

วงจรรับนำเกิดแบบเรโซแนนซ์ที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุแฝง

นายปัทมะ ฉลภิญโญ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2554

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทคัดย่อและแฟ้มข้อมูลฉบับเต็มของวิทยานิพนธ์ตั้งแต่ปีการศึกษา 2554 ที่ให้บริการในคลังปัญญาจุฬาฯ (CUIR)

เป็นแฟ้มข้อมูลของนิสิตเจ้าของวิทยานิพนธ์ที่ส่งผ่านทางบัณฑิตวิทยาลัย

The abstract and full text of theses from the academic year 2011 in Chulalongkorn University Intellectual Repository(CUIR)

are the thesis authors' files submitted through the Graduate School.

A RESONANT GATE-DRIVE USING PARASITIC-CAPACITANCE AND INDUCTANCE

Mr. Pattama Chalapinyo

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 2011

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์

วงจรขับเคลื่อนแบบเรโซแนนซ์ที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บ
ประจุแฝง

โดย

นาย ปัทมะ ฌลภิญโญ

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

รองศาสตราจารย์ ดร.ยุพธนา กุลวิทิต

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัย
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(รองศาสตราจารย์ ดร.บุญสม เลิศหิรัญวงศ์)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมบุญณ์ แสงวงศ์วานิชย์)

..... อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก
(รองศาสตราจารย์ ดร.ยุพธนา กุลวิทิต)

..... กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ศิริโรจน์ ศิริสุขประเสริฐ)

บทมะ ฉลภิญญโฎ: วงจรขับนำเกดแบบเรโซแนนซ์ที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ
 แฝง. (A RESONANT GATE-DRIVE USING PARASITIC-CAPACITANCE AND
 INDUCTANCE) อ.ที่ปรีภษาวิทยานิพนธ์หลัก: รศ. ดร.ยุทธนา กุฬวิทิต, 85 หน้า.

วิทยานิพนธ์นี้ศึกษาวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์สำหรับวงจรถับนำอินเวอร์เตอร์
 เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ควมถึสูง พฤติกรรมตัวเก็บประจุ
 แฝงภายในมอสเฟดซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันเป็นอุปสรรคสำคัญต่อการขับนำมอสเฟด
 ที่ควมถึสูง ค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟดที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันสามารถอธิบายได้
 โดยใช้สมการในการประมาณค่าตัวเก็บประจุแฝงทั้งด้านเข้าและด้านออกของมอสเฟด การ
 เปลี่ยนแปลงแรงดันออกของวงจรถับนำอินเวอร์เตอร์เป็นสาเหตุของปรากฏการณ์มิลเลอร์ซึ่งส่งผล
 กระทบต่อวงจรถับนำ ดังนั้นในการออกแบบวงจรถับนำจำเป็นจะต้องพิจารณาผลของ
 ปรากฏการณ์มิลเลอร์ดังกล่าวด้วย การใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ทำให้ผลกระทบ
 จากปรากฏการณ์มิลเลอร์ต่อวงจรถับนำเกิดขึ้นเฉพาะช่วงเวลาที่มอสเฟดหยุดนำกระแส ทำ
 ให้มอสเฟดไม่สามารถหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็วหรืออาจทำให้มอสเฟดเปลี่ยนสถานะ
 เป็นนำกระแสอีกครั้ง การศึกษาวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์อนุกรมจะใช้ตัวเหนี่ยวนำต่อ
 อนุกรมระหว่างวงจรถับนำและขั้วเกดของมอสเฟด ทำให้สามารถประจุและคายประจุตัวเก็บ
 ประจุแฝงด้านเข้าของมอสเฟดได้โดยกำลังสูญเสียมี่ค่าต่ำ การคำนวณค่าสูงสุดของตัว
 เหนี่ยวนำของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ที่สามารถใช้ได้คำนวณจากค่าต่ำสุดและสูงสุดของ
 ตัวเก็บประจุแฝงด้านเข้าของมอสเฟด การพัฒนาแบบจำลองของมอสเฟดในโปรแกรม
 PSpice ทำให้สามารถจำลองการทำงานของวงจรถับนำได้สอดคล้องกับการทดลองยิ่งขึ้น
 วิทยานิพนธ์นี้สร้างวงจรถับนำอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสควมถึ 10 เมกกะเฮิร์ตซ์ กำลัง
 ออกสูงสุด 40 วัตต์ เพื่อตรวจสอบการคำนวณทางทฤษฎี

ภาควิษา...วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อ.....

สาขาวิษา...วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อ อ.ที่ปรีภษาวิทยานิพนธ์หลัก.....

ปีการศึกษา...2554.....

5270678621 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORDS: CURRENT-FED RESONANT INVERTER / ZERO VOLTAGE SWITCH /
VOLTAGE-DEPENDENT PARASITIC CAPACITANCE / RESONANT GATE-DRIVE

PATTAMA CHALAPINYO : A RESONANT GATE-DRIVE USING PARASITIC-
CAPACITANCE AND INDUCTANCE.

ADVISOR: ASSOC.PROF. YOUTHANA KULVITIT, Ph.D, 85 pp.

A gate-drive for a high frequency ZVS current-fed resonant inverter was studied. Driving power MOSFET at a very high frequency is generally impeded by its own voltage-dependent parasitic capacitances. An approximated equation for the input and output voltage-dependent parasitic capacitances is formulated. As the rapidly changing output voltage of the inverter can adversely affects the operation of gate-drive circuit through the Miller feedback, it is also included in the design of gate-drive circuit. For ZVS operation, Miller feedback affects gate-drive circuit only in the turn-off process. It may cause an impeding turn-off or momentarily re-turn-on the MOSFET. A series-type resonant gate-drive is investigated. This thesis uses a resonant inductor connected in series with the gate terminal of the MOSFET which can charge and discharge the input parasitic-capacitance of the MOSFET with low power consumption. The usable gate-circuit inductor is calculated by using minimum and maximum values of the input capacitance of the MOSFET. The PSpice MOSFET model was improved by replacing a constant gate-drain capacitance with a voltage-dependent one. A 40-Watts 10-MHz current-fed resonant inverter was implemented in order to verify the theoretical calculations.

Department : Electrical Engineering..... Student's Signature

Field of Study : Electrical Engineering..... Advisor's Signature

Academic Year : 2010.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วง ด้วยคำแนะนำในการแก้ไขปัญหาต่างๆ ในงานวิจัยจาก รศ. ดร. ยุทธนา กุลวิฑิต อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้กรุณาสละเวลาอันมีค่ายิ่งในการดูแล ให้คำปรึกษา รวมถึงทฤษฎีดีๆ ในการดำรงชีวิต รวมทั้งคณาจารย์จากห้องปฏิบัติการวิจัย อิเล็กทรอนิกส์กำลัง จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยทุกท่านที่กรุณาให้คำแนะนำและการสนับสนุนที่ดี ยิ่งตลอดระยะเวลาที่ผ่านมา จึงขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

สุดท้ายนี้หากไม่ได้คำแนะนำและกำลังใจจากครอบครัว และเพื่อนๆ ทั้งหลายที่ข้าพเจ้า มิได้กล่าวถึงมา ณ ที่นี้ ข้าพเจ้าคงไม่อาจเอาชนะอุปสรรคต่างๆ ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ไปได้ และวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คงมีอาจสำเร็จลุล่วง จึงขอขอบคุณมา ณ ที่นี้ด้วย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญภาพ.....	ฎ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	ฏ
บทที่	
1. บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	3
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	4
1.4 ขั้นตอนดำเนินงาน.....	4
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
2. ทฤษฎีและหลักการ.....	6
2.1 การทำงานของวงจรถออินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสความถี่สูงที่ใช้ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตเป็นส่วนหนึ่งของวงจรโหลด.....	6
2.2 มอสเฟต (MOSFET).....	12
2.2.1 ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต.....	13
2.2.2 การขั้มนำมอสเฟตที่ความถี่สูง.....	15
2.2.3 ปฏิกิริยาการถ่วงมิลเลอร์ (Miller Effect).....	17
2.2.4 ผลจากปฏิกิริยาการถ่วงมิลเลอร์ที่ส่งผลกระทบต่ออินเวอร์เตอร์ความถี่สูง.....	20

บทที่	หน้า
2.3	21
2.4	24
3. พฤติกรรมของตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต ปฏิกิริยาการถล่มและแนวทางในการออกแบบวงจรขับนำสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง	25
3.1	25
3.1.1	25
3.1.2	27
3.2	30
3.2.1	30
3.2.2	36
3.3	36
3.4	40
3.5	42
4. การจำลองการทำงานและผลการทดลอง	46
4.1	46
4.1.1	49
4.1.2	54
4.1.3	59
4.2	64
4.2.1	66
4.2.2	70

บทที่	หน้า
4.2.3 ผลการทดลองของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดัน $v_{sig(p)}$	74
5. บทสรุปและข้อเสนอแนะ	80
5.1 สรุปผลการวิจัย	80
5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัย	81
รายการอ้างอิง	82
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์	85

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า	
4.1	look-up table ของค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน.....	47
4.2	ค่าแรงดัน $v_{DS(p)}$ ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน	49
4.3	ผลการจำลองการทำงานที่แรงดัน $v_{DS(p)}$ ค่าต่างๆ	49
4.4	ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{G1} และ L_{G2} ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน.....	54
4.5	ผลการจำลองการทำงานที่ L_{G1} และ L_{G2} ค่าต่างๆ	54
4.6	ค่าแรงดัน $v_{Sig(p)1}$ และ $v_{Sig(p)2}$ ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน	59
4.7	ผลการจำลองการทำงานที่แรงดัน $v_{Sig(p)1}$ และ $v_{Sig(p)2}$ ค่าต่างๆ	59
4.8	ผลการทดลองที่แรงดัน $v_{DS(p)}$ ค่าต่างๆ	66
4.9	ผลการทดลองที่ L_{G1} และ L_{G2} ค่าต่างๆ	73
4.10	ผลการทดลองที่แรงดัน $v_{Sig(p)}$ ค่าต่างๆ	75

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์ไวงาน	2
2.1 วงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตสร้างสภาวะเรโซแนนซ์กับตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด.....	7
2.2 รูปลักษณะของวงจรในแต่ละช่วงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	10
2.3 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่จุดต่างๆ ที่ได้จากการจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสความถี่สูง.....	11
2.4 สัญลักษณ์และแบบจำลองของมอสเฟตชนิด n-channel ในโปรแกรม PSpice	12
2.5 รูปคลื่นการจำลองขั้วนำมอสเฟตด้วยสัญญาณขั้วนำรูปคลื่นสี่เหลี่ยม.....	12
2.6 ค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต IRF830 ผลิตโดยบริษัท International Rectifier.....	14
2.7 แบบจำลองที่ใช้พิจารณาผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์และตัวเก็บประจุมิลเลอร์.....	17
2.8 แบบจำลองของมอสเฟตแสดงตัวเก็บประจุ C_{GD} ในรูปของตัวเก็บประจุมิลเลอร์.....	18
2.9 ผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ที่ทำให้แรงดัน v_{GS} ไม่สามารถลดลงได้อย่างรวดเร็ว ..	20
2.10 (a) แบบจำลองของมอสเฟตที่ใช้วงจรขั้วนำแบบเรโซแนนซ์อนุกรม	22
(b) รูปลักษณะของวงจรขั้วนำแบบเรโซแนนซ์ เมื่อกำหนดให้ C_G มีค่าคงที่	22
3.1 สัญญาณขั้วนำแบบอุดมคติและแบบไม่เป็นอุดมคติ.....	25
3.2 สเปกตรัมของสัญญาณขั้วนำรูปคลื่นสี่เหลี่ยม.....	25
(a) อุดมคติ	25
(b) ไม่อุดมคติ	26
3.3 รูปคลื่นของ v_{GS} และ i_G ที่มีผลของฮาร์มอนิกที่ 2 จากสัญญาณขั้วนำ.....	27
3.4 วงจรสมมูลด้านเข้าของมอสเฟต.....	27
3.5 ผลตอบสนองของความถี่ของ Z_G , Y_G และ G_{VG} ตามสมการ (3.1), (3.2) และ (3.3)	29
3.6 ค่า f_{G0} และ ω_{Gn} ที่ได้จากการคำนวณ กรณี C_{iss} มีค่าไม่คงที่.....	30

ภาพที่	หน้า
3.7 ค่า Q_{GS} และ G_v ที่ได้จากการคำนวณ กรณี C_{iss} มีค่าไม่คงที่.....	30
3.8 ค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต IRF830 จาก datasheet [20]	32
3.9 ค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต IRF830 จากการวัดจริง.....	32
3.10 ค่า C_{DS} ที่ได้จากการวัดเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.10)	33
3.11 ค่า C_{GD} ที่ได้จากการวัดเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.11)	34
3.12 ผลการวัดค่า C_{iss} ของมอสเฟต IRF830 กรณีลัดวงจรระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์ส ($v_{DS} = 0$) และค่าตัวเก็บประจุ C_{GD} ที่คำนวณได้จากค่า C_{iss} ดังกล่าว	35
3.13 ค่า C_{GD} ของมอสเฟตทั้งสองในแต่ละช่วงการทำงานของวงจรถืออินเวอร์เตอร์ เรโซแนนซ์แหล่งกระแสความถี่สูงที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์	36
3.14 ทิศทางการไหลของกระแส i_{GD} ที่เป็นผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ในช่วงเวลาที่ มอสเฟตหยุดนำกระแส.....	38
3.15 รูปคลื่นที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ที่ใช้ แบบจำลองมอสเฟตในโปรแกรม PSpice ที่กำหนดให้ C_{GD} มีค่าคงที่.....	38
3.16 รูปคลื่นของ v_{GS1} , v_{DS1} และ i_{GD} เมื่อ C_{GD} แปรตามแรงดัน และ i_{GD} เมื่อ C_{GD} มี ค่าคงที่.....	39
3.17 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองพฤติกรรมของตัวเก็บประจุที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตาม แรงดันในโปรแกรม PSpice	40
3.18 แบบจำลองมอสเฟตในโปรแกรม PSpice ที่มีค่า C_{GD} เปลี่ยนแปลงตามแรงดัน	41
3.19 รูปคลื่นของ C_{iss} ที่ได้จากการคำนวณในแต่ละช่วงการทำงานของอินเวอร์เตอร์.....	42
4.1 วงจรถืออินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice..	46
4.2 ผลการจำลองการทำงาน ที่แรงดัน $v_{DS(p)} = 100$ V	50
4.3 ผลการจำลองการทำงาน ที่แรงดัน $v_{DS(p)} = 150$ V	51
4.4 ผลการจำลองการทำงาน ที่แรงดัน $v_{DS(p)} = 200$ V	52

ภาพที่	หน้า
4.5 ผลการจำลองการทำงาน กรณี $L_{G1} = L_{G2} = 100$ nH	55
4.6 ผลการจำลองการทำงาน กรณี $L_{G1} = L_{G2} = 120$ nH	56
4.7 ผลการจำลองการทำงาน กรณี $L_{G1} = L_{G2} = 177$ nH	57
4.8 เฟสของแรงดัน v_{Sig} , v_{GS} และกระแส i_G	58
4.9 ผลการจำลองการทำงานของวงจร กรณี $v_{Sig(p)1} = v_{Sig(p)2} = 7$ V	60
4.10 ผลการจำลองการทำงานของวงจร กรณี $v_{Sig(p)1} = v_{Sig(p)2} = 8$ V	61
4.11 ผลการจำลองการทำงานของวงจร กรณี $v_{Sig(p)1} = v_{Sig(p)2} = 10$ V	62
4.12 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้วงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์ที่ใช้ ทดลอง	64
4.13 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสจากการทดลอง กรณีมีการเปลี่ยนแปลงค่า $v_{DS(p)}$	67
4.14 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่คำนวณจากผลการทดลองในรูปที่ 4.13 กรณีมีการ แปรค่าแรงดัน $v_{DS(p)}$	69
4.15 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสจากการทดลอง กรณีแปรค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{G1} และ L_{G2}	71
4.16 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่คำนวณจากผลการทดลองในรูปที่ 4.15 กรณีแปร ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{G1} และ L_{G2}	73
4.17 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสจากการทดลอง กรณีแปรค่าแรงดัน $v_{sig(p)1}$ และ $v_{sig(p)2}$	76
4.18 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่คำนวณจากผลการทดลองในรูปที่ 4.17 กรณีแปร ค่าแรงดัน $v_{Sig1(p)}$ และ $v_{Sig2(p)}$	78

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

I_{DC}	คือ กระแสจากแหล่งจ่ายไฟตรงด้านเข้าของวงจรรินเวอร์เตอร์
i_G	คือ กระแสผ่านขั้วเกตของมอสเฟต
i_D	คือ กระแสผ่านขั้วเดรนของมอสเฟต
i_{CH}	คือ กระแสผ่านช่องนำกระแสของมอสเฟต
i_B	คือ กระแสผ่าน Bulk ของมอสเฟต
i_{GD}	คือ กระแสผ่านขั้วเกตไปยังขั้วเดรนของมอสเฟต
i_{GS}	คือ กระแสผ่านขั้วเกตไปยังขั้วซอร์สของมอสเฟต
i_{OUT}	คือ กระแสด้านออกของวงจรรินเวอร์เตอร์
v_{OUT}	คือ แรงดันออกของวงจรรินเวอร์เตอร์
v_{SIG}	คือ แรงดันของวงจรรีบนำ
v_{GS}	คือ แรงดันระหว่างขั้วเกตและขั้วซอร์สของมอสเฟต
v_{GD}	คือ แรงดันระหว่างขั้วเกตและขั้วเดรนของมอสเฟต
v_{DS}	คือ แรงดันระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์สของมอสเฟต
V_{DC}	คือ แรงดันไฟตรงด้านเข้าของวงจรรินเวอร์เตอร์
V_{th}	คือ แรงดันขีดเริ่มด้านเข้าของมอสเฟต
C_{GS}	คือ ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตระหว่างขั้วเกตและขั้วซอร์สของมอสเฟต
C_{GD}	คือ ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตระหว่างขั้วเกตและขั้วเดรนของมอสเฟต
C_{DS}	คือ ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์สของมอสเฟต
C_{OSS}	คือ ตัวเก็บประจุแฝงด้านออกของมอสเฟต
C_{ISS}	คือ ตัวเก็บประจุแฝงด้านเข้าของมอสเฟต
C_{RSS}	คือ ตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขั้วเดรนและขั้วเกตของมอสเฟต
Q_{Gs}	คือ ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรถูกเกต
PB_{DS}	คือ ค่าแรงดันของรอยต่อ Bulk ของมอสเฟต สำหรับ C_{DS}
PB_{GD}	คือ ค่าแรงดันของรอยต่อ Bulk ของมอสเฟต สำหรับ C_{GD}
MJ_{DS}	คือ ค่า Bulk bottom grading coefficient ของมอสเฟต สำหรับ C_{DS}
MJ_{GD}	คือ ค่า Bulk bottom grading coefficient ของมอสเฟต สำหรับ C_{GD}
E_{Gate}	คือ ค่าพลังงานที่เกิดขึ้นที่วงจรถูกเกต
P_{Gate}	คือ ค่ากำลังการสูญเสียที่วงจรถูกเกต

P_{MOS}	คือ ค่ากำลังการสูญเสียที่มอสเฟต
L	คือ ค่าความเหนี่ยวนำที่วงจรโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
T_S	คือ $1/f$ หรือคาบการสวิตช์
Z_{G0}	คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของวงจรขับนำ
ω_S	คือ ความถี่การสวิตช์เชิงมุม
ω_{G0}	คือ ความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุมของวงจรขับนำ
ω_{Gn}	คือ ความถี่ปัทธานของวงจรขับนำ
f_S	คือ ความถี่การสวิตช์
f_{Gr}	คือ ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรขับนำ
f_{Gn}	คือ ความถี่ปัทธานของวงจรขับนำ

บทที่ 1

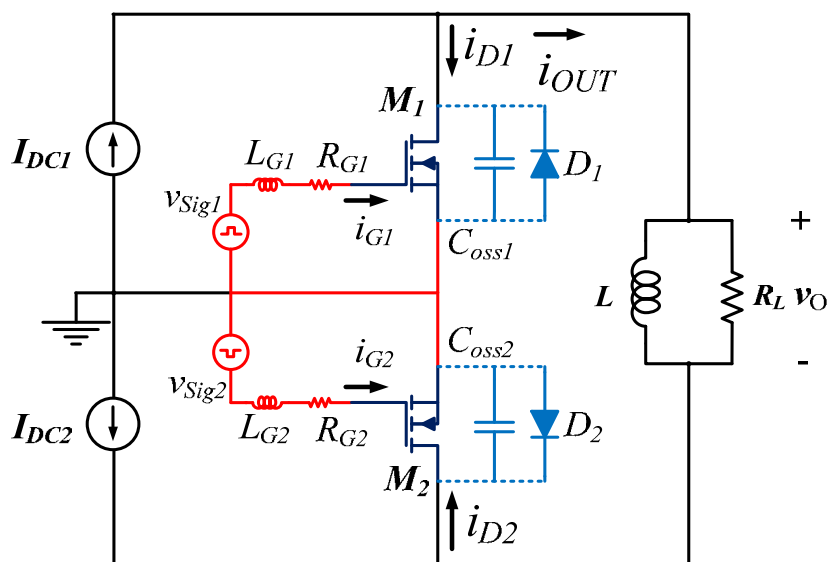
บทนำ

1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย

ความต้องการอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงในยานเมกกะเฮิรตซ์สำหรับประยุกต์ใช้ในงานด้านต่างๆ มีเพิ่มมากขึ้นในปัจจุบัน เช่น อุปกรณ์ผ่าตัด (Electrosurgical Generator) [1], [2] บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ [3], [4] การเพิ่มคุณภาพโลหะด้วยความร้อน (Metal Heat Treatment) [5] และอุปกรณ์กำเนิดพลาสมา (Plasma Generator) [6] เป็นต้น เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงมีข้อดีหลายประการ อาทิ ความหนาแน่นของกำลังงานค่าสูง อีกทั้งอุปกรณ์ที่ต้องใช้ในวงจรมีขนาดเล็ก โดยเฉพาะหม้อแปลงที่ใช้แยกโดดทางไฟฟ้า (Galvanic Isolation) [7] ที่มักมีขนาดใหญ่

การพัฒนาอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงมีประเด็นสำคัญที่จะต้องคำนึงถึง คือความเค้นและกำลังสูญเสียของสวิตช์ เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของมอสเฟตที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ไวงาน จึงจำเป็นต้องใช้วิธีการสวิตช์แบบเรโซแนนซ์เพื่อลดความเค้นและกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ สวิตช์เรโซแนนซ์สามารถจำแนกได้ 2 แบบคือ แบบที่สวิตช์ที่กระแสศูนย์ (Zero-Current Switching, ZCS) ที่หยุดชับนำสวิตช์หลังจากกระแสผ่านสวิตช์ลดลงเป็นศูนย์ และ แบบที่สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero-Voltage Switching, ZVS) ที่เริ่มชับนำสวิตช์หลังจากแรงดันคร่อมสวิตช์ลดลงเป็นศูนย์ การชับนำให้มอสเฟตทำงานที่ความถี่สูง ค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตเป็นปัจจัยสำคัญที่จะต้องพิจารณา สวิตช์แบบเรโซแนนซ์ที่ใช้วิธีการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (ZVS) มีความเหมาะสมมากกว่าวิธีการสวิตช์ที่กระแสศูนย์ (ZCS) อีกทั้งการใช้วิธีการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์สามารถใช้ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุ ทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ของวงจรโหลดแทนการต่อตัวเก็บประจุจากภายนอก [8] อย่างไรก็ตามโครงสร้างและการทำงานของวงจรภาคกำลังจะมีผลต่อวงจรชับนำ เช่น ปัญหาการแยกโดดชั่วคราวของวงจรชับนำ สวิตช์ไวงานสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีโครงสร้างกึ่งวงจรบริดจ์ที่ใช้แหล่งแรงดันเช่น อินเวอร์เตอร์คลาสดี (Class-D Inverter) และอินเวอร์เตอร์คลาสดีอี (Class-DE Inverter) [9] เป็นต้น ดังนั้นการเลือกใช้อินเวอร์เตอร์ที่มีชั่วคราวของวงจรชับนำเพียงจุดเดียวเช่นวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสในรูปที่ 1.1 สามารถหลีกเลี่ยงปัญหาที่เกิดจากการแยกโดดที่ความถี่สูง

จึงมีความเหมาะสมสำหรับการทำงานที่ความถี่สูง และสามารถใช่วิธีการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (ZVS) เพื่อลดกำลังสูญเสียในช่วงที่มอสเฟตเริ่มนำกระแส อีกทั้งไม่จำเป็นต้องแยกโดดวงจรขับนำมอสเฟตทั้งสองของกิ่งวงจรบริดจ์



รูปที่ 1.1 อินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์ไวงาน

ปัญหาสำคัญอีกประการหนึ่งคือการขับนำมอสเฟตซึ่งทำงานที่ความถี่สูง การขับนำมอสเฟตให้ทำงานที่ความถี่สูงจำเป็นต้องทำให้แรงดัน V_{GS} เปลี่ยนแปลงรวดเร็วเพียงพอสำหรับการทำงานในแต่ละความถี่ทั้งในช่วงขับนำและหยุดขับนำมอสเฟต การเพิ่มอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{GS} ของวงจรขับนำโดยทั่วไปทำโดยลดค่า R_G และตัวเหนี่ยวนำแฝงในวงจรขับนำ เพื่อเพิ่มขนาดของกระแส i_G ที่ใช้ในการประจุและคายประจุตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต ดังนั้นขนาดต่ำสุดของตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของวงจรขับนำจึงเป็นตัวกำหนดขีดจำกัดของความเร็วในการทำงานของมอสเฟต [10] อย่างไรก็ตามค่าต่ำสุดของ R_G จะถูกจำกัดด้วยการแกว่งของกระแสและแรงดันของวงจรขับนำที่เป็นผลจากการเพิ่มขึ้นของค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor, Q) ของวงจรขับนำเมื่อลดค่าความต้านทานของวงจรขับนำ ซึ่งจะมีผลทำให้จังหวะการขับนำผิดพลาด ส่วนค่าต่ำสุดของตัวเหนี่ยวนำแฝงในวงจรขับนำจะขึ้นอยู่กับ การออกแบบสายนำสัญญาณ (หรือลวดลายวงจร) อีกทั้งค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตระหว่างขั้วเดรนและขั้วเกต C_{GD} ที่เป็นสาเหตุ

ของการเกิดปรากฏการณ์มิลเลอร์ [11] ทำให้มอสเฟตเกิดภาวะนำกระแสช้า ซึ่งเป็นปัญหาสำคัญที่จะต้องพิจารณาสำหรับการออกแบบวงจรขั้วนำมอสเฟตที่ความถี่สูง

การใช้วงจรขั้วนำแบบเรโซแนนซ์ในการขั้วนำมอสเฟตที่ความถี่สูงมีข้อได้เปรียบหลายประการเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้วิธีการขั้วนำที่มองวงจรขั้วนำเป็นวงจร RC เช่น ข้อจำกัดของขอบขาขึ้นและขอบขาลงของสัญญาณขั้วนำรูปคลื่นสี่เหลี่ยมในย่านความถี่สูง ปัญหาการแกว่ง (ringing) ของกระแสและแรงดันของวงจรขั้วนำซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงของสายนำสัญญาณ (หรือสายวงจร) L_G และตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต ซึ่งอาจส่งผลให้จังหวะการทำงานของอินเวอร์เตอร์ผิดพลาด การขั้วนำแบบเรโซแนนซ์ใช้ปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำแฝงที่วงจรเกต L_G กับตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต C_{iss} ที่ได้รับการออกแบบให้มีจังหวะที่เหมาะสมในการขั้วนำมอสเฟตให้มีจังหวะการทำงานที่ต้องการ อีกทั้งยังสามารถออกแบบให้วงจรขั้วนำมีกำลังสูญเสียค่าต่ำกว่าการขั้วนำด้วยวงจรขั้วนำแบบ RC [12] นอกจากนี้ยังสามารถสร้างแรงดันค่าลบในการขั้วนำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสเพื่อลดผลกระทบจากปรากฏการณ์มิลเลอร์โดยไม่ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟตรงค่าลบ อย่างไรก็ตามค่าอุปกรณ์ของวงจรขั้วนำที่จะทำให้เกิดภาวะเรโซแนนซ์ที่เหมาะสมสำหรับขั้วนำมอสเฟตจำเป็นต้องได้รับการออกแบบที่เหมาะสม เพื่อให้สามารถขั้วนำมอสเฟตของวงจรภาคกำลังได้อย่างมีประสิทธิภาพ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาแนวทางในการขั้วนำมอสเฟตที่ความถี่สูงโดยใช้ปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต หาแนวทางในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรขั้วนำที่มีผลการป้อนกลับผ่านตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต (Miller Effect) และศึกษาแนวทางในการออกแบบวงจรขั้วนำมอสเฟตที่เหมาะสมสำหรับอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

1.2 วัตถุประสงค์

1. ศึกษาแนวทางในการขั้วนำมอสเฟตที่ความถี่สูงโดยใช้ปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต
2. ศึกษาแนวทางวิเคราะห์การทำงานของวงจรขั้วนำที่มีผลการป้อนกลับผ่านตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต (Miller Effect) ซึ่งส่งผลต่อจังหวะการทำงานของอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสความถี่สูง

3. ศึกษาแนวทางในการออกแบบวงจรขั้วนำมอสเฟตที่เหมาะสมสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสความถี่สูง โดยคำนึงถึงผลการป้อนกลับผ่านตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต (Miller Effect)
4. กำหนดเกณฑ์เพื่อการออกแบบ พร้อมทั้งออกแบบและสร้างวงจรขั้วนำมอสเฟตที่เหมาะสมสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสความถี่สูง

1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1. ศึกษาแนวทางในการขั้วนำมอสเฟต โดยใช้ปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำของวงจรขั้วนำร่วมกับตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต เพื่อขั้วนำมอสเฟตที่ทำงานในย่านความถี่สูง
2. ศึกษาแนวทางการวิเคราะห์ห้วงวงจรขั้วนำที่ใช้ปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำของวงจรขั้วนำร่วมกับตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต โดยคำนึงถึงผลการป้อนกลับผ่าน C_{GD} หรือปรากฏการณ์มิลเลอร์
3. หาแนวทางในการออกแบบวงจรขั้วนำสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสความถี่สูง โดยใช้ปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำของวงจรขั้วนำร่วมกับตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต
4. กำหนดเกณฑ์การออกแบบ ออกแบบและสร้างวงจรขั้วนำที่เหมาะสมสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสความถี่สูง

1.4 ขั้นตอนดำเนินงาน

1. ศึกษาการทำงานและปัญหาของวงจรขั้วนำแบบเรโซแนนซ์สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแส
2. หาแนวทางในการแก้ไขปัญหาจากเนื่องจากผลของตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต โดยใช้การวิเคราะห์การทำงานเพื่อออกแบบวงจรขั้วนำที่เหมาะสมในการขั้วนำวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสความถี่สูง

3. กำหนดเกณฑ์เพื่อการออกแบบวงจรขับนำที่เหมาะสมสำหรับการขับนำวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสความถี่สูง
4. ออกแบบและสร้างวงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์เพื่อตรวจสอบเกณฑ์การออกแบบ
5. เปรียบเทียบผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองของวงจรที่สร้างขึ้น
6. ประเมินและสรุปผลการทดลอง
7. เขียนวิทยานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ตระหนักถึงผลของตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตที่กระทบต่อการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง
2. ทราบแนวทางการใช้ประโยชน์จากตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ หากวงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูง
3. ได้เกณฑ์การออกแบบวงจรขับนำที่ใช้ปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำของวงจรขับนำร่วมกับตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตที่เหมาะสมสำหรับอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง
4. สามารถนำทฤษฎีต่างๆ ที่พัฒนาขึ้นไปใช้พัฒนาอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงสำหรับประยุกต์ใช้งานในอุตสาหกรรม

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

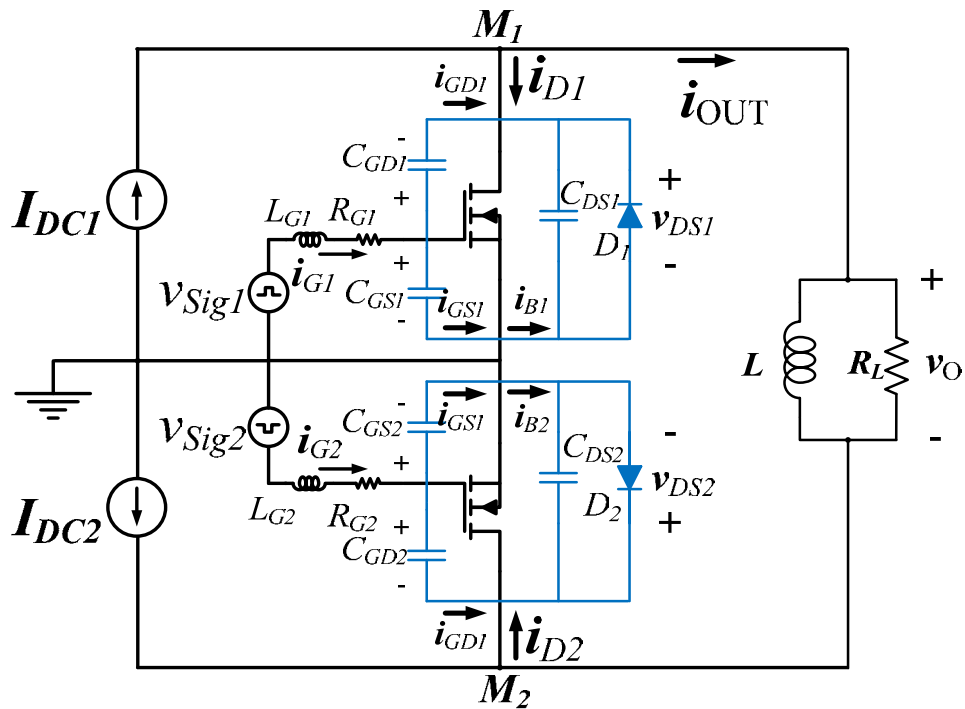
บทนำ

แม้อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงจะมีข้อดีหลายประการ อาทิ ความหนาแน่นของกำลังงานค่าสูง อุปกรณ์ที่ใช้มีขนาดเล็ก และไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ระบายความร้อนขนาดใหญ่ อย่างไรก็ตาม อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงมีอุปสรรคสำคัญที่เป็นตัวจำกัดความถี่ในการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ มีงานวิจัยจำนวนมากทำการศึกษาค้นคว้าเพื่อลดผลกระทบเนื่องจากปัญหาต่างๆ ที่เป็นอุปสรรคต่อการทำงานที่ความถี่สูงซึ่งจำเป็นต้องศึกษาพฤติกรรมในแต่ละช่วงเวลาการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ รวมถึงส่วนประกอบภายในของมอสเฟตที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ไวงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้สามารถวิเคราะห์หาแนวทางในการแก้ไขปัญหาในการทำงานที่ความถี่สูงได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงการทำงานของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสความถี่สูงที่ใช้ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตเป็นส่วนหนึ่งของวงจรขับนำและวงจรโหลด ที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ (ZVS) อุปสรรคในการขับนำมอสเฟตที่เป็นสวิตช์ไวงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ พฤติกรรมของตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตที่เป็นสาเหตุของปรากฏการณ์มิลเลอร์ (Miller Effect) ที่ส่งผลกระทบต่อการใช้วงจรถูกขับนำแบบเรโซแนนซ์ที่เหมาะสมกับการขับนำวงจรอินเวอร์เตอร์มากกว่าการใช้วิธีขับนำด้วยสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม รวมถึงอุปสรรคในการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์

2.1 การทำงานของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสความถี่สูงที่ใช้ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตเป็นส่วนหนึ่งของวงจรโหลด

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสความถี่สูงที่ใช้ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตสร้างภาวะเรโซแนนซ์กับตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดแสดงดังรูปที่ 2.1 เมื่อความถี่การทำงานมีค่าสูงเพียงพอ จะสามารถใช้ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตแทนการต่อตัวเก็บประจุจากภายนอกเพื่อสร้างภาวะเรโซแนนซ์กับตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดได้ หากออกแบบอย่างเหมาะสม [13]



รูปที่ 2.1 วงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตสร้างภาวะ
เรโซแนนซ์กับตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด

รูปลักษณะของวงจรในแต่ละช่วงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตสร้างภาวะเรโซแนนซ์กับตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดแสดงดังรูปที่ 2.2 รูปคลื่นของสัญญาณในแต่ละช่วงการทำงานแสดงดังรูปที่ 2.3

การอธิบายการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์จะนิยามทิศทางของแรงดันและกระแสดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยนิยามให้ทิศทางของกระแสค่าบวกจากแหล่งจ่ายไฟตรงด้านเข้า I_{DC1} และ I_{DC2} ไหลเข้าขั้วเดรนของมอสเฟต M_1 และ M_2 ตามลำดับ แรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ v_O ด้านที่ต่อกับขั้วเดรนของมอสเฟต M_1 มีค่าบวกเมื่อเทียบกับขั้วที่ต่อกับขั้วเดรนของมอสเฟต M_2 กระแสออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ (i_{OUT}) ซึ่งเป็นกระแสที่ไหลเข้าวงจรโหลดมีค่าบวกในกรณีไหลจากขั้วเดรนของมอสเฟต M_1 ไปยังขั้วเดรนของมอสเฟต M_2 ค่ากระแสเดรนของมอสเฟต M_1 (i_{D1}) เป็นผลต่างของกระแส I_{DC1} และ i_{OUT} ส่วนกระแสเดรนของมอสเฟต M_2 (i_{D2}) เป็นผลบวกของกระแส I_{DC2} และ i_{OUT} พฤติกรรมของวงจรในแต่ละช่วงช่วงเวลาครึ่งคาบการสวิตช์มีลักษณะดังต่อไปนี้

ช่วงที่ 1: $t_0 < t \leq t_1$ มอสเฟต M_1 เริ่มหยุดนำกระแส M_2 คายประจุ

ก่อนเวลา t_0 มอสเฟต M_1 มีแรงดัน $v_{GS1} > V_{th}$ ทำให้มอสเฟต M_1 อยู่ในภาวะนำกระแส กระแส i_{D1} ไหลผ่านช่องนำกระแสของมอสเฟต M_1 แรงดันออก v_O มีค่าลบ มอสเฟต M_2 อยู่ในภาวะหยุดนำกระแส กระแส i_{D2} มีค่าลบโดยไม่ไหลผ่านช่องนำกระแสของมอสเฟต M_2 ช่วงเวลานี้เป็นช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุแฝง C_{oss2} คายประจุเนื่องจากการเกิดภาวะเรโซแนนซ์กับตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด L ที่เวลา t_0 สัญญาณขับนำ v_{GI} มีค่าประมาณเท่ากับ V_{th} มอสเฟต M_1 เริ่มเปลี่ยนสถานะจากนำกระแสเป็นหยุดนำกระแส และเกิดการคายประจุที่ตัวเก็บประจุแฝง C_{GS1} และ C_{GD1} กระแส i_{GI} มีค่าลบ แรงดัน v_{GS1} มีค่าลดลง โดยมอสเฟต M_1 ทำงานในภาวะกระแสอิ่มตัว (saturation) ที่กระแส i_{D1} มีค่าขึ้นกับ v_{GS1} ช่วงเวลานี้สิ้นสุดที่เวลา t_1 เมื่อแรงดัน $v_{GS1} < V_{th}$ ทำให้มอสเฟต M_1 หยุดนำกระแส

ช่วงที่ 2: $t_1 < t \leq t_2$ มอสเฟต M_1 หยุดนำกระแสและเริ่มถูกประจุ มอสเฟต M_2 คายประจุ

ในช่วงเวลานี้มอสเฟต M_1 ยังคงคายประจุที่ขั้วเกตอย่างต่อเนื่อง แรงดัน v_{GS1} ที่มีค่าลดลงส่งผลให้กระแส i_{GS1} มีค่าลบ กระแส i_{D1} ที่มีค่าบวกส่งผลให้ตัวเก็บประจุ C_{oss1} ถูกประจุ ทำให้แรงดัน v_{DS1} มีค่าเพิ่มขึ้น โดยกระแส i_{D1} จะไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{GD1} และ i_{B1} ที่เป็นลบจะไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{DS1} เมื่อแรงดัน v_{DS1} เพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีขนาดมากกว่าแรงดัน v_{DS2} แรงดัน v_O จะกลับทิศจากค่าลบเป็นค่าบวก

ระหว่างช่วงเวลาที่กระแส i_{OUT} มีค่ามากกว่ากระแส i_{DC2} กระแส i_{D2} ที่มีค่าลบจะยังคงทำให้ตัวเก็บประจุ C_{oss2} คายประจุอย่างต่อเนื่อง และจะสิ้นสุดลงเมื่อแรงดัน v_{DS2} มีค่าลดลงเป็นศูนย์และมีค่าลบเล็กน้อย ทำให้กระแส i_{D2} ไหลผ่านไดโอด D_1 หรือกระแส i_{OUT} มีค่าลดลงต่ำกว่ากระแส i_{DC2} ทำให้กระแส i_{D2} กลับทิศและมีค่าบวก ช่วงเวลานี้สิ้นสุดลงเมื่อ แรงดัน v_{GS2} เพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีค่าประมาณเท่ากับ V_{th} ทำให้มอสเฟต M_2 เริ่มนำกระแส เพื่อให้มอสเฟต M_2 เริ่มนำกระแสที่แรงดันศูนย์ กระแส i_{OUT} ควรจะมีขนาดและเวลาสั้นหลังแรงดัน v_O มากเพียงพอที่จะทำให้แรงดัน v_{DS2} เปลี่ยนทิศทางได้โดยสมบูรณ์ และสัญญาณขับนำจำเป็นจะต้องมีช่วงเวลาที่ไม่นำมอสเฟตทั้งสอง (dead time) ที่เหมาะสมเพื่อให้การขับนำมอสเฟต M_2 เริ่มขึ้นภายหลังแรงดัน v_{DS2} เปลี่ยนทิศ และเกิดขึ้นก่อนที่แรงดัน v_{DS2} กลับทิศเป็นบวกอีกครั้ง

ช่วงที่ 3: $t_2 < t \leq t_3$ มอสเฟต M_1 ถูกประจุ มอสเฟต M_2 เริ่มนำกระแส

ในช่วงเวลานี้กระแส i_{D1} มีค่าบวก โดยไม่มีกระแสไหลผ่านช่องนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_{oss1} ถูกประจุ ทำให้แรงดัน v_{DS1} มีค่าเพิ่มขึ้น การประจุดังกล่าวเกิดจากการเกิดภาวะเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำของวงจรถอด (L) กับตัวเก็บประจุแฝง C_{oss1} ช่วงเวลานี้แรงดัน v_{GS2} มีค่าบวก ส่งผลให้กระแส i_{G2} ที่มีค่าบวกทำให้เกิดการประจุตัวเก็บประจุแฝงด้านเข้า กระแส i_{G2} จะไหลผ่านไปประจุ C_{GS2} และ C_{GD2} เนื่องจากแรงดัน v_{GS2} มีค่าเพิ่มขึ้น กระแส i_{GD2} ที่มีค่าลบจะไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{GD2} ซึ่งเกิดการคายประจุ ทำให้แรงดัน v_{DG2} มีค่าลดลงและกลับทิศ ในกรณีที่กระแส i_{D2} มีค่าไม่เพียงพอที่จะทำให้แรงดัน v_{DS2} กลับทิศก่อนที่จะเริ่มขับนำให้มอสเฟต M_2 นำกระแส ค่ากระแส i_{D2} ที่ยังคงมีค่าลบจะทำให้ตัวเก็บประจุ C_{oss2} เกิดการคายประจุ ทำให้แรงดัน v_{DS2} มีค่าลดลงเป็นศูนย์จากการใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ (ZVS) ผลเนื่องจากการลดลงเป็นศูนย์ของแรงดัน v_{DS2} ทำให้กำลังสูญเสียจากการสวิตช์ในการขับนำให้มอสเฟตนำกระแส (turn-on loss) มีค่าไม่สูงมากนัก ช่วงเวลานี้สิ้นสุดที่เวลา t_3 เมื่อแรงดัน v_{GS2} มีค่าเพิ่มขึ้นจนมีค่าประมาณเท่ากับ V_{th} ซึ่งเป็นเวลาที่กระแส i_{D2} เริ่มไหลผ่านช่องนำกระแสของมอสเฟต M_2

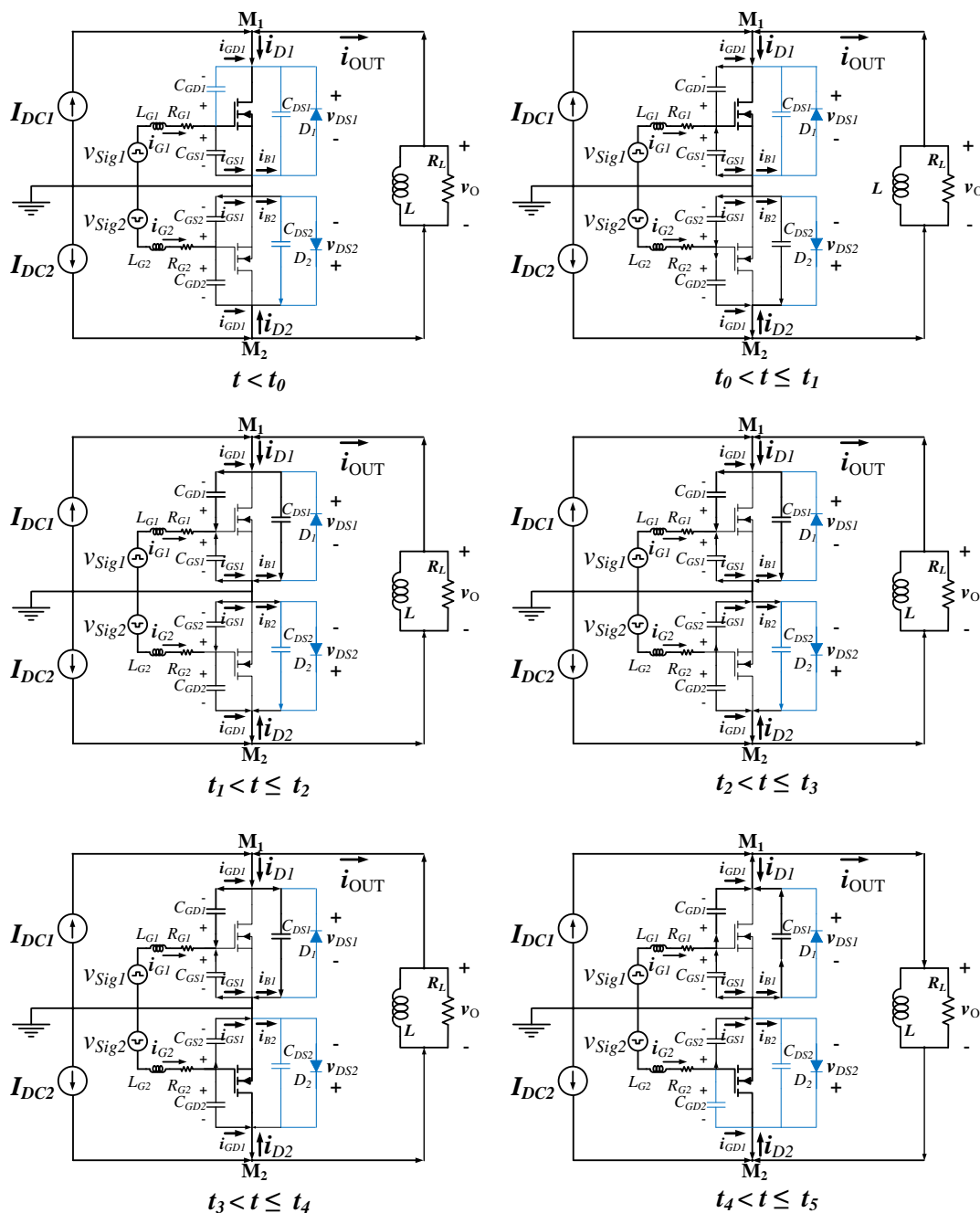
ช่วงที่ 4: $t_3 < t \leq t_4$ มอสเฟต M_1 ถูกประจุ มอสเฟต M_2 นำกระแส

ในช่วงเวลานี้ กระแส i_{G2} มีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากแรงดัน v_{GS2} มีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีค่าประมาณเท่ากับ V_{th} กระแส i_{D2} มีค่าลบ จนกระทั่งกระแส i_{DG2} ลดลงเป็นศูนย์ กระแส i_{D2} ทั้งหมดจะไหลผ่านช่องนำกระแส ทำให้การคายประจุของมอสเฟต M_2 เสร็จสิ้น กระแส i_{D1} ทั้งหมดไหลไปประจุตัวเก็บประจุ C_{oss1} ทำให้แรงดัน v_{DS1} มีขนาดเพิ่มขึ้น แรงดัน v_O ซึ่งมีทิศบวกจะมีค่าเท่ากับ v_{DS1} ช่วงเวลานี้สิ้นสุดเมื่อกระแส i_{D1} ลดลงเป็นศูนย์และ v_{DS1} มีค่าสูงสุดที่เวลา t_4

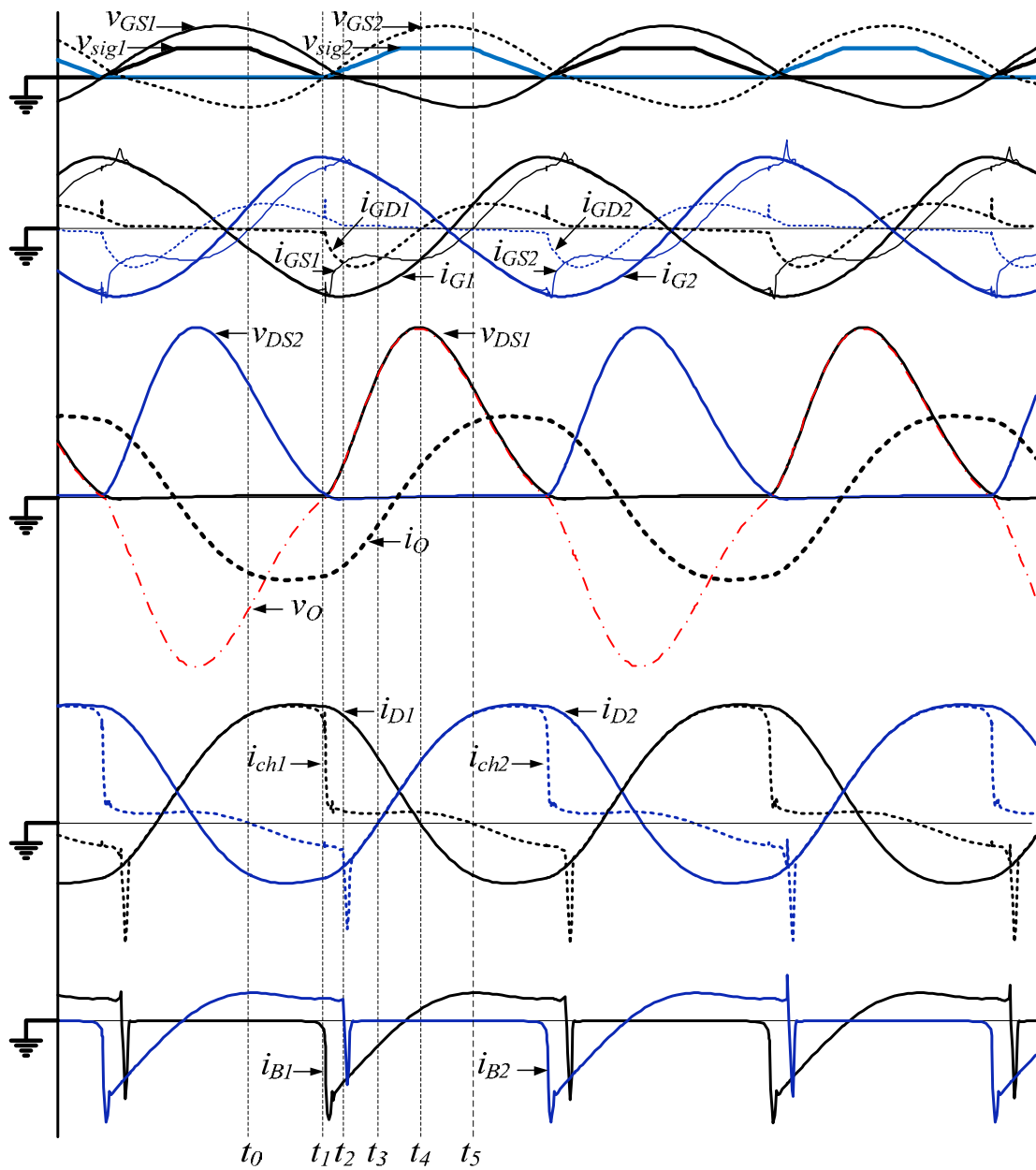
ช่วงที่ 5: $t_4 < t \leq t_5$ มอสเฟต M_1 คายประจุ มอสเฟต M_2 นำกระแส

เมื่อกระแส i_{D1} กลับทิศ ทำให้ตัวเก็บประจุ C_{oss1} คายประจุ กระแสจะไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{oss1} ไปยังวงจรถอด แรงดัน v_{DS1} มีขนาดลดลง ในช่วงเวลานี้มอสเฟต M_2 นำกระแสซึ่งเป็นผลรวมของกระแส i_{DC2} และ i_{OUT} ช่วงเวลานี้สิ้นสุดลงที่เวลา t_5 เมื่อแรงดัน v_{GS2} มีค่าลดลงจนกระทั่งมีค่าประมาณเท่ากับ V_{th} ทำให้มอสเฟต M_2 เริ่มหยุดนำกระแส เวลา t_5 เป็นเวลาครบครึ่งคาบการทำงานของวงจรถอด การทำงานในครึ่งคาบหลังมีลักษณะ 5 ช่วงเช่นเดียวกัน โดย

เวลา t_0 ของครึ่งคาบหลังจะเริ่มที่เวลา t_5 ของครึ่งคาบแรก โดยการทำงานในแต่ละช่วงเวลาจะมีลักษณะเช่นเดียวกันกับการทำงานในครึ่งคาบแรก เพียงสลับการทำงานของมอสเฟตทั้งสองเท่านั้น

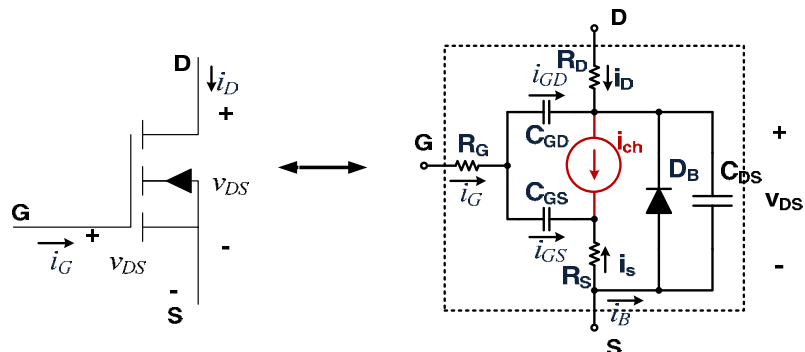


รูปที่ 2.2 รูปลักษณะของวงจรในแต่ละช่วงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.3 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่จุดต่างๆ ที่ได้จากการจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์
แหล่งกระแสความถี่สูง

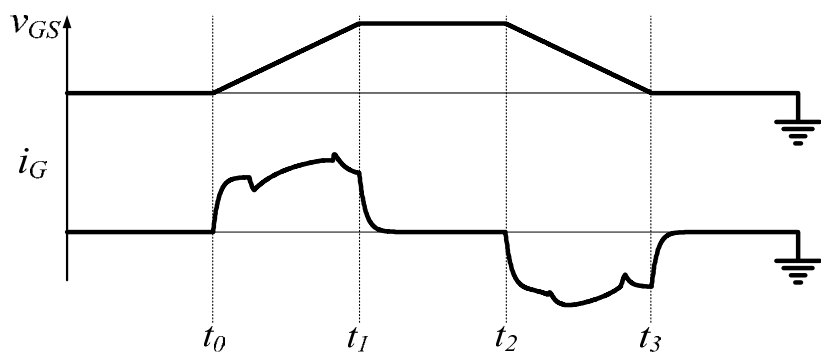
2.2 มอสเฟต (MOSFET)



รูปที่ 2.4 สัญลักษณ์และแบบจำลองของมอสเฟตชนิด n-channel ในโปรแกรม PSpice

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์ที่ใช้แรงดัน v_{GS} ควบคุมการไหลของกระแส i_D โดยใช้การป้อนสนามไฟฟ้าในแนวตั้งฉากกับพื้นผิวของสารกึ่งตัวนำและทิศทางการไหลของกระแส i_G [14] มอสเฟตจะอยู่ในภาวะนำกระแสเมื่อแรงดันตกคร่อมขั้วเดรนและขั้วซอร์ส v_{GS} มีค่าสูงกว่าแรงดันขีดเริ่ม (V_{TH}) และจะมีภาวะหยุดนำกระแสเมื่อแรงดัน v_{GS} มีค่าต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม สัญลักษณ์และแบบจำลองของมอสเฟตชนิด n-channel แสดงดังรูปที่ 2.4

การขับนำมอสเฟตจำเป็นจะต้องจ่ายแรงดัน v_{GS} ที่มีขนาดเหมาะสม เพื่อขับนำให้มอสเฟตเปลี่ยนแปลงสถานะ โดยทั่วไปใช้วิธีการขับนำด้วยสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ในกรณีที่ความถี่มีค่าสูงขึ้น ขอบขาขึ้นและขอบขาลงของสัญญาณแรงดันขับนำจะมีค่ามากขึ้นเมื่อเทียบกับคาบการสวิตช์ ดังในรูปที่ 2.5 การไหลของกระแส i_G จะเกิดขึ้นเฉพาะในช่วงเวลาที่แรงดัน v_{GS} เกิดการเปลี่ยนแปลง เนื่องเกิดการประจุหรือคายประจุของตัวเก็บประจุแผ่นด้านเข้าของมอสเฟต



รูปที่ 2.5 รูปคลื่นการจำลองขับนำมอสเฟตด้วยสัญญาณขับนำรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

2.2.1 ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต

อุปสรรคสำคัญประการหนึ่งในการสวิตช์ที่ความถี่สูงคือค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต ซึ่งเป็นตัวจำกัดความถี่การสวิตช์ของมอสเฟต เนื่องจากจำเป็นจะต้องใช้ปริมาณประจุค่าสูง เพื่อให้การประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตเสร็จสิ้นอย่างรวดเร็วเพียงพอในการทำงานที่ความถี่สูง ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตเพื่อให้ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตที่จะต้องพิจารณาประกอบด้วย C_{GS} , C_{GD} และ C_{DS} [13] ดังแสดงในแบบจำลองของมอสเฟตชนิด n-channel ในรูปที่ 2.4

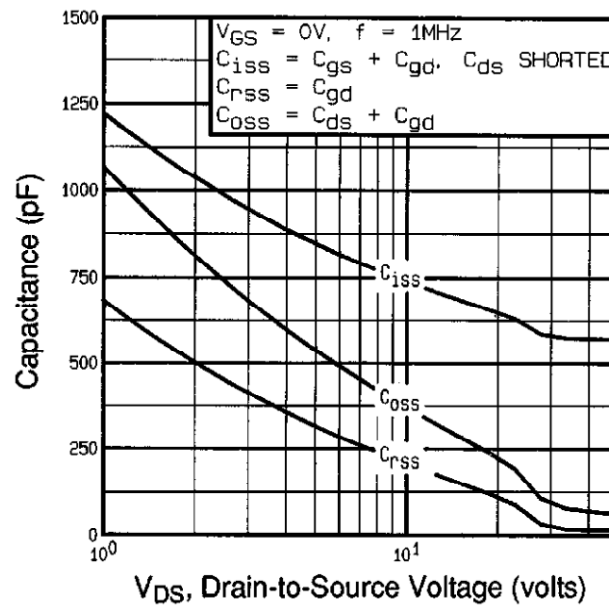
- C_{GS} คือตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขั้วเกตและขั้วซอร์สของมอสเฟต C_{GS} มีค่าประมาณคงที่
- C_{GD} คือตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขั้วเกตและขั้วเดรนของมอสเฟต C_{GD} มีค่าแปรตามแรงดันคร่อมมอสเฟต v_{DS} โดยมีค่าประมาณตามสมการ (2.1)

$$C_{GD} \approx \frac{C_{GD0}}{1 + K_1 \sqrt{v_{DS}}} \quad (2.1)$$

- C_{DS} คือตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์สของมอสเฟต C_{DS} มีค่าไม่เป็นเชิงเส้นเช่นเดียวกับ C_{GD} โดยมีค่าประมาณตามสมการ (2.2)

$$C_{DS} \approx \frac{C_{DS0}}{K_2 \sqrt{v_{DS}}} \quad (2.2)$$

จากสมการที่ (2.1) และ (2.2) จะเห็นได้ว่าตัวเก็บประจุ C_{DS} และ C_{GD} มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน ซึ่งเป็นผลจากเปลี่ยนแปลงของชั้นสารกึ่งตัวนำภายในมอสเฟต ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันที่แสดงใน datasheet แสดงดังรูปที่ 2.6 โดยมีค่าตัวเก็บประจุแฝง 3 ค่า คือ C_{iss} , C_{oss} , C_{rss}



รูปที่ 2.6 ค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตของมอสเฟต IRF830

ผลิตโดยบริษัท International Rectifier

ตัวเก็บประจุแฝงด้านเข้า (Input Capacitance, C_{iss})

ตัวเก็บประจุแฝงด้านเข้าของมอสเฟต คือค่าตัวเก็บประจุที่ได้จากการวัดค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเกตและขั้วซอร์สของมอสเฟตโดยทำการลัดวงจรระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์สในกรณีไฟสถับ นิยามค่า C_{iss} มีค่าเท่ากับผลรวมของค่าตัวเก็บประจุที่เกิดจากการขนานกันของตัวเก็บประจุ C_{DS} และ C_{GD} ดังสมการ

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (2.3)$$

การขับนำมอสเฟตให้นำกระแส จำเป็นจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุแฝงด้านเข้าของมอสเฟต C_{iss} เกิดการประจุเสรีจลื่นอย่างรวดเร็ว เพื่อให้แรงดัน v_{GS} เพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีค่าประมาณเท่ากับ V_{th} ก่อนที่มอสเฟตจะนำกระแส และจะต้องคายประจุเสรีจลื่นอย่างรวดเร็ว เพื่อให้แรงดัน v_{GS} ลดลงจนกระทั่งมีค่าประมาณเท่ากับ V_{th} ก่อนที่มอสเฟตจะหยุดนำกระแส ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรขับนำและตัวเก็บประจุแฝงด้านเข้า C_{iss} มีผลสำคัญโดยตรงต่อการออกแบบวงจรขับนำเพื่อขับนำให้มอสเฟตเปลี่ยนแปลงสถานะ

ตัวเก็บประจุแฝงด้านขาออก (Output Capacitance, C_{oss})

ตัวเก็บประจุแฝงด้านเข้าของมอสเฟต คือค่าตัวเก็บประจุที่ได้จากการวัดค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์สของมอสเฟต โดยลัดวงจรระหว่างขั้วเกตและขั้วซอร์สในกรณีเฟสลับ นิยามค่า C_{iss} มีค่าเท่ากับผลรวมของค่าตัวเก็บประจุที่เกิดจากการขนานกันของตัวเก็บประจุ C_{GS} และ C_{GD} ดังสมการ

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (2.4)$$

สำหรับวงจรมิลเลอร์ความถี่สูงที่ใช้การสวิตช์แบบเรโซแนนซ์ หากความถี่การทำงานมีค่าสูงเพียงพอ สามารถใช้ค่า C_{oss} ในการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำที่วงจรถูกโหลด เพื่อสร้างภาวะเรโซแนนซ์ร่วมกับตัวเหนี่ยวนำของวงจรถูกโหลดของวงจรมิลเลอร์แบบเรโซแนนซ์

ตัวเก็บประจุป้อนกลับ (Reverse Transfer Capacitance, C_{rss})

ตัวเก็บประจุป้อนกลับ คือค่าตัวเก็บประจุที่ได้จากการวัดค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเดรนและขั้วเกตของมอสเฟต โดยขั้วเดรนและขั้วซอร์สมีสภาพกราวด์ (short-circuit) นิยามค่า C_{rss} มีค่าเท่ากับค่าตัวเก็บประจุระหว่างขั้วเดรนและขั้วเกต C_{GD} ดังสมการ

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (2.5)$$

ตัวเก็บประจุป้อนกลับ หรือ ตัวเก็บประจุ มิลเลอร์ (Miller Capacitance) เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างยิ่งในการขับนำมอสเฟตที่ความถี่สูง ซึ่งจะส่งผลต่อเวลาที่มอสเฟตใช้ในการเปลี่ยนแปลงสถานะ ดังจะได้กล่าวโดยละเอียดในหัวข้อถัดๆ ไป

2.2.2 การขับนำมอสเฟตที่ความถี่สูง

ในการขับนำมอสเฟตที่ความถี่สูง ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตทำให้การขับนำให้มอสเฟตเปลี่ยนสถานะอย่างรวดเร็วจำเป็นต้องทำให้การประจุหรือคายประจุของตัวเก็บประจุ

แฉ่งด้านเข้าของมอสเฟต C_{GS} และ C_{GD} เสรีจลีนอย่างรวดเร็ว จากแบบจำลองของมอสเฟตชนิด n-channel ในรูปที่ 2.4 เมื่อพิจารณาวงจรด้านเข้าของมอสเฟต จะเห็นได้ว่าตัวเก็บประจุแฉ่งที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงแรงดัน v_{GS} ประกอบด้วย C_{GS} และ C_{GD} ในการวิเคราะห์ห้วงจรขับนำ โดยทั่วไปสามารถละเลยแรงดันคร่อมตัวต้านทาน R_D และ R_S เนื่องจากมักมีค่าน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ C_{GD} และ C_{GS} การเปลี่ยนแปลงแรงดัน v_{GS} และ v_{DS} ขึ้นกับกระแสที่ใช้ขับนำเกิด i_G [15] ตามสมการ

$$C_{GD} \frac{dv_{GD}}{dt} + C_{GS} \frac{dv_{GS}}{dt} = i_{GD} + i_{GS} = i_G \quad (2.6)$$

เมื่อ i_{GD} และ i_{GS} เป็นกระแสประจุ (หรือคายประจุ) ตัวเก็บประจุ C_{GD} และ C_{GS} ตามลำดับ

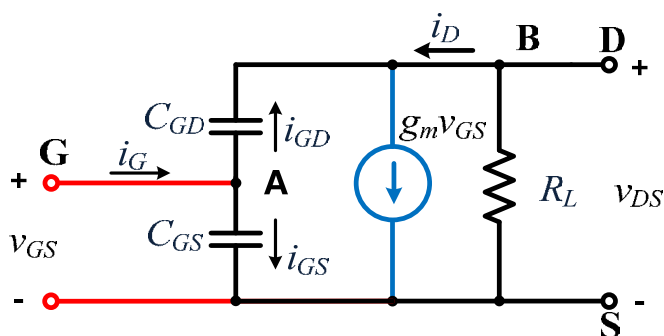
สมการที่ (2.6) แสดงให้เห็นว่า การเพิ่มความเร็วในการเปลี่ยนแปลงแรงดัน v_{GS} ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเพียงพอในการสวิตช์ที่ความถี่สูง สามารถทำได้โดยเพิ่มกระแสที่ใช้ประจุหรือคายประจุตัวเก็บประจุแฉ่งภายในมอสเฟต การเพิ่มกระแสขับนำเกิดอาจทำได้โดยการลดค่า R_G และค่าตัวเหนี่ยวนำแฉ่งของวงจรเกิดเพื่อให้ค่า i_G มีค่าสูงทั้งในช่วงขับนำและหยุดขับนำมอสเฟต หรืออาจทำได้โดยการเพิ่มแรงดันที่ใช้ในวงจรขับนำ เช่นการเพิ่มกระแสคายประจุวงจรเกิดในช่วงหยุดขับนำเกิดโดยใช้แรงดันค่าลบช่วยเร่งการคายประจุของวงจรขับนำ อย่างไรก็ตามการลดค่า R_G มักจะทำให้เกิดการแกว่ง (ringing) ของแรงดัน v_{GS} และกระแส i_G ที่วงจรขับนำ เนื่องจากการเกิดภาวะเรโซแนนซ์ระหว่างค่าตัวเหนี่ยวนำแฉ่งที่สายนำสัญญาณของวงจรขับนำกับค่าตัวเก็บประจุแฉ่งด้านเข้าของมอสเฟต การลดค่า R_G จะทำให้ค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor, Q) ของวงจรขับนำมีค่าสูง ในการทำงานที่ความถี่สูงการลดค่าตัวเหนี่ยวนำแฉ่งของสายนำสัญญาณไม่สามารถลดลงได้เพียงพอที่จะไม่ทำให้เกิดการแกว่งของสัญญาณที่วงจรขับนำ ซึ่งอาจทำให้เกิดการขับนำผิดจังหวะ ทำให้จังหวะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เกิดข้อผิดพลาด ส่วนการเพิ่มแรงดันของวงจรขับนำจะถูกจำกัดด้วยพิคัดแรงดันสูงสุดของมอสเฟต อีกทั้งในการทำงานที่ความถี่สูงไม่สามารถละเลยผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ซึ่งนับเป็นอุปสรรคสำคัญสำหรับการขับนำมอสเฟตที่ความถี่สูง ดังจะได้กล่าวโดยละเอียดในหัวข้อถัดไป

2.2.3 ปรากฏการณ์มิลเลอร์ (Miller Effect)

ในการขั้มนำมอสเฟตที่ความถี่สูง ปรากฏการณ์มิลเลอร์เป็นอุปสรรคสำคัญที่เป็นตัวจำกัดความเร็วในการเปลี่ยนแปลงสถานะของมอสเฟตรวมถึงอุปกรณ์สวิตช์ประเภททรานซิสเตอร์ประเภทอื่นๆ [14] ในหัวข้อนี้จึงได้อธิบายถึงผลเนื่องจากปรากฏการณ์มิลเลอร์กระทบต่อการขั้มนำมอสเฟตที่ความถี่สูง

ปรากฏการณ์มิลเลอร์และตัวเก็บประจุมิลเลอร์

ในหัวข้อนี้จะทำการวิเคราะห์เพื่อหาอัตราขยายกระแสและความถี่คัทออฟของมอสเฟต ที่เป็นผลเนื่องจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ที่กระทบต่อวงจรขั้มนำ [14] โดยแบบจำลองที่ใช้ในการวิเคราะห์ปรากฏการณ์มิลเลอร์และตัวเก็บประจุมิลเลอร์แสดงดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แบบจำลองที่ใช้พิจารณาผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์และตัวเก็บประจุมิลเลอร์

ใช้กฎกระแสเคอร์ชอฟที่โน้ดด้านเข้า (โน้ด A) จะได้

$$i_G = j\omega C_{GS} v_{GS} + j\omega C_{GD} (v_{GS} - v_{DS})$$

$$\therefore v_{DS} = \frac{j\omega (C_{GS} + C_{GD}) v_{GS} - i_G}{j\omega C_{GD}} \quad (2.7)$$

ใช้กฎกระแสเคอร์ชอฟที่โน้ดด้านออก (โน้ด B) จะได้

$$\frac{v_{DS}}{R_L} + g_m v_{GS} + j\omega C_{GD} (v_{DS} - v_{GS}) = 0$$

$$\therefore v_{DS} = \frac{j\omega R_L C_{GD} v_{GS} - g_m v_{GS} R_L}{1 + j\omega R_L C_{GD}} \quad (2.8)$$

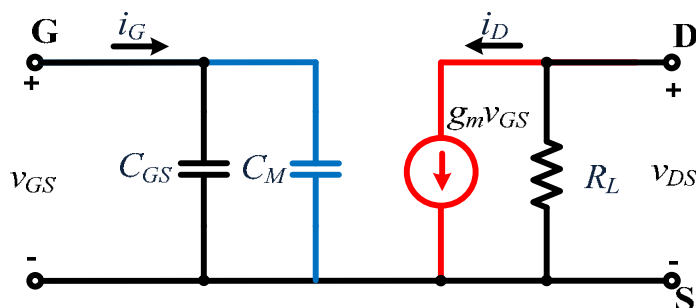
สมการ (2.7) และ (2.8) สามารถใช้ในการคำนวณเพื่อหาความสัมพันธ์ของกระแส i_G และ ตัวเก็บประจุ C_{GS} และ C_{GD} ได้ดังสมการ

$$i_G = j\omega \left[C_{GS} + C_{GD} \frac{(1 + g_m R_L)}{1 + j\omega R_L C_{GD}} \right] v_{GS} \quad ; (\omega R_L C_{GD} \ll 1)$$

ดังนั้น

$$i_G = j\omega [C_{GS} + C_{GD} (1 + g_m R_L)] v_{GS} \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.9) จะสามารถเขียนวงจรสมมูลด้านเข้าของมอสเฟต ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แบบจำลองของมอสเฟตแสดงตัวเก็บประจุ C_{GD} ในรูปของตัวเก็บประจุมิลเลอร์

เมื่อ ตัวเก็บประจุมิลเลอร์ (Miller Capacitance) $C_M = C_{GD} (1 + g_m R_L)$

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.8 สามารถคำนวณค่าความถี่คัทออฟ f_{TMOS} โดยคำนวณจากค่าความถี่ ณ ตำแหน่งที่ทำให้อัตราขยายกระแสมีขนาดเท่ากับ 1 (ขนาดของกระแส i_G มีค่าเท่ากับ i_D) จากรูปที่ 2.8 จะสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ของกระแสที่ขั้วเกตได้ดังสมการ

$$i_G = j\omega(C_{GS} + C_M)v_{GS} \quad (2.10)$$

เมื่อค่ากระแสจากความต้านทานโหลด R_L ในเชิงอุดมคติมีค่าเท่ากับ

$$i_D = g_m v_{GS} \quad (2.11)$$

จะสามารถคำนวณอัตราขยายกระแสได้ดังสมการที่ (2.12)

$$|A_i| = \left| \frac{i_D}{i_G} \right| = \frac{g_m}{2\pi f(C_{GS} + C_M)} \quad (2.12)$$

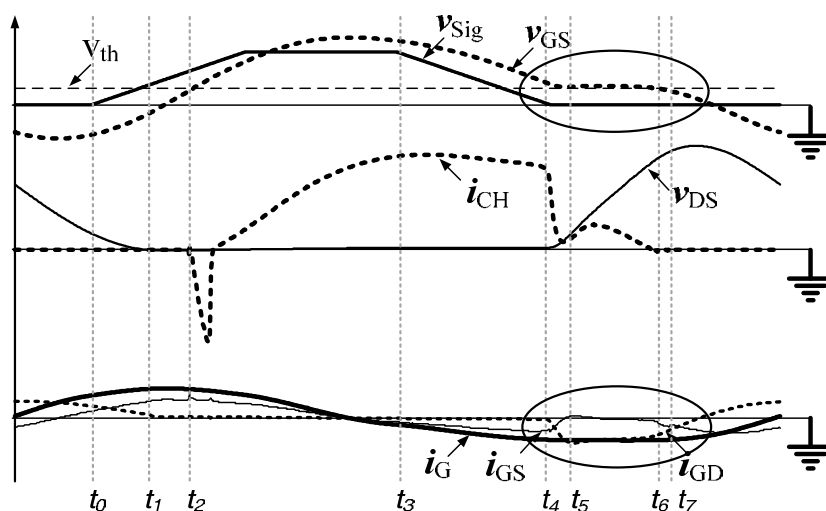
ดังนั้น ค่าความถี่คัทออฟของมอสเฟต f_{TMOS} จะมีค่าตามสมการที่ (2.13)

$$f_{TMOS} = \frac{g_m}{2\pi(C_{GS} + C_M)} \quad (2.13)$$

ปรากฏการณ์มิลเลอร์นับเป็นอุปสรรคสำคัญในการขับนำมอสเฟตที่ความถี่สูง โดยจะก่อให้เกิดการป้อนกลับแบบลบ จากวงจรด้านขาออกผ่านตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขั้วเกตและขั้วเดรน C_{GD} เชื่อมโยงมายังวงจรขับนำด้านเข้าของมอสเฟต ทำให้ไม่สามารถขับนำมอสเฟตให้เปลี่ยนสถานะได้อย่างรวดเร็วในการสวิตช์ที่ความถี่สูง เป็นสาเหตุให้จังหวะการทำงานของวงจรผิดพลาด อีกทั้งก่อให้เกิดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ค่าสูง

การขับนำมอสเฟตที่ความถี่ไม่สูงมากนัก การออกแบบวงจรขับนำจะสามารถละเลยเวลาที่มอสเฟตใช้ในการเปลี่ยนสถานะได้ เนื่องจากมักมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับคาบการสวิตช์ แต่ในกรณีที่มีความถี่การสวิตช์มีค่าสูง จนกระทั่งช่วงเวลาที่มอสเฟตใช้ในการเปลี่ยนแปลงสถานะมีค่ามากเมื่อเทียบกับคาบการสวิตช์ ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรขับนำจะมีนัยสำคัญต่อเวลาที่มอสเฟตใช้ในการเปลี่ยนแปลงสถานะ เนื่องจากการป้อนกลับแบบลบจากวงจรด้านขาออกที่เชื่อมโยงผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} จะทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนแปลงแรงดัน v_{DS} ที่วงจรด้านออกของมอสเฟตถูกจำกัดด้วยปริมาณของกระแสที่วงจรขับนำสามารถจ่ายเพื่อที่จะใช้ในการประจุ (หรือคายประจุ) ตัวเก็บประจุแฝงด้านเข้า [16] ผลการป้อนกลับแบบลบผ่าน C_{GD} เรียกว่าปรากฏการณ์มิลเลอร์

2.2.4 ผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ที่ส่งผลกระทบต่ออินเวอร์เตอร์ความถี่สูง



รูปที่ 2.9 ผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ที่ทำให้แรงดัน v_{GS} ไม่สามารถลดลงได้อย่างรวดเร็ว

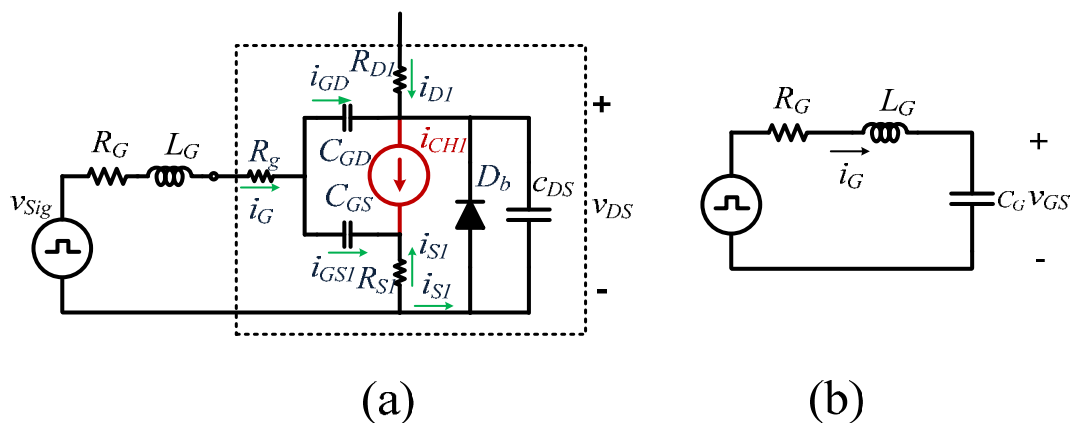
ผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ที่กระทบต่อวงจรขับนำของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสในรูปที่ 2.1 แสดงในรูปที่ 2.9 มอสเฟตเริ่มขับนำให้มอสเฟตนำกระแสที่เวลา $t = t_0$ กระแส i_G ที่มีขนาดเพิ่มขึ้นเนื่องจากการเพิ่มขึ้นแรงดัน v_{GS} ในทีศบวจะมีค่าตามสมการที่ (2.6) จะเห็นได้ว่าการใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ (ZVS) ทำให้ไม่มีกระแส i_{GD} ไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ในระหว่างการขับนำมอสเฟตให้เปลี่ยนสถานะจากหยุดนำกระแสเป็นนำกระแส เนื่องจากไม่มีผลจากการเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านออก ดังนั้นกระแส i_G จะประจุ (charge) C_{GS}

เพียงตัวเดียว ส่วนการขับนำให้มอสเฟตหยุดนำกระแส เมื่อแรงดัน v_{GS} ลดลงจนกระทั่งมีค่าประมาณเท่ากับ V_{th} ที่เวลา $t = t_5$ ทำให้มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส และแรงดัน v_{DS} เริ่มจะมีค่าเพิ่มขึ้น ผลจากการเปลี่ยนแปลงแรงดัน v_{DS} ดังกล่าวทำให้เกิดกระแส i_{GD} ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{GD} ในทิศทางที่หน่วงการคายประจุของตัวเก็บประจุแฝง C_{GS} ทำให้แรงดัน v_{GS} ไม่สามารถลดลงได้อย่างรวดเร็ว เพื่อลดผลของแรงดัน v_{GS} ที่ไม่สามารถลดลงได้อย่างรวดเร็วในการขับนำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสจำเป็นต้องป้องกันแรงดัน v_{GS} ค่าลบมากเพียงพอที่จะทำให้ขนาดกระแส i_G สูงเพียงพอที่จะรับปริมาณกระแส i_{GD} ที่เกิดจากการคายประจุของตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} เพื่อให้แรงดัน v_{GS} สามารถลดลงได้อย่างรวดเร็ว ซึ่งจะส่งผลให้กำลังสูญเสียจากการสวิตช์ของมอสเฟตในช่วงเวลาดังกล่าวมีค่าสูง

2.3 วิธีการขับนำแบบเรโซแนนซ์

ความต้องการเพิ่มอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน dv_{GS}/dt โดยลดค่าตัวต้านทาน R_G จะถูกจำกัดจากการแกว่งของสัญญาณขับนำและขีดจำกัดของการลดค่าความเหนี่ยวนำแฝง L_G ของวงจรขับนำ เนื่องจากความยาวของสายนำสัญญาณ (หรือสายวงจร) ของวงจรขับนำซึ่งไม่สามารถลดลงได้ตามต้องการ ส่วนการสร้างสัญญาณขับนำให้มีแรงดันด้านลบจะถูกจำกัดด้วยแรงดันพิกัดระหว่างขั้วเกตและขั้วซอร์สของมอสเฟต $v_{GS(MAX)}$ อีกทั้งต้องมีแหล่งจ่ายไฟตรงค่าลบเพื่อจ่ายให้แก่วงจรขับนำ ดังนั้นการใช้วิธีการขับนำแบบเรโซแนนซ์จะสามารถเพิ่มอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน v_{GS} โดยไม่มีข้อจำกัดจากการแกว่งของแรงดัน v_{GS} และกระแส i_G และการลดค่าความเหนี่ยวนำแฝงของวงจรขับนำ ไม่จำเป็นต้องป้องกันแหล่งจ่ายไฟตรงค่าลบเพื่อสร้างแรงดันค่าลบในการขับนำให้มอสเฟตหยุดนำกระแส อีกทั้งยังสามารถใช้ประโยชน์จากทั้งตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตและตัวเหนี่ยวนำของวงจรขับนำที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ให้เป็นประโยชน์ จากเหตุผลดังกล่าวทำให้การใช้วิธีขับนำแบบเรโซแนนซ์มีความเหมาะสมต่อการทำงานที่ความถี่สูงมากกว่าการใช้วิธีขับนำด้วยสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม เนื่องจากไม่สามารถสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่สูงที่มีขอบขาขึ้นและขอบขาลงให้มีค่าต่ำเพียงพอเมื่อเทียบกับคาบการสวิตช์ได้ การใช้วงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์สามารถออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรขับนำให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้สามารถสร้างสัญญาณขับนำมอสเฟตได้ตามจังหวะการทำงานที่ต้องการ

ในช่วงแรกวิธีการขับนำแบบเรโซแนนซ์ถูกใช้ในการขับนำมอสเฟตโดยมีวัตถุประสงค์เพื่อลดกำลังการสูญเสียของวงจรถับนำ แต่จากข้อจำกัดในการออกแบบวงจรถับนำที่ความถี่สูงจะถูกจำกัดด้วยค่า R_G และ L_G ซึ่งจำเป็นจะต้องทำให้มีค่าต่ำสำหรับวิธีการขับนำด้วยสัญญาณขับนำรูปคลื่นสี่เหลี่ยม วิธีการขับนำแบบเรโซแนนซ์มีความเหมาะสมกับการสวิตช์ที่ความถี่สูงมากกว่า เนื่องจากจะใช้การออกแบบค่าอุปกรณ์ที่วงจรถับนำที่ไม่สามารถลดลงให้มีค่าต่ำตามต้องการให้มีค่าเหมาะสมเพื่อสร้างจังหวะการขับนำที่ต้องการได้ โดยมากมักใช้วิธีการขับนำแบบเรโซแนนซ์โดยการใช้อั้วเหนี่ยวนำ L_G ต่ออนุกรมระหว่างวงจรถับนำและวงจรด้านเข้าของมอสเฟตดังแสดงในรูปที่ 2.10 เพื่อสร้างภาวะเรโซแนนซ์แบบอนุกรมให้แรงดัน v_{GS} และกระแส i_G ในการขับนำ [16] กรณีวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์อนุกรม [17] – [19] กระแส i_G จะประจุและคายประจุให้แก่ตัวเก็บประจุแผ่นด้านเข้าทั้ง C_{GS} และ C_{GD} โดยสร้างภาวะเรโซแนนซ์แบบอนุกรมระหว่าง L_G กับ C_{GS} และ C_{GD} ขนาดของแรงดัน v_{GS} จะขึ้นอยู่กับค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์อนุกรม (Quality Factor, Q_{GS})



รูปที่ 2.10 (a) แบบจำลองของมอสเฟตที่ใช้วงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์อนุกรม

(b) รูปลักษณะของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์เมื่อกำหนดให้ C_G มีค่าคงที่

เมื่อพิจารณาแบบจำลองของมอสเฟตในรูปที่ 2.10 โดยสมมติให้ค่าตัวเก็บประจุแผ่นด้านเข้าของมอสเฟตมีค่าคงที่ จะสามารถคำนวณค่าแรงดัน v_{GS} และกระแส i_G ได้ดังสมการ

$$v_{GS}(t) = e^{-\alpha t} (K_1 \cos \omega_G^* t + K_2 \sin \omega_G^* t) + K_3 \quad (2.14)$$

$$i_G(t) = C_G e^{-\alpha t} \left[(K_2 \omega_G^* - K_1 \alpha) \cos \omega_G^* t - (K_1 \omega_G^* + K_2 \alpha) \sin \omega_G^* t \right] \quad (2.15)$$

เมื่อ

V_{G0} = initial value of unit-step function of v_G

I_{G0} = initial value of unit-step function of i_G

$$K_1 = V_{GS0} - K_3, \quad K_2 = \frac{I_{G0} + (V_{GS0} - K_3)}{\omega_G^*}, \quad \omega_G^* = \alpha \sqrt{4Q_{GS}^2 - 1}$$

$$\alpha = \frac{R_G}{2L_G}, \quad Q_{GS} = \frac{1}{R_G} \sqrt{\frac{L_G}{C_G}}, \quad K_3 = \text{final value of unit-step function of } v_{Sig}$$

แม้สมการที่ (2.14) และ (2.15) จะสามารถใช้ในการอธิบายพฤติกรรมของแรงดัน v_{GS} และกระแส i_G ได้สำหรับกรณีในตัวเก็บประจุแผ่นด้านเข้าของมอสเฟตมีค่าคงที่ แต่ไม่สามารถใช้ในการออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจรขับนำได้ เนื่องจากไม่ทราบค่าตัวแปรทั้งหมดที่ต้องใช้แทนค่าในสมการที่ (2.14) และ (2.15) อีกทั้งการกำหนดให้ตัวเก็บประจุแผ่นด้านเข้าของมอสเฟตมีค่าคงที่เท่ากับ C_G นั้น ไม่สอดคล้องกับพฤติกรรมจริงของตัวเก็บประจุแผ่นภายในมอสเฟตที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน ซึ่งทำให้ค่ากระแสป้อนกลับที่เป็นผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์มีพฤติกรรมที่แตกต่างไปจากกรณีในตัวเก็บประจุแผ่นมีค่าคงที่ สมการที่ (2.14) และ (2.15) จึงไม่สามารถอธิบายปรากฏการณ์จริงของมอสเฟตได้

เมื่อความถี่การสวิตช์มีค่าสูงขึ้นค่าตัวเหนี่ยวนำแผ่นระหว่างวงจรขับนำและมอสเฟต L_G เป็นอุปสรรคสำคัญต่อการขับนำซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ อีกทั้งไม่สามารถลดค่าให้ต่ำเพียงพอสำหรับการทำงานที่ความถี่สูงได้โดยใช้ขับนำด้วยสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ดังนั้นการใช้วงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์จึงเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการขับนำมอสเฟตที่ความถี่สูง โดยค่าอุปกรณ์ของวงจรขับนำจะต้องถูกออกแบบอย่างเหมาะสมเพื่อให้สามารถขับนำมอสเฟตเพื่อให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานได้ตามจังหวะการทำงานที่ต้องการ

นอกจากค่าตัวเก็บประจุแผ่นภายในมอสเฟตที่ก่อให้เกิดปรากฏการณ์มิลเลอร์แล้ว ค่าตัวเก็บประจุแผ่นที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันยังเป็นอุปสรรคสำคัญในการออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจรขับนำสำหรับอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงด้วย ซึ่งจำเป็นจะต้องพิจารณาค่าตัวเก็บประจุแผ่นที่

เปลี่ยนแปลงตามแรงดันในแต่ละช่วงการทำงานของวงจรมอดูลาร์ในการออกแบบวงจรขับนำ ซึ่งจะแตกต่างจากกรณีที่กำหนดให้ตัวเก็บประจุแผ่นมีค่าคงที่ ซึ่งง่ายต่อการออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจรมอดูลาร์

สำหรับวงจรมอดูลาร์แหล่งกระแสในงานวิจัยนี้ ผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ที่เกิดขึ้นระหว่างการขับนำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสจำเป็นต้องพิจารณาในการออกแบบวงจรมอดูลาร์สำหรับวงจรมอดูลาร์ด้วย เพื่อให้สามารถออกแบบค่าอุปกรณ์ที่วงจรมอดูลาร์เพื่อลดผลกระทบจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ อีกทั้งตัวเก็บประจุแผ่นภายในมอสเฟตส่งผลให้เกิดปรากฏการณ์มิลเลอร์โดยกระแส i_{GD} จะไหลผ่านตัวเก็บประจุแผ่น C_{GD} ที่มีค่าไม่คงที่ จึงจำเป็นต้องวิเคราะห์หาสมการแสดงพฤติกรรมของกระแส i_{GD} ดังกล่าวในแต่ละช่วงการทำงานของวงจรมอดูลาร์ เพื่อให้สามารถออกแบบวงจรมอดูลาร์ได้อย่างเหมาะสม

2.4 อุปสรรคในการออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจรมอดูลาร์แบบเรโซแนนซ์

การขับนำที่เหมาะสมจะต้องทำให้รูปคลื่นของ v_{GS} มีขนาดและรูปร่างเหมาะสมที่จะขับนำและหยุดขับนำมอสเฟตให้เข้าจังหวะกับการนำกระแสและหยุดนำกระแสของมอสเฟต อีกประการหนึ่งค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรมอดูลาร์ Q_{GS} จะต้องมีค่าสูงเพียงพอ เพื่อไม่ให้ผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงแรงดัน v_{DS} ในช่วงเวลาที่มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสส่งผลต่อจังหวะการทำงานของวงจรมอดูลาร์ โดยจะทำให้แรงดัน v_{GS} ไม่สามารถลดลงได้อย่างรวดเร็วหรืออาจทำให้มอสเฟตเกิดภาวะนำกระแสซ้ำเนื่องจากปริมาณ i_G มีขนาดไม่เพียงพอที่จะรับปริมาณกระแส i_{GD} เนื่องจากปรากฏการณ์มิลเลอร์

การเพิ่มความถี่การทำงานให้สูงขึ้นส่งผลให้ค่าอุปกรณ์ที่ต้องใช้ในวงจรมอดูลาร์มีขนาดเล็กลง ดังนั้นค่าตัวเหนี่ยวนำอนุกรม L_G ที่ใช้ในการสร้างภาวะเรโซแนนซ์กับตัวเก็บประจุแผ่นด้านเข้าของมอสเฟต C_{iss} เพื่อสร้างสัญญาณขับนำแบบเรโซแนนซ์ จำเป็นจะต้องออกแบบอย่างเหมาะสม อย่างไรก็ตามการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุแผ่น C_{iss} ทำให้ไม่อาจทราบความถี่เรโซแนนซ์ที่แท้จริงของวงจรมอดูลาร์ได้ ทำให้ยากต่อการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำ

บทที่ 3

พฤติกรรมของตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต ปฏิกิริยาการมิลเลอร์และ แนวทางในการออกแบบวงจรขับนำสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

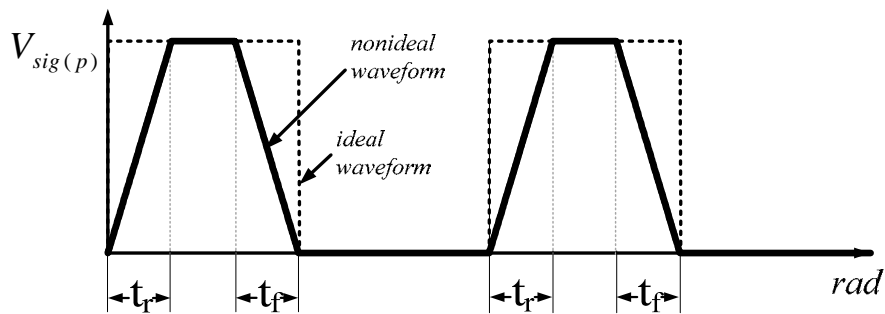
บทนำ

ในบทที่ 3 จะกล่าวถึงพฤติกรรมของตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดัน รวมถึงผลเนื่องจากปฏิกิริยาการมิลเลอร์ที่กระทบต่อการขับนำมอสเฟต การพัฒนาแบบจำลองในโปรแกรม PSpice รวมถึงแนวทางในการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์ที่เหมาะสมสำหรับอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

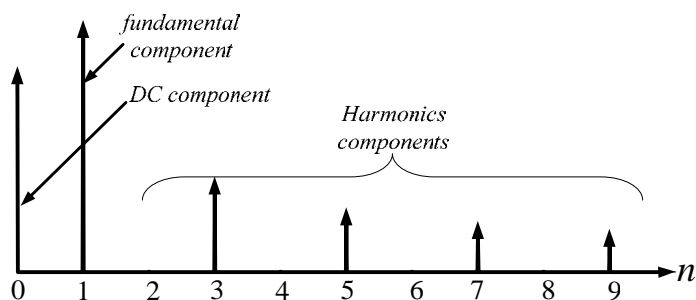
3.1 วงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์

3.1.1 รูปคลื่นของสัญญาณขับนำ

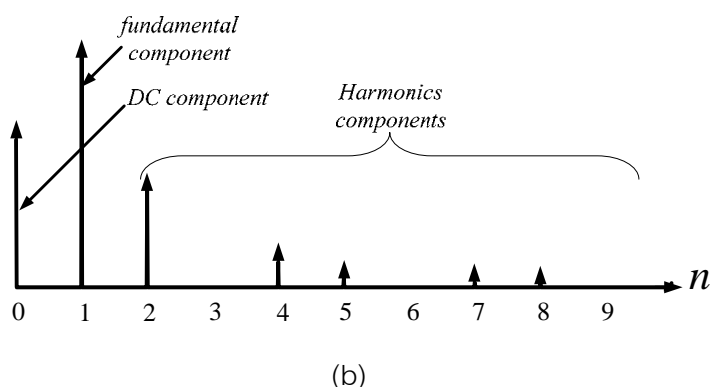
ในการขับนำมอสเฟตที่ความถี่สูงที่คาบของการสวิตช์มีค่าต่ำ ระยะเวลาการเปลี่ยนแปลงแรงดันทั้งขอบขาขึ้น (rise time, t_r) และขอบขาลง (fall time, t_f) จะมีค่าใกล้เคียงกับคาบการสวิตช์ ทำให้สัญญาณขับนำมีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยมคางหมูดังในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 สัญญาณขับนำแบบอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ



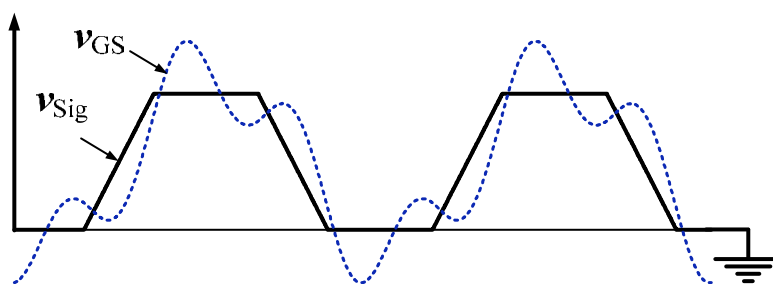
(a)



รูปที่ 3.2 สเปกตรัมของสัญญาณขับนำรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (a) อุดมคติ (b) ไม่อุดมคติ

ความไม่เป็นอุดมคติของสัญญาณขับนำที่มีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยมคางหมูมีผลทำให้เกิดองค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ 2 ซึ่งเป็นผลจากความไม่สมมาตรของสัญญาณขับนำ ดังจะเห็นได้จากสเปกตรัมของสัญญาณขับนำแบบสี่เหลี่ยมคางหมูในรูปที่ 3.2 (a) เทียบกับสเปกตรัมของสัญญาณขับนำแบบสี่เหลี่ยมในรูปที่ 3.2 (b) ที่เป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมแบบอุดมคติซึ่งไม่มีองค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ 2 ผลเนื่องจากตัวเหนี่ยวนำแผงระหว่างวงจรถับนำกับวงจรด้านเข้าของมอเตอร์ซึ่งไม่สามารถลดให้มีค่าต่ำเพียงพอจะส่งผลให้ฮาร์มอนิกที่ 2 ส่งผลต่อรูปคลื่นของแรงดันและกระแส v_{GS} และ i_G ทำให้จังหวะการทำงานของอินเวอร์เตอร์เกิดความผิดพลาดได้ รูปคลื่นของสัญญาณขับนำที่มีผลจากฮาร์มอนิกที่สองของสัญญาณขับนำแสดงดังรูปที่ 3.3

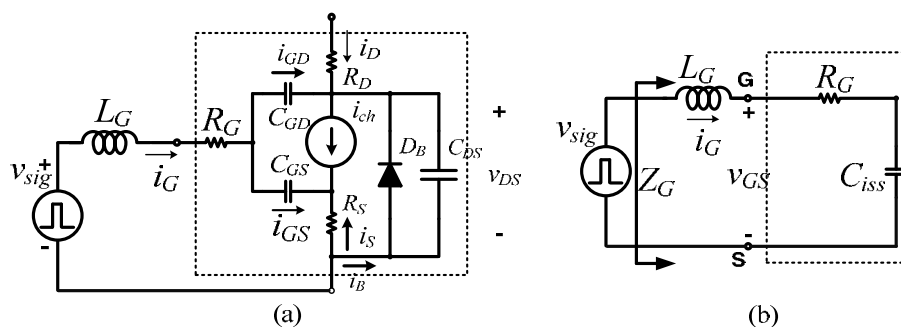
การใช้วิธีการขับนำแบบเรโซแนนซ์จะสามารถแก้ไขปัญหานี้เนื่องจากค่าตัวเหนี่ยวนำแผงของวงจรถับนำที่ไม่สามารถทำให้มีค่าต่ำได้ตามต้องการ นอกจากนี้ยังสามารถกำจัดองค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ 2 ของสัญญาณขับนำที่จะส่งผลต่อรูปคลื่นของแรงดัน v_{GS} และ i_G ซึ่งสามารถทำได้โดยการพิจารณาออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ L_G ให้เหมาะสมเหมาะสมกับความถี่การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ การออกแบบตัวเหนี่ยวนำของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์จะได้กล่าวถึงในหัวข้อถัดๆ ไป



รูปที่ 3.3 รูปคลื่น v_{GS} และ i_G ที่มีผลของฮาร์มอนิกที่สองจากสัญญาณขับนำ

3.1.2 การวิเคราะห์วงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์

ในการออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจรขับนำสำหรับอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงจะต้องคำนึงถึงผลจากฮาร์มอนิกที่สองที่เกิดจากความไม่สมมาตรของสัญญาณขับนำ ผลของการป้อนกลับผ่านตัวเก็บประจุแฝง (Miller Effect) และการเปลี่ยนแปลงค่าของตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตซึ่งเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน การออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์จำเป็นจะต้องพิจารณาผลกระทบดังกล่าวเพื่อให้สามารถออกแบบวงจรขับนำได้อย่างเหมาะสมกับสภาวะการทำงานที่ต้องการ วงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์ที่ใช้ขับนำมอสเฟตพร้อมทั้งอุปกรณ์ภายในและวงจรมุมของวงจรขับนำมอสเฟตแบบเรโซแนนซ์มีลักษณะดังในรูปที่ 3.4 (a) และ 3.4 (b) ตามลำดับ



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลด้านเข้าของมอสเฟต

จากวงจรมุมของวงจรขับนำมอสเฟตในรูปที่ 3.4 (b) กำหนดให้

$$\omega_{G0} \triangleq \frac{1}{\sqrt{L_G C_G}} \quad Z_{G0} \triangleq \sqrt{\frac{L_G}{C_G}} \quad Q_{Gs} \triangleq \frac{Z_{G0}}{R_G} \quad \omega_{Gn} \triangleq \frac{\omega}{\omega_{G0}}$$

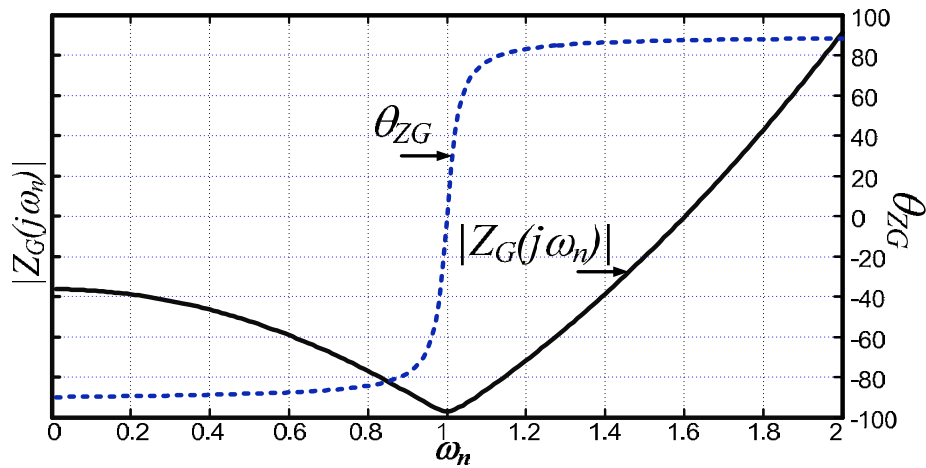
ค่า $Z_G(j\omega_n)$, $1/Z_G(j\omega_n)$, และ $G_{v_G}(j\omega_n)$ มีค่าดังสมการที่ดังสมการที่ (3.1)

(3.2) และ (3.3) ตามลำดับ

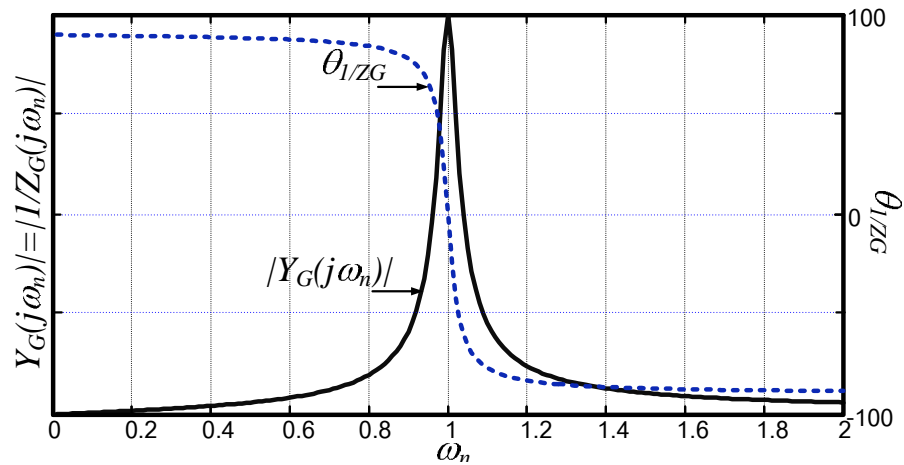
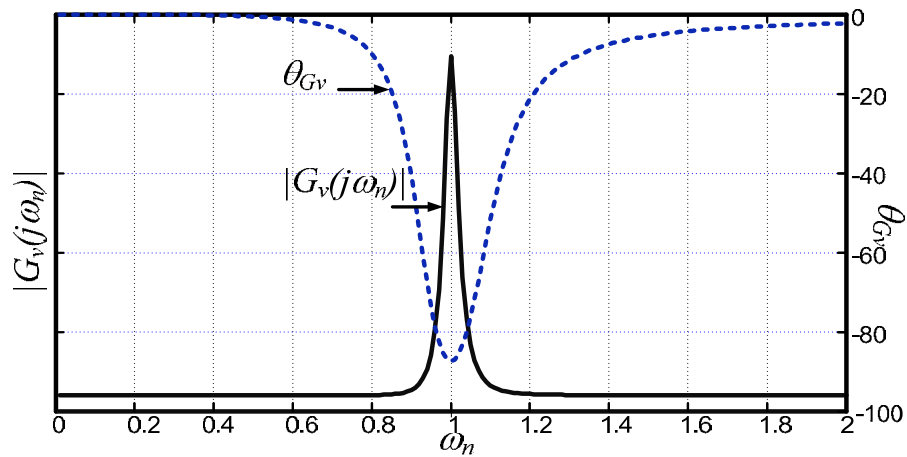
$$Z_G(j\omega_n) = R_G + j \frac{Q_{G_s} R_G (\omega_{G_n}^2 - 1)}{\omega_{G_n}}; \quad \frac{1}{\omega C} = \frac{Q_s R \omega_0}{\omega} \quad (3.1)$$

$$Y_G(j\omega_n) = \frac{1}{Z_G(j\omega_n)} = \frac{\frac{1}{R_G} \left(\frac{\omega_{G_n}}{Q_{G_s}} \right)^2 + j \frac{\omega_{G_n}}{Q_{G_s} R_G} (1 - \omega_{G_n}^2)}{(1 - \omega_{G_n}^2)^2 + \left(\frac{\omega_{G_n}}{Q_{G_s}} \right)^2} \quad (3.2)$$

$$G_{v_G}(j\omega_n) = \frac{v_{GS}(j\omega_n)}{v_{Sig}(j\omega_n)} = \frac{\left[1 - \omega_{G_n}^2 + \left(\frac{\omega_{G_n}}{Q_{G_s}} \right)^2 \right] + j \frac{(-\omega_{G_n}^3)}{Q_{G_s}}}{(1 - \omega_{G_n}^2)^2 + \left(\frac{\omega_{G_n}}{Q_{G_s}} \right)^2} \quad (3.3)$$

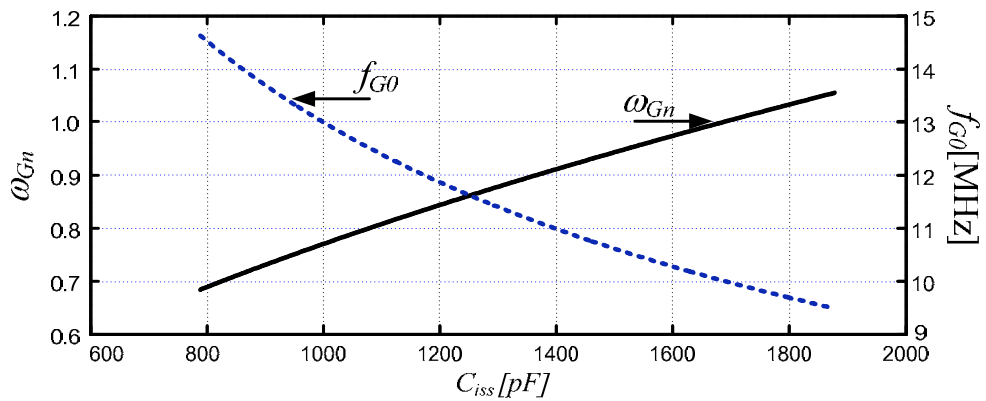


(a) $|Z_G(j\omega_n)|$, θ_{Z_G} vs ω_{G_n}

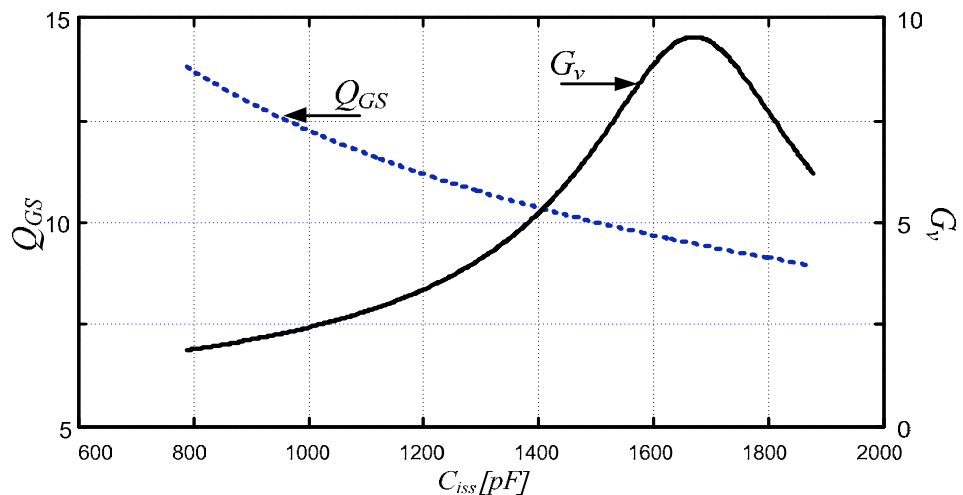
(b) $|1/Z_G(j\omega_n)|$, θ_{1/Z_G} vs ω_n (c) $|G_{V_G}(j\omega_n)|$, $\theta_{G_{V_G}}$ vs ω_n

รูปที่ 3.5 ผลตอบสนองความถี่ของ Z_G , Y_G และ G_{VG} ตามสมการ (3.1), (3.2) และ (3.3)

รูปที่ 3.5 แสดงให้เห็นว่าหากความถี่การทำงานมีค่าใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ ทั้งกระแสเกตที่มีค่าแปรตาม Y_G และแรงดัน v_{GS} ที่มีค่าแปรตาม G_{VG} จะมีค่าสูง เนื่องจากค่าตัวเก็บประจุแผ่นด้านเข้าของมอสเฟต C_{iss} มีพฤติกรรมเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน ส่งผลให้พารามิเตอร์ของวงจรขั้วนำมีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม รูปที่ 3.6 และ 3.7 แสดงผลการคำนวณค่า ω_n , f_{G0} , Q_{GS} และ G_{VG} เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุแผ่น C_{iss} ตามแรงดัน การเปลี่ยนแปลงของค่าตัวเก็บประจุแผ่นภายในมอสเฟตจะได้กล่าวถึงโดยละเอียดในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 3.6 ค่า f_{G0} และ ω_{Gn} ที่ได้จากการคำนวณ กรณี C_{iss} มีค่าไม่คงที่ (กำหนด $f_{sw} = 10$ MHz, $v_{DS(p)} = 200$ V, $L_G = 150$ nH, $R_G = 1$ Ω)



รูปที่ 3.7 ค่า Q_{GS} และ G_v ที่ได้จากการคำนวณ กรณี C_{iss} มีค่าไม่คงที่ (กำหนด $f_{sw} = 10$ MHz, $v_{DS(p)} = 200$ V, $L_G = 150$ nH, $R_G = 1$ Ω)

3.2 พฤติกรรมของตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต

3.2.1 ตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต

ค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตมีส่วนอย่างมากในการจำกัดความถี่การสวิตช์สูงสุดของมอสเฟต รูปที่ 3.8 และ 3.9 แสดงพฤติกรรมการเปลี่ยนแปลงของค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตกับแรงดัน v_{DS} ที่ได้จาก datasheet [20] และจากการวัดค่าจริงของมอสเฟต IRF830 ตามลำดับ โดยผู้ผลิตจะให้ค่าตัวเก็บประจุแฝงด้านเข้า C_{iss} ตัวเก็บประจุแฝงด้านออก C_{oss} และ

ตัวเก็บประจุป้อนกลับจากด้านออกไปยังด้านเข้า C_{rss} ซึ่งขึ้นกับค่าตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขั้วทั้งสองของมอสเฟต C_{GS} , C_{GD} และ C_{DS} ตามสมการที่ (3.4) – (3.6) ค่า C_{GS} , C_{GD} และ C_{DS} คำนวณได้จากค่า C_{iss} , C_{oss} และ C_{rss} ตามสมการที่ (3.7) – (3.9)

เมื่อ

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (3.4)$$

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (3.5)$$

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (3.6)$$

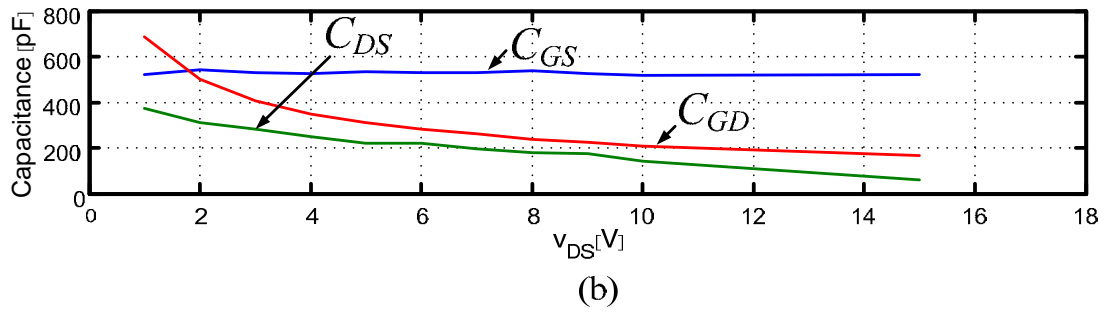
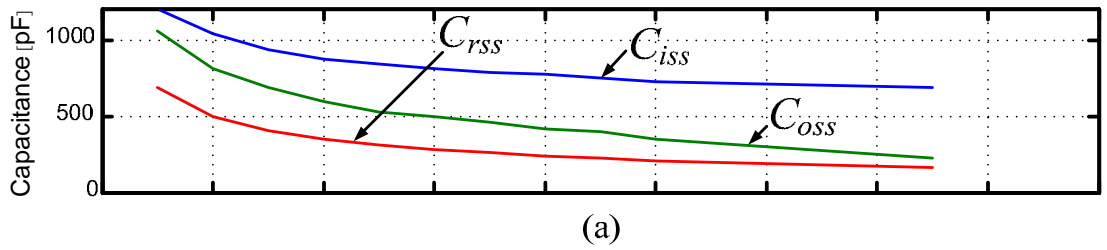
จะสามารถคำนวณค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GS} , C_{GD} และ C_{DS} ได้ดังสมการ

$$C_{GS} = C_{iss} - C_{rss} \quad (3.7)$$

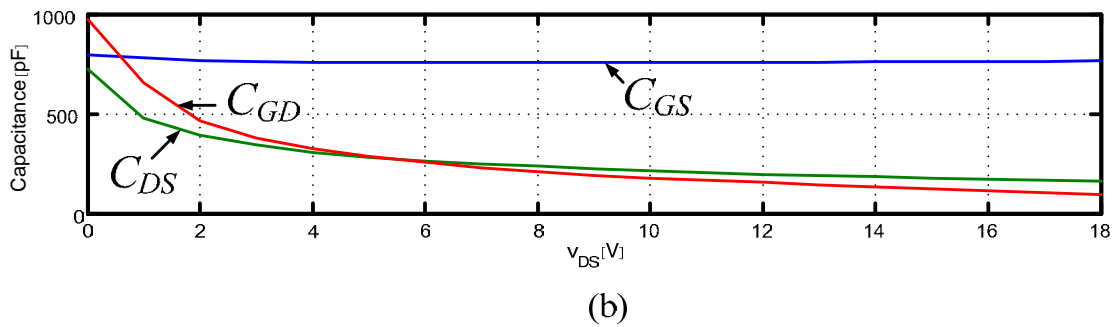
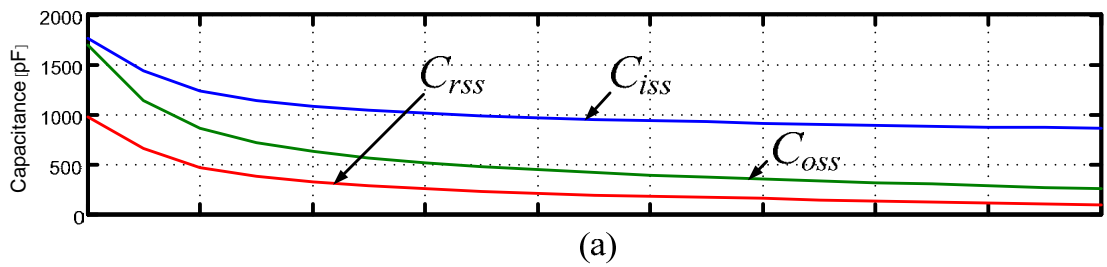
$$C_{GD} = C_{rss} \quad (3.8)$$

$$C_{DS} = C_{oss} - C_{rss} \quad (3.9)$$

จากกราฟในรูปที่ 3.8 และ 3.9 จะเห็นได้ว่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GS} มีค่าค่อนข้างคงที่ (ค่าเฉลี่ยของ C_{GS} ที่ได้จากการวัดจริงเท่ากับ 763 pF) ส่วนตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} และ C_{DS} มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน v_{DS} ในกรณีที่แรงดัน v_{DS} มีค่าต่ำ ตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} และ C_{DS} จะมีค่าสูง ค่าตัวเก็บประจุ C_{GD} และ C_{DS} ที่มีค่าไม่คงที่ทำให้ยากต่อการออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจร ขั้วนำแบบเรโซแนนซ์และวงจรโหนด อีกทั้งยังส่งผลต่อรูปคลื่นของสัญญาณทั้งด้านออกของวงจร อินเวอร์เตอร์ด้วย



รูปที่ 3.8 ค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต IRF830 จาก datasheet [20]



รูปที่ 3.9 ค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต IRF830 จากการวัดจริง

แบบจำลองของมอสเฟตในโปรแกรม PSpice ดังแสดงในรูปที่ 3.4 (a) กำหนดให้ตัวเก็บประจุแฝง C_{DS} มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน v_{DS} ดังสมการ

$$C_{DS}(v_{DS}) = \frac{C_{DS0}}{\left(1 + \frac{v_{DS}}{PB_{DS}}\right)^{MJ_{DS}}} \quad (3.10)$$

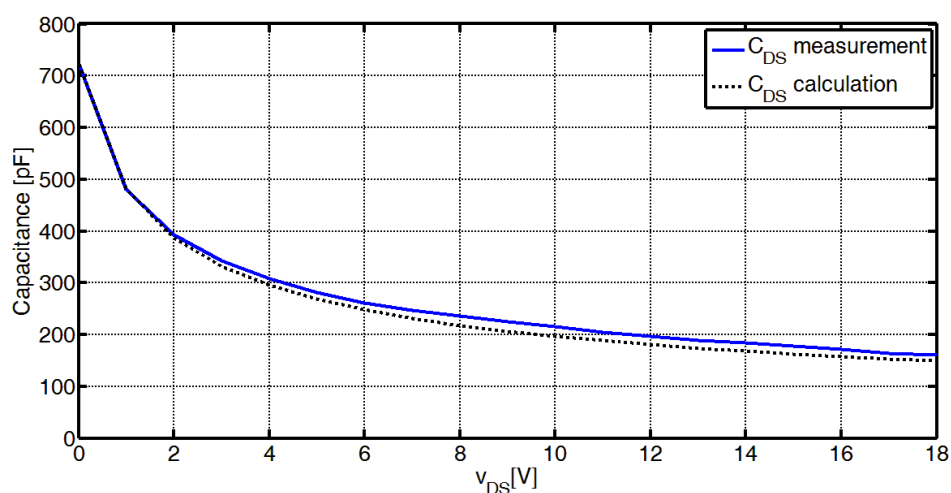
เมื่อ

C_{DS0} = Drain-Source zero-bias capacitance [F]

PB_{DS} = bulk p-n bottom potential [V]

MJ_{DS} = bulk p-n bottom grading coefficient

จากสมการที่ (3.10) เมื่อปรับค่าคงที่ C_{DS0} , PB_{DS} และ MJ_{DS} ให้สอดคล้องกับผลที่ได้จากการวัดค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{DS} ก็จะสามารถคำนวณค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{DS} ที่เป็นฟังก์ชันของแรงดัน v_{DS} ได้ สำหรับมอสเฟต IRF830 ที่ใช้ทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ ใช้ค่า $C_{DS0} = 723$ pF, $PB_{DS} = 0.8$ และ $MJ_{DS} = 0.5$ แทนค่าดังกล่าวในสมการที่ (3.10) ค่าของ C_{DS} ที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดัน v_{DS} ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{DS} จากการวัดดังในรูปที่ 3.10 จะเห็นได้ว่ามีค่าใกล้เคียงกันโดยค่าที่ได้จากการคำนวณที่เป็นเส้นประมีค่าต่ำกว่าผลที่ได้จากการวัดเล็กน้อย

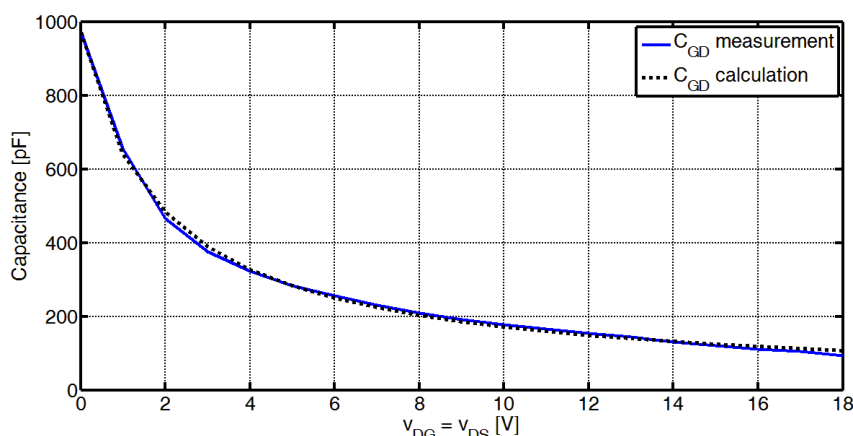


รูปที่ 3.10 ค่า C_{DS} ที่ได้จากการวัดเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.10)

ค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{DS} ที่เป็นฟังก์ชันของแรงดัน v_{DS} จะส่งผลต่อรูปคลื่นของสัญญาณด้านขาออกของมอสเฟต ส่วนค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดัน v_{DS} เช่นเดียวกันกับ C_{DS} จะส่งผลต่อรูปคลื่นของแรงดัน v_{GS} และกระแส i_G ที่วงจรรีบนำของอินเวอร์เตอร์ ค่า C_{GD} ที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดัน v_{DS} เป็นอุปสรรคต่อการออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจรรีบนำแบบเรโซแนนซ์เนื่องจากค่า C_{GD} มีค่าเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้าง ทำให้ยากต่อการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรรีบนำแบบเรโซแนนซ์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องศึกษาและวิเคราะห์

พฤติกรรมของตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ในแต่ละช่วงการทำงานของวงจรถิณเวอ์เตอร์ เพื่อให้สามารถออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรถับนำได้อย่างเหมาะสม จากพฤติกรรมของตัวเก็บประจุแฝง C_{DS} ที่เป็นฟังก์ชันของแรงดัน v_{DS} ดังสมการ (3.9) สามารถนำมาประยุกต์ใช้เพื่อสร้างสมการในการคำนวณค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน v_{DG} ได้ในทำนองเดียวกันกับ C_{DS} โดยเปลี่ยนค่าตัวแปรจาก C_{DS} , C_{DS0} , PB_{DS} และ MJ_{DS} เป็น C_{GD} , C_{GD0} , PB_{GD} และ MJ_{GD} ดังสมการ

$$C_{GD}(v_{DG}) = \frac{C_{GD0}}{\left(1 + \frac{v_{DG}}{PB_{GD}}\right)^{MJ_{GD}}} \quad ; \quad (v_{DG} \geq 0) \quad (3.11)$$



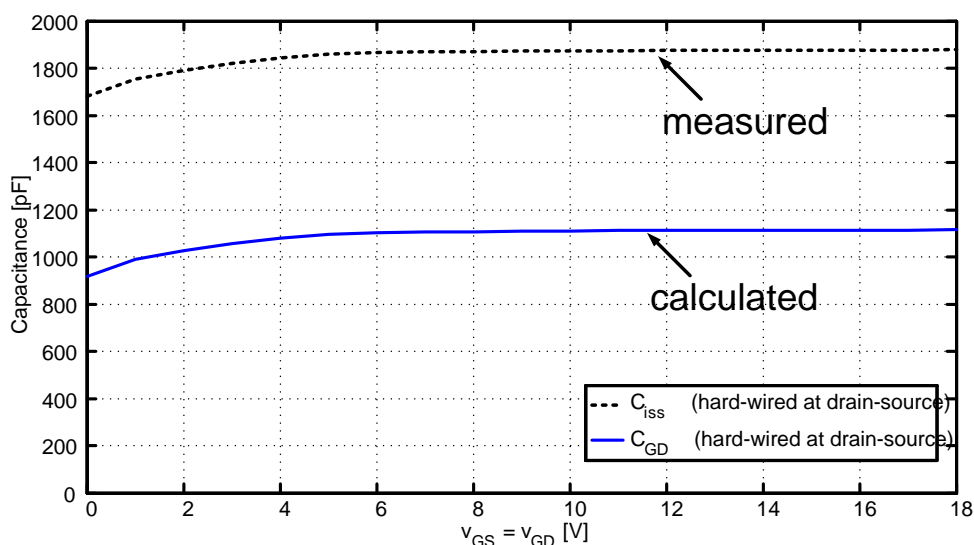
รูปที่ 3.11 ค่า C_{GD} ที่ได้จากการวัดเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.11)

จากสมการที่ (3.11) เมื่อทำการปรับค่าคงที่ C_{GD0} , PB_{GD} และ MJ_{GD} ให้สอดคล้องกับผลที่ได้จากการวัดค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ก็จะสามารถคำนวณค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ที่เป็นฟังก์ชันของแรงดัน $v_{DG} = v_{DS} - v_{GS}$ ได้ สำหรับมอสเฟต IRF830 ที่ใช้ทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ ใช้ค่า $C_{GD0} = 972$ pF, $PB_{GD} = 1.7$, $MJ_{GD} = 0.9$ เมื่อแทนค่าดังกล่าวในสมการ (3.11) ก็จะสามารถคำนวณ C_{GD} ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน v_{DG} ได้ ค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ของมอสเฟต IRF830 ที่ได้จากการวัดเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการ (3.11) แสดงดังรูปที่ 3.11 จะเห็นได้ว่าลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} กับแรงดัน v_{DG} ของแบบจำลองและค่าที่ได้จากการวัดมีลักษณะใกล้เคียงกัน

อย่างไรก็ดีพฤติกรรมของตัวเก็บประจุ C_{GD} ที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.11) จะให้ผลการเปลี่ยนแปลงของ C_{GD} กับแรงดันในกรณีที่แรงดัน v_{DG} มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับศูนย์เท่านั้น ในการทำงานของสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ จะมีการขับนำมอสเฟตให้นำกระแสหลังจากแรงดัน v_{DS} มีค่าลดลงเป็นศูนย์ โดยการป้อนแรงดัน v_{GS} ค่าบวก (0 – 20 V) ระหว่างช่วงเวลาดังกล่าวแรงดัน v_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง ส่งผลให้ $v_{DG} < 0$ ในกรณีนี้ตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} จะมีค่าสูงกว่าค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD0} เล็กน้อยและมีค่าค่อนข้างคงที่ตลอดช่วงแรงดัน $v_{DG} < 0$ ดังจะเห็นได้จากผลการวัดค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{iss} ในกรณีลัดวงจรระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์สในรูปที่ 3.12 ซึ่งค่า C_{iss} ที่วัดได้จากมอสเฟต IRF830 มีค่าสูงสุดเท่ากับ $C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} = 1820$ pF ส่วนค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GS} ที่ได้จากการวัดค่ามอสเฟต IRF830 ดังแสดงในรูปที่ 3.9 มีค่าค่อนข้างคงที่ ($C_{GS} = 763$ pF) ดังนั้นจะสามารถคำนวณค่า C_{GD} ในกรณี $v_{DG} < 0$ ได้ดังสมการ (3.12)

$$C_{GD(max)} = C_{iss(v_{DG} < 0)} - C_{GS} = 1114.81 \text{ pF} \quad ; (v_{DG} < 0) \quad (3.12)$$

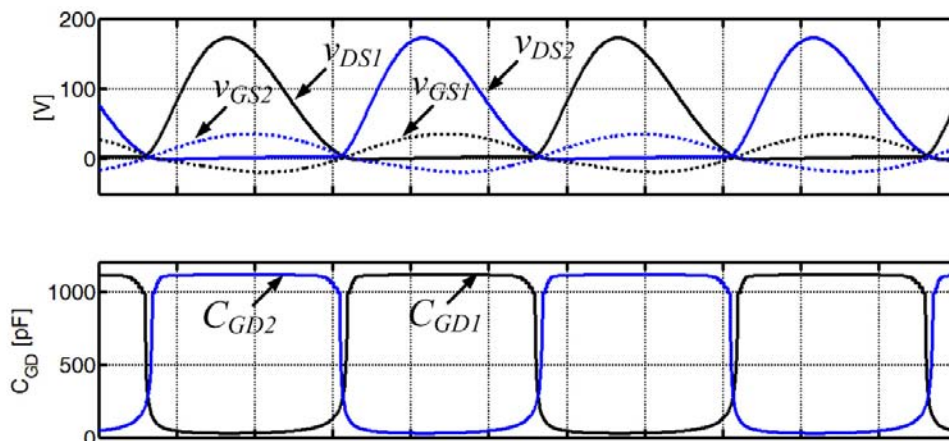
จากค่า C_{GD} ในสมการที่ (3.12) จะเห็นได้ว่าในช่วงเวลาที่แรงดัน $v_{DG} < 0$ ตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} มีค่าเพิ่มขึ้นจากค่า $C_{GD0} = 972$ pF เล็กน้อยจนกระทั่งมีค่าสูงสุดและคงที่ 1114.81 pF



รูปที่ 3.12 ผลการวัดค่า C_{iss} ของมอสเฟต IRF830 กรณีลัดวงจรระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์ส

($v_{DS} = 0$) และค่าตัวเก็บประจุ C_{GD} ที่คำนวณได้จากค่า C_{iss} ดังกล่าว

3.2.2 พฤติกรรมของตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ในแต่ละช่วงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสความถี่สูง



รูปที่ 3.13 ค่า C_{GD} ของมอสเฟตทั้งสองในแต่ละช่วงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสความถี่สูงที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์

รูปที่ 3.13 แสดงรูปคลื่นของแรงดัน v_{DS} และ v_{GS} และการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดัน v_{DG} ที่เป็นผลต่างของแรงดัน v_{DS} กับ v_{GS} ในแต่ละช่วงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสความถี่สูงที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ ในช่วงที่แรงดัน $v_{DG} = v_{DS} - v_{GS} \geq 0$ มอสเฟตหยุดนำกระแส เป็นช่วงเวลาที่เกิดภาวะเรโซแนนซ์ระหว่างค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด L กับค่าตัวเก็บประจุแฝงด้านออกของมอสเฟต C_{oss} ส่งผลให้แรงดัน v_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีค่าสูงสุดและลดลง ระหว่างช่วงเวลาดังกล่าว ตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน v_{DS} ดังสมการที่ (3.11) เมื่อแรงดัน v_{DS} มีค่าลดลงเป็นศูนย์ตามการทำงานของสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ ซึ่งแรงดัน $v_{DG} = v_{DS} - v_{GS} < 0$ เมื่อขั้วนำให้มอสเฟตนำกระแส โดยการป้อนแรงดัน v_{GS} ค่าบวกระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์ส เป็นช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} มีค่าเท่ากับ $C_{GD(max)}$ ดังสมการที่ (3.12) ตลอดช่วงแรงดัน $v_{DG} < 0$

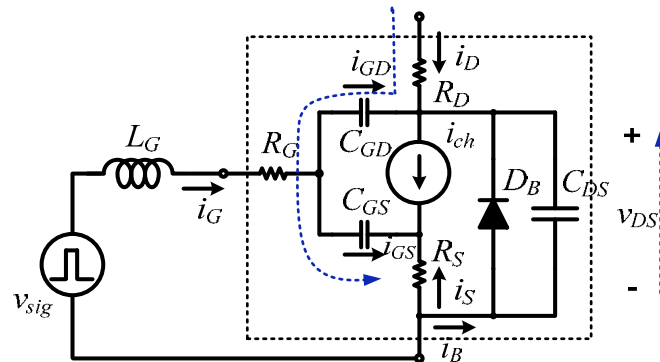
3.3 ผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ที่กระทบต่อการทำงานของอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสความถี่สูงที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์

ปรากฏการณ์มิลเลอร์เป็นปัญหาสำคัญในการขั้วนำมอสเฟตที่สวิตช์ที่ความถี่สูง แม้ว่ามอสเฟตจัดเป็นสวิตช์ที่เหมาะสมกับการสวิตช์ความถี่สูงมากกว่าอุปกรณ์สวิตช์ชนิดอื่นๆ

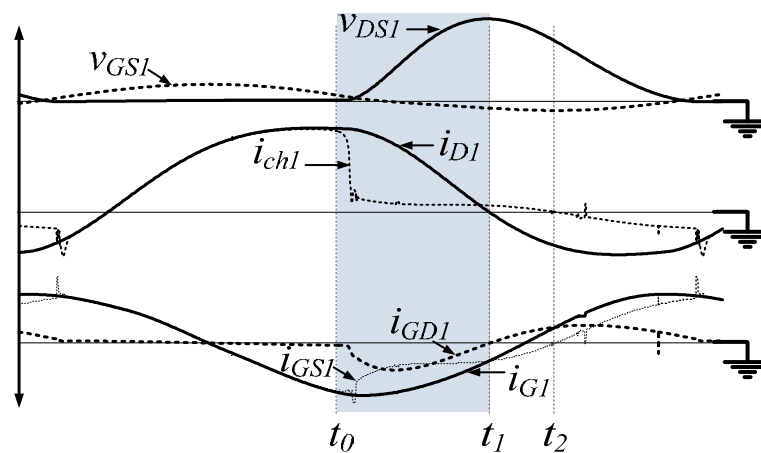
ปรากฏการณ์มิลเลอร์ส่งผลกระทบต่ออย่างยิ่งระหว่างการขับนำให้มอสเฟตเปลี่ยนแปลงสถานะ ทำให้มอสเฟตไม่สามารถเปลี่ยนแปลงสถานะได้อย่างรวดเร็วเพียงพอ ซึ่งอาจก่อให้เกิดความผิดพลาดของจังหวะการขับนำ ทำให้กำลังสูญเสียจากการสวิตช์มีค่าสูงขึ้น

สำหรับสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ (ZVS) จะไม่มีผลเนื่องจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ระหว่างการขับนำมอสเฟตให้นำกระแส (turn on) เนื่องจากแรงดัน v_{DS} ลดลงเป็นศูนย์ ก่อนการขับนำให้มอสเฟตนำกระแส จึงไม่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดัน dv_{DS}/dt ที่เป็นสาเหตุของปรากฏการณ์มิลเลอร์ ปรากฏการณ์มิลเลอร์จะส่งผลกระทบต่อการขับนำมอสเฟตเฉพาะในช่วงเวลาที่มอสเฟตหยุดนำกระแส (turn off) เท่านั้น กระแส i_{GD} ซึ่งเป็นผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์จะมีค่าลบดังแสดงในรูปที่ 3.14 เพื่อประจุ C_{GD} ให้แรงดัน v_{DG} มีขนาดเพิ่มขึ้น การใช้วงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์นอกจากจะเป็นการหลีกเลี่ยงข้อจำกัดจากค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงในวงจรถับนำมอสเฟตที่ไม่สามารถลดค่าให้ต่ำเพียงพอกับการทำงานในแต่ละความถี่แล้ว ยังสามารถให้กระแสเกตที่เป็นลบมากเพียงพอสำหรับการคายประจุของตัวเก็บประจุแฝง C_{GS} และกระแส i_{GD} ซึ่งเกิดจากปรากฏการณ์มิลเลอร์สำหรับประจุ C_{GD} โดยไม่จำเป็นต้องใช้แรงดัน v_{GS} ด้านลบที่มีค่าสูง ดังเช่นกรณีของวงจรถับนำทั่วไป ดังจะเห็นได้จากรูปคลื่นของกระแสและแรงดันของวงจรถับนำที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรถับนำอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสความถี่สูงที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ในรูปที่ 3.15 จะเห็นได้ว่า ที่เวลา $t = t_0$ แรงดัน v_{GS} ลดลงจนมีค่าเท่ากับ V_{th} ซึ่งเป็นเวลาที่มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส แรงดัน v_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้นในช่วงเวลา $t_0 < t < t_1$ ในช่วงเวลาดังกล่าว แรงดัน v_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน $v_{DG} = v_{DS} - v_{GS}$ มีค่าบวกและมีขนาดเพิ่มขึ้น กระแส i_{GD} ค่าลบ ที่เกิดจากการประจุตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} เพื่อให้แรงดัน v_{DG} มีขนาดเพิ่มขึ้น หากมีขนาดใกล้เคียงกับกระแส i_G ค่าลบสำหรับการคายประจุของ C_{GS} จะส่งผลให้เกิดการคายประจุ C_{GS} ซ้ำลงทำให้แรงดัน v_{GS} ไม่สามารถลดลงได้อย่างต่อเนื่อง ทำให้มอสเฟตไม่สามารถหยุดกระแสได้อย่างรวดเร็ว และหากกระแส i_{GD} ค่าลบ ที่เกิดจากการประจุตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} มีค่ามากกว่ากระแส i_G ค่าลบสำหรับการคายประจุของ C_{GS} จะส่งผลให้เกิดการประจุ C_{GS} ทำให้แรงดัน v_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้น มอสเฟตอาจถูกขับนำกระแสให้กลับนำกระแส (Return-on) ทำให้มีกำลังสูญเสียเพิ่มขึ้น หากออกแบบให้ i_G ที่เป็นลบมีขนาดใหญ่กว่ากระแส i_{GD} ค่าลบ ที่เกิดจากการประจุตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} แรงดัน v_{GS} จะมีขนาดลดลงอย่างต่อเนื่อง จะไม่ทำให้เกิดภาวะ

นำกระแสซ้ำ (re turn-on) หรือการนำกระแสผิดจังหวะซึ่งเป็นสาเหตุของการเกิดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ในช่วงหยุดนำกระแสของมอสเฟต



รูปที่ 3.14 ทิศทางการไหลของกระแส i_{GD} ที่เป็นผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ ในช่วงเวลาที่มอสเฟตหยุดนำกระแส



รูปที่ 3.15 รูปคลื่นที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรรีบนำแบบเรโซแนนซ์ที่ใช้แบบจำลองมอสเฟตในโปรแกรม PSpice ที่กำหนดให้ C_{GD} มีค่าคงที่

อย่างไรก็ดี รูปคลื่นที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice ในรูปที่ 3.15 ซึ่งกำหนดให้ C_{GD} มีค่าคงที่ จะแตกต่างจากรูปคลื่นที่เป็นผลการทดลอง เนื่องจากความแตกต่างของค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต C_{GD} ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงเป็นฟังก์ชันของแรงดัน v_{DG} ดังแสดงในรูปที่ 3.8 และ 3.9 จากสมการความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันของตัวเก็บประจุ

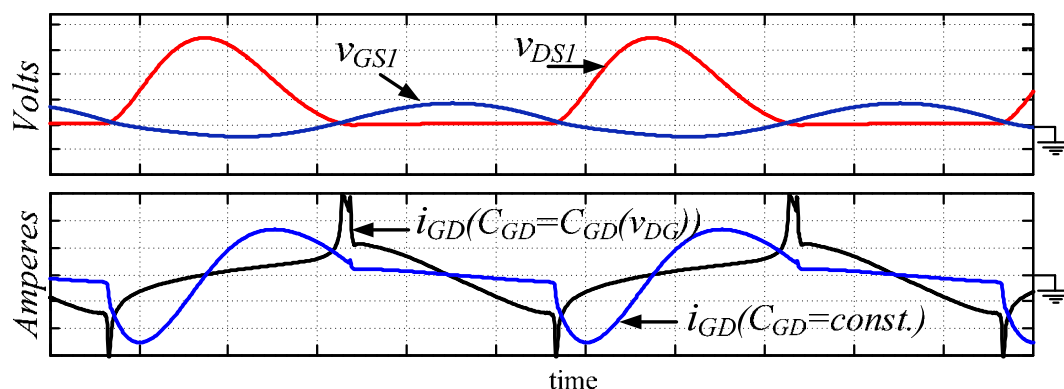
$$i_{GD} = \frac{dq_{DG}}{dt} = -C_{GD}(v_{DG}) \cdot \frac{dv_{DG}}{dt} \quad (3.13)$$

แทนค่าสมการที่ (3.11) และ $v_{GD} = v_{GS} - v_{DS}$ ในสมการที่ (3.13) จะสามารถเขียนสมการแสดงพฤติกรรมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ซึ่งเป็นผลที่เกิดขึ้นเนื่องจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ในช่วงเวลาที่มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส กรณีแรงดัน $v_{DG} \geq 0$ ได้ดังสมการ

$$i_{GD} = -C_{GD0} \left(1 + \frac{v_{DG}}{PB_{GD}} \right)^{-MJ_{GD}} \cdot \frac{d(v_{DS} - v_{GS})}{dt} \quad ; (v_{DG} \geq 0) \quad (3.14)$$

สำหรับช่วงเวลาที่มอสเฟตนำกระแส แรงดัน $v_{DG} < 0$ ค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} จะมีค่าเพิ่มขึ้นจากค่า C_{GD0} ตามสมการที่ (3.12) เล็กน้อย และจะมีค่าค่อนข้างคงที่เมื่อแรงดัน v_{DG} มีค่าลบมากขึ้น ในช่วงเวลาดังกล่าวกระแส i_{GD} มีค่าประมาณดังสมการ

$$i_{GD} = -C_{GD(\max)} \cdot \frac{d(v_{DS} - v_{GS})}{dt} \quad ; (v_{DG} < 0) \quad (3.16)$$

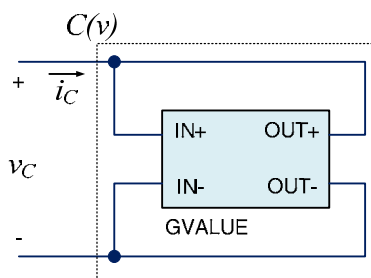


รูปที่ 3.16 รูปคลื่นของ v_{GSI} , v_{DSI} และ i_{GD} เมื่อ C_{GD} แปรตามแรงดันและ i_{GD} เมื่อ C_{GD} มีค่าคงที่

ค่ากระแส i_{GD} ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.15) และ (3.16) ในแต่ละช่วงการทำงานของวงจรมัลติเพล็กซ์เตอร์ แสดงดังรูปที่ 3.16 ในกรณี C_{GD} มีค่าคงที่เท่ากับ 200 pF และกรณีที่ C_{GD} เปลี่ยนแปลงตามแรงดัน จะเห็นได้ว่าในกรณีที่ C_{GD} มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน v_{DS} กระแส i_{GD} จะมีค่าสูงในช่วงที่แรงดัน v_{DS} มีค่าต่ำเนื่องจาก C_{GD} มี

ค่าสูง เมื่อแรงดัน v_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้น ขนาดของกระแส i_{GD} จะมีค่าต่ำกว่ากรณี C_{GD} มีค่าคงที่ เนื่องจากตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} มีค่าต่ำลงเมื่อแรงดัน v_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้น พฤติกรรมดังกล่าวแสดงให้เห็นว่ากระแส i_{GD} ที่เป็นผลเนื่องจากการปรากฏการณ์มิลเลอร์จะมีขนาดสูงสุดในช่วงเวลาที่มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส ($v_{GS} = V_{th}$) ดังนั้นวงจรขับนำที่เหมาะสมกับการขับนำมอสเฟตที่ความถี่สูงจะต้องทำให้กระแส i_G มีขนาดสูงเพียงพอที่จะรับปริมาณกระแส i_{GS} ที่เกิดจากการคายประจุของ C_{GS} และกระแส i_{GD} ที่เป็นผลจากการปรากฏการณ์มิลเลอร์ เพื่อไม่ให้เกิดการนำกระแสผิดจังหวะจากผลของการปรากฏการณ์มิลเลอร์ เนื่องจากในช่วงเวลาดังกล่าว ตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} มีค่าสูง เนื่องจากแรงดัน v_{DS} มีค่าต่ำ อีกทั้งยังเป็นช่วงเวลาอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน dv_{DS}/dt มีค่าสูง ทำให้ขนาดของกระแส i_{GD} มีค่าสูง

3.4 การพัฒนาแบบจำลองของมอสเฟตในโปรแกรม PSpice เพื่อให้ตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน



รูปที่ 3.17 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองพฤติกรรมของตัวเก็บประจุที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันในโปรแกรม PSpice

ข้อจำกัดของแบบจำลองมอสเฟตในโปรแกรม PSpice ที่กำหนดให้ตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} มีค่าคงที่ ทำให้การจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อศึกษาพฤติกรรมของกระแส i_{GD} ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันไม่สามารถทำได้โดยการใช้แบบจำลองดังกล่าว ในการศึกษาพฤติกรรมจริงของกระแส i_{GD} ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันจำเป็นต้องพัฒนาแบบจำลองของมอสเฟตให้ตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองพฤติกรรมของตัวเก็บประจุที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันในโปรแกรม PSpice แสดงดังรูปที่ 3.17

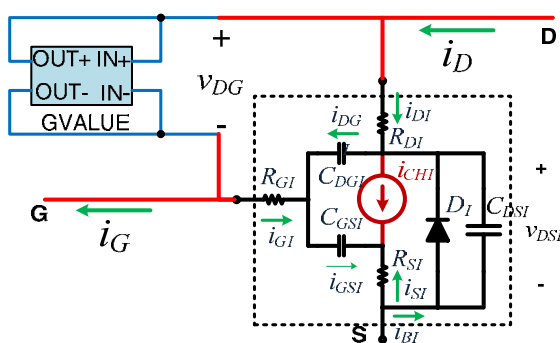
สำหรับตัวเก็บประจุที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน สมการแสดงพฤติกรรมของประจุและกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุแ่งดังกล่าวมีค่าตามสมการที่ (3.17) และ (3.18) ตามลำดับ

$$q_c(v) = C(v) \cdot dv \quad (3.17)$$

$$i_c(v) = C(v) \cdot \frac{dv}{dt} \quad (3.18)$$

จากความสัมพันธ์ของประจุและกระแสของตัวเก็บประจุแบบไม่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (3.17) และ (3.18) สามารถใช้แบบจำลอง Gvalue ในโปรแกรม PSpice ซึ่งต่อในลักษณะดังแสดงในรูปที่ 3.17 เพื่อสร้างแบบจำลองของตัวเก็บประจุที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันได้

เมื่อนำแบบจำลองตัวเก็บประจุที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันตกรวมในรูปที่ 3.17 ต่อระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์สของแบบจำลองมอสเฟต และกำหนดให้ตัวเก็บประจุแ่ง C_{GD} ค่าตัวต้านทาน R_G และ R_D ในแบบจำลองของมอสเฟตมีค่าประมาณศูนย์ จะสามารถสร้างแบบจำลองของมอสเฟตที่ตัวเก็บประจุแ่ง C_{GD} มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน v_{DG} ได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.18



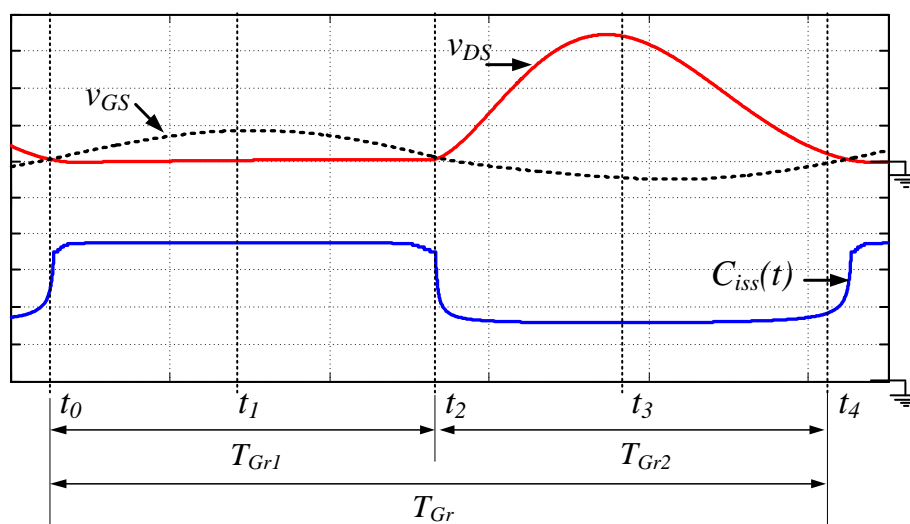
รูปที่ 3.18 แบบจำลองมอสเฟตในโปรแกรม PSpice ที่มีค่า C_{GD} เปลี่ยนแปลงตามแรงดัน

ค่าตัวเก็บประจุ C_{GD} ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันของแรงดัน v_{DG} ในแบบจำลองที่พัฒนาขึ้น สามารถกำหนดค่า C_{GD} ที่ค่าแรงดัน v_{DG} ต่างๆ ได้โดยการใส่ค่าตัวเก็บประจุ C_{GD} ที่ได้จากการวัดค่าจริงของมอสเฟต IRF830 ลงในแบบจำลองของตัวเก็บประจุที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันในลักษณะ look-up table อย่างไรก็ตามที่ข้อจำกัดของแบบจำลองดังกล่าวจำกัดจำนวนจุด

ต่างๆ ที่ค่า C_{GD} เปลี่ยนแปลงตามแรงดัน ซึ่งอาจส่งผลให้การจำลองการทำงานมีความคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ได้จากการวัดจริง การกำหนดค่าตัวเก็บประจุที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันอธิบายไว้โดยในเอกสารอ้างอิง [20]

3.5 การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์

การเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{iss} กับแรงดัน v_{DG} ทำให้การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์ถูกกำหนดด้วยค่าตัวเก็บประจุแฝงด้านเข้าของมอสเฟต C_{iss} ที่ไม่สามารถกำหนดค่าแน่นอนได้ ค่าตัวเก็บประจุแฝงที่มีค่าไม่คงที่ดังกล่าวทำให้ยากต่อการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์ให้เหมาะสมได้ อย่างไรก็ตามค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{iss} ที่จะมีค่าเปลี่ยนแปลงระหว่างค่าสูงสุด 1878 pF เมื่อ $v_{DG} < 0$ และมีค่าลดลงเมื่อ $v_{DG} \geq 0$ โดยมีค่าเปลี่ยนแปลงกับแรงดันตามสมการ 3.11 ซึ่งมีค่าต่ำเมื่อ v_{DS} มีค่าสูง ในหนึ่งคาบการทำงานค่าตัวเก็บประจุ C_{GD} และ C_{iss} จะเปลี่ยนแปลงระหว่างค่าสูงสุดในช่วงที่มอสเฟตนำกระแสกับค่าต่ำสุดเมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแส ดังในรูปที่ 3.13 และ 3.19 ตามลำดับ



รูปที่ 3.19 รูปคลื่นของ C_{iss} ที่ได้จากการคำนวณในแต่ละช่วงการทำงานของอินเวอร์เตอร์

กำหนดให้

$$\omega_{G0} \triangleq \frac{1}{\sqrt{L_G C_{iss}(t)}} = \frac{2\pi}{T_{Gr}}$$

$$\therefore T_{Gr} = 2\pi\sqrt{L_G C_{iss}}(t) \quad (3.19)$$

เมื่อประมาณให้ $T_{Gr1} = T_{Gr2} = T_{Gr}/2$ สามารถแบ่งการทำงานเป็น 2 ช่วงเวลาดังนี้

ช่วงเวลา $t_0 < t < t_2$: ($v_{DG} < 0$)

ก่อนเวลา t_0 มอสเฟตไม่นำกระแสและแรงดัน v_{DS} กำลังลดลง จนมีค่าประมาณศูนย์ที่เวลา $t = t_0$ ในขณะเดียวกันแรงดัน v_{GS} เปลี่ยนจากลบเป็นบวกและมีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีค่าเท่ากับ V_{th} ทำให้มอสเฟตนำกระแส แรงดัน v_{GD} เป็นบวกและมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{iss} มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจนกระทั่งมีค่าสูงสุดตามสมการ (3.20)

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD(max)} = 1878 \text{ pF} \quad (3.20)$$

ตัวเก็บประจุแฝง C_{iss} มีค่าคงที่ที่ค่าสูงสุดจนกระทั่งแรงดัน v_{GS} มีค่าสูงสุดที่เวลา t_1 และเริ่มลดลง เมื่อ v_{GS} ลดลงต่ำกว่า V_{th} มอสเฟตจะเข้าสู่ภาวะหยุดนำกระแสที่เวลา t_2 โดยในช่วงแรกการเพิ่มขึ้นของแรงดัน v_{DS} จะช้า เนื่องจาก C_{DS} มีค่าสูงเมื่อ v_{DS} มีค่าต่ำ เมื่อ v_{DS} มีค่าสูงขึ้นค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{iss} มีค่าเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว โดยระยะเวลาที่ค่าตัวเก็บประจุแฝงเปลี่ยนแปลงจากค่าสูงเป็นค่าต่ำจะสั้นเมื่อเทียบกับช่วงเวลาที่ C_{iss} มีค่าสูงสุด เมื่อประมาณให้ค่า C_{iss} ในช่วงเวลานี้มีค่าสูงสุด ระยะเวลาที่ C_{iss} มีค่าสูง ค่า T_{Gr} จะมีค่าประมาณตามสมการ (3.21) โดยช่วงเวลาที่ C_{iss} มีค่าสูงจะสิ้นสุดที่เวลา t_2

$$T_{Gr1} = 2\pi\sqrt{L_G C_{iss(max)}} \quad (3.21)$$

ช่วงเวลา $t_2 < t < T_{Gr}$: ($v_{DG} \geq 0$)

เมื่อแรงดัน v_{DS} มากกว่าศูนย์และมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{iss} จะลดลงอย่างรวดเร็วจนกระทั่งมีค่าต่ำสุดที่ v_{DS} มีค่าสูงสุด (กำหนดให้แรงดัน v_{DS} สูงสุดเท่ากับ $v_{DS(max)}$) ที่เวลา t_3 โดยมีค่าตามสมการ (3.22)

$$C_{GD(\min)} = \frac{C_{GD0}}{\left(1 + \frac{v_{DG(\max)}}{PB_{GD}}\right)^{MJ_{GD}}} \quad (3.22)$$

ภายหลังจากที่แรงดัน $v_{DS} = v_{DS(p)}$ ที่เวลา $t = t_3$ แรงดัน v_{DS} มีค่าลดลงอย่างต่อเนื่อง ส่งผลให้ค่า C_{iss} มีค่าเพิ่มขึ้น อย่างไรก็ตามที่แรงดัน v_{DS} มีค่าสูง ตัวเก็บประจุแฝง C_{iss} มีค่าเปลี่ยนแปลงค่อนข้างน้อยจนกระทั่งแรงดัน v_{DS} มีค่าประมาณศูนย์ที่เวลา $t = t_4$ ซึ่งเป็นเวลาครบคาบการสวิตช์ เมื่อประมาณให้ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุแฝง C_{iss} ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับช่วงเวลาที่ C_{iss} มีค่าต่ำ โดยประมาณให้ C_{iss} ในช่วงเวลานี้มีค่าต่ำสุด ระยะเวลาที่ C_{iss} มีค่าต่ำ ค่า T_{Gr2} จะมีค่าประมาณตามสมการ (3.23)

$$T_{Gr2} = 2\pi\sqrt{L_G C_{iss(\min)}} \quad (3.23)$$

คาบการทำงานของสวิตช์ T_{Gr} จะประมาณด้วยผลบวกของระยะเวลาครึ่งคาบการทำงานของวงจรถูกที่ C_{iss} มีค่าสูงสุดและต่ำสุดตามสมการ (3.24)

$$T_{Gr} = T_{Gr1} + T_{Gr2} = \pi\sqrt{L_G} \left[\sqrt{C_{iss(\max)}} + \sqrt{C_{iss(\min)}} \right] \quad (3.24)$$

คาบการเรโซแนนซ์สูงสุดของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ ถูกกำหนดด้วยคาบการสวิตช์ของวงจรถับนำอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นจะสามารถคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์สูงสุด $L_{G(\max)}$ ที่ยังคงสามารถสร้างแรงดันขับนำที่มีคาบการเรโซแนนซ์ไม่เกิดคาบการสวิตช์ของวงจรถับนำอินเวอร์เตอร์ได้ ดังสมการ

$$L_{G(\max)} \leq \left[\frac{T_{Gr}}{\pi \left(\sqrt{C_{iss(\max)}} + \sqrt{C_{iss(\min)}} \right)} \right]^2 \quad (3.25)$$

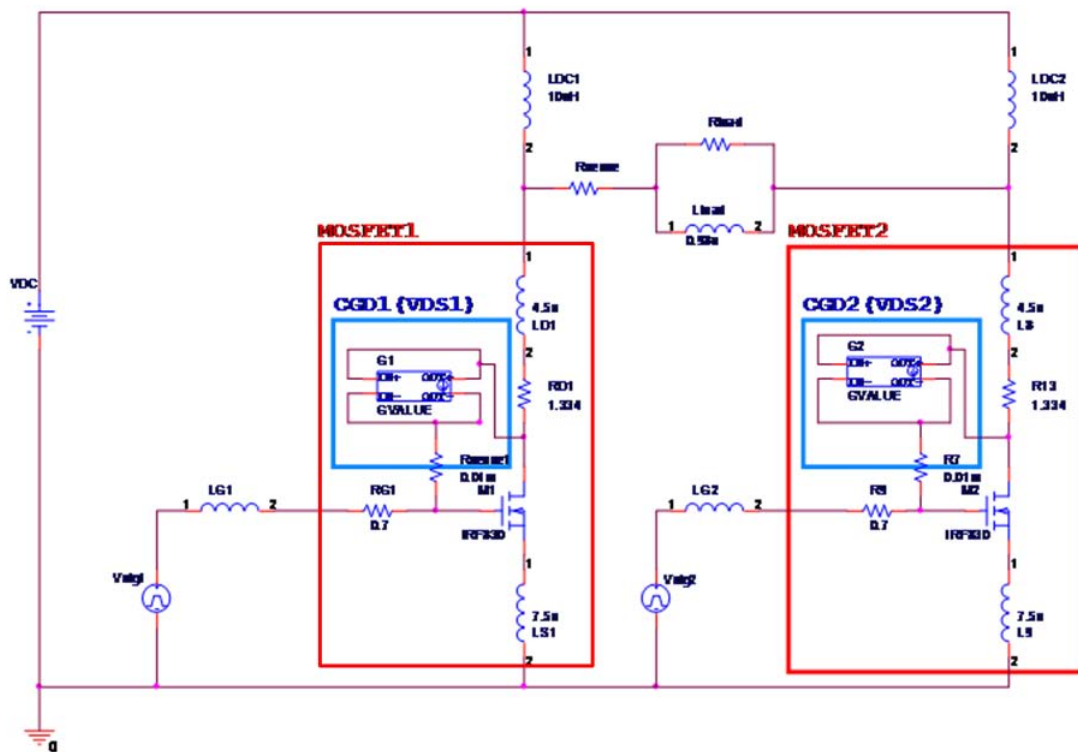
สมการที่ (3.25) สามารถใช้ในการกำหนดค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์สูงสุดที่สามารถใช้ได้ในการทำงานแต่ละความถี่การสวิตช์ หากค่าตัวเหนี่ยวนำมีค่ามากเกินไปกว่าค่าดังกล่าว จะส่งผลให้ไม่สามารถป้อนสัญญาณขับนำได้อย่างรวดเร็วเพียงพอกับการสวิตช์ อย่างไรก็ตามการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์จำเป็นต้องพิจารณาตำแหน่งการทำงานที่เหมาะสม มิให้ความถี่การทำงานมีค่าใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรถับนำมากเกินไป ซึ่งจะทำให้แรงดัน v_{GS} มีขนาดเกินพิกัดแรงดัน v_{GS} ของมอสเฟต ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในผลตอบสนองของความถี่ของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ในรูปที่ 3.5

บทที่ 4

การจำลองการทำงานและผลการทดลอง

4.1 การจำลองการทำงาน

ในบทที่ 3 ได้มีการศึกษาการทำงานของวงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์ โดยศึกษาการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตกับแรงดัน การป้อนกลับจากวงจรด้านออกไปยังวงจรขับนำจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ และการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์ ในบทที่ 4 จะนำเสนอผลการจำลองการทำงานรวมถึงผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสความถี่สูงเพื่อตรวจสอบความถูกต้องจากการคำนวณทางทฤษฎี และเพื่อศึกษาพฤติกรรมของวงจรในแต่ละช่วงการทำงาน การศึกษาการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสความถี่สูงที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์และวงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์โดยการจำลองการทำงานจะใช้แบบวงจรในรูปที่ 4.1 โดยได้ทำการศึกษาผลจากการเปลี่ยนแปลงแรงดัน v_{DS} ที่ทำให้เกิดปรากฏการณ์มิลเลอร์ ผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรขับนำ L_G รวมถึงผลจากการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันขับนำ $v_{Sig(p)}$



รูปที่ 4.1 วงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice

ค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ในแบบจำลองของมอสเฟต เบอร์ IRF830 ที่พัฒนาขึ้นเพื่อใช้ในการจำลองเพื่อศึกษาพฤติกรรมการทำงานของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ความถี่ 10 MHz ในรูปที่ 4.1 จะใช้ค่าที่ประมาณจากการวัดค่าจริงของมอสเฟต เบอร์ IRF830 ผลิตโดยบริษัท International Rectifier ซึ่งมีค่าประมาณตามสมการที่ (3.11) และ (3.12) ค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ที่ใช้ในแบบจำลอง แสดงดัง look-up table ในตารางที่ 4.1 นิพจน์ที่ใช้ในการกำหนดค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ในแบบจำลอง GVALUE ที่ใช้ในการจำลองพฤติกรรมกรเปลี่ยนแปลงแรงดันของ C_{GD} แสดงดังสมการที่ (4.1) วิธีการใช้แบบจำลองของตัวเก็บประจุที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันอธิบายไว้โดยละเอียดในเอกสารอ้างอิง [20]

$$\text{TABLE}(V(\%IN+, \%IN), -5v, 1096.8p, 0v, 972p, 1v, 655p, 2v, 465p, 5v, 284p, 7v, 230p, 10v, 176p, 18v, 93p, 100v, 24p, 200v, 13p) * \text{DDT}(V(\%IN+, \%IN-)) \quad (4.1)$$

ตารางที่ 4.1 look-up table ของค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

v_{DG} [V]	C_{GD} [pF]
-5	1096.8
0	972
1	655
2	465
5	284
7	230
10	176
18	93
100	24
200	13

การคำนวณค่ากำลังงานที่วงจรรีบนำป้อนให้แก่มอสเฟตเพื่อขับนำในหนึ่งคาบการสวิตช์ คำนวณจากผลต่างของพลังงานของวงจรรีบนำ (E_{Gate}) คูณด้วยความถี่การสวิตช์ (f_{sw}) ค่า

พลังงานที่วงจรขับนำเป็นผลลัพธ์จากการคำนวณค่าปริพันธ์ของผลคูณระหว่างกระแส i_G กับแรงดัน v_{Sig} ดังสมการที่ (4.2)

$$P_{Gate} = f_{sw} \cdot E_{Gate} = f_{sw} \cdot \int_{t=0}^{t=1/f_{sw}} v_{Sig}(t) \times i_G(t) \cdot dt \quad (4.2)$$

สมการที่ (4.2) สามารถใช้ในการคำนวณค่ากำลังงานที่วงจรขับนำป้อนให้แก่มอสเฟตเพื่อขับนำ ด้วยวิธีหาผลต่างของพลังงานในหนึ่งคาบการสวิตช์ ซึ่งแสดงผลรวมของกำลังงานทั้งหมดที่วงจรขับนำป้อนให้แก่มอสเฟตในหนึ่งคาบการสวิตช์

การคำนวณค่ากำลังงานที่ตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ในหนึ่งคาบการสวิตช์ คำนวณจากผลต่างของพลังงานที่ตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} (E_{Gate}) คูณด้วยความถี่การสวิตช์ (f_{sw}) ค่าพลังงานที่วงจรขับนำเป็นผลลัพธ์จากการคำนวณค่าปริพันธ์ของผลคูณระหว่างกระแส i_{DG} กับแรงดัน v_{DS} ดังสมการที่ (4.3)

$$P_{DG} = f_{sw} \cdot E_{DG} = f_{sw} \cdot \int_{t=0}^{t=1/f_{sw}} v_{DS}(t) \times i_{DG}(t) \cdot dt \quad (4.3)$$

สมการที่ (4.2) สามารถใช้ในการคำนวณค่ากำลังงานที่วงจรขับนำป้อนให้แก่มอสเฟตเพื่อขับนำ ด้วยวิธีหาผลต่างของพลังงานในหนึ่งคาบการสวิตช์ ซึ่งแสดงผลรวมของกำลังงานทั้งหมดที่วงจรขับนำป้อนให้แก่มอสเฟตในหนึ่งคาบการสวิตช์

4.1.1 พฤติกรรมของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงแรงดัน $v_{DS(p)}$

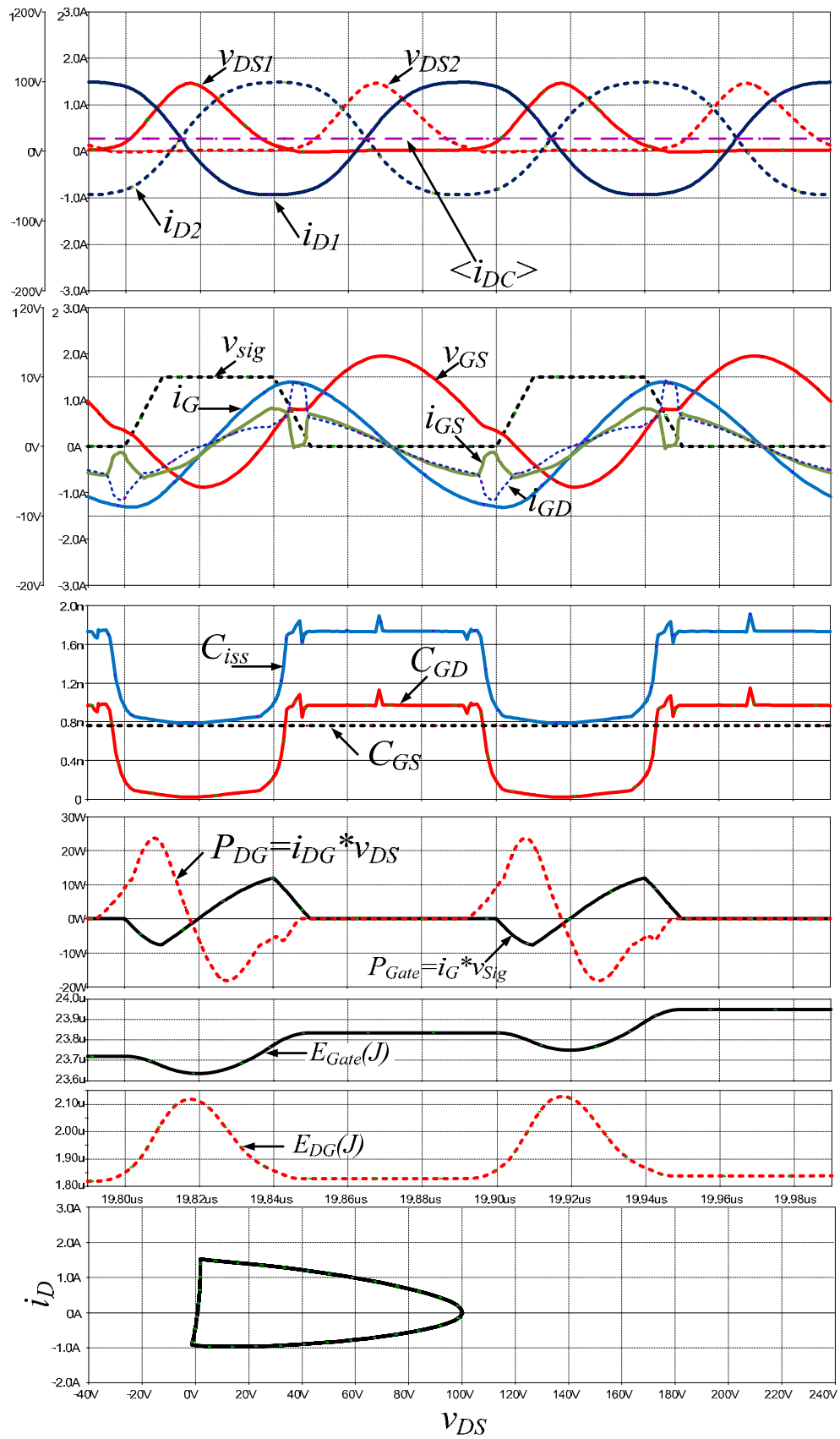
การศึกษาพฤติกรรมของปรากฏการณ์มิลเลอร์ที่ส่งผลกระทบต่อวงจรถับนำเนื่องจากผล การเปลี่ยนแปลงแรงดัน $v_{DS(p)}$ กำหนดให้ $L_{load} = 0.98\mu\text{H}$, $R_{load} = 300\Omega$, $L_{G1} = L_{G2} = 177\mu\text{H}$ และ $v_{Sig1} = v_{Sig2} = 10\text{ V}$ โดยได้ทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟตรงด้านเข้า V_{DC} เพื่อให้ได้แรงดัน $v_{DS(p)}$ จำนวน 3 ค่าดังแสดงในตารางที่ 4.2 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่จุดต่างๆ ที่ได้จากการ จำลองการทำงานของวงจรมีแรงดัน $v_{DS(p)}$ ค่าต่างๆ แสดงดังรูปที่ 4.2 - 4.4 ผลที่ได้จากการ จำลองการทำงานที่แรงดัน $v_{DS(p)}$ ค่าต่างๆ แสดงดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.2 ค่าแรงดัน $v_{DS(p)}$ ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

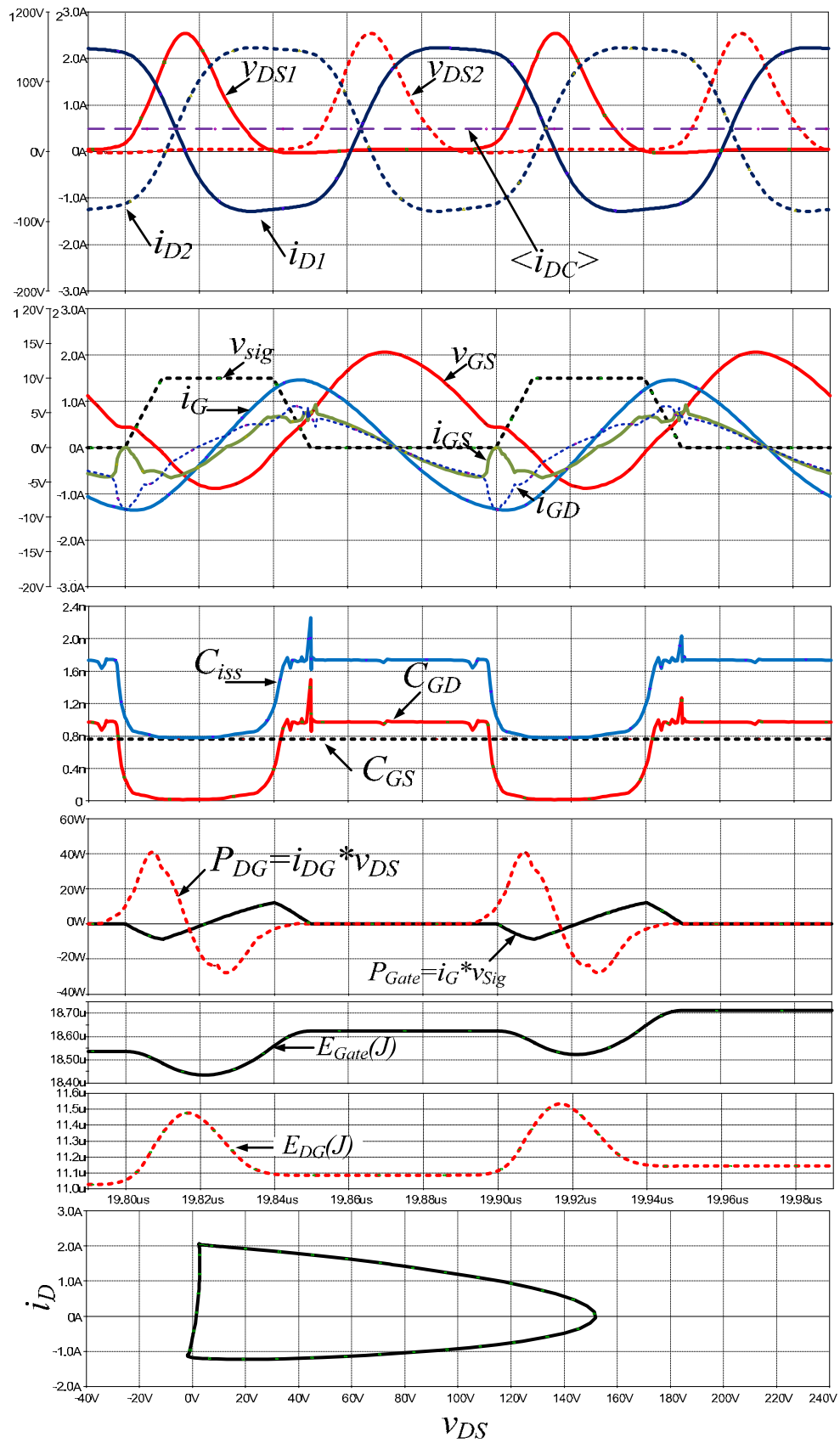
พารามิเตอร์	$v_{DS(p)}$ ค่าที่ 1	$v_{DS(p)}$ ค่าที่ 2	$v_{DS(p)}$ ค่าที่ 3
$v_{DS(p)}$	100 V	150 V	200 V

ตารางที่ 4.3 ผลการจำลองการทำงานที่แรงดัน $v_{DS(p)}$ ค่าต่างๆ

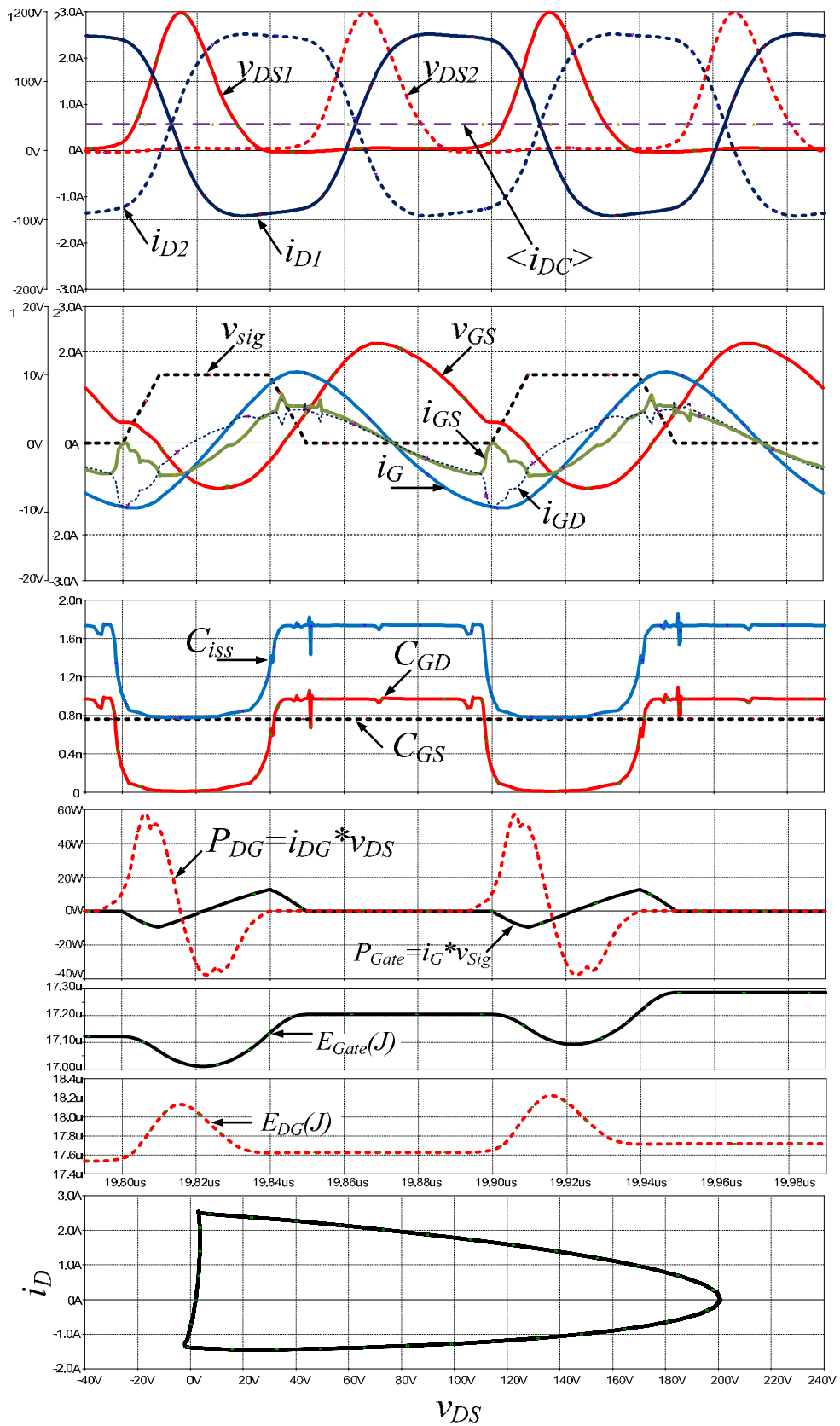
พารามิเตอร์	$v_{DS(p)} = 100\text{ V}$	$v_{DS(p)} = 150\text{ V}$	$v_{DS(p)} = 200\text{ V}$
$i_{GD(\text{turn-off})}$ [A]	-1.067	-1.154	-1.194
$i_{GS(\text{turn-off})}$ [A]	-0.003	0.016	0.016
$i_{G(\text{max})}$ [A]	1.238	1.373	1.438
$i_{G(\text{min})}$ [A]	-1.108	-1.180	-1.219
$2 * P_{Gate}$ (W/cycle)	2.3	1.68	1.7



รูปที่ 4.2 ผลการจำลองการทำงานที่แรงดัน $v_{DS(p)} = 100V$



รูปที่ 4.3 ผลการจำลองการทำงานที่แรงดัน $v_{DS(p)} = 150V$



รูปที่ 4.4 ผลการจำลองการทำงานที่แรงดัน $v_{DS(p)} = 200V$

จากรูปคลื่นที่ได้จากการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.2 – 4.4 จะเห็นว่าในช่วงเวลาที่มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส (แรงดัน v_{GS} มีค่าประมาณเท่ากับ V_{th}) แรงดัน $v_{DG} < 0$ ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่ค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{iss} ที่แปรค่าตามตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} มีค่าสูง (ในช่วงเวลานี้ C_{GD} มีค่าประมาณตามสมการที่ (3.12)) ขนาดของกระแส i_{GD} จะมีค่าประมาณตามสมการที่ (3.16) ผลจากการเพิ่มขึ้นของแรงดัน v_{DS} และค่า C_{iss} ที่มีค่าสูงทำให้กระแส i_{GD} มีค่าสูง โดยจะมีทิศทางการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_{GS} ทำให้แรงดัน v_{GS} ไม่สามารถลดลงได้อย่างรวดเร็ว เมื่อแรงดัน v_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่ง $v_{DG} \geq 0$ จะเห็นได้ว่าค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{iss} มีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งเป็นผลจากการลดลงตามแรงดันของตัวเก็บประจุ C_{GD} ซึ่งมีค่าประมาณตามสมการที่ (3.11) อีกทั้งอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน dv_{DS}/dt มีค่าต่ำกว่าในช่วงที่มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส ทำให้ขนาดของกระแส i_{GD} ลดลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งต่างจากกรณีที่มีค่า C_{iss} มีค่าคงที่ ผลที่เกิดขึ้นจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ในช่วงเวลาที่มอสเฟตหยุดนำกระแสทำให้วงจรขับนำต้องจ่ายกระแส i_G ค่าสูงเพื่อขับนำให้มอสเฟตหยุดนำกระแส ทำให้วงจรขับนำต้องจ่ายกำลังค่าสูง นอกจากนี้ยังส่งผลทำให้กำลังสูญเสียจากการขับนำให้มอสเฟตหยุดนำกระแส (turn-off loss) มีค่าสูงด้วย

ในกรณีที่แรงดัน $v_{DS(p)}$ มีค่าเพิ่มขึ้น ขนาดของกระแส i_{GD} ที่เกิดจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ในช่วงที่มอสเฟตหยุดนำกระแสจะมีค่าสูง เนื่องจากอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน dv_{DS}/dt มีเพิ่มขึ้น ส่งผลให้วงจรขับนำต้องจ่ายกำลังงานค่าเพิ่มขึ้นในการขับนำมอสเฟตให้เปลี่ยนแปลงสถานะ อย่างไรก็ตามผลการจำลองการทำงานที่แรงดัน $v_{DS(p)} = 100$ V ที่แสดงในรูปที่ 4.2 ค่ากำลังสูญเสียของมอสเฟตจะมีค่าสูงกว่ากรณีอื่นๆ มีสาเหตุมาจากการขับนำที่ไม่อยู่ในภาวะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (ZVS) ดังจะเห็นได้จากรูปคลื่นของแรงดัน v_{GS} ระหว่างการขับนำให้มอสเฟตนำกระแส เมื่อแรงดัน v_{GS} มีค่าประมาณเท่ากับ V_{th} ซึ่งแรงดัน v_{DS} ยังไม่ลดลงเป็นศูนย์ อัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน dv_{DS}/dt มีค่าลบ ทำให้กระแส i_G ที่จะต้องประจุ C_{GS} แยกไหลผ่าน C_{GD} ส่งผลให้แรงดัน v_{GS} ไม่สามารถเพิ่มขึ้นได้อย่างรวดเร็ว ปรากฏการณ์มิลเลอร์ที่เกิดขึ้นระหว่างการขับนำให้มอสเฟตนำกระแสส่งผลต่อกำลังสูญเสียจากการขับนำให้มอสเฟตนำกระแส (turn-on loss) ค่าสูง ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยการลดค่าวัฏจักรงานของแรงดันขับนำให้เหมาะสมกับจังหวะการสวิตช์ให้ทำงานในภาวะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ เพื่อไม่ให้เกิดปรากฏการณ์มิลเลอร์ระหว่างการขับนำให้มอสเฟตนำกระแส

4.1.2 พฤติกรรมของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า L_G

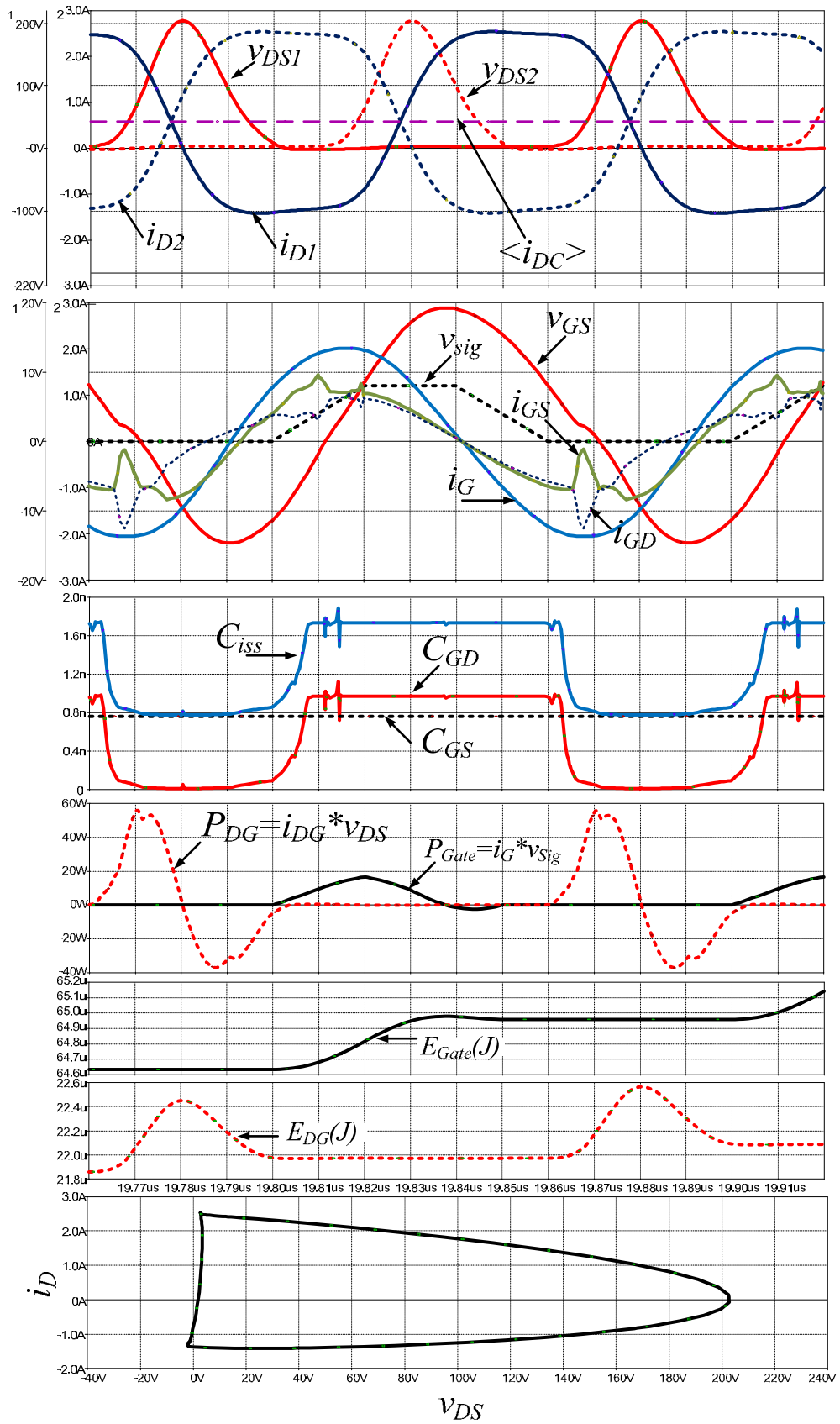
การศึกษาพฤติกรรมของวงจรขั้วนำเนื่องจากตัวเหนี่ยวนำ L_{G1} , L_{G2} ค่าต่างๆ กำหนดให้ $L_{load} = 0.98\mu\text{H}$, $R_{load} = 300\Omega$, $v_{DS(p)}=200\text{V}$, $v_{Sig1(p)} = v_{Sig2(p)} = 10\text{V}$ โดยทำการแปรค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรขั้วนำ L_{G1} , L_{G2} จำนวน 3 ค่าดังแสดงในตารางที่ 4.4 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่างๆ จากการจำลองการทำงานของวงจรที่ขนาดตัวเหนี่ยวนำ L_{G1} , L_{G2} ค่าต่างๆ แสดงดังรูปที่ 4.5 – 4.7 ตารางเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณและการจำลองการทำงานที่ L_{G1} , L_{G2} ค่าต่างๆ แสดงดังตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.4 ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{G1} และ L_{G2} ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

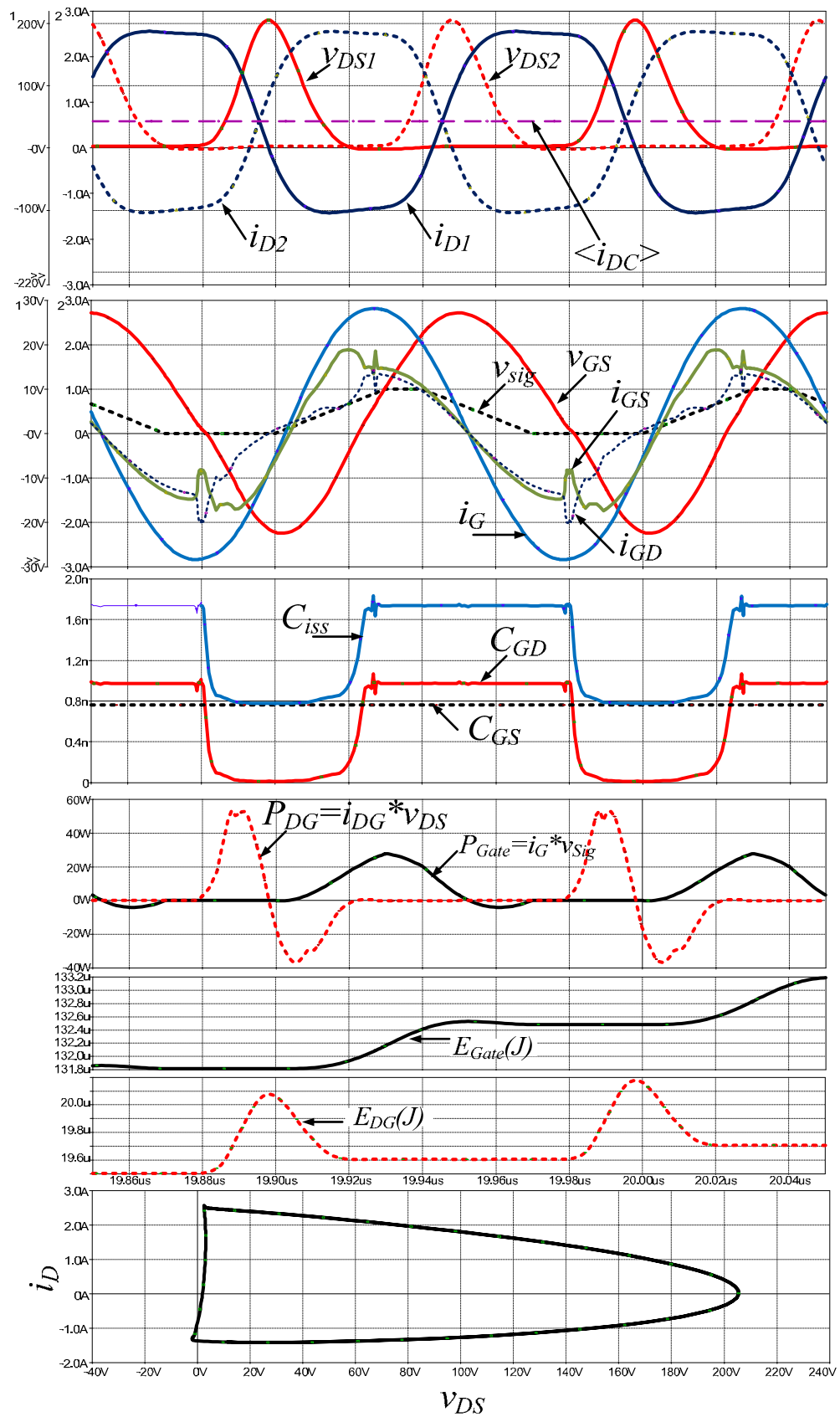
พารามิเตอร์	L_{G1} , L_{G2} ค่าที่ 1	L_{G1} , L_{G2} ค่าที่ 2	L_{G1} , L_{G2} ค่าที่ 3
L_{G1} , L_{G2}	100nH	120nH	177nH

ตารางที่ 4.5 ผลการจำลองการทำงานที่ L_{G1} และ L_{G2} ค่าต่างๆ

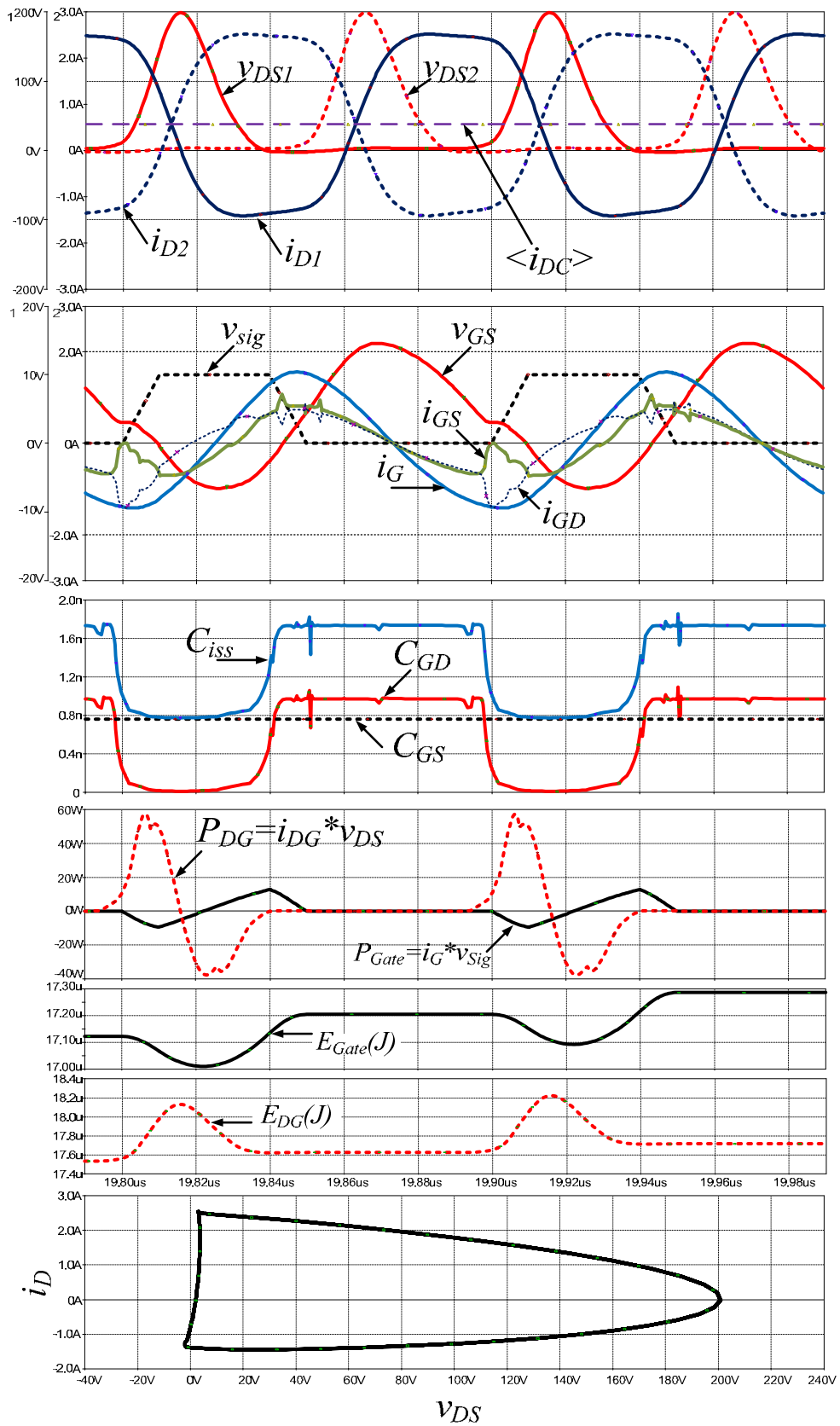
พารามิเตอร์	$L_{G1}=L_{G2}= 100\text{nH}$	$L_{G1}= L_{G2}= 120\text{nH}$	$L_{G1}= L_{G2} = 177\text{nH}$
$i_{GD(\text{turn-off})}$ [A]	-1.916	-1.915	-1.194
$i_{GS(\text{turn-off})}$ [A]	-0.261	-0.526	0.016
$i_{G(\text{max})}$ [A]	1.904	2.342	1.438
$i_{G(\text{min})}$ [A]	-2.179	-2.502	-1.219
$2*P_{Gate}$ (W/cycle)	6.52	9.64	1.7



รูปที่ 4.5 ผลการจำลองการทำงาน กรณี $L_{G1} = L_{G2} = 100$ nH

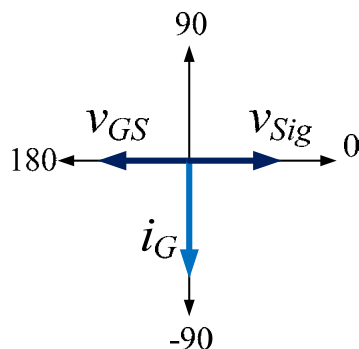


รูปที่ 4.6 ผลการจำลองการทำงาน กรณี $L_{G1} = L_{G2} = 120$ nH



รูปที่ 4.7 ผลการจำลองการทำงาน กรณี $L_{G1} = L_{G2} = 177$ nH

รูปคลื่นที่ได้จากการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.5 – 4.7 แสดงให้เห็นว่าค่าตัวเหนี่ยวนำ L_G มีผลต่อขนาดและมุมเฟสของแรงดัน v_{Sig} , v_{GS} และกระแส i_G เมื่อกำหนดให้เฟสของแรงดัน v_{Sig} เป็นเฟสอ้างอิง (0 องศา) เฟสของแรงดัน v_{GS} จะมีค่าระหว่าง 0 ถึง 180 องศา เฟสของกระแส i_G จะมีค่าระหว่าง -90 ถึง 90 องศา ดังแสดงในรูปที่ 4.8 และที่อธิบายผลตอบสนองเชิงความถี่ในรูปที่ 3.5 ของบทที่ 3



รูปที่ 4.8 เฟสของแรงดัน v_{Sig} , v_{GS} และกระแส i_G

ขนาดของแรงดัน v_{GS} และกระแส i_G จะขึ้นกับค่าตัวเหนี่ยวนำ L_G เนื่องจากค่าตัวเหนี่ยวนำ L_G จะส่งผลกระทบต่อผลตอบสนองความถี่ของวงจรขับนำดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 แม้ว่าการออกแบบให้ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_G เพื่อให้วงจรขับนำทำงานรอบๆ ความถี่เรโซแนนซ์จะสามารถสร้างแรงดัน v_{GS} ค่าสูง เพื่อให้ขนาดของกระแส i_G มีค่าสูงจะสามารถประจุและคายประจุแก่ตัวเก็บประจุแฝง C_{GS} และ C_{GD} ได้อย่างรวดเร็วก็ตาม แต่ขนาดของแรงดัน v_{GS} ในการทำงานจริงจะถูกจำกัดด้วยพิกัดของแรงดัน v_{GS} ที่มอสเฟตสามารถรับได้ หากออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำ L_G ให้ทำงานอยู่ใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรขับนำมากๆ ขนาดของแรงดัน v_{GS} จะมีค่าสูงมาก ซึ่งจะส่งผลให้มอสเฟตที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ไวงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ได้รับความเสียหายได้

การเปลี่ยนแปลงของตัวเก็บประจุแฝง C_{iss} ทำให้ไม่สามารถทราบค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่แท้จริงของวงจรขับนำ โดยจะส่งผลทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรขับนำ ω_{G0} ความถี่ปัสถานของวงจรขับนำ ω_{Gn} ตัวประกอบคุณภาพ Q_{Gs} และ ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรขับนำมีค่าเปลี่ยนแปลงไป ดังที่ได้อธิบายในบทที่ 3 อย่างไรก็ตามการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.5 – 4.7 จะเห็นได้ว่าเฟสของกระแส i_G นำหน้าแรงดัน v_{Sig} ในรูปที่ 4.5 และ 4.6 เมื่อค่า $L_{G1} = L_{G2} = 100$ nH และ 120 nH ตามลำดับ และล้าหลังแรงดัน v_{Sig} ในรูปที่ 4.7 เมื่อค่า $L_{G1} = L_{G2} = 177$ nH

ดังนั้นการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำ L_G ที่เหมาะสม จะต้องออกแบบให้กระแส i_G นำหน้าแรงดัน v_{Sig} ใกล้เคียง 90 องศา แม้ว่าค่าตัวเก็บประจุแผ่น C_{GD} ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันจะทำให้ไม่สามารถทราบค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรขับนำที่แท้จริง นอกจากนี้ในการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์จำเป็นจะต้องระมัดระวังไม่ให้วงจรขับนำทำงานใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรขับนำมากเกินไป มิฉะนั้นจะส่งผลให้มอสเฟตได้รับความเสียหายเนื่องจากแรงดัน v_{GS} มีขนาดเกินพิกัดแรงดัน v_{GS} ของมอสเฟต ($v_{GS(max)} = 20\text{ V}$)

4.1.3 พฤติกรรมของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $v_{sig(p)}$

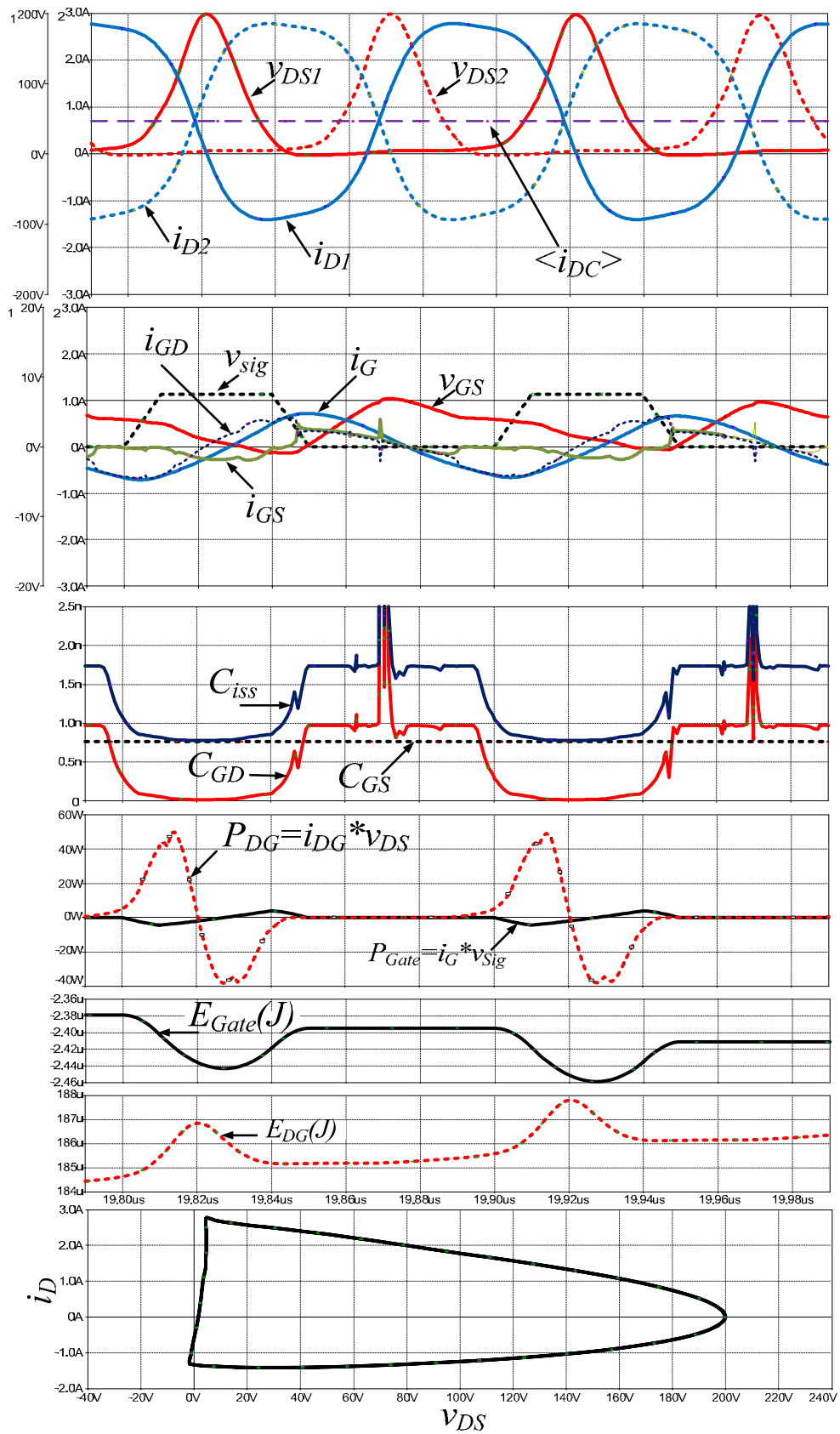
ในการศึกษาพฤติกรรมของวงจรขับนำเนื่องจากการป้อนแรงดัน $v_{Sig1(p)}$, $v_{Sig2(p)}$ ค่าต่างๆ กำหนดให้ $L_{load}=0.98\mu\text{H}$, $R_{load}=300\Omega$, $v_{DS(p)}=200\text{V}$, $L_{G1}=L_{G2}=177\mu\text{H}$ โดยทำการแปรค่าแรงดัน $v_{Sig1(p)}$, $v_{Sig2(p)}$ จำนวน 3 ค่าดังแสดงในตารางที่ 4.6 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่จุดต่างๆ ที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรที่แรงดัน $v_{Sig1(p)}$, $v_{Sig2(p)}$ ค่าต่างๆ แสดงดังรูปที่ 4.9 – 4.11 ตารางเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณและการจำลองการทำงานที่แรงดัน $v_{Sig1(p)}$, $v_{Sig2(p)}$ ค่าต่างๆ แสดงดังตารางที่ 4.7

ตารางที่ 4.6 ค่าแรงดัน $v_{Sig(p)1}$ และ $v_{Sig(p)2}$ ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

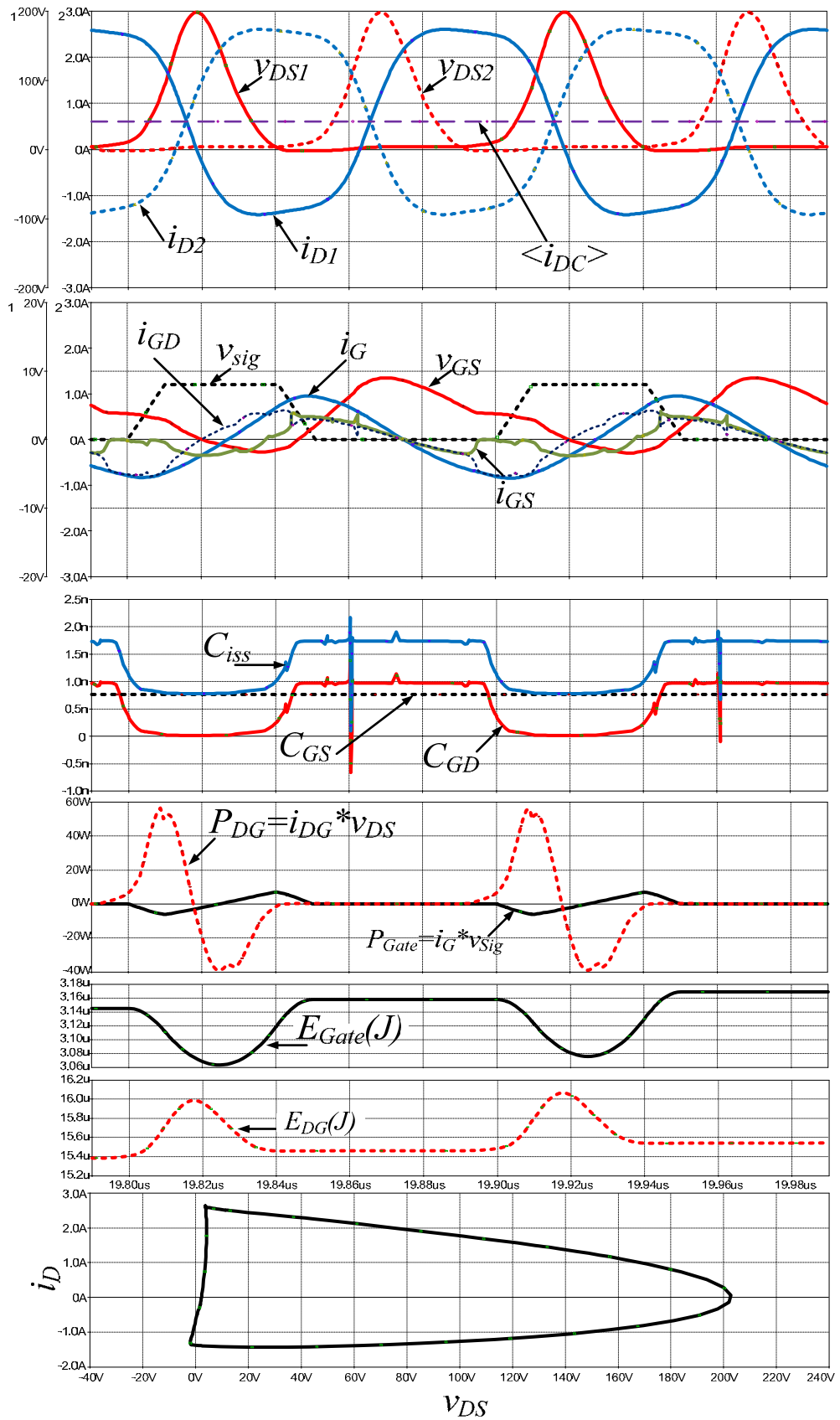
พารามิเตอร์	$v_{Sig1(p)}, v_{Sig2(p)}$ ค่าที่ 1	$v_{Sig1(p)}, v_{Sig2(p)}$ ค่าที่ 2	$v_{Sig1(p)}, v_{Sig2(p)}$ ค่าที่ 3
$v_{Sig1(p)}, v_{Sig2(p)}$	7V	8V	10V

ตารางที่ 4.7 ผลการจำลองการทำงานที่แรงดัน $v_{Sig(p)}$ ค่าต่างๆ

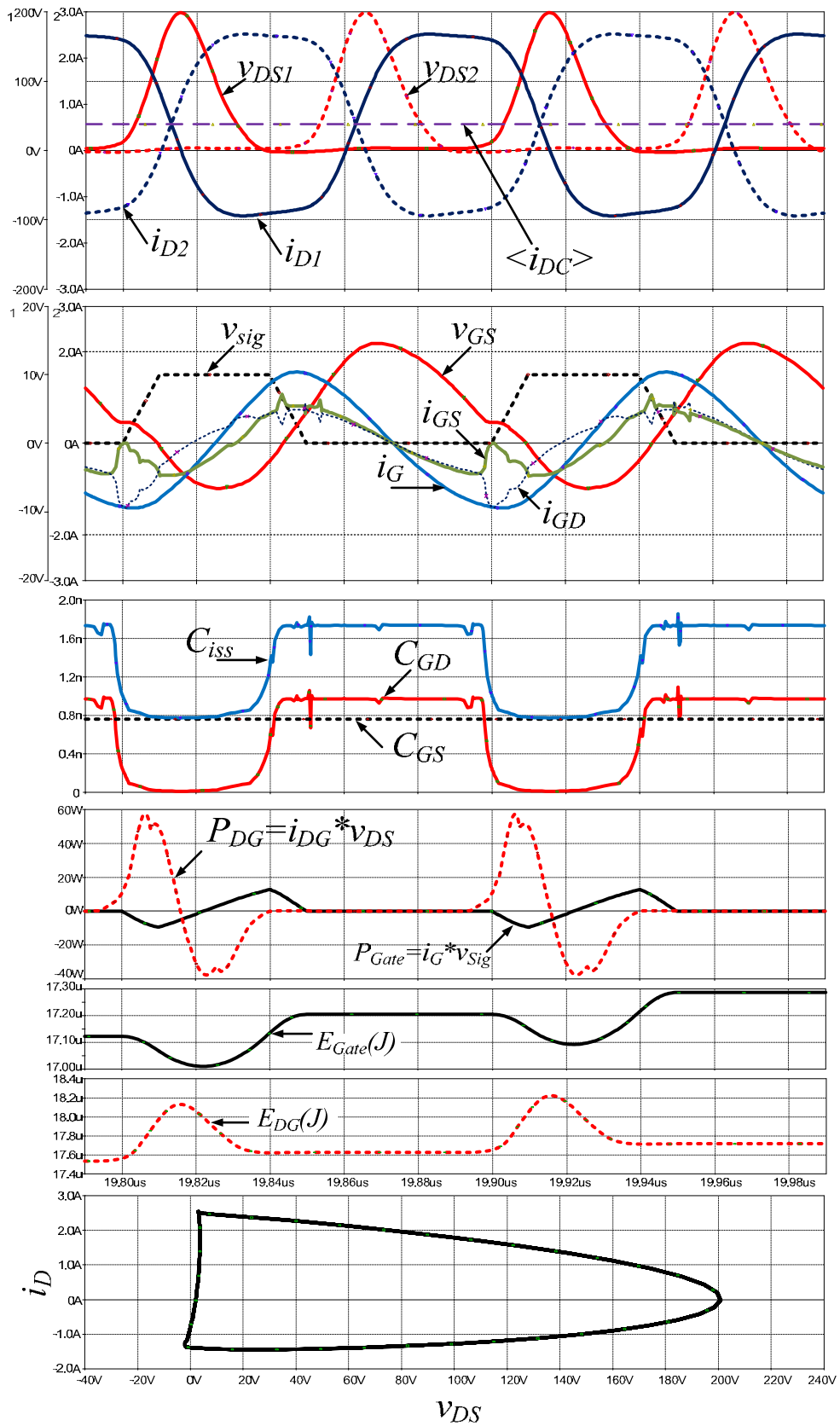
พารามิเตอร์	$v_{Sig1(p)}=v_{Sig2(p)}=7\text{V}$	$v_{Sig1(p)}=v_{Sig2(p)}=8\text{V}$	$v_{Sig1(p)}=v_{Sig2(p)}=10\text{V}$
$i_{GD(\text{turn-off})}$ [A]	-0.631	-0.83	-1.194
$i_{GS(\text{turn-off})}$ [A]	0.001	0.001	0.016
$i_{G(\text{max})}$ [A]	0.688	0.9995	1.438
$i_{G(\text{min})}$ [A]	-0.635	-0.872	-1.219
2^*P_{Gate} (W/cycle)	-0.4	0.05	1.7



รูปที่ 4.9 ผลการจำลองการทำงาน กรณี $v_{Sig1(p)} = v_{Sig2(p)} = 7$ V



รูปที่ 4.10 ผลการจำลองการทำงาน กรณี $v_{Sig1(p)} = v_{Sig2(p)} = 8$ V



รูปที่ 4.11 ผลการจำลองการทำงาน กรณี $v_{Sig1(p)} = v_{Sig2(p)} = 10$ V

รูปคลื่นที่ได้จากการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.8 – 4.10 แสดงให้เห็นว่า ในกรณีที่แรงดัน $v_{sig(p)}$ ค่าต่ำ ส่งผลให้วงจรถับนำไม่สามารถรับปริมาณกระแส i_{GD} ในขณะที่มอสเฟตหยุดนำกระแสจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ได้อย่างเพียงพอ เนื่องจากในช่วงเวลาดังกล่าวขนาดของกระแส i_G มีค่าต่ำ กระแส i_{GD} จากปรากฏการณ์มิลเลอร์ทำให้ i_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้แรงดัน v_{GS} จะไม่สามารถลดลงได้อย่างรวดเร็ว แรงดัน v_{GS} จะมีค่าคงที่อยู่ที่ระยะหนึ่ง จนกระทั่งกระแส i_{GD} มีขนาดลดลง แรงดัน v_{GS} จึงจะสามารถลดลงเพื่อให้มอสเฟตหยุดนำกระแสได้โดยสมบูรณ์ ช่วงที่แรงดัน v_{GS} มีค่าเกือบคงที่และไม่สามารถลดค่าลงได้เนื่องจากผลของปรากฏการณ์มิลเลอร์นี้ เรียกว่า Miller plateau เนื่องจากเมื่อแรงดัน v_{sig} มีค่าต่ำ ส่งผลให้ขนาดของกระแส i_G มีค่าต่ำด้วย กระแส i_{GD} ซึ่งมีค่าประมาณตามสมการที่ (3.15) จะไหลในทิศทางที่ต้านการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_{GS} การที่ขนาดของกระแส i_G มีค่าต่ำกว่าผลรวมของกระแส i_{GS} ที่เกิดจากการคายประจุของ C_{GS} และกระแส i_{GD} จากปรากฏการณ์มิลเลอร์ เป็นสาเหตุให้เกิด Miller plateau

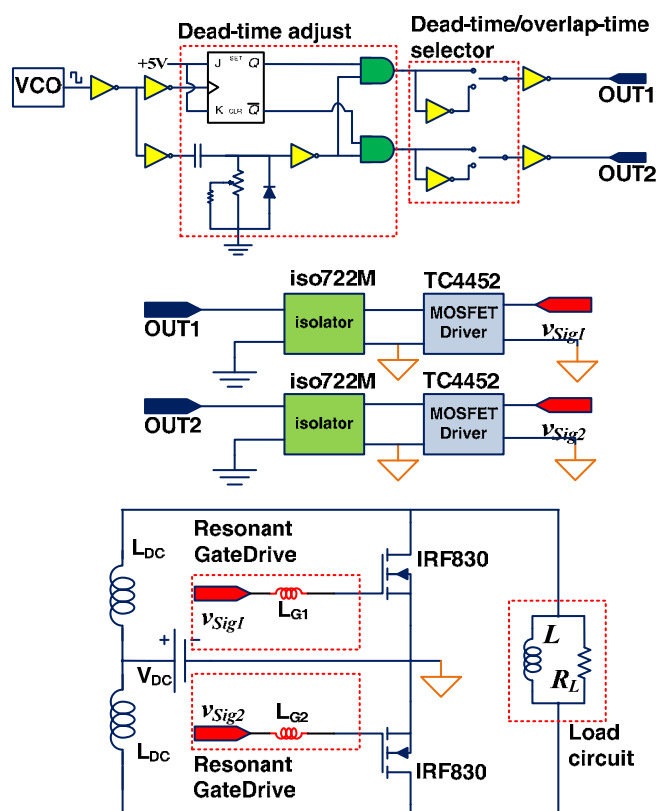
ในกรณีที่แรงดัน v_{sig} มีค่าต่ำ จะเห็นได้ว่าช่วงเวลาที่เกิด Miller plateau จะยาวนานกว่ากรณีที่แรงดัน v_{sig} มีค่าสูง อีกทั้งอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน dv_{GS}/dt มีค่าต่ำ อีกทั้งรูปคลื่นของกระแส i_{GD} ในช่วงเวลาดังกล่าวจะมีลักษณะที่แตกต่างจากกรณีที่แรงดัน v_{sig} มีค่าสูง โดยจะมีขนาดสูงสุดต่ำกว่า ช่วงเวลาที่เกิด Miller plateau อัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน dv_{GS}/dt มีค่าประมาณเท่ากับศูนย์จากการที่แรงดัน v_{GS} มีค่าค่อนข้างคงที่ กระแส i_{GD} จึงมีค่าขึ้นกับแรงดัน v_{DS} เท่านั้น โดยมีค่าประมาณตามสมการที่ (3.15) และ (3.16) การที่ช่วงเวลาที่ Miller plateau มีระยะเวลาที่ยาวนาน จะส่งผลต่อกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ในช่วงที่มอสเฟตหยุดนำกระแส (turn-off loss) ให้มีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย

กำลังงานที่วงจรถับนำจ่ายให้กับมอสเฟตจะมีค่าลดลง แปรตามแรงดัน $v_{sig(p)}$ ที่มีขนาดลดลง ในกรณีที่แรงดัน $v_{sig(p)}$ มีค่าต่ำมาก กำลังงานที่วงจรถับนำจ่ายให้แก่มอสเฟตในการขับนำให้มอสเฟตเปลี่ยนแปลงสถานะจะมีค่าต่ำเมื่อเทียบกับกำลังงานจากวงจรโหลดที่ป้อนกลับมายังวงจรถับนำจากการเกิดปรากฏการณ์มิลเลอร์ กำลังงานของวงจรถับนำที่ได้จะมีค่าลบ ดังจะเห็นได้จากรูปคลื่นของพลังงานสูญเสียที่วงจรถับนำดังรูปที่ 4.9

แม้การลดแรงดัน $v_{Sig(p)}$ จะทำให้กำลังงานจากวงจรถับนำมีค่าต่ำลง แต่การขับนำเพื่อลดผลกระทบจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ วงจรถับนำจึงจำเป็นต้องป้อนกำลังงานจากวงจรถับนำค่าสูงเพียงพอในการรับปริมาณกระแส i_{GD} ที่เกิดจากปรากฏการณ์มิลเลอร์

4.2 ผลการทดลอง

ในการศึกษาผลของพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรถับนำที่มีต่อการทำงานของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ซึ่งได้แก่ ขนาดของสัญญาณขับนำ ย่านความถี่การทำงานเมื่อเทียบกับความถี่ธรรมชาติไม่หน่วง และขนาดของแรงดัน v_{DS} ที่เป็นตัวกำหนดขนาดของการป้อนกลับจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ที่มีขนาดแปรตามแรงดัน ได้ทำการสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสความถี่สูงที่ใช้วงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ เพื่อศึกษาพฤติกรรมที่เกิดขึ้นจริงในวงจร วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้วงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ที่ใช้ในการทดลองแสดงในรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้วงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ที่ใช้ทดลอง

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสความถี่สูงที่ใช้วงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์ในรูปแบบที่ 4.12 ประกอบด้วยมอสเฟตที่ใช้เป็นสวิตช์ไวงาน ผลิตโดยบริษัท International Rectifier เบอร์ IFR830 มีพิคัดแรงดันสูงสุด 500V กระแสสูงสุด 4.5A ความต้านทาน $R_{DS(on)}$ เท่ากับ 1.5Ω ค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{iss} , C_{oss} และ C_{rss} จากการวัดค่าจริงดังแสดงในบทที่ 3 วงจรกำเนิดสัญญาณ (VCO) ใช้วงจรประมวลผลเบอร์ SN74LS624 ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณนาฬิกาความถี่ 10 MHz เป็นสัญญาณด้านเข้าของวงจรหารความถี่ซึ่งใช้ J-K flip-flop และวงจรปรับค่า dead-time ที่ใช้ตัวเก็บประจุ C 150pF กับตัวต้านทานปรับค่าได้ 500Ω เพื่อให้ได้สัญญาณความถี่ 10MHz ซึ่งสามารถเลือกและปรับขนาดของ dead-time หรือ overlap-time สัญญาณออกจากวงจรที่ใช้เลือก และปรับขนาดของ dead-time หรือ overlap-time จะส่งผ่านไปยังวงจรที่ใช้ในการขับนำมอสเฟต ซึ่งเป็นวงจรประมวลผลที่ผลิตโดยบริษัท Microchip เบอร์ TC4452 ซึ่งมีค่าความต้านทานขาออก เท่ากับ 1Ω ส่วนแหล่งจ่ายไฟตรงที่ป้อนให้กับวงจรขับนำจะใช้แหล่งจ่ายไปตรงที่ปรับค่าได้เพื่อให้สามารถควบคุมระดับของสัญญาณขับนำได้ตามต้องการ นอกจากนี้จะใช้ตัวเหนี่ยวนำ L_{G1} และ L_{G2} ต่อระหว่างวงจรขับนำกับด้านเข้าของมอสเฟตเพื่อสร้างสัญญาณขับนำแบบเรโซแนนซ์ ด้านวงจรโหลดใช้ตัวต้านทาน $150\Omega/25W$ จำนวน 2 ตัวอนุกรมกันเพื่อให้ได้ค่าความต้านทานเท่ากับ 300Ω ตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด (L) มีค่าเท่ากับ $0.98\mu H$ ใช้แกนชนิด pot-core ที่แกนเป็นสาร NiZn และตัวเหนี่ยวนำด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ (L_1, L_2) มีค่าเท่ากับ $18\mu H$ ใช้แกนชนิด toroid ที่แกนเป็นสาร NiZn

ในการคำนวณอนุพันธ์ของรูปคลื่นแรงดัน v_{DS} และ v_{GS} ที่ได้จากการทดลอง เพื่อใช้ในการคำนวณหาค่ากระแส i_{GD} และ i_{GS} จำเป็นจะต้องใช้วิธี curve fitting เนื่องจากข้อมูลที่ได้จากออสซิลโลสโคปจากการสวิตซ์ที่ความถี่สูงมีค่าไม่ต่อเนื่อง ทำให้การคำนวณอนุพันธ์ของข้อมูลต่างๆ ไม่ถูกต้อง ในการทำ curve fitting ใช้ Curve Fitting Toolbox [21] ในโปรแกรม MATLAB โดยใช้วิธีประมาณค่าด้วยอนุกรมฟูเรียร์ดังสมการ

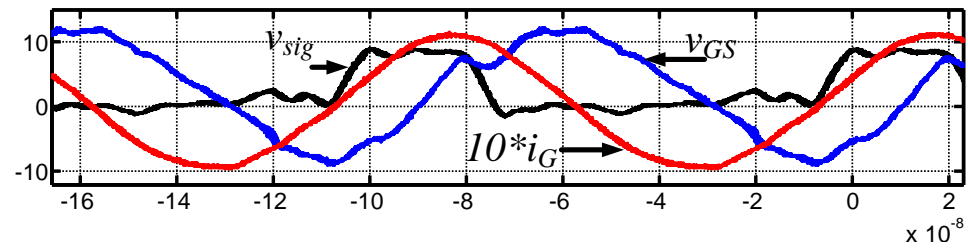
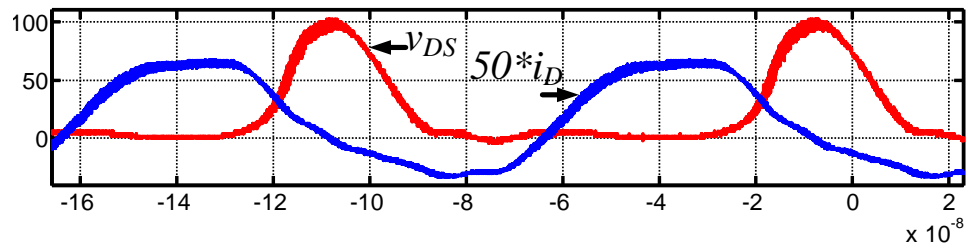
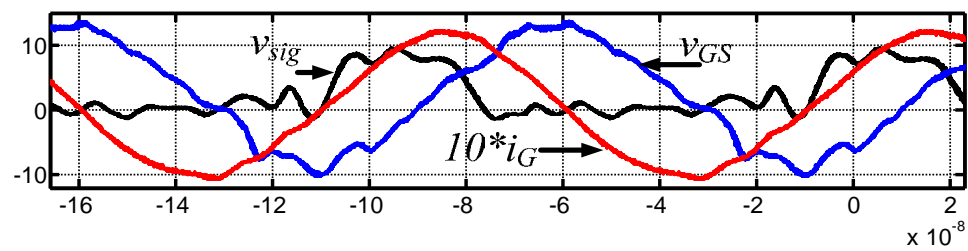
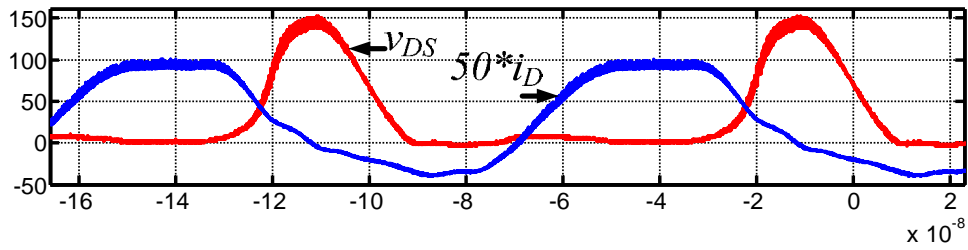
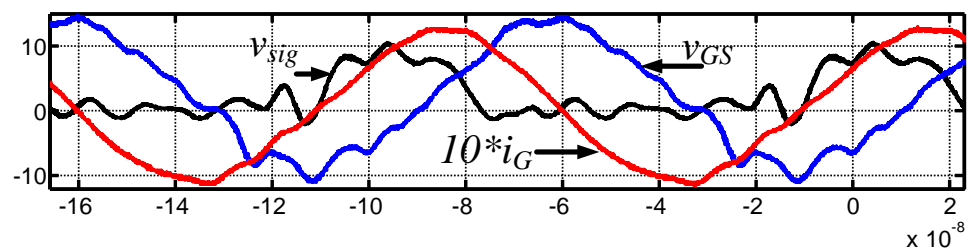
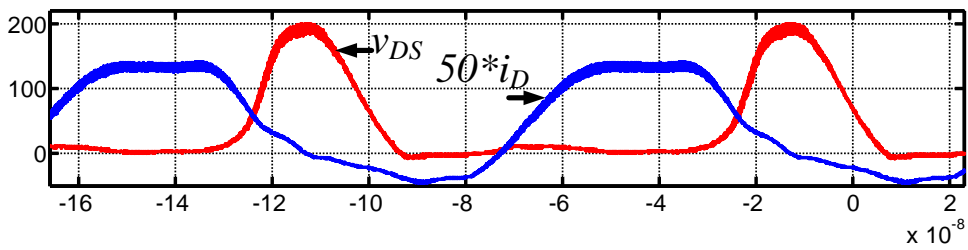
$$y = a_0 + \sum_{i=1}^n a_i \cos(n\omega x) + b_i \sin(n\omega x) \quad : (n=8) \quad (4.2)$$

4.2.1 พฤติกรรมของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงแรงดัน $v_{DS(p)}$

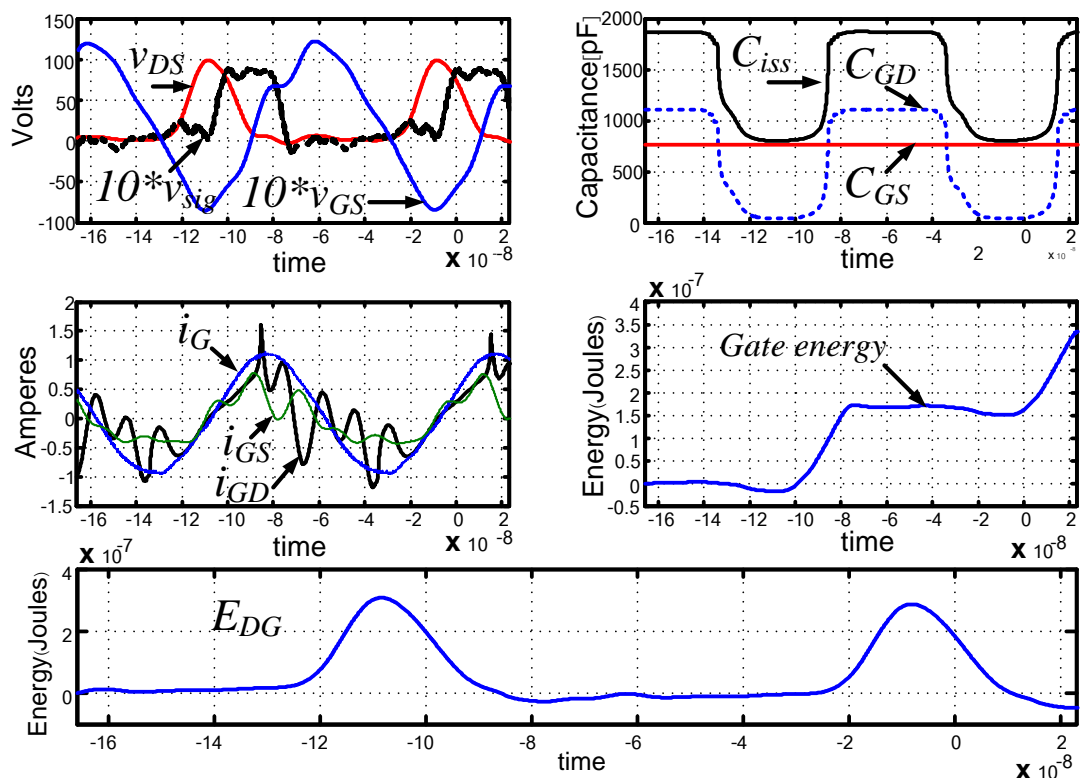
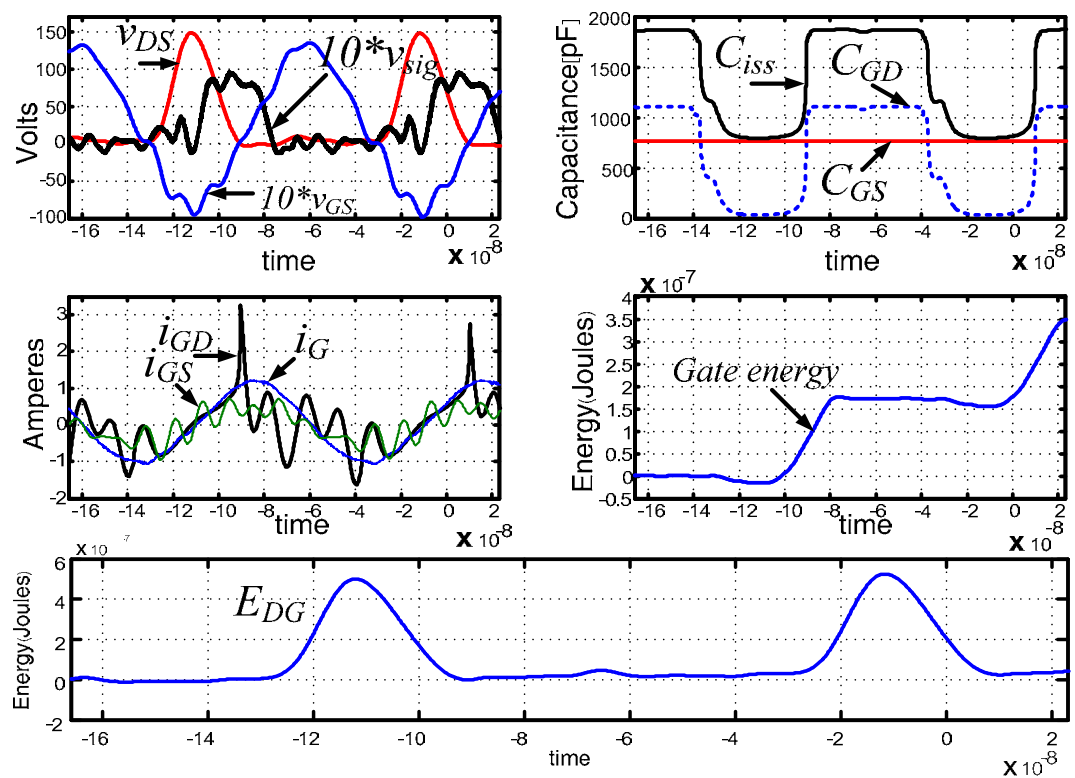
เพื่อยืนยันผลจากการจำลองการทำงานของวงจรรินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์และวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ เพื่อศึกษาผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดัน v_{DS} ต่อการทำงานของวงจรถับนำ ซึ่งเป็นผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ ได้ทำการทดลองการแปรค่าแรงดัน $v_{DS(p)}$ ผ่านการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟตรงด้านเข้า V_{DC} เพื่อให้ได้แรงดัน $v_{DS(p)}$ จำนวน 3 ค่า คือ 100 V, 150 V และ 200 V โดยใช้ $L_{load} = 0.98\mu\text{H}$, $R_{load} = 300\Omega$, $L_{G1} = L_{G2} = 177\mu\text{H}$ ขนาดแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรงของวงจรถับนำ $V_{Sig1} = V_{Sig2} = 10\text{ V}$ ได้รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่จุดต่างๆ แสดงดังรูปที่ 4.13 ส่วนรูปคลื่นที่ได้จากการทำ curve fitting กับข้อมูลในรูปที่ 4.13 แสดงในรูปที่ 4.14 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากการทดลองแสดงในตารางที่ 4.8

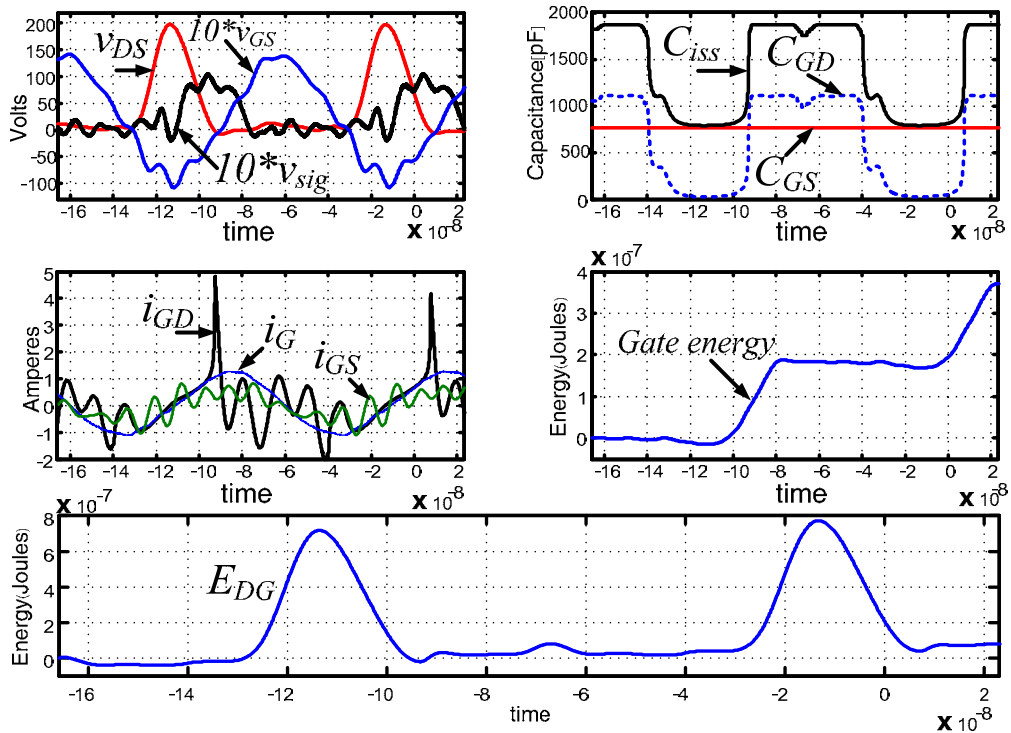
ตารางที่ 4.8 ผลการทดลองที่แรงดัน $v_{DS(p)}$ ค่าต่างๆ

พารามิเตอร์	$v_{DS(p)} = 100\text{ V}$	$v_{DS(p)} = 150\text{ V}$	$v_{DS(p)} = 200\text{ V}$
$i_{GD(\text{turn-off})}$ [A]	-0.641	-0.829	-0.93
$i_{GS(\text{turn-off})}$ [A]	0.306	0.166	0.322
$i_{G(\text{max})}$ [A]	1.146	1.23	1.271
$i_{G(\text{min})}$ [A]	-0.958	-1.063	-1.146
$2 * P_{Gate}$ (W/cycle)	3.362	3.434	4.076

(a) $v_{DS(p)} = 100$ V(b) $v_{DS(p)} = 150$ V(c) $v_{DS(p)} = 200$ V

รูปที่ 4.13 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสจากการทดลอง กรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงค่า $v_{DS(p)}$

(a) $v_{DS(p)} = 100$ V(b) $v_{DS(p)} = 150$ V

(c) $v_{DS(p)} = 200 \text{ V}$

รูปที่ 4.14 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่คำนวณจากผลการทดลองในรูปที่ 4.13

กรณีแปรค่าแรงดัน $v_{DS(p)}$

ผลการทดลองในรูปที่ 4.13 และ 4.14 จะเห็นได้ว่าค่ากระแส i_{GD} ที่เกิดจากปรากฏการณ์ มิลเลอร์ในช่วงที่มอสเฟตหยุดนำกระแสที่ได้จากการทดลองจะมีค่าต่ำกว่าค่า i_{GD} ที่ได้จากการจำลองการทำงาน เนื่องจากข้อจำกัดของการใช้แบบจำลองมอสเฟตที่ปรับปรุงให้ C_{GD} มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน อีกทั้งจากสมการที่ (3.11) ที่ใช้ในการคำนวณค่าตัวเก็บประจุแฝงเป็นสมการที่ได้จากการปรับค่า PB_{GD} และ MJ_{GD} เพื่อให้สอดคล้องกับผลการวัดมอสเฟต IRF830 ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 ซึ่งอาจเป็นผลให้ค่ากระแส i_{GD} มีค่าคลาดเคลื่อนไป อย่างไรก็ตามที่ได้จากการทดลองสอดคล้องกับผลการจำลองการทำงาน กล่าวคือเมื่อแรงดัน $v_{DS(p)}$ มีค่าเพิ่มขึ้น กระแส i_{GD} ที่เกิดจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ในช่วงที่มอสเฟตหยุดนำกระแสจะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย เนื่องจากอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน dv_{DS}/dt มีค่าเพิ่มขึ้น ผลการทดลองที่ค่าแรงดัน $v_{DS(p)}$ เท่ากับ 100 V, 150 V และ 200 V พบว่ากระแส i_{GD} มีค่าสูงสุดในช่วงเวลาที่มอสเฟตเริ่มหยุด

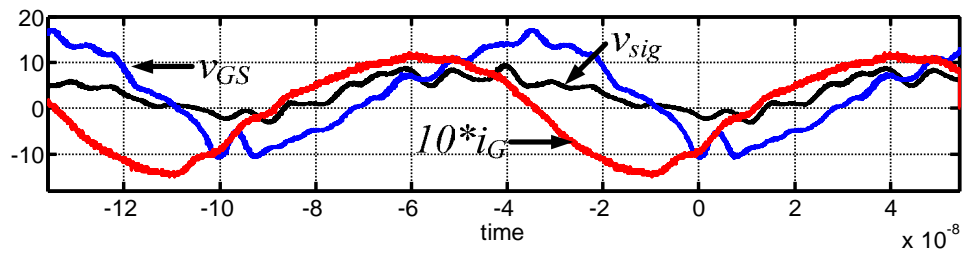
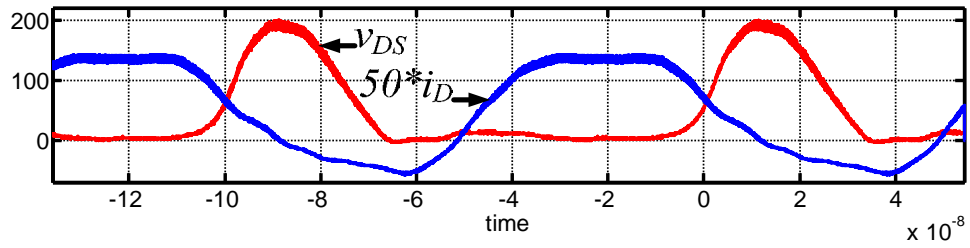
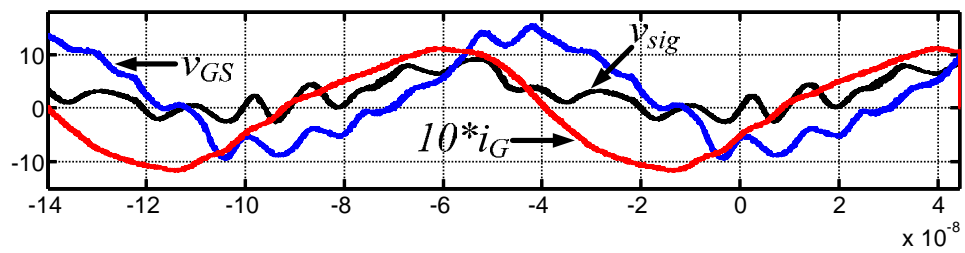
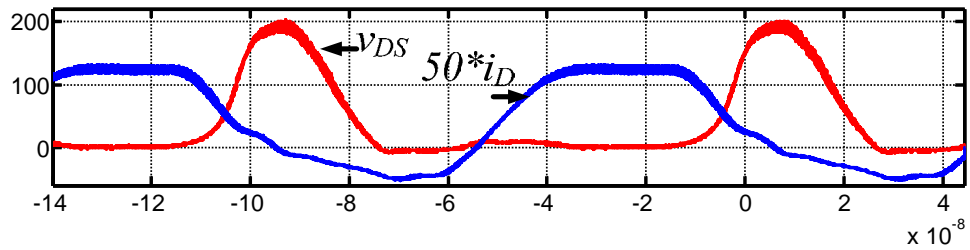
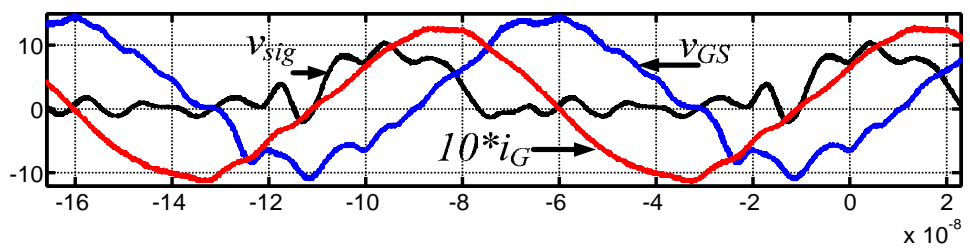
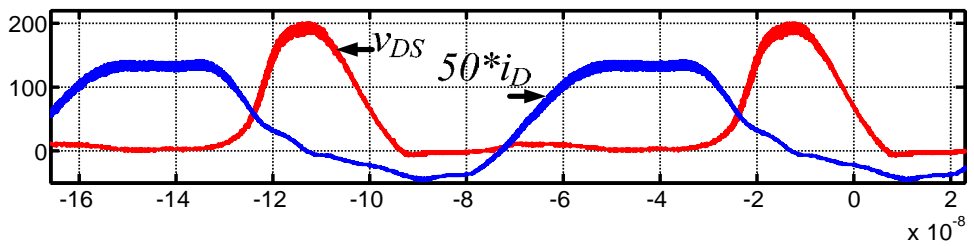
นำกระแส ซึ่งแรงดัน v_{DS} เริ่มมีค่าเพิ่มขึ้น โดยกระแส i_{GD} มีค่า -0.641 A, -0.829 A และ -0.93 A ที่ค่าแรงดัน $v_{DS(p)}$ เท่ากับ 100 V, 150 V และ 200 V ตามลำดับ

ในช่วงเวลาที่แรงดัน v_{DS} มีค่าสูงสุดและลดลงจนกระทั่งเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่จำเป็นต้องขับนำมอสเฟตให้นำกระแส จะเห็นได้ว่ากระแส i_{GD} มีขนาดใหญ่ เนื่องจากที่เวลาดังกล่าวแรงดัน v_{DS} ลดลงเป็นศูนย์และมีค่าลบเล็กน้อยจากแรงดันไบแอสตรงของไดโอดแฝงระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์สเมื่อแรงดัน v_{DG} มีค่าลบ ทำให้ตัวเก็บประจุแฝง C_{iss} มีค่าใหญ่ อีกทั้งอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน dv_{DS}/dt มีค่าสูงในขณะที่แรงดัน v_{DS} มีค่าลดลงเข้าใกล้ศูนย์ ทำให้กระแส i_{GD} ซึ่งมีค่าบวกมีขนาดใหญ่ ผลที่เกิดขึ้นดังกล่าวคือปรากฏการณ์มิลเลอร์ในช่วงเวลาที่มอสเฟตนำกระแส

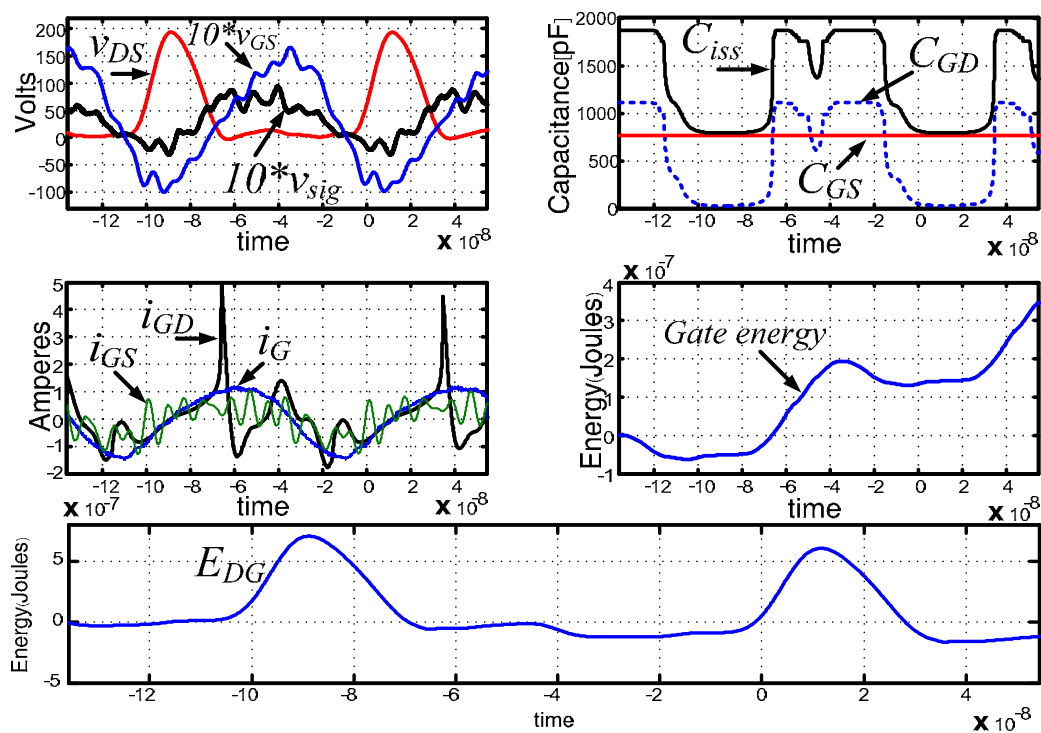
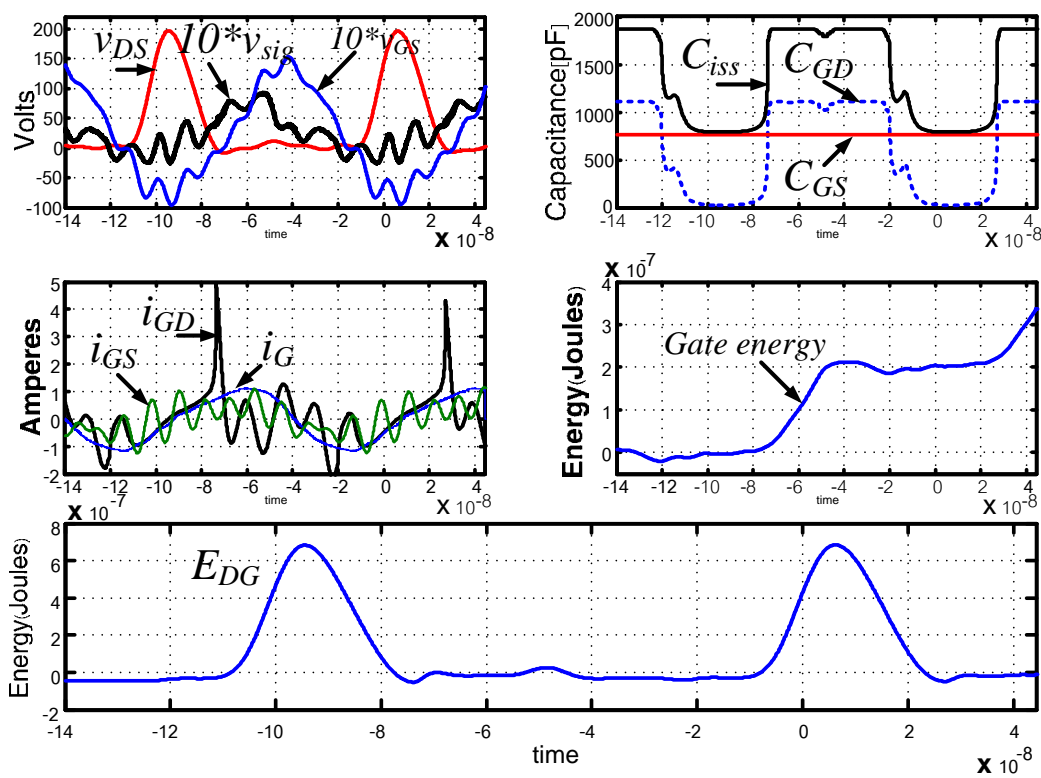
จากรูปคลื่นที่ได้จากการจำลองการทำงานและจากการทดลองจริง จะเห็นได้ว่าการปรับปรุงแบบจำลองมอสเฟตให้มีค่า C_{GD} เปลี่ยนแปลงตามแรงดันจะให้รูปคลื่นของแรงดัน v_{DS} ที่มีลักษณะของรูปคลื่นสอดคล้องกับรูปคลื่น v_{DS} ที่ได้จากการทดลอง ซึ่งจะแตกต่างจากการใช้แบบจำลองของมอสเฟตที่กำหนดให้ C_{GD} มีค่าคงที่

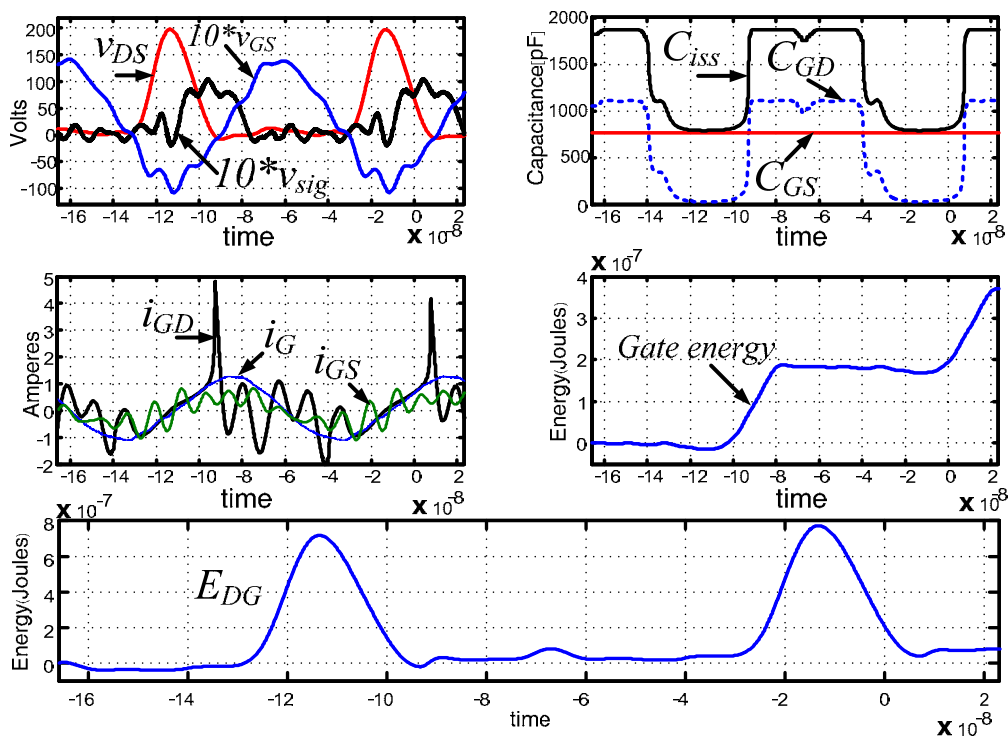
4.2.2 พฤติกรรมของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า L_G

เพื่อเป็นการยืนยันผลการจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ที่ขับนำด้วยวงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์ เพื่อศึกษาผลของการเปลี่ยนแปลงขนาดของตัวเหนี่ยวนำในวงจรขับนำต่อการทำงานของวงจร ได้ทำการทดลองกับจริง โดยการแปรค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรขับนำ L_{G1} และ L_{G2} จำนวน 3 ค่า คือ 100 nH, 120 nH และ 177 nH โดยกำหนดให้ $L_{load} = 0.98$ μ H, $R_{load} = 300$ Ω , $v_{DS(p)1} = v_{DS(p)2} = 200$ V, $V_{Sig1} = V_{Sig2} = 10$ V รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่จุดต่างๆ แสดงดังรูปที่ 4.15 ส่วนรูปคลื่นที่ได้จากการทำ curve fitting กับข้อมูลในรูปที่ 4.15 แสดงในรูปที่ 4.16 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากการทดลองแสดงในตารางที่ 4.9

(a) $L_{G1} = L_{G2} = 100$ nH(b) $L_{G1} = L_{G2} = 120$ nH(c) $L_{G1} = L_{G2} = 177$ nH

รูปที่ 4.15 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสจากการทดลอง กรณีแปรค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{G1} และ L_{G2}

(a) $L_{G1} = L_{G2} = 100$ nH(b) $L_{G1} = L_{G2} = 120$ nH



(c) $L_{G1} = L_{G2} = 177$ nH

รูปที่ 4.16 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่คำนวณได้จากผลการทดลองในรูปที่ 4.15 กรณีแปรค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{G1} และ L_{G2}

ตารางที่ 4.9 ผลการทดลองที่แรงดัน L_G ค่าต่างๆ

พารามิเตอร์	$L_{G1}=L_{G2}=100$ nH	$L_{G1}=L_{G2}=120$ nH	$L_{G1}=L_{G2}=177$ nH
$i_{GD(M)}$ [A]	-0.843	-0.955	-0.93
$i_{GS(M)}$ [A]	0.741	0.711	0.322
$i_{G(max)}$ [A]	1.208	1.125	1.271
$i_{G(min)}$ [A]	-1.5	-1.188	-1.146
$2 * P_{Gate}$ (W/cycle)	3.877	4.119	4.076

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.15 และ 4.16 จะเห็นได้ว่าค่ากระแส i_{GD} ที่ได้จากการทดลอง จะมีค่าต่ำกว่าค่ากระแส i_{GD} จากการจำลองการทำงาน อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณามุมเฟสของแรงดัน v_{Sig} , v_{GS} และกระแส i_G จะเห็นได้ว่าสอดคล้องกับค่าที่ได้จากการจำลองการทำงาน โดย

เมื่อ $L_{G1} = L_{G2} = 100$ nH และ 120 nH กระแส i_G จะนำแรงดัน v_{Sig} เมื่อ $L_{G1} = L_{G2} = 177$ nH จะเห็นได้ว่ากระแส i_G จะล้าหลังแรงดัน v_{Sig}

ในการทดลองกำหนดให้แรงดันไฟตรงของวงจรถับนำ $V_{Sig1} = V_{Sig2} = 10$ V ในกรณีที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{G1} และ L_{G2} มีค่าเท่ากับ 100 nH และ 177 nH อย่างไรก็ตามในกรณีที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{G1} และ L_{G2} มีค่าเท่ากับ 120 nH ไม่สามารถจ่ายแรงดัน $V_{Sig1} = V_{Sig2} = 10$ V ได้ เนื่องจากจะทำให้แรงดัน v_{GS} มีขนาดเกินพิกัดแรงดัน v_{GS} ของมอสเฟต ($v_{GS(max)} = 20V$) จึงได้ทำการลดแรงดัน V_{Sig1} และ V_{Sig2} ให้มีค่าเท่ากับ 9.3 V จะเห็นได้ว่าขนาดของแรงดัน v_{GS} จะมีค่าสูงใกล้เคียงกับกรณี $L_{G1} = L_{G2} = 100$ nH ที่ใช้แรงดัน $V_{Sig1} = V_{Sig2} = 10$ V

กำลังสูญเสียของวงจรถับนำกรณี $L_{G1} = L_{G2} = 120$ nH แสดงให้เห็นว่า แม้จะป้อนแรงดัน $V_{Sig1} = V_{Sig2} = 9.3$ V ซึ่งมีค่าต่ำกว่ากรณี $L_{G1} = L_{G2} = 100$ nH และ 177 nH แต่การที่วงจรถับนำทำงานในย่านใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรถับนำ ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานในการขับนำมอสเฟตค่าสูงได้ ในการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ จำเป็นจะต้องระมัดระวังไม่ให้จุดทำงานใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์มากเกินไป เนื่องจากจะส่งผลให้มอสเฟตได้รับความเสียหายได้ อย่างไรก็ตามค่าตัวเก็บประจุ C_{iss} ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน ทำให้ยากต่อการประเมินค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรถับนำ การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรถับนำสามารถใช้สมการที่ (3.23) เพื่อคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ โดยจะต้องระวังไม่ให้วงจรถับนำมีความถี่การสวิตช์ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรถับนำเป็นสำคัญ

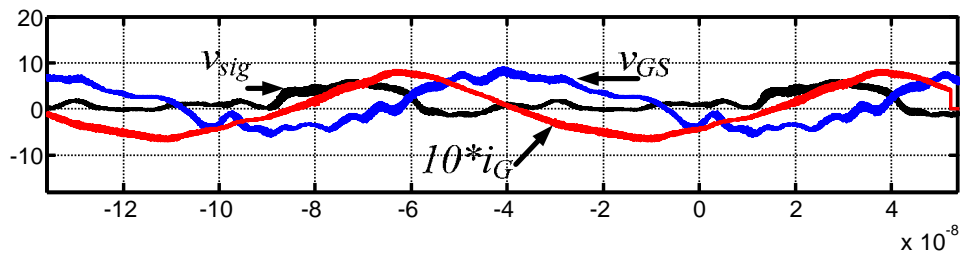
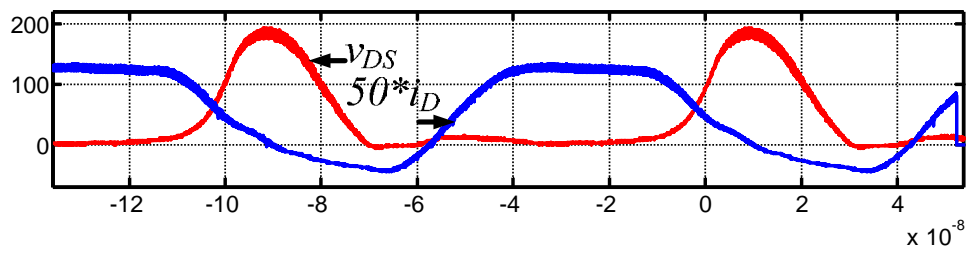
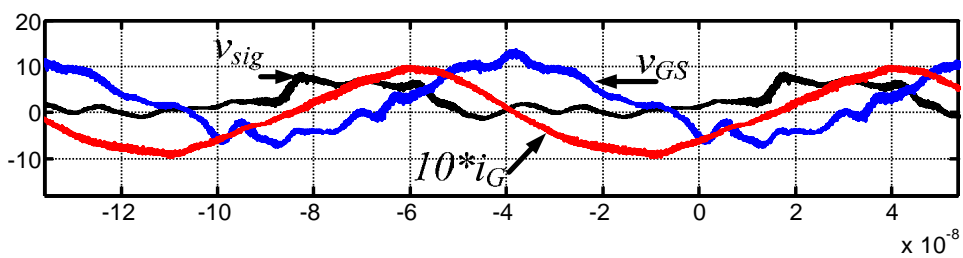
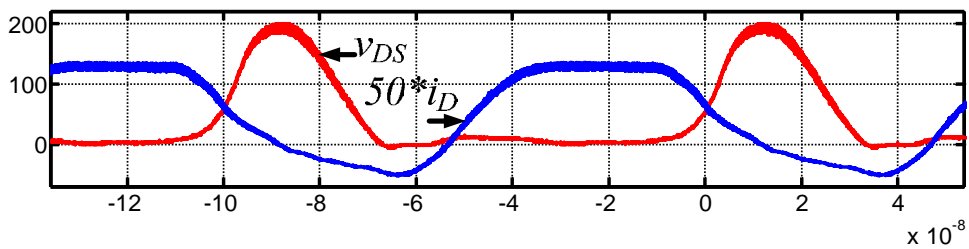
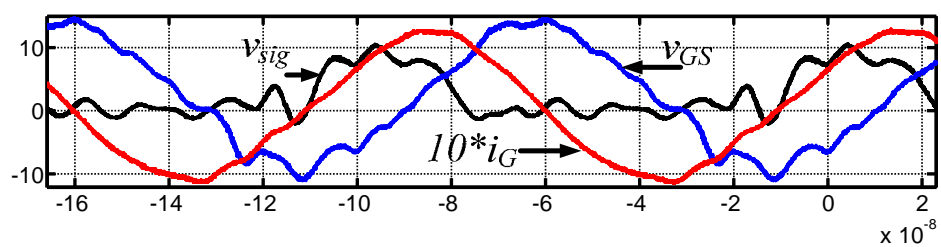
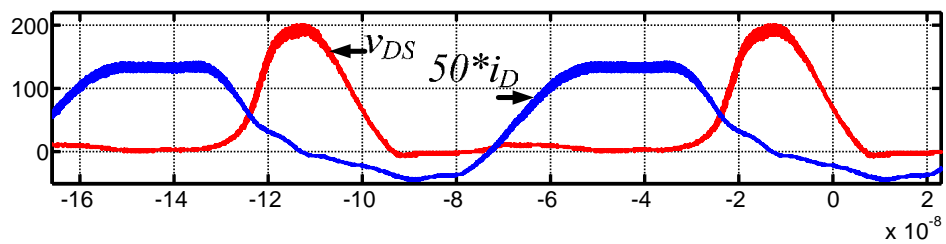
4.2.3 พฤติกรรมของวงจรถับนำเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $v_{sig(p)}$

เพื่อเป็นการยืนยันผลจากการจำลองการทำงานของวงจรถับนำอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ที่ขับนำด้วยวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ เพื่อศึกษาผลของการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดัน v_{Sig} ที่ใช้ขับนำต่อการทำงานของวงจรถับนำ ได้ทำการทดลองจริง โดยทำการแปรค่าแรงดัน v_{Sig1} และ v_{Sig2} จำนวน 3 ค่า คือ $7V$, $8V$ และ $10V$ โดยกำหนดให้ $L_{load} = 0.98\mu H$, $R_{load} = 300\Omega$, $v_{DS(p)1} = v_{DS(p)2} = 200$ V และ $L_{G1} = L_{G2} = 177$ nH รูปคลื่นของแรงดัน

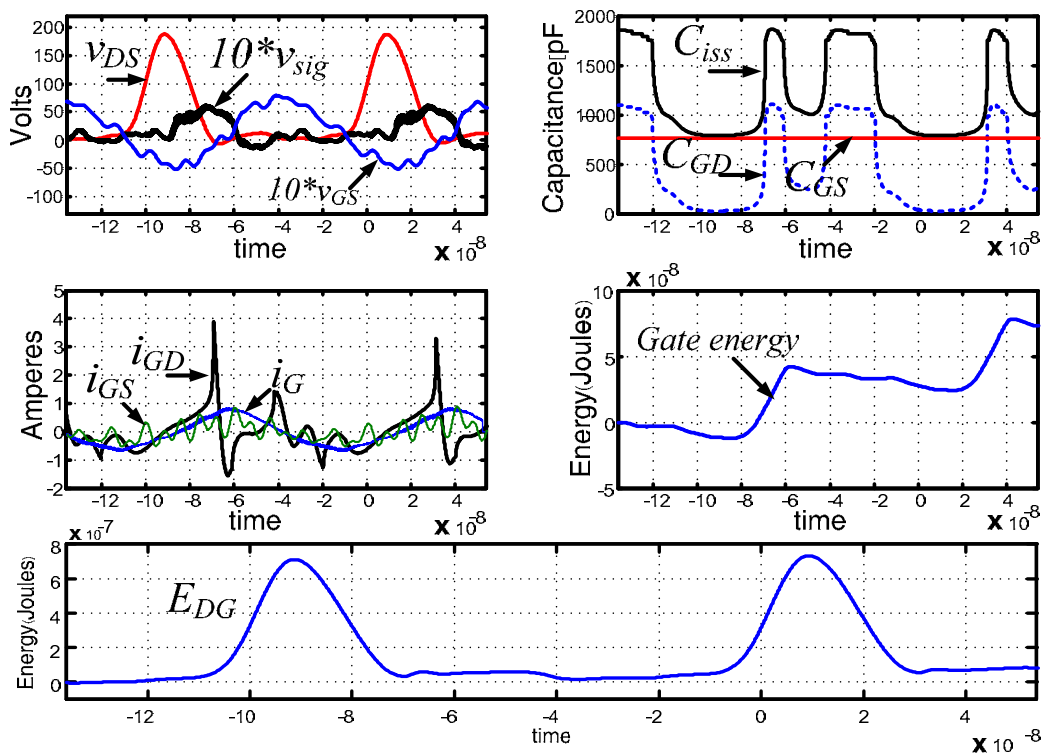
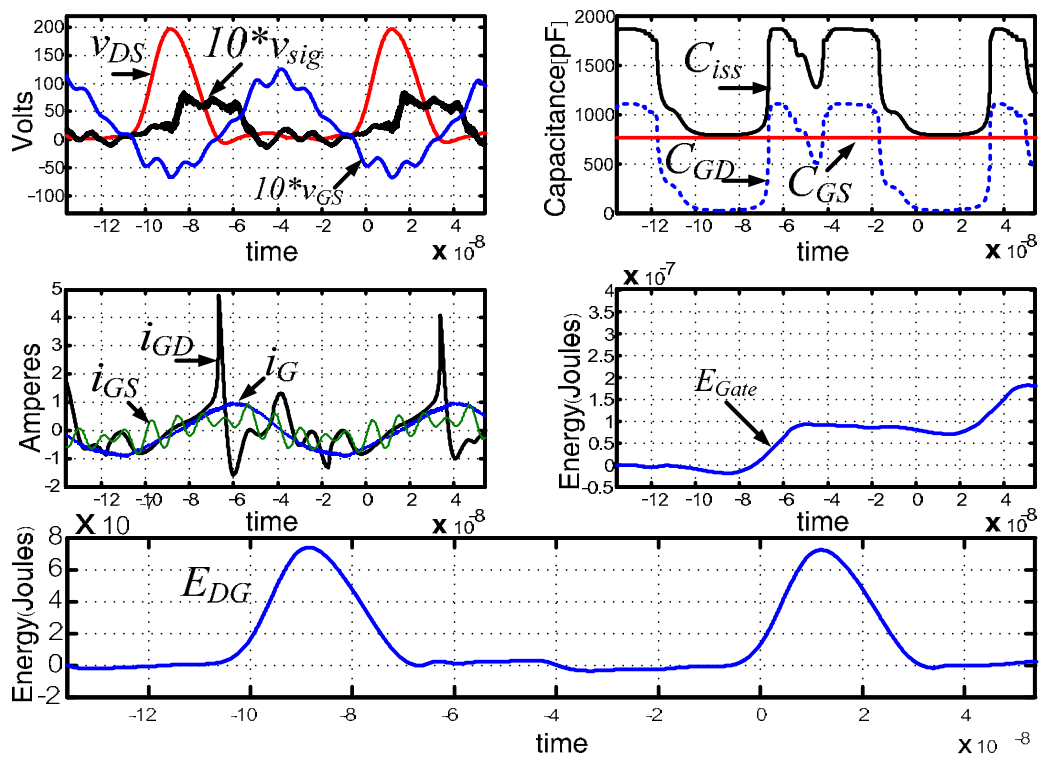
และกระแสที่จุดต่างๆ แสดงดังรูปที่ 4.17 ส่วนรูปคลื่นที่ได้จากการทำ curve fitting กับข้อมูลในรูปที่ 4.17 แสดงในรูปที่ 4.18 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากการทดลองแสดงในตารางที่ 4.10

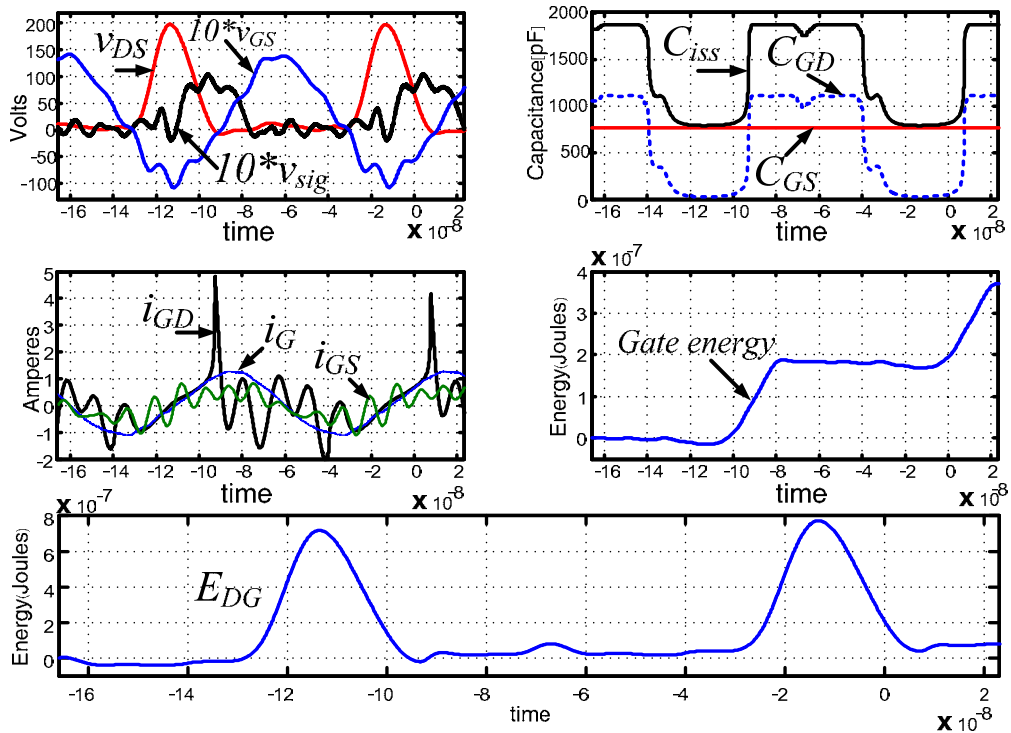
ตารางที่ 4.10 ผลการทดลองที่แรงดัน $v_{sig(p)}$ ค่าต่างๆ

พารามิเตอร์	$v_{sig(p)1}=v_{sig(p)2}=7V$	$v_{sig(p)1}=v_{sig(p)2}=8V$	$v_{sig(p)1}=v_{sig(p)2}=10V$
$i_{GD(M)}$ [A]	-0.759	-0.815	-0.93
$i_{GS(M)}$ [A]	0.237	0.359	0.322
$i_{G(max)}$ [A]	0.854	1	1.271
$i_{G(min)}$ [A]	-0.792	-0.958	-1.146
$2*P_{Gate}$ (W/cycle)	0.21	1.788	4.076

(a) $v_{sig(p)1} = v_{sig(p)2} = 7 \text{ V}$ (b) $v_{sig(p)1} = v_{sig(p)2} = 8 \text{ V}$ (c) $v_{sig(p)1} = v_{sig(p)2} = 10 \text{ V}$

รูปที่ 4.17 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสจากการทดลอง กรณีนี้แปรค่าแรงดัน $v_{sig(p)1}$ และ $v_{sig(p)2}$

(a) $v_{sig(p)1} = v_{sig(p)2} = 7 \text{ V}$ (b) $v_{sig(p)1} = v_{sig(p)2} = 8 \text{ V}$



(c) $v_{sig(p)1} = v_{sig(p)2} = 10 \text{ V}$

รูปที่ 4.18 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่คำนวณได้จากผลการทดลองในรูปที่ 4.17

กรณีแปรค่าแรงดัน $v_{sig(p)1}$ และ $v_{sig(p)2}$

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.17 และ 4.18 จะเห็นได้ว่าในกรณีที่แรงดัน $v_{Sig(p)}$ มีค่าต่ำ จะก่อให้เกิด Miller plateau ซึ่งมีระยะเวลาที่ยาวนานกว่ากรณีแรงดัน $v_{Sig(p)}$ มีค่าสูง โดยลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการทดลองมีความสอดคล้องกับรูปคลื่นจากการจำลองการทำงาน แม้ระยะเวลาที่เกิด Miller จะสั้นกว่าก็ตาม อีกทั้งยังทำให้มอสเฟตเปลี่ยนแปลงสถานะไม่รวดเร็ว ซึ่งอาจทำให้จังหวะการทำงานผิดพลาด รวมถึงกำลังสูญเสียจากการสวิตช์มีค่าสูงอีกด้วย

การใช้แรงดัน $v_{Sig(p)}$ ที่มีค่าต่ำจะส่งผลต่อค่าตัวเก็บประจุแผ่น C_{iss} ดังจะเห็นได้จากรูปที่ 4.18 (a) และ 4.18 (b) โดยในช่วงเวลาที่มอสเฟตนำกระแส แรงดัน v_{GS} มีค่าต่ำ จะทำให้ค่าตัวเก็บประจุแผ่น C_{iss} มีค่าสูง และอยู่ในช่วงที่ C_{iss} ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน ทำให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของ C_{iss} ที่เป็นผลจากแรงดัน v_{GS} เมื่อแรงดัน v_{sig} มีค่าต่ำ ส่งผลให้ขนาดของกระแส i_G มีค่าลดลง ทำให้กระแส i_{GD} ซึ่งมีค่าเท่ากับ $i_G - i_{GS}$ ซึ่งเป็นผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ไหลในทิศทางที่หน่วงการคายประจุของตัวเก็บประจุแผ่น C_{GS} ทำให้แรงดัน v_{GS} ไม่สามารถลดค่าลงได้อย่าง

รวดเร็วในระหว่างการขับนำให้มอสเฟตหยุดนำกระแส ในกรณีที่ขนาดของกระแส i_G มีค่าต่ำมาก กระแส i_{GD} ที่เป็นผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์อาจส่งผลให้กระแส i_{GS} กลับทิศ ทำให้มอสเฟต เปลี่ยนสถานะกลับเป็นนำกระแสอีกครั้ง (re turn-on)

การแปรค่าแรงดัน $v_{Sig(p)}$ ส่งผลต่อกำลังงานที่วงจรขับนำจ่ายให้แก่มอสเฟต จะเห็นได้ว่า ในกรณีที่แรงดัน $v_{Sig(p)}$ มีค่าต่ำ กำลังงานที่วงจรขับนำจ่ายให้แก่มอสเฟตจะมีค่าต่ำด้วย แม้ว่า กำลังงานจะไม่มีค่าติดลบเช่นเดียวกันกับการจำลองการทำงานที่แรงดัน $v_{Sig(p)}$ มีค่าเท่ากับ 7 V ก็ตาม การที่ กำลังงานมีค่าต่ำ เป็นผลจากการป้อนกลับจากวงจรโหลดผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} มายังวงจรขับนำ อย่างไรก็ตามการขับนำที่เหมาะสมจำเป็นจะต้องพิจารณาให้เกิด Miller plateau ไม่ส่งผลกระทบให้กำลังสูญเสียจากการสวิตช์ของมอสเฟตมีค่าสูง

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรขับนำที่ใช้ปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำของวงจรขับนำกับตัวเก็บประจุแฝงด้านเข้าของมอสเฟตในการขับนำมอสเฟตที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ไวงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้สวิทช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ควมถึ 10 เมกกะเฮิร์ตซ์ การใช้วงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์มีข้อดีคือสามารถหลีกเลี่ยงข้อจำกัดจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงของสายนำสัญญาณระหว่างวงจรขับนำกับวงจรด้านเข้าของมอสเฟตที่ไม่สามารถลดให้มีค่าต่ำเพียงพอ ลดปัญหาการแกว่งของกระแสและแรงดันของวงจรขับนำที่ก่อให้เกิดการนำกระแสผิดจังหวะ นอกจากนี้การใช้วงจรขับนำแบบเรโซแนนซ์ซึ่งใช้ตัวเหนี่ยวนำต่อระหว่างวงจรขับนำกับวงจรด้านเข้าของมอสเฟตจะช่วยลดการกระชากของกระแสจากแหล่งจ่ายไฟตรงของวงจรกำเนิดสัญญาณขับนำรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

ผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสควมถึสูงที่ใช้สวิทช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์จะกระทบต่อวงจรขับนำเฉพาะในช่วงเวลาที่มอสเฟตหยุดนำกระแส เนื่องจากในช่วงเวลาที่จะเริ่มขับนำให้มอสเฟตนำกระแส แรงดัน v_{DS} มีค่าประมาณศูนย์ จึงไม่มีผลจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ ปรากฏการณ์มิลเลอร์ที่กระทบต่อการทำงานของมอสเฟตในช่วงเวลาที่มอสเฟตหยุดนำกระแส เป็นผลจากการเพิ่มขึ้นของแรงดัน v_{DS} ทำให้เกิดกระแส i_{GD} ไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ในทิศทางที่หน่วงการคายประจุของตัวเก็บประจุแฝง C_{GS} ทำให้แรงดัน v_{GS} ไม่สามารถลดลงได้อย่างรวดเร็ว ซึ่งอาจส่งผลให้เกิดการนำกระแสผิดจังหวะ และก่อให้เกิดกำลังสูญเสียจากการสวิทช์ในช่วงเวลาที่มอสเฟตหยุดนำกระแส

การออกแบบวงจรขับนำใช้การประมาณสัญญาณขับนำด้วยสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ควมถึหลักมูลโดยคำนึงถึงผลของการเปลี่ยนแปลงของตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} กับแรงดัน ในขณะที่ C_{GS} มีค่าคงที่ เนื่องจาก C_{GD} มีค่ามากในขณะที่แรงดัน v_{GD} มีค่าต่ำ โดยมีค่าสูงสุดเมื่อ v_{GD} มีค่าบวกมากและจะมีขนาดลดลงเล็กน้อยเมื่อมีค่าบวกน้อยลง แต่จะยังคงมีค่ามากแม้แรงดัน v_{GD} มีค่าลบ ทำให้กระแสป้อนกลับจากวงจรโหลดที่เป็นผลของปรากฏการณ์มิลเลอร์มีค่ามากในช่วงแรกของการหยุดนำกระแส ขนาดของ C_{GD} มีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อแรงดัน v_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้

ขนาดของกระแส i_{GD} ที่เกิดจากปรากฏการณ์มิลเลอร์มีค่าต่ำลง ดังนั้นวงจรถับนำจำเป็นจะต้องรับปริมาณกระแส i_{GD} ในช่วงเวลาที่มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสได้เพียงพอที่จะไม่ทำให้กระแส i_{GS} กลับทิศ ซึ่งจะส่งผลให้มอสเฟตเปลี่ยนแปลงสถานะเป็นนำกระแสอีกครั้ง ดังนั้นในการออกแบบวงจรถับนำจึงได้ออกแบบให้สามารถคายประจุ C_{GS} ได้อย่างเพียงพอสำหรับทุกเงื่อนไขของการทำงาน เพื่อไม่ให้กระแสที่เกิดจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ส่งผลต่อจังหวะการทำงานของวงจรถับนำอินเวอร์เตอร์ และทำให้กำลังสูญเสียจากการสวิตช์เพิ่มขึ้น

การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ทำโดยการคำนวณค่าสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำจากค่าต่ำสุดและสูงสุดของตัวเก็บประจุแฝงด้านเข้าของมอสเฟต $C_{iss(max)}$ และ $C_{iss(min)}$ และเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำที่ทำให้กระแสของวงจรถับนำหน้าแรงดันขั้วนำใกล้เคียง 90 องศาแม้ว่าค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{GD} ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันทำให้ไม่สามารถทราบค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรถับนำที่แท้จริงก็ตาม การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์จะต้องระวังไม่ให้วงจรถับนำทำงานใกล้ความถี่เรโซแนนซ์มากเกินไป อันจะส่งผลให้มอสเฟตได้รับความเสียหายเนื่องจากขนาดของแรงดัน v_{GS} มีค่าเกินพิคกิ้งของมอสเฟต

5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัย

1. ใช้สัญญาณขั้วนำที่มีรูปคลื่นสมมาตรเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกส์ที่สองซึ่งมีผลต่อการนำกระแสผิดจังหวะ และใช้แรงดันไฟตรงค่าลบเพื่อกำหนดขนาดเวลาพักของการนำกระแสแทนการปรับวัฏจักรงานของสัญญาณขั้วนำ
2. ใช้ไดโอดจำกัดขนาดของแรงดัน v_{GS} ไม่ให้มีค่าเกินพิคกิ้งแรงดัน v_{GS} ของมอสเฟต เพื่อให้สามารถจ่ายกำลังงานจากวงจรถับนำค่าสูงเพื่อชดเชยผลกระทบจากกระแสป้อนกลับที่เกิดจากปรากฏการณ์มิลเลอร์ โดยใช้ไดโอดที่มีความไวในการหยุดนำกระแสและมีพิคกิ้งกระแสที่เพียงพอที่จะไม่ทำให้มอสเฟตได้รับความเสียหาย
3. ปรับพารามิเตอร์ของสมการที่ใช้ในการประมาณค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตเพื่อให้ผลการจำลองสอดคล้องกับผลการทดลองยิ่งขึ้น
4. หาวิธีวิเคราะห์การทำงานเพื่อประเมินค่าประสิทธิภาพผลของตัวเก็บประจุแฝงด้านเข้าของมอสเฟตเพื่อให้สามารถออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรถับนำแบบเรโซแนนซ์ได้เหมาะสมยิ่งขึ้น

รายการอ้างอิง

- [1] G.C. Gerhard. Surgical Electrotechnology Quo Vadis?. IEEE Trans. Biomed. Eng. 31, 12 (1984) : 787-792.
- [2] J.R. LaCourse, M.C. Vogt, W.T. Miller III and S.M. Selikowitz. Spectral analysis interpretation of electro-surgical generator nerve and muscle stimulation. IEEE Trans. Biomed. Eng. 35, 7 (1988) : 505-509.
- [3] J. Ribas, J. Garcia, J. Cardesin, M. Dalla-Costa, A.J. Calleja and E.L. Corominas. High Frequency Electronic Ballast for Metal Halide Lamps Based on a PLL Controlled Class E Resonant Inverter. in Proc. 36th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (1997) : 1118-1123.
- [4] M. Gulko and S. Ben-Yaakov. A MHz electronic ballast for automotive-type HID lamps. in Proc. 28th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf. 1 (1997) : 39-45.
- [5] A. Okuno, M. Hayashi, H. Kawano, H. Yasutsune and M. Nakaoka. Series resonant frequency tracking-based high-frequency inverter using static induction power transistors for electromagnetic industrial induction metal surface heating and feasible evaluations. in Proc. Int. Conf. Power Electron. and Drive Syst. 1 (1995) : 212-217.
- [6] Sakamoto, K. Wada and T. Shimizu. A 13.56 MHz current-output-type inverter utilizing an immittance conversion element. in Proc. 13th Power Electron. and Mot. Cont. Conf. (2008) : 288-294.
- [7] J.G. Kassakian and M.F. Schlecht. High-frequency high-density converters for distributed power supply systems. in Proc. IEEE 76, 4 (1988) : 362-276.
- [8] บัณฑิต อดิวิญญู และ ยุทธนา กุลวิฑิต. การประเมินค่าประสิทธิผลของตัวเก็บประจุแผ่นภายในมอสเฟตสำหรับออกแบบวงจรโพลดของอินเวอร์เตอร์แหล่งแรงดันความถี่ 10 เมกกะเฮิร์ตซ์. การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 33 1 (2553) : 553-556.

- [9] H. Koizumi and K. Kurokawa. Analysis of the Class DE Inverter With Thinned-Out Driving Patterns. IEEE Trans. Power Electron. 54, 2 (2007) : 1150-1160.
- [10] N. Mohan, T.M. Underland and W.P. Robbins. Power Electronics, converters, Applications and Design. 3rd ed. New York : Wiley, 2003.
- [11] Y. Kulvitit, P. Opanuruk and T. Tansatit. Effect of Internal Feedback and Gate-Drive Signal on the Turn-off Loss of MOSFET ZVS. IEEE Trans. Ind. Appl. 45, 6 (2009) : 2064-2072.
- [12] Y. Chen. Resonant Gate Drive Techniques for Power MOSFETs. Master's Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering Faculty of Science Virginia Polytech. Inst. State Univ., May 2000.
- [13] วสุโรจน์ ศรีอุดมพร. อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์ครั้งคลื่นที่ไม่มีช่วงเวลาเหลือของสัญญาณขับนำ. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทมหาบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2553.
- [14] L. Balogh. Design and application guide for high speed MOSFET gate drive circuits. Texas Instruments Literature SLUP169 [online]. 2001. Available from <http://focus.ti.com/lit/ml/slup169/slup169.pdf> [2011, Sep.]
- [15] D.A. Neamen. Electronic Circuit Analysis and Design. 2 ed. Singapore : McGRAW-HILL, 2001.
- [16] H. Fujita. A Resonant Gate-Drive Circuit Capable of High-Frequency and High-Efficiency Operation. IEEE Trans. Power Electron. 25, 4 (2010) : 962-969.
- [17] H.L.N. Wiegman. A resonant pulse gate drive for high frequency applications. in Proc. 7th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expos. (1992) : 738-743.
- [18] Y. Chen, F.C. Lee, L. Amoroso and Wu Ho-Pu. A resonant MOSFET gate driver with efficient energy recovery. IEEE Trans. Power Electron. 19, 2 (2004) : 470-477.
- [19] I.D. de Vries. A resonant power MOSFET/IGBT gate driver. in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. 1 (2002) : 179-185.

[20] Application Note, A Nonlinear Capacitor Model for Use in PSpice Environment.

Cadence Design Systems, Inc., 2009.

[21] Curve Fitting Toolbox 3 User's Guide.", The MathWorks, Inc., 2001.

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายปัทมะ ฉลภิญโญ เกิดเมื่อวันที่ 27 ธันวาคม พ.ศ. 2529 ที่จังหวัดจันทบุรี สำเร็จ การศึกษาระดับมัธยมศึกษาจากโรงเรียนบดินทรเดชา (สิงห์ สิงหเสนีย์) 2 ปริญญาวิทยาศาสตร บัณฑิต ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ สาขาวิชาเครื่องมือวิทยาศาสตร์และอุตสาหกรรม (เกียรตินิยม อันดับ 2) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปีการศึกษา 2551 ได้ เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2551

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

ปัทมะ ฉลภิญโญ และ ยุทธนา กุลวิฑิต. การประเมินค่าประสิทธิผลของตัวเก็บประจุแฝง ภายในโมสเฟตสำหรับออกแบบวงจรโหลดของอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสความถี่ 10 เมกกะ เฮิรตซ์. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 33 1 (2553) : 553-556.