหลดขนานที่โหลดต่ำ และมีลักษณะเหมือนวงจรโหลดอนุกรมที่โหลดมาก โดยวงจรขึ้นกับโหลดอย่างมากที่ความถี่ที่มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์

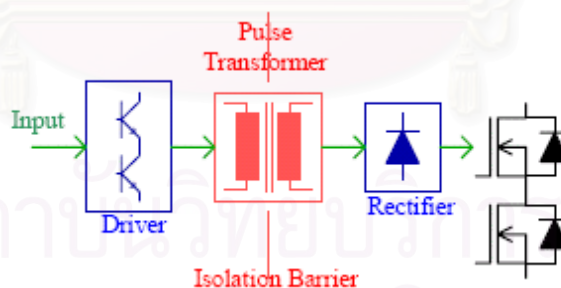
เนื่องจากอินเวอร์เตอร์สำหรับเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าจ่ายกำลังให้กับโหลดมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างและต้องการให้สวิทช์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์เพื่อลดกำลังสูญเสียในสวิทช์จึงเลือกใช้วงจรโหลดเป็นแบบเรโซแนนซ์ อนุกรมที่ต่อโหลดขนาน โดยสามารถลัดวงจรด้านออกของอินเวอร์เตอร์ได้ และสวิทช์ยังคงสามารถทำงานในภาคแรงดันศูนย์ทั้งในสภาพที่เกิดการลัดวงจรโหลดและไร้โหลด

2.6 วงจรขับนำสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์

การขับนำสวิทช์สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์แรงดันสูงจะมีความยุ่งยากเนื่องจากมีการขับนำสวิทช์ 2 ตัว (High side และ Low side) ที่ต่ออนุกรมกัน โดยสัญญาณขับนำของสวิทช์จะมีแรงดันอ้างอิงที่ต่างกัน โดยรูปแบบของวงจรขับนำที่ใช้โดยหลัก ๆ มี 3 ชนิด [11] คือ

2.6.1 วงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโคดด้วยหม้อแปลง

วงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโคดด้วยหม้อแปลงมีโครงสร้างดังรูป 2.11 โดยสัญญาณขับนำ MOSFET จะถูกแยกโคดด้วยหม้อแปลง ทั้งนี้สัญญาณขับนำและกำลังไฟในการขับนำจะถูกส่งไปยัง MOSFET พร้อมกัน ทำให้วงจรมีขนาดเล็กเนื่องจากมีแหล่งจ่ายไฟเฉพาะในส่วนการสร้างสัญญาณขับนำ แต่ก็มีข้อจำกัดในเรื่องของ leakage อาจทำให้การแยกโคดไม่สมบูรณ์

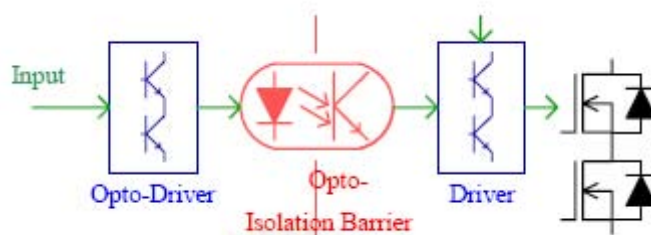


รูปที่ 2.11 โครงสร้างวงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโคดทางหม้อแปลง

2.6.2 วงจรขับนำที่ใช้เทคนิคแยกโคดด้วยการเชื่อมต่อทางแสง

วงจรขับนำที่ใช้เทคนิคแยกโคดด้วยการเชื่อมต่อทางแสงมีโครงสร้างดังรูป 2.12 โดยสัญญาณขับนำ MOSFET จะถูกแยกโคดด้วยการเชื่อมต่อทางแสงไปยังวงจรขับนำ MOSFET โดยรูปแบบนี้จะมีปัญหาเรื่อง ground loop น้อย แต่วงจรจะมีขนาดใหญ่เนื่องจากต้องมีแหล่งจ่ายไฟ

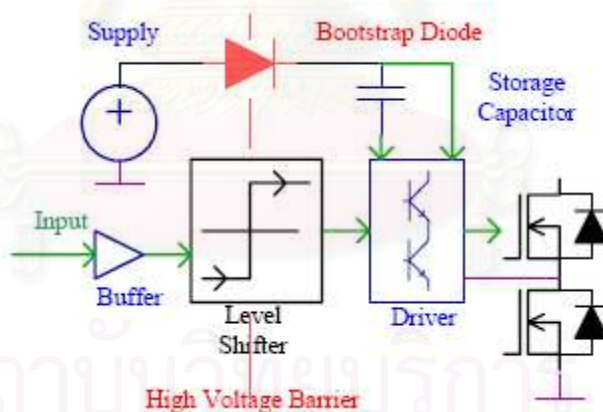
ให้แก่วงจร 2 ส่วน คือ วงจรสร้างสัญญาณขับนำ และ วงจรขับนำ อีกทั้งในกรณีที่วงสร้างสัญญาณขับนำมีกระแสออกต่ำจะต้องมีวงจรขับนำ Opto ด้วย



รูปที่ 2.12 โครงสร้างวงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโคจรทางแสง

2.6.3 การใช้ Signal level shifting และ Power bootstrap Diode

การขับนำที่ใช้ Signal level shifting และ Power bootstrap เป็นดังรูป 2.13 โดยรูปแบบนี้เป็นที่นิยมใช้ในอุตสาหกรรมเนื่องมีการผลิตออกมาในรูปวงจรรวม แต่จะมีผลจากการทำงานผิดพลาดจาก reverse recovery current ของ Bootstrap diode ซึ่งจะต้องมีการออกแบบวงจรป้องกันเพิ่มเติม อีกทั้งในปัจจุบันการผลิตวงจรถับนำชนิดนี้จำกัดการทำงานที่ความถี่ไม่เกิน 400 kHz [16]



รูปที่ 2.13 โครงสร้างวงจรถับนำที่ใช้เทคนิค Signal level shifting and Power bootstrap

จากข้อดีและข้อเสียของวงจรถับนำทั้ง 3 ชนิด สำหรับวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้การขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโคจรทางแสงเนื่องจากไม่มีปัญหาเรื่อง ground loop

2.7 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์

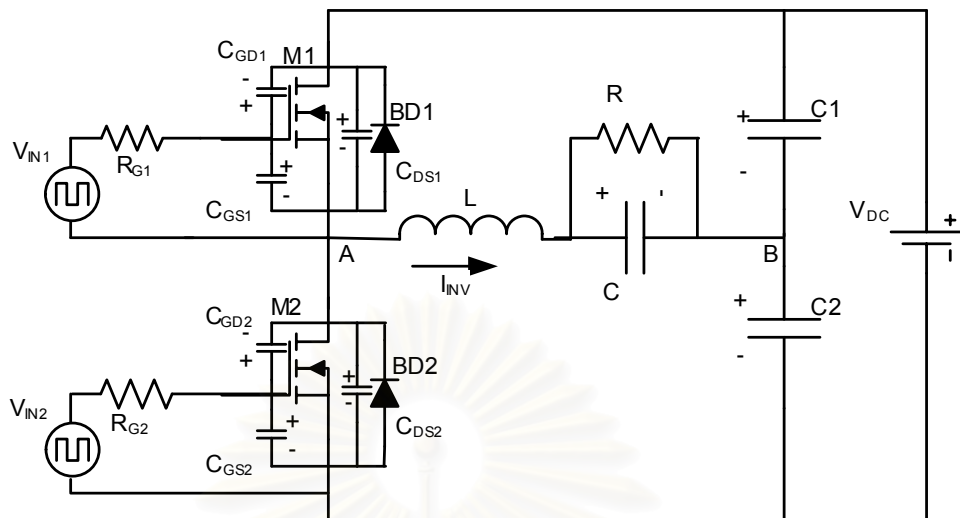
อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้ามีโครงสร้างดังรูปที่ 2.14 โดยวงจรถับนำอินเวอร์เตอร์มีโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ (half-bridge inverter) ที่ประกอบด้วย MOSFET

M1 และ M2 และวงจรแบ่งแรงดันที่ใช้ตัวเก็บประจุ (C1 และ C2) ซึ่งทำให้กระแสออกของอินเวอร์เตอร์สมมาตร วงจรดังกล่าวทำหน้าที่กำเนิดแรงดันเกือบสี่เหลี่ยมป้อนให้กับวงจรโหลด ซึ่งเป็นวงจรเรโซแนนซ์ อนุกรมที่ต่อโหลดขนาน ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ (L) และ ตัวเก็บประจุ (C) ที่ต่อขนานกับโหลด (R) โดยที่วงจรขับนำสวิตช์จะสลับกันขับนำ M1 และ M2 โดยมีค่า Dead-Time ที่เหมาะสมเพื่อให้สวิตช์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์

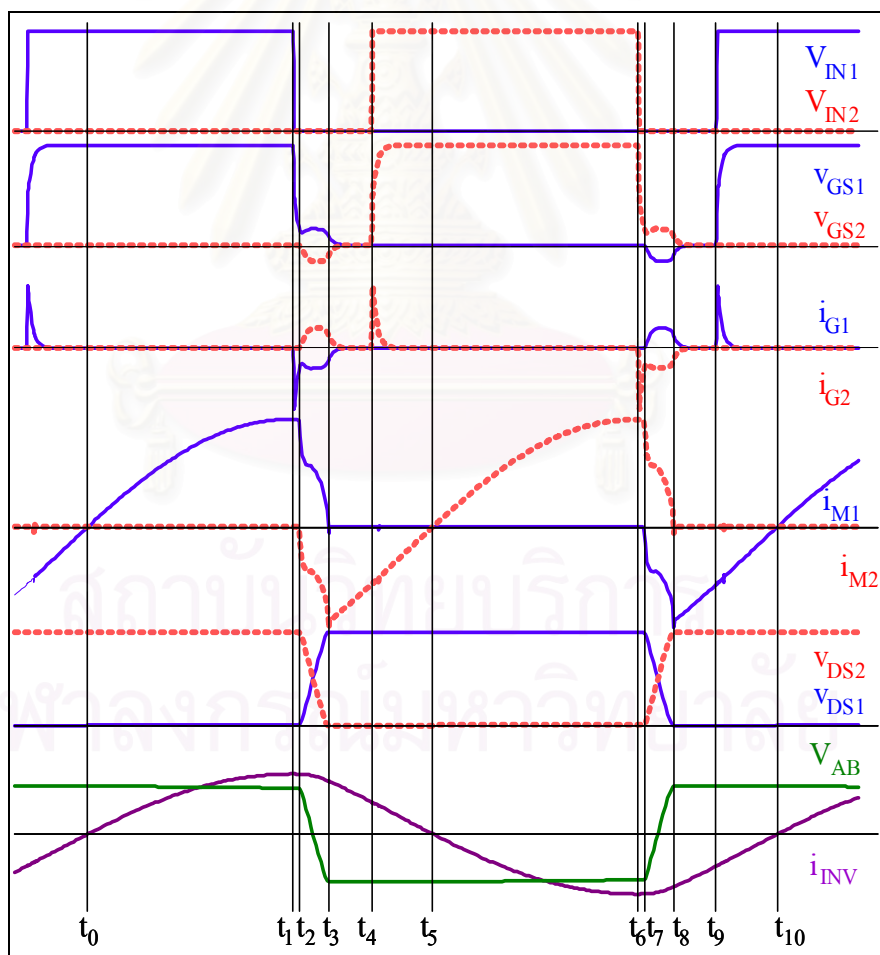
พิจารณาลักษณะการทำงานในสถานะอยู่ตัวของวงจรขับนำที่สวิตช์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ (ZVS) ดังรูปที่ 2.14 อธิบายได้โดยรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.15 โดยแบ่งจุดทำงานแต่ละช่วงเวลาออกเป็น 10 ช่วงเวลาซึ่งรูปลักษณะวงจรในแต่ละช่วงเวลามีลักษณะดังรูปที่ 2.16



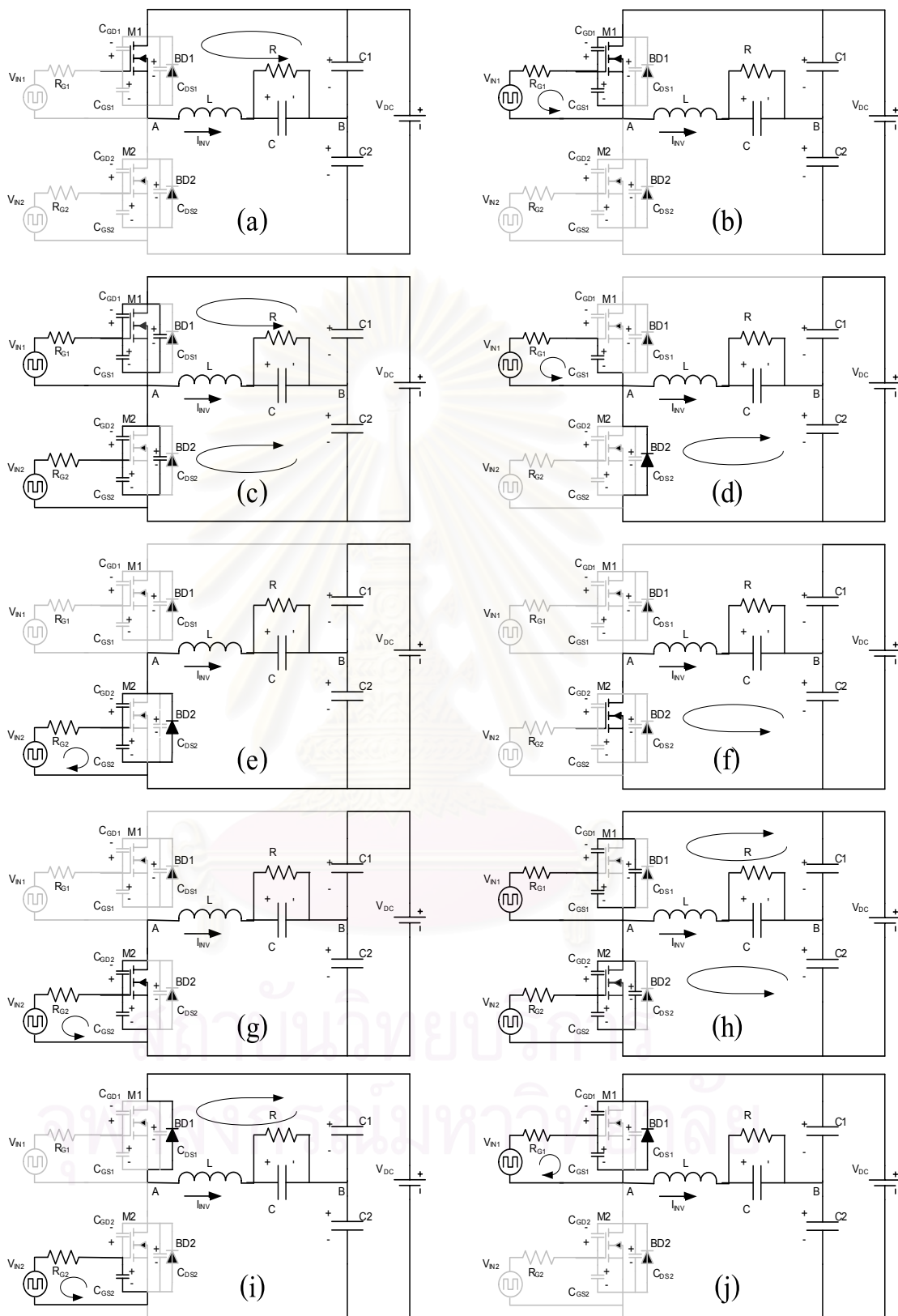
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.14 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนานแบบกึ่งบริดจ์



รูปที่ 2.15 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.16 รูปลักษณะวงจรในแต่ละช่วงเวลา

สามารถอธิบายการทำงานในช่วงเวลาต่างๆ ได้ดังนี้

ช่วงเวลา $t_0 < t < t_1$ (M1 นำกระแส)

ก่อนเวลา t_0 ไดโอดขนาน BD1 ภายใน MOSFET M1 นำกระแส สังเกตได้จากกระแส i_{M1} เป็นลบ และมีแรงดัน v_{GS1} ซึ่งมีค่าเท่ากับสัญญาณขับนำ V_{IN1} แต่ยังไม่มีการไหลผ่าน ที่เวลา t_0 กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด i_{INV} จะเปลี่ยนทิศทางจากลบเป็นบวกกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดจึงย้ายจากไดโอดขนาน (BD1) มายังสวิตช์ M1 จะเห็นได้ว่า M1 เริ่มนำกระแสขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) โดยรูปลักษณะวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.16 (a)

ช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ (M1 คายประจุสะสม, แรงดัน v_{GS1} เริ่มมีค่าลดลง)

ที่เวลา t_1 สัญญาณขับนำ (V_{IN1}) เปลี่ยนสถานะจากการขับนำเป็นการหยุดขับนำ สวิตช์ M1 มีการคายประจุสะสมที่เกิด สังเกตได้จาก i_{G1} มีค่าเป็นลบ ทำให้แรงดัน v_{GS1} ที่สวิตช์ M1 เริ่มมีค่าลดลงแต่กระแส i_{INV} ยังคงไหลผ่านสวิตช์ M1 ต่อไป โดยแรงดัน v_{GS1} จะลดลงจนมีค่าเท่ากับแรงดัน Threshold ของ MOSFET (V_{TH}) ที่เวลา t_2 โดยรูปลักษณะวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.16 (b)

ช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ (M1 เริ่มจะหยุดนำกระแส)

ที่เวลา t_2 เมื่อ v_{GS1} มีค่าเท่ากับ V_{TH} กระแสผ่าน FET เริ่มลดลงสังเกตได้จากกระแสผ่านสวิตช์ i_{M1} ซึ่งมีค่าน้อยกว่ากระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด (i_{INV}) กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดส่วนเกินจะไหลผ่านตัวเก็บประจุระหว่างเกตกับเดรน (C_{GD}) และตัวเก็บประจุระหว่างเดรนกับซอส (C_{DS}) ของทั้ง M1 และ M2 ช่วงเวลานี้ M1 จะทำงานในย่านกระแสอิ่มตัว (Current Saturation region) ซึ่งกระแสเดรนของ M1 จะขึ้นกับ v_{GS1} โดยเรียกแรงดันเกต-ซอสในช่วงเวลานี้ว่า แรงดัน Miller (V_{Miller}) จนกระทั่งที่เวลา t_3 C_{GD1} และ C_{DS1} ถูกประจุจนทำให้แรงดันตกคร่อมสวิตช์ (v_{DS1}) มีค่าประมาณเท่ากับ V_{DC} ขณะที่ v_{DS2} มีค่าเท่ากับ 0 V และแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ V_{AB} หรือ V_{INV} มีค่าเท่ากับ $-V_{DC}/2$ โดยรูปลักษณะวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.16 (c)

ช่วงเวลา $t_3 < t < t_4$ (M1 หยุดนำกระแส, BD2 นำกระแส)

ที่เวลา t_3 แรงดัน v_{GS1} เริ่มมีค่าต่ำกว่า V_{TH} จากการคายประจุสะสมที่เกิด ทำให้ M1 หยุดนำกระแส ดังนั้นกระแส i_{INV} จะย้ายไปไหลผ่านไดโอดขนาน BD2 ซึ่งเป็นการคืนพลังงานจากโหลดสู่แหล่งจ่ายไฟตรง โดยรูปลักษณะวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.16 (d)

ช่วงเวลา $t_4 < t < t_5$ (BD2 นำกระแส, M2 สะสมประจุ)

ที่เวลา t_4 เริ่มมีสัญญาณขับนำ V_{IN2} และมีการสะสมประจุที่ M2 แต่ กระแส i_{INV} ยังคงไหลผ่าน BD2 โดยรูปลักษณะวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.16 (e)

ช่วงเวลา $t_5 < t < t_6$ (M2 นำกระแส)

ที่เวลา t_5 กระแส i_{INV} เปลี่ยนทิศจากบวกเป็นลบกระแสที่ไหลผ่าน BD2 จะย้ายมาไหลผ่านสวิทช์ M2 ดังเหตุว่า M2 ต่อดวงจรขณะที่แรงดันคร่อมสวิทช์เป็นศูนย์ (ZVS) โดยรูปลักษณะวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.16 (f)

ช่วงเวลา $t_6 < t < t_7$ (M2 คายประจุสะสม, แรงดัน v_{GS2} เริ่มมีค่าลดลง)

ที่เวลา t_6 สัญญาณขับนำ (V_{IN2}) เปลี่ยนสถานะจากการขับนำเป็นการหยุดขับนำ สวิทช์ M2 มีการคายประจุสะสมที่เกิด สังกัดได้จาก i_{G2} มีค่าเป็นลบ ทำให้แรงดัน v_{GS2} ที่สวิทช์ M2 เริ่มมีค่าลดลงแต่กระแส i_{INV} ยังคงไหลผ่านสวิทช์ M2 ต่อไป โดยแรงดัน v_{GS2} จะลดลงจนมีค่าเท่ากับ (V_{TH}) ที่เวลา t_7 โดยรูปลักษณะวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.16 (g)

ช่วงเวลา $t_7 < t < t_8$ (M2 เริ่มจะหยุดนำกระแส)

ที่เวลา t_7 เมื่อ v_{GS2} มีค่าเท่ากับ V_{TH} กระแส i_{M2} เริ่มลดลงโดยมีค่าน้อยกว่ากระแส i_{INV} ซึ่งกระแสวงจรไหลลดส่วนเกินจะไหลผ่าน C_{GD} และ C_{DS} ของทั้ง M1 และ M2 ช่วงเวลานี้แรงดัน v_{GS2} มีค่าเท่ากับ V_{Miller} โดยประมาณ จนกระทั่งเวลา t_8 C_{GD2} และ C_{DS2} ถูกประจุจนทำให้แรงดัน v_{DS2} มีค่าเท่ากับ V_{DC} ขณะที่ v_{DS1} มีค่าเท่ากับ 0 V และแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ V_{AB} หรือ V_{INV} มีค่าเท่ากับ $V_{DC}/2$ โดยรูปลักษณะวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.16 (h)

ช่วงเวลา $t_8 < t < t_9$ (M2 หยุดนำกระแส, BD1 นำกระแส)

ที่เวลา t_8 แรงดัน v_{GS2} เริ่มมีค่าต่ำกว่า V_{TH} จากการคายประจุสะสมที่เกิด ทำให้ M2 หยุดนำกระแส ดังนั้นกระแส i_{INV} จะย้ายไปไหลผ่าน BD1 ซึ่งเป็นการคืนพลังงานจากโหลดสู่แหล่งจ่ายไฟตรง โดยรูปลักษณะวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.16 (i)

ช่วงเวลา $t_9 < t < t_{10}$ (M1 สะสมประจุ)

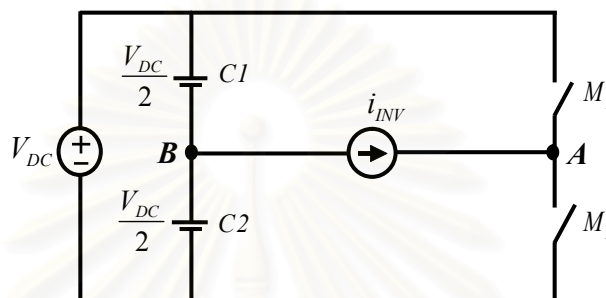
ที่เวลา t_9 เริ่มมีสัญญาณขับนำ V_{IN1} และมีการสะสมประจุที่ M1 แต่ กระแส i_{INV} ยังคงไหลผ่าน BD1 โดยรูปลักษณะวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.16 (e) โดยเมื่อเวลา t_{10} กระแสโหลดจะลดลงเป็น 0 จึงเป็นเวลาเดียวกับ t_0 ในคาบแรกของการทำงานตามที่ได้อธิบายไว้

การทำงานของวงจรขับนำสวิทช์ในคาบถัดไปจะมีลักษณะเหมือนเดิมทุกประการ โดยเวลา t_{10} ของคาบที่ 1 จะตรงกับเวลา t_0 ของคาบถัดไป และ วัฏจักรการทำงานจะเกิดซ้ำกันเช่นนี้เรื่อย ๆ

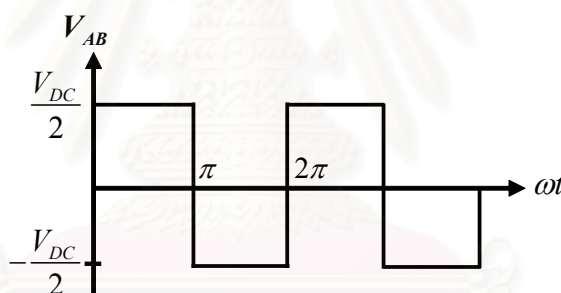
จะเห็นได้ว่าการทำงานในภาวะอยู่ตัวของวงจรขับนำของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิทช์ภาคแรงดันศูนย์โดยแบ่งการทำงานในแต่ละคาบเป็น 10 ช่วงเวลา ทำให้เข้าใจการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีสวิทช์ไวงานเป็น FET ได้ค่อนข้างชัดเจน ซึ่งความเข้าใจหลักการทำงานและพฤติกรรมของวงจรในช่วงเวลาต่าง ๆ นั้นเป็นสิ่งสำคัญที่นำไปสู่การออกแบบวงจร

2.8 วงจรสมมูลและการวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์

โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าในรูปที่ 2.14 สามารถแทนได้ด้วยวงจรสมมูลในรูปที่ 2.17 โดยแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ (V_{AB}) จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ ขนาดและความถี่ของแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันไฟตรงด้านเข้า (V_{DC}) และความถี่ในการตัดต่อวงจรของ MOSFET M1 และ M2 ตามลำดับ



รูปที่ 2.17 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่สร้างรูปคลื่นสี่เหลี่ยม



รูปที่ 2.18 แรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์

จากโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.17 ในช่วงเวลาที่ M1 นำกระแส จะทำให้แรงดัน V_{AB} มีค่า $V_{DC}/2$ ส่วนช่วงเวลาที่ M2 นำกระแสแรงดัน V_{AB} มีค่า $-V_{DC}/2$ และเมื่อสวิตช์ 2 ตัวสลับกันทำงานจะทำให้ได้แรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ V_{AB} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีลักษณะดังรูปที่ 2.18 โดยแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ V_{AB} ที่เวลาใด ๆ แสดงได้ด้วยสมการที่ (2.4) และสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังสมการที่ (2.5)

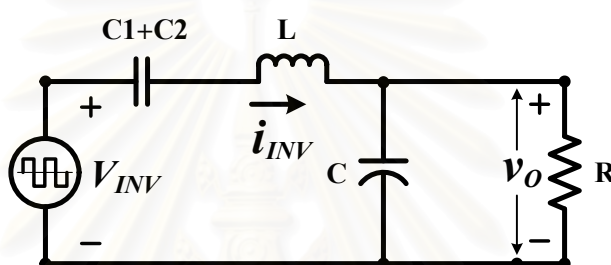
$$V_{INV} = V_{AB} = \begin{cases} \frac{V_{DC}}{2}, & 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega} \\ -\frac{V_{DC}}{2}, & \frac{\pi}{\omega} \leq t \leq \frac{2\pi}{\omega} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$V_{INV}(t) = \frac{V_{DC}}{2} \left\{ \frac{4}{\pi} \sum_{n=\text{odd}}^{\infty} \frac{\sin n\omega t}{n} \right\} = \sum_{n=\text{odd}}^{\infty} V_{INVn} \sin n\omega t \quad (2.5)$$

เมื่อ ω คือ ความถี่เชิงมุมของการสวิตช์ (*rad/sec*)

V_{DC} คือ แรงดันไฟตรงด้านเข้า

เมื่อแทนเนื้อเยื่อด้วยความต้านทานแบบเชิงเส้นและแรงดันด้านออกวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม สามารถพิจารณาวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมโพลคขนานได้ วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 2.19



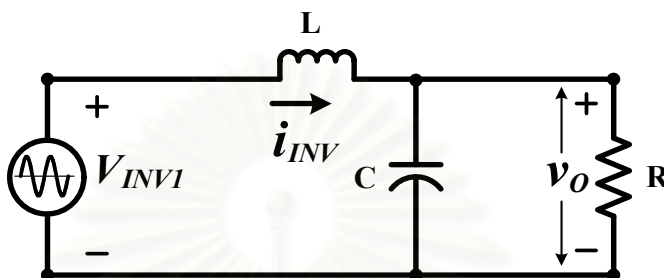
รูปที่ 2.19 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมโพลคขนาน

เนื่องจากโครงสร้างของวงจรโพลคที่ต่อเข้ากับอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นวงจรกรองแบบผ่านต่ำ (Low-pass filter) ทำให้กระแสฮาร์มอนิกที่ผ่านเนื้อเยื่อมีค่าต่ำ กำลังไฟฟ้าส่วนใหญ่ที่ผ่านเนื้อเยื่อจึงเป็นกำลังไฟฟ้าจากความถี่หลักมูลและที่ กำลังพิกัด กำลังไฟฟ้าที่เนื้อเยื่อจะเป็นกำลังไฟฟ้าความถี่หลักมูลประมาณร้อยละ 98 ดังนั้นการคำนวณคุณสมบัติของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เฉพาะความถี่หลักมูลจะให้ผลที่มีความคลาดเคลื่อนไม่มากนักแต่มีความสะดวกกว่ามาก และเนื่องจากจุดผ่านศูนย์ของแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่เป็นองค์ประกอบความถี่หลักมูลจะตรงกับจุดผ่านศูนย์ของแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ฉะนั้นการวิเคราะห์และออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าจะใช้วงจรสมมูลและสมการสำหรับกระแสและแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่หลักมูล ซึ่งจะทำให้การวิเคราะห์และเข้าใจพฤติกรรมโดยรวมของวงจรได้ง่ายขึ้น การวิเคราะห์และออกแบบวงจรจะใช้ตัวต้านทานแบบเชิงเส้นแทนเนื้อเยื่อ ดังนั้นการวิเคราะห์วงจรดังกล่าวสำหรับความถี่หลักมูลของแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์สามารถใช้ทฤษฎีการวิเคราะห์วงจรแบบเชิงเส้นสำหรับกระแสและแรงดันที่มีรูปคลื่นไซน์ทั่วไปเพื่อคำนวณหาค่าของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ในรูปของขนาดแรงดันความถี่หลักมูล (V_{INV1}) และการคำนวณจะคำนวณกระแสแรงดันต่าง ๆ ในรูปของค่ารากกำลังสองเฉลี่ย (RMS) โดยอาศัยสมมุติฐานดังต่อไปนี้

- ละเลยผลของการสูญเสียในสวิตช์ไวงาน

- ถ้าวัดว่า C1 และ C2 มีค่าใหญ่มากทำให้การกระเพื่อมของแรงดันด้านออกมีค่าน้อยและสามารถละเลยได้โดยถือว่า C1 และ C2 เป็นวงจรลัด
- ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจร โหลด (Q_p) มีค่าสูงเพียงพอทำให้สามารถละเลยผลของกระแสฮาร์มอนิก

ฉะนั้นจึงได้วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม โหลดขนานที่ความถี่หลักมูล

กำหนดให้พารามิเตอร์ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อ โหลดขนาน มีค่าดังนี้

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{2.6}$$

$$Z_o = \omega_o L = \frac{1}{\omega_o C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{2.7}$$

$$Q_p = \frac{R}{Z_o} \tag{2.8}$$

$$\omega_n = \frac{\omega}{\omega_o} \tag{2.9}$$

- โดยที่ ω_o คือความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant frequency)
- Z_o คืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance)
- Q_p คือตัวประกอบคุณภาพโหลดขนาน (Parallel quality factor)
- ω_n คือค่าความถี่ที่มาตรฐาน (Normalized frequency) หรือความถี่การสวิตช์ที่ Normalized ด้วยความถี่เรโซแนนซ์

สามารถหาสมการต่าง ๆ ของวงจรในรูปของค่ารากกำลังสองเฉลี่ย (RMS) ได้ดังนี้
 สมการแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์สำหรับความถี่หลักมูล (V_{INV1}) ในรูปของแรงดันไฟตรง
 ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC})

$$V_{INV1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{4}{\pi} \times \frac{V_{DC}}{2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times V_{DC} \quad (2.10)$$

สมการอิมพีแดนซ์ของวงจรโหลดสำหรับความถี่หลักมูล (Z_T)

$$Z_T = \frac{1 - \omega^2 LC + j\omega \frac{L}{R}}{\frac{1}{R} + j\omega C}, \quad |Z_T| = \frac{\sqrt{\left(1 - \omega^2 LC\right)^2 + \left(\omega \frac{L}{R}\right)^2}}{\sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + (\omega C)^2}} \quad (2.11)$$

สมการของกระแสออกของอินเวอร์เตอร์สำหรับความถี่หลักมูล (I_{INV})

$$I_{INV} = \frac{\left[\frac{1}{R} + j\omega C \right] * V_{INV1}}{\left[1 - \omega^2 LC + j\omega \frac{L}{R} \right]}, \quad |I_{INV}| = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + (\omega C)^2} * V_{INV1}}{\sqrt{\left(1 - \omega^2 LC\right)^2 + \left(\omega \frac{L}{R}\right)^2}} \quad (2.12)$$

สมการเฟสของกระแสออกของอินเวอร์เตอร์เทียบกับแรงดันสำหรับความถี่หลักมูล (θ_{INV})

$$\theta_{INV} = \arctan \left[\frac{R^2 \omega C - \omega L \left[(R\omega C)^2 + 1 \right]}{R} \right] \quad (2.13)$$

สมการของแรงดันโหลดสำหรับความถี่หลักมูล (V_o)

$$V_o = \frac{V_{INV1}}{\left[1 - \omega^2 LC + j\omega \left(\frac{L}{R}\right) \right]}, \quad |V_o| = \frac{V_{INV1}}{\sqrt{\left(1 - \omega^2 LC\right)^2 + \left(\omega \left(\frac{L}{R}\right)\right)^2}} \quad (2.14)$$

สมการของกระแสไหลดสำหรับความถี่หลักมูล (I_o)

$$I_o = \frac{\left(\frac{1}{R}\right) * V_{INV1}}{\left[1 - \omega^2 LC + j\omega\left(\frac{L}{R}\right)\right]}, \quad |I_o| = \frac{\left(\frac{1}{R}\right) * V_{INV1}}{\sqrt{\left(1 - \omega^2 LC\right)^2 + \left(\omega\left(\frac{L}{R}\right)\right)^2}} \quad (2.15)$$

สมการ 2.3-2.8 สามารถเขียนในรูปของค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_p) characteristic impedance (Z_o) และความถี่เชิงมุมในการทำงานที่ normalized ด้วยความถี่ธรรมชาติไม่หน่วง ω_o ที่ใช้สัญลักษณ์ ω_n ได้ดังนี้

สมการอิมพีแดนซ์ของวงจรไหลดสำหรับความถี่หลักมูล (Z_T)

$$Z_T = \frac{Z_o \left[\left(1 - \omega_n^2\right) + j \left(\frac{\omega_n}{Q_p}\right) \right]}{\left[\frac{1}{Q_p} + j\omega_n \right]}, \quad |Z_T| = \frac{Z_o \sqrt{\left(1 - \omega_n^2\right)^2 + \left(\frac{\omega_n}{Q_p}\right)^2}}{\sqrt{\left(\frac{1}{Q_p^2} + \omega_n^2\right)}} \quad (2.16)$$

สมการของกระแสออกของอินเวอร์เตอร์สำหรับความถี่หลักมูล (I_{INV})

$$I_{INV} = \frac{V_{INV1} \left[\frac{1}{Q_p} + j\omega_n \right]}{Z_o \left[\left(1 - \omega_n^2\right) + j \left(\frac{\omega_n}{Q_p}\right) \right]}, \quad |I_{INV}| = \frac{V_{INV1} \sqrt{\left(\frac{1}{Q_p^2} + \omega_n^2\right)}}{Z_o \sqrt{\left(1 - \omega_n^2\right)^2 + \left(\frac{\omega_n}{Q_p}\right)^2}} \quad (2.17)$$

สมการเฟสของกระแสออกของอินเวอร์เตอร์เทียบกับแรงดันสำหรับความถี่หลักมูล (θ_{INV})

$$\theta_{INV} = \arctan \left[\frac{\omega_n \left[Q_p^2 (1 - \omega_n^2) - 1 \right]}{Q_p} \right] \quad (2.18)$$

สมการของแรงดันออกสำหรับความถี่หลักมูล (V_o)

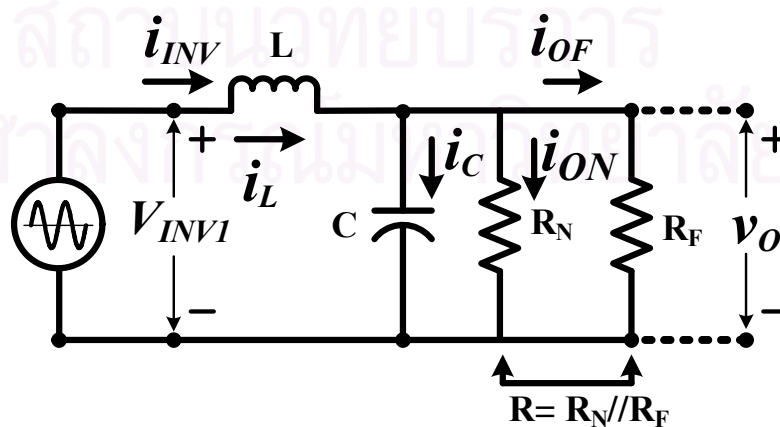
$$V_o = \frac{V_{INV1}}{\left[(1 - \omega_n^2) + j \left(\frac{\omega_n}{Q_p} \right) \right]}, \quad |V_o| = \frac{V_{INV1}}{\sqrt{\left((1 - \omega_n^2)^2 + \left(\frac{\omega_n}{Q_p} \right)^2 \right)}} \quad (2.19)$$

สมการของกระแสไหลคสำหรับความถี่หลักมูล (I_o)

$$I_o = \frac{V_{INV1}}{R \left[(1 - \omega_n^2) + j \left(\frac{\omega_n}{Q_p} \right) \right]}, \quad |I_o| = \frac{V_{INV1}}{R \sqrt{\left((1 - \omega_n^2)^2 + \left(\frac{\omega_n}{Q_p} \right)^2 \right)}} \quad (2.20)$$

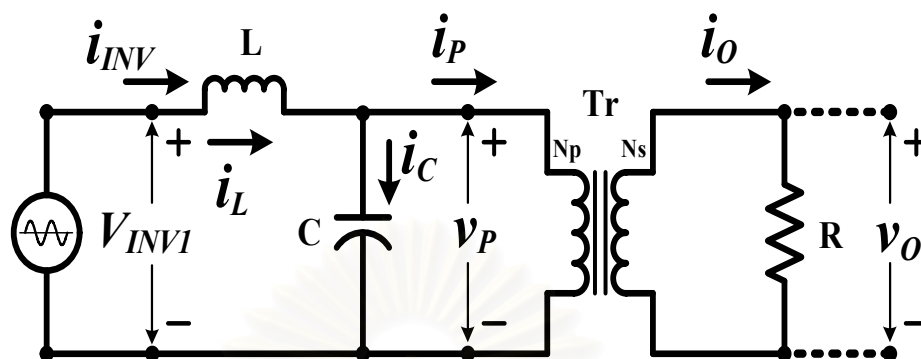
2.9 วงจรป้องกัน

จากการทำงานของเครื่องตัดจี้ด้วยไฟฟ้าที่ไหลคจะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างตั้งแต่ค่าศูนย์ถึงอนันต์ จะทำให้ค่า Q_p ของวงจรไหลคจะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างด้วยโดยเมื่อความต้านทานไหลคมีค่าเป็นอนันต์ ค่า Q_p ของวงจรมีค่าอนันต์ด้วยและจากสมการที่ (2.17) และ (2.19) พบว่าเมื่อ ค่า Q_p สูงขึ้น กระแสอินเวอร์เตอร์ (I_{INV}) และ แรงดันออก (V_o) จะมีค่าสูงมาก ซึ่งพิกัดของอุปกรณ์ไม่สามารถรองรับการทำงานที่ภาวะดังกล่าวได้ ดังนั้น จึงต้องมีการต่อไหลคจำลอง (R_N) ดังรูปที่ 2.21 เพื่อป้องกันภาวะไว้ไหลคแต่การต่อไหลคจำลองนี้จะต้องคำนึงถึงกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในขณะที่ทำงานด้วย



รูปที่ 2.21 วงจรไหลคที่มีการต่อไหลคจำลองเพื่อป้องกันภาวะไว้ไหลค

ด้านออกต่อผ่านหม้อแปลงที่มีอัตราขยายแรงดัน $N_s/N_p = n$ ไปสู่วโหนด R (เนื้อเชื้อ) ดังรูปที่ 2.22 เพื่อป้องกันอันตรายที่จะเกิดกับผู้ป่วย



รูปที่ 2.22 วงจรโหนดที่มีการต่อหม้อแปลงด้านออกเพื่อป้องกันอันตรายที่เกิดกับผู้ป่วย

2.10 องค์ประกอบวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

2.10.1 MOSFET กำลัง

MOSFET จะมีสถานะนำกระแสก็ต่อเมื่อ $V_{GS} > V_{TH}$ โดยเมื่อ $V_{GS} - V_{TH} > V_{DS}$ จะทำงานในย่านความต้านทาน (Ohmic region) และ $V_{GS} - V_{TH} < V_{DS}$ จะทำงานในย่านความไวงาน (Saturation region) โดยที่ขีดแบ่งระหว่างย่านความต้านทานและย่านไวงานคือ $V_{GS} - V_{TH} = V_{DS}$ ในย่านความต้านทานกระแสเดรนจะเป็นดังสมการ (2.21)

$$I_D = K[2(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - V_{DS}^2] \tag{2.21}$$

โดยที่ K คือ ค่าคงที่ที่ขึ้นกับโครงสร้างและจุดทำงานของ MOSFET

ในย่านไวงานกระแสเดรนขึ้นอยู่กับแรงดันเกต ดังสมการ (2.22)

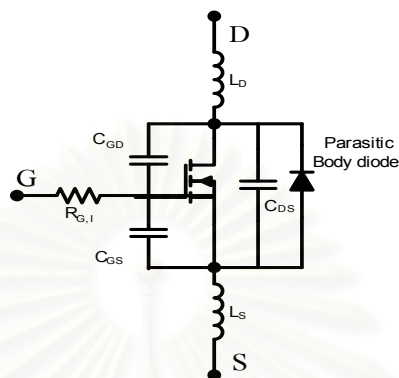
$$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2 \tag{2.22}$$

อย่างไรก็ดี สำหรับ MOSFET กำลัง สมการที่ (2.22) ใช้ได้เฉพาะในพิสัยที่ I_D มีค่าต่ำเท่านั้น เมื่อ I_D มีค่าสูงขึ้น ความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{GS} จะเกือบเป็นเชิงเส้น ดังสมการ (2.23)

$$I_D \approx g_{fs}(V_{GS} - V_{TH}) \tag{2.23}$$

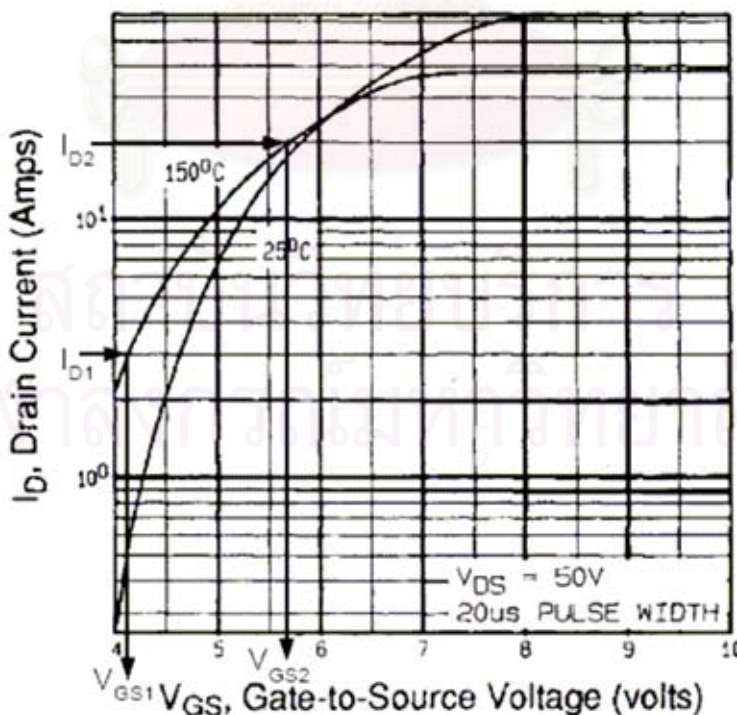
โดยที่ g_{fs} คือ อัตราความนำ (transconductance)

เพื่อนำไปสู่การวิเคราะห์และการออกแบบวงจรแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับที่ทำงานความถี่สูงเราจะเริ่มด้วยการศึกษาแบบจำลองของ MOSFET ดังรูปที่ 2.23 ซึ่งพารามิเตอร์ต่าง ๆ ส่งผลต่อความสามารถในการสวิตช์ โดยมีรายละเอียดและการประมาณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ [12] ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.23 แบบจำลองของ Power MOSFET

แรงดันขีดเริ่ม (V_{TH}) และ แรงดัน Miller (V_{Miller}) โดยปกติค่าแรงดันขีดเริ่มที่ระบุใน datasheet นั้น นิยามที่ 25 องศาเซลเซียส และ ที่กระแสตรงประมาณที่ 250 ไม โคลแอมป์ ดังนั้น จึงไม่เท่ากับช่วง Miller plateau ของการสวิตช์ โดยที่ค่า V_{TH} และ V_{Miller} ที่ถูกต้อง [12,20] จะต้องทำการคำนวณจาก Typical Transfer Characteristics ได้ดังนี้



รูปที่ 2.24 Typical Transfer Characteristics

จากรูปที่ 2.24 และ สมการ (2.22) กรณีที่ I_D มีค่าต่ำๆ จะได้

$$V_{TH} = \frac{V_{GS1} * \sqrt{I_{D2}} - V_{GS2} * \sqrt{I_{D1}}}{\sqrt{I_{D2}} - \sqrt{I_{D1}}} \quad (2.24)$$

$$K = \frac{I_{D1}}{(V_{GS1} - V_{TH})^2} \quad (2.25)$$

$$V_{Miller} = V_{TH} + \sqrt{\frac{I_D}{K}} \quad (2.26)$$

จากรูปที่ 2.24 และ สมการ (2.23) กรณีที่ I_D มีค่าสูงๆ ความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{GS} จะเกือบเป็นเชิงเส้น จะได้

$$V_{TH} = \frac{V_{GS1} * I_{D2} - V_{GS2} * I_{D1}}{I_{D2} - I_{D1}} \quad (2.27)$$

$$g_{fs} = \frac{I_{D1}}{V_{GS1} - V_{TH}} \quad (2.28)$$

$$V_{Miller} = V_{TH} + \frac{I_D}{g_{fs}} \quad (2.29)$$

Forward Transconductance (g_{fs}) คือ small signal gain ในย่านการทำงานเชิงเส้น โดยจะมีความสำคัญในช่วงเวลา turn-on และ turn-off โดยจะเข้าสู่การทำงานที่เป็นเชิงเส้นซึ่งสามารถคำนวณกระแสเดรนได้จากแรงดันเกต-ซอส ดังสมการที่ (2.30)

$$g_{fs} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \quad (2.30)$$

ดังนั้น กระแสสูงสุดของ MOSFET ในย่านการทำงานที่เป็นเชิงเส้นคำนวณได้ดังสมการ (2.31)

$$I_D = (V_{GS} - V_{TH}) * g_{fs} \quad (2.31)$$

ตัวเก็บประจุ C_{GS} , C_{GD} และ C_{DS} คือตัวเก็บประจุที่อยู่ระหว่างแต่ละขาของ MOSFET ซึ่งความสามารถในการสวิทช์ของ MOSFET ขึ้นกับความเร็วในการประจุและคายประจุตัวเก็บประจุดังกล่าว โดยมีรายละเอียดดังนี้

- ตัวเก็บประจุ C_{GS} เป็นผลมาจากการเหลื่อมกันของซอสและเกต โดยค่าตัวเก็บประจุมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นโดยขึ้นกับพื้นที่รอยต่อ
- ตัวเก็บประจุ C_{GD} เป็นผลมาจากการเหลื่อมกันของช่องทางเดินกระแสกับเกต และเป็นตัวเก็บประจุของเขตปลอดพาหะซึ่งมีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้นโดยขึ้นกับแรงดันเดรน-ซอส [12] ตามสมการ (2.32)

$$C_{GD} \approx \frac{C_{GD,o}}{1 + K_1 * \sqrt{V_{DS}}} \quad (2.32)$$

- ตัวเก็บประจุ C_{DS} ก็มีความไม่เป็นเชิงเส้นด้วยเพราะว่าเป็นตัวเก็บประจุระหว่างรอยต่อโดยขึ้นกับแรงดันแรงดันเดรน-ซอส [12] ตามสมการ (2.33)

$$C_{DS} \approx \frac{C_{DS,o}}{K_2 * \sqrt{V_{DS}}} \quad (2.33)$$

โดยทั่วไปแล้วค่าของตัวเก็บประจุข้างต้นไม่สามารถหาได้โดยตรงจาก Datasheet แต่สามารถคำนวณค่าดังกล่าวได้จากค่า C_{ISS} , C_{RSS} และ C_{OSS} ที่ได้จาก datasheet ดังนี้

$$C_{GD} = C_{RSS} \quad (2.34)$$

$$C_{GS} = C_{ISS} - C_{RSS} \quad (2.35)$$

$$C_{DS} = C_{OSS} - C_{RSS} \quad (2.36)$$

นอกจากความยุ่งยากที่มีสาเหตุมาจาก C_{GD} มีค่าขึ้นกับแรงดันเดรน-ซอส ของ MOSFET แล้ว C_{GD} ยังมีผลทำให้เกิดการเชื่อมโยงของวงจรด้านเดรน-ซอส กับ วงจรด้านเกต-ซอส ซึ่งมีผลให้ C_{GD} ที่มองจากวงจรด้านเกตขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงแรงดันของวงจรด้านเดรน-ซอส ทำให้ C_{GD} ที่มองจากวงจรด้านเกตสำหรับสัญญาณมีค่าตามสมการ 2.37

$$C_{GD,eqv} = (1 + g_{fs} * R_L) * C_{GD} \quad (2.37)$$

เนื่องจาก C_{GD} และ C_{DS} ขึ้นกับแรงดัน ดังนั้นค่าที่ได้จาก datasheet จะให้ค่าเฉพาะเงื่อนไขที่ทำการทดสอบเท่านั้น ดังนั้นเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานที่ถูกต้อง จึงต้องมีการคำนวณค่าที่ใกล้เคียงโดยอยู่บนพื้นฐานความต้องการประจุในการเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ ซึ่ง Power MOSFET ส่วนใหญ่สามารถคำนวณค่าได้ดังสมการ (2.38) และ (2.39)

$$C_{GD,ave} = 2 * C_{RSS,spec} * \sqrt{\frac{V_{DS,spec}}{V_{DS,off}}} \quad (2.38)$$

$$C_{OSS,ave} = 2 * C_{OSS,spec} * \sqrt{\frac{V_{DS,spec}}{V_{DS,off}}} \quad (2.39)$$

ความต้านทาน (R_{GI}) คือความต้านทานแฝงภายใน MOSFET ซึ่งมีนัยสำคัญอย่างมากในการนำไปใช้งานที่ความเร็วการสวิตช์สูงเพราะเป็นตัวต้านทานที่ต่ออยู่ระหว่างวงจรถับนำและตัวเก็บประจุด้านเข้า R_{GI} จะช่วยเพิ่มอัตราหน่วงของวงจรถับนำและช่วยลดการแกว่งในวงจรถับนำ

ตัวเหนี่ยวนำ L_S และ L_D คือ ตัวเหนี่ยวนำที่ซอส และ เเดรน เป็นตัวเหนี่ยวนำที่ทำให้เกิดการจำกัดความสามารถในการสวิตช์ของ MOSFET

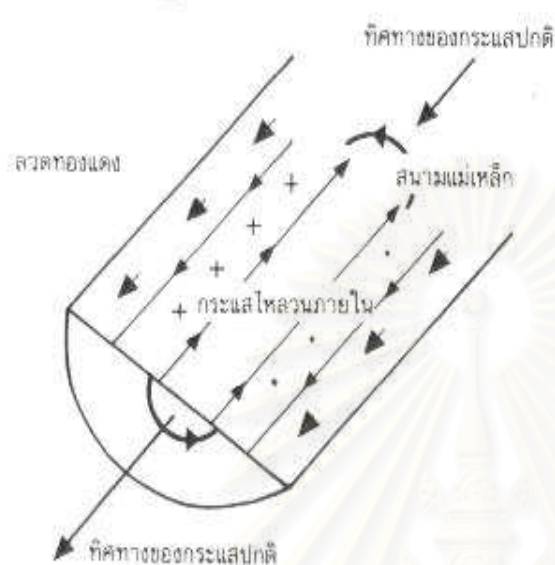
2.10.2 ตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลง

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงความถี่สูงนั้น สารแม่เหล็กที่เลือกใช้คือเฟอร์ไรต์ ซึ่งเป็นเซรามิก ประกอบด้วยออกไซด์ของเหล็ก สังกะสี และ แมงกานีส หรือ นิกเกิล เฟอร์ไรต์ชนิด MnZn มีความหนาแน่นฟลักซ์อิ่มตัวสูงกว่าชนิด NiZn แต่ทำงานได้ถึงความถี่ประมาณ 1 MHz ซึ่งต่ำกว่าชนิด NiZn ซึ่งทำงานได้ถึง 10 MHz [20] และ ที่ความถี่สูง ๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด[18,21]

2.10.2.1 ผลของการนำกระแสแค่เพียงที่ผิวของลวดทองแดง (Skin effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงกับเวลาไหลวนภายในและรอบ ๆ ตัวนำ สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้การกระจายของกระแสที่ไหลในตัวนำไม่สม่ำเสมอโดยกระแสส่วนใหญ่จะไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง

ดังในรูปที่ 2.25 ทำให้ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูง การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการจำกัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของลวดตัวนำ



รูปที่ 2.25 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดง



รูปที่ 2.26 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวหน้ากระแส (δ)

จากผิวของทองแดงลึกลงมาในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาณผิวหน้ากระแสของลวดทองแดง (Skin depth) ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.26 ความหนาของผิวหน้ากระแส (δ) นี้มีค่าขึ้นกับความถี่ (f) สภาพต้านทานทองแดง (ρ) และ Permeability (μ) สำหรับลวดทองแดงที่ 25 องศาเซลเซียส ความหนาของผิวหน้ากระแสจะมีค่าดังสมการ (2.40)

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} = \frac{0.066}{\sqrt{f}} \quad (2.40)$$

2.10.2.2 อัตราส่วนระหว่างความต้านทานที่กระแสสลับต่อความต้านทานที่กระแสตรงของลวดทองแดง (F_R)

เนื่องจากความต้านทานของลวดตัวนำขึ้นกับความยาวและพื้นที่หน้าตัดที่นำกระแสไฟฟ้า กระแสสลับ จะทำให้เกิด skin effect ซึ่งมีผลให้พื้นที่หน้าตัดนำกระแสของตัวนำลดลง เนื่องจากกระแสไหลได้เฉพาะที่ผิว ดังนั้นความต้านทานสำหรับไฟฟ้ากระแสสลับของลวดตัวนำจึงมีค่ามากกว่าความต้านทานเมื่อนำกระแสตรงโดยเฉพาะไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

อัตราส่วนระหว่างความต้านทานของลวดตัวนำสำหรับไฟฟ้ากระแสสลับต่อความต้านทานสำหรับกระแสตรง หรือ F_R (resistance factor) มีค่าตามสมการ (2.41)

$$F_R = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{(d/2\delta)^2}{(d/2\delta)^2 - (d/2\delta - 1)^2} \quad (2.41)$$

เมื่อ	R_{ac}	คือค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับ (Ohms)
	R_{dc}	คือค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสตรง (Ohms)
	d	คือขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของลวดทองแดง (เมตร)
	δ	คือความหนาผิวหน้ากระแส (เมตร)

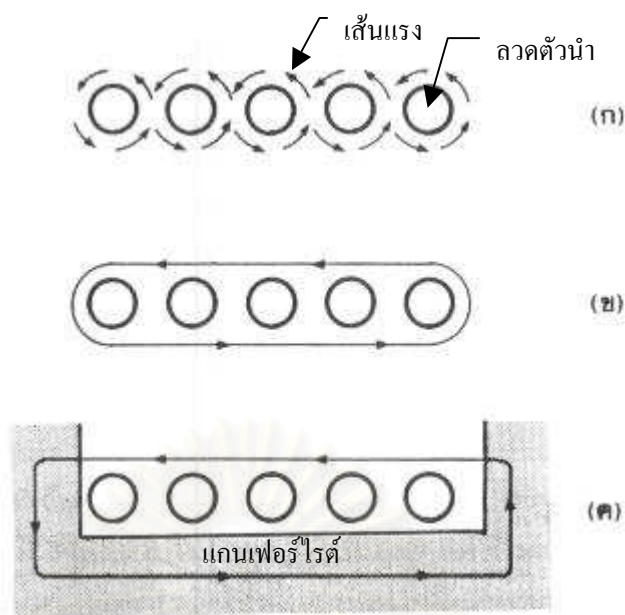
การเพิ่มขึ้นของ F_R ไม่ได้แสดงว่าค่าความต้านทานของลวดตัวนำที่กระแสสลับจะมีค่ามากขึ้นเมื่อขนาดของลวดทองแดงมากขึ้น แต่ความเป็นจริงแล้วค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับจะมีค่าลดลงเมื่อขนาดของลวดทองแดงใหญ่ขึ้น แต่เนื่องจากค่าความต้านทานที่กระแสตรงมีค่าลดลงมากกว่าเมื่อขนาดของลวดทองแดงใหญ่ขึ้น ดังนั้น F_R จึงมีค่ามากขึ้นที่ความถี่สูง ๆ ซึ่งการใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นจะไม่ช่วยลดความต้านทานนัก

ค่าอัตราส่วน F_R จึงมีประโยชน์มากในการเลือกขนาดของลวดทองแดง การกำหนดขนาดของลวดทองแดงและวิธีการพันขดลวดที่ให้ค่า F_R น้อยที่สุด จะทำให้การสูญเสียที่เกิดขึ้นในลวดทองแดงมีค่าน้อยที่สุดด้วยเช่นกัน

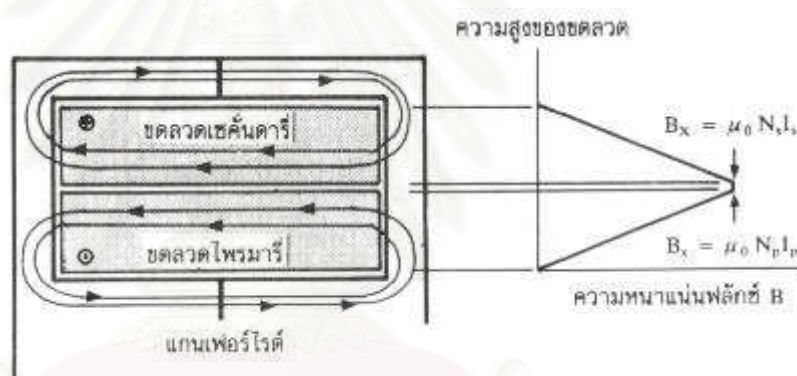
เพื่อหลีกเลี่ยงข้อจำกัดเนื่องจากผลของ skin effect เรามักใช้ลวดทองแดงเส้นผ่านศูนย์กลางขนาดเล็ก (น้อยกว่า 2Δ) หลายเส้นตีควบกันไป (Strand) โดยที่แต่ละเส้นมีฉนวนหุ้ม หรือไม่ก็ใช้ลวดถักที่เรียกว่า Litz wire

2.10.2.3 ผลของการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity effect)

ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (μ ; Permeability) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูง ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไหลผ่านขดลวดในหม้อแปลงส่วนใหญ่จะอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์แต่จะมีฟลักซ์บางส่วนอยู่ภายนอกแกนตัดผ่านขดลวดได้ ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว (Leakage flux) โดยเป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรงดังจะได้อธิบายต่อไป



รูปที่ 2.27 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลง

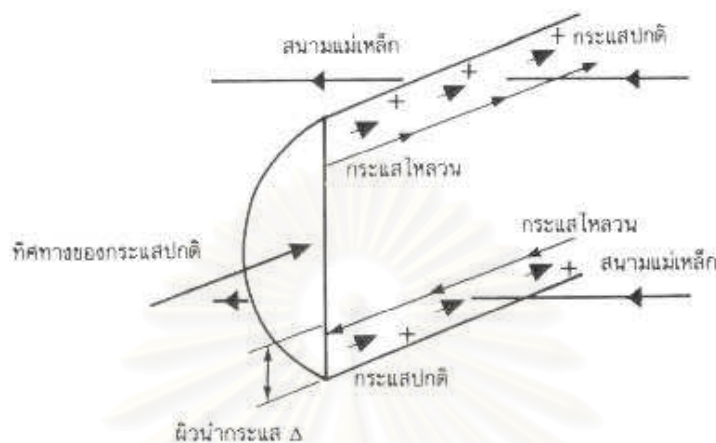


รูปที่ 2.28 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x ที่ตำแหน่งต่าง ๆ

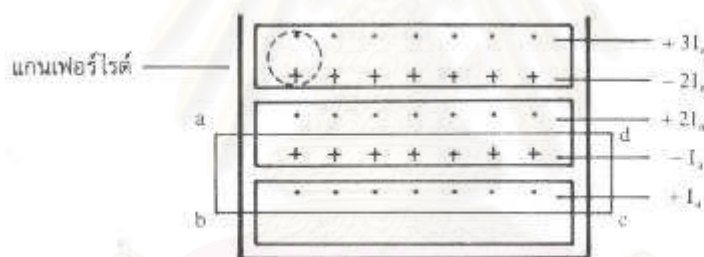
รูปที่ 2.27 แสดงภาพตัดขวางของลวดทองแดงแต่ละชั้นในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กระหว่างลวดจะทำให้เกิดเส้นฟลักซ์ขนานไปกับชั้นของขดลวดดังรูปที่ 2.27 (ข) เมื่อเส้นฟลักซ์ตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึบซาบแม่เหล็ก μ ของแกนมีค่าสูงมาก ดังรูปที่ 2.27 (ค) และเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลาย ๆ ชั้นก็จะเป็นดังรูปที่ 2.28 ซึ่งเป็น ฟลักซ์รั่วนั่นเอง

ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว (B_x) จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของลวดทองแดงเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 2.28 จะเห็นได้ว่า B_x มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่ววางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดง โดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นในลวดทองแดง

เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกับการนำขดลวดไปวางในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวนำกระแสของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 แสดงผลของลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่ว



รูปที่ 2.30 แสดงการเปรียบเทียบค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในลวดทองแดงแต่ละชั้น

ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้น จะยิ่งมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย จากรูปที่ 2.30 เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจเราจะกำหนดให้ขดลวดทองแดงที่เรียงกันอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเสมือนแผ่นทองแดงพันอยู่รอบแกนของหม้อแปลงแทนขดลวด แผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในฟลักซ์รั่ว

พิจารณาแผ่นทองแดงที่ชั้นแรกที่อยู่ติดกับแกน ฟลักซ์รั่วจะตัดผ่านผิวด้านบนและทำให้เกิดกระแสไหลวนไหลที่ผิวนำกระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างที่ติดกับแกนจะไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านผิวเนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแสไหลวนจะไหลเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น

ถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกมีค่าเท่ากับ $+I_u$ และเมื่อพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สอง ผลของฟลักซ์รั่วจะทำให้กระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวนำกระแสทั้งด้านบนและด้านล่าง สำหรับที่เนื้อกลางของแผ่นทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวน เนื่องจากสนาม

แม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ (สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้เพียงระยะผิวหนังกระแสเท่านั้น) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กตามทาง (\oint_{Hdl}) รอบวง abcd จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ abcd จะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ตามกฎของแอมแปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงชั้นแรกมีค่าเท่ากับ $+I_a$ ดังนั้นค่ากระแสที่ผิวล่างของแผ่นทองแดงในชั้นที่สองจะต้องมีค่าเท่ากับ $-I_a$ และไหลในทิศทางตรงข้าม ผลรวมของกระแสจึงจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงแต่ละชั้นมีค่าเท่ากัน (แผ่นทองแดงในแต่ละชั้นเกิดจากแผ่นทองแดงชั้นเดียวกันพันรอบแกน) ค่ากระแสที่ไหลที่ผิวบนในแผ่นทองแดงชั้นที่สองจึงต้องมีค่าเท่ากับ $+2I_a$ ในทำนองเดียวกัน ค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงในชั้นที่สามก็จะมีค่าเท่ากับ $+3I_a$ และค่ากระแสที่ผิวบนในแต่ละชั้นจะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น สามารถหาค่าพลังงานสูญเสียในแต่ละชั้นได้ดังสมการ (2.42)-(2.45)

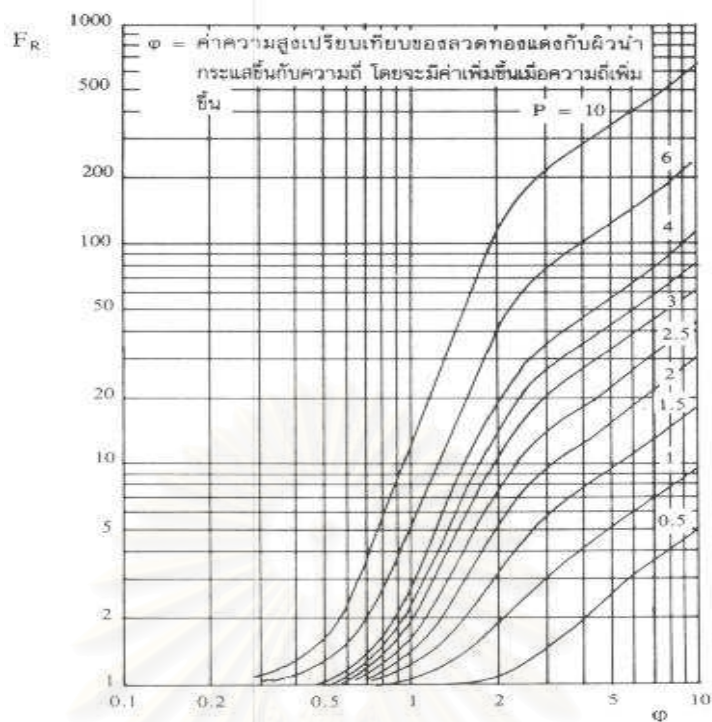
$$P_1 = I_{rms}^2 \left(R_{dc} \frac{d}{\delta} \right) \quad (2.42)$$

$$P_2 = I_{rms}^2 \left(R_{dc} \frac{d}{\delta} \right) + (2I_{rms})^2 \left(R_{dc} \frac{d}{\delta} \right) \quad (2.43)$$

$$P_3 = (2I_{rms})^2 \left(R_{dc} \frac{d}{\delta} \right) + (3I_{rms})^2 \left(R_{dc} \frac{d}{\delta} \right) \quad (2.44)$$

$$P_m = ((m-1)^2 + m^2) P_1 \quad (2.45)$$

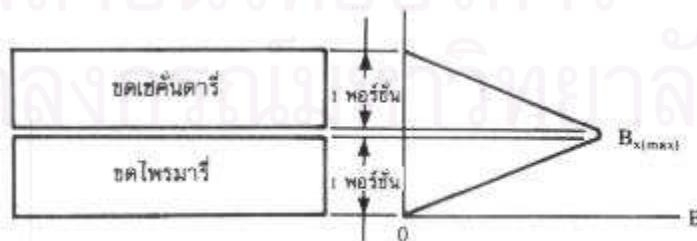
จากสมการ (2.42)-(2.45) จะเห็นได้ว่า การซ้อนกันของลวดทองแดงจะทำให้การสูญเสียในขดลวดเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากค่าความหนาแน่นกระแสที่เพิ่มขึ้นในแต่ละชั้น รูปที่ 2.31 แสดงการเพิ่มของอัตราส่วน F_R เนื่องมาจากการเพิ่มจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงในหม้อแปลง จะเห็นว่าที่ความถี่สูง ๆ การเพิ่มจำนวนชั้นให้มากขึ้น จะยังเพิ่มค่าของ F_R ให้มากขึ้นตามไปด้วย และจะเกิดการสูญเสียในลวดทองแดงสูงขึ้น



รูปที่ 2.31 แสดงค่า F_R ซึ่งขึ้นกับจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชัน

2.10.2.4 เทคนิคการพันขดลวดทองแดงสำหรับหม้อแปลงความถี่สูง

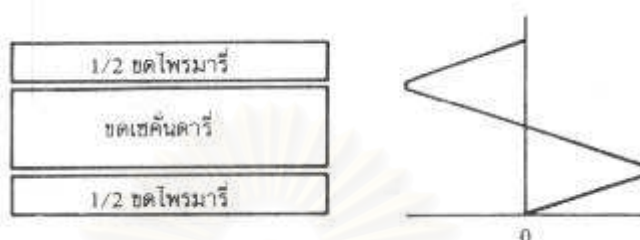
ก่อนศึกษาการจัดรูปแบบการพันของลวดทองแดง เราควรที่จะเข้าใจความหมายของคำว่า พอร์ชันเสียก่อน คำว่า “พอร์ชัน (Portion)” ในการพันขดลวดทองแดงจะมีความหมายดังนี้คือ หนึ่งพอร์ชันกำหนดจากชั้นของขดลวดทองแดงชุดหนึ่ง ๆ ที่มีค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วน้อยที่สุดไปจนถึงชั้นที่มีค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วสูงสุด และจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชัน (layer) จะหมายถึงจำนวนชั้นของลวดทองแดงที่เรียงซ้อนกันอยู่ภายในพอร์ชันนั้น ๆ จากรูปที่ 2.32 จะเห็นได้ว่าจำนวนชั้นทั้งหมดของขดด้านปฐมภูมิพันอยู่ในหนึ่งพอร์ชัน และจำนวนชั้นทั้งหมดของขดด้านทุติยภูมิก็พันอยู่ในหนึ่งพอร์ชันเช่นเดียวกัน



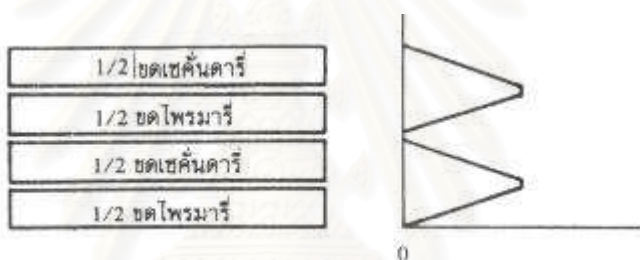
รูปที่ 2.32 แสดงการกำหนดจำนวนชั้นขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิในหนึ่งพอร์ชัน

ถ้าแยกขดปฐมภูมิออกเป็นสองส่วนดังรูปที่ 2.33 จะทำให้ความหนาแน่นสูงสุดของฟลักซ์รั่วและจำนวนชั้นต่อหนึ่งพอร์ชันลดลงครึ่งหนึ่งด้วย (เนื่องจากความหนาแน่นของฟลักซ์รั่วจะขึ้น

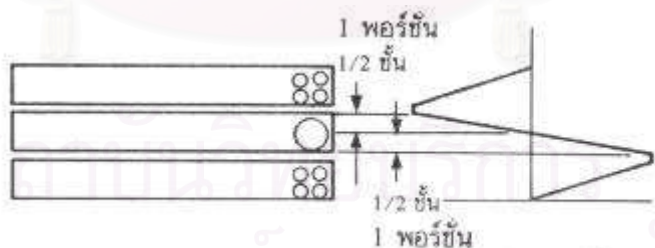
กับจำนวนชั้นของขดลวด) ไม่ว่าจะเป็นที่ขดปฐมภูมิหรือขดทุติยภูมิก็ตาม จากกราฟในรูปที่ 2.31 แสดงให้เห็นว่าการลดลงของจำนวนชั้นต่อหนึ่งพอร์ชันจะทำให้ค่าอัตราส่วน F_R ของขดลวดลดลง ดังนั้นหากมีการจัดรูปแบบในการพันขดลวดทองแดงที่เหมาะสม จะทำให้ลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดทองแดงได้



รูปที่ 2.33 แสดงการลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดของฟลักซ์รั่วโดยการลดจำนวนชั้นของขดลวดในหนึ่งพอร์ชันลง โดยแบ่งครึ่งพันขดลวดปฐมภูมิ



รูปที่ 2.34 แสดงการลดจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชันจากรูปที่ 2.33 ลงไปอีก โดยการแบ่งครึ่งพันขดทุติยภูมิด้วย



รูปที่ 2.35 แสดงลักษณะของพอร์ชันที่มีจำนวนชั้นเท่ากับครึ่งชั้น

การจัดขดลวดแบบธรรมดา (simple winding)

การจัดขดลวดในหม้อแปลงแบบธรรมดา คือ การพันขดลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบที่ต้องการทับซ้อนกันไปที่ละชุดไปเรื่อย ๆ ตัวอย่างเช่น ถ้าขดปฐมภูมิมีจำนวนรอบเท่ากับห้าสิบรอบ และขดทุติยภูมิมีจำนวนรอบเท่ากับสิบบรอบ การจัดขดลวดแบบธรรมดาทำได้โดยพันขดลวดทองแดงรอบแกนให้ครบจำนวนห้าสิบบรอบเพื่อให้เป็นขดปฐมภูมิ จากนั้นจึงพันขดทุติยภูมิทับไป

บนขดปฐมภูมิให้ได้ครบจำนวนลิตรอบ การจัดขดลวดแบบธรรมดาจึงเป็นลักษณะดังรูปที่ 2.32 นั้นเอง

การจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน (split winding)

การจัดขดลวดทองแดงในหม้อแปลงแบบแบ่งครึ่งพัน คือ การพันขดลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบที่ต้องการ โดยแบ่งขดลวดออกเป็นสองส่วน และนำขดลวดชุดอื่นมาแทรกคั่นระหว่างกลาง การจัดขดลวดแบบนี้จะเป็นการจัดของปฐมภูมิดังในรูปที่ 2.33 ถ้าแบ่งขดลวดด้วยก็จะได้ลักษณะดังรูปที่ 2.34 การแบ่งส่วนพันจะเป็นการลดค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่วและจำนวนชั้นในแต่ละพอร์ชันลงได้ หลักสำคัญของจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพันคือจำนวนรอบของขดลวดที่ต้องการแบ่งพันจะต้องเป็นจำนวนคู่ และจำนวนชั้นทั้งหมดก่อนแบ่งพันจะต้องเป็นจำนวนคู่ด้วย เพื่อความสมมาตรหลังจากแบ่งพันแล้ว

การจัดขดลวดแบบพันแทรกกลาง (sandwiched winding)

คือการจัดขดลวดพันให้ครบตามจำนวนรอบที่ต้องการ โดยพันแทรกเข้าไประหว่างกลางของขดลวดที่พันแบบแบ่งครึ่งพัน การพันขดลวดแบบแทรกกลางนี้ถึงแม้จะมีขดลวดทองแดงเพียงแค่ชั้นเดียว ก็อาจจะเกิดพอร์ชันได้ถึงสองพอร์ชันดังรูปที่ 2.35 โดยจำนวนชั้นต่อหนึ่งพอร์ชันจะมีค่าเท่ากับ “ครึ่งชั้น” ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าเป็นชั้นที่มีความสูงเป็นครึ่งหนึ่งของชั้นปกติมันเอง ในทำนองเดียวกัน หนึ่งพอร์ชันที่ได้จากการพันแทรกกลางนี้อาจมีจำนวนรอบเป็นจำนวนครึ่งรอบได้ ถ้าในครึ่งชั้นของหนึ่งพอร์ชันนั้นมีจำนวนเป็นเลขคี่

บทที่ 3

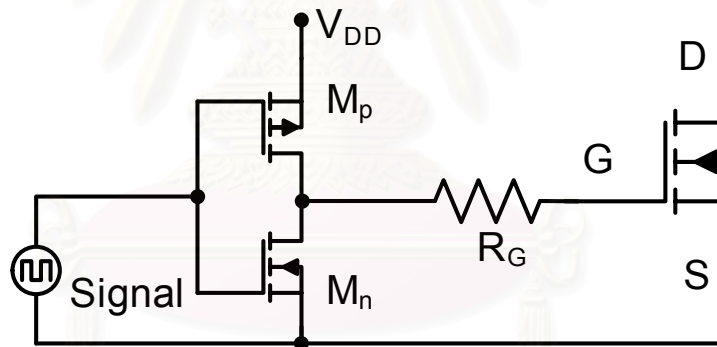
การวิเคราะห์วงจรขับนำสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์วงจรขับนำสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงโดยพิจารณาค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรสวิตช์เพื่อนำไปออกแบบช่วงเวลาขับนำและค่าพารามิเตอร์ของวงจรขับนำที่เหมาะสม นอกจากนี้ได้วิเคราะห์ผลของตัวเหนี่ยวนำแฝงภายในวงจรที่อาจทำให้เกิดปัญหาการขับนำที่ความถี่สูงและหาแนวทางแก้ไข

3.1 โครงสร้างวงจรขับนำสวิตช์

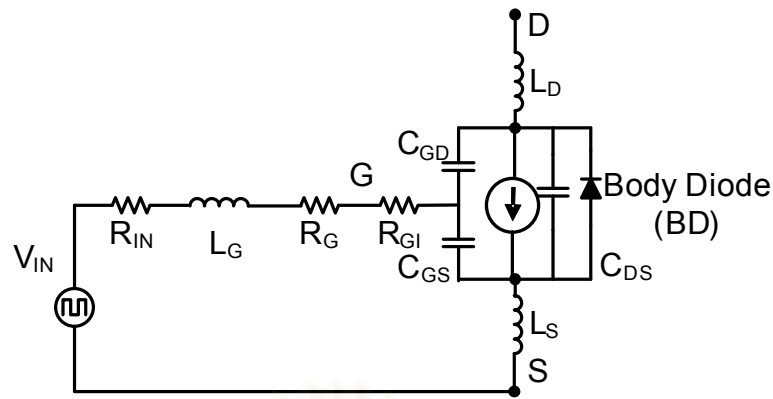
การขับนำ MOSFET ที่ใช้เป็นสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง โดยทั่วไปแล้วจะใช้วงจรขับนำแบบ Totem pole ดังรูปที่ 3.1 เนื่องจากมีค่าความต้านทานด้านออกซึ่งเท่ากับ $R_{DS,ON}$ ของ MOSFET วงจรขับนำมีค่าต่ำ ซึ่งทำให้วงจรขับนำมีคุณสมบัติในการประจุและคายประจุที่เกตของ MOSFET ได้เร็ว



รูปที่ 3.1 โครงสร้างวงจรขับนำ

3.2 วงจรสมมูลของวงจรขับนำ

ก่อนที่จะกล่าวถึงวิธีการคำนวณช่วงเวลาต่าง ๆ จำเป็นที่จะต้องทราบวงจรสมมูลของ MOSFET ที่ใช้เป็นสวิตช์และวงจรขับนำ MOSFET ที่ใช้เป็นสวิตช์และวงจรขับนำในรูปที่ 3.1 สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.2 ซึ่งวงจรสมมูลประกอบไปด้วยความต้านทานด้านออกของวงจรขับนำ (R_N) ความต้านทานภายนอก (R_G) ความต้านทานภายในเกต (R_{G1}) ค่าตัวเก็บประจุภายในของ MOSFET (C_{GS} และ C_{GD}) และตัวเหนี่ยวนำแฝง (L_S และ L_D) โดยมีการละเลย ความต้านทานภายในของเดรนและซอส

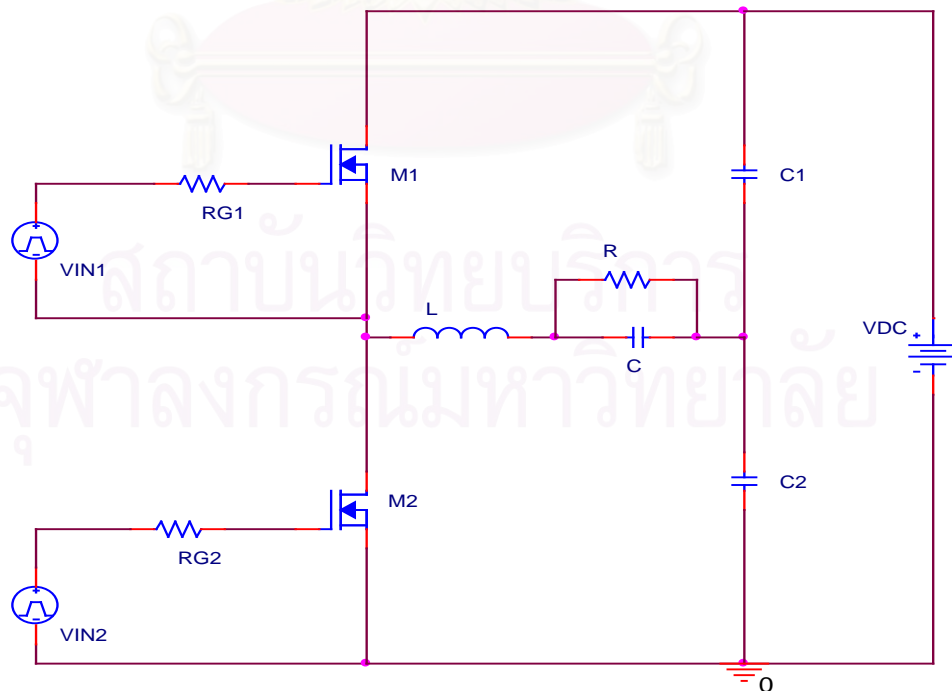


รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของวงจรขับนำและMOSFET

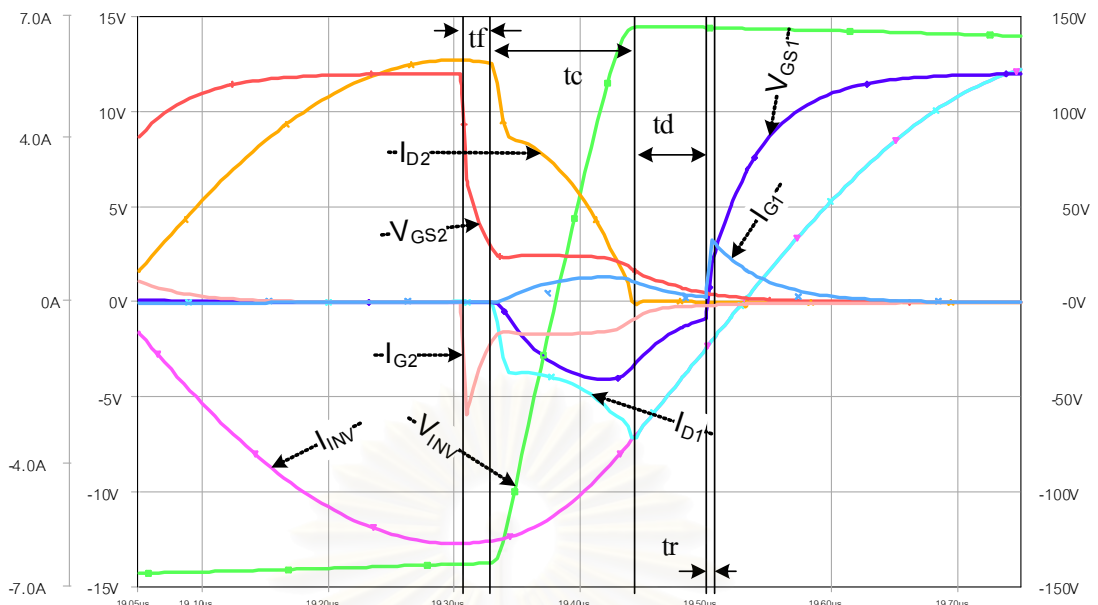
3.3 การวิเคราะห์ห้วงจรขับนำกรณีผลของตัวเหนี่ยวนำแฝง

ในหัวข้อนี้เป็นการวิเคราะห์ห้วงจรขับนำเพื่อคำนวณช่วงเวลาต่าง ๆ ในการสวิตช์ ทั้งนี้เพื่อนำไปออกแบบช่วงเวลาขับนำ (Duty cycle) ทั้งนี้เนื่องจากการขับนำสวิตช์ 2 ตัวที่ต่ออนุกรมกันโดยสลับกันนำกระแสเพื่อสร้างแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมให้แก่วงจรโหลดเพื่อให้สวิตช์ทั้งสองตัวนำกระแสพร้อมกัน จำเป็นต้องมีการกำหนดช่วงเวลาการหยุดขับนำกระแสของสวิตช์ทั้งสอง (Dead time) อย่างเหมาะสม ดังจะกล่าวในบทที่ 4

รูปที่ 3.3 เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนานและใช้ MOSFET เป็นสวิตช์ที่ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ มีรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่างๆ ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.3 โครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมโหลดขนาน



รูปที่ 3.4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของอินเวอร์เตอร์

กระแสและแรงดันต่าง ๆ มีนิยามดังนี้

I_{D1} : กระแสเดรนของ MOSFET High Side

I_{D2} : กระแสเดรนของ MOSFET Low Side

I_{G1} : กระแสเกตของ MOSFET High Side

I_{G2} : กระแสเกตของ MOSFET Low Side

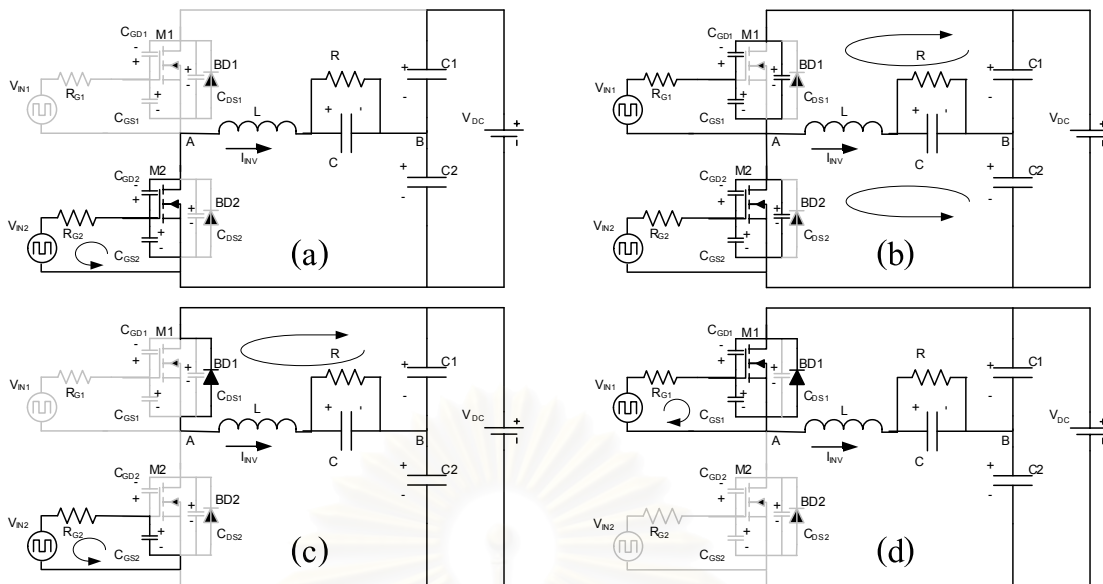
V_{GS1} : แรงดันระหว่างขาเกตกับซอสของ MOSFET High Side

V_{GS2} : แรงดันระหว่างขาเกตกับซอสของ MOSFET Low Side

I_{INV} : กระแสด้านออกของวงจรสวิตช์

V_{INV} : แรงดันด้านออกของวงจรสวิตช์

สมการของวงจรและการคำนวณช่วงเวลาต่าง ๆ ในรูปที่ 3.4 ได้จากการพิจารณารูปลักษณะวงจรในช่วงเวลาต่าง ๆ ในรูปที่ 3.5 แล้วเขียนเป็นวงจรสมมูลของวงจรขับนำและสมการแสดงความสัมพันธ์ของตัวแปรต่าง ๆ ในแต่ละช่วงเวลา เนื่องจากรูปลักษณะของวงจรสมมูลจะเปลี่ยนไปในแต่ละช่วงเวลาดังนั้นสมการของวงจรที่ใช้คำนวณหากระแสและแรงดันของวงจรจะเปลี่ยนตามรูปลักษณะของวงจรเช่นกัน อย่างไรก็ตามจากคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของตัวเก็บประจุทำให้การคำนวณในบางช่วงเวลาต้องมีการประมาณค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวไว้ในบทที่ 2 หัวข้อ 2.10.1

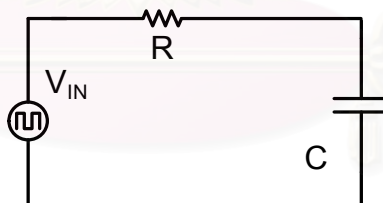


รูปที่ 3.5 รูปลักษณะวงจรในช่วงเวลา t_p , t_c , t_d , t_r

ช่วงเวลาต่าง ๆ ของการทำงาน ซึ่งได้แก่ t_p , t_c , t_d , t_r ในรูปที่ 3.4 มีนิยามและวิธีการคำนวณดังต่อไปนี้

3.3.1 ช่วงเวลา t_r (Turn-off delay ของ M2)

ช่วงเวลานี้เป็นการคายประจุสะสมที่เกิดของ M2 รูปลักษณะวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 3.5(a) สามารถแทนวงจรเกิดในช่วงนี้ด้วยวงจรสมมูลที่ประกอบ R-C ดังในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรสมมูลในช่วง t_r

เขียนสมการของวงจรเกิดได้ดังสมการ (3.1)

$$\frac{dv_{GS}(t)}{dt} + \frac{v_{GS}(t)}{C * R} = \frac{V_{IN}}{C * R} \tag{3.1}$$

เฉลยสมการ (3.5) เพื่อคำนวณแรงดัน v_{GS} ได้ ดังสมการ (3.2)

$$v_{GS}(t) = Ae^{-t/C * R} + V_{IN} \tag{3.2}$$

- โดยที่ V_{IN} คือ ระดับแรงดันขั้วนำขณะ Turn-Off มีค่าประมาณ 0 V
- R คือ ผลรวมความต้านทานวงจรขั้วนำ (R_{IN}), ความต้านทานเกต (R_G) และความต้านทานของเกตภายในสวิตช์ (R_{GI})
- C คือ ตัวเก็บประจุที่สมมูลกับ C_{GS} ขนานกับ C_{GD}

จากสมการ (3.2) และเงื่อนไขเริ่มต้น $v_{gs}(0)=V_{DD}$ สามารถหาสมการ v_{GS} ได้ดังสมการ (3.3)

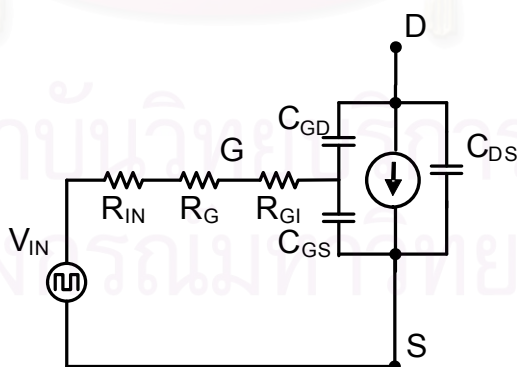
$$v_{GS}(t) = V_{DD} e^{-t/C * R} \tag{3.3}$$

สามารถคำนวณช่วงเวลา t_f ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่ $v_{GS}=V_{DD}$ เปลี่ยนเป็น $v_{GS}=V_{TH}$ ได้ดังสมการ (3.4)

$$t_f = C * R * \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{TH}}\right) \tag{3.4}$$

3.3.2 ช่วงเวลา t_c (M2 เริ่มจะหยุดนำกระแส)

ช่วงเวลานี้กระแสผ่านสวิตช์ i_{M2} เริ่มลดลง กระแส i_{INV} ส่วนเกินจะไหลผ่าน C_{GD} และ C_{DS} จนทำให้แรงดันออกของวงจรสวิตช์ V_{INV} มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันจาก $-V_{DC}/2$ มาเป็น $V_{DC}/2$ หรือแรงดัน v_{DS} เปลี่ยนแปลงจากค่าประมาณ 0 เป็น V_{DC} ช่วงเวลานี้จะเกิด Miller effect รูปลักษณะของวงจรในช่วงเวลานี้มีลักษณะดังรูปที่ 3.5(b) สามารถพิจารณาวงจรสมมูลของวงจรเกตในช่วงนี้ดังในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลในช่วง t_c

เขียนสมการของวงจรเกตได้ดังสมการ (3.5)

$$V_{IN} = -RC_{GD} \frac{dv_{DS}}{dt} + V_{Miller} \quad (3.5)$$

- โดยที่ V_{IN} คือ ระดับแรงดันขับนำขณะ Turn-Off มีค่าเท่ากับ 0 V
 R คือ ผลรวมความต้านทานวงจรขับนำ (R_{IN}), ความต้านทานเกต (R_G) และความต้านทานของเกตภายในสวิตช์ (R_{GI})
 C_{GD} คือ ตัวเก็บประจุ C_{GD} ในช่วง Miller effect

สามารถคำนวณช่วงเวลา t_c จากเวลาที่ $v_{DS}=0$ เปลี่ยนเป็น $v_{DS}=V_{DC}$ ได้ดังสมการ (3.6)

$$t_c = \frac{R}{V_{Miller}} C_{GD} V_{DC} \quad (3.6)$$

3.3.3 ช่วงเวลา t_d (M2 หยุดนำกระแส)

ช่วงเวลานี้เป็นการคายประจุสะสมที่เกิดของ M2 ทำให้ v_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่า V_{TH} ซึ่ง M2 จะหยุดนำกระแส ดังนั้นกระแส i_{INV} จะย้ายไปไหลผ่าน BD1 รูปลักษณะของวงจรในช่วงเวลานี้เป็นดังรูปที่ 3.5(c) และมีวงจรสมมูลเช่นเดียวกับช่วงเวลา t_r แต่ค่า C มีค่าน้อยกว่า โดยมีค่าประมาณเท่ากับ C_{GS} ทั้งนี้เนื่องจากแรงดัน V_{DS} มีค่าสูงทำให้ค่า C_{GD} น้อยมากดังสมการ (2.25) จึงสามารถละเลยได้

จากสมการ (3.2) และเงื่อนไขเริ่มต้น $v_{GS}(0)=V_{TH}$ สามารถหาสมการ v_{GS} ได้ดังสมการ (3.7)

$$v_{GS}(t) = V_{TH} e^{-t/C*R} \quad (3.7)$$

สามารถคำนวณช่วงเวลา t_d จากเวลาที่ $v_{GS}=V_{TH}$ เปลี่ยนเป็น $v_{GS} \approx 0.1V_{TH}$ ได้ดังสมการ (3.8)

$$t_d = C * R * \ln\left(\frac{V_{TH}}{0.1V_{TH}}\right) = C * R * \ln(10) \quad (3.8)$$

ในช่วงนี้ไม่มีนัยสำคัญในการออกแบบช่วงเวลาขั้วนำเนื่องจากแรงดันและกระแสตรงนได้สิ้นสุดการเปลี่ยนแปลงก่อนการเริ่มช่วงนี้ แต่ช่วงเวลานี้จะมีนัยสำคัญในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรถับนำในกรณีทีพิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝงโดยจะกล่าวถึงในหัวข้อ 3.4

3.3.4 ช่วงเวลา t_r (Turn-On delay ของ M1)

ช่วงเวลานี้เป็นการสะสมประจุที่เกิดของ M1 รูปลักษณะของวงจรถับนำในช่วงเวลานี้เป็นดังรูปที่ 3.5(d) และมีวงจรถับนำเช่นเดียวกับช่วงเวลา t_r แต่ V_{IN} มีค่าเท่ากับ V_{DD}

จากสมการ (3.2) และเงื่อนไขเริ่มต้น $v_{GS}(0)=0$ สามารถหาสมการ v_{GS} ได้ดังสมการ (3.9)

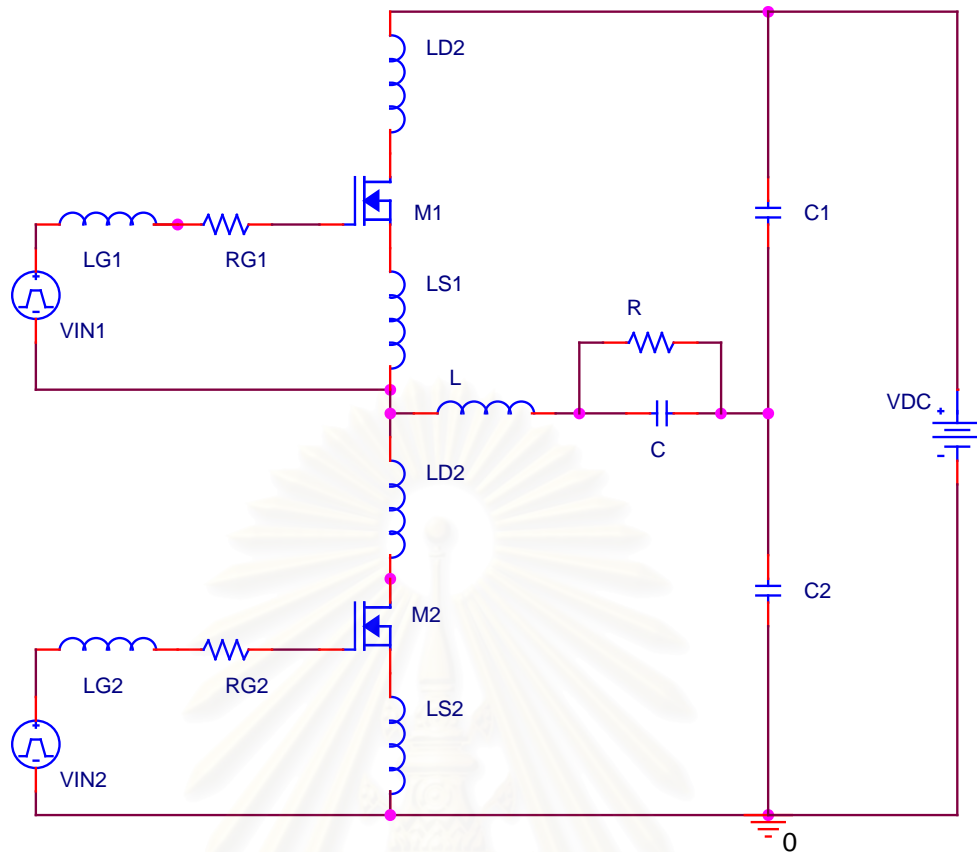
$$v_{GS}(t) = -V_{DD} e^{-t/C^*R} + V_{DD} = V_{DD} (1 - e^{-t/C^*R}) \quad (3.9)$$

สามารถคำนวณช่วงเวลา t_r จากเวลาที่ $v_{GS}=0$ เปลี่ยนเป็น $v_{GS} = V_{TH}$ ได้ดังสมการ (3.10)

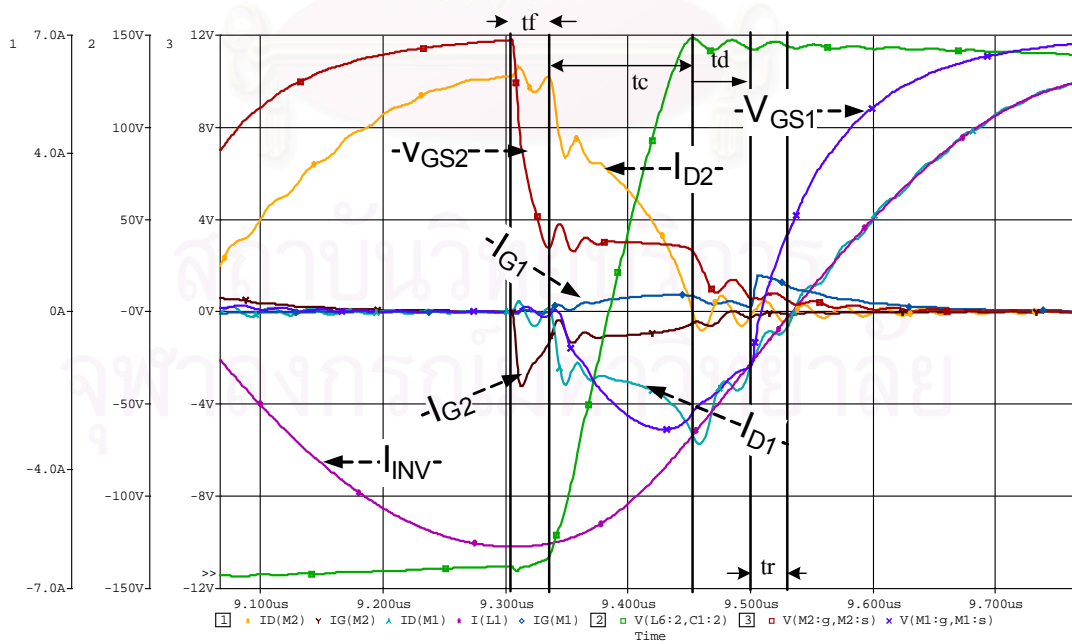
$$t_r = C^* R \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{TH}} \right) \quad (3.10)$$

3.4 การวิเคราะห์ห้วงจรถับนำกรณีพิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝง

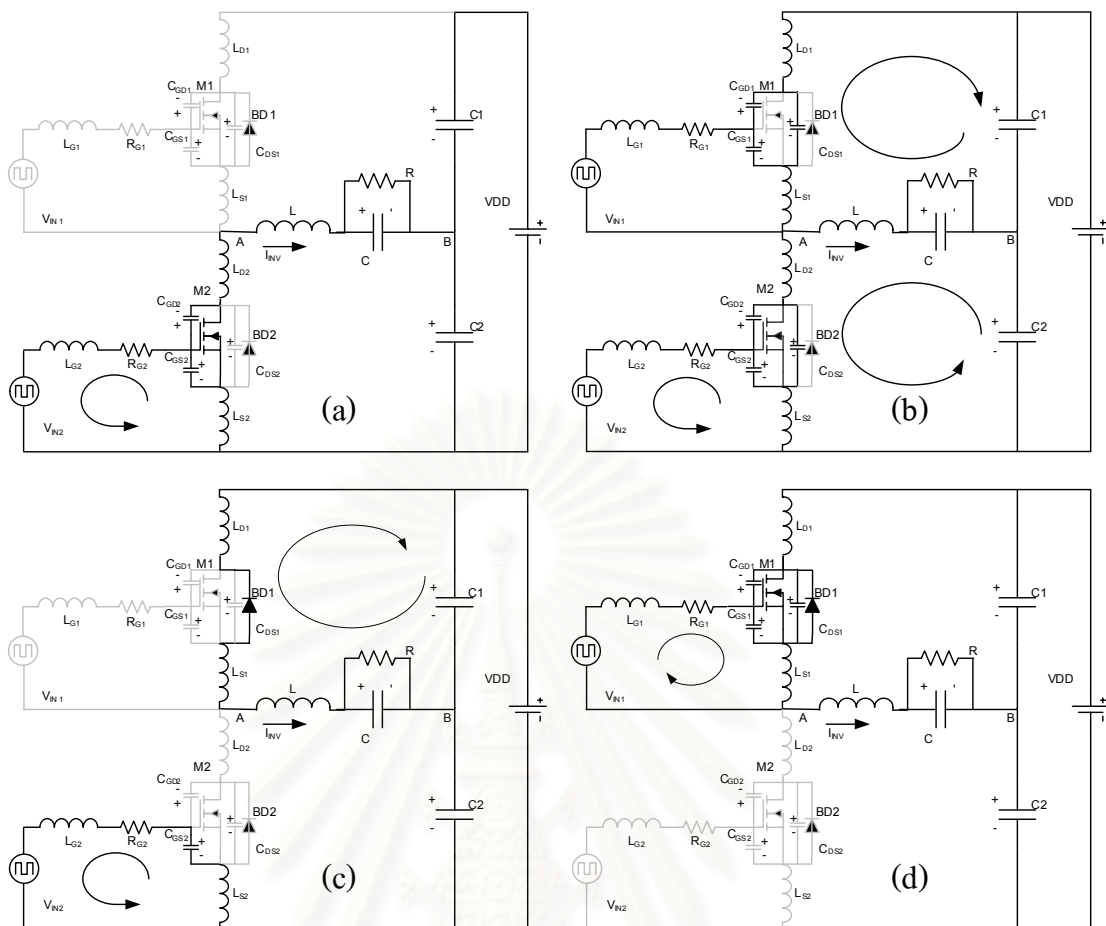
ในหัวข้อนี้เป็นการวิเคราะห์ห้วงจรถับนำโดยพิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝงเพื่อศึกษาพฤติกรรมของวงจรถับนำในช่วงเวลาต่าง ๆ เพื่อนำไปออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรถับนำ ทั้งนี้เนื่องจากวงจรถับนำอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูง ดังนั้นผลของตัวเหนี่ยวนำแฝงต่าง ๆ ย่อมส่งผลต่อการทำงานของวงจรถับนำ รูปที่ 3.8 เป็นวงจรถับนำอินเวอร์เตอร์ที่พิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝงต่าง ๆ และมีรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ดังรูปที่ 3.9 และรูปลักษณะวงจรถับนำในช่วงเวลาต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.8 โครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมโวลต์ขนาน
ที่พิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝง



รูปที่ 3.9 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่พิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝง



รูปที่ 3.10 รูปลักษณะวงจรในช่วงเวลา t_p , t_c , t_d , t_r ที่พิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝง

สามารถเขียนสมการของวงจรขั้วนำของ M2 ได้ดังนี้

$$V_{IN2} = (L_{G2} + L_{S2}) \frac{di_{G2}}{dt} + L_{S2} \frac{di_{D2}}{dt} + (R_{IN} + R_G + R_{G1}) i_{G2} + v_{GS2} \tag{3.11}$$

กำหนดให้พารามิเตอร์ของวงจรขั้วนำ MOSFET มีค่าดังนี้

$$i_{G2} = C_{GS2} \frac{dv_{GS2}}{dt} + C_{GD2} \frac{dv_{GD2}}{dt} \tag{3.12}$$

$$v_{GD} = -v_{DS} + v_{GS} \tag{3.13}$$

$$i_{inv} = i_{D1} - i_{D2} \tag{3.14}$$

$$v_{DS2} = v_A - (L_{D2} + L_{S2}) \frac{di_{D2}}{dt} \quad (3.15)$$

$$v_A = V_{DC} - v_{DS1} - (L_{D1} + L_{S1}) \frac{di_{D1}}{dt} \quad (3.16)$$

$$v_{DS2} = V_{DC} - v_{DS1} - (L_{D1} + L_{S1}) \frac{di_{D1}}{dt} - (L_{D2} + L_{S2}) \frac{di_{D2}}{dt} \quad (3.17)$$

จากสมการ(3.11) - (3.17) และ รูปคลื่นกระแสและแรงดันดังรูปที่ 3.9 สามารถวิเคราะห์วงจรจับนำโดยมีการประมาณการทำงานในช่วงเวลาต่าง ๆ ของสวิตช์ M2 ได้ดังต่อไปนี้

ช่วงเวลา t_r ช่วงเวลานี้เป็นการคายประจุสะสมที่เกิดของ M2 รูปลักษณะของวงจรในช่วงเวลานี้มีลักษณะดังรูปที่ 3.10(a) กระแสเดรนและแรงดันเดรน-ซอส เปลี่ยนแปลงน้อยมากอาจประมาณได้ว่าคงที่

ช่วงเวลา t_c ช่วงเวลานี้ M2 เริ่มจะหยุด รูปลักษณะของวงจรในช่วงเวลานี้มีลักษณะดังรูปที่ 3.10(b) แรงดันเดรน-ซอส(v_{DS2})มีการเปลี่ยนแปลงจากค่าประมาณ 0 V ถึง V_{DC} และกระแสเดรน(i_{DS2})เปลี่ยนแปลงจาก I_{INV} ถึง 0 A ในขณะที่แรงดันเกต-ซอส มีการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก โดยมีค่าประมาณคงที่เท่ากับ V_{Miller}

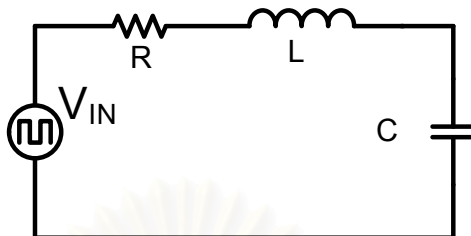
ช่วงเวลา t_d ช่วงเวลานี้ M2 หยุดนำกระแส รูปลักษณะของวงจรในช่วงเวลานี้เป็นดังรูปที่ 3.10(c) กระแสเดรน(i_{DS2})และแรงดันเดรน-ซอส(v_{DS2}) เปลี่ยนแปลงน้อยมากอาจประมาณได้ว่าคงที่

ช่วงเวลา t_f ช่วงเวลานี้เป็นการสะสมประจุที่เกิดของ M1 รูปลักษณะของวงจรในช่วงเวลานี้เป็นดังรูปที่ 3.10(d) กระแสเดรน(i_{DS1})และแรงดันเดรน-ซอส(v_{DS1}) เปลี่ยนแปลงน้อยมากอาจประมาณได้ว่าคงที่

จากการประมาณค่าต่าง ๆ สามารถแยกการวิเคราะห์ออกเป็น 2 กรณีคือ ช่วงเวลา t_r , t_d , t_f และ ช่วงเวลา t_c โดยมีรายละเอียดดังนี้

3.4.1 ช่วงเวลา t_r , t_d , t_f

จากสมการ (3.11) และ การประมาณกระแสเดรน (i_{D2}) และ แรงดันเดรน-ซอส (v_{DS2}) มีการเปลี่ยนแปลงน้อยมากอาจประมาณได้ว่าคงที่ นั่นคือ $di_{D2}/dt = 0$ และ $dv_{DS2}/dt = 0$ โดยสามารถแทนวงจรเกิดด้วยวงจรสมมูลที่ประกอบด้วย R-L-C ได้ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลที่พิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝงในช่วง t_p , t_d , t_r

เขียนสมการของวงจรเกิดได้ดังสมการ (3.18)

$$LC \frac{d^2 v_{GS}(t)}{dt} + RC \frac{dv_{GS}(t)}{dt} + v_{GS}(t) = V_{IN} \quad (3.18)$$

โดยที่ L คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำที่วงรอบวงจรขั้วนำมีค่าเท่ากับ $L_G + L_S$
 R คือ ค่าความต้านทานวงจรขั้วนำมีค่าเท่ากับ $R_{IN} + R_G + R_{GI}$
 C คือ ค่าตัวเก็บประจุที่เกิดมีค่าเท่ากับ $C_{GS} + C_{GD}$
 V_{IN} คือ ระดับแรงดันขั้วนำขณะ Turn-Off มีค่าประมาณ 0 V และขณะ Turn-On มีค่าเท่ากับ V_{DD}

กำหนดให้

$$T_1 = \frac{2L}{R}, \omega_1^2 = \frac{4LC - (RC)^2}{4(LC)^2}, T_2 = \frac{2LC}{RC + \sqrt{(RC)^2 - 4LC}}, T_3 = \frac{2LC}{RC - \sqrt{(RC)^2 - 4LC}}$$

แทนในผลเฉลยของสมการ (3.18) ซึ่งพิจารณาออกเป็น 2 กรณีดังนี้คือ

กรณีที่ $4LC - (RC)^2 \geq 0$ เรียกว่า Under damp ดังสมการ (3.19)

$$v_{GS}(t) = V_{IN} - V_{B2} \exp\left(\frac{-t}{T_1}\right) \left(\cos \omega_1 t + \frac{\sin \omega_1 t}{\omega_1 T_1} \right) \quad (3.19)$$

กรณีที่ $4LC - (RC)^2 < 0$ เรียกว่า Over damp คังสมการ (3.20)

$$v_{GS}(t) = V_{IN} - \frac{V_{B2}}{T_2 - T_3} \left[T_2 \exp\left(\frac{-t}{T_2}\right) - T_3 \exp\left(\frac{-t}{T_3}\right) \right] \quad (3.20)$$

โดยที่ $V_{IN} = 0$ และ $V_{B2} = -V_{DD}$ ในช่วงเวลา t_r

$V_{IN} = 0$ และ $V_{B2} = -V_{Miller}$ ในช่วงเวลา t_d

$V_{IN} = V_{DD}$ และ $V_{B2} = V_{DD}$ ในช่วงเวลา t_r

จากสมการ (3.19) และ (3.20) พบว่าการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรถับนำ (RLC) มีผลต่อของผลตอบสนองของแรงดันเกต-ซอส โดยจะมีนัยสำคัญในช่วงเวลา t_d ซึ่งเป็นช่วงที่สวิตช์หยุดจับนำแล้ว ถ้าแรงดันเกต-ซอส มีผลตอบสนองแบบ Under damp อาจทำให้มีค่าเกิน แรงดันขีดเริ่ม จนทำให้สวิตช์มีการจับนำผิดจังหวะได้ ดังนั้นการออกแบบวงจรถับนำจะทำการการออกแบบให้วงจรมีผลตอบสนองแบบ Over damp นั่นคือ

$$R \geq 2\sqrt{L/C} \quad (3.21)$$

ในกรณีที่ $4LC \ll (RC)^2$ จากสมการ (3.20) จะได้

$$v_{GS}(t) \approx V_{IN} - V_{B2} \exp\left(\frac{-t}{RC}\right) \quad (3.22)$$

จากสมการ (3.22) ช่วงเวลา t_r , t_d , t_r สามารถคำนวณได้เช่นเดียวกับการวิเคราะห์ห้วงจรถับนำกรณีที่ละเลยผลของตัวเหนี่ยวนำแฝงในหัวข้อ 3.3

จากสมการ (3.17) เมื่อพิจารณาในช่วงเวลาที่ M2 หยุดนำกระแส นั่นคือ ช่วงเวลา t_d พบว่าแรงดันเดรน-ซอส (v_{DS2}) ขณะ Turn-Off มีค่าดังสมการ (3.23)

$$v_{DS2} = V_{DC} - v_{DS1} - (L_{D1} + L_{S1}) \frac{di_{D1}}{dt} \quad (3.23)$$

$$\text{โดยที่ } v_{DS1} \approx V_{BD1}, \frac{di_{D1}}{dt} \approx -\frac{I_{INV}/2}{t_d}$$

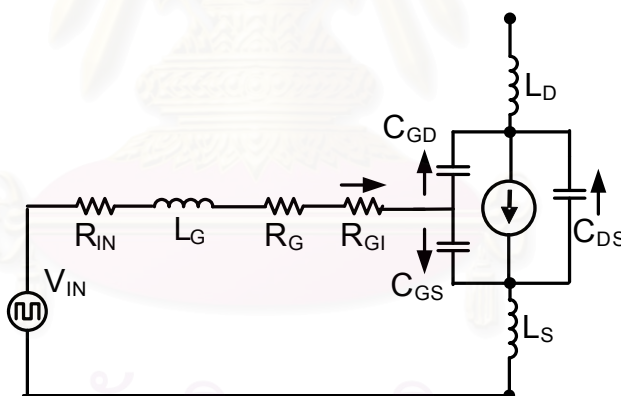
สามารถคำนวณแรงดันแคดเรน-ซอสได้ดังสมการ (3.24)

$$V_{DS2} = V_{DC} - V_{BD1} + (L_{D1} + L_{S1})(I_{INV}/2t_d) \quad (3.24)$$

จากสมการ (3.24) พบว่าแรงดันแคดเรน-ซอส อาจมีค่าสูง V_{DC} หรืออาจเกินแรงดันพิกัดของสวิตช์ V_{DSS} ได้ จากแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำแฝง

3.4.2 ช่วงเวลา t_c

แรงดันแคดเรน-ซอส (v_{DS2}) มีการเปลี่ยนแปลงจากค่าประมาณ 0 V ถึง V_{DC} กระแสแคดเรนลดลง จาก I_{INV} ถึง 0 A ในขณะที่แรงดันแคดเรน-ซอส มีการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก โดยมีค่าประมาณคงที่เท่ากับ V_{Miller} นั่นคือ $dv_{DS2}/dt = V_{DC}/t_c$, $di_{D2}/dt = I_{INV}/t_c$ และ $dv_{GS2}/dt = 0$ โดยสามารถแทนวงจรเกิดด้วยวงจรสมมูลที่ประกอบด้วย R-L-C ได้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 วงจรสมมูลที่พิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝงในช่วง t_c

เขียนสมการของวงจรเกิดได้ดังสมการ (3.25)

$$V_{IN} = L_{S2} \frac{di_{D2}}{dt} + (R_{IN} + R_G + R_{GI}) C_{GD2} \frac{d(-v_{DS2})}{dt} + V_{Miller} \quad (3.25)$$

โดยที่ $dv_{DS2}/dt = V_{DC}/t_c$, $di_{D2}/dt = -I_{INV}/t_c$ และ $dv_{GS}/dt = 0$, $V_{IN} = 0$ V

สามารถคำนวณช่วงเวลาการสวิตช์ได้ดังนี้

$$t_c = \frac{L_{S2} I_{INV} + (R_{IN} + R_G + R_{GI}) C_{GD2} V_{DC}}{V_{Miller}} \quad (3.26)$$

จากสมการ (3.26) เมื่อพิจารณาเทียบกับ สมการ (3.6) พบว่าตัวเหนี่ยวนำที่ขาซอส (L_{S2}) ในส่วนที่เป็นทางเดินร่วมของกระแสจจรไหลค่านั้น ที่มีผลทำให้ช่วงเวลากการสวิตช์เพิ่มขึ้น

3.5 ปัญหาที่เกิดจากผลของตัวเหนี่ยวนำแฝงภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงและแนวทางแก้ไข

จากการวิเคราะห์ห้วงจรขั้วนำโดยพิจารณาผลของตัวเหนี่ยวนำแฝงในหัวข้อ 3.4 สามารถพิจารณาปัญหาต่าง ๆ ในการขั้วนำได้ดังนี้

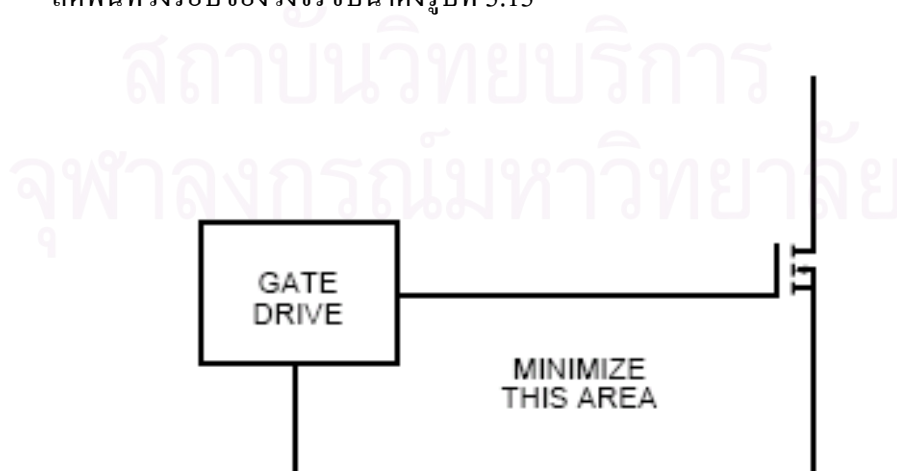
3.5.1 ปัญหาการขั้วนำผิดจังหวะ โดยปัญหานี้จะเกิดในช่วงเวลา t_d ซึ่งมีวงจรสมมูลเป็นเรโซแนนซ์อนุกรมที่เกิดจาก $L_S + L_G$, C_{GS} และ R_G เมื่อพิจารณาตัวประกอบคุณภาพ(Q) มีค่าดังสมการ

$$Q_s = \frac{\sqrt{(L_S + L_G) / (C_{GS} + C_{GD})}}{R_{IN} + R_G + R_{GI}} \quad (3.27)$$

โดยเมื่อ ค่า Q_s ของวงจรมีค่าสูงนั้นอาจทำให้เกิดการแกว่งของ v_{GS} ที่อาจทำให้มีค่ามากกว่า V_{TH} ได้ทำให้เกิดการ Turn On MOSFET ใหม่อีกครั้งหนึ่งในช่วงเวลาที่ ไม่เหมาะสมได้

แนวทางแก้ไขคือ การออกแบบให้วงจรขั้วนำมี Q_s ต่ำกว่า 1/2 โดย

1. ออกแบบ L_S ให้มีค่าน้อยสุด โดยต่อสัญญาณขั้วนำใกล้กับขาซอสมากที่สุดและลดพื้นที่วงรอบของวงจรขั้วนำดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 แสดงพื้นที่วงรอบของวงจรขั้วนำ

2. ออกแบบ R_G ให้วงจรจับนำมีผลตอบสนองแบบ Over Damped ดังสมการ (3.20) หรือ กำหนดให้มีค่า Q_s ของวงจรมีค่าต่ำกว่า 1/2 ดังสมการ (3.28) ซึ่งทำให้วงจรจับนำมีผลตอบสนองเป็นแบบ Over Damped

$$R_{IN} + R_G + R_{GI} \geq \left(2 * \sqrt{(L_S + L_G) / C_{GS}} \right) \quad (3.28)$$

3.5.2 ปัญหาแรงดันคร่อมสวิทช์แฉวง โดยปัญหานี้เกิดในช่วงเวลา t_u ดังสมการ (3.24) หรือ อาจพิจารณาเป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่เกิดจาก $L_{S1} + L_{D1}$, $C_{GD1} + C_{BD1}$ และ R_{BD} เมื่อพิจารณาตัวประกอบคุณภาพ (Q_s) มีค่าดังสมการ (3.29)

$$Q_s = \frac{\sqrt{(L_{S1} + L_{D1}) / (C_{GD1} + C_{DS1})}}{R_{BD1}} \quad (3.29)$$

โดยเมื่อ ค่า Q_s ของวงจรมีค่าสูงก็อาจทำให้ v_{DS} มีค่ามากกว่าแรงดันพิกัดสวิทช์ (V_{DSS}) ได้ ทำให้เกิดการความเสียหายแก่ MOSFET ได้

แนวทางแก้ไขคือ

ออกแบบ L_D ให้มีค่าน้อยสุดโดยลดพื้นที่วงรอบวงจรสวิทช์เช่นเดียวกับกรณีของวงจรเกต

บทที่ 4

การออกแบบแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจีไฟฟ้า

บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอการออกแบบแหล่งกำลังของเครื่องตัดจีไฟฟ้าตามโครงสร้างในรูปที่ 2.14 ที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 2 ซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก คือ วงจรกำลัง และ วงจรขับนำ โดยในส่วนแรกจะกล่าวถึงการออกแบบวงจรกำลังที่เหมาะสมกับข้อกำหนดและขีดจำกัดของเครื่องตัดจีไฟฟ้าและแนวทางในการควบคุมกำลังงานด้านออกของเครื่องตัดจีไฟฟ้า และ อีกส่วนจะเป็นการออกแบบวงจรขับนำ ซึ่งจะใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการออกแบบวงจรกำลังมาวิเคราะห์และคำนวณช่วงเวลาการทำงานของวงจรขับนำตามสมการในบทที่ 3 ซึ่งทำให้เข้าใจถึงพฤติกรรมและตัวแปรที่มีผลต่อช่วงเวลาต่าง ๆ ได้ชัดเจนยิ่งขึ้น โดยสามารถออกแบบช่วงเวลาการขับนำที่เหมาะสมได้ และได้นำเสนอการออกแบบตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงความถี่สูงไว้ในหัวข้อท้ายบท

4.1 การออกแบบวงจรกำลัง

การออกแบบและสร้างวงจรกำลังมีขั้นตอนการออกแบบดังนี้คือ

1. พิจารณาข้อกำหนดและขีดจำกัด
2. ออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจรโหลด

โดยแต่ละขั้นตอนมีรายละเอียดดังนี้คือ

4.1.1 พิจารณาข้อกำหนดและขีดจำกัด

ข้อกำหนด

1. ให้กำเนิดรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 1 MHz
2. กำลังออกสูงสุด 300 W ที่ ความต้านทาน 300Ω
3. ใช้กับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ที่มีแรงดันพิกัด 220 V ความถี่ 50Hz
4. กำลังงานสูญเสียที่โหลดสำรองที่พิกัดกำลังไม่เกิน 1 %

ขีดจำกัด

1. แรงดันไฟตรงด้านเข้าสูงสุด 280 V
2. แรงดันด้านออกสูงสุด 450 V

4.1.2 ออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจรโหลด

จากการวิเคราะห์วงจรโหลดในบทที่ 2 หัวข้อ 2.8 พบว่าการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของวงจรโหลดโดยใช้กำลังออกพิกัดเพียงอย่างเดียวนั้นสามารถเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุได้หลายคู่ โดยแต่ละคู่จะให้พฤติกรรมวงจรต่างกัน

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรโหลดที่เหมาะสมกับข้อกำหนดและขีดจำกัดของการออกแบบที่พิจารณาจากสภาวะการทำงานของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า โดยจะคำนวณหาค่า ω_n และ Q_F ที่เหมาะสมกับสภาวะดังกล่าวเพื่อนำไปคำนวณค่าความต้านทานสำรอง ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของวงจรโหลด

จาก ข้อกำหนด และ ขีดจำกัด กำหนดเป็นตัวแปรสำหรับการออกแบบดังต่อไปนี้

1. อัตราส่วนแรงดันออกที่โหลด (V_O) ต่อแรงดันออกที่วงจรสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ (V_{INV1}) เท่ากับ m โดยมีค่าตามสมการ (4.1) จากขีดจำกัดแรงดันไฟตรง 280 V และ สมการที่ (2.10) ในบทที่ 2 จะได้ V_{INV1} มีค่าเท่ากับ 126V

$$m = \frac{|V_O|}{|V_{INV1}|} = \frac{300V}{126V} = 2.38 \quad (4.1)$$

โดยที่ V_O ได้จากข้อกำหนดของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า

V_{INV1} ได้จากขีดจำกัดของแรงดันไฟตรงด้านเข้า

2. อัตราส่วนแรงดันออกในภาวะไร้โหลด (V_{ON}) ต่อแรงดันออกที่โหลดพิกัดสูงสุด (V_{OF}) เท่ากับ y ตามสมการ (4.2)

$$y = \frac{|V_{ON}|}{|V_{OF}|} = \frac{450}{300} = 1.5 \quad (4.2)$$

โดยที่ V_{OF} ได้จากข้อกำหนดของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า

V_{ON} ได้จากขีดจำกัดของพิกัดแรงดันของตัวเก็บประจุของวงจรโหลด

3. อัตราส่วนของกำลังสูญเสียที่โหลดสำรอง (P_{ON}) ต่อกำลังที่โหลดพิกัด (P_{OF}) เท่ากับ x ตามสมการ (4.3)

$$x = \frac{P_{ON}}{P_{OF}} = 0.01 = \frac{(V_{OF}^2 / R_N)}{(V_{OF}^2 / R_F)} = \frac{R_F}{R_N} \Rightarrow R_N = \frac{300}{0.01} = 30,000 \Omega \quad (4.3)$$

โดยที่ P_{OF} ได้จากข้อกำหนดของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า

P_{ON} ได้จากการกำหนดกำลังงานสูญเสียที่โหลดจำลอง

จากสมการแรงดันออกที่โหลดพิกัด (V_{OF}) ตามสมการ (4.4) และ (4.5)

$$V_{OF} = \frac{V_{INV1}}{\left[(1 - \omega_n^2) + j \left[\frac{\omega_n}{Q_F} \right] \right]} \quad (4.4)$$

$$|V_{OF}| = \frac{V_{INV1}}{\sqrt{(1 - \omega_n^2)^2 + \left(\frac{\omega_n}{Q_F} \right)^2}} \quad (4.5)$$

$$\text{เมื่อ } Q_F = \frac{R_F // R_N}{Z_O} \quad (4.6)$$

กำหนดให้ $\frac{|V_{OF}|}{|V_{INV1}|} = m$ แทนค่าลงใน (4.5) และจัดรูปสมการได้

$$\left(\frac{\omega_n}{Q_F} \right)^2 = \left(\frac{1}{m^2} \right) - (1 - \omega_n^2)^2 \quad (4.7)$$

$$Q_F = \frac{R_F // R_N}{Z_O} = \frac{R_F \times R_N}{Z_O (R_F + R_N)} = \frac{R_N}{Z_O \left(1 + \frac{R_N}{R_F} \right)} = \frac{Q_N}{\left(1 + \frac{1}{x} \right)} = \frac{x}{(1+x)} Q_N \quad (4.8)$$

$$\left(\frac{\omega_n}{Q_F} \right)^2 = \left(\frac{\frac{\omega_n}{\frac{x}{(1+x)} Q_N}}{\left(\frac{x}{(1+x)} Q_N \right)} \right)^2 = \left(\frac{1}{m^2} \right) - (1 - \omega_n^2)^2 \quad (4.9)$$

$$\left(\frac{\omega_n}{Q_N}\right)^2 = \left[\frac{x^2}{(1+x)^2}\right] \left[\left(\frac{1}{m^2}\right) - (1-\omega_n^2)^2\right] \quad (4.10)$$

และแรงดันออกในภาวะไร้โหลด เมื่อ $Q_N = \frac{R_N}{Z_o}$ (4.11)

$$V_{ON} = \frac{V_{INV1}}{\left[(1-\omega_n^2) + j\left[\frac{\omega_n}{Q_N}\right]\right]} \quad (4.12)$$

$$|V_{ON}| = \frac{V_{INV1}}{\sqrt{(1-\omega_n^2)^2 + \left(\frac{\omega_n}{Q_N}\right)^2}} \quad (4.13)$$

แทนค่า $|V_{ON}| = y|V_{OF}|$ คำนวณค่า $\left(\frac{\omega_n}{Q_N}\right)^2$ ได้

$$\left(\frac{\omega_n}{Q_N}\right)^2 = \left(\frac{1}{(ym)^2}\right) - (1-\omega_n^2)^2 \quad (4.14)$$

แทนค่า $\left(\frac{\omega_n}{Q_N}\right)^2 = \left(\frac{1}{(ym)^2}\right) - (1-\omega_n^2)^2$ ลงในสมการ (4.10) ได้

$$\left(\frac{\omega_n}{Q_N}\right)^2 = \left(\frac{1}{(ym)^2}\right) - (1-\omega_n^2)^2 = \left[\frac{x^2}{(1+x)^2}\right] \left[\left(\frac{1}{m^2}\right) - (1-\omega_n^2)^2\right] \quad (4.15)$$

$$\left(\frac{1}{y^2}\right)\left(\frac{1}{m^2}\right) - \left(\frac{x^2}{(1+x)^2}\right)\left(\frac{1}{m^2}\right) = (1-\omega_n^2)^2 - \left(\frac{x^2}{(1+x)^2}\right)(1-\omega_n^2)^2 \quad (4.16)$$

$$\left[\left(\frac{1}{y^2}\right) - \frac{x^2}{(1+x)^2}\right]\left(\frac{1}{m^2}\right) = \left[1 - \frac{x^2}{(1+x)^2}\right](1-\omega_n^2)^2 \quad (4.17)$$

$$\left[\left(\frac{1}{y^2}\right) - \frac{x^2}{(1+x)^2}\right]\left(\frac{1}{m^2}\right) = \left[\frac{(1+2x)}{(1+x)^2}\right](1-\omega_n^2)^2 \quad (4.18)$$

$$(1-\omega_n^2)^2 = \left[\left(\frac{(1+x)^2}{y^2} \right) - x^2 \right] \left(\frac{1}{m^2(1+2x)} \right) \quad (4.19)$$

$$(1-\omega_n^2) = \pm \sqrt{\left[\left(\frac{(1+x)^2}{y^2} \right) - x^2 \right] \left(\frac{1}{m^2(1+2x)} \right)} \quad (4.20)$$

$$\omega_n^2 = 1 \mp \sqrt{\left[\left(\frac{(1+x)^2}{y^2} \right) - x^2 \right] \left(\frac{1}{m^2(1+2x)} \right)} \quad (4.21)$$

$$\omega_n = \sqrt{1 \mp \sqrt{\left[\left(\frac{(1+x)^2}{y^2} \right) - x^2 \right] \left(\frac{1}{m^2(1+2x)} \right)}} \quad (4.22)$$

จาก (4.22) เนื่องจากต้องการให้วงจรทำงานเป็นภาคแรงดันศูนย์ (กระแสล้าหลังแรงดัน) เลือก $\omega_n > 1$ แล้วแทนค่า ω_n ในสมการ (4.7) สามารถคำนวณ Q_F ได้ดังสมการ (4.23)

$$Q_F = \frac{\sqrt{1 + \sqrt{\left[\left(\frac{(1+x)^2}{y^2} \right) - x^2 \right] \left(\frac{1}{m^2(1+2x)} \right)}}}{\sqrt{\left(\frac{1}{m^2} \right) - \left[\left(\frac{(1+x)^2}{y^2} \right) - x^2 \right] \left(\frac{1}{m^2(1+2x)} \right)}} \quad (4.23)$$

เมื่อแทนตัวแปรในการออกแบบ $m=2.38$, $x=0.01$, $y=1.5$, แล้วจะได้ค่า $\omega_n=1.131$, $Q_F=3.613$ และ $Z_0=82.211$ โดยเมื่อความถี่การสวิตช์ $\omega = 6.283$ M rad/Sec จะได้ $\omega_0=5.555$ M rad/Sec สามารถคำนวณค่าอุปกรณ์ของวงจรโพลต์ได้ดังนี้

$$L = Z_0 / \omega_0 \quad (4.24)$$

$$C = 1 / (Z_0 * \omega_0) \quad (4.25)$$

ค่าอุปกรณ์วงจรโพลต์ที่ได้จากการออกแบบตามข้อกำหนดและขีดจำกัด

ความต้านทานสำรอง(R_N)	มีค่าเท่ากับ 30000 Ohms ดังสมการ (4.3)
ตัวเหนี่ยวนำ(L)	มีค่าเท่ากับ 14.8uH ดังสมการ (4.24)
	มีพิกัดกระแสที่ภาวะโพลต์พิกัด: 4.25 Arms ดังสมการ (2.12)
	มีพิกัดกระแสที่ภาวะไร้โพลต์: 6.192 Arms ดังสมการ (2.12)
ตัวเก็บประจุ(C)	มีค่าเท่ากับ 2.19nF ดังสมการ (4.25)
	มีพิกัดแรงดันที่ภาวะโพลต์พิกัด: 300 Vrms ดังสมการ (2.14)
	มีพิกัดแรงดันที่ภาวะไร้โพลต์: 450 Vrms ดังสมการ (2.14)

4.2 แนวทางการควบคุมกำลังงาน

วงจรโพลต์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมโพลต์ขนานในบทที่ 2 สามารถพิจารณากำลังงานที่โพลต์ได้ดังสมการที่ (4.26)

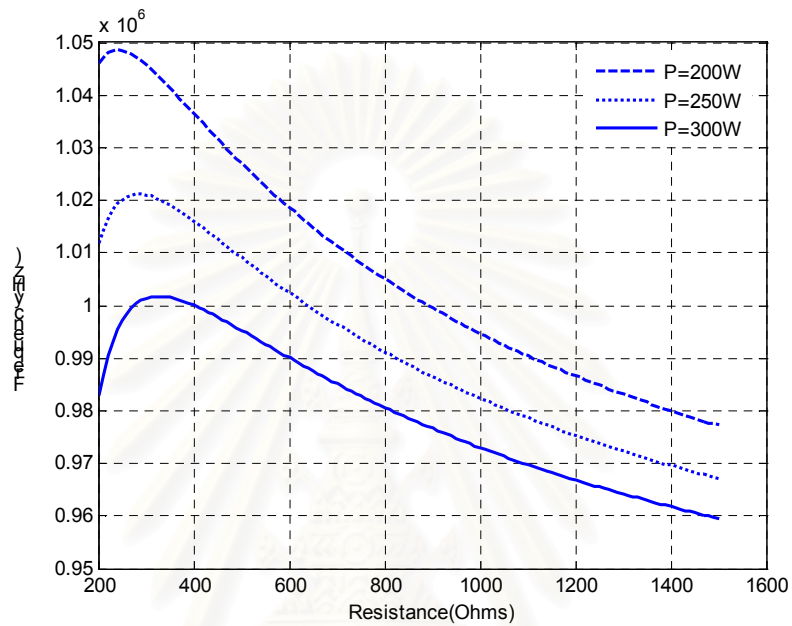
$$P_o = \frac{V_{INV1}^2}{R \left[(1 - \omega^2 LC)^2 + \left(\frac{\omega L}{R} \right)^2 \right]} \quad (4.26)$$

จากสมการ (4.26) เมื่อความต้านทานเนื้อเยื่อมีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้กำลังงานด้านออกมีการเปลี่ยนแปลงด้วย แต่จากลักษณะการทำงานของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าที่มีการควบคุมกำลังออก ดังนั้นจึงต้องมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรซึ่งโดยทั่วไปแล้วสามารถควบคุมกำลังงานด้านออกของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าได้ 2 วิธี คือการเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์ และการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้าดังสมการ (4.27) และ (4.28) ตามลำดับ โดยรูปที่ 4.1 และ 4.2 แสดงการควบคุมความถี่และแรงดันไฟตรงเพื่อให้กำลังงานคงที่ที่ย่านความต้านทานต่าง ๆ โดยใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ได้จากการออกแบบวงจรโพลต์

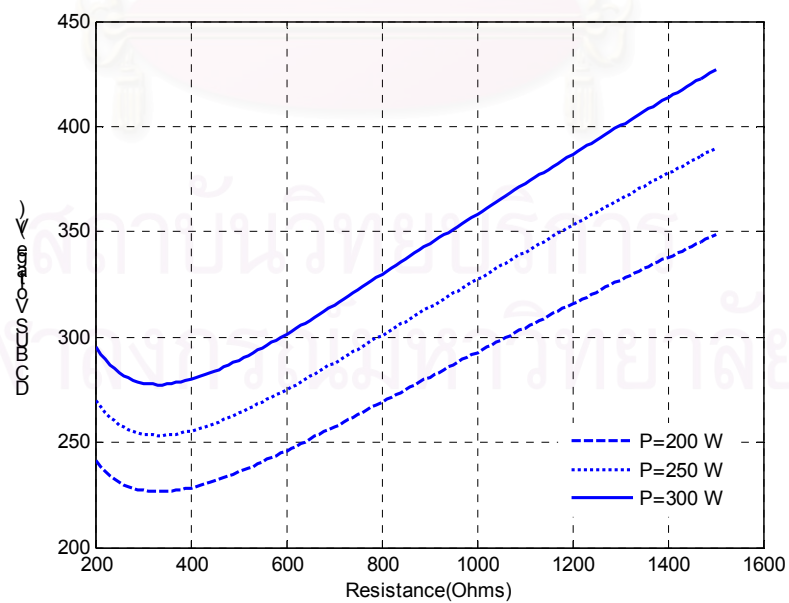
$$f = \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{- \left[\left(\frac{L}{R} \right)^2 - 2LC \right] + \sqrt{\left[\left(\frac{L}{R} \right)^2 - 2LC \right]^2 - 4 \left[(LC)^2 \right] \left[1 - \frac{V_{INV1}^2}{P_o * R} \right]}}{2 \left[(LC)^2 \right]} \right\}^{1/2} \quad (4.27)$$

$$V_{DC} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \left(\sqrt{P_o * R \left[(1 - \omega^2 LC)^2 + \left(\frac{\omega L}{R} \right)^2 \right]} \right) \quad (4.28)$$

โดยที่ $\omega = 2\pi f$ และ $V_{INV1} = V_{DC} \sqrt{2} / \pi$



รูปที่ 4.1 การควบคุมความถี่เพื่อให้กำลังงานด้านออกคงที่สำหรับความต้านทานค่าต่าง ๆ



รูปที่ 4.2 การควบคุมแรงดันไฟตรงด้านเข้าเพื่อให้กำลังงานด้านออกคงที่สำหรับความต้านทานค่าต่าง ๆ

4.3 การออกแบบวงจรขับนำ

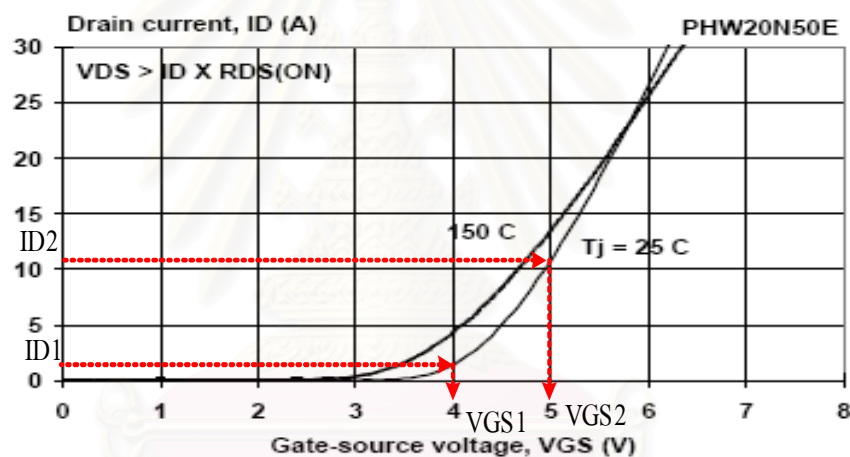
การออกแบบและสร้างวงจรขับนำมีขั้นตอนการออกแบบดังนี้คือ

1. พิจารณาพารามิเตอร์ของวงจรขับนำ
2. ออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจรขับนำ
3. ออกแบบช่วงเวลาขับนำ

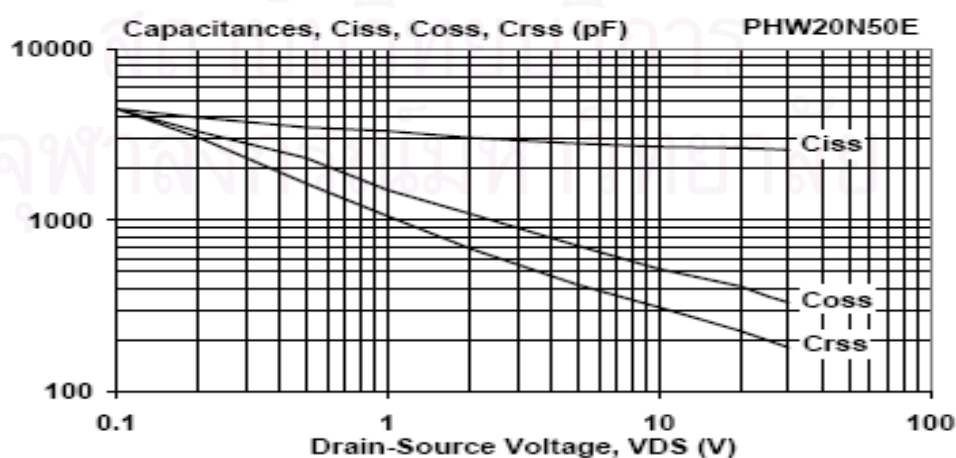
โดยแต่ละขั้นตอนมีรายละเอียดดังนี้คือ

4.3.1 พิจารณาพารามิเตอร์ของวงจรขับนำ

จากการออกแบบวงจรโหลด และการเลือกสวิตช์ IRFP 460 สามารถหาพารามิเตอร์ของวงจรขับนำ จาก Typical Transfer Characteristics และ Typical capacitance และการประมาณค่าตามสมการในบทที่ 2 หัวข้อ 2.10.1 โดยได้พารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้คือ



รูปที่ 4.3 Typical Transfer Characteristics ของ IRFP460



รูปที่ 4.4 Typical capacitance ของ IRFP460 ที่ $V_{GS} = 0$ V; $f = 1$ MHz

● แรงดันขีดเริ่ม (V_{TH}) และ แรงดัน Miller (V_{Miller})

กรณี Turn-Off: จากรูปที่ 4.3 และ สมการที่ (2.27)-(2.29) คำนวณค่า V_{TH} และ V_{Miller} ได้ดังนี้

$$V_{TH}=3.75, g_{is}=8, V_{Miller}=4.371$$

กรณี Turn-On: จากรูปที่ 4.3 และ สมการที่ (2.24)-(2.26) คำนวณค่า V_{TH} และ V_{Miller} ได้ดังนี้

$$V_{TH}=3.191, K=3.065, V_{Miller}=4.282$$

● ค่าตัวเก็บประจุ C_{GS} , C_{GD} และ C_{DS}

จาก Data sheet $C_{ISS}=3000\text{pF}$, $C_{OSS}=480\text{pF}$, $C_{RSS}=270\text{pF}$ ที่เงื่อนไข $V_{GS}=0\text{ V}$; $V_{DS}=25\text{ V}$; $f=1\text{MHz}$ และ สมการ (2.34)-(2.36) คำนวณค่า C_{GS} , C_{GD} และ C_{DS} ได้ดังนี้

$$C_{GS}=2.73\text{nF}, C_{GD}=270\text{pF}, C_{DS}=210\text{pF}$$

แต่เนื่องจาก C_{GD} และ C_{DS} ขึ้นกับแรงดันเดรน-ซอส ดังรูปที่ 4.4 โดยมีความสัมพันธ์ดังสมการ (2.32) และ (2.33) ดังนั้นในช่วงเวลาการสวิตช์ที่แรงดันเดรน-ซอสมีการเปลี่ยนแปลงจะใช้งานประมาณตามสมการ (2.38) และ (2.39)

$$\text{ดังนั้น } C_{GD}=161.36\text{pF}, C_{DS}=125.5\text{pF}$$

● ตัวเหนี่ยวนำ L_S และ L_D มีค่าประมาณ 10 nH

● ความต้านทาน R_{GI} มีค่าประมาณเท่ากับ 1.5 Ω

● ความต้านทาน R_{IN} กรณี Turn ON มีค่าเท่ากับ 2.5 Ω กรณี Turn OFF มีค่าเท่ากับ 1.5 Ω

4.3.2 การออกแบบค่าอุปกรณ์วงจรขั้วนำ

ในการออกแบบวงจรขั้วนำ MOSFET ที่ใช้เป็นสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงจะต้องคำนึงถึงเวลาในการประจุหรือคายประจุที่เกต (t) โดยจะขึ้นกับปริมาณประจุทั้งหมดที่เกต (Q_G) และ ปริมาณกระแส (I_G) ที่ใช้ในการประจุหรือคายประจุที่เกตของ MOSFET ดังสมการ (4.29)

$$t = Q_G / I_G \quad (4.29)$$

โดยที่ปริมาณประจุที่เกต (Q_G) หาได้จากความสัมพันธ์ของค่าตัวเก็บประจุ (C) และ แรงดัน (V) ดังสมการ (4.30) และ (4.31)

$$Q_G = \int_0^t i_G dt = \int_0^t \left[C_{GS2} \frac{dv_{GS2}}{dt} + C_{GD2} \frac{dv_{GD2}}{dt} \right] dt \quad (4.30)$$

$$Q_G = (C_{GS} + C_{GD}) \Delta V_{GS} + C_{GD} \Delta V_{DS} \quad (4.31)$$

ปริมาณกระแสที่ใช้ในการสะสมประจุหรือดึงประจุจากเกต (I_G) จะขึ้นอยู่กับระดับแรงดัน (V_{GS}) และความต้านทานของวงจรถับนำ (R) ดังสมการ (4.32)

$$I_G = \frac{V_{GS}}{R_{IN} + R_G + R_{GI}} \quad (4.32)$$

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้ช่วงเวลากการสวิตช์ t_c มีค่าน้อยกว่า 75 ns โดยเป็นช่วงเวลาที่แรงดันตกคร่อมสวิตช์มีการเปลี่ยนแปลงจากค่าประมาณเท่ากับ 0 V เป็น V_{DC} ($\Delta V_{DS} = V_{DC}$) และ แรงดันต้น V_{GS} มีค่าคงที่ประมาณเท่ากับ V_{Miller} ($\Delta V_{GS} = 0$)

จากสมการ (4.29)- (4.32) และ (3.28) สามารถคำนวณ R_G ได้ดังสมการ (4.33)

$$\left(2 * \sqrt{L_s / C_{GS}} \right) \leq R_{IN} + R_G + R_{GI} \leq \frac{t_c V_{Miller}}{C_{GD} V_{DC}} \quad (4.33)$$

ค่าอุปกรณ์วงจรถับนำที่ได้จากการคำนวณ

ระดับแรงดันขั้วนำ (V_{IN})	12	V
ความต้านทานเกต (R_G)	2	Ω

4.3.2 การออกแบบช่วงเวลาในการขั้วนำ

การออกแบบช่วงเวลาขั้วนำนอกจากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรถับนำในช่วงเวลา t_f , t_c และ t_r ดังกล่าวในบทที่ 3 แล้วจะต้องพิจารณาเฟส (θ_{INV}) ระหว่างกระแสอินเวอร์เตอร์ (I_{INV}) และ แรงดันอินเวอร์เตอร์ (V_{INV}) ด้วย ทั้งนี้เนื่องจากต้อง Turn-On สวิตช์อีกตัวก่อนที่กระแสโหลดจะเปลี่ยนทิศทาง นั่นคือต้องพิจารณาช่วงเวลาที่กระแสอินเวอร์เตอร์ล้าหลังแรงดันอินเวอร์เตอร์ (t_p) ด้วย จากสมการ (2.13) สามารถคำนวณช่วงเวลา t_p ได้ดังสมการ (4.34)

$$t_p = \frac{\theta_{INV}}{\omega} = \arctan \left[\frac{R^2 \omega C - \omega L [(R\omega C)^2 + 1]}{R} \right] / \omega \quad (4.34)$$

สามารถคำนวณช่วงเวลาต่าง ๆ ได้ ดังนี้คือ

จากสมการ (4.33)	t_p	มีค่าเท่ากับ	154.2	nS
จากสมการ (3.4)	t_f	มีค่าเท่ากับ	17.45	nS
จากสมการ (3.7)	t_c	มีค่าเท่ากับ	51.68	nS
จากสมการ (3.11)	t_r	มีค่าเท่ากับ	5.56	nS

สามารถออกแบบค่า Dead-Time ที่เหมาะสมของวงจรขับนำสวิตช์ดังสมการ (4.35)

$$t_f + t_c < \text{dead time} < t_f + \frac{t_c}{2} + t_p - t_r \quad (4.35)$$

$$\text{ดังนั้น } 69.13\text{n} < \text{dead time} < 191.9\text{n}$$

จากสมการ (4.33) สามารถกำหนด Duty cycle ของวงจรขับนำได้ตามสมการ (4.36)

$$\frac{T/2 - \text{deadtime}_L}{T} * 100 > \text{duty cycle} > \frac{T/2 - \text{deadtime}_H}{T} * 100 \quad (4.36)$$

$$\text{ดังนั้น } 43.9\% > \text{duty cycle} > 30.81\%$$

4.4 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

โดยในวิทยานิพนธ์นี้ออกแบบโดยผ่านรูปทรงทางเรขาคณิตของแกน (Design via core geometry; Kg) ในวิธีนี้ผู้ออกแบบเป็นผู้เลือกค่าของกำลังสูญเสียในลวดทองแดง หรือ P_{CU} และใช้ค่า P_{CU} นี้ในการคำนวณพารามิเตอร์ Kg เพื่อกำหนดขนาดของแกน แกนที่เลือกจะต้องมีค่า Kg ที่ใหญ่กว่าค่าที่ได้จากคำนวณ โดยใช้ P_{CU} ที่กำหนด เพื่อให้มีเนื้อที่พอที่จะพันลวดรอบแกน โดยที่ขนาดของพื้นที่หน้าตัดของเส้นลวดใหญ่พอที่จะทำให้การสูญเสียในลวดทองแดงเป็นไปตามกำหนดและแกนไม่อิ่มตัว

พารามิเตอร์ Kg ขึ้นอยู่กับรูปทรงเรขาคณิตต่าง ๆ ของแกน ดังนี้

$$K_g = \frac{WS^2}{t} \quad (4.37)$$

- โดยที่ W คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน
 S คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน
 t คือ ความยาวเฉลี่ยของลวดหนึ่งรอบ

กำลังสูญเสียในลวดทองแดงมีค่าเท่ากับ

$$P_{CU} = I_{RMS}^2 R \quad (4.38)$$

- โดยที่ I_{RMS} คือค่า RMS ของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ
 R คือความต้านทานของลวดทองแดง

เรากำหนด R ได้ดังนี้

$$R = \frac{\rho l}{A_w} \quad (4.39)$$

- โดยที่ ρ คือความต้านทานจำเพาะของทองแดง มีค่าเท่ากับ $1.72 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$
 l คือความยาวของลวด ซึ่งเท่ากับจำนวนรอบ N คูณด้วยความยาวเฉลี่ยต่อรอบ t
 A_w คือพื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดง มีค่าเท่ากับ kW/N
 k คือตัวประกอบการใช้หน้าตัดของแกน นั่นคืออัตราส่วนระหว่างพื้นที่หน้าตัดที่เป็นทองแดงกับพื้นที่ของหน้าตัด พื้นที่หน้าตัดประกอบด้วยพื้นที่ที่เป็นทองแดง และพื้นที่หน้าตัดที่ไม่ใช่ทองแดง ซึ่งได้แก่ พื้นที่ของฉนวนหุ้มทองแดง ช่องว่างระหว่างลวดและพื้นที่หน้าตัดของ coil former k จึงมีค่าระหว่าง 0.3 ถึง 0.6 ขึ้นอยู่กับความสามารถของผู้พันขดลวด

แทนค่า l และ A_w ลงในสมการที่ (4.39) และ (4.38) จะได้

$$P_{CU} = \frac{I_{RMS}^2 \rho N^2 t}{kW} \quad (4.40)$$

จำนวนรอบ N มีความสัมพันธ์กับค่ายอดของกระแส I_p และค่าสูงสุดของความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก B_m ดังนี้

$$N = \frac{LI_p}{B_m S} \quad (4.41)$$

โดยที่ L คือค่าความเหนี่ยวนำ

แทนค่า N ลงในสมการที่ (4.40) จะได้

$$P_{CU} = \frac{4\rho t(0.5LI_p^2)(0.5LI_{RMS}^2)}{B_m^2 S^2 kW} \quad (4.42)$$

จากสมการที่ (4.42) เราคำนวณพารามิเตอร์ K_g สำหรับกรณีทีกระแสมีรูปคลื่นไซน์ได้ดังนี้

$$K_g = \frac{WS^2}{t} = \frac{4\rho t(0.5LI_p^2)(0.5LI_{RMS}^2)}{kB_m^2 P_{CU}} = \frac{2\rho(LI_{RMS}^2)^2}{kB_m^2 P_{CU}} \quad (4.43)$$

ในการออกแบบ L เมื่อกำหนดค่า L ที่ต้องการ คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกน (นั่นคือ B_m) ค่า k และ P_{CU} จะสามารถคำนวณพารามิเตอร์ K_g ได้ โดยทั่วไปเรากำหนด P_{CU} ประมาณ 1 ถึง 2 % ของกำลังด้านออกของวงจรแปลงผัน

เมื่อได้ค่าจากการคำนวณ K_g ให้เลือกแกนที่มีค่า K_g สูงกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณเล็กน้อย เมื่อทราบขนาดของแกนจะทราบค่าของ W , S และ t ที่ใช้คำนวณจำนวนรอบได้ตามสมการที่ (4.41) และ คำนวณพื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดงได้ตามสมการที่ (4.44)

$$A_w = \frac{kW}{N} \quad (4.44)$$

จากค่า A_w ที่คำนวณได้ เราสามารถเลือกลวดทองแดงที่มีค่า A_w ใหญ่กว่าค่าที่คำนวณได้เล็กน้อย การเลือกใช้ลักษณะของลวดทองแดงจะต้องคำนึงถึงผลของ skin effect (ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางน้อยกว่า 2Δ) และ การพันขดลวดทองแดงจะต้องคำนึงถึงผลของ proximity effect ด้วย ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 2

จากนั้นก็ทำการคำนวณค่าของช่องว่างอากาศ (air gap: l_g) ดังนี้

$$l_g = \frac{N^2 \mu_0 S}{L} \quad (4.45)$$

โดยที่ μ_0 คือความซึมซาบได้ (Permeability) ของอากาศ = $4\pi \times 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$

ค่า l_g ที่คำนวณได้เป็นค่าทฤษฎี อย่างไรก็ตาม ฟลักซ์ที่ขอบของช่องอากาศจะไม่สม่ำเสมอ ซึ่งมีผลเสมือนว่าพื้นที่หน้าตัดของช่องอากาศมีขนาดใหญ่ขึ้น ความเหนี่ยวนำจึงมีค่าใหญ่กว่าที่คำนวณ ในทางปฏิบัติเราจะต้องปรับแต่งค่าของช่องอากาศเพื่อให้ได้ค่าของ L ตามที่ต้องการ

การออกแบบวงจรโพลดในหัวข้อ 4.1 ซึ่งกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีลักษณะเป็นคลื่นไซน์จะได้พารามิเตอร์สำหรับการออกแบบดังต่อไปนี้

ตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ(L)	14.8	uH
พิกัดกระแสสูงสุดที่ภาวะไร้อโหลด(I)	6.192	A_{RMS}
สภาพต้านทานของลวดทองแดงที่ 25 องศาเซลเซียส(ρ)	1.72E-8	Ohm-m
กำหนดให้มีกำลังสูญเสียในขดลวดทองแดง(P_{CU})	0.863	Watt
ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก(B)	0.1	W/m^2
k	0.07	
Kg	1.835E-11	
Aw	6.257E-7	
ความหนาผิวหน้ากระแส(δ) ที่ 1 MHz	6.6E-5	m

จากสมการออกแบบ สามารถออกแบบตัวเหนี่ยวนำได้ดังนี้

เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ ETD เบอร์ 34 ซึ่งมีค่า

S	9.5E-5	m^2
W	1.22E-4	m^2
t	6E-2	m
จำนวนรอบของขดลวดทองแดง(N)	14	รอบ
ขนาดลวดทองแดงใช้เบอร์	38	SWG
จำนวนเส้นลวดทองแดงที่ใช้ตีควมกันไป	34	เส้น

4.5 การออกแบบหม้อแปลง

พารามิเตอร์ในการออกแบบหม้อแปลงที่จะใช้ในที่นี้คือ การสูญเสียในลวดทองแดงของขดลวดของหม้อแปลงทุกขดลวดรวมกัน เราเรียกการสูญเสียนี้ว่า P_{cu} ในกรณีที่หม้อแปลงมีสองขดลวดซึ่งมีจำนวนรอบเท่ากับ N_1 และ N_2 โดยแรงดันปฐมภูมิ v_1 เป็นแรงดันรูปไซน์สมมาตรมีค่ายอดเท่ากับ V_{1p} แรงดันทุติยภูมิ v_2 ก็จะมีรูปร่างเป็นไซน์เช่นเดียวกัน โดยมีค่ายอดเท่ากับ $V_{2p} = (N_2/N_1)V_{1p}$ สมการพื้นฐานของหม้อแปลงคือ

$$v_1 = N_1 \left(\frac{d\phi}{dt} \right); \quad v_2 = N_2 \left(\frac{d\phi}{dt} \right) \quad (4.46)$$

โดยที่ ϕ คือฟลักซ์แม่เหล็ก

เมื่ออินทิเกรตสมการที่ (4.46) ในช่วงเวลา 0 ถึง $T/2$ จะได้

$$N_1 \Delta\phi = \frac{2V_{1p}}{\omega} = \frac{V_{1p}T}{\pi}; \quad N_2 \Delta\phi = \frac{V_{2p}T}{\pi} \quad (4.47)$$

การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์มีค่าสูงสุดเท่ากับ $2B_m S$ ดังนั้นถ้าเป็นดังสมการที่ (4.48) แกนแม่เหล็กก็จะยังไม่อิ่มตัวหาก

$$N_1 > \frac{V_{1p}T}{2\pi B_m S}; \quad N_2 > \frac{V_{2p}T}{2\pi B_m S} \quad (4.48)$$

เราคำนวณกำลังสูญเสียกรณีแรงดันไซน์สมมาตรได้ดังนี้

$$P_{cu} = \frac{2\rho t(N_1^2 I_1^2 + N_2^2 I_2^2)}{kW} \quad (4.49)$$

โดยที่ I_1 และ I_2 คือค่า RMS ของกระแสปฐมภูมิและทุติยภูมิตามลำดับ (สัมประสิทธิ์ 2 ในสมการที่ (4.49) เป็นผลมาจากสมมุติฐานที่ว่าขดลวดแต่ละขดใช้พื้นที่หน้าตัดครึ่งหนึ่ง)

ถ้าใช้ค่า N_1 และ N_2 ให้พอดีกับการอิ่มตัว (ใช้เครื่องหมาย = แทนเครื่องหมาย > ในสมการที่ (4.49)) เราจะสามารถคำนวณการสูญเสียได้ดังนี้

$$P_{cu} = 2\rho t \frac{(V_{1P} I_1 / 2\pi B_m S)^2 + (V_{2P} I_2 / 2\pi B_m S)^2}{kW} \quad (4.50)$$

ปริมาณ $\frac{V_{1P}}{\sqrt{2}} I_1$ และ $\frac{V_{2P}}{\sqrt{2}} I_2$ คือกำลังปรากฏ ถ้าหม้อแปลงมีประสิทธิภาพสูง (กำลังสูญเสียประมาณ 1% ถึง 2%)

$$\frac{V_{1P}}{\sqrt{2}} I_1 \approx \frac{V_{2P}}{\sqrt{2}} I_2 = P \quad (4.51)$$

โดยที่ P คือความสามารถถ่ายทอดกำลัง (power handling capability) ของหม้อแปลง จากสมการที่ (4.50) และ (4.51) เราคำนวณพารามิเตอร์ K_g ได้ดังนี้

$$K_g = \frac{WS^2}{t} = \frac{2\rho P^2 T^2}{k\pi^2 B_m^2 P_{cu}} \quad (4.52)$$

ในการออกแบบหม้อแปลงเมื่อรู้ค่ากำลังปรากฏของหม้อแปลงที่ต้องการและรูปร่างของกระแสด (นั่นคือ I_p และ I_{RMS}) รู้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกน (นั่นคือ B_m) เมื่อกำหนดค่า k และ P_{cu} เราก็คำนวณพารามิเตอร์ K_g ได้โดยทั่วไปเราเลือก P_{cu} ประมาณ 1 ถึง 2 % ของกำลังปรากฏ

จากค่า K_g ที่คำนวณได้จากสมการ (4.52) ให้เลือกแกนที่มีค่า K_g สูงกว่าค่าที่คำนวณได้เล็กน้อย เมื่อเลือกแกนแล้วจะทราบค่าของ W, S และ t ที่จะใช้คำนวณจำนวนรอบได้ตามสมการที่ (4.48) และคำนวณพื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดงได้ตามสมการที่ (4.53)

$$A_{w1} = \frac{k(W/2)}{N_1}, \quad A_{w2} = \frac{k(W/2)}{N_2} \quad (4.53)$$

จากค่า A_w ที่คำนวณได้ เลือกลวดทองแดงที่มีค่า A_w ใหญ่กว่าค่าที่คำนวณได้เล็กน้อย โดยการเลือกใช้ลักษณะของลวดทองแดงจะต้องคำนึงถึงผลของ skin effect และ การพันขดลวดทองแดงจะต้องคำนึงถึงผลของ proximity effect ด้วยดังที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 2

คำนวณค่า Magnetising inductance (L_m) ได้ตามสมการ (4.54) โดยที่ L_m ต้องมากกว่า L_r อย่างมีนัยสำคัญ

$$L_m = \frac{\mu S}{l_m} N_1^2 = A_L N_1^2 \quad (4.54)$$

โดยที่ l_m คือความยาวส่วนทางเดินของแม่เหล็ก
 A_L คือแฟกเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ

คำนวณค่า Magnetizing current (I_m) ได้ตามสมการ (4.55)

$$I_m = \frac{V_p T}{L_m 2\pi} \quad (4.55)$$

การออกแบบวงจรโพลคในหัวข้อ 4.1 ที่กระแสไหลผ่านหม้อแปลงมีลักษณะเป็นรูปไซน์
 สมมาตรจะได้พารามิเตอร์สำหรับการออกแบบดังต่อไปนี้

กรณีที่ 1

แรงดันค้ำด้านทุติยภูมิ	300 โวลต์
แรงดันค้ำด้านปฐมภูมิ	300 โวลต์
พิกัดกำลัง	300 วัตต์
กำหนดให้มีกำลังสูญเสียในขดลวดทองแดง (P_{cu})	0.189 Watt
ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B)	0.0173 W/m ²
สภาพต้านทานของลวดทองแดงที่ 25 องศาเซลเซียส (ρ)	1.72E-8 Ohm-m
k	0.13
Kg	4.27E-11
A_{w1}	3E-7
A_{w2}	3E-7
ความหนาพิวนำกระแส (δ) ที่ 1 MHz	6.6E-5 m
จากสมการออกแบบ สามารถออกแบบหม้อแปลงได้ดังนี้	
เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ RM เบอร์ 14 ซึ่งมีค่า Kg	
S	1.7E-4 m ²
W	1.06E-4 m ²
t	7.15E-2 m
จำนวนรอบของขดลวดทองแดง (N) ด้านปฐมภูมิ	23 รอบ
จำนวนรอบของขดลวดทองแดง (N) ด้านทุติยภูมิ	23 รอบ

ขนาดลวดทองแดงที่ใช้เบอร์	38	SWG
จำนวนเส้นลวดทองแดงที่ใช้ตีควมกันไป	17	เส้น

กรณีที่ 2

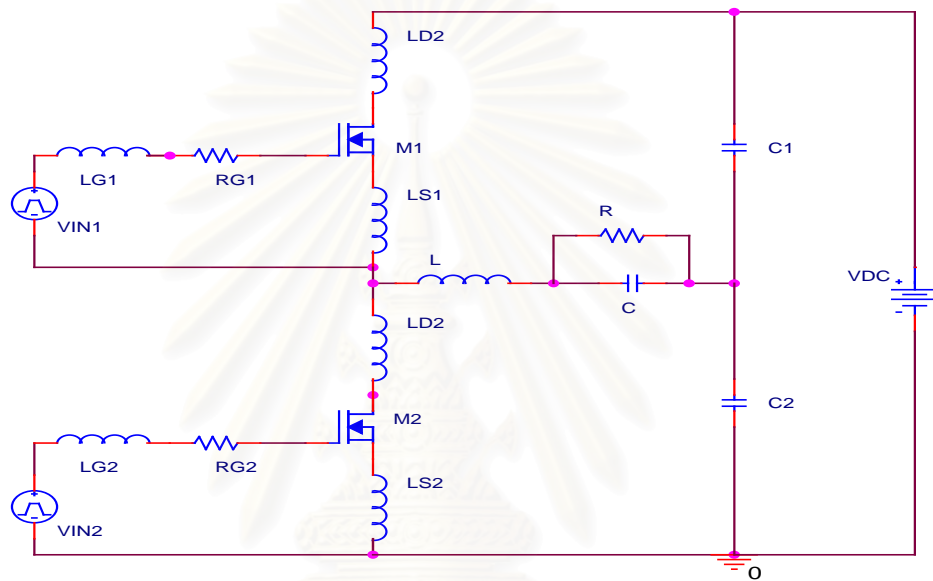
แรงดันด้านทุติยภูมิ	600	โวลต์
แรงดันด้านปฐมภูมิ	300	โวลต์
พิกัดกำลัง	300	วัตต์
กำหนดให้มีกำลังสูญเสียในขดลวดทองแดง(P_{cu})	0.0943	Watt
ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก(B)	0.0284	W/m ²
สภาพต้านทานของลวดทองแดงที่ 25 องศาเซลเซียส(ρ)	1.72E-8	Ohm-m
k	0.0967	
Kg	4.27E-11	
A_{w1}	3.66E-7	
A_{w2}	1.83E-7	
ความหนาพิวนำกระแส(δ) ที่ 1 MHz	6.6E-5	m
จากสมการออกแบบ สามารถออกแบบหม้อแปลงได้ดังนี้		
เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ RM เบอร์ 14 ซึ่งมีค่า		
S	1.7E-4	m ²
W	1.06E-4	m ²
t	7.15E-2	m
จำนวนรอบของขดลวดทองแดง(N) ด้านปฐมภูมิ	14	รอบ
ขนาดลวดทองแดงที่ใช้เบอร์	38	SWG
จำนวนเส้นลวดทองแดงที่ใช้ตีควมกันไป	20	เส้น
จำนวนรอบของขดลวดทองแดง(N) ด้านทุติยภูมิ	28	รอบ
ขนาดลวดทองแดงที่ใช้เบอร์	38	SWG
จำนวนเส้นลวดทองแดงที่ใช้ตีควมกันไป	10	เส้น

บทที่ 5

ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลอง

5.1 ผลการจำลองการทำงาน

วงจรแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าหรือวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ใช้ในการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 5.1 โดยการจำลองการทำงานจะกำหนดจุดทำงานที่แตกต่างกันเพื่อศึกษาพฤติกรรมของวงจร



รูปที่ 5.1 โครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมโหลดขนานสำหรับการจำลอง

การจำลองการทำงานของวงจรจะมีการศึกษาพฤติกรรมของวงจรที่เป็นผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของวงจร โหลด วงจรขับนำ และ ค่าตัวเหนี่ยวนำแฝง โดยมีรายละเอียดดังนี้

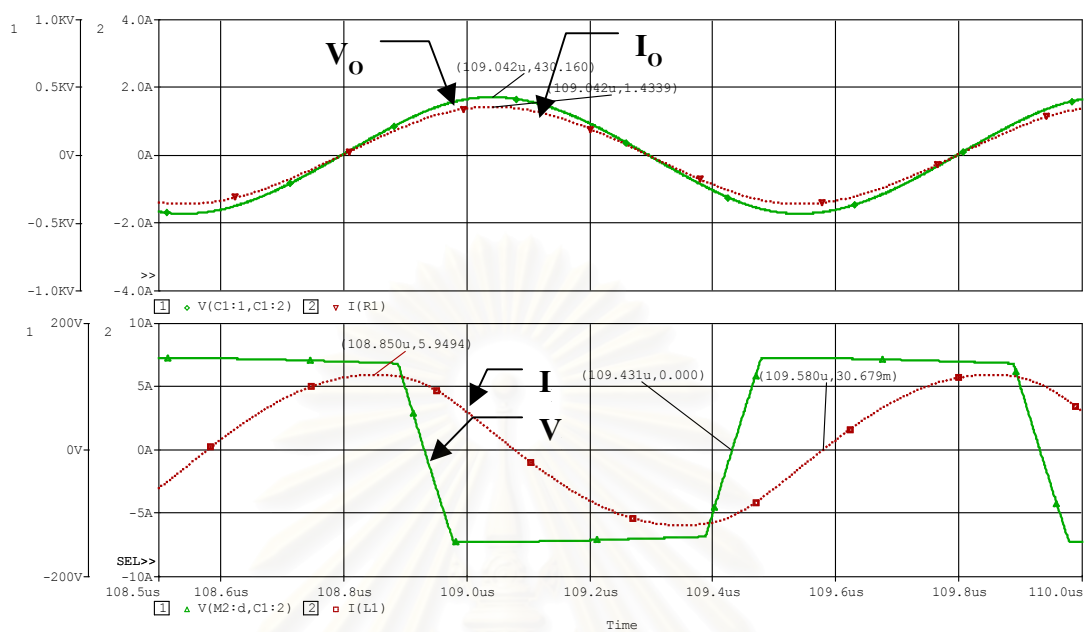
5.1.1 ศึกษาพฤติกรรมของวงจรจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของวงจรโหลด

โดยศึกษาพฤติกรรมของวงจรจากการเปลี่ยนแปลงค่า ความต้านทาน โหลด (R) ดังตารางที่ 5.1 และ กำหนด ให้ $V_{DC}=280\text{ V}$, $L=14.8\text{ uH}$, $C=2.19\text{ nF}$, $V_{IN}=12\text{ V}$, $R_{IN}=2.5\ \Omega$, $R_G=2\ \Omega$, $R_{G1}=1.556\ \Omega$, $L_{S1}=0\text{ H}$, $L_{S2}=0\text{ H}$, $L_{G1}=0\text{ H}$, $L_{G2}=0\text{ H}$, $L_{D1}=0\text{ H}$, $L_{D2}=0\text{ H}$

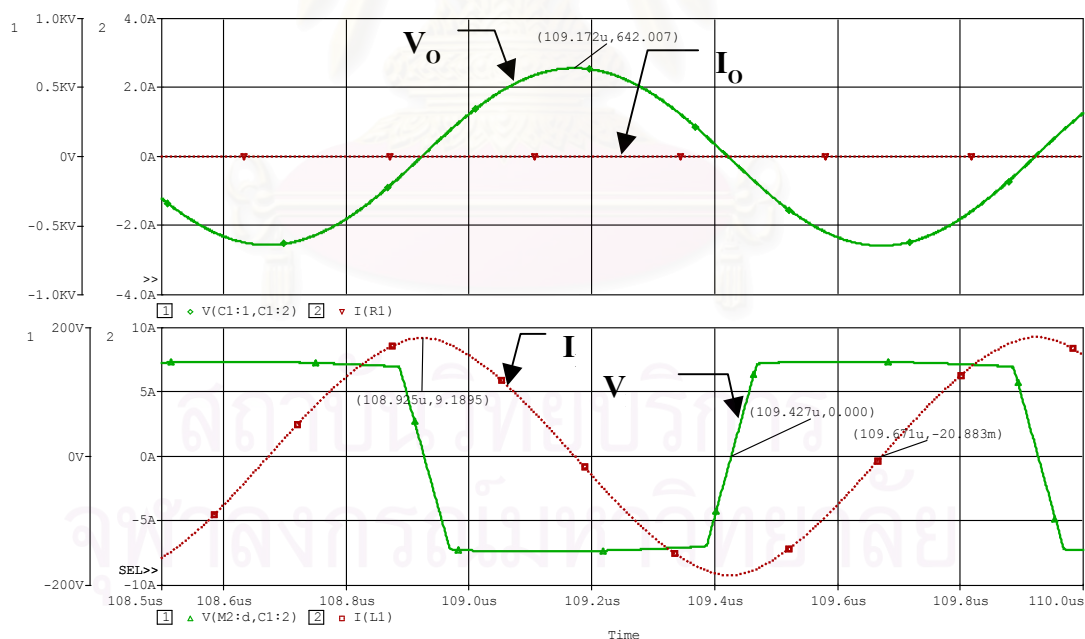
ตารางที่ 5.1 การกำหนดจุดทำงานจากการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน โหลด

พารามิเตอร์	จุดทำงานที่ 1	จุดทำงานที่ 2	จุดทำงานที่ 3
ความต้านทาน โหลด(Ω)	300	Open Circuit \approx 20M	Short Circuit \approx 1

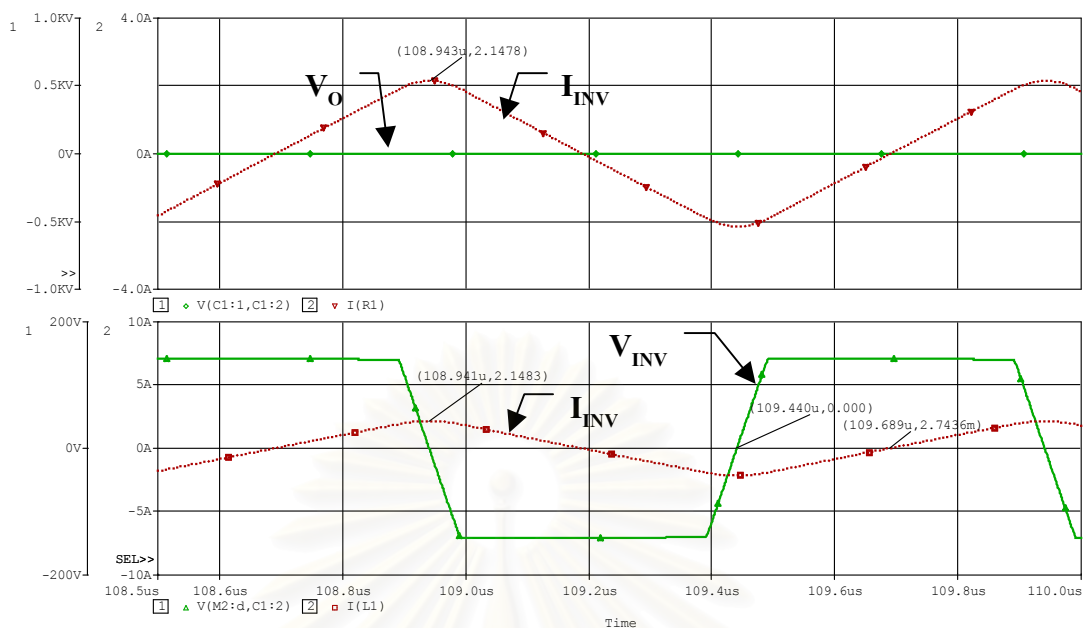
ผลการจำลองการทำงานที่จุดทำงานที่ 1-3 เป็นดังรูปที่ 5.2-5.4 ตามลำดับ และ ตารางที่ 5.2 เป็นการเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการคำนวณที่ใช้การประมาณสัญญาณด้วยความถี่หลักมูล



รูปที่ 5.2 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่จุดทำงานที่ 1



รูปที่ 5.3 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่จุดทำงานที่ 2



รูปที่ 5.4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่จุดทำงานที่ 3

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบผลการจำลองการทำงานกับการคำนวณที่จุดทำงานที่ 1-3

พารามิเตอร์	จุดทำงานที่ 1		จุดทำงานที่ 2		จุดทำงานที่ 3	
	คำนวณ	จำลอง	คำนวณ	จำลอง	คำนวณ	จำลอง
$I_{INV}(A_{peak})$	6.0161	5.95	8.7728	9.19	1.9171	2.15
$V_O(V_{peak})$	424.6843	430.16	637.5494	642	1.9168	2.15
$I_O(A_{peak})$	1.4298	1.43	0.0213	-	1.9169	2.15
θ	-0.9689	-0.94	-1.5621	-1.53	-1.5600	-1.56
$t_p(\text{Sec})$	-154.2 n	149n	-248.6 n	-244 n	-248.3 n	-249 n

จากตารางที่ 5.2 พบว่าผลการคำนวณและการจำลองมีค่าใกล้เคียง โดยเมื่อความต้านทานโหลดเปลี่ยนแปลงจะส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 5.2 ซึ่งเป็นไปตามผลการวิเคราะห์วงจรตามสมการ (2.12) - (2.15)

5.1.2 ศึกษาพฤติกรรมของวงจรจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของวงจรขั้วนำ

โดยศึกษาพฤติกรรมของวงจรจากการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันขั้วนำ (V_{IN}) และ ความต้านทานวงจรขั้วนำ (R_{IN}) ดังตารางที่ 5.3 และ 5.4 โดยกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ เหมือนกับจุดทำงานที่ 1

ตารางที่ 5.3 การกำหนดจุดทำงานจากการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันขั้วนำ

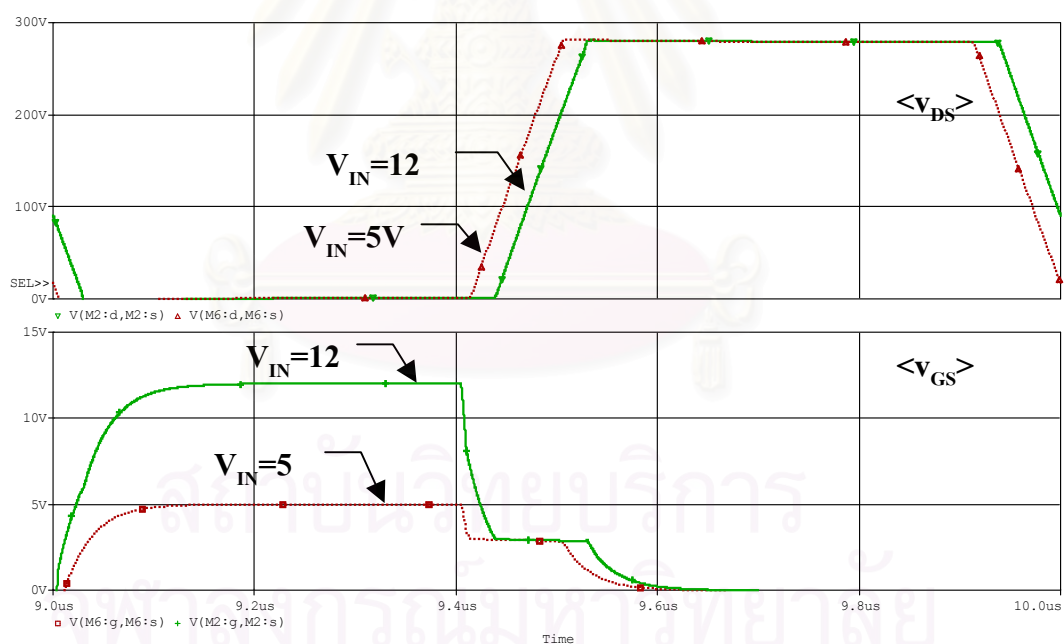
พารามิเตอร์	จุดทำงานที่ 4	จุดทำงานที่ 5
V_{IN}	12	5

ตารางที่ 5.4 การกำหนดจุดทำงานจากการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานวงจรขั้วนำ

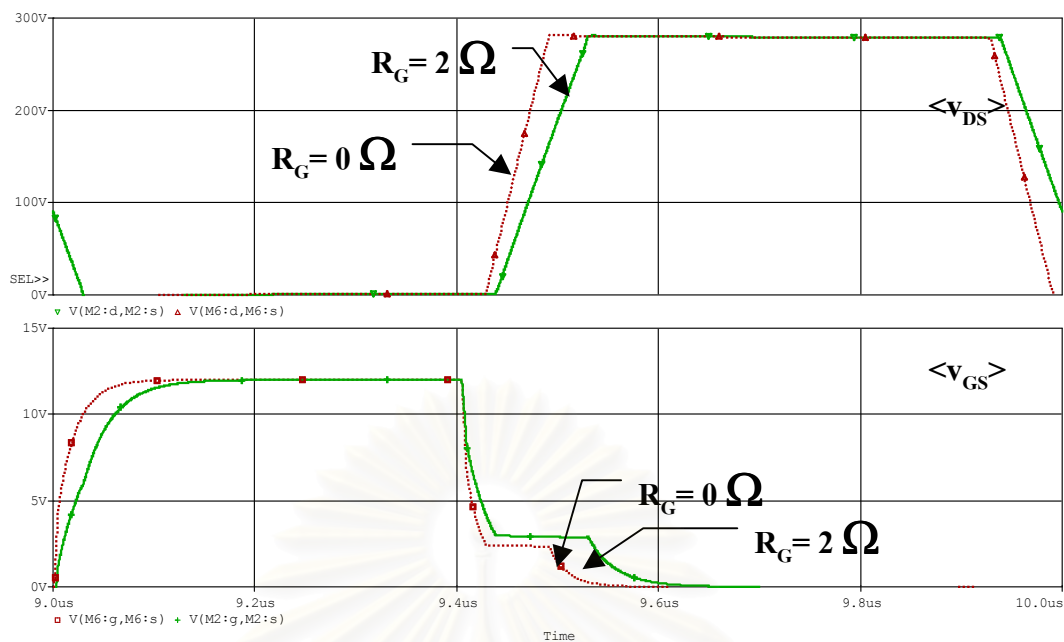
พารามิเตอร์	จุดทำงานที่ 6	จุดทำงานที่ 7
R_G	0	2

รูปที่ 5.5 และ 5.6 เป็นการเปรียบเทียบผลการจำลองของจุดทำงานที่ 4 กับ 5 และ จุดทำงานที่ 6 กับ 7 ตามลำดับ

จากรูปที่ 5.5 พบว่าเมื่อแรงดันขั้วนำสูงขึ้นจะทำให้ช่วงเวลา t_r เพิ่มขึ้น แต่ ช่วงเวลา t_f ลดลง และ จากรูปที่ 5.6 พบว่าการเพิ่มความต้านทานของวงจรขั้วนำจะทำให้ช่วงเวลาต่าง ๆ เพิ่มขึ้น ทั้งนี้เป็นไปตามการวิเคราะห์ในบทที่ 3



รูปที่ 5.5 เปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันเกต-ซอสและแรงดันเดรน-ซอส ในการออกแบบค่าแรงดันขั้วนำต่างกัน



รูปที่ 5.6 เปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันเกต-ซอสและแรงดัน drain-ซอส ในการออกแบบค่าความต้านทานวงจรขั้วนำต่างกัน

5.1.3 ศึกษาพฤติกรรมของวงจรถ้าการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงของวงจรถ้า

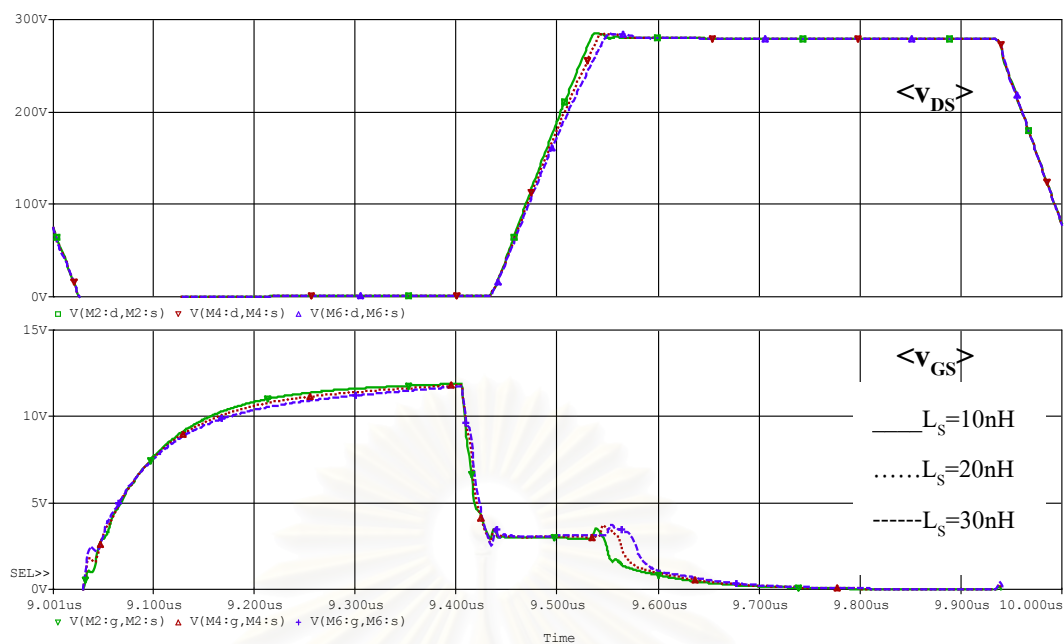
โดยแยกเป็น 2 กรณี คือ การศึกษาผลตัวเหนี่ยวนำแฝงในส่วนของวงจรถ้าขั้วนำ (L_{S2}) และของตัวเหนี่ยวนำแฝงในส่วนของวงจรถ้าการสวิตช์ (L_{D2}) ต่อพฤติกรรมของวงจรถ้า โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการจำลองการทำงานดังตารางที่ 5.5 และ 5.6 และกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ เหมือนกับจุดทำงานที่ 1

ตารางที่ 5.5 การกำหนดจุดทำงานจากการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงวงจรถ้าขั้วนำ

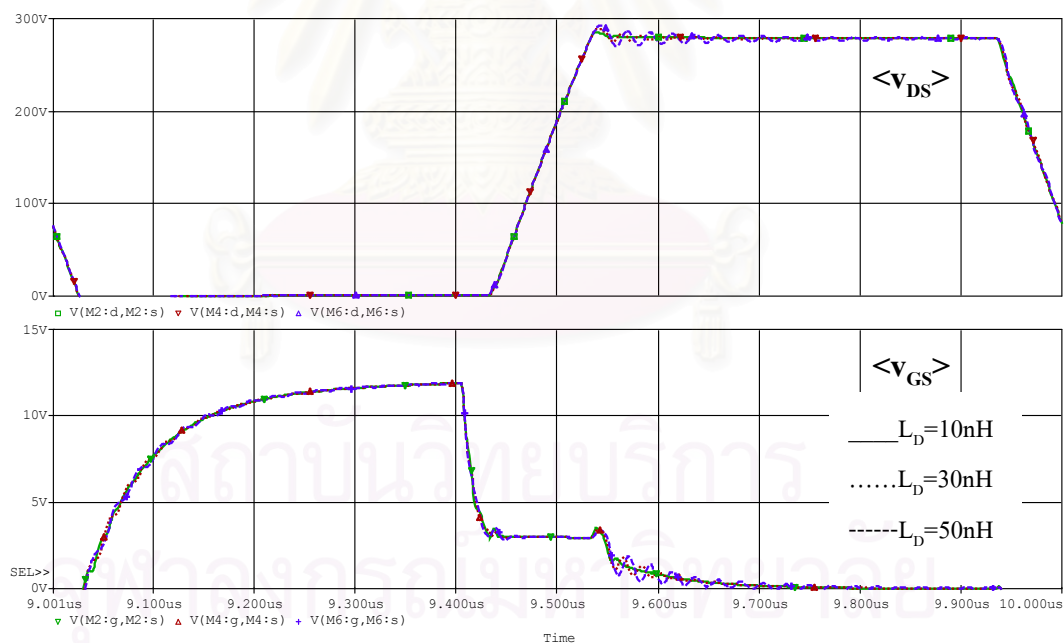
พารามิเตอร์	จุดทำงานที่ 8	จุดทำงานที่ 9	จุดทำงานที่ 10
L_{S2}	10 n	20 n	30 n
L_{D1}	10 n	10 n	10 n

ตารางที่ 5.6 การกำหนดจุดทำงานจากการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงวงจรถ้าสวิตช์

พารามิเตอร์	จุดทำงานที่ 11	จุดทำงานที่ 12	จุดทำงานที่ 13
L_{D1}	10 n	30 n	50 n
L_{S2}	10 n	10 n	10 n



รูปที่ 5.7 เปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันเกต-ซอสและแรงดันดเรน-ซอส
ที่มีค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงวงรอบขั้วนำต่างกัน



รูปที่ 5.8 เปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันเกต-ซอสและแรงดันดเรน-ซอส
ที่มีค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงวงรอบสวิตซ์ต่างกัน

รูปที่ 5.7 และ 5.8 เป็นการเปรียบเทียบผลการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงที่วงรอบขั้วนำและวงรอบสวิตซ์ โดยพบว่าเมื่อตัวเหนี่ยวนำแฝงของวงรอบขั้วนำ (L_S) สูงขึ้นจะทำให้ช่วงเวลา

ในการ Turn-Off สวิตช์นำขึ้น ในขณะที่ตัวเหนี่ยวนำแฝงของวงรอบสวิตช์ (L_D) จะไม่มีผลต่อช่วงเวลาดังกล่าว แต่จะมีผลทำให้แรงดันคร่อมสวิตช์แกว่งในระดับแรงดันที่สูงขึ้น

จากผลการจำลองในหัวข้อ 5.1.2 และ 5.1.3 พบว่า ระดับแรงดันขั้วนำจะมีนัยสำคัญต่อช่วงเวลา t_f และ t_r และ อิมพีแดนซ์ของวงจรถับนำ ซึ่งประกอบด้วย ความต้านทานวงจรถับนำ (R_G) ตัวเหนี่ยวนำแฝงในส่วนวงจรถับนำ (L_G) มีผลต่อช่วงเวลาในการสวิตช์ และ ตัวเหนี่ยวนำแฝงในส่วนวงรอบสวิตช์ (L_D) มีผลต่อการแกว่งของแรงดันตกคร่อมสวิตช์ ซึ่งเป็นไปตามการคำนวณและวิเคราะห์ในบทที่ 3 และสามารถสรุปผลการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของวงจรมีต่อช่วงเวลาการสวิตช์ได้ดังตารางที่ 5.7-5.10

ตารางที่ 5.7 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันวงจรถับนำ (V_{IN}) ที่มีต่อช่วงเวลาการทำงาน

V_{IN}	t_f	t_c	t_d	t_r
↓	↓	-	-	↑
↑	↑	-	-	↓

ตารางที่ 5.8 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่เกิด (R_G) ที่มีต่อช่วงเวลาการทำงาน

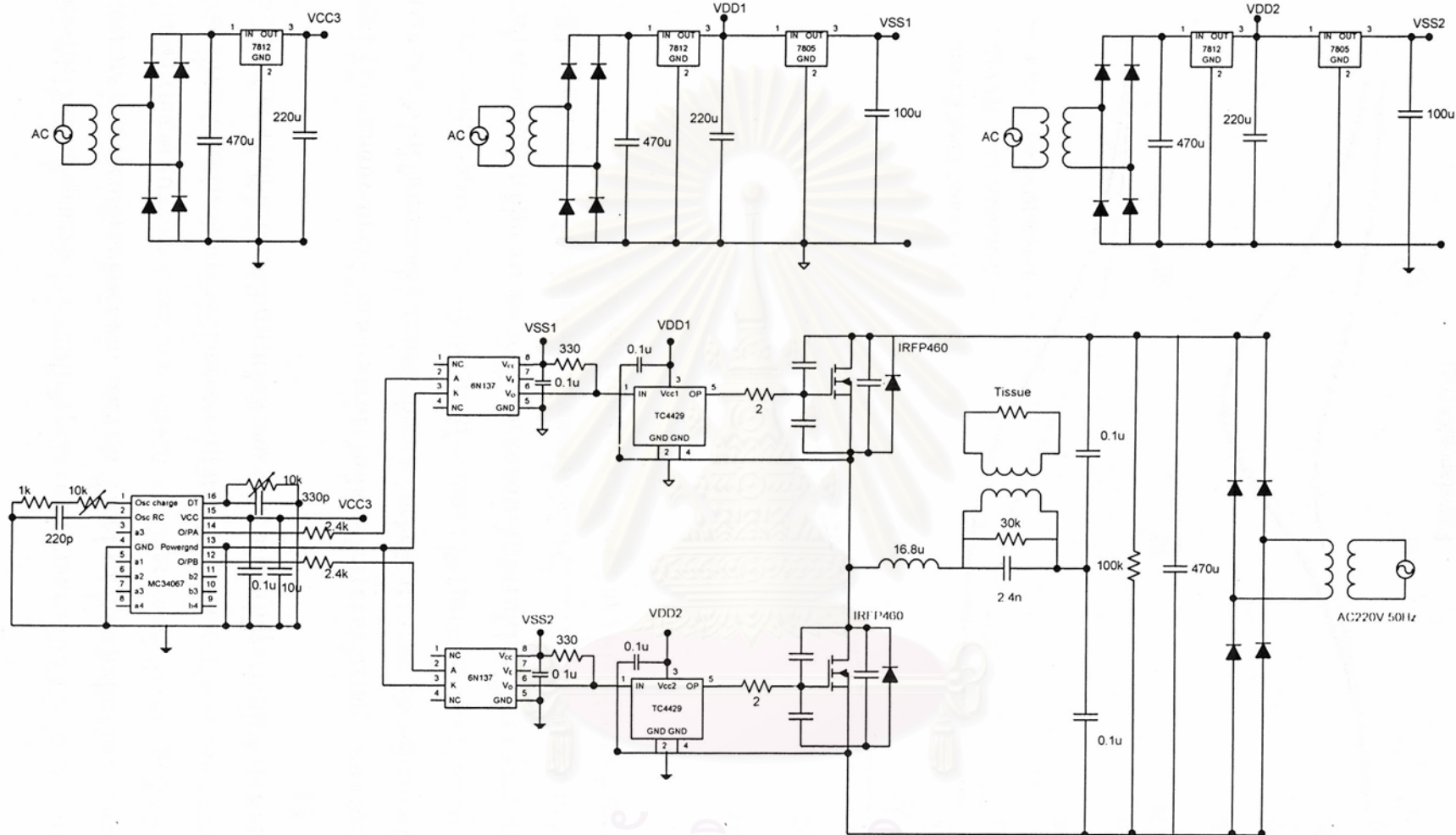
R_G	t_f	t_c	t_d	t_r
↓	↓	↓	↓	↓
↑	↑	↑	↑	↑

ตารางที่ 5.9 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงของเส้นทางเดินกระแสของวงจรถับนำ (L_G) ที่มีต่อช่วงเวลาการสวิตช์

การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์		t_f	t_c	t_d	t_r
L_s	↓	-	↓	-	-
	↑	-	↑	-	-

ตารางที่ 5.10 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงของเส้นทางเดินกระแสของวงจรถับนำ (L_D) ที่มีต่อแรงดันคร่อมสวิตช์

การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์		V_{DSoff}
L_d	↓	↓
	↑	↑



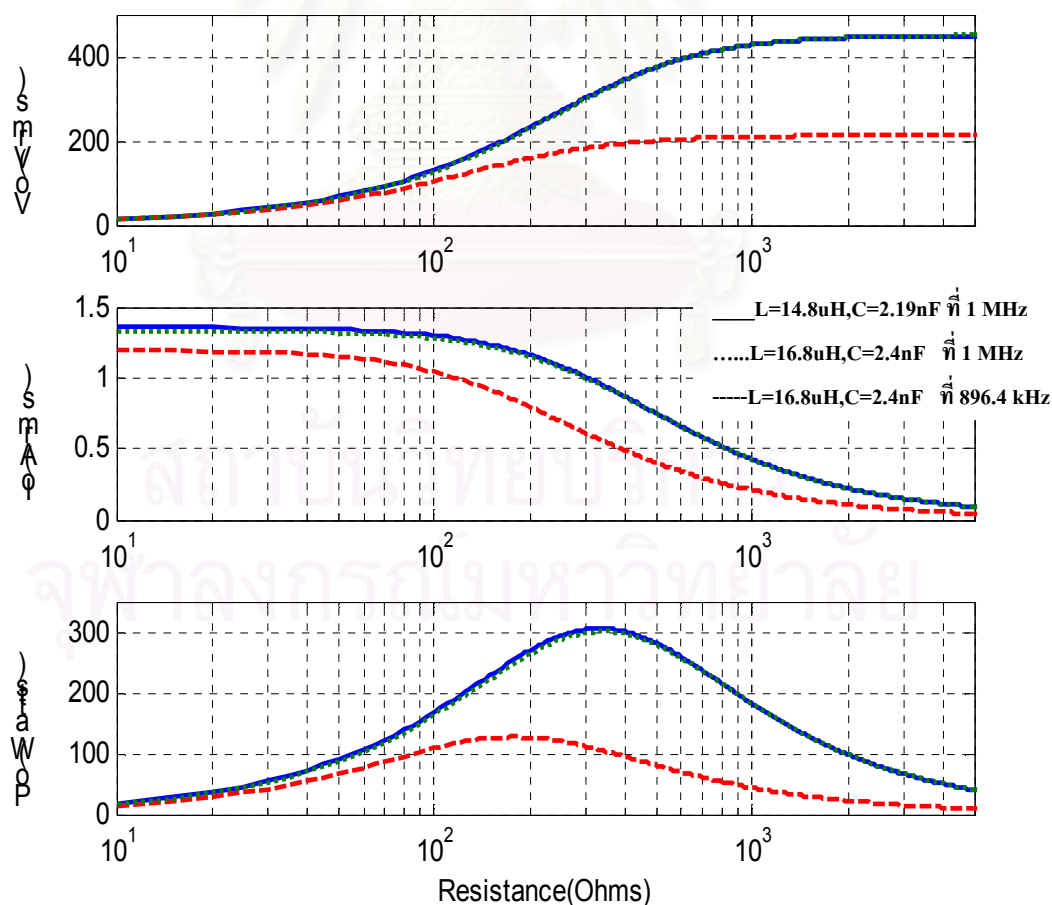
รูปที่ 5.9 วงจรแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจีไฟฟ้า

สถาบันวิทยุบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

5.2 ผลการทดลอง

วงจรแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจีไฟฟ้าที่ทำการออกแบบและสร้างเป็นดังรูปที่ 5.9 โดยใช้ IRFP460 เป็นสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์ MC34067 เป็นตัวกำเนิดสัญญาณขับนำ ให้แก่วงจรขับนำ TC4429 และ แยกโคคการขับนำด้วยการเชื่อมต่อทางแสง 6N137 และ วงจรโพลดที่มีค่าใกล้เคียงกับที่ออกแบบไว้ซึ่งมีค่าอุปกรณ์ดังนี้ ตัวเหนี่ยวนามีค่าเท่ากับ 16.8 μH ตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ 2.4 nF และ ตัวต้านทานที่ทำหน้าที่เป็นโพลดสำรองมีค่าเท่ากับ 30 $\text{k}\Omega$

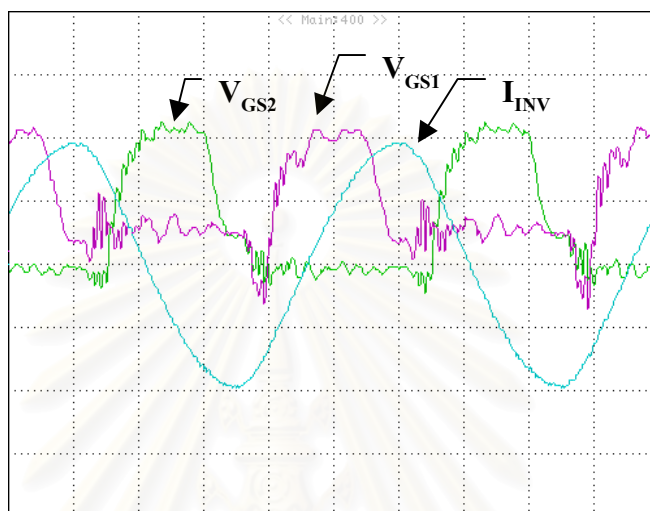
เนื่องจากค่าอุปกรณ์ของวงจรโพลดที่สร้างต่างจากค่าที่ได้จากการออกแบบไว้ โดยมีความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 792.6 kHz ซึ่งต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ออกแบบไว้เท่ากับ 884 kHz ดังนั้นเมื่อกำหนดความถี่การทำงานไว้ที่ 1 MHz จะได้ ω_n เท่ากับ 1.262 ซึ่งมากกว่าที่ออกแบบไว้โดย ω_n เท่ากับ 1.131 ซึ่งทำให้แรงดันด้านออกต่ำกว่าที่ได้ออกแบบ แต่ถ้าปรับลดความถี่การทำงานเท่ากับ 896.4 kHz เพื่อให้ ω_n มีค่าเท่ากับที่ออกแบบไว้ ก็จะได้แรงดันด้านออกมีค่าใกล้เคียงกับที่ออกแบบ ดังแสดงในรูปที่ 5.10 โดยผลการทำงานของวงจรเป็นดังนี้



รูปที่ 5.10 ผลการคำนวณที่ได้จากค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบและสร้าง

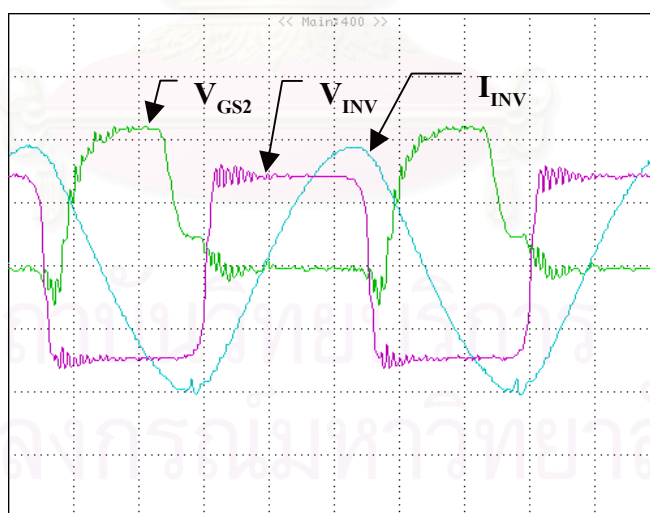
ผลการทำงานของวงจรขับนำ

จากรูปที่ 5.11 พบว่าสัญญาณขับนำของ MOSFET ตัวบน (V_{GS1}) และ ตัวล่าง (V_{GS2}) จะทำงานเป็นคู่ประกอบกัน โดยที่การสับเปลี่ยนการขับนำ MOSFET จะเกิดก่อนที่กระแสอินเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนทิศทาง โดยมีช่วงเวลาหยุดขับนำอย่างเหมาะสมตามที่ได้ออกแบบไว้ จึงไม่ทำให้เกิดสภาวะการนำกระแสพร้อมกันของ MOSFET ที่อาจทำให้เกิดความเสียหายแก่วงจรได้



V_{GS} : 5 V/div, I_{INV} : 2 A/div, time: 200 nS/div

รูปที่ 5.11 รูปคลื่น V_{GS1} , V_{GS2} และ I_{INV} ที่ความถี่ 1 MHz ขณะความต้านทานโหลด 300 Ω



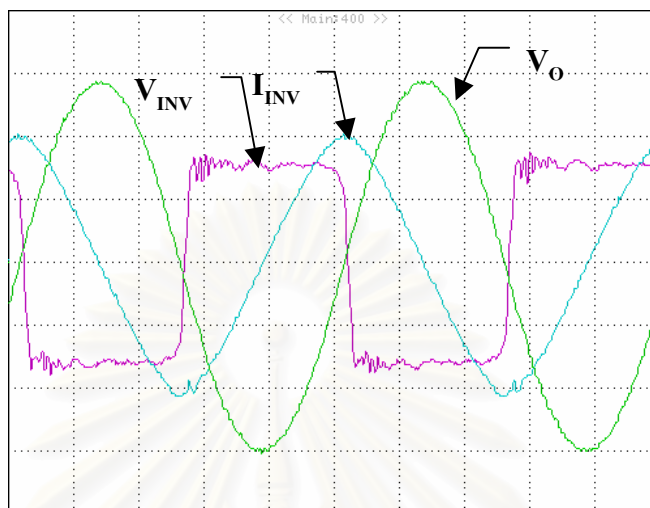
V_{GS} : 5 V/div, V_{INV} : 100 V/div, I_{INV} : 2 A/div, time: 200 nS/div

รูปที่ 5.12 รูปคลื่น V_{GS2} , V_{INV} และ I_{INV} ที่ความถี่ 1 MHz ขณะความต้านทานโหลด 300 Ω

จากรูปที่ 5.12 จะเห็นว่าช่วงเวลาที่แรงดันอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลงจากค่าลบเป็นบวกแรงดันเกต-ซอส (V_{GS2}) จะมีค่าประมาณคงที่ โดยเรียกเวลานี้ Miller effect

ผลการทำงานของวงจรในสถานะไร้โหลดที่ความถี่ 1 MHz

การทำงานของวงจรมีรูปคลื่นกระแสและแรงดันดังรูปที่ 5.13 โดยกระแสอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 4.2 A_{peak} หรือ 2.97 A_{rms} และ แรงดันด้านออกมีค่าเท่ากับ 300 V_{peak} หรือ 212.132 V_{rms}

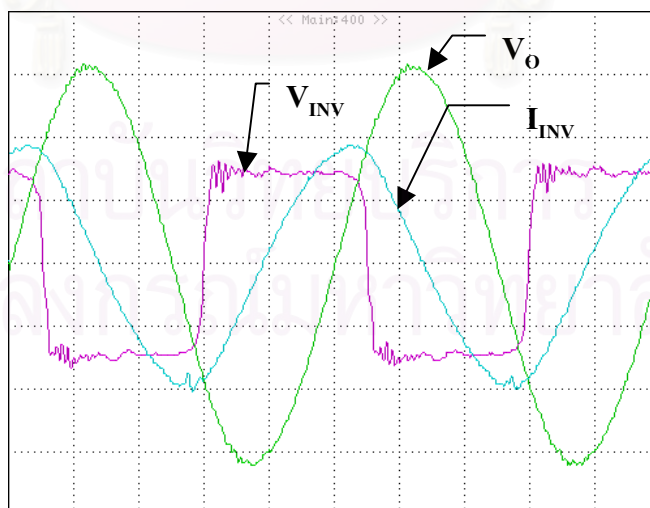


V_{INV} : 100 V/div, V_O : 100 V/div, I_{INV} : 2 A/div, time: 200 ns/div

รูปที่ 5.13 รูปคลื่น V_{INV} , V_O และ I_{INV} ที่ความถี่ 1 MHz ขณะไร้โหลด

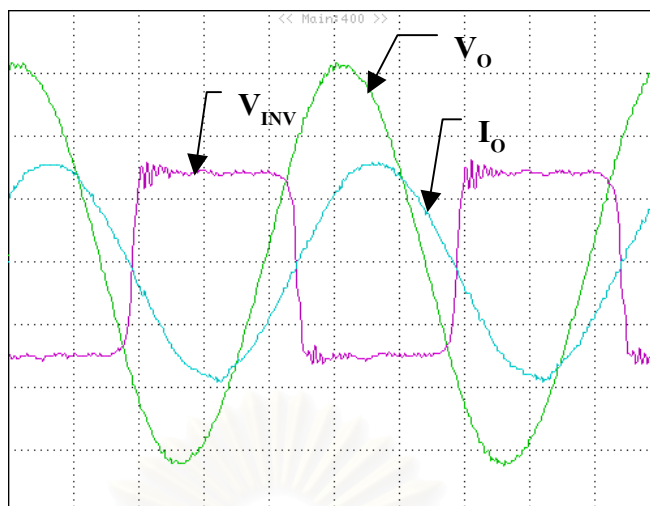
ผลการทำงานของวงจรในสถานะโหลดพิกัด 300 Ω ที่ความถี่ 1 MHz

การทำงานของวงจรมีรูปคลื่นกระแสและแรงดันดังรูปที่ 5.14 และ 5.15 โดยกระแสอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 3.9 A_{peak} หรือ 2.76 A_{rms} แรงดันด้านออกมีค่าเท่ากับ 310 V_{peak} หรือ 219.2 V_{rms} และ กระแสด้านออกมีค่าเท่ากับ 0.85 A_{peak} หรือ 0.6 A_{rms}



V_{INV} : 100 V/div, V_O : 100 V/div, I_{INV} : 2 A/div, time: 200 ns/div

รูปที่ 5.14 รูปคลื่น V_{INV} , V_O และ I_{INV} ที่ความถี่ 1 MHz ขณะความต้านทานโหลด 300 Ω



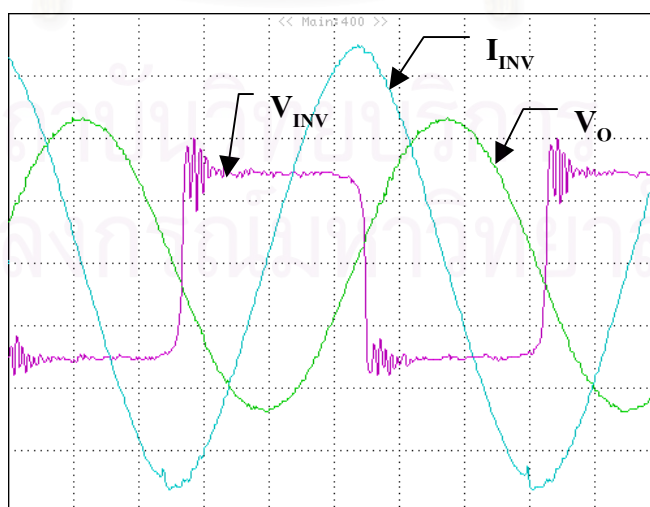
V_{INV} : 100 V/div, V_O : 100 V/div, I_O : 0.5 A/div, time: 200 nS/div

รูปที่ 5.15 รูปคลื่น V_{INV} , V_O และ I_O ที่ความถี่ 1 MHz ขณะความต้านทานโหลด 300 Ω

จากรูปที่ 5.13 และ 5.14 พบว่าเมื่อความต้านทานโหลดเพิ่มขึ้นกระแสอินเวอร์เตอร์จะมีค่าสูงขึ้นโดยจะเป็นไปตามการสมการในการออกแบบ แต่เมื่อพิจารณาแรงดันด้านออกพบว่าจะมีค่าลดลงเล็กน้อยทั้งนี้เนื่องมาจากโหลดความต้านทาน 300 Ω ที่ใช้ในการทดสอบมีองค์ประกอบของตัวเหนี่ยวนำจึงทำให้แรงดันด้านออกมีค่าเพิ่มขึ้นจากแรงดันคคร่อมตัวเหนี่ยวนำ สังเกตได้จากรูปที่ 5.15 กระแสด้านออกล่าหลังแรงดันด้านออก

ผลการทำงานของวงจรในสภาวะไร้โหลดที่ความถี่ 896.8 kHz

การทำงานของวงจรมีรูปคลื่นกระแสและแรงดันดังรูปที่ 5.16 โดยกระแสอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 7.2 A_{peak} หรือ 5.1 Arms แรงดันด้านออกมีค่าเท่ากับ 570 V_{peak} หรือ 403.05 V_{rms}

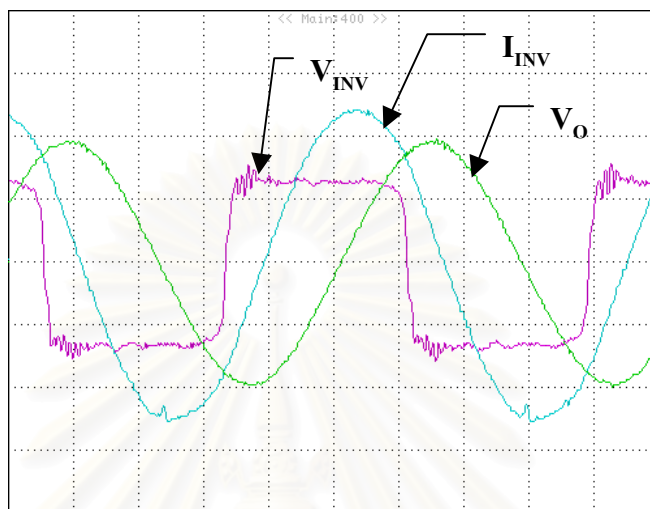


V_{INV} : 100 V/div, V_O : 250 V/div, I_{INV} : 2 A/div, time: 200 nS/div

รูปที่ 5.16 รูปคลื่น V_{INV} , V_O และ I_{INV} ที่ความถี่ 896.8 kHz ขณะไร้โหลด

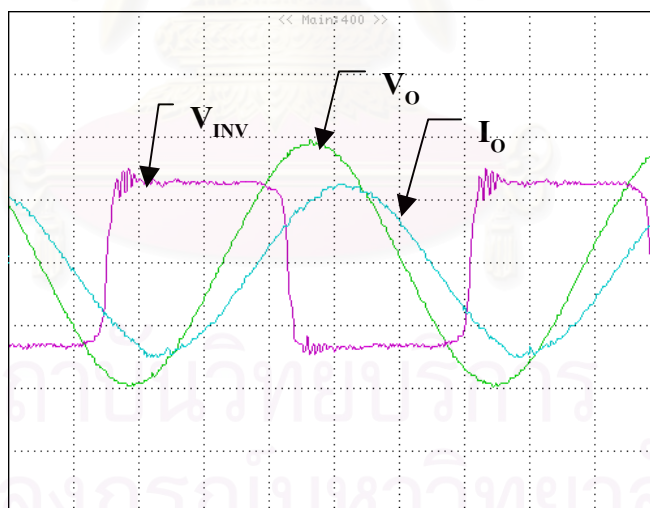
ผลการทำงานของวงจรในสถานะโหลดพิกัด 300Ω ที่ความถี่ 896.8 kHz

การทำงานของวงจรมีรูปคลื่นกระแสและแรงดันดังรูปที่ 5.17 และ 5.18 โดยกระแสอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ $5 \text{ A}_{\text{peak}}$ หรือ $3.536 \text{ A}_{\text{rms}}$ แรงดันด้านออกมีค่าเท่ากับ $500 \text{ V}_{\text{peak}}$ หรือ $353.55 \text{ V}_{\text{rms}}$ และ กระแสด้านออกมีค่าเท่ากับ $1.4 \text{ A}_{\text{peak}}$ หรือ 1 A_{rms}



V_{INV} : 100 V/div, V_o : 250 V/div, I_{INV} : 2 A/div, time: 200 nS/div

รูปที่ 5.17 รูปคลื่น V_{INV} , V_o และ I_{INV} ที่ความถี่ 896.8 kHz ขณะความต้านทานโหลด 300Ω



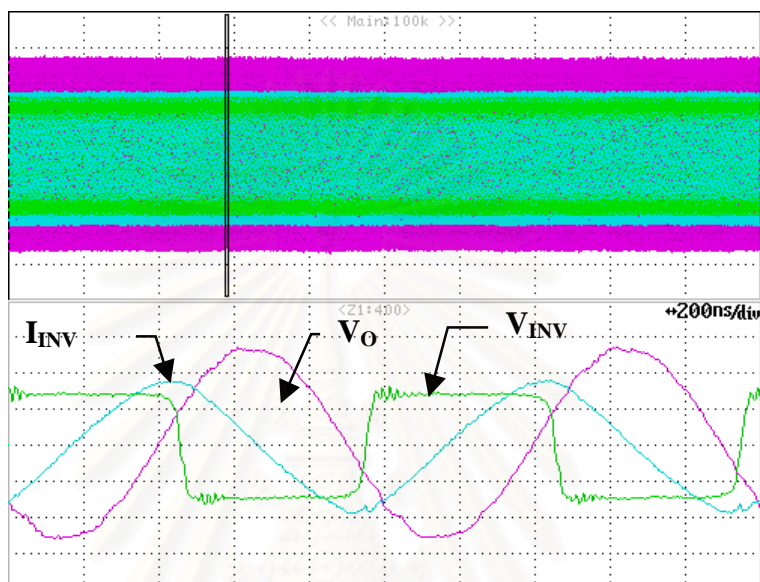
V_{INV} : 100 V/div, V_o : 250 V/div, I_o : 1 A/div, time: 200 nS/div

รูปที่ 5.18 รูปคลื่น V_{INV} , V_o และ I_o ที่ความถี่ 896.8 kHz ขณะความต้านทานโหลด 300Ω

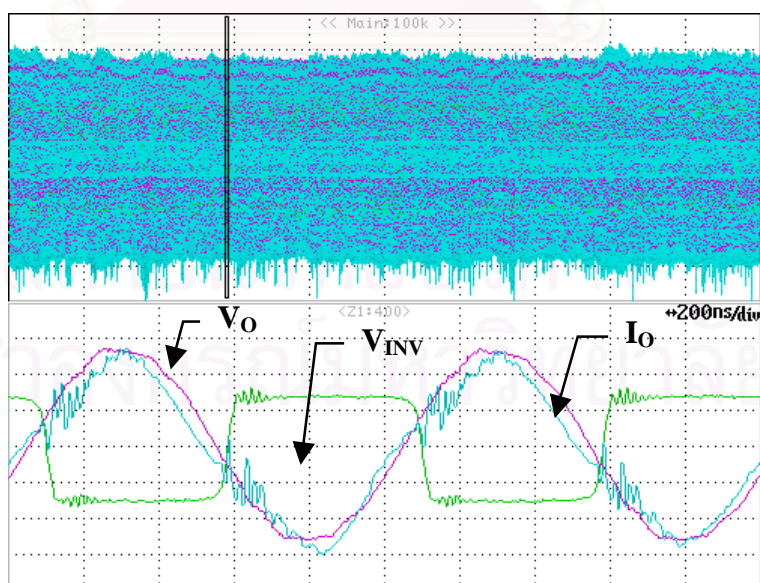
จากรูปที่ 5.17 และ 5.18 พบว่าเมื่อความต้านทานโหลดเพิ่มขึ้นกระแสอินเวอร์เตอร์และแรงดันออกจะมีค่าสูงขึ้นโดยจะเป็นไปตามการสมการในการออกแบบ

ผลการทำงานของวงจรขณะตัดเนื้อเยื่อที่ความถี่ 1 MHz

การทำงานของวงจรมีรูปคลื่นกระแสและแรงดันดังรูปที่ 5.19 และ 5.20 โดยกระแสอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 3.9 Apeak แรงดันด้านออกมีค่าเท่ากับ 270 Vpeak หรือ 191 Vrms และกระแสด้านออกมีค่าเท่ากับ 0.27 Apeak หรือ 0.191 Arms สามารถประมาณเนื้อเยื่อเป็นความต้านทานที่มีค่าเท่ากับ $1\text{ k}\Omega$ และ กำลังงานด้านออกมีค่าเท่ากับ 36.5 W



V_{INV} : 100 V/div, V_O : 100 V/div, I_{INV} : 2 A/div, time: 200 nS/div
รูปที่ 5.19 รูปคลื่น V_{INV} , V_O และ I_{INV} ที่ความถี่ 1 MHz ขณะตัดเนื้อเยื่อ



V_{INV} : 100 V/div, V_O : 100 V/div, I_O : 0.1 A/div, time: 200 nS/div
รูปที่ 5.20 รูปคลื่น V_{INV} , V_O และ I_O ความถี่ 1 MHz ขณะตัดเนื้อเยื่อ

5.3 สรุปผลการจำลองการทำงานและผลการทดลอง

จากผลการจำลองการทำงานพบว่าการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรได้แก่ ระดับแรงดันของวงจรขับนำ, ความต้านทานที่เกิด และ ตัวเหนี่ยวนำแฝงของวงรอบวงจรขับนำ (L_s) มีผลต่อช่วงเวลาการสวิตช์ และ ตัวเหนี่ยวนำแฝงของวงรอบวงจรสวิตช์ (L_p) มีผลต่อแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ โดยเป็นไปตามสมการการวิเคราะห์ในบทที่ 3 และ การออกแบบแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัดให้เป็นไปตามข้อกำหนดและขีดจำกัด สามารถออกแบบวงจรโหลดได้โดยประมาณด้วยสัญญาณที่ความถี่หลักมูลประกอบกับการประมาณโหลดด้วยความต้านทานเชิงเส้นซึ่งทำได้ง่ายกว่าการแก้สมการเชิงอนุพันธ์มาก ทำให้สามารถคำนวณค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) และ ความถี่ปัทสทาน (ω_n) ได้อย่างเหมาะสมเพื่อนำไปสู่การหาค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ซึ่งพบว่ามีผลของความคลาดเคลื่อนในการทำงานเพียงเล็กน้อย และ จากผลการทดลองที่ได้จากการทดสอบวงจรจริงพบว่าเป็นไปตามที่ได้ออกแบบไว้ แต่จะมีความคลาดเคลื่อนอยู่พอบ้างทั้งนี้เนื่องมาจากผลของความไม่อุดมคติของอุปกรณ์

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบและสร้างแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า โดยมีสภาวะการทำงานที่เปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างตามสภาวะความต้านทานของเนื้อเยื่อ ดังนั้นในการวิเคราะห์และออกแบบวงจรโพลดจึงมีความจำเป็นต้องใช้สมการที่ไม่ซับซ้อน โดยใช้การประมาณสัญญาณด้วยสัญญาณที่ความถี่หลักมูลทำให้สามารถออกแบบวงจรโพลดได้อย่างเป็นระบบตามข้อกำหนดและขีดจำกัดของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า และการออกแบบวงจรขับนำที่ทำงานที่ความถี่สูง จะต้องพิจารณาผลของอุปกรณ์แฝงที่มีต่อช่วงเวลาต่าง ๆ ในการสวิตช์ เพื่อนำไปสู่การออกแบบวงจรขับนำที่เหมาะสมโดยไม่ทำให้เกิดความเสียหายแก่วงจรสวิตช์

6.1 สรุปผลการวิจัย

การออกแบบแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าสามารถออกแบบวงจรโพลดโดยการประมาณแรงดันด้านออกวงจรสวิตช์ด้วยแรงดันที่ความถี่หลักมูลทำให้สามารถวิเคราะห์วงจรโพลดที่มีการเปลี่ยนแปลงความต้านทานได้ง่ายและสามารถออกแบบวงจรโพลดได้อย่างเป็นระบบตามข้อกำหนดและขีดจำกัดของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้า โดยกำหนดค่าดังกล่าวเป็นตัวแปรในการออกแบบ ทำให้สามารถคำนวณค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) และ ความถี่ปัทสฐาน (ω_n) ได้อย่างเหมาะสม เพื่อนำไปสู่การคำนวณค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ของวงจรโพลด (R L C) และ การวิเคราะห์ห้วงจรขับนำ โดยการประมาณค่าพารามิเตอร์วงจรขับนำ และ การประมาณช่วงเวลา t_r , t_d และ t_f มีค่ากระแสเดรน และแรงดันเดรน-ซอส คงที่ และ ที่เวลา t_c มีค่าแรงดันเกต-ซอส คงที่เท่ากับ V_{Miller} ทำให้การวิเคราะห์ห้วงจรขับนำได้ง่ายและสามารถออกแบบค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ (L_s , L_D , R_C) และ ช่วงเวลาในการขับนำได้อย่างเหมาะสมเพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายแก่วงจรสวิตช์ เช่น การขับนำผิดจังหวะ การแกว่งของแรงดันตกคร่อมสวิตช์ โดยนอกจากการออกแบบค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ แล้ว การสร้างตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงความถี่สูงยังต้องคำนึงถึงผลของการนำกระแสแค่เพียงที่ผิวของลวดทองแดงและผลของการเรียงซ้อนกันของขดลวดด้วย เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพการทำงานสูงสุด

โดยเมื่อเปรียบเทียบกับผลการคำนวณกับการจำลอง พบว่ามีผลของความคลาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อย และ เมื่อเปรียบเทียบกับผลการทดลองที่ได้จากการทดสอบวงจรจริงพบว่ามีพฤติกรรมเป็นไปตามสมการการวิเคราะห์และออกแบบ แต่จะมีความคลาดเคลื่อนอยู่พอบ้างทั้งนี้เนื่องมาจากผลของความไม่อุดมคติของอุปกรณ์

6.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัย

1. ข้อกำหนดและขีดจำกัดในการออกแบบเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าจะขึ้นกับความต้องการใช้งานและผู้ออกแบบเป็นสำคัญ โดยสำหรับวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอการออกแบบจากข้อกำหนดและขีดจำกัดในสถานะหนึ่งเท่านั้น

2. การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์ที่ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ที่ให้ประสิทธิภาพสูงสุดจะต้องพิจารณากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในขณะ Turn-Off สวิตช์ด้วย อาจต้องมีการออกแบบสับเบอร์ดช่วยการเริ่มหยุดนำกระแส หรือ เลือกใช้สวิตช์ที่เหมาะสม โดยเลือกสวิตช์ที่มีประจุสะสมที่เกดต่ำ เช่น COOLMOS-Infeneon, SOI- Philips

3. การออกแบบความถี่การสวิตช์ที่สูงขึ้น จะมีข้อจำกัดเรื่องกำลังงานด้านออก ทั้งนี้เนื่องจากตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำในวงจรเรโซแนนซ์จะมีค่าเล็กลง จนทำให้ค่าตัวเก็บประจุวงจรโหลดมีค่าใกล้เคียงกับตัวเก็บประจุภายในสวิตช์ซึ่งมีนัยสำคัญต่อวงจรเรโซแนนซ์ทำให้การวิเคราะห์และออกแบบวงจรโหลดมีความซับซ้อนมากขึ้น

รายการอ้างอิง

- [1] Shuman IE. Bipolar Versus Monopolar Electrosurgery: Clinical Applications. Dentistry today 20, 12 (2001) : 1-7
- [2] Sherman JA. Principles and theory of radiosurgery. www.ellman.com. Accessed 12-04-00.
- [3] Kalkwarf KL; Krejci RF and Wentz. FM. Healing of electro-surgical incisions in gingival early histologic observations in adult men. JPD 1981 : 662-667
- [4] Kalkwarf KL; Krejci RF and Wentz FM. Epithelial and connective tissue following electrosurgical incisions in human gingival. Oral Maxillof Surg 1983 : 80-85
- [5] Manual of Electrosurgery; KLS Martin Group.
- [6] 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)
- [7] Haag R and Cuschieri A. Recent advances in high-frequency electrosurgery: development of automated systems. J R Coll Surg Edin 1993 : 354-364.
- [8] N.N. Massarweh; N. Cosgriff and D.P. Slakey. Electrosurgery: History, Principles, and Current and Future Uses. American College of Surgeons 202, 3 (March 2006) : 520-530.
- [9] User manual of VIO 300D; ERBE.
- [10] Cosby; Melvin C. and Nelms. R.M. Designing a Parallel-loaded Resonant Inverter for an Electronic Ballast Using the Fundamental Approximation. IEEE- APEC 1993 : 418-423.
- [11] M.A. de Rooij; J.T. Strydom; J.D. van Wyk and P. Beamer. Develop of a 1MHz MOSFET gate-driver for integrated converters IEEE 2002 : 2622-2629.
- [12] Laszlo Balogh. Design and Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits. Unitrode Design Seminars 2001 SEM-1400 Topic 3.
- [13] K. Dierberger. Gate Drive Design for Large Die MOSFETS. Advanced Power Technology Application Note APT9302
- [14] John McGinty. Desinging with Low-Side MOSFET Drivers Micrel Inc. Application Note 24 March 1998
- [15] Y. Xiao; H. Shah; T. P. Chow and R. J. Gutmann Analytical Modeling and Experimental Evaluation of Interconnect Parasitic Inductance on MOSFET Switching Characteristics. IEEE-APEC 1 (2004) : 516-521

- [16] Faye Li; Demeri Giannopoulos and Ihor Wacyk. A Low Loss High-Frequency Half-Bridge Driver with Integrated Power Devices using EZ-HV SOI Technology. IEEE 2002 : 1127-1132.
- [17] HV Floating MOS-Gate Driver ICs” International Rectifier Application Note INT978
- [18] Abraham I. Pressman. Switching Power Supply Design. USA : McGraw-Hill,1998.
- [19] รศ.ดร. โคทม อาริยา. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง1. กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2544.
- [20] รศ.ดร. โคทม อาริยา. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง2. กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2544.
- [21] สุวัฒน์ คั่น. สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย. กรุงเทพฯ : เอนเทคไทยม, 2521



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นางสาวจิตติยา ณะสินธราทิพย์ เกิดเมื่อวันที่ 15 กรกฎาคม พ.ศ. 2523 ที่อำเภอคูบัว จังหวัดยโสธร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาอิเล็กทรอนิกส์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2545 และได้เข้าทำงานที่บริษัท นิคอน (ประเทศไทย) จำกัด เป็นระยะเวลา 2 ปี ต่อมาได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2548

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

จิตติยา ณะสินธราทิพย์ ยุทธนา กุลวิทิต และ ธันวาทันสฤติย์ “การออกแบบแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัด” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29, พฤศจิกายน 2549 หน้า 501– 504

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย