การหาแบบจำลองของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงไม่อิ่มตัวในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง

นางสาว พรีสา อารีกุล

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-53-1381-5

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

MODELING OF DRIVE CIRCUIT USING NONSATURATED TRANSFORMER IN A SELF-OSCILLATING ELECTRONIC BALLAST

Miss Phreesa Areekul

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2004

ISBN 974-53-1381-5

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การหาแบบจำลองของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงไม่อิ่มตัวในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง
โดย	นางสาว พรีสา อารีกุล
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญามหาบัณฑิต

--คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ศาสตราจารย์ ดร. ดิเรก ลาวัณย์ศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

--ประธานกรรมการ

(อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงค์วาณิชย์)

--อาจารย์ที่ปรึกษา

(รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต)

-- กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. วัชรพงษ์ โขวิฑูรกิจ)

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

พรีสา อารีกุล : การหาแบบจำลองของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงไม่อิ่มตัวในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง (MODELING OF DRIVE CIRCUIT USING NONSATURATED TRANSFORMER IN A SELF-OSCILLATING ELECTRONIC BALLAST) อ. ที่ปรึกษา : รศ. ดร ยุทธนา กุลวิทิต , 92 หน้า.
ISBN 974-53-1381-5

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการใช้หลักการวิเคราะห์ระบบเพื่อศึกษาเงื่อนไขของการเกิด limit cycle oscillation และคำนวณหาความถี่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง เนื่องจากอุปกรณ์บางตัวในระบบที่ประกอบด้วยหลอดและบัลลาสต์มีลักษณะสมบัติไม่เชิงเส้น ฟังก์ชันโอนย้ายของทั้งวงจรไปหน้าและวงจรป้อนกลับ นอกจากจะขึ้นกับความถี่การทำงานแล้วยังขึ้นกับขนาดของกระแสและแรงดันของวงจร ทำให้ยากต่อการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรอย่างแม่นยำ เพื่อลดความซับซ้อนของการคำนวณจึงวิเคราะห์วงจรโดยการประมาณด้วยความถี่หลักมูลและใช้แบบจำลองหลอดเป็นแบบเชิงเส้น การคำนวณผลตอบเชิงความถี่ของวงจรไปหน้าและวงจรป้อนกลับ จะต้องกำหนดขนาดของกระแสหรือแรงดันทั้งด้านเข้าและด้านออกของวงจรสำหรับแต่ละความถี่ก่อน การวิเคราะห์เริ่มจากข้อกำหนดทั่วไปของการเกิด limit cycle oscillation จากนั้นได้แสดงให้เห็นว่า เมื่อได้กำหนดค่าของแรงดันไฟตรงด้านเข้าและค่าของตัวต้านทานแบบเชิงเส้นของหลอดแล้ว การคำนวณหาความถี่การทำงานของวงจรจะใช้เฉพาะผลตอบเชิงความถี่ด้านเฟสของวงจรไปหน้าและวงจรป้อนกลับก็เพียงพอ การทดสอบความถูกต้องของการคำนวณทางทฤษฎีใช้ทั้งผลการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์และผลการทดลอง

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่อนิสิต ....

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา ....

ปีการศึกษา 2547

##4570438321 :MAJOR POWER ELECTRONICS
KEY WORD : ELECTRONIC BALLAST/ SELF-OSCILLATION/ SERIES RESONANT PARALLEL LOAD INVERTER

PHREESA AREEKUL : MODELING OF DRIVE CIRCUIT USING NONSATURATED TRANSFORMER IN A SELF-OSCILLATING ELECTRONIC BALLAST. THESIS ADVISOR : Assoc.Prof YOUTHANA KULVITIT. Ph.D. 92 pp. ISBN 974-53-1381-5.

This thesis presents a system approach to determine the existence of limit cycle oscillation and oscillating frequency of an inverter in self-oscillating electronic ballasts. As certain circuit's components in the lamp ballast system are nonlinear, Transfer functions of both forward and feedback path depend upon not only the operating frequency but also the amplitude of circuit's voltage and current. Exact system stability analysis is difficult to accomplish. Fundamental frequency approximation technique and linear lamp model were used to simplify the analysis. To calculate forward and feedback path frequency response, the amplitudes of both input and output voltage or current for each frequency must be specified. Starting from the general requirement for the existence of limit cycle oscillation, it was shown that only frequency response of load circuit phase-lag and feedback circuit phase-lead for a specified dc line voltage and linear load resistance is sufficient for the determination of the inverter operating frequency. The theoretical calculations were verified by computer simulations and experimental data.

Department ELECTRICAL ENGINEERING Student's signature
Field of study ELECTRICAL ENGINEERING Advisor's signature
Academic year 2004

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วง ด้วยความช่วยเหลือและเอาใจใส่อย่างดียิ่งของ รศ. ดร.ยุทธนา กุลวิทิต อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือด้านต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยและการดำเนินชีวิต รวมทั้งอาจารย์สังกัดห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลังทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ในด้านวิชาการตลอดเวลาที่ผ่านมา จึงขอกราบขอบพระคุณอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา คุณย่าและญาติพี่น้องของข้าพเจ้า ผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษาและเป็นกำลังใจด้วยดีเสมอมา

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย .... ง

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .... จ

กิตติกรรมประกาศ .... ฉ

สารบัญเรื่อง .... ช

สารบัญภาพ .... ญ

สารบัญตาราง .... ฐ

รายการสัญลักษณ์ .... ฑ

บทที่

1. บทนำ 1

1.1 ความเบื้องต้น 1

1.2 วัตถุประสงค์ 3

1.3 ขอบเขตวิทยานิพนธ์ 3

1.4 ขั้นตอนในการดำเนินงาน 4

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ 4

2. ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน 5

2.1 โครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ 5

2.2 ลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าของหลอดฟลูออเรสเซนต์ 7

2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ 10

2.4 วงจรขับนำสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ 10

2.5 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ด้วยตัวเอง 12

2.6 วงจรสมมูลและการวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์ 17

2.7 Barkhausen Criterion 24

3. การวิเคราะห์และคำนวณหาจุดทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง 27

3.1 การวิเคราะห์วงจรโดยการประมาณด้วยสัญญาณความถี่หลักมูล 27

บทที่ หน้า

3.2 แผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง 29
3.3 การวิเคราะห์เสถียรภาพและเงื่อนไขการเกิด Limit-cycle oscillation ของระบบ 30
3.4 แนวคิดในการหาจุดทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง 32
3.5 การคำนวณหาความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง 33
3.5.1 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรโหลดหรืออินเวอร์เตอร์ 34
3.5.2 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรขับนำ 34
3.5.2.1 วงจรสมมูลของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงไม่อิ่มตัวและใช้ MOSFET เป็นสวิตช์ไวงาน 35
3.5.2.2 การคำนวณช่วงเวลาต่าง ๆ ในช่วงเวลาครึ่งคาบ 36
3.6 การประมาณค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณด้วยวิธีเอ็มพิริคัล 57
3.6.1 การประมาณค่า μ_r ของแกนหม้อแปลงขับนำ 57
3.6.2 การประมาณค่า k สำหรับการคำนวณช่วงเวลา $2t_f$ 58
3.6.3 การประมาณค่า m_{tw} และ m_{tx} สำหรับการคำนวณช่วงเวลา t_w และ t_x 59
3.7 ผลของการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรต่อความถี่ 61
3.7.1 การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรขับนำ 62
3.7.2 การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรโหลด 66

4. ผลการคำนวณและผลการทดลอง 68
4.1 การเปรียบเทียบผลการทดลองและจำลองวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง 69
4.1.1 การเปรียบเทียบผลการทดลองและการจำลองของจุดทำงานที่ 1 70
4.1.2 การเปรียบเทียบผลการทดลองและการจำลองของจุดทำงานที่ 2 73
4.1.3 การเปรียบเทียบผลการทดลองและการจำลองของจุดทำงานที่ 3 76
4.2 การจำลองวงจรขับนำของอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองเมื่อใช้กระแสด้านเข้าเป็นกระแสโหลดที่ความถี่หลักมูล 80
4.3 ผลการจำลองและการคำนวณหาค่าความถี่การทำงานของวงจร 81

5. บทสรุปและข้อเสนอแนะ 89
5.1 สรุปผลการวิจัย 89
5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัย 90

บทที่ หน้า
รายการอ้างอิง 91
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ 92

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

รูปที่ หน้า

2.1 โครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ 6

2.2 แสดงคุณลักษณะกระแส-แรงดันพลวัติของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ความถี่ค่าต่าง ๆ...................7

2.3 วงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ขณะจุดหลอดและขณะทำงานปรกติ 8

2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส-แรงดันของหลอดเมื่อใช้กับไฟฟ้ากระแสลับความถี่สูง แสดงการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์กับกำลังที่หลอด 9

2.5 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่ใช้ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ 10

2.6 วงจรกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ชนิดที่กำเนิดสัญญาณขับนำอย่างอิสระโดยใช้วงจร อิเล็กทรอนิกส์ (IC)..11

2.7 วงจรกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ชนิดกำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองโดยอาศัย การป้อนกลับของกระแสโหลดผ่านหม้อแปลง 11

2.8 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ด้วยตัวเองที่ใช้สวิตช์ไวงาน เป็น MOSFET 13

2.9 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของอินเวอร์เตอร์กรณีที่สวิตช์เป็น MOSFET14

2.10 B-H curve ของแกนหม้อแปลงจากการจำลอง (Simulation) ซึ่งแสดงช่วงเวลาการ ทำงานของวงจรกำกับ 15

2.11 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่สร้างรูปคลื่นสี่เหลี่ยม 17

2.12 แรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ 18

2.13 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์หลอดฟลูออเรสเซนต์ที่เป็นโหลด 18

2.14 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานปรกติที่ใช้ในการวิเคราะห์ 20

2.15 แผนภาพโบดของฟังก์ชันโอนย้ายระหว่าง กระแสโหลด $I_L(s)$ ต่อแรงดันออก ของอินเวอร์เตอร์ $V_S(s)$ 23

2.16 แผนภาพบล็อกของระบบที่ยังไม่เป็นระบบวงปิดโดยสมบูรณ์ 24

3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง 28

3.2 แผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง 30

3.3 โครงสร้างของวงจรขับนำ..35

3.4 วงจรสมมูลของ MOSFET และหม้อแปลงที่เป็นวงจรขับนำที่โอนย้ายมาทางด้าน ปฐมภูมิ 36

รูปที่ หน้า

3.5 นิยามช่วงเวลาต่าง ๆ ของครึ่งคาบการสวิตช์ที่ใช้ในการคำนวณ 37
3.6 B-H curve ที่นิยามช่วงเวลาต่าง ๆ ของครึ่งคาบการสวิตช์ที่ใช้ในการคำนวณ 38
3.7 การนิยามช่วงเวลา t_r และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณ 39
3.8 วงจรสมมูลในช่วงเวลา t_r 40
3.9 การนิยามช่วงเวลา t_d 41
3.10 วงจรสมมูลในช่วงเวลา t_d ที่โอนย้ายมาทางด้านปฐมภูมิ 41
3.11 รูปคลื่นของกระแส $i_M(t)$ และแรงดัน $v_{Ceff}(t)$ 43
3.12 วงจรสมมูลและรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ใช้ในการประมาณการคายประจุของ C'_{eff} โดยกระแส $i_M - i_F$ ในช่วงเวลา t_d 45
3.13 การนิยามช่วงเวลา $2t_f$ และพื้นที่กระแสผ่าน Channel กรณีที่ความถี่ของ i_F ต่างกันเมื่อความถี่ที่เกิด Oscillation เป็น $25.5kHz$ 48
3.14 วงจรสมมูลในช่วงเวลา $2t_f$ 48
3.15 การนิยามช่วงเวลา t_w และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณ 50
3.16 วงจรสมมูลในช่วงเวลา t_w 50
3.17 การนิยามช่วงเวลา t_x และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณ 53
3.18 วงจรสมมูลในช่วงเวลา t_x 53
3.19 แผนภาพแสดงวิธีการคำนวณหาค่ามุม θ 56
3.20 การประมาณค่าความชันของกระแสทำแม่เหล็ก (m_{iM}) 59
3.21 รูปคลื่นกระแสแรงดันต่าง ๆ และค่าความชัน m_{tw}, m_{tx} เมื่อคุณสมบัติของวงจรขับนำต่างจากรูปที่ 3.20 61
4.1 วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองที่ใช้ในการจำลอง 69
4.2 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสโหลดและแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่1 71
4.3 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์และ v_{GS} จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 1 71
4.4 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสทำแม่เหล็กและความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 1 72
4.5 เปรียบเทียบ B-H curve ของแกนหม้อแปลงจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 1 72

รูปที่ หน้า

4.6 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของวงจรจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 1 73
4.7 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสโหลดและแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 2 74
4.8 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์และ v_{GS} จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 2 74
4.9 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสทำแม่เหล็กและความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 2 75
4.10 เปรียบเทียบ B-H curve ของแกนหม้อแปลงจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 2 75
4.11 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของวงจรจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 2 76
4.12 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสโหลดและแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 3 77
4.13 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์และ v_{GS} จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 3 77
4.14 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสทำแม่เหล็กและความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 3 78
4.15 เปรียบเทียบ B-H curve ของแกนหม้อแปลงจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 3 78
4.16 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของวงจรจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 3 79
4.17 วงจรขับนำของอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองที่ใช้ในการจำลอง 81
4.18 จุดตัดกราฟแสดงการหาค่าความถี่ของจุดทำงานที่ 1 โดยการจำลอง , การคำนวณด้วยค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องและการคำนวณด้วยค่าพารามิเตอร์จากการประมาณ 82
4.19 จุดตัดกราฟแสดงการหาค่าความถี่ของจุดทำงานที่ 2 โดยการจำลอง , การคำนวณด้วยค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องและการคำนวณด้วยค่าพารามิเตอร์จากการประมาณ 83
4.20 จุดตัดกราฟแสดงการหาค่าความถี่ของจุดทำงานที่ 3 โดยการจำลอง , การคำนวณด้วยค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องและการคำนวณด้วยค่าพารามิเตอร์จากการประมาณ 83

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

3.1 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันพังทลายของซีเนอร์ไดโอดที่มีต่อความถี่....62
3.2 ผลการเปลี่ยนแปลงจำนวนรอบของหม้อแปลงที่มีต่อความถี่ 64
3.3 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานแม่เหล็กที่มีต่อความถี่ 65
3.4 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุภายในหรือตัวเก็บประจุสนับเบอร์ที่มีต่อความถี่....66
3.5 ผลของการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ในวงจรโหลดที่มีต่อความถี่....67
4.1 ค่าแรงดันไฟตรง ค่าอุปกรณ์และความถี่ของวงจรจากการทดลองและการจำลอง....70
4.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการประมาณเพื่อคำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำ....82
4.3 การเปรียบเทียบผลการจำลองและการคำนวณหาความถี่และค่าช่วงเวลาต่าง ๆ กับการผลทดลองของจุดทำงานที่ 1....84
4.4 การเปรียบเทียบผลการจำลองและการคำนวณหาความถี่และค่าช่วงเวลาต่าง ๆ กับการผลทดลองของจุดทำงานที่ 2....85
4.5 การเปรียบเทียบผลการจำลองและการคำนวณหาความถี่และค่าช่วงเวลาต่าง ๆ กับการผลทดลองของจุดทำงานที่ 3....85
4.6 การเปรียบเทียบความถี่จากการทดลองกับจำลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับด้วยตัวเอง....86
4.7 เปรียบเทียบความถี่จากการจำลองวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง (จำลอง 1) กับผลการหาค่าความถี่ด้วยการจำลองวงจรขับนำเมื่อประมาณสัญญาณด้วยความถี่หลักมูล (จำลอง 2)....87
4.8 การเปรียบเทียบผลการหาค่าความถี่จากการจำลองวงจรขับนำเมื่อประมาณสัญญาณด้วยความถี่หลักมูลกับการคำนวณโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องจากการจำลอง 87
4.9 การเปรียบเทียบค่าความถี่จากการทดลองกับการคำนวณโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการประมาณ 88

รายการสัญลักษณ์

i_L คือ กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดหรือกระแสออกของอินเวอร์เตอร์
i_M คือ กระแสทำแม่เหล็กของหม้อแปลงขับนำ T_r
i_F คือ กระแสด้านเข้าของวงจรขับนำ
i_G คือ กระแสผ่านขา Gate ของ MOSFET
i_Q คือ กระแสผ่านสวิตช์
i_{CH} คือ กระแสผ่าน Channel ของ MOSFET
i_{DS} คือ กระแสผ่านขา Drain ไปยัง Source ของ MOSFET
i_f คือ กระแสด้านเข้าของวงจรขับนำที่มีการเปลี่ยนแปลง
I_P คือ ค่ายอดของกระแสด้านเข้าของวงจรขับนำ
I_F คือ กระแสด้านเข้าของวงจรขับนำที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง
I_{m_max} คือ ค่ากระแส i_M เมื่อสิ้นสุดเวลา $2t_f$
I_{m_min} คือ ค่ากระแส i_M เมื่อสิ้นสุดเวลา t_w
I_{m_tr} คือ ค่ากระแส i_M เมื่อสิ้นสุดเวลา t_r หรือค่ากระแส i_M ณ จุดตัดกับกระแสเข้าของวงจรขับนำ
I_{m_td} คือ ค่ากระแส i_M ที่เพิ่มขึ้นจากค่า I_{m_tr} เมื่อสิ้นสุดเวลา t_d
v_{in} คือ แรงดันแหล่งจ่ายความถี่สายกำลัง
v_{INV} คือ แรงดันออกของอินเวอร์เตอร์
v_{SW} คือ แรงดันออกของวงจรสวิตช์หรือวงจรขับนำ
v_{GS} คือ แรงดันระหว่างขา Gate กับ Source ของ MOSFET
v_{GD} คือ แรงดันระหว่างขา Gate กับ Drain ของ MOSFET
v_{DS} คือ แรงดันระหว่างขา Drain กับ Source ของ MOSFET
v_P คือ แรงดันคร่อมขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงขับนำ
v_S คือ แรงดันคร่อมขดลวดด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงขับนำ
v_D คือ แรงดันคร่อมซีเนอร์ไดโอดของวงจรขับนำ
v_{Lm} คือ แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก
V_{DC} คือ แรงดันไฟตรงด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์
V_S คือ แรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับความถี่หลักมูล
V_{lamp} คือ แรงดันหลอดสำหรับความถี่หลักมูล

V_Z	คือ แรงดันพังทลายของซีเนอร์ไดโอด
V_{TH}	คือ แรงดัน Threshold ของ MOSFET
C_{ig}	คือ ตัวเก็บประจุจุดหลอด
C_{GS}	คือ ตัวเก็บประจุภายในระหว่างขา Gate กับ Source ของ MOSFET
C_{GD}	คือ ตัวเก็บประจุภายในระหว่างขา Gate กับ Drain ของ MOSFET
C_{DS}	คือ ตัวเก็บประจุภายในระหว่างขา Drain กับ Source ของ MOSFET
CH_1, CH_2	คือ ตัวเก็บประจุแบ่งแรงดันไฟตรงของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์
C_{eff}	คือ $2(C_{GS} + C_{GD})$
C_{tf}	คือ $2(C_{GD} + C_{DS})$
R_{lamp}	คือ ความต้านทานสมมูลของหลอด
R_{f1}, R_{f2}	คือ ความต้านทานไส้หลอด
L	คือ ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
L_m	คือ ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กของหม้อแปลงขับนำ T_r
m_1	คือ ค่าความชัน (Slope) ของกระแสทำแม่เหล็กในช่วงเวลา t_r
m_2	คือ ค่าความชันของ i_M ในช่วงเวลา $2t_f$
m_{tx}	คือ ค่าความชันของ i_M ในช่วงเวลา t_x ที่ได้จากการประมาณ
m_{tw}	คือ ค่าความชันของ i_M ในช่วงเวลา t_w ที่ได้จากการประมาณ
m_{iM}	คือ ค่าความชันของเส้นตรงที่ลากผ่านค่ายอดด้านบวกและค่ายอดด้านลบของ i_M ในช่วงเวลาครึ่งคาบการสวิตช์
Q_P	คือ ตัวประกอบคุณภาพโหลดขนาน
Q_{if}	คือ ประจุที่เกิดจากผลต่างระหว่าง I_F กับ i_F ในช่วงเวลา t_d
Q_{tf}	คือ ประจุที่เกิดจากผลต่างระหว่าง i_{DS} กับ i_{CH} ในช่วงเวลา $2t_f$
Q_{iM}	คือ ประจุที่เกิดจาก i_M ในช่วงเวลา t_w
Q_{iF}	คือ ประจุที่เกิดจาก i_F ในช่วงเวลา t_w
T	คือ $1/f$ หรือคาบการสวิตช์
T_r	คือ หม้อแปลงขับนำ
Z_T	คือ อิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่หลักมูล
Z_0	คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของวงจรอินเวอร์เตอร์
Z_C	คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของวงจรสมมูลของวงจรขับนำในช่วงเวลา t_d
ω	คือ ความถี่การสวิตช์

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ω_0 คือ ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์

ω_n คือ ความถี่ปทัสถาน

ω_C คือ ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรสมมูลของวงจรขับนำในช่วงเวลา t_d

θ คือ มุมเฟสนำหน้าของแรงดันออกวงจรสวิตช์เทียบกับกระแสด้านเข้าของวงจรขับนำ

θ_{inv} คือ มุมเฟสของกระแสออกของอินเวอร์เตอร์เทียบกับแรงดันสำหรับความถี่หลักมูล

A คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลง

B คือ ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก

H คือ ความเข้มสนามแม่เหล็ก

f คือ ความถี่การสวิตช์

k คือ อัตราส่วนของประจุที่เกิดจากผลต่างระหว่าง i_{DS} กับ i_{CH} ต่อประจุที่เกิดจาก i_F

l_m คือ ความยาวของแกนหม้อแปลง

n คือ อัตราส่วนของจำนวนรอบหม้อแปลงขับนำด้านปฐมภูมิต่อด้านทุติยภูมิ

Y คือ ค่าความนำไฟฟ้ารวม

μ_r คือ ค่าความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์

ϕ_m คือ ฟลักซ์แม่เหล็กของหม้อแปลง

$\Re$ คือ ค่าความต้านทานแม่เหล็ก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเบื้องต้น

ในปัจจุบันพลังงานไฟฟ้าจำนวนไม่น้อยได้ถูกใช้ไปกับอุปกรณ์ให้แสงสว่าง ประสิทธิภาพของระบบแสงสว่างจึงเป็นสิ่งที่มีความสำคัญและได้รับการพัฒนามาโดยตลอดตั้งแต่การนำหลอดฟลูออเรสเซนต์มาใช้งานแทนหลอดแบบเผาไส้ (Incandescent lamp) ทำให้ประหยัดพลังงานไฟฟ้าได้มาก บัลลาสต์ชนิดที่ใช้ร่วมกับหลอดฟลูออเรสเซนต์ตั้งแต่เริ่มแรกจนถึงปัจจุบันคือบัลลาสต์แกนเหล็ก มีลักษณะเป็นตัวเหนี่ยวนำแบบขดลวดพันบนแกนเหล็กซึ่งจะมีขนาดประมาณ 1-2 เฮนรี (Henry) ทำให้ตัวบัลลาสต์มีขนาดใหญ่ น้ำหนักมากและมีกำลังสูญเสียสูง ต่อมาได้มีการพัฒนาโดยใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงกับฟลูออเรสเซนต์ ทำให้สามารถลดค่าความหนี่ยวนำลงได้มาก ส่งผลให้ขนาด น้ำหนักและกำลังสูญเสียของตัวเหนี่ยวนำลดลงด้วยเช่นกัน อย่างไรก็ตามการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจำเป็นต้องมีวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่ดังกล่าว ซึ่งได้แก่บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ การใช้งานบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แทนบัลลาสต์แกนเหล็กเป็นการปรับปรุงประสิทธิภาพการใช้งานหลอดฟลูออเรสเซนต์ให้สูงขึ้นทั้งในด้านการประหยัดพลังงาน การลดปัญหาการกะพริบและเสียงรบกวน น้ำหนักเบาและมีกระแสฮาร์มอนิกส์ซึ่งเป็นมลภาวะทางไฟฟ้าของสายกำลังต่ำ แต่ราคาของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ค่อนข้างสูงและอายุการใช้งานสั้นกว่าบัลลาสต์แบบแกนเหล็ก

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีหลักการทำงานคือเปลี่ยนแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สายกำลังเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงเพื่อจ่ายให้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ โครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยทั่วไปประกอบด้วยวงจรเรียงกระแส, วงจรอินเวอร์เตอร์, ตัวเหนี่ยวนำและวงจรจุดหลอด ซึ่งในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสมาเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง วงจรอินเวอร์เตอร์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยส่วนใหญ่จะมีโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ (Half bridge) โดยจะใช้สวิตช์ไวงานสองตัวสลับกันนำกระแส สวิตช์ไวงานดังกล่าวจำเป็นต้องมีวงจรขับนำ (Drive circuit) เพื่อกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ที่ถูกต้องเพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้ เมื่อกล่าวถึงวงจรขับนำสวิตช์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เราอาจจำแนกบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ตามลักษณะการกำเนิดสัญญาณขับนำได้ 2 ชนิดคือ ชนิดที่กำเนิดสัญญาณขับนำอย่างอิสระโดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์หรือใช้ไอซี (IC) และ

ชนิดที่กำเนิดสัญญาณโดยอาศัยการป้อนกลับของกระแสโหลดหรือที่เรียกกันว่าบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง (Self oscillating electronic ballast)

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดที่กำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ด้วยตัวเอง เริ่มมีบทบาทเพิ่มมากขึ้นทั้งในด้านงานวิจัยและในงานอุตสาหกรรม เนื่องจากมีข้อดีในเรื่องความน่าเชื่อถือ การใช้อุปกรณ์ในวงจรขับนำน้อยและราคาถูกกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดที่ใช้สัญญาณขับนำจาก IC แต่จากคุณลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขับนำสวิตช์ที่ใช้กระแสโหลดป้อนกลับผ่านหม้อแปลงและการที่จุดทำงานค่อนข้างไวต่ออุปกรณ์ ทำให้เกิดความยุ่งยากในการศึกษาและวิเคราะห์พฤติกรรมของวงจร โดยเฉพาะการวิเคราะห์หาจุดทำงานหรือหาค่าความถี่การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ จากอดีตจนถึงปัจจุบันมีงานวิจัยที่นำเสนอแนวทางการวิเคราะห์เสถียรภาพของการทำงานหรือการมีอยู่ของ Limit-cycle และความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองโดยประยุกต์ใช้วิธีการทางด้านระบบควบคุมไม่เชิงเส้นในการแก้ปัญหา โดยจำลองวงจรเป็นระบบรีเลย์ (Relay system) ส่วนการวิเคราะห์วงจรอาจเป็นการวิเคราะห์ในอาณาจักรความถี่โดยใช้ Describing function method [1] ซึ่งประมาณวงจรไม่เชิงเส้นด้วยวงจรแบบเชิงเส้นรวมกับการใช้ Extended Nyquist Criterion วิธีการนี้ทำได้ง่ายและให้ค่าโดยประมาณของจุดทำงาน แต่สามารถปรับปรุงให้มีความแม่นยำมากขึ้นโดยใช้ Tsypkin's method [2] ที่นำผลของฮาร์มอนิกส์มาพิจารณาด้วย แต่การวิเคราะห์ในอาณาจักรเวลาโดยใช้ Hamel's method [3] จะให้ผลที่มีความแม่นยำสูง อย่างไรก็ดีการวิเคราะห์ส่วนใหญ่จะเน้นการวิเคราะห์ในส่วนของวงจรโหลด แต่ในส่วนของวงจรขับนำมักจะใช้ค่ากระแสออกของอินเวอร์เตอร์ที่สวิตช์เปลี่ยนสถานะหรือค่า ε ที่มีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับความถี่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์อีกทั้งเป็นค่าที่ได้จากการทดลอง การศึกษาวงจรขับนำเกตของ FET ในวงจรอินเวอร์เตอร์ของ Nerone [4] แสดงให้เห็นว่า ε มีค่าขึ้นกับความถี่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์และมีการนำ Barkhausen Criterion [5] มาเป็นเงื่อนไขในการพิจารณาการเกิด Limit-cycle หรือ Self-oscillation อย่างไรก็ดีงานวิจัยของ Nerone ไม่ได้กล่าวถึงการคำนวณหาความถี่การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์และในส่วนของการศึกษาวงจรขับนำเกตยังมีการละเลยผลของปรากฏการณ์ในช่วงที่ FET เปลี่ยนสถานะซึ่งอาจส่งผลให้การคำนวณมีความผิดพลาดมากหากช่วงเวลาดังกล่าวมีนัยสำคัญเมื่อเทียบกับคาบการทำงานของวงจร เช่นในกรณีที่วงจรทำงานที่ความถี่สูง

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการคำนวณหาจุดทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองที่ใช้ FET เป็นสวิตช์ไวงานและใช้กระแสโหลด

ป้อนกลับผ่านหม้อแปลงไม่อิ่มตัวโดยใช้ Extended Nyquist Criterion และใช้เงื่อนไขของ Barkhausen Criterion ในการพิจารณาการเกิด Self-oscillation ส่วนการหาแบบจำลองของวงจรขับนำสามารถคำนวณได้โดยแบ่งเวลาครึ่งคาบการสวิตช์ออกเป็นช่วงเวลาต่าง ๆ ตามพฤติกรรมของวงจร นอกจากนี้ได้มีการพิจารณาผลของปรากฏการณ์ในช่วงที่ FET เปลี่ยนสถานะด้วย การคำนวณผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำที่คำนึงถึงผลของปรากฏการณ์ในช่วงที่ FET เปลี่ยนสถานะจะมีความยุ่งยากมากเนื่องจากปรากฏการณ์ดังกล่าวเกิดขึ้นในตัวอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งสามารถสังเกตและศึกษาพฤติกรรมได้จากการจำลองเท่านั้น สำหรับการคำนวณในบางช่วงเวลามีความจำเป็นต้องใช้เทคนิคเอ็มพิริคัล (Empirical technique) ในการประมาณค่าพารามิเตอร์ได้แก่ค่าความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์หรือ μ_r เป็นต้น เนื่องจาก B-H curve ของหม้อแปลงมีลักษณะไม่เชิงเส้นและมีฮีสเตอริซีส (Hysteresis) ทำให้ค่า μ_r ไม่คงที่ และจากการที่วงจรขับนำมีคุณลักษณะไม่เชิงเส้นทำให้ไม่สามารถหลีกเลี่ยงการแก้สมการอดิศัย (Transcendental equation) ได้ จะเห็นได้ว่าการวิเคราะห์วงจรในอาณาจักรเวลาทำได้ยากและซับซ้อน ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการวิเคราะห์วงจรโดยประมาณกระแสออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่หลักมูล (Fundamental frequency approximation) ซึ่งการหาแบบจำลองของหม้อแปลงในส่วนวงจรขับนำสวิตช์โดยการคำนวณด้วยวิธีดังกล่าวจะทำให้การศึกษากลไกและปรากฏการณ์ในช่วงเวลาต่าง ๆ รวมทั้งวิเคราะห์ผลของตัวแปรที่มีต่อพฤติกรรมของวงจรมีความชัดเจนขึ้น และสามารถนำไปสู่วิธีการออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดกำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์

1. หาแบบจำลองของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงไม่อิ่มตัวเพื่อวิเคราะห์และคำนวณหาจุดทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง
2. ศึกษาผลของค่าอุปกรณ์และค่าแรงดันไฟตรงที่มีต่อความถี่การทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองในภาวะวงจรทำงานปรกติ

1.3 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

1. หาแบบจำลองของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงไม่อิ่มตัวและวิธีการวิเคราะห์เพื่อประมาณค่าตัวแปร (f, i_L) ของวงจรที่จุดทำงานสงบในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง

2. ศึกษาผลของตัวแปรต่าง ๆ ที่มีต่อความถี่การสวิตช์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง

1.4 ขั้นตอนในการดำเนินงาน

1. ศึกษาหลักการทำงานและแผนภาพบล็อกเชิงระบบของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองเพื่อนำไปสู่การหาแบบจำลองของวงจรขับนำและเงื่อนไขการทำงานของวงจร
2. วิเคราะห์หาแบบจำลองของวงจรขับนำที่ใช้กระแสโหลดป้อนกลับผ่านหม้อแปลงในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง
3. วิเคราะห์หาวิธีคำนวณจุดทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง
4. ศึกษาถึงผลของตัวแปรต่าง ๆ ที่มีต่อความถี่การทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง
5. ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์จำลองการทำงานของวงจร เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของการคำนวณทางทฤษฎี
6. ออกแบบและสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองให้มีพิกัดตามที่ต้องการ
7. เปรียบเทียบผลการคำนวณการจำลองและการทดลอง จากนั้นประเมินผลและสรุปผล
8. เขียนวิทยานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถเข้าใจถึงหลักการทำงานและวิธีคำนวณหาจุดทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง
2. ผลการศึกษาและวิจัยสามารถที่จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์และพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองในเชิงอุตสาหกรรมภายในประเทศได้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน

บทนำ

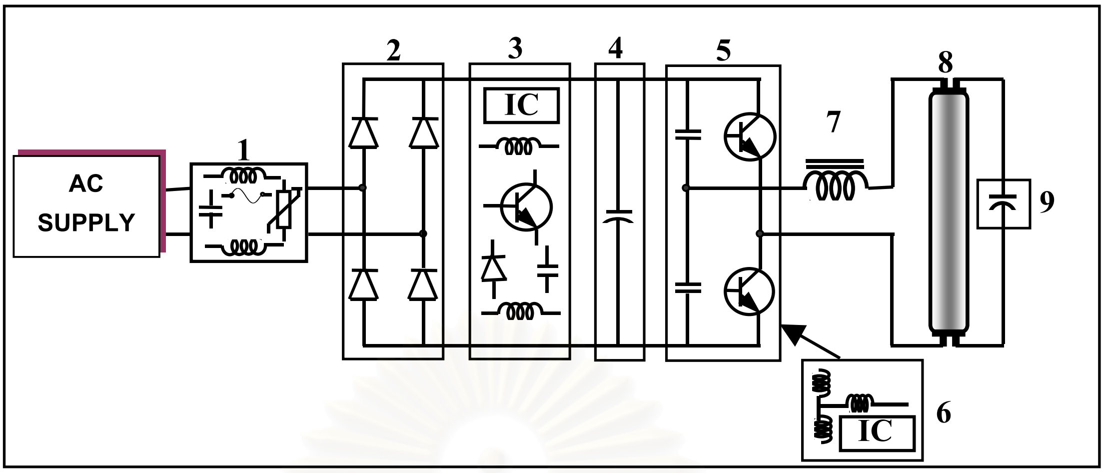
ในการวิเคราะห์เพื่อคำนวณหาจุดทำงานและการศึกษาผลของตัวแปรต่าง ๆ ที่มีต่อความถี่การสวิตช์ของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองนั้นจำเป็นต้องเข้าใจถึงทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ในบทนี้จะเน้นรายละเอียดทฤษฎีและหลักการพื้นฐานเฉพาะส่วนที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์นี้เท่านั้น เนื่องจากเนื้อหาเบื้องต้นในส่วนอื่น ๆ ได้มีผู้เขียนไว้แล้วในวิทยานิพนธ์ที่ใช้เป็นเอกสารอ้างอิง ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างโดยทั่วไปของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ คุณสมบัติของหลอดฟลูออเรสเซนต์และวงจรสมมูลของหลอด หลักการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง การวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์ และ Barkhausen Criterion ซึ่งใช้เป็นเงื่อนไขในการเกิด Self oscillation โดยจะกล่าวถึงการนำไปใช้วิเคราะห์หาจุดทำงานของวงจรโดยละเอียดต่อไปในบทที่ 3

2.1 โครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นอุปกรณ์ที่ใช้คู่กับหลอดฟลูออเรสเซนต์เพื่อทดแทนบัลลาสต์แบบขดลวดพันบนแกนเหล็กโดยใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงแทนการใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำกับหลอดเพื่อลดกำลังสูญเสียของบัลลาสต์แต่ยังสามารถจุดหลอดให้ติดสว่างในตอนเริ่มต้น และควบคุมกระแสผ่านหลอดให้มีค่าตามที่กำหนดได้

รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างโดยทั่วไปของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรและส่วนประกอบที่สำคัญ ดังต่อไปนี้

1) <u>วงจรกรองด้านเข้าและวงจรป้องกัน (EMI and RFI filter circuit and protection circuit)</u> มีหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน EMI และ RFI จากภายนอกที่จะมารบกวนบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์และจากภายในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่จะไปรบกวนอุปกรณ์ภายนอกที่ต่อกับสายกำลังร่วมกัน ส่วนวงจรป้องกันทำหน้าที่ป้องกันกระแสกระชาก (Surge current) และแรงดันเกินชั่วขณะในตอนเปิดไฟ



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

2) <u>วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (Rectifier circuit)</u> ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สายกำลังเป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

3) <u>วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor correction circuit)</u> มีหน้าที่ปรับรูปคลื่นของกระแสด้านเข้าให้มีลักษณะใกล้ไซน์ (Sine) เพื่อเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังและลดฮาร์มอนิกด้านเข้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

4) <u>วงจรกรองแรงดัน (Voltage filter circuit)</u> ทำหน้าที่ลดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์

5) <u>วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter circuit)</u> มีหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ วงจรอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันในปัจจุบันโดยทั่วไปจะใช้สวิตช์ไวงานเป็นทรานซิสเตอร์ (*BJT* หรือ *MOSFET*) และทำงานแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switch, *ZVS*) แรงดันออกของอินเวอร์เตอร์เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ วัฏจักรงานร้อยละ 50

6) <u>วงจรกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ (Drive circuit)</u> ทำหน้าที่สร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ซึ่งปัจจุบันมีอยู่ 2 แบบ คือ การใช้วงจรประมวลสร้างสัญญาณ และการอาศัยการป้อนกลับของกระแสด้านโหลดผ่านหม้อแปลง

7) <u>ตัวเหนี่ยวนำ (Inductor)</u> ทำหน้าที่ร่วมกับตัวเก็บประจุคร่อมหลอดทำให้เกิดปรากฏการณ์เรโซแนนซ์เพื่อสร้างแรงดันจุดหลอด และควบคุมกระแสผ่านหลอดขณะทำงานปรกติ

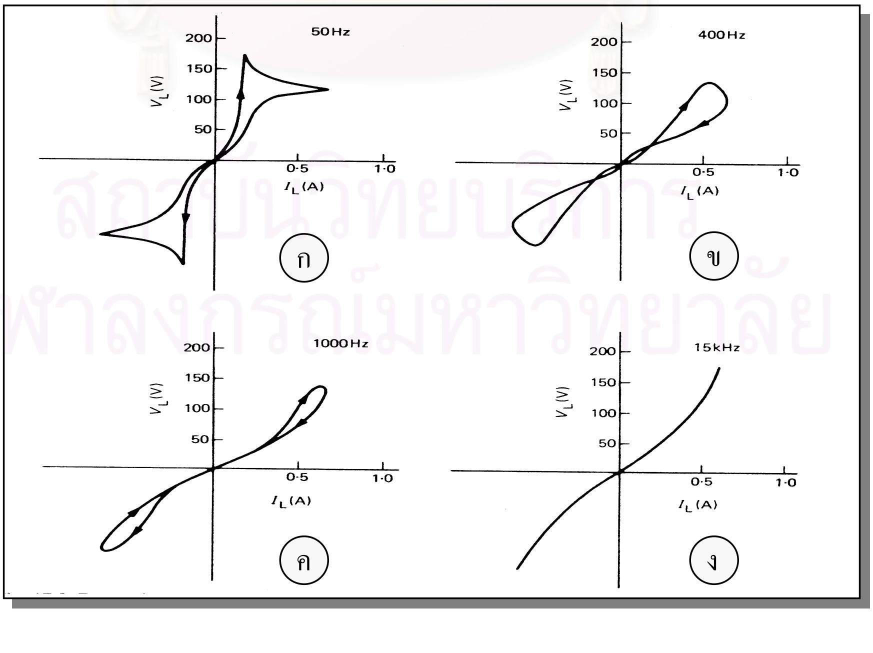
8) <u>หลอดฟลูออเรสเซนต์</u> มีหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าให้เป็นแสงสว่าง ซึ่งมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าคือ ต้องการแรงดันสูงในการจุดหลอด, ต้องการแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าที่ลักษณะเป็น

แหล่งกระแส, ในขณะทำงานมีความต้านทานพลวัติเป็นลบและปริมาณแสงแปรตามกระแสผ่านหลอด

9) วงจรจุดหลอด (Ignition circuit) เป็นตัวเก็บประจุที่ทำงานร่วมกับตัวเหนี่ยวนำทำให้เกิดปรากฏการณ์เรโซแนนซ์เพื่อสร้างแรงดันจุดหลอด และเป็นทางผ่านของกระแสอุ่นไส้หลอดขณะทำงานปรกติ

2.2 ลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าของหลอดฟลูออเรสเซนต์

คุณสมบัติทางไฟฟ้าของหลอดแก๊สดิสชาร์จจะขึ้นอยู่กับลักษณะอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย, ความถี่ของแหล่งจ่าย และชนิดของบัลลาสต์ โดยที่อิมพีแดนซ์ประสิทธิผล (Effective impedance) ของหลอดฟลูออเรสเซนต์สามารถประมาณเป็นตัวต้านทานสมมูลไม่เชิงเส้นที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ (*Zwikker* 1953) เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของกระแสจะไม่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด เมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 เฮิรตซ์ที่มีรูปคลื่นเป็นไซน์ป้อนให้กับหลอด ความต้านทานของหลอดจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องใน 1 รอบ (Cycle) ส่งผลให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของหลอดไม่เป็นแบบเชิงเส้นดังแสดงในรูปที่ 2.2 (ก–ค) จะสังเกตเห็นได้ว่าแรงดันคร่อมหลอดลดลงในขณะที่กระแสผ่านหลอดเพิ่มขึ้น แสดงว่าหลอดฟลูออเรสเซนต์มีค่าความต้านทานพลวัติ (Dynamic resistance) เป็นลบแต่เมื่อใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงป้อนให้

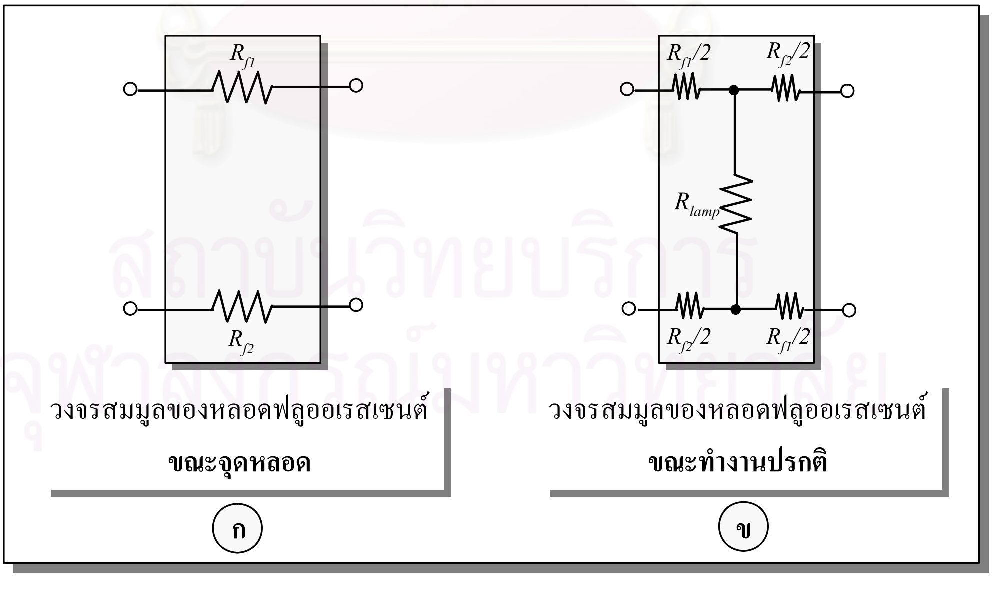


รูปที่ 2.2 แสดงคุณลักษณะกระแส-แรงดันพลวัติของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ความถี่ค่าต่าง ๆ

กับหลอดการเปลี่ยนแปลงของกระแสผ่านหลอดและแรงดันคร่อมหลอดใน 1 คาบจะสั้นมากเมื่อเทียบกับเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของประจุไฟฟ้าของแก๊สหรือพลาสมา (Plasma) ภายในหลอดที่เปลี่ยนแปลงกับความหนาแน่นของกระแส ทำให้ความหนาแน่นของพลาสมาเกือบคงที่ อิมพีแดนซ์ประสิทธิผลทุก ๆ ขณะเกือบคงที่ จะทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลผ่านหลอด และแรงดันคร่อมหลอดมีความสัมพันธ์กันแบบเชิงเส้น (Linear) โดยประมาณดังแสดงในรูปที่ 2.2 (ง)

<u>วงจรสมมูลหลอดฟลูออเรสเซนต์</u>

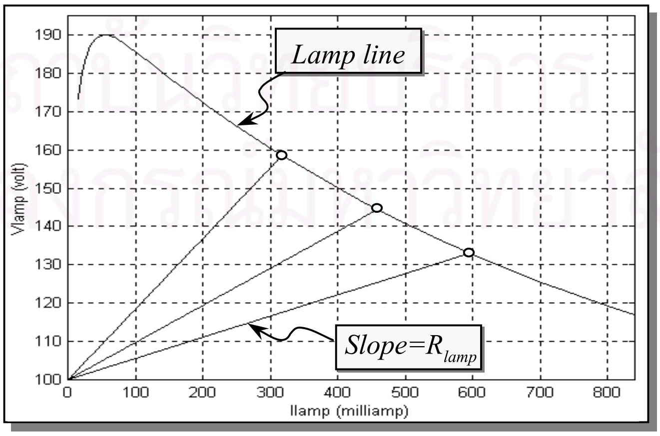
การทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์แบ่งออกเป็น 2 สภาวะ คือช่วงก่อนจุดหลอดให้ติดสว่าง และช่วงทำงานปรกติที่หลอดติดสว่างแล้ว ในช่วงก่อนจุดหลอดให้ติดสว่างค่าความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ (R_{lamp}) จะมีค่าสูงมาก ดังนั้นในการจุดหลอดให้ติดสว่างจะต้องใช้แรงดันขนาดสูง (Striking voltage; V_{IG}) เพื่อจุดหลอดให้ติดสว่าง ซึ่งค่าของแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในการจุดหลอดจะขึ้นอยู่กับเส้นผ่านศูนย์กลางและความยาวของหลอด, อุณภูมิและชนิดของขั้วอิเล็กโทรด เมื่อหลอดฟลูออเรสเซนต์ติดสว่างแรงดันคร่อมหลอดจะมีค่าลดลงเท่ากับแรงดันที่พิกัดทำให้ค่าความต้านทานของหลอดลดลงและมีกระแสไหลผ่านหลอด



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ขณะจุดหลอดและขณะทำงานปรกติ

เมื่อใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงเราสามารถประมาณคุณสมบัติของหลอดฟลูออเรสเซนต์เป็นตัวต้านทานได้ เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านหลอดและแรงดันคร่อมหลอดมีความสัมพันธ์กันแบบเชิงเส้นโดยประมาณทำให้สามารถเขียนวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้ ดังรูปที่ 2.3 เนื่องจากไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์ในขณะจุดหลอด ดังนั้นจึงแทนความต้านทานสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ (R_{lamp}) ด้วยวงจรเปิด แต่จะมีความต้านทานไส้หลอด (R_{f1}, R_{f2}) ที่แต่ละข้างของขั้วหลอด ดังนั้นสามารถเขียนวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ขณะจุดหลอดได้ดังในรูป 2. 3 (ก) และเมื่อหลอดติดสว่างค่าความต้านทานสมมูลของหลอดจะมีค่าลดลงเท่ากับค่าที่พิกัด จึงสามารถเขียนวงจรสมมูลเมื่อหลอดติดสว่างได้ดังแสดงในรูป 2.3 (ข)

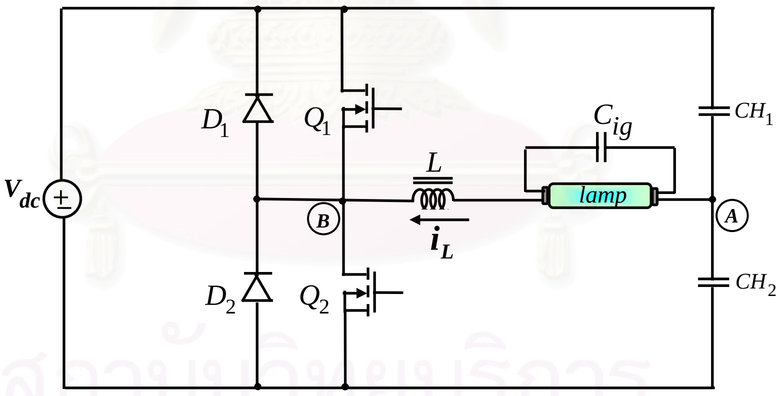
ถึงแม้หลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้งานกับความถี่สูงจะมีลักษณะสมบัติโดยประมาณเป็นความต้านทานแบบเชิงเส้น แต่ความต้านทานสมมูลของหลอดจะมีค่าไม่คงที่ โดยจะขึ้นอยู่กับกำลังด้านออกของหลอดฟลูออเรสเซนต์ เมื่อกำลังด้านออกมีการเปลี่ยนแปลงความชัน (Slope) ของกราฟลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอดฟลูออเรสเซนต์จะมีการเปลี่ยนแปลงด้วย โดยเมื่อกำลังออกของหลอดเพิ่มขึ้นค่าความต้านทานสมมูลของหลอดจะลดลง ดังจะเห็นได้จากกราฟคุณลักษณะของหลอดฟลูออเรสเซนต์ในรูปที่ 2.4 ซึ่งเป็นกราฟที่ได้จากการวัดกระแสผ่านหลอดและแรงดันคร่อมหลอดเมื่อคงค่าความถี่การสวิตช์ (หรือคงค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้า) ไว้ที่ค่า ๆ หนึ่งแล้วเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้า (หรือเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์) เมื่อพิจารณารูปกราฟจะเห็นว่าจุดทำงานของหลอดบนระนาบกระแส-แรงดันของหลอดจะอยู่บนเส้น Lamp line ซึ่งมีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันกับกระแสมีค่าเป็นลบจึงทำให้ค่าความต้านทานพลวัติของหลอดมีค่าเป็นลบ



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส-แรงดันของหลอดเมื่อใช้กับไฟฟ้ากระแสลับความถี่สูง แสดงการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์กับกำลังที่หลอด

2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์

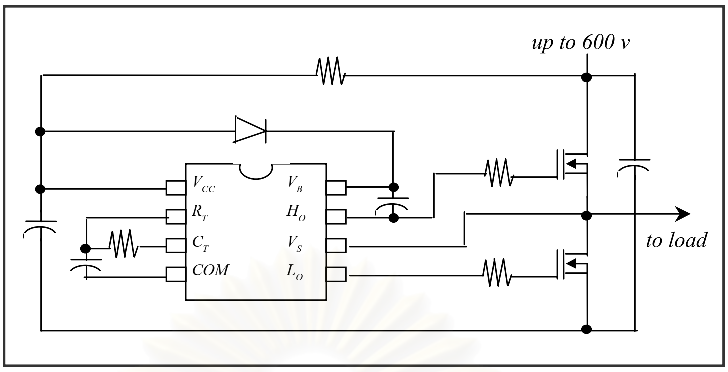
วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ หรืออินเวอร์เตอร์ (Inverter) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง (ซึ่งโดยทั่วไปจะมีความถี่อยู่ในช่วง 20 – 50 kHz) เพื่อป้อนให้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ วงจรอินเวอร์เตอร์มีหลายชนิดแต่ส่วนใหญ่นิยมใช้วงจรบริดจ์หรือกึ่งบริดจ์ที่มี BJT หรือ FET เป็นสวิตช์ไวงานซึ่งในแต่ละกิ่งของวงจรจะประกอบด้วยสวิตช์ 2 ตัว ต่ออนุกรมกันและจะสลับกันนำกระแส เนื่องจากกระแสและแรงดันของโหลดมีเฟสต่างกัน ดังนั้นสวิตช์ที่ใช้จะต้องเป็นสวิตช์ที่นำกระแสได้ 2 ทาง ซึ่งทำได้โดยการต่อไดโอดขนานกับสวิตช์ ทรานซิสเตอร์หรือสวิตช์จะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานไปสู่โหลดส่วนพลังงานจากโหลดที่ไหลย้อนกลับไปยังแหล่งจ่ายไฟตรงจะไหลผ่านไดโอด การทำงานของสวิตช์ไวงานมักเป็นการสวิตช์แบบนุ่ม (Soft switching) ที่มีกำลังสูญเสียในสวิตช์ต่ำ เนื่องจากกำลังออกของอินเวอร์เตอร์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ขนาด 36 วัตต์ 1 หลอด มีค่าไม่สูงนักจึงเลือกใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ (Half-bridge inverter) ดังในรูปที่ 2.5



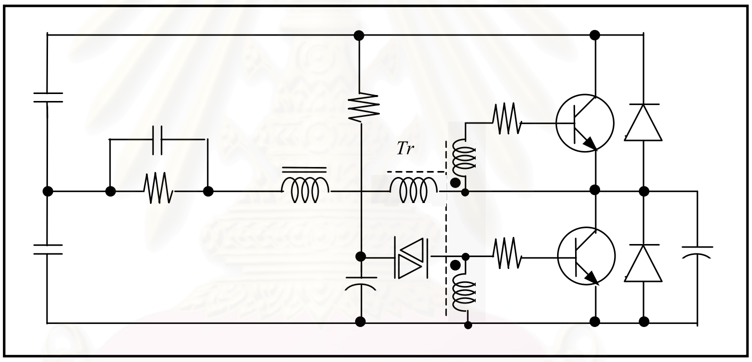
รูปที่ 2.5 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่ใช้ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

2.4 วงจรขับนำสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (Drive circuit)

วงจรสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่นิยมใช้มี 2 ชนิด คือ ชนิดที่กำเนิดสัญญาณขับนำอย่างอิสระโดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ (IC) ดังแสดงในรูปที่ 2.6 และชนิดที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองโดยอาศัยการป้อนกลับของกระแสด้านโหลดผ่านหม้อแปลงดังแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.6 วงจรกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ชนิดที่กำเนิดสัญญาณขับนำอย่างอิสระ โดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ (*IC*)



รูปที่ 2.7 วงจรกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ชนิดกำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง โดยอาศัยการป้อนกลับของกระแสโหลดผ่านหม้อแปลง

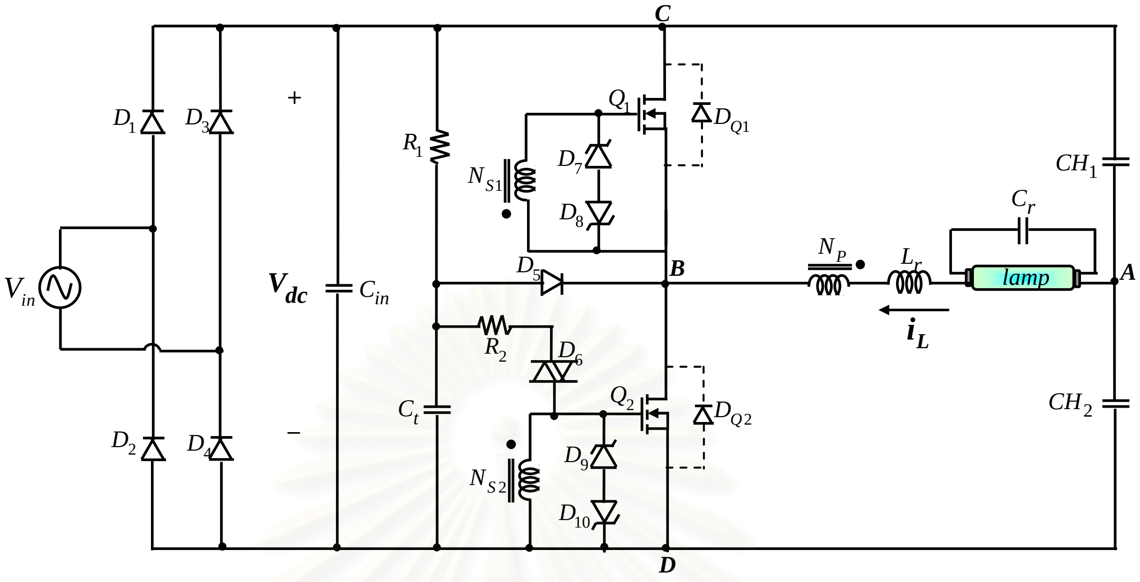
วงจรกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ที่ใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์มีข้อดีคือ ความถี่การทำงานจะไม่ได้รับผลกระทบเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของโหลด มีอิสระและความคล่องตัวในการควบคุมการทำงานสูง สามารถกำหนดความถี่ในการทำงานได้โดยตรง แต่ก็มีข้อเสียคือ ต้องมีแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจรขับนำและทำให้มีการแยกโดดกันทางไฟฟ้าได้ยาก ในการใช้งานวงจรกำเนิดสัญญาณที่อาศัยการป้อนกลับของกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดผ่านหม้อแปลงมีข้อดีที่ไม่ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงและทำให้มีการแยกโดดกันทางไฟฟ้าได้ง่ายจึงสะดวกในการใช้งาน นอกจากนี้สัญญาณรบกวนจากภายนอกจะไม่ค่อยมีผลต่อการทำงานของวงจรขับนำวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ขับนำโดยใช้กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดป้อนกลับผ่านหม้อแปลงจึงมีความเชื่อถือได้สูง อย่างไรก็ดีการทำงานของวงจรขับนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงจะขึ้นอยู่กับ

พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรด้านโหลดจึงควบคุมการทำงานได้ยาก และยังไม่มีการวิเคราะห์พร้อมทั้งออกแบบวงจรขับนำอย่างเป็นระบบจึงต้องใช้การทดลองเพื่อกำหนดจุดทำงาน ซึ่งทำให้การขับนำสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เกิดการทำงานผิดพลาดได้เมื่อนำไปใช้งานจริง

2.5 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ด้วยตัวเอง (Self-oscillating electronic ballast)

สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองโดยทั่วไปจะใช้ BJT หรือ FET เป็นสวิตช์ไวงาน ในกรณีที่ใช้ BJT เป็นสวิตช์ไวงานนั้นหม้อแปลงที่ใช้ในการป้อนกลับกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดเพื่อไปขับนำสวิตช์นั้นต้องเป็นหม้อแปลงอิ่มตัว แต่ในกรณีที่ใช้ FET เป็นสวิตช์ ไวงาน หม้อแปลงที่ใช้จะอิ่มตัวหรือไม่ก็ได้ เนื่องจากเงื่อนไขที่ทำให้ FET เริ่มหยุดนำกระแสคือการที่กระแสทำแม่เหล็ก (Magnetizing current) ของหม้อแปลงมีค่าเท่ากับกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงเฉพาะบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีสวิตช์ไวงานเป็น FET และใช้หม้อแปลงไม่อิ่มตัวในการขับนำเนื่องจากการคำนวณหาจุดทำงาน (ซึ่งจะกล่าวต่อไปในบทที่ 3) สามารถทำได้ง่ายกว่าในกรณีที่สวิตช์เป็น FET และในกรณีที่ใช้สวิตช์เป็น BJT ซึ่งใช้หม้อแปลงอิ่มตัวในการขับนำที่มีการนิยามจุดอิ่มตัวของหม้อแปลงสำหรับการคำนวณค่อนข้างยากและยังมีความไม่ชัดเจน

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองซึ่งมีวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ ที่ใช้สวิตช์ไวงานเป็น MOSFET แสดงในรูปที่ 2.8 ประกอบด้วย แรงดันไฟตรง V_{DC} ซึ่งเกิดจากแรงดัน V_{in} ที่ผ่านวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น (D_1, D_2, D_3, D_4) และตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟตรง C_{in} ส่วนของวงจรที่ใช้ในการขับนำสวิตช์ครั้งแรกได้แก่ R_1, C_t, R_2 และ D_6 โดยเมื่อป้อนแรงดัน V_{in} แก่วงจร ตัวเก็บประจุ C_t จะถูกประจุผ่านทาง R_1 เมื่อแรงดันคร่อม C_t มีค่าเท่ากับแรงดันพังทลาย (Breakdown voltage) ของไดแอค (Diac) D_6 ไดแอคจะนำกระแสทำให้เกิดแรงดันที่ขาเกตของ MOSFET Q_2 เมื่อแรงดันดังกล่าวเกินกว่าแรงดัน Threshold ของ MOSFET Q_2 สวิตช์ Q_2 จะนำกระแส และเกิดกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด i_L ไหลในทิศทางดังรูปที่ 2.8 จากนั้นตัวเก็บประจุ C_t จะคายประจุผ่านไดโอด D_5 ทุกครั้งที่ Q_2 นำกระแส เมื่อวงจรทำงานด้วยความถี่การสวิตช์ที่สูงแรงดันคร่อม C_t จะไม่สามารถมีค่าถึงแรงดันพังทลายของไดแอคได้อีก ดังนั้น D_6 จะไม่มีการนำกระแสอีกเมื่อเกิดการขับนำสวิตช์ครั้งแรกขึ้นแล้ว



รูปที่ 2.8 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ด้วยตัวเองที่ใช้สวิตช์ไวงานเป็น MOSFET

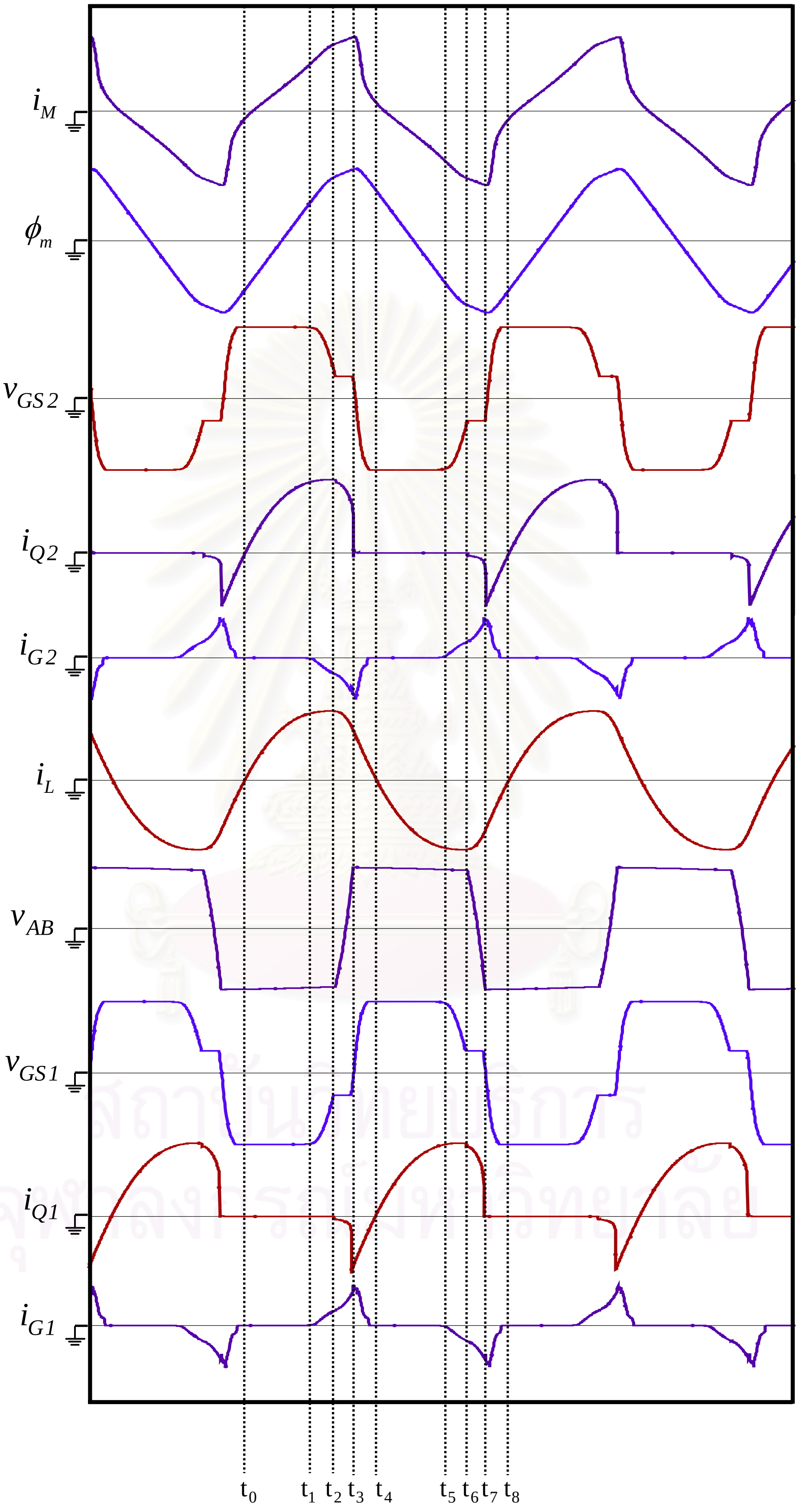
<u>การทำงานของวงจร</u>

ลักษณะการทำงานในสภาวะอยู่ตัวของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงป้อนกลับด้วยกระแสของอินเวอร์เตอร์ที่สวิตช์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ (ZVS) อธิบายได้โดยรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ในวงจรอินเวอร์เตอร์, รูปคลื่นกระแสทำแม่เหล็ก, เส้นแรงแม่เหล็ก (Flux) ในรูปที่ 2.9 และแสดงจุดทำงานแต่ละช่วงเวลาที่สอดคล้องกับ B-H curve ของแกนหม้อแปลงในรูปที่ 2.10 ซึ่งการอธิบายการทำงานในที่นี้หม้อแปลงกระแสจะแทนด้วยสัญลักษณ์ T_r สามารถอธิบายการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์และวงจรขับนำสวิตช์โดยแบ่งออกเป็น 8 ช่วงเวลาดังนี้คือ

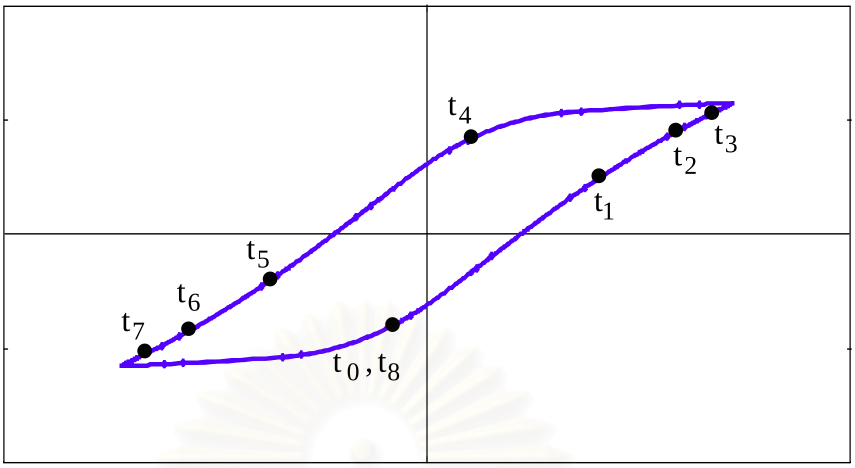
ช่วงเวลา $t_0 < t < t_1$ (Q_2 นำกระแส)

ก่อนเวลา t_0 ไดโอดขนาน D_{Q2} ภายใน MOSFET Q_2 นำกระแสสังเกตได้จากกระแส i_{Q2} เป็นลบและมีสัญญาณ v_{GS2} ซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดันพังทลายของซีเนอร์ไดโอดขับนำสวิตช์ Q_2 แต่ยังไม่มีกระแสไหลผ่านจนกระทั่งเวลา t_0 กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด i_L เปลี่ยนทิศจากลบเป็นบวก กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดจึงย้ายจากไดโอด D_{Q2} มาไหลผ่านสวิตช์ Q_2 โดย Q_2 ต่อวงจรขณะที่แรงดันคร่อมตัวมันเป็นศูนย์ (ZVS) ที่เวลา t_0 กระแสทำแม่เหล็ก i_M ยังคงมีค่าเป็นลบและจะเพิ่มขึ้นเป็นบวกตามการเพิ่มขึ้นของกระแส i_L

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.9 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของอินเวอร์เตอร์กรณีที่สวิตช์เป็น MOSFET



รูปที่ 2.10 B-H curve ของแกนหม้อแปลงจากการจำลอง (Simulation) ซึ่งแสดงช่วงเวลาการทำงานของวงจรกำกับ

ช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ (Q_2 คายประจุสะสม, แรงดัน v_{GS2} เริ่มมีค่าลดลง)

ที่เวลา t_1 กระแสทำแม่เหล็ก i_M จะมีค่าเท่ากับกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด i_L และเมื่อกระแสทำแม่เหล็กมีค่ามากกว่า i_L จะทำให้มีกระแส i_{G2} ไหลออกจากขาเกตของสวิตช์ Q_2 เนื่องจากประจุสะสม (Storage charge) ทำให้แรงดันที่ขาเกต v_{GS2} เริ่มลดลงจากค่าแรงดันพังทลายของซีเนอร์ไดโอดแต่กระแส i_L ยังคงไหลผ่านสวิตช์ Q_2 ต่อไป โดยแรงดัน v_{GS2} จะลดลงจนมีค่าเท่ากับแรงดัน Threshold ของ MOSFET ที่เวลา t_2

ช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ (Q_2 เริ่มจะหยุดนำกระแส)

ที่เวลา t_2 เมื่อ v_{GS2} มีค่าเท่ากับแรงดัน Threshold ของ FET กระแสผ่าน Channel ของ FET เริ่มลดลงสังเกตได้จากในช่วงเวลานี้กระแสผ่านสวิตช์ i_{Q2} มีค่าน้อยกว่ากระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด i_L กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดส่วนเกินจะไหลผ่านตัวเก็บประจุระหว่าง Gate กับ Drain (C_{GD}) และตัวเก็บประจุระหว่าง Drain กับ Source (C_{DS}) ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุภายใน MOSFET Q_1 และ Q_2 จะเห็นว่ากระแสออกจากขาเกตของ Q_2 หรือ i_{G2} มีค่าเป็นลบมากขึ้น กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดส่วนเกินที่ไปประจุตัวเก็บประจุภายในดังกล่าวจะทำให้กระแสทำแม่เหล็กในช่วงเวลานี้ยังคงมีค่าเพิ่มขึ้นต่อไปเป็นผลให้ไม่มีกระแสไหลในตัวเก็บประจุระหว่าง Gate กับ Source (C_{GS}) ดังนั้น v_{GS2} จึงมีค่าคงที่เท่ากับแรงดัน Threshold ของ MOSFET ตลอดช่วงเวลานี้และค่า μ_r ของแกนหม้อแปลง T_r ยังคงมีค่ามากพอที่จะทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำคร่อมขดลวด N_{S2} ไปขับนำสวิตช์ Q_2 ให้นำกระแสต่อไป ที่เวลา t_3 C_{GD} และ C_{DS} จะถูกประจุ

จนมีแรงดันคร่อมสวิตช์ (v_{DS2}) มีค่าเท่ากับ V_{DC} โดยสังเกตได้จากแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ v_{AB} หรือ v_{INV} ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{V_{DC}}{2}$

ช่วงเวลา $t_3 < t < t_4$ (Q_2 หยุดนำกระแส, D_{Q1} นำกระแส)

ที่เวลา t_3 กระแสทำแม่เหล็กมีค่าลดลงเนื่องจาก μ_r มีค่าลดลงอย่างมาก ความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (Magnetizing inductance) L_m ของหม้อแปลง T_r ลดลงอย่างมากเช่นกัน v_{GS2} จึงมีค่าลดลงจากแรงดัน Threshold ของ MOSFET Q_2 ทำให้ Q_2 หยุดนำกระแสแต่กระแส i_L ซึ่งยังไม่เปลี่ยนทิศทางจะย้ายไปไหลผ่านไดโอดขนาน D_{Q1} ในช่วงเวลา $t_3 - t_4$ เริ่มมีการขับนำสวิตช์ Q_1 สังเกตได้จาก v_{GS1} เริ่มมีค่าเพิ่มขึ้น แต่ Q_1 จะยังไม่นำกระแสจนกว่ากระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดจะเปลี่ยนทิศทาง สำหรับช่วงเวลานี้จะเป็นช่วงคืนพลังงานจากโหลดสู่แหล่งจ่ายไฟตรง V_{DC} เนื่องจากกระแส i_L จะไหลเข้าขั้วที่มีศักดาสูงของแหล่งจ่ายไฟตรง

ช่วงเวลา $t_4 < t < t_5$ (Q_1 นำกระแส)

ที่เวลา t_4 กระแส i_L จะเปลี่ยนทิศทางจากบวกเป็นลบทำให้มีการสับเปลี่ยนการนำกระแสจากไดโอด D_{Q1} มายังสวิตช์ Q_1 จะเห็นได้ว่า Q_1 เริ่มนำกระแสขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS)

ช่วงเวลา $t_5 < t < t_6$ (Q_1 คายประจุสะสม, แรงดัน v_{GS1} เริ่มมีค่าลดลง)

ที่เวลา t_5 กระแสทำแม่เหล็กจะมีค่าเท่ากับกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดอีกครั้งหนึ่งและเมื่อ i_M มีค่ามากกว่า i_L ทำให้มีกระแสไหลออกจากขาเกตของ Q_1 เนื่องจากประจุสะสมแรงดัน v_{GS1} ที่ขับนำสวิตช์ Q_1 เริ่มมีค่าลดลงแต่ยังคงมีกระแสไหลผ่าน Q_1

ช่วงเวลา $t_6 < t < t_7$ (Q_1 เริ่มจะหยุดนำกระแส)

ที่เวลา t_6 เมื่อ v_{GS1} มีค่าเท่ากับแรงดัน Threshold ของ FET กระแสผ่าน Channel ของ FET เริ่มลดลง กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดส่วนเกินจะไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{GD} และ C_{DS} ทำให้ v_{GS2} ในช่วงเวลานี้มีค่าคงที่เท่ากับแรงดัน Threshold ของ MOSFET ที่เวลา t_7 C_{GD} และ C_{DS} จะถูกประจุทำให้แรงดัน v_{INV} ซึ่งมีค่าเท่ากับ $-\frac{V_{DC}}{2}$

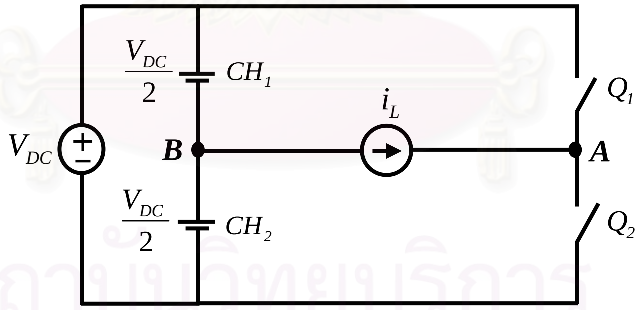
ช่วงเวลา $t_7 < t < t_8$ (Q_1 หยุดนำกระแส, D_{Q2} นำกระแส)

ที่เวลา t_7 กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด i_L ที่ยังมีทิศทางเป็นลบจะย้ายไปไหลผ่านไดโอดขนาน D_{Q2} กระแส i_L จะไหลเข้าขั้วที่มีศักดาสูงของแหล่งจ่ายไฟตรงในช่วงเวลา $t_7 - t_8$ ซึ่งเป็นการคืนพลังงานจากโหลดสู่แหล่งจ่ายไฟตรง ในช่วงเวลานี้จะเริ่มมีสัญญาณขับนำสวิตช์ Q_2 แต่ Q_2 จะยังไม่นำกระแสจนกว่ากระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดจะเปลี่ยนทิศทาง Q_1 การทำงานของวงจรขับนำสวิตช์ในคาบถัดไปจะมีลักษณะเหมือนเดิมทุกประการโดยเวลา t_8 ของคาบที่ 1 จะตรงกับเวลา t_0 ของคาบถัดไป และวัฏจักรการทำงานจะเกิดซ้ำกันเช่นนี้เรื่อย ๆ

จะเห็นได้ว่าการทำงานในภาวะอยู่ตัวของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงป้อนกลับด้วยกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์ภาคแรงดันศูนย์ โดยแบ่งการทำงานในแต่ละคาบเป็น 8 ช่วงเวลา ทำให้เข้าใจการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองในกรณีที่ใช้หม้อแปลงไม่อิ่มตัวและมีสวิตช์ไวงานเป็น FET ได้ค่อนข้างชัดเจน ซึ่งความเข้าใจหลักการทำงานและพฤติกรรมของวงจรในช่วงเวลาต่าง ๆ นั้นเป็นสิ่งสำคัญที่นำไปสู่การหาแบบจำลองของวงจรขับนำที่เปลี่ยนรูปลักษณ์ไปตามเวลาเพื่อใช้ในการหาจุดทำงานหรือความถี่การสวิตช์ของวงจรต่อไปในบทที่ 3

2.6 <u>วงจรสมมูลและการวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์</u>

โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่กำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อป้อนให้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ในรูปที่ 2.5 สามารถแทนได้ด้วยวงจรสมมูลในรูปที่ 2.11 โดยแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ (V_{AB}) จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ ขนาดและความถี่ของแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันไฟตรงด้านเข้า (V_{DC}) และความถี่ในการตัดต่อวงจรของ MOSFET Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่สร้างรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

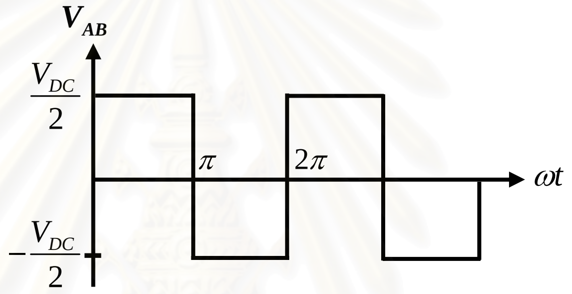
จากโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.11 ในช่วงเวลาที่ Q_1 นำกระแส จะทำให้แรงดัน V_{AB} มีค่า $V_{DC}/2$ ส่วนช่วงเวลาที่ Q_2 นำกระแสแรงดัน V_{AB} มีค่า $-V_{DC}/2$ และเมื่อสวิตช์ 2 ตัวสลับกันทำงานจะทำให้ได้แรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ V_{AB} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีลักษณะดังรูปที่ 2.12 โดยแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ V_{AB} ที่เวลาใด ๆ แสดงได้ด้วยสมการที่ (2.1) และสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังสมการที่ (2.2)

$$V_S = V_{AB} = \begin{cases} \dfrac{V_{DC}}{2}, & 0 \le t \le \dfrac{\pi}{\omega} \\ -\dfrac{V_{DC}}{2}, & \dfrac{\pi}{\omega} \le t \le \dfrac{2\pi}{\omega} \end{cases} \tag{2.1}$$

$$V_S(t) = \frac{V_{DC}}{2}\left\{\frac{4}{\pi}\sum_{n=odd}^{\infty}\frac{\sin n\omega t}{n}\right\} = \sum_{n=odd}^{\infty} V_{sn}\sin n\omega t \tag{2.2}$$

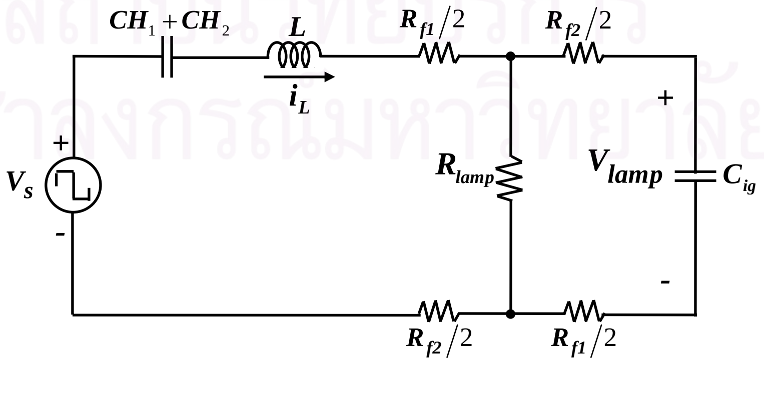
เมื่อ ω คือ ความถี่เชิงมุมของการสวิตช์ *(rad/sec)*

V_{DC} คือ แรงดันไฟตรงด้านเข้า



รูปที่ 2.12 แรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์

เมื่อแทนหลอดฟลูออเรสเซนต์ด้วยวงจรสมมูลที่ประกอบด้วยความต้านทานแบบเชิงเส้น และวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีแรงดันด้านออกเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม โดยมีวงจรโหลดเป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมได้วงจรสมมูลของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แสดงดังในรูปที่ 2.13

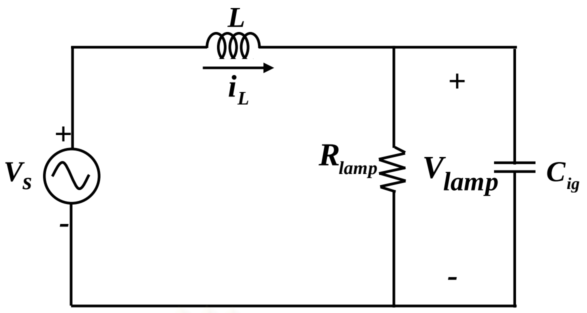


รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์หลอดฟลูออเรสเซนต์ที่เป็นโหลด

เนื่องจากโครงสร้างของวงจรโหลดที่ต่อเข้ากับอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นวงจรกรองแบบผ่านต่ำ (Low-pass filter) ทำให้กระแสฮาร์มอนิกที่ผ่านหลอดมีค่าต่ำ กำลังไฟฟ้าส่วนใหญ่ที่ผ่านหลอดจึงเป็นกำลังไฟฟ้าจากความถี่หลักมูลและที่กำลังพิกัด กำลังไฟฟ้าที่หลอดจะเป็นกำลังไฟฟ้าความถี่หลักมูลประมาณร้อยละ 98 ดังนั้นการคำนวณคุณสมบัติของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้เฉพาะความถี่หลักมูลจะให้ผลที่มีความคลาดเคลื่อนไม่มากนักแต่มีความสะดวกกว่ามาก และเนื่องจากจุดผ่านศูนย์ของแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่เป็นองค์ประกอบความถี่หลักมูลจะตรงกับจุดผ่านศูนย์ของแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ฉะนั้นการวิเคราะห์และออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะใช้วงจรสมมูลและสมการสำหรับกระแสและแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่หลักมูล ซึ่งจะทำให้การวิเคราะห์และเข้าใจพฤติกรรมโดยรวมของวงจรได้ง่ายขึ้น การวิเคราะห์และออกแบบวงจรจะใช้ตัวต้านทานแบบเชิงเส้นแทนหลอด ค่าความต้านทานที่ใช้แทนหลอดจะเป็นค่าที่ได้จากการทดลองซึ่งมีขนาดขึ้นกับกำลังออกของหลอด โดยหลอดฟลูออเรสเซนต์จะมีความต้านทานสมมูลของหลอดเท่ากับ R_{lamp} ต่อเข้าที่กึ่งกลางของความต้านทานไส้หลอด R_f แต่ละข้างดังในรูปที่ 2.11 ดังนั้นการวิเคราะห์วงจรดังกล่าวสำหรับความถี่หลักมูลของแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์สามารถใช้ทฤษฎีการวิเคราะห์วงจรแบบเชิงเส้นสำหรับกระแสและแรงดันที่มีรูปคลื่นไซน์ทั่วไปเพื่อคำนวณหาค่าของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ในรูปของขนาดแรงดันความถี่หลักมูล (V_S) และการคำนวณจะคำนวณกระแสแรงดันต่าง ๆ ในรูปของค่ารากกำลังสองเฉลี่ย (RMS) โดยอาศัยสมมุติฐานดังต่อไปนี้

- ละเลยผลของการสูญเสียในสวิตช์ไวงาน
- ถือว่า CH_1 และ CH_2 มีค่าใหญ่มากทำให้การกระเพื่อมของแรงดันด้านออกมีค่าน้อยและสามารถละเลยได้โดยถือว่า CH_1 และ CH_2 เป็นวงจรลัด
- ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรโหลด (Q_P) มีค่าสูงเพียงพอทำให้สามารถละเลยผลของกระแสฮาร์มอนิก
- สามารถละเลยค่าความต้านทานไส้หลอด (R_{f1}, R_{f2}) เนื่องจากมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับค่าความต้านทานของหลอด (R_{lamp})

ฉะนั้นจึงได้วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ดังรูปที่ 2.14 โดยทั่วไปแล้วการวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์จะแบ่งออกเป็น 2 สภาวะการทำงานตามการทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ คือช่วงการจุดหลอดและช่วงการทำงานในภาวะปรกติ แต่ในที่นี้จะขอกล่าวถึงการวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์เฉพาะสภาวะทำงานปรกติตามขอบเขตของวิทยานิพนธ์นี้เท่านั้น



รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานปรกติที่ใช้ในการวิเคราะห์

สมการของวงจรช่วงทำงานในภาวะปรกติ

หลังจากหลอดฟลูออเรสเซนต์จุดติดแล้วและทำงานในสภาวะอยู่ตัว จะมีกระแสไหลผ่านหลอดทำให้ค่าความต้านทานสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ (R_{lamp}) ลดลงเท่ากับค่าที่พิกัด โดยที่ค่าความต้านทานสมมูลไส้หลอด (R_{f1} , R_{f2}) ที่มีค่าน้อยมากสามารถละเลยได้ในขณะทำงานปรกติ กำหนดให้พารามิเตอร์ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนาน มีค่าดังนี้

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{ig}}} \tag{2.3}$$

$$Z_0 = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C_{ig}} = \sqrt{\frac{L}{C_{ig}}} \tag{2.4}$$

$$Q_p = \frac{R_{lamp}}{Z_0} \tag{2.5}$$

$$\omega_n = \frac{\omega}{\omega_0} \tag{2.6}$$

โดยที่ ω_0 คือความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant frequency)

Z_0 คืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance)

Q_p คือตัวประกอบคุณภาพโหลดขนาน (Parallel quality factor)

ω_n คือค่าความถี่ปทัสถาน (Normalized frequency) หรือความถี่การสวิตช์ที่ Normalized ด้วยความถี่เรโซแนนซ์

สามารถคำนวณค่ากระแสและแรงดันต่าง ๆ ในวงจรในรูปของค่ารากกำลังสองเฉลี่ย (RMS) และหาค่าฟังก์ชันโอนย้ายระหว่างค่าตัวแปรต่าง ๆ ได้ดังนี้

- สมการแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์สำหรับความถี่หลักมูล V_S ในรูปของแรงดันไฟตรง V_{DC}

$$V_S = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{DC} \tag{2.7}$$

- สมการอิมพีแดนซ์ของวงจรโหลดสำหรับความถี่หลักมูล Z_T

$$Z_T = \frac{1 - \omega^2 L C_{ig} + j\omega \dfrac{L}{R_{lamp}}}{\dfrac{1}{R_{lamp}} + j\omega C_{ig}} \tag{2.8}$$

- สมการกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดสำหรับความถี่หลักมูล I_L

$$I_L = \frac{\left[\dfrac{1}{R_{lamp}} + j\omega C_{ig}\right] \cdot V_S}{1 - \omega^2 L C_{ig} + j\omega \dfrac{L}{R_{lamp}}} \tag{2.9}$$

- สมการมุมเฟสของกระแสออกของอินเวอร์เตอร์เทียบกับแรงดันสำหรับความถี่หลักมูล θ_{inv}

$$\theta_{inv} = \angle \frac{I_L}{V_S} = arctan\left[\frac{R_{lamp}^2 \omega C_{ig} - \omega L\left(1 + R_{lamp}^2 \omega^2 C_{ig}^2\right)}{R_{lamp}}\right] \tag{2.10}$$

- สมการของแรงดันหลอดสำหรับความถี่หลักมูล V_{lamp}

$$V_{lamp} = \frac{V_S}{1 - \omega^2 L C_{ig} + j\omega \dfrac{L}{R_{lamp}}} \tag{2.11}$$

- สมการของกระแสผ่านหลอดสำหรับความถี่หลักมูล I_{lamp}

$$I_{lamp} = \frac{V_S / R_{lamp}}{1-\omega^2 LC_{ig} + j\omega \dfrac{L}{R_{lamp}}} \tag{2.12}$$

- ฟังก์ชันโอนย้ายของแรงดันคร่อมหลอด $V_{lamp}(s)$ ต่อแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ $V_S(s)$

$$\frac{V_{lamp}(s)}{V_S(s)} = \frac{1}{LC_{ig}s^2 + \dfrac{L}{R_{lamp}}s + 1} \tag{2.13}$$

สามารถเขียนสมการที่ (2.13) ในรูปของค่าตัวประกอบคุณภาพ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะและความถี่ปทัสถานได้ดังสมการที่ (2.14)

$$\frac{V_{lamp}(j\omega)}{V_S(j\omega)} = \frac{1}{1-\omega_n^2 + j\dfrac{\omega_n}{Q_P}} \tag{2.14}$$

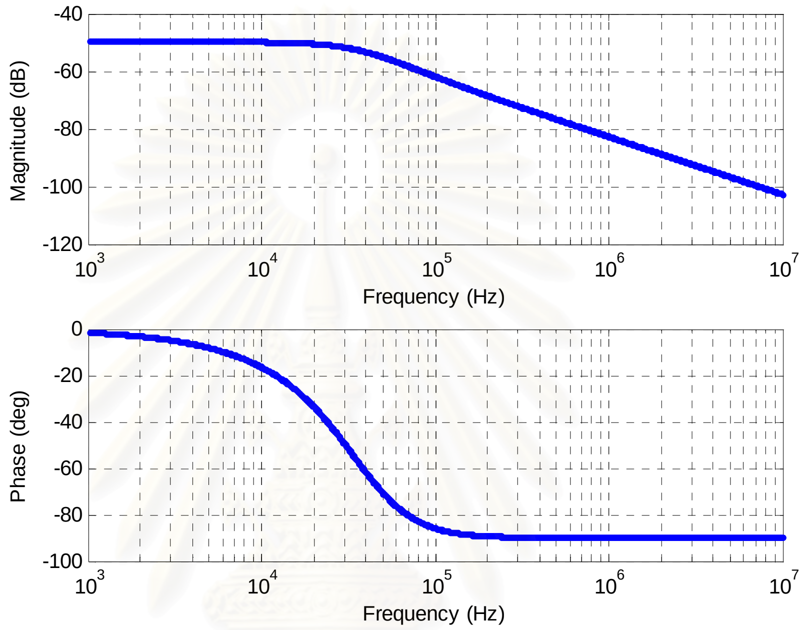
- ฟังก์ชันโอนย้ายของกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด ต่อแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ หรือค่าความนำไฟฟ้ารวม (Admittance)

$$\frac{I_L(s)}{V_S(s)} = Y(s) = \frac{C_{ig}s + \dfrac{1}{R_{lamp}}}{LC_{ig}s^2 + \dfrac{L}{R_{lamp}}s + 1} \tag{2.15}$$

เมื่อเขียนให้อยู่ในรูปของ Q_p, Z_0, ω_n

$$\frac{I_L(j\omega)}{V_S(j\omega)} = \frac{\dfrac{1}{Z_0}\left(1 + jQ_p\omega_n\right)}{Q_p\left(1-\omega_n^2 + j\dfrac{\omega_n}{Q_p}\right)} \tag{2.16}$$

จากสมการที่ (2.16) และ (2.10) สามารถคำนวณหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายระหว่างกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด $i_L(s)$ ต่อแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ $V_S(s)$ สำหรับค่าอุปกรณ์ (L, C_{ig}, R_{lamp}) ชุดหนึ่งที่ให้กำลังออกเท่ากับกำลังหลอดที่พิกัด (32 W) ซึ่งแสดงอยู่ในรูปของแผนภาพโบด (Bode plot) ดังรูปที่ 2.15

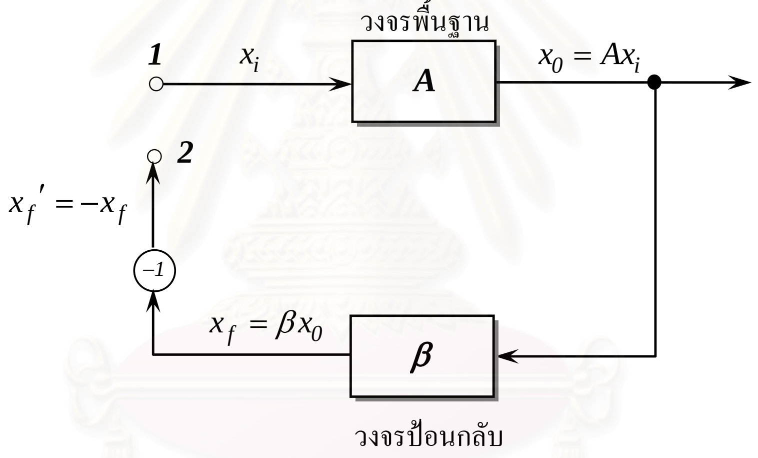


รูปที่ 2.15 แผนภาพโบดของฟังก์ชันโอนย้ายระหว่าง กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด $I_L(s)$ ต่อแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ $V_S(s)$

เมื่อพิจารณาจากแผนภาพโบดในรูปที่ 2.15 ในส่วนของขนาดจะเห็นได้ว่าวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมต่อโหลดขนานมีพฤติกรรมเป็นวงจรกรองแบบผ่านต่ำ ส่วนฟังก์ชันโอนย้ายระหว่าง $I_L(s)$ และ $V_S(s)$ ตามสมการที่ (2.15) เป็นสมการอันดับสอง ซึ่งมีขั้ว (Pole) 2 ตัว และมีศูนย์ (Zero) 1 ตัว ทำให้มุมเฟสของกระแสล้าหลังแรงดันมีค่าไม่เกิน 90 องศา จากผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้นจะได้นำไปใช้ในการหาจุดทำงานหรือความถี่การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ ร่วมกับการคำนวณมุมเฟสในส่วนของวงจรขับนำด้วยวิธีเอ็มพิริคัลซึ่งจะได้กล่าวถึงในบทต่อไป

2.7 Barkhausen Criterion

เงื่อนไขการเกิด Oscillation ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองโดยการป้อนกลับกระแสผ่านหม้อแปลงขับนำจะมีลักษณะเช่นเดียวกับการเกิด Limit cycle oscillation ของระบบป้อนกลับที่ใช้รีเลย์ (Relay) ดังนั้นการคำนวณหาความถี่การสวิตช์หรือความถี่ที่ทำให้เกิด Oscillation ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองจะใช้เกณฑ์ของ Barkhausen criterion เป็นเงื่อนไขในการพิจารณา ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงหลักการของ Barkhausen criterion โดยใช้ตัวอย่างระบบที่มีการป้อนกลับทั่วไปในการอธิบายเพื่อให้เกณฑ์การพิจารณาการเกิด Oscillation สะดวกต่อการใช้สำหรับคำนวณหาความถี่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง



รูปที่ 2.16 แผนภาพบล็อกของระบบที่ยังไม่เป็นระบบวงปิดโดยสมบูรณ์

รูปที่ 2.16 แสดงโครงสร้างของระบบที่มีการป้อนกลับซึ่งมีฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรพื้นฐานและวงจรป้อนกลับเท่ากับ A และ β ตามลำดับ ซึ่งระบบดังกล่าวยังไม่เป็นระบบวงปิดโดยสมบูรณ์เนื่องจากจุดที่ 1 และจุดที่ 2 ยังไม่ได้ต่อถึงกัน

สามารถแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณในแผนภาพบล็อกรูปที่ 2.16 ได้ดังสมการ (2.17)

$$x_f' = -x_f = A\beta x_i \tag{2.17}$$

ดังนั้นอัตราขยายวงรอบ (Loop gain) มีค่าเท่ากับ

$$\frac{x_f'}{x_i} = \frac{-x_f}{x_i} = -\beta A \tag{2.18}$$

หากเราสามารถปรับระบบดังกล่าวจนทำให้สัญญาณ x_f' มีค่าเท่ากับ x_i ซึ่งเป็นสัญญาณด้านเข้าจากภายนอกได้ หรืออีกนัยหนึ่งก็คือให้ x_f' แทนสัญญาณภายนอกเมื่อต่อจุดที่ 1 เข้ากับจุดที่ 2 ค่าสัญญาณด้านออก x_0 จะยังคงมีค่าเหมือนเดิม นั่นคือสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในระบบจะยังมีค่าเสมือนยังคงมีสัญญาณเข้าเท่ากับ x_i ทำให้ระบบดังกล่าวสามารถกำเนิดสัญญาณโดยไม่ต้องใช้สัญญาณ x_i จากภายนอก แสดงว่าระบบสามารถกำเนิดสัญญาณได้เองซึ่งหมายถึงการเกิด Oscillation

ระบบดังกล่าวไม่มีเงื่อนไขหรือข้อบังคับในเรื่องรูปคลื่นของสัญญาณในระบบว่าจะต้องเป็นสัญญาณไซน์เสมอไป ฟังก์ชันโอนย้าย A และ β ไม่จำเป็นต้องเป็นเชิงเส้น เงื่อนไขสำคัญเพียงเงื่อนไขเดียวที่จะทำให้ระบบในรูปที่ 2.16 เมื่อทำเป็นวงปิดยังทำงานอยู่ได้และมีสัญญาณออกเท่ากับ x_0 ก็คือ สัญญาณ x_f' ต้องมีรูปร่างและความถี่เหมือนกับสัญญาณด้านเข้า x_i ทุกประการ นั่นคือ $x_f' = x_i$ ซึ่งสมมูลกับสมการของอัตราขยายวงรอบ

$$-A\beta = 1 \tag{2.19}$$

สรุปได้ว่าระบบในรูปที่ 2.16 จะสามารถกำเนิดสัญญาณเมื่อต่อเป็นแบบวงปิดโดยที่ไม่ต้องมีสัญญาณด้านเข้าจากภายนอกได้ก็ต่อเมื่ออัตราขยายวงรอบต้องมีค่าเท่ากับ 1 (Unity loop gain) ซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวเรียกว่า Barkhausen criterion จากสมการที่ (2.19) สามารถอธิบายให้อยู่ในรูปเงื่อนไขของขนาดและการเลื่อนไปในแกนเวลาได้ดังนี้

ก. ขนาดของอัตราขยายวงรอบต้องเท่ากับ 1 นั่นคือ

$$|A\beta| = 1 \tag{2.20}$$

ข. การเลื่อนไปในแกนเวลาจะต้องเท่ากับ 0 หรือเป็นจำนวนเท่าของคาบการทำงานและในกรณีสัญญาณไซน์จะใช้ค่าของการเลื่อนเฟส (Phase shift) แทนการเลื่อนไปในแกนเวลา โดยเงื่อนไขการเกิด Oscillation คือการเลื่อนเฟสของอัตราขยายวงรอบต้องมีค่าเท่ากับ 0 หรือเป็นจำนวนเท่าของ 2π นั่นคือ

$$\angle -A\beta = 0 \text{ หรือ } \angle -A\beta = 2k\pi \quad \text{เมื่อ } k = 0,1,2,... \qquad (2.21)$$

สำหรับการใช้เงื่อนไขของ Barkhausen ในการพิจารณาการเกิด Oscillation ของวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นจะได้กล่าวถึงโดยละเอียดในบทต่อไปในหัวข้อการคำนวณหาจุดทำงานของวงจร

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 3

การวิเคราะห์และคำนวณหาจุดทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง

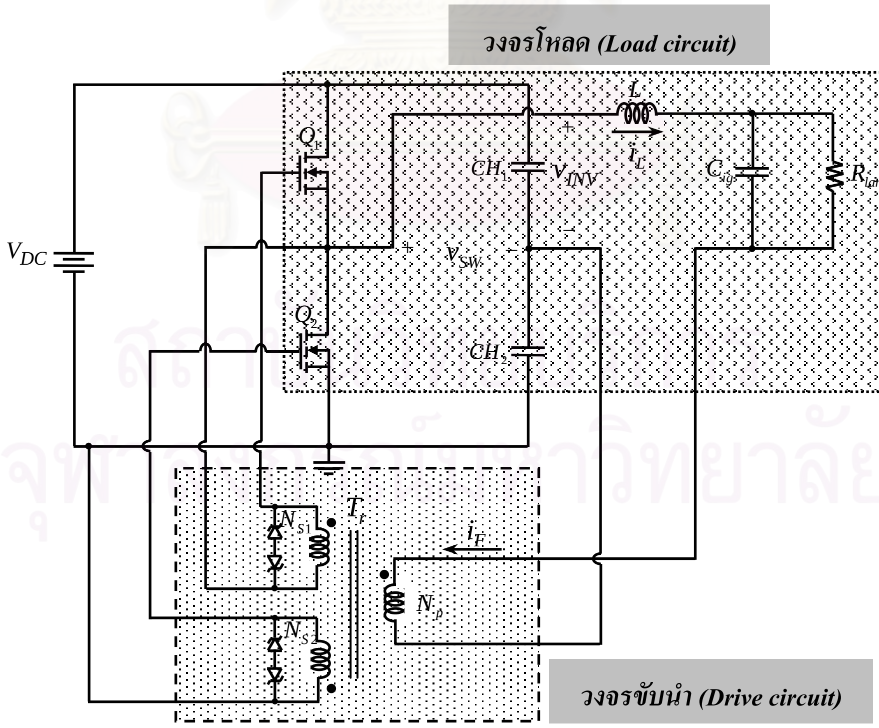
บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง โดยกล่าวถึงการวิเคราะห์วงจรโดยการประมาณสัญญาณด้วยความถี่หลักมูลเป็นอันดับแรก จากนั้นจะพิจารณาวงจรในรูปของแผนภาพบล็อก (Block diagram) เพื่อนำไปสู่การหาเงื่อนไขในการเกิด Limit cycle oscillation และวิธีการคำนวณหาจุดทำงานซึ่งในที่นี้หมายถึงความถี่การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ การวิเคราะห์และคำนวณดังกล่าวทำให้เข้าใจถึงพฤติกรรมของวงจรและตัวแปรที่มีผลต่อช่วงเวลาต่าง ๆ ในหนึ่งคาบการสวิตช์ได้ชัดเจนยิ่งขึ้น และจะนำเสนอผลของค่าอุปกรณ์และค่าแรงดันไฟตรงที่มีต่อความถี่ของวงจรไว้ในหัวข้อสุดท้ายของบท

3.1 การวิเคราะห์วงจรโดยการประมาณด้วยสัญญาณความถี่หลักมูล

จากวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองในรูปที่ 2.8 สามารถเขียนรูปวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองโดยการป้อนกลับกระแสผ่านหม้อแปลงขับนำได้ดังรูปที่ 3.1 วงจรสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ประกอบด้วย MOSFET Q_1 และ Q_2 และวงจรแบ่งแรงดันที่ใช้ตัวเก็บประจุนี้จะทำหน้าที่ตัดองค์ประกอบไฟตรงของแรงดันออก วงจรดังกล่าวทำหน้าที่กำเนิดแรงดันเกือบสี่เหลี่ยมป้อนให้กับวงจรโหลดซึ่งโดยทั่วไปจะเป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C_{ig}) ที่ต่อขนานกับหลอดซึ่งแทนด้วยตัวต้านทาน (R_{lamp}) MOSFET Q_1 และ Q_2 จะถูกขับนำด้วยวงจรขับนำที่อาศัยการป้อนกลับของกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดหรือกระแสออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ผ่านหม้อแปลงขับนำ T_r ที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณขับนำ MOSFET Q_1 และ Q_2 ของวงจรภาคกำลัง ดังนั้นในรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ วงจรโหลดที่เป็นวงจร LCR เรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนานและวงจรขับนำสวิตช์ซึ่งรวมทั้งสวิตช์และตัวเก็บประจุแบ่งแรงดันของอินเวอร์เตอร์

เนื่องจากคุณลักษณะการเป็นวงจรกรองผ่านต่ำของวงจรโหลดทำให้กระแสฮาร์มอนิกที่ผ่านหลอดมีค่าต่ำ และการที่จุดผ่านศูนย์ของแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่เป็นองค์ประกอบความถี่หลักมูลจะตรงกับจุดผ่านศูนย์ของแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ดังนั้นเพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์วงจรโหลดหรือวงจรอินเวอร์เตอร์เราจะประมาณแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมด้วยแรงดันความถี่หลักมูลและจะอนุโลมให้ใช้การเลื่อนเฟสขององค์ประกอบความถี่หลักมูลแทนการเลื่อนไปในแกนเวลาของกระแสออกเทียบกับแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ และในกรณีที่สามารถประมาณโหลดด้วยตัวต้านทานแบบเชิงเส้นที่มีค่าคงที่เช่นการออกแบบที่กำลังพิกัด จะประมาณได้ว่าวงจรโหลดของอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรเชิงเส้น ทำให้การคำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ทั้งขนาดและเฟสของวงจรโหลดทำได้โดยง่ายดังที่กล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.6 เนื่องจากการวิเคราะห์ส่วนวงจรโหลดใช้การประมาณด้วยกระแสและแรงดันความถี่หลักมูล และเมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 3.1 จะเห็นว่ากระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด i_L เป็นกระแสเดียวกับกระแส i_F ซึ่งไหลผ่านขดลวดฝั่งปฐมภูมิของหม้อแปลงขับนำ T_r และแรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์หรือวงจรโหลด v_{INV} มีค่าเท่ากับแรงดันออกของวงจรขับนำหรือแรงดันออกของวงจรสวิตช์ v_{SW} ดังนั้นเพื่อความง่ายและเพื่อให้สอดคล้องกับการวิเคราะห์วงจรโหลด จึงประมาณกระแสเข้าของวงจรขับนำด้วยกระแสความถี่หลักมูลเพื่อให้การวิเคราะห์และการหาผลตอบเชิงความถี่ของวงจรขับนำสามารถทำได้เช่นกัน



รูปที่ 3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง

3.2 แผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง

เนื่องจากการวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองใช้การประมาณด้วยสัญญาณความถี่หลักมูล ดังนั้นสามารถเขียนวงจรให้อยู่ในรูปแผนภาพบล็อกได้ดังรูปที่ 3.2 การวิเคราะห์หาจุดทำงานของวงจรจะอาศัยการพิจารณาวงจรเป็นระบบที่มีการป้อนกลับ ซึ่งจะแบ่งวงจรทั้งหมดเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนของวงจรพื้นฐานที่ส่งสัญญาณจากด้านเข้าไปด้านออกและส่วนของการป้อนกลับที่วัดสัญญาณจากด้านออกป้อนกลับไปยังด้านเข้า ทั้งนี้เพื่อความเหมาะสมสำหรับการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 3.1 สามารถอธิบายส่วนของวงจรพื้นฐานและวงจรป้อนกลับได้ดังนี้

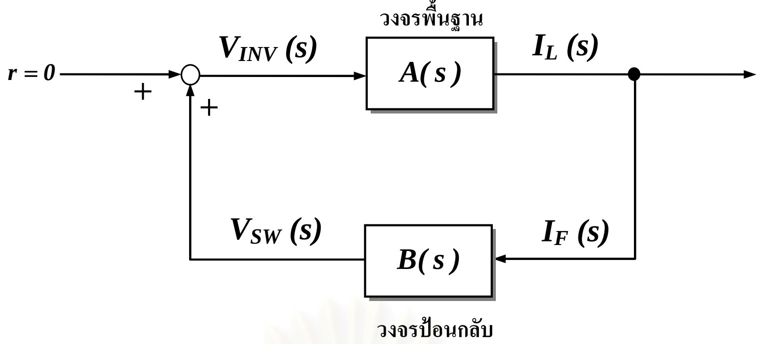
- ส่วนของวงจรพื้นฐานหรือวงจรโหลด

ให้วงจรโหลดของอินเวอร์เตอร์เป็นส่วนของวงจรพื้นฐานที่มีสัญญาณเข้าเป็นแรงดันออกรูปสี่เหลี่ยมของวงจรอินเวอร์เตอร์ (V_{INV}) และให้กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดเป็นสัญญาณออก (I_L)

- ส่วนของวงจรป้อนกลับหรือวงจรขับนำ

ให้วงจรขับนำสวิตช์, สวิตช์และตัวเก็บประจุแบ่งแรงดันเป็นส่วนของวงจรป้อนกลับโดยที่สัญญาณเข้าของวงป้อนกลับ (I_F) จะเป็นกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำซึ่งเป็นสัญญาณออกของวงจรพื้นฐาน และสัญญาณออกของวงจรป้อนกลับจะเป็นแรงดันออกรูปสี่เหลี่ยมของวงจรสวิตช์ (V_{SW}) ซึ่งเป็นสัญญาณเข้าของวงจรพื้นฐาน

เพื่อความง่ายในการวิเคราะห์ระบบในรูปแบบแผนภาพบล็อกจะนิยามให้กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด I_L มีทิศทางเดียวกันกับกระแสที่ส่งผ่านหม้อแปลงไปขับนำสวิตช์ I_F และแรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ V_{INV} มีทิศทางเดียวกันกับแรงดันออกรูปสี่เหลี่ยมของวงจรสวิตช์ V_{SW} เมื่อนิยามเช่นนี้จะทำให้ทิศทางกระแสและแรงดันเป็นบวกเมื่อสวิตช์ Q_1 นำกระแส และเครื่องหมายแผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณด้วยตัวเองจะมีลักษณะดังในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แผนภาพบล็อกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง

เมื่อพิจารณาแผนภาพบล็อกในรูปที่ 3.2 จะเห็นว่าระบบมีลักษณะเป็นวงรอบปิดที่ไม่มีสัญญาณเข้าจากภายนอกซึ่งเป็นลักษณะเดียวกับระบบในรูปที่ 2.16 เมื่อทำให้เป็นระบบวงรอบปิดโดยสมบูรณ์ เงื่อนไขการเกิด Oscillation ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองโดยการป้อนกลับกระแสผ่านหม้อแปลงขับนำจะมีลักษณะเช่นเดียวกับการเกิด Limit cycle Oscillation ของระบบป้อนกลับแบบรีเลย์ (Relay) ดังนั้นการคำนวณหาความถี่การสวิตช์หรือความถี่ที่ทำให้เกิด Oscillation ของวงจรอินเวอร์เตอร์สามารถใช้เกณฑ์ของ Barkhausen criterion เป็นเงื่อนไขในการพิจารณา

3.3 การวิเคราะห์เสถียรภาพและเงื่อนไขการเกิด Limit-cycle oscillation ของระบบ

จากแผนภาพบล็อกของวงจรในรูปที่ 3.2 กำหนดให้ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรพื้นฐานสำหรับความถี่หลักมูลเป็น $A(s)$ และฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรป้อนกลับสำหรับความถี่หลักมูลเป็น $B(s)$ โดยที่

$$A(s)=\frac{I_L(s)}{V_{INV}(s)} \tag{3.1}$$

$$B(s)=\frac{V_{SW}(s)}{I_F(s)} \tag{3.2}$$

อัตราขยายวงรอบของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง $T(s)$ จะมีค่าตามสมการที่ (3.3)

$$T(s)=\frac{V_{SW}(s)}{V_{INV}(s)}=A(s)B(s) \tag{3.3}$$

เนื่องจากวงจรโหลดและวงจรขับนำสวิตช์เป็นวงจรไม่เชิงเส้น มีผลทำให้ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรโหลดนอกจากจะขึ้นอยู่กับความถี่แล้วยังขึ้นกับแรงดันเข้าด้วย ดังนั้นการคำนวณหาฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรโหลดจะต้องมีการกำหนดทั้งความถี่และขนาดของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้าและต้องเลือกใช้ค่าความต้านทานหลอดในสภาวะการทำงานจริงด้วย

ส่วนฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรขับนำสวิตช์นอกจากจะขึ้นกับความถี่แล้วยังขึ้นกับขนาดของกระแสเข้าและแรงดันออกของวงจรสวิตช์ด้วย นอกจากนี้แรงดันออกของวงจรขับนำที่เกิดขึ้นในกรณีที่เกิดการ Oscillate เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมขนาดของแรงดันออกจะถูกกำหนดโดยขนาดของแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์เท่านั้น ดังนั้นการคำนวณหาฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรขับนำสำหรับแต่ละความถี่จะต้องมีการกำหนดทั้งขนาดของกระแสด้านเข้าและแรงดันด้านออกของวงจรขับนำสวิตช์

จากเหตุผลดังกล่าวข้างต้นการคำนวณหาฟังก์ชันโอนย้ายของระบบจะเริ่มจากการกำหนดค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าซึ่งจะเป็นการกำหนดขนาดแรงดันออกของวงจรสวิตช์ และเนื่องจากแรงดันออกของวงจรสวิตช์จะถูกป้อนให้กับวงจรโหลดซึ่งจะใช้เป็นเงื่อนไขในการหาฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรโหลด ดังนั้นขนาดแรงดันเข้าของวงจรโหลด (V_{INV}) จะเท่ากับขนาดของแรงดันออกของวงจรสวิตช์ (V_{SW}) ตามสมการ

$$\left|V_{INV}(s)\right| = \left|V_{SW}(s)\right|$$

และในการหาฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรป้อนกลับจะคำนวณโดยใช้ค่ากระแสเข้าเท่ากับกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดเมื่อแรงดันเข้าเท่ากับแรงดันออกของวงจรสวิตช์เมื่อใช้แรงดันไฟตรงที่ได้กำหนดค่าไว้สำหรับความถี่ที่กำหนด ซึ่งลักษณะดังกล่าวทำให้ค่าฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรขับนำที่คำนวณได้เป็นฟังก์ชันโอนย้ายเมื่อขนาดของกระแสเข้า (I_F) เท่ากับกระแสออกของวงจรโหลด (I_L) ตามสมการ

$$\left|I_F(s)\right| = \left|I_L(s)\right|$$

จากเงื่อนไขการคำนวณฟังก์ชันโอนย้ายดังกล่าวจะทำให้ขนาดของอัตราขยายวงรอบมีค่าเท่ากับ 1 ตามสมการที่ (3.4) ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขของ Barkhausen criterion ในสมการที่ (2.20)

$$\left|A(s)\right|\left|B(s)\right| = \frac{\left|I_L(s)\right|}{\left|V_{INV}(s)\right|} \cdot \frac{\left|V_{SW}(s)\right|}{\left|I_F(s)\right|} = 1 \tag{3.4}$$

จากสมการที่ (3.4) จะเห็นว่าเงื่อนไขในเรื่องขนาดเป็นจริงเสมอเมื่อกำหนดเงื่อนไขในการหาฟังก์ชันโอนย้ายดังที่กล่าวมาแล้ว ดังนั้นเงื่อนไขที่ใช้ในการพิจารณาการเกิด Oscillation ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองคือเงื่อนไขของมุมเฟสซึ่งการเลื่อนเฟสของอัตราขยายวงรอบจะต้องมีค่าเท่ากับ 0 หรือ $2k\pi$ นั่นคือ

$$\angle A(s)B(s) = 0$$

หรือ
$$\angle A(s) = -\angle B(s) \tag{3.5}$$

สรุปได้ว่าระบบจะเกิด Oscillation ก็ต่อเมื่อมุมเฟสของฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรโหลดและมุมเฟสของฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรขับนำเป็นไปตามสมการที่ (3.5) ซึ่งหมายถึงมุมนำหน้าของแรงดันออกของวงจรสวิตซ์ V_{SW} เทียบกับกระแสป้อนกลับ I_F เท่ากับมุมล้าหลังของกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด I_L เทียบกับแรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ V_{INV}

3.4 <u>แนวคิดในการหาจุดทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง</u>

การวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองโดยการประมาณด้วยสัญญาณที่ความถี่หลักมูลเพื่อหาค่าความถี่ที่ทำให้เงื่อนการเกิด Oscillation เป็นจริงตามสมการที่ (3.5) จะต้องคำนวณผลตอบเชิงความถี่ของวงจรทั้งในส่วนของวงจรโหลดและวงจรขับนำ เมื่อประมาณหลอดด้วยตัวต้านทานแบบเชิงเส้นจะประมาณได้ว่าวงจรโหลดของอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรเชิงเส้น ทำให้การคำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ทั้งขนาดและเฟสของวงจรโหลดสามารถทำได้โดยง่าย ส่วนการคำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ของวงจรป้อนกลับซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันออกของวงจรสวิตซ์ V_{SW} กับกระแสที่ป้อนให้กับวงจรขับนำเกตของ MOSFET I_F มีความยุ่งยากกว่ามาก เนื่องจากฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรขับนำนอกจากจะขึ้นกับรูปแบบวงจรและค่าของอุปกรณ์ในวงจรขับนำเกตแล้วยังขึ้นกับขนาดและความถี่ของกระแสเข้า รวมทั้งแรงดันไฟตรงของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วย จากเหตุผลดังกล่าวทำให้การหาฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรขับนำ MOSFET มีความไม่สะดวกเนื่องจากต้องคำนวณฟังก์ชันโอนย้ายสำหรับตัวแปรต่าง ๆ หลายชุด อย่างไรก็ดีในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปหากมีการประมาณให้แรงดันไฟตรงด้านเข้ามีค่าคงที่

และมีลักษณะรูปคลื่นแรงดันออกของวงจรเปลี่ยนแปลงกับกระแสและความถี่ไม่มากนักจึงอาจประมาณให้แรงดันออกของวงจรสวิตช์มีค่าคงที่ และในกรณีที่วงจรโหลดเป็นวงจรเชิงเส้นจะทำให้ทราบค่ากระแสออกของวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์แต่ละค่า ดังนั้นการหาฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรขับนำเกตจึงเป็นการหาผลตอบเชิงความถี่ของวงจรป้อนกลับเฉพาะการเลื่อนเฟสระหว่างแรงดันออกของวงจรสวิตช์ต่อกระแสเข้าของวงจรป้อนกลับ เนื่องจากเงื่อนไขด้านขนาดสอดคล้องกับ Barkhausen criterion เสมอ ดังนั้นการคำนวณหาเงื่อนไขการเกิด Limit cycle oscillation และความถี่การทำงานทำได้โดยหาความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของวงจรป้อนกลับกับความถี่สำหรับกระแสที่สัมพันธ์กับความถี่ที่กำหนดโดยวงจรโหลด เนื่องจากวงจรโหลดของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่มีโหลดขนานสวิตช์จะทำงานในภาคแรงดันศูนย์ กระแสในตัวเหนี่ยวนำจะล้าหลังแรงดันด้านเข้าเสมอและจุดผ่านศูนย์ของแรงดันออกของวงจรสวิตช์ซึ่งเป็นรูปสี่เหลี่ยมกับจุดผ่านศูนย์ของแรงดันรูปไซน์มีค่าใกล้เคียงกัน ทำให้สามารถหามุมเฟสของแรงดันออกเทียบกับกระแสเข้าของวงจรขับนำได้ ดังนั้นหากมีความถี่ซึ่งทำให้มุมเฟสที่แรงดันออกของวงจรสวิตช์นำหน้ากระแสด้านเข้าของวงจรป้อนกลับเท่ากับมุมเฟสที่กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดล้าหลังแรงดันแสดงว่าจะเกิด Limit-cycle oscillation โดยความถี่ดังกล่าวคือความถี่การทำงานของวงจร จากเหตุผลที่กล่าวมาทำให้เราสามารถคำนวณความถี่ในวงจรโดยการเขียนผลตอบเชิงความถี่ของมุมที่กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดล้าหลังแรงดันเข้า (ซึ่งนิยามให้มีเครื่องหมายเป็นบวก) และมุมเฟสที่แรงดันออกของวงจรป้อนกลับนำหน้ากระแสเข้า (ซึ่งนิยามให้มีเครื่องหมายเป็นบวก) ลงบนกราฟเดียวกัน จุดตัดของกราฟทั้งสองจะให้ค่าความถี่การทำงานของวงจร

3.5 <u>การคำนวณหาความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง</u>

จากหัวข้อ 3.4 สรุปได้ว่าการที่จะคำนวณหาความถี่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองได้นั้นจำเป็นต้องทราบผลตอบเชิงความถี่ของเฟสทั้งวงจรโหลดและวงจรป้อนกลับ ซึ่งความถี่ที่ทำให้มุมเฟสของวงจรทั้งสองมีค่าเท่ากันแต่มีทิศทางตรงกันข้ามจะเป็นความถี่ที่ทำให้เกิด Oscillation ขึ้น

3.5.1 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรโหลดหรืออินเวอร์เตอร์

ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรโหลดหรืออินเวอร์เตอร์สำหรับสัญญาณที่มีรูปคลื่นไซน์ได้ทำการวิเคราะห์ไว้แล้วในหัวข้อ 2.5 ซึ่งขนาดและเฟสของวงจรโหลดเป็นไปตามสมการที่ (2.15) และ (2.10) ตามลำดับ เมื่อเขียนให้อยู่ในรูปฟังก์ชันโอนย้าย $A(s)$ ตามแผนภาพบล็อกในรูปที่ 3.2 จะได้สมการผลตอบเชิงความถี่ของขนาดและเฟสดังต่อไปนี้

$$A(j\omega) = \frac{I_L(s)}{V_{INV}(s)} = \frac{1 + j\omega R_{lamp}C_{ig}}{R_{lamp}\left(1-\omega^2 LC_{ig}\right) + j\omega L} \tag{3.6}$$

$$\angle A(j\omega) = \theta_L = tan^{-1}\left[\omega R_{lamp}C_{ig}\left(1-\omega^2 LC_{ig}\right) - \frac{\omega L}{R_{lamp}}\right] \tag{3.7}$$

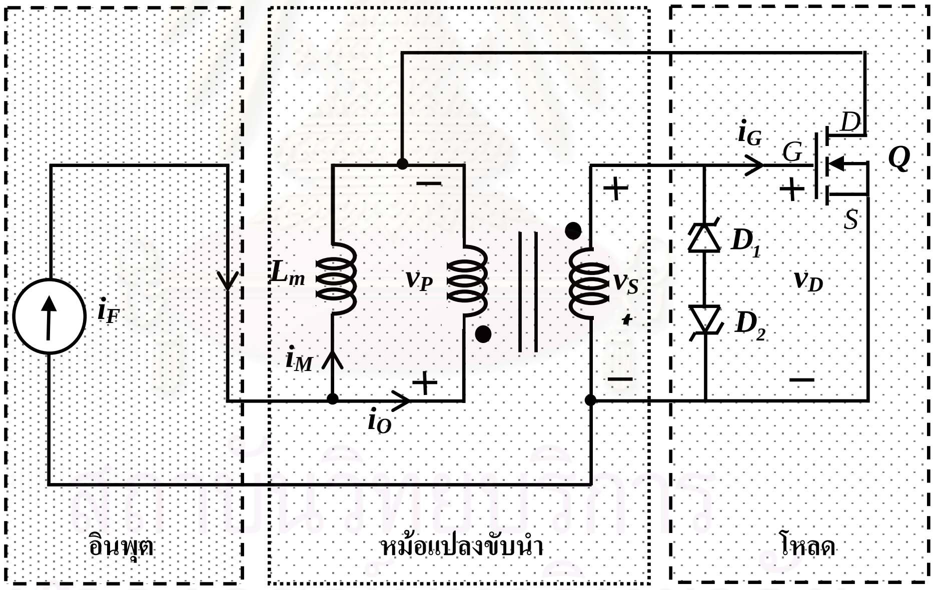
3.5.2 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรขับนำ

การคำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ของวงจรป้อนกลับหรือวงจรขับนำทำได้โดยหามุมเฟสระหว่างแรงดันออกของวงจรสวิตช์ต่อกระแสเข้าของวงจรป้อนกลับ โดยที่กระแสเข้าดังกล่าวจะเป็นสัญญาณความถี่หลักมูลซึ่งมีขนาดและความถี่สอดคล้องกับความสัมพันธ์ระหว่างกระแสออกกับความถี่ของวงจรโหลดสำหรับแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเท่ากับแรงดันออกของวงจรสวิตช์

เมื่อกำหนดความถี่และแรงดันเข้าให้กับวงจรโหลดจะทำให้ได้ขนาดของกระแสออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นกระแสเข้าของวงจรขับนำ ขนาดของกระแสออกของวงจรอินเวอร์เตอร์และความถี่ดังกล่าวจะนำไปคำนวณหามุมเฟสของแรงดันออกเทียบกับกระแสเข้าของวงจรขับนำเกต อย่างไรก็ตามจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขับนำทำให้รูปลักษณ์ของวงจรขับนำมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาทำให้ไม่สามารถหาค่ามุมเฟสของวงจรขับนำในรูป Closed form solution ได้ ดังนั้นจึงมีการหาค่ามุมเฟสดังกล่าวโดยแบ่งช่วงเวลาครึ่งคาบของกระแสทำแม่เหล็กสำหรับความถี่ที่กำหนดโดยวงจรโหลดออกเป็นช่วงเวลาต่าง ๆ ตามการเปลี่ยนแปลงรูปลักษณ์ของวงจร ซึ่งสมการในแต่ละช่วงเวลาดังกล่าวจะติดตัวแปรอยู่ในรูปมุมเฟสของวงจรขับนำ ผลรวมของช่วงเวลาต่าง ๆ ที่คำนวณได้จะเท่ากับครึ่งคาบสำหรับความถี่ที่กำหนด ทำให้สามารถเขียนสมการในรูปของมุมเฟสของวงจรขับนำและเมื่อแก้สมการจะได้ค่าของมุมเฟสที่สัมพันธ์กับความถี่ซึ่งเป็นผลตอบเชิงความถี่ของวงจรขับนำ

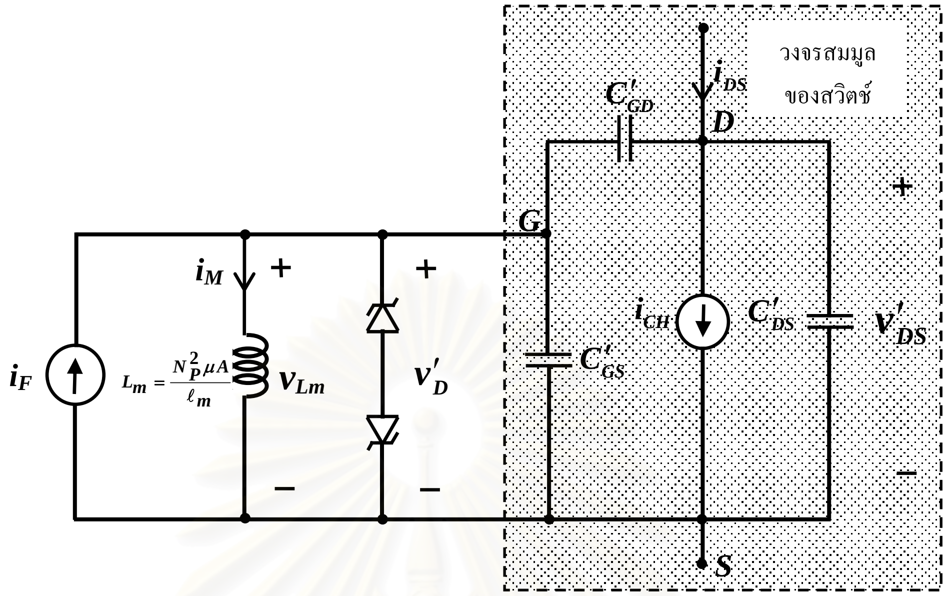
3.5.2.1 วงจรสมมูลของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงไม่อิ่มตัวและใช้ MOSFET เป็นสวิตช์ไวงาน

ก่อนที่จะกล่าวถึงวิธีการคำนวณช่วงเวลาต่าง ๆ จำเป็นที่จะต้องทราบถึงวงจรสมมูลของวงจรขับนำสวิตช์ก่อน เนื่องจากรูปลักษณ์ของวงจรสมมูลจะเปลี่ยนไปในแต่ละช่วงเวลาดังนั้นสมการของวงจรที่ใช้คำนวณหากระแสและแรงดันของวงจรจะเปลี่ยนตามรูปลักษณ์ของวงจรเช่นกัน จากลักษณะของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ขับนำด้วยหม้อแปลงและใช้ MOSFET เป็นสวิตช์ไวงาน สามารถเขียนโครงสร้างของวงจรขับนำได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งประกอบไปด้วยแหล่งกระแสความถี่หลักมูล i_F ป้อนเข้าทางด้านปฐมภูมิ (Primary) ของหม้อแปลง หม้อแปลงจะเป็นตัวสร้างสัญญาณขับนำที่มีการเปลี่ยนแปลงตามค่าความซาบซึมแม่เหล็กของแกนหม้อแปลง ส่วนโหลดของวงจรขับนำประกอบไปด้วยซีเนอร์ไดโอด, MOSFET ซึ่งเป็นสวิตช์ไวงานและค่าตัวเก็บประจุภายในของ MOSFET (Parasitic capacitance)



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของวงจรขับนำ

จากโครงสร้างของวงจรขับนำในรูปที่ 3.3 เมื่อโอนย้ายพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรขับนำทางด้านทุติยภูมิ (Secondary) มาทางด้านปฐมภูมิ โดยผ่านอัตราส่วนหม้อแปลง (Turn ratio) เพื่อให้การศึกษาพฤติกรรมการทำงานของวงจรขับนำในแต่ละช่วงเวลามีความสะดวกมากยิ่งขึ้นแสดงวงจรสมมูลของวงจรขับนำได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลของ MOSFET และหม้อแปลงที่เป็นวงจรขับนำที่โอนย้ายมาทางด้านปฐมภูมิ

โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจรมีดังนี้ $n = \frac{N_P}{N_S}$

$$C'_{GS} = \frac{C_{GS}}{n^2}$$

$$C'_{GD} = \frac{C_{GD}}{n^2}$$

$$C'_{DS} = \frac{C_{DS}}{n^2}$$

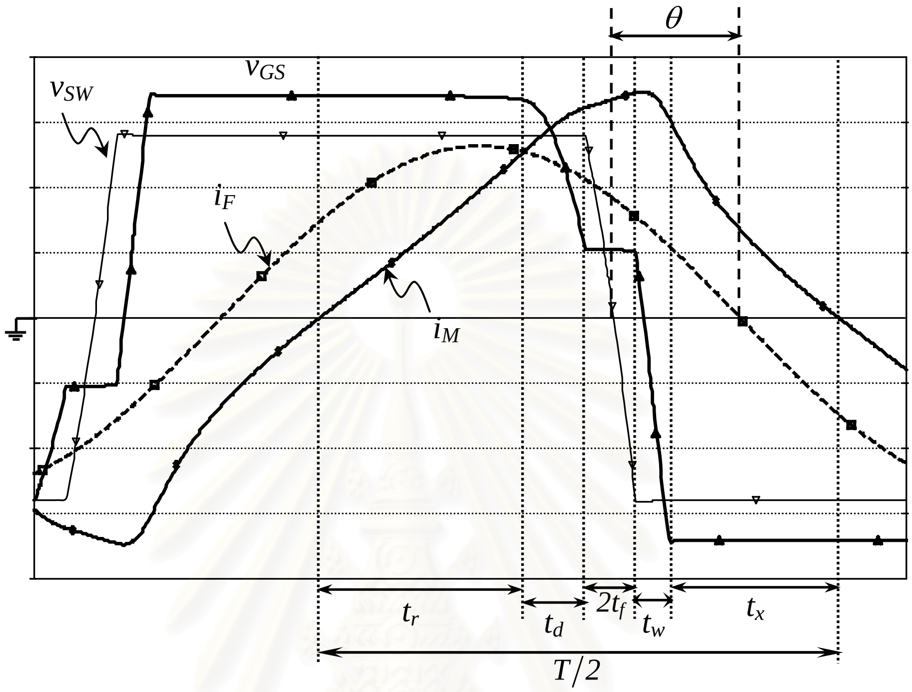
$$v'_D = nv_D$$

$$v'_{DS} = nv_{DS}$$

3.5.2.2 <u>การคำนวณช่วงเวลาต่าง ๆ ในช่วงเวลาครึ่งคาบ</u>

จากรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของวงจรขับนำที่ได้จากการจำลองวงจรโดยใช้แหล่งกระแสไซน์ที่มีขนาดและความถี่สัมพันธ์กันตามสมการที่ (3.6) แทนกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด สามารถนิยามช่วงเวลาที่ประกอบกันขึ้นเป็นครึ่งคาบการสวิตช์โดยใช้ครึ่งคาบของรูปคลื่นกระแสทำแม่เหล็ก (i_M) ในหม้อแปลงกระแสเป็นหลักได้ดังในรูปที่ 3.5 ส่วน B-H curve

ของแกนหม้อแปลงที่มีการนิยามช่วงเวลาต่าง ๆ ที่สอดคล้องกับรูปคลื่นของกระแสและแรงดันของวงจรขับนำในรูปที่ 3.5 แสดงในรูปที่ 3.6



$i_M, i_F : 200mA/div, v_{GS} : 3.75v/div, v_{SW} : 50v/div$

รูปที่ 3.5 นิยามช่วงเวลาต่าง ๆ ของครึ่งคาบการสวิตช์ที่ใช้ในการคำนวณ

โดยรูปคลื่นของกระแส,แรงดัน และพารามิเตอร์ต่าง ๆ คือ

i_M : กระแสทำแม่เหล็ก

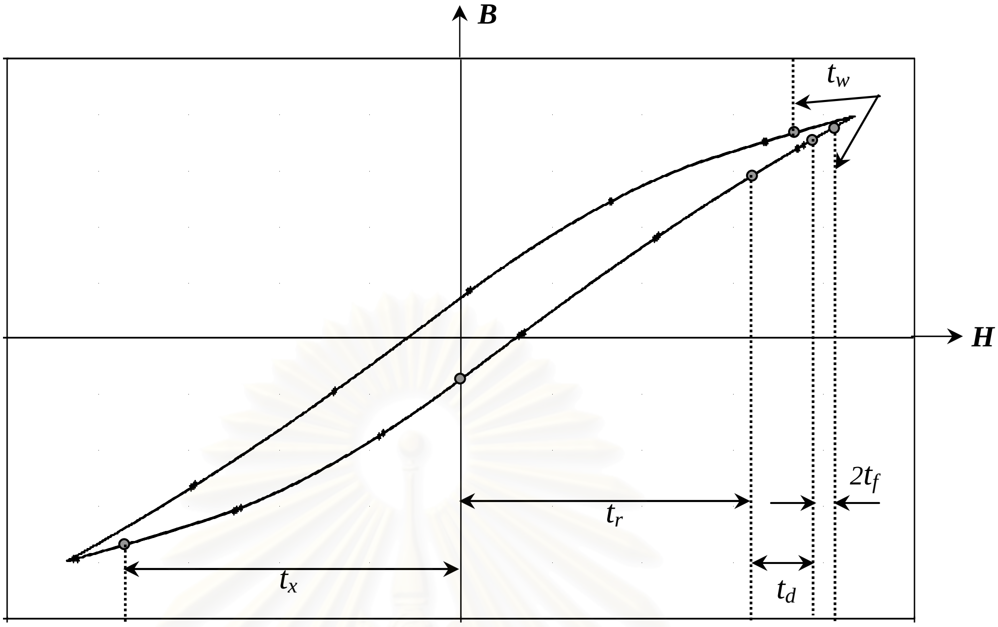
i_F : กระแสเข้าของวงจรขับนำซึ่งเป็นกระแสความถี่หลักมูลที่มีขนาดและความถี่สอดคล้องกับความสัมพันธ์ระหว่างกระแสออกกับความถี่ของวงจรโหลด

v_{GS} : แรงดันระหว่างขา Gate กับ Source ของ MOSFET ซึ่งเป็นสวิตช์ไวงานของวงจรอินเวอร์เตอร์

v_{SW} : แรงดันออกของวงจรขับนำหรือวงจรสวิตช์

θ : มุมเฟสนำหน้าของแรงดันออกเทียบกับกระแสเข้าของวงจรขับนำ

T : คาบเวลาของกระแสด้านเข้าของวงจรขับนำหรือคาบการสวิตช์



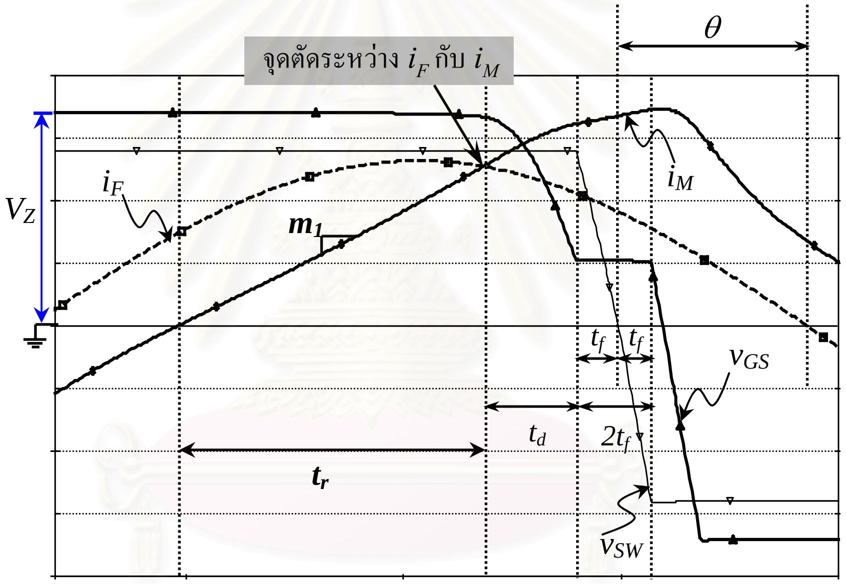
รูปที่ 3.6 B-H curve ที่นิยามช่วงเวลาต่าง ๆ ของครึ่งคาบการสวิตช์ที่ใช้ในการคำนวณ

การคำนวณช่วงเวลาต่าง ๆ ที่นิยามดังในรูปที่ 3.5 ทำได้โดยการเขียนวงจรสมมูลของวงจรขับนำและเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ของตัวแปรต่าง ๆ ในแต่ละช่วงเวลาดังกล่าว ทำให้ได้สมการแต่ละช่วงเวลาที่ประกอบกันเป็นครึ่งคาบการสวิตช์ โดยจะติดในรูปของมุม θ ซึ่งเป็นตัวแปรที่เราต้องการคำนวณหา เมื่อทำได้ดังนี้จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และค่ามุมเฟสของวงจรขับนำหรือผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำนั่นเอง อย่างไรก็ดีจากคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นและมีฮีสเตอริซีสของแกนหม้อแปลง ทำให้การคำนวณในบางช่วงเวลาต้องมีการประมาณค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ โดยเฉพาะค่าความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์ (μ_r) ซึ่งจาก B-H curve ในรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่า μ_r ในแต่ละช่วงเวลามีค่าไม่เท่ากันและถึงแม้ว่าจะเป็นช่วงเวลาเดียวกัน μ_r ยังคงไม่ใช่ค่าคงที่ เช่นช่วงเวลา t_w และ t_x นอกจากนี้การเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณยังมีผลต่อค่า μ_r ของหม้อแปลงอีกด้วย ดังนั้นการประมาณค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในการคำนวณจะใช้วิธีเอ็มพิริคัลดังจะกล่าวถึงในหัวข้อลำดับถัดไป

ค่าของตัวแปรช่วงเวลาต่าง ๆ ซึ่งได้แก่ $t_r, t_d, 2t_f, t_w, t_x$ ที่ได้นิยามขึ้นตามรูปที่ 3.5 มีสมการและวิธีการคำนวณดังต่อไปนี้

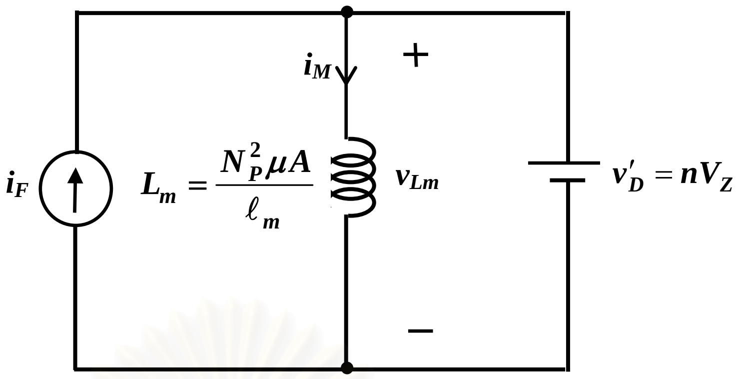
1). ช่วงเวลา t_r ($i_F > i_M$, ซีเนอร์ไดโอดนำกระแส)

นิยามช่วงเวลา t_r เป็นช่วงเวลานับตั้งแต่กระแสทำแม่เหล็กมีค่าเป็นศูนย์จนกระทั่งถึงเวลาที่กระแสทำแม่เหล็กเพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับกระแสด้านเข้าของวงจรขับนำ ในช่วงเวลานี้ซีเนอร์ไดโอดจะนำกระแสที่เป็นผลต่างระหว่าง i_F กับ i_M ทำให้แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก L_m มีค่าคงที่และเนื่องจากใช้หม้อแปลงกระแสที่ไม่อิ่มตัวในการขับนำสวิตช์ ดังนั้นกระแสทำแม่เหล็กจะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นโดยประมาณ ที่เวลา t_r กระแสทำแม่เหล็ก i_M มีค่าเท่ากับกระแสเข้าของวงจรขับนำ i_F หลังจากนั้น i_M จะมีค่ามากกว่า i_F ผลต่างของกระแสทั้งสองจะเป็นกระแสที่เกิดจากการคายประจุของ C_{GS} ทำให้ v_{GS} ลดลงซึ่งจะทำให้ MOSFET เริ่มจะหยุดนำกระแส สังเกตได้จากหลังช่วงเวลานี้ v_{GS} มีค่าลดลงดังแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 การนิยามช่วงเวลา t_r และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณ

จาก B-H curve ในรูปที่ 3.6 จะเห็นว่าความชันของกราฟในช่วงเวลา t_r มีการเปลี่ยนแปลงน้อยจึงประมาณได้ว่าค่าซึมซาบสัมพัทธ์ μ_r ของแกนมีค่าคงที่ ทำให้กระแสทำแม่เหล็กในรูปที่ 3.7 มีความชันค่อนข้างคงที่ในช่วงเวลานี้ ดังนั้นสามารถคำนวณหาช่วงเวลา t_r ได้หากทราบค่าของกระแส i_F ณ จุดตัดกับ i_M และค่าความชันของกระแส i_M โดยใช้วงจรสมมูลในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลในช่วงเวลา t_r

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.8 สามารถคำนวณหาความชันของกระแสทำแม่เหล็กในช่วงเวลา t_r (m_1) จากสมการแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กได้ดังสมการที่ (3.8)

$$v_{Lm} = v'_{GS} = nV_Z = L_m \frac{di_M}{dt}$$

$$m_1 = \frac{di_M}{dt} = \frac{nV_Z}{L_m} \tag{3.8}$$

โดยในช่วงเวลานี้ v_{GS} มีค่าเท่ากับแรงดันพังทลายของซีเนอร์ไดโอด (V_Z)

จากรูปที่ 3.7 ค่าของกระแส i_M ที่มีค่าเท่ากับกระแส i_F เมื่อสิ้นสุดเวลา t_r มีค่าตามสมการที่ (3.9) เมื่อประมาณ t_f ว่ามีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของช่วงเวลา $2t_f$ และ I_P คือค่ายอดของกระแสไซน์ที่เป็นกระแสเข้าของวงจรขับนำ

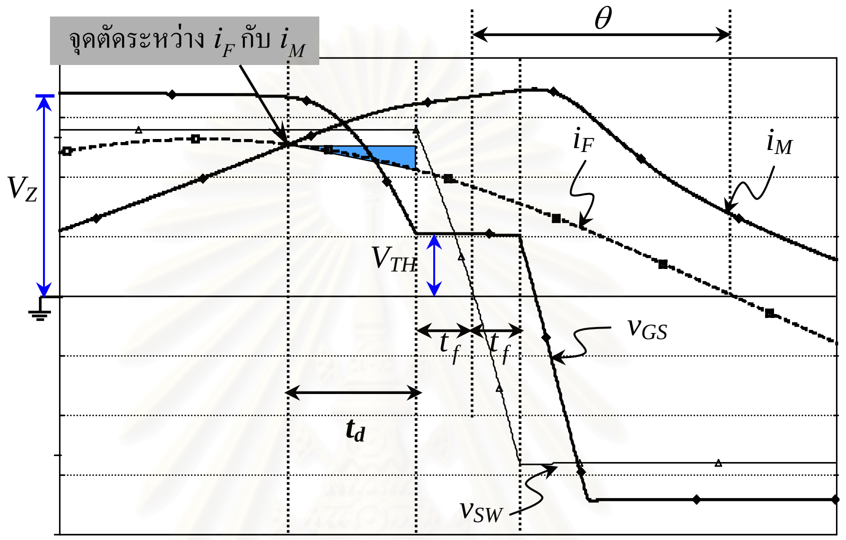
$$i_M = i_F = I_P \sin\left(\pi - \theta - \omega t_f - \omega t_d\right) \tag{3.9}$$

ดังนั้นช่วงเวลา t_r มีค่าตามสมการที่ (3.10)

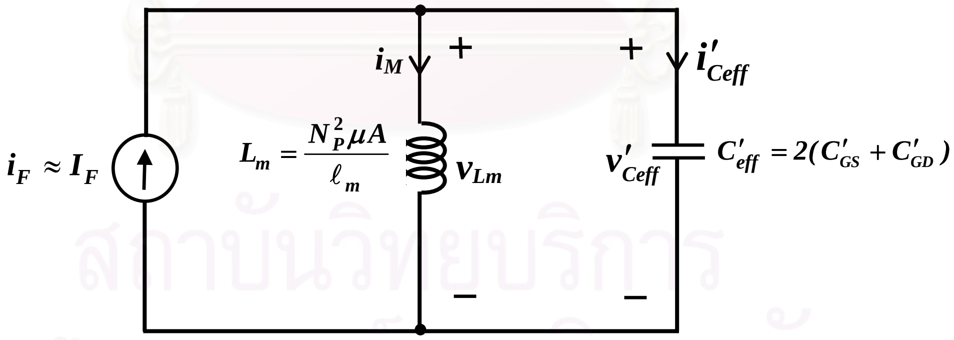
$$t_r = \frac{I_P \sin\left(\theta + \omega t_f + \omega t_d\right)}{m_1} \tag{3.10}$$

2). ช่วงเวลา t_d ($i_M > i_F$, ซีเนอร์ไดโอดหยุดนำกระแส, C_{GS} และ C_{GD} คายประจุ)

นิยามช่วงเวลา t_d เป็นช่วงเวลาตั้งแต่กระแสด้านเข้าของวงจรขับนำมีค่าเท่ากับกระแสทำแม่เหล็กจนถึงเวลาที่ v_{GS} ลดลงมาเท่ากับแรงดัน Threshold ของ MOSFET (V_{TH}) สังเกตได้จากรูปคลื่นของกระแสและแรงดันในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 การนิยามช่วงเวลา t_d



รูปที่ 3.10 วงจรสมมูลในช่วงเวลา t_d ที่โอนย้ายมาทางด้านปฐมภูมิ

ช่วงเวลานี้จะเกิดเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก L_m กับตัวเก็บประจุ C'_{eff} ซึ่งเป็นการถ่ายเทพลังงานจาก C'_{eff} ไปยัง L_m สังเกตได้จากรูปคลื่นของ i_M มีค่าเพิ่มขึ้นในขณะที่ v_{Lm} หรือ v_{GS} มีค่าลดลง แสดงวงจรสมมูลของวงจรขับนำในช่วงเวลา t_d ได้ดังรูปที่ 3.10 เนื่องจากในช่วงเวลานี้แรงดันออกของวงจรสวิตซ์มีค่าคงที่เท่ากับ $\frac{V_{DC}}{2}$ (แรงดันคร่อมสวิตซ์ Q_1 หรือ v_{DS1}

มีค่าคงที่เท่ากับ V_{DC} และแรงดันคร่อมสวิตช์ Q_2 หรือ v_{DS2} มีค่าเท่ากับศูนย์ในกรณีที่สวิตช์ Q_2 กำลังนำกระแส) ทำให้ค่าตัวเก็บประจุ C_{DS} ทั้งในสวิตช์ Q_1 และ Q_2 เปรียบเสมือนวงจรลัดสำหรับไฟฟ้ากระแสสลับ ดังนั้นตัวเก็บประจุสมมูล C_{eff} ของวงจรจะมีค่าเท่ากับ $2(C_{GS}+C_{GD})$ ซึ่ง C'_{eff} ก็คือค่าตัวเก็บประจุสมมูลเมื่อโอนย้ายมาทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง

การคำนวณหาค่าช่วงเวลา t_d จะอาศัยการหาผลเฉลยของสมการทางไฟฟ้าของวงจรสมมูลที่เป็นสมการอนุพันธ์อันดับสอง โดยมีสมมติฐานเพื่อให้ง่ายแก่การคำนวณดังนี้คือ

- μ_r มีค่าคงที่
- ให้กระแสด้านเข้า i_F เป็นกระแสคงที่ I_F

จากวงจรสมมูลสามารถเขียนสมการตั้งต้นได้ดังนี้

$$I_F = i_M + i'_{Ceff} = i_M + C'_{eff}\frac{dv'_{Ceff}}{dt} \tag{3.11}$$

เนื่องจาก

$$C'_{eff} = \frac{C_{eff}}{n^2} = \frac{2}{n^2}(C_{GS}+C_{GD}) \tag{3.12}$$

และ

$$v'_{Ceff} = v_{Lm} = L_m\frac{di_M}{dt} \tag{3.13}$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (3.12) และ (3.13) ลงในสมการที่ (3.11) และเมื่อให้กระแส i_F เป็นค่าคงที่ I_F ซึ่งมีค่าเท่ากับกระแส i_M เมื่อสิ้นสุดเวลา t_r จะได้สมการอนุพันธ์อันดับสองดังแสดงในสมการที่ (3.14)

$$-\frac{L_m C_{eff}}{n^2}\frac{d^2(i_M - I_F)}{dt^2} = i_M - I_F \tag{3.14}$$

เพื่อให้การแก้สมการทำได้ง่ายขึ้นจึงให้ $i_M - I_F = i_{diff}$ ดังนั้นสามารถจัดรูปสมการที่ (3.14) ให้เป็นสมการเอกพันธ์ (Homogenous equation) ดังแสดงในสมการที่ (3.15)

$$-\frac{1}{(n\omega_C)^2}\frac{d^2 i_{diff}}{dt^2} - i_{diff} = 0 \tag{3.15}$$

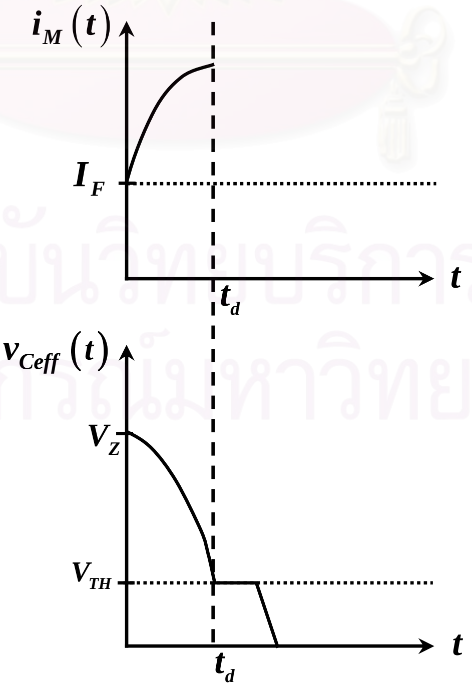
$$\text{เมื่อ}\ \omega_C = \frac{1}{\sqrt{L_m C_{eff}}}$$

โดยเงื่อนไขเริ่มต้น (Initial condition) สำหรับวงจรสมมูลในรูปที่ 3.10 คือ $i_M(0) = I_F$ และ $v'_{Ceff}(0) = nV_Z$ เมื่อ V_Z คือค่าแรงดัน v_D ที่มีค่าเท่ากับแรงดันพังทลายของซีเนอร์ไดโอดเมื่อสิ้นสุดเวลา t_r โดยในที่นี้จะนับเวลา 0 ที่จุดตัดของกระแส i_M กับ i_F จากสมการที่ (3.15) สามารถหาผลเฉลยคือกระแส $i_M(t)$ (อ้างอิงฝั่งปฐมภูมิของหม้อแปลง) และแรงดัน $v_{Ceff}(t)$ (อ้างอิงฝั่งทุติยภูมิของหม้อแปลง)ได้ดังแสดงในสมการที่ (3.16) และ (3.17) ตามลำดับ รูปคลื่นของกระแส $i_M(t)$ และ $v_{Ceff}(t)$ ตั้งแต่เวลา 0 จนถึงเวลา t_d แสดงได้ดังรูปที่ 3.11

$$i_M(t) = I_F + \frac{V_Z}{Z_C} sin(n\omega_C t) \qquad (3.16)$$

$$v_{Ceff}(t) = V_Z\, cos(n\omega_C t) \qquad (3.17)$$

$$\text{โดยที่} \qquad Z_C = \sqrt{\frac{L_m}{C_{eff}}} \qquad (3.18)$$



รูปที่ 3.11 รูปคลื่นของกระแส $i_M(t)$ และแรงดัน $v_{Ceff}(t)$

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

จากค่าของ v_{GS} ในรูปที่ 3.9 ซึ่งเป็นค่าเดียวกับ $v_{Ceff}\left(t\right)$ ในรูปที่ 3.11 จะเห็นว่าที่เวลา t_d $v_{Ceff}\left(t_d\right)=V_{TH}$ ดังนั้นสามารถหาค่าเวลา t_d จากสมการที่ (3.17) ได้ดังสมการที่ (3.19)

$$t_d = \frac{1}{n\omega_C} arccos\left(\frac{V_{TH}}{V_Z}\right) \tag{3.19}$$

จากสมการที่ (3.19) จะเห็นว่า t_d นั้นเป็นค่าคงที่ เนื่องจากการคำนวณใช้สมมติฐานว่ากระแส i_F เป็นค่าคงที่ซึ่งมีค่าเท่ากับ I_F อย่างไรก็ดีในความเป็นจริงแล้วกระแส i_F ในช่วงเวลานี้ไม่ใช่ค่าคงที่เพราะเป็นส่วนหนึ่งของรูปคลื่นไซน์ ดังนั้นอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_F มีผลต่อความถูกต้องในการคำนวณเวลา t_d คือถ้าค่า i_F ในช่วงเวลานี้มีการเปลี่ยนแปลงน้อยผลการคำนวณจะมีความถูกต้องมาก แต่ถ้าหากค่า i_F มีการเปลี่ยนแปลงมากความถูกต้องจะลดลง โดยปรกติแล้วช่วงเวลา t_d ที่คำนวณได้จากสมการที่ (3.19) จะมีค่ามากกว่า t_d ที่ได้จากการจำลอง เนื่องจากกระแสคายประจุของ C'_{eff} ในช่วงเวลานี้เป็นผลต่างระหว่าง i_M กับ i_F หาก i_F ลดลงจะทำให้กระแสคายประจุมีค่ามากขึ้นเป็นผลให้คายประจุเร็วขึ้น ดังนั้นช่วงเวลา t_d ที่คำนวณได้จะมีค่ามากกว่า t_d ที่เป็นจริง

เพื่อเป็นการเพิ่มความถูกต้องให้กับการคำนวณจะประมาณให้กระแสคายประจุของ C'_{eff} ในส่วนของ i_F ประกอบด้วย I_F ซึ่งเป็นกระแสคงที่และ i_f ซึ่งเป็นกระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงจากวงจรสมมูลและรูปคลื่นกระแสแรงดันที่ใช้ในการประมาณการคายประจุของ C'_{eff} ในช่วงเวลา t_d ในรูปที่ 3.12 เมื่อกำหนดให้

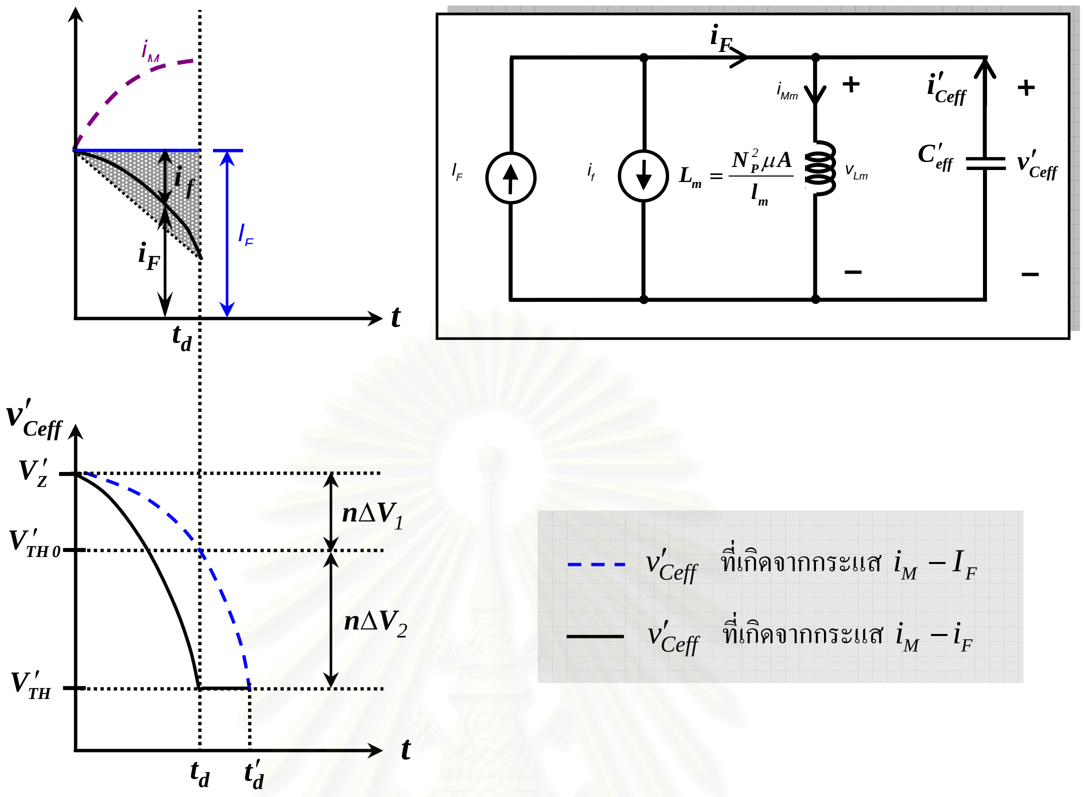
$$i_F = I_F - i_f$$

จะได้กระแสคายประจุของ C'_{eff} ในช่วงเวลา t_d มีค่าตามสมการที่ (3.20)

$$i'_{Ceff} = i_M - I_F + i_f \tag{3.20}$$

จากสมการที่ (3.20) จะเห็นได้ว่ากระแสคายประจุของ C'_{eff} เกิดจากทั้ง I_F และ i_f ที่เป็นกระแสคงที่และกระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงตามลำดับ เมื่อ i_f มีค่าเพิ่มมากขึ้น (i_F ลดลงมากขึ้น) กระแสคายประจุของ C'_{eff} จะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย

เมื่อพิจารณารูปคลื่นแรงดัน v'_{Ceff} ในรูปที่ 3.12 จะเห็นว่าประจุที่เกิดจากกระแส $i_M - i_F$ จะทำให้ v'_{Ceff} ลดลงจาก V'_Z มาเป็น V'_{TH} ในช่วงเวลา t_d สามารถแสดงได้ด้วยสมการที่ (3.21)



รูปที่ 3.12 วงจรสมมูลและรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ใช้ในการประมาณ
การคายประจุของ C'_{eff} โดยกระแส $i_M - i_F$ ในช่วงเวลา t_d

$$Q = \int_{0}^{t_d} \left(i_M - i_F\right)dt = C'_{eff} \cdot n\left(\Delta V_1 + \Delta V_2\right) \tag{3.21}$$

หากประมาณให้กระแสคายประจุของ C'_{eff} เป็นผลต่างระหว่าง i_M กับกระแสคงที่ I_F เพียงอย่างเดียวจะทำให้เวลาที่ใช้ในการคายประจุของ C'_{eff} เพื่อให้ v'_{Ceff} มีค่าลดลงจาก V'_Z มาเป็น V'_{TH} นานขึ้นคือเวลา t'_d แสดงได้ดังสมการที่ (3.22)

$$\int_{0}^{t'_d} \left(i_M - I_F\right)dt = C'_{eff} \cdot n\left(\Delta V_1 + \Delta V_2\right) \tag{3.22}$$

ส่วนประจุที่เกิดจากผลต่างระหว่าง i_M กับ I_F ในช่วงเวลา t_d จะทำให้ C'_{eff} มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันจาก V'_Z ลดลงมาเป็น V'_{TH0} ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (3.23)

$$\int_{0}^{t_d} \left(i_M - I_F\right) dt = C'_{eff} \cdot n\Delta V_1 \tag{3.23}$$

เมื่อคิดเฉพาะส่วนของกระแสที่มีการเปลี่ยนแปลง i_f ซึ่งจะทำให้ v'_{Ceff} มีค่าลดลงจาก V'_{TH0} มาเป็น V'_{TH} ในช่วงเวลา t_d แสดงสมการประจุได้ตามสมการที่ (3.24)

$$\int_{0}^{t_d} i_f \cdot dt = C'_{eff} \cdot n\Delta V_2 \tag{3.24}$$

ดังนั้นเมื่อประมาณให้กระแสคายประจุของ C'_{eff} โดยกระแส $i_M - i_F$ ในช่วงเวลา t_d เกิดจากทั้งผลต่างระหว่าง i_M กับกระแสคงที่ I_F และเกิดจากกระแส i_f จะทำให้ผลการคำนวณมีความถูกต้องมากขึ้น สังเกตได้จากผลรวมของประจุสมการที่ (3.23) และ (3.24) มีค่าเท่ากับประจุในสมการที่ (3.21) ฉะนั้นการคำนวณช่วงเวลา t_d ด้วยสมการที่ (3.19) จะต้องเปลี่ยนค่าแรงดัน V_{TH} ไปเป็นค่าที่สูงขึ้นคือ V_{TH0} ซึ่งมีค่าเท่ากับ $V_{TH} + \Delta V_2$ ตามรูปที่ 3.12 สามารถคำนวณหาค่าแรงดัน ΔV_2 ได้จากสมการที่ (3.25)

$$Q_{if} = C'_{eff} \cdot n\Delta V_2 = \left(\frac{C_{eff}}{n^2}\right) \cdot n\Delta V_2$$

$$\Delta V_2 = \frac{n \cdot Q_{if}}{C_{eff}} \tag{3.25}$$

เมื่อประมาณให้การลดลงของ i_F เป็นแบบเชิงเส้น สามารถคำนวณประจุที่เกิดจาก i_f ในช่วงเวลา t_d ได้จากพื้นที่ใต้กราฟ (ส่วนที่แรเงาในรูปที่ 3.9 และ 3.12) ตามสมการที่ (3.26)

$$Q_{if} = \frac{1}{2} \cdot t_d \cdot \left[I_P \sin\left(\theta + \omega t_f + \omega t_d\right) - I_P \sin\left(\theta + \omega t_f\right) \right] \tag{3.26}$$

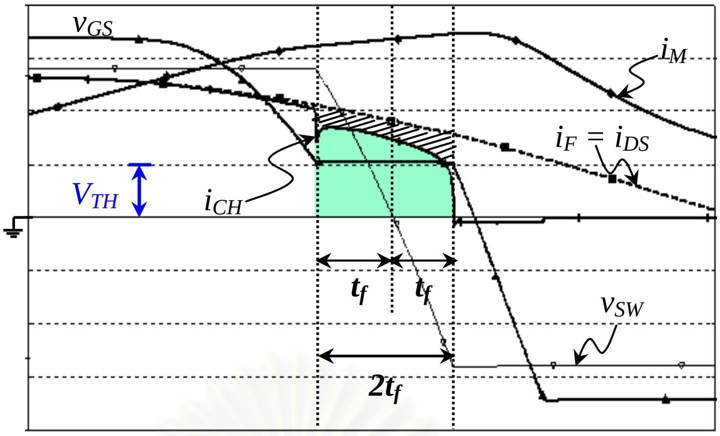
เมื่อแทนค่าสมการที่ (3.25) และ (3.26) ลงในสมการที่ (3.19) จะได้ค่าเวลา t_d ในกรณีที่คิดรวมผลการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_F ที่ลดลงเป็นไปตามสมการที่ (3.27)

$$t_d = \frac{N_S}{N_P \omega_C} arccos \left\{ \frac{\frac{N_P t_d}{2 N_S C_{eff}} \left[I_P \sin\left(\theta + \omega t_f + \omega t_d\right) - I_P \sin\left(\theta + \omega t_f\right) \right] + V_{TH}}{V_Z} \right\} \quad (3.27)$$

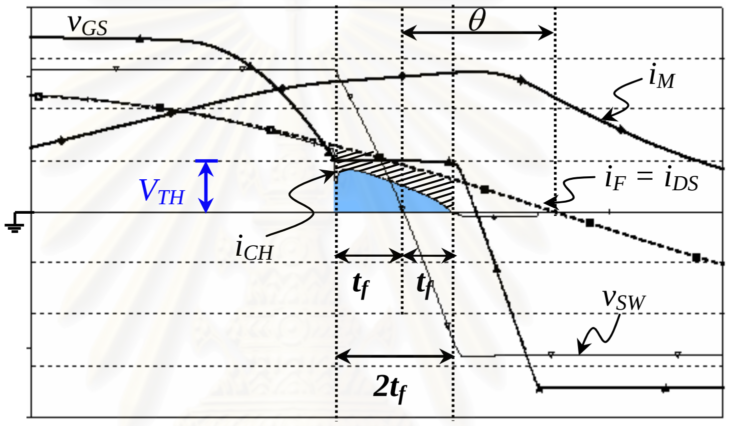
3). ช่วงเวลา $2t_f$ ($i_M > i_F$, ซีเนอร์ไดโอดหยุดนำกระแส, C_{GD} และ C_{GS} ประจุหรือคายประจุ)

นิยามช่วงเวลา $2t_f$ คือช่วงเวลาที่ v_{GS} มีค่าคงที่เท่ากับแรงดัน Threshold ของ MOSFET ในช่วงเวลานี้กระแสด้านเข้าของวงจรขับนำที่ไหลผ่าน Channel หรือ i_{CH} ของ MOSFET จะเริ่มลดลง กระแส i_{DS} ส่วนเกินจะย้ายไปไหลผ่าน C_{GD} และ C_{DS} ผลต่างระหว่างกระแส i_{DS} กับกระแสใน Channel จะไปประจุ C_{GD} และ C_{DS} ของสวิตช์ Q_1 และ Q_2 จนทำให้แรงดันออกของวงจรสวิตช์ v_{SW} มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันจาก $\frac{V_{DC}}{2}$ มาเป็น $-\frac{V_{DC}}{2}$ หรือ $-\frac{V_{DC}}{2}$ มาเป็น $\frac{V_{DC}}{2}$ กระแสผ่านตัวเก็บประจุ C_{GD} จะไหลผ่านหม้อแปลงขับนำโดยที่ไม่มีกระแสไหลผ่าน C_{GS} ทำให้กระแส i_M ยังคงเพิ่มขึ้นต่อไป ส่วน v_{GS} ไม่มีการเปลี่ยนแปลงและมีค่าเท่ากับ V_{TH} ตลอดช่วงเวลา $2t_f$ รูปที่ 3.13 (ก) และ (ข) แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันในช่วงเวลา $2t_f$ ส่วนวงจรสมมูลของวงจรขับนำในช่วงเวลา $2t_f$ แสดงได้ดังรูปที่ 3.14

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

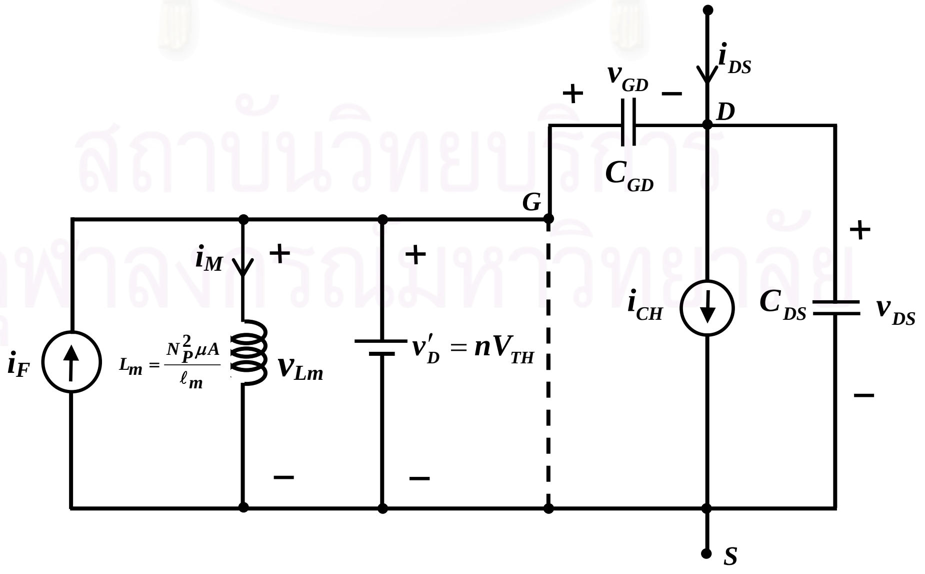


(ก) $f = 28kHz, I_P = 527.643mA$



(ข) $f = 35kHz, I_P = 458.757mA$

รูปที่ 3.13 การนิยามช่วงเวลา $2t_f$ และพื้นที่กระแสผ่าน Channel กรณีที่ความถี่ของ i_F ต่างกันเมื่อความถี่ที่เกิด Oscillation เป็น $25.5kHz$



รูปที่ 3.14 วงจรสมมูลในช่วงเวลา $2t_f$

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

การคำนวณช่วงเวลา $2t_f$ จะคำนวณจากเวลาที่ผลต่างระหว่างกระแส i_{DS} กับกระแสผ่าน Channel i_{CH} ไปประจุ C_{GD} และ C_{DS} (v_{GS} ไม่มีการเปลี่ยนแปลงจึงเสมือนเป็นวงจรลัดสำหรับไฟฟ้ากระแสสลับ) โดยประจุที่ใช้ประจุและคายประจุ C_{GD} และ C_{DS} ให้มีการเปลี่ยนแปลงเท่ากับ V_{DC} คำนวณจากพื้นที่ระหว่างกราฟของกระแสทั้งสอง

จากรูปคลื่นของกระแสและแรงดันในช่วงเวลา $2t_f$ ในรูปที่ 3.13 จะเห็นว่าเราสามารถคำนวณหาพื้นที่ใต้กราฟของกระแส i_F โดยติดตัวแปรในรูปของมุม θ ได้ แต่จากการศึกษาพฤติกรรมของวงจรด้วยการจำลองพบว่ารูปร่างพื้นที่ของกระแสผ่าน Channel เปลี่ยนไปตามขนาดของกระแส i_{DS} ดังจะเห็นได้จากพื้นที่ที่ระบายด้วยสีเทาในรูปที่ 3.13 (ก) และ (ข) ทำให้การคำนวณหาค่าพื้นที่ของกระแส i_{CH} ทำได้ค่อนข้างลำบากและให้ความผิดพลาดสูงหากใช้สมการพื้นที่ของรูปทรงเรขาคณิตที่ตายตัวในการคำนวณ (เช่นรูปสามเหลี่ยม) ดังนั้นการคำนวณช่วงเวลา $2t_f$ นี้จะคิดจากพื้นที่ผลต่างระหว่างกระแส i_{DS} กับ i_{CH} ที่ทำให้ C_{GD} และ C_{DS} มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันเท่ากับ V_{DC} เป็นจำนวนเท่าของพื้นที่ใต้กราฟของกระแส i_F โดยจะใช้ค่าตัวประกอบ (Factor) k เป็นตัวคูณดังแสดงในสมการที่ (3.28)

$$Q_{tf} = C_{tf}V_{DC} = k \cdot \left[I_P \, sin\left(\theta + \omega t_f\right) + I_P \, sin\left(\theta - \omega t_f\right) \right] \cdot t_f \qquad (3.28)$$

โดย $C_{tf} = 2(C_{GD} + C_{DS})$

และ k คือ อัตราส่วนของประจุ Q_{tf} ที่เกิดจากผลต่างระหว่างกระแส i_{DS} กับ i_{CH} ต่อประจุที่เกิดจากกระแส i_F

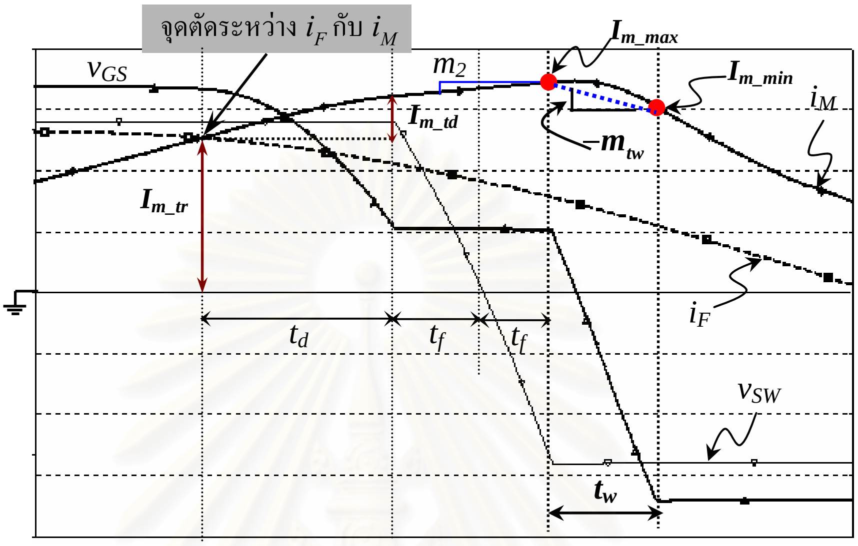
สำหรับการประมาณหรือเลือกใช้ค่า k ในการคำนวณช่วงเวลา $2t_f$ ด้วยวิธีเอ็มพิริคัลจะได้กล่าวถึงในหัวข้อลำดับถัดไป

4). ช่วงเวลา t_w ($i_M > i_F$, ซีเนอร์ไดโอดหยุดนำกระแส, C_{GS} และ C_{GD} ประจุหรือคายประจุ)

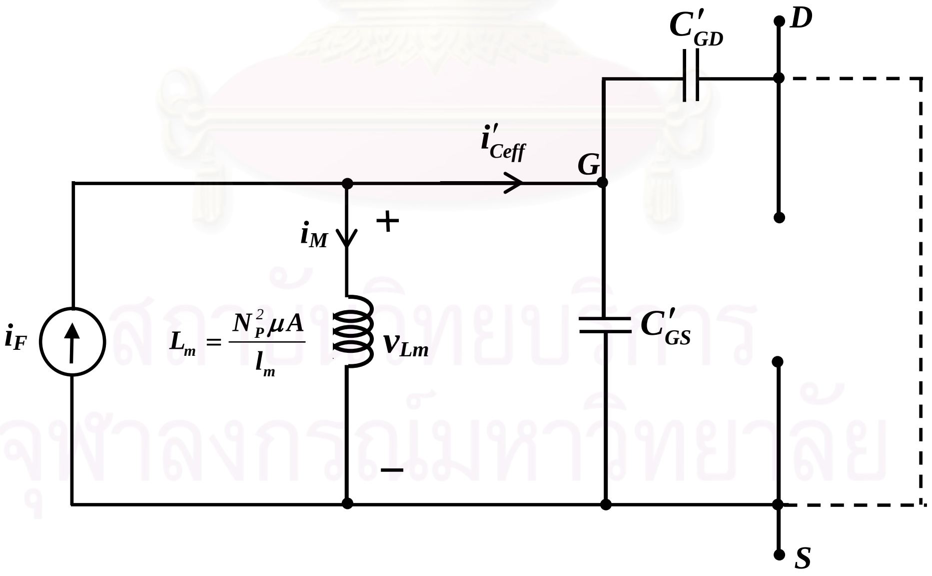
นิยามช่วงเวลา t_w เป็นช่วงเวลาที่ v_{GS} ซึ่งก่อนหน้านี้มีค่าเท่ากับแรงดัน Threshold ของ MOSFET หรือ V_{TH} มีค่าลดลงมาเท่ากับแรงดันพังทลายของซีเนอร์ไดโอดด้านลบ ทำให้สวิตช์ Q_2 หยุดนำกระแส รูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ในช่วงเวลา t_w แสดงในรูปที่ 3.15

ช่วงเวลานี้เป็นช่วงเวลาที่ผลต่างระหว่างกระแสทำแม่เหล็กกับกระแสเข้าของวงจรขับนำไหลผ่าน C'_{GS} และ C'_{GD} ในสวิตช์ Q_1 และ Q_2 ทำให้ตัวเก็บประจุภายในดังกล่าวประจุหรือคายประจุ ในช่วงเวลานี้ v'_{DS} ไม่มีการเปลี่ยนแปลงจึงเสมือนเป็นวงจรลัดซึ่งแสดงด้วยเส้นประเมื่อ

พิจารณาเฉพาะส่วนที่เปลี่ยนแปลง แสดงวงจรสมมูลของวงจรขับนำในช่วงเวลา t_w ได้ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.15 การนิยามช่วงเวลา t_w และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณ



รูปที่ 3.16 วงจรสมมูลในช่วงเวลา t_w

เนื่องจากกระแสที่เป็นผลต่างระหว่าง i_M กับ i_F มีค่ามากและค่อนข้างคงที่ ทำให้การเปลี่ยนแปลงแรงดันของตัวเก็บประจุมีลักษณะเป็นการเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้น สังเกตได้จาก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รูปกราฟ v_{GS} ในรูปที่ 3.15 จากวงจรสมมูลรูปที่ 3.16 จะเห็นได้ว่ามีลักษณะคล้ายกับวงจรสมมูลในช่วงเวลา t_d ในรูปที่ 3.10 อย่างไรก็ดีการคำนวณช่วงเวลา t_w ด้วยสมมติฐานเรโซแนนซ์จะพบปัญหา เนื่องจากค่า μ_r ในช่วงเวลานี้ไม่เป็นเชิงเส้นและไม่อาจประมาณให้เป็นค่าคงที่ได้โดยสังเกตได้จาก B-H curve ในรูปที่ 3.6 ดังนั้นการคำนวณค่าเวลา t_w จะคำนวณจากสมการประจุของตัวเก็บประจุ C'_{GS} และ C'_{GD} ในสวิตช์ Q_1 และ Q_2 ซึ่งทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดัน v_{GS} จาก V_{TH} ไปเป็น $-V_Z$ โดยประจุที่เกิดจากผลต่างระหว่างกระแสด้านเข้าของวงจรขับนำและกระแสทำแม่เหล็กสามารถคำนวณได้จากพื้นที่ใต้กราฟของกระแสทั้งสองดังแสดงในสมการที่ (3.29) และ (3.30) ตามลำดับ

$$Q_{iF} = \left[\frac{I_P \, sin\left(\theta - \omega t_f\right) + I_P \, sin\left(\theta - \omega t_f - \omega t_w\right)}{2} \right] \cdot t_w \tag{3.29}$$

$$Q_{iM} = \left[I_{m_max} - \frac{t_w}{2} \cdot m_{tw} \right] \cdot t_w \tag{3.30}$$

เมื่อ

$$I_{m_max} = I_{m_tr} + I_{m_td} + m_2\left(2t_f\right) \tag{3.31}$$

และตัวแปร I_{m_tr}, I_{m_td} และ m_2 มีนิยามดังรูปที่ 3.15 และมีค่าดังนี้

$$I_{m_tr} = I_P \, sin\left(\theta + \omega t_f + \omega t_d\right) \tag{3.32}$$

$$I_{m_td} = \frac{V_Z}{Z_0} sin\left(n\omega_C t_d\right) \tag{3.33}$$

$$m_2 = \frac{di_M}{dt} = \frac{nV_{TH}}{L_m} \tag{3.34}$$

ส่วน m_{tw} เป็นค่าความชันของกระแส i_F ในช่วงเวลา t_w ที่คำนวณจากสมการ

$$m_{tw} = \frac{I_{m_max} - I_{m_min}}{t_w} \tag{3.35}$$

ในความเป็นจริงแล้วค่าความชัน m_{tw} เป็นค่าที่เราต้องประมาณขึ้น เนื่องจากในสมการที่ (3.35) เราไม่ทราบค่า I_{m_min} ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้ค่า m_{tw} จากการประมาณในกรณีที่คำนวณโดยไม่ต้องอาศัยค่าจากการจำลองวงจรด้วยคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะกล่าวได้ถึงการประมาณค่า m_{tw} ด้วยวิธีเอ็มพิริคัลในหัวข้อถัดไป

สมการผลต่างประจุที่ทำให้ C'_{GS} และ C'_{GD} มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันเท่ากับ $n(V_Z + V_{TH})$ แสดงในสมการที่ (3.36)

$$2\left(\frac{C_{GD} + C_{GS}}{n^2}\right) \cdot n\left(V_Z + V_{TH}\right) = Q_{iM} - Q_{iF} \tag{3.36}$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.29) ถึง (3.36) จะได้สมการที่ใช้คำนวณช่วงเวลา t_w ตามสมการที่ (3.37)

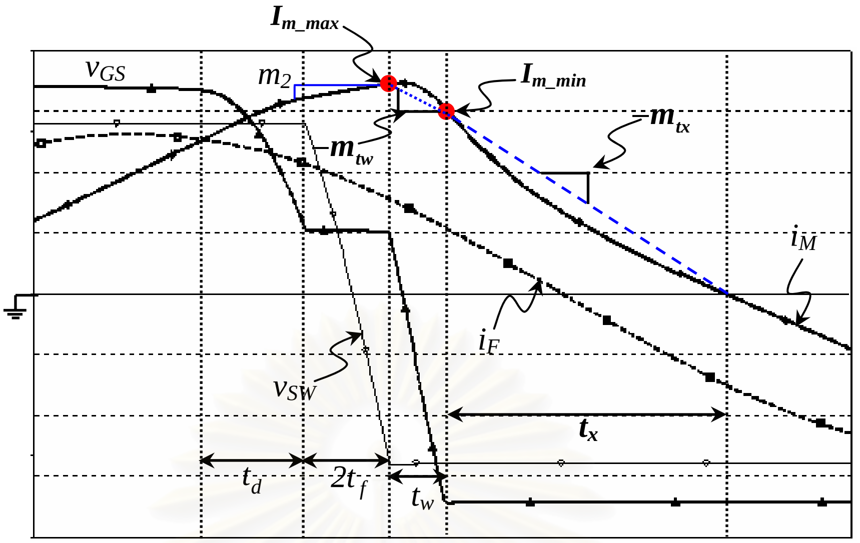
$$\frac{C_{eff} N_S \left(V_{TH} + V_Z\right)}{N_P} = \left[I_P \sin\left(\theta + \omega t_f + \omega t_d\right) + \frac{V_Z}{Z_0}\sin\left(\omega_C t_d\right) + m_2\left(2t_f\right)\right] \cdot t_w - m_{tw} \cdot \frac{t_w^2}{2}$$
$$- \left[\frac{I_P \sin\left(\theta - \omega t_f\right) + I_P \sin\left(\theta - \omega t_f - \omega t_w\right)}{2}\right] \cdot t_w \tag{3.37}$$

โดยที่ $C_{eff} = 2\left(C_{GD} + C_{GS}\right)$

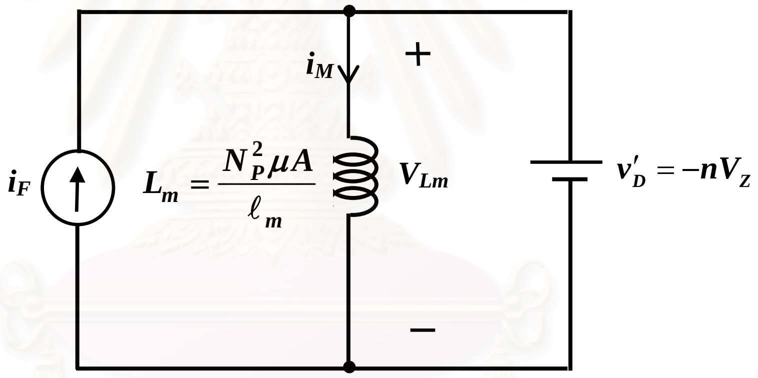
จากพฤติกรรมของวงจรในช่วงเวลา t_w จะเห็นได้ว่าถ้าหากค่าผลต่างระหว่างกระแส i_M กับ i_F มีค่ามากช่วงเวลา t_w จะยิ่งน้อยเนื่องจากกระแสผลต่างมีค่าสูง ดังนั้นเวลาที่ C'_{GS} และ C'_{GD} ประจุหรือคายประจุจะสั้น

5). ช่วงเวลา t_x ($i_M > i_F$,ซีเนอร์ไดโอดนำกระแส)

นิยามช่วงเวลา t_x ว่าเป็นช่วงเวลาที่ต่อจาก t_w ซึ่ง i_M มีค่าเท่ากับ I_{m_min} จนถึงเวลาที่กระแสทำแม่เหล็กลดลงมาเป็นศูนย์ รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่าง ๆ ในช่วงเวลานี้แสดงในรูปที่ 3.17 และวงจรสมมูลในช่วงเวลา t_x แสดงในรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.17 การนิยามช่วงเวลา t_x และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณ



รูปที่ 3.18 วงจรสมมูลในช่วงเวลา t_x

เมื่อพิจารณารูปคลื่นในรูปที่ 3.17 และวงจรสมมูลในรูปที่ 3.18 พบว่ารูปคลื่นและรูปลักษณ์วงจรในช่วงเวลานี้คล้ายกับช่วงเวลา t_r (รูปที่ 3.7 และ 3.8) ดังนั้นการคำนวณเวลา t_x จะใช้หลักการเดียวกับการคำนวณช่วงเวลา t_r แต่เมื่อสังเกตรูปคลื่นของกระแสทำแม่เหล็กในช่วงเวลานี้พบว่ามีความไม่เป็นเชิงเส้นสืบเนื่องมาจากค่า μ_r ในกราฟ B-H curve รูปที่ 3.6 ไม่คงที่ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องประมาณค่าความชันของกระแสทำแม่เหล็กในช่วงเวลานี้ ซึ่งในที่นี้จะประมาณให้มีค่าเท่ากับ m_{tx} ซึ่งมีค่าตามสมการที่ (3.38)

$$m_{tx} = \frac{I_{m_min}}{t_x} \tag{3.38}$$

สามารถคำนวณช่วงเวลา t_x ได้ดังสมการที่ (3.39)

$$t_x = \frac{I_{m_min}}{m_{tx}} = \frac{I_{m_max} - m_{tw}t_w}{m_{tx}} \tag{3.39}$$

เมื่อ I_{m_max} มีค่าตามสมการที่ (3.31) ถึง (3.34) ดังนั้นสามารถคำนวณหาช่วงเวลา t_x ได้ตามสมการที่ (3.40)

$$t_x = \frac{I_P\,sin\left(\theta + \omega t_f + \omega t_d\right) + \dfrac{V_Z}{Z_C}\,sin\left(n\omega_C t_d\right) + m_2\left(2t_f\right)m_{tw}t_w}{m_{tx}} \tag{3.40}$$

สำหรับการประมาณค่าความชันของกระแสทำแม่เหล็ก m_{tx} เพื่อใช้คำนวณช่วงเวลา t_x จะได้กล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

การแก้สมการเพื่อคำนวณหาค่ามุม θ

สมการที่ (3.41) แสดงผลรวมของช่วงเวลาต่าง ๆ ที่ประกอบกันเป็นครึ่งคาบการสวิตช์

$$t_r + t_d + 2t_f + t_w + t_x = \frac{T}{2} \tag{3.41}$$

เมื่อพิจารณาสมการในแต่ละช่วงเวลาพบว่าทุกสมการล้วนเป็นสมการอดิศัย (Transcendental equation) ซึ่งต้องอาศัยการคำนวณด้วยคอมพิวเตอร์ในการหาคำตอบ อย่างไรก็ดี เพื่อลดความยุ่งยากและซับซ้อนในการแก้สมการไม่เชิงเส้นที่มีมากกว่าสองตัวแปร จึงต้องใช้วิธีการคำนวณเชิงเลข (Numerical technique) เข้าช่วยซึ่งในที่นี้จะใช้วิธีการวนซ้ำ (Iterative) โดยเริ่มจากการสมมติค่า θ ขึ้นมาค่าหนึ่งจากนั้นแทนค่า θ ลงในสมการหาค่าช่วงเวลาต่าง ๆ โดยเรียงลำดับดังต่อไปนี้

1). สมการหาค่า t_f

$$C_{tf}V_{DC} = k \cdot \left[I_P\,sin\left(\theta + \omega t_f\right) + I_P\,sin\left(\theta - \omega t_f\right)\right] \cdot t_f \tag{3.28}$$

2). สมการหาค่า t_d

$$t_d = \frac{N_S}{N_P \omega_C} arccos \left\{ \frac{\frac{N_P t_d}{2 N_S C_{eff}} \left[I_P \, sin\left(\theta + \omega t_f + \omega t_d\right) - I_P \, sin\left(\theta + \omega t_f\right) + V_{TH} \right]}{V_Z} \right\} \quad (3.27)$$

3). สมการหาค่า t_w

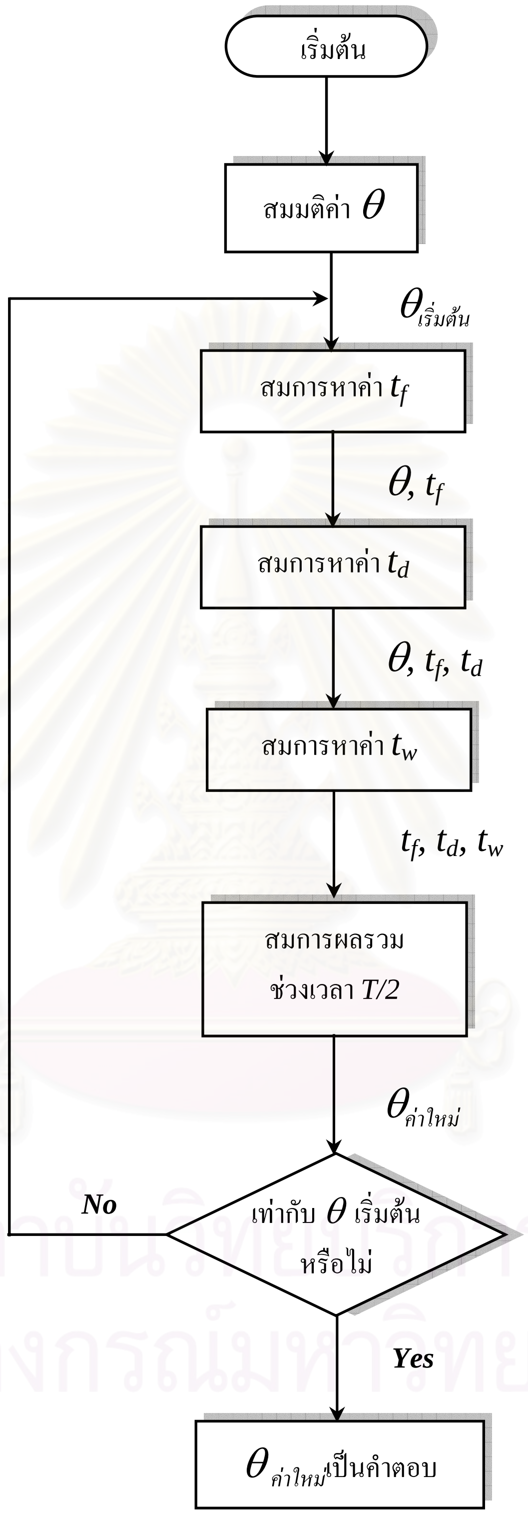
$$\frac{C_{eff} N_S \left(V_{TH} + V_Z\right)}{N_P} = \left[I_P \, sin\left(\theta + \omega t_f + \omega t_d\right) + \frac{V_Z}{Z_0} sin\left(\omega_C t_d\right) + m_2\left(2t_f\right) \right] \cdot t_w - m_{tw} \cdot \frac{t_w^2}{2} - \left[\frac{I_P \, sin\left(\theta - \omega t_f\right) + I_P \, sin\left(\theta - \omega t_f - \omega t_w\right)}{2} \right] \cdot t_w \quad (3.37)$$

4). สมการผลรวมช่วงเวลาต่าง ๆ ที่ประกอบกันเป็นครึ่งคาบการสวิตช์หรือครึ่งคาบสำหรับความถี่ของกระแสด้านเข้าของวงจรสวิตช์ i_F แสดงได้ด้วยสมการที่ (3.42)

$$\frac{T}{2} = \frac{I_P \, sin\left(\theta + \omega t_f + \omega t_d\right)}{m_1} + t_d + 2t_f + t_w + \frac{I_P \, sin\left(\theta + \omega t_f + \omega t_d\right) + \frac{V_Z}{Z_C} sin\left(n\omega_C t_d\right) + m_2\left(2t_f\right) m_{tw} t_w}{m_{tx}} \quad (3.42)$$

เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจสามารถแสดงการคำนวณหาค่ามุม θ ด้วยวิธีการวนซ้ำด้วยแผนภาพในรูปที่ 3.19

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.19 แผนภาพแสดงวิธีการคำนวณหาค่ามุม θ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

3.6 การประมาณค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณด้วยวิธีเอ็มพิริคัล

จากวิธีการคำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำหรือค่ามุม θ ในหัวข้อที่ผ่านมา จะเห็นว่าสมการคำนวณช่วงเวลาต่าง ๆ ได้จากการวิเคราะห์วงจรสมมูลทางไฟฟ้าและรูปคลื่นของกระแสแรงดันต่าง ๆ ในแต่ละช่วงเวลาของวงจรขับนำเมื่อป้อนกระแสไซน์ที่มีขนาดและความถี่สอดคล้องกับความสัมพันธ์ระหว่างกระแสออกกับความถี่ของวงจรโหลด การที่บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีลักษณะของวงจรโหลดและวงจรขับนำแตกต่างกันย่อมทำให้ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณแตกต่างกัน นอกจากนี้การแปรค่าขนาดและความถี่ของกระแสด้านเข้าเพื่อหาผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำยังส่งผลให้ค่าพารามิเตอร์ในการคำนวณบางตัวซึ่งได้แก่ ค่า μ_r, k, m_{tw} และ m_{tx} แตกต่างกันด้วย โดยพารามิเตอร์ดังกล่าวเป็นค่าที่ไม่สามารถคำนวณได้โดยตรง จำเป็นต้องอาศัยการประเมินค่าจากการจำลอง สรุปได้ว่าพารามิเตอร์บางตัวซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับความถี่จะไม่ใช่ค่าคงที่ ทำให้การคำนวณมีความยุ่งยากเนื่องจากต้องอาศัยค่าพารามิเตอร์จากการจำลองหากต้องการให้ผลการคำนวณมีความถูกต้อง อย่างไรก็ดีเพื่อให้สามารถคำนวณหาความถี่ของวงจรได้จริง จึงจำเป็นต้องมีการประมาณค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวของวงจรขับนำ แต่การจะประมาณค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ด้วยค่าคงที่ค่าใดค่าหนึ่งเพื่อให้ใช้ได้กับวงจรขับนำทุก ๆ วงจรและทุกความถี่ที่แปรค่าไปนั้นค่อนข้างทำได้ยาก เนื่องจากสมการคำนวณหาค่ามุม θ เป็นสมการไม่เชิงเส้นและค่อนข้างไวต่อค่าพารามิเตอร์ ดังนั้นการใช้ค่าพารามิเตอร์ในการคำนวณที่ผิดไปจากความเป็นจริงมาก ๆ อาจทำให้สมการไม่ลู่เข้าได้ จึงจำเป็นต้องหาเกณฑ์ในการประมาณค่าพารามิเตอร์ขึ้นโดยใช้วิธีการสังเกตจากการจำลองวงจรขับนำต่าง ๆ กัน ทำให้พอจะประมาณช่วงของค่าพารามิเตอร์ที่จะใช้คำนวณได้ ซึ่งในการคำนวณจริงอาจจะต้องมีการทดลองปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ในช่วงค่าดังกล่าวเพื่อให้สมการการคำนวณลู่เข้าและสามารถหาคำตอบได้ ดังนั้นการเลือกค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้สมการลู่เข้าหรือไม่ลู่เข้าอาจใช้เป็นเกณฑ์ประกอบการเลือกค่าพารามิเตอร์นั้น ๆ ได้เช่นกัน

การประมาณค่าตัวแปรต่าง ๆ ของวงจรขับนำที่เปลี่ยนแปลงตามคุณลักษณะของวงจรขับนำและความถี่โดยวิธีเอ็มพิริคัลมีดังนี้

3.6.1 การประมาณค่า μ_r ของแกนหม้อแปลงขับนำ

ค่า μ_r หรือค่าความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์เป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับวัสดุของแกนหม้อแปลง โดยค่า μ_r อาจได้จากข้อมูลของบริษัทผู้ผลิต (Datasheet) หรือการวัด B-H cuve ของแกนหม้อแปลง โดยปรกติ μ_r จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามจุดทำงาน เนื่องจาก B-H curve มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นและ

มีฮีสเตอริซีสสังเกตได้จากรูปที่ 3.6 แต่ในการคำนวณเราจะใช้ค่า μ_r เพื่อคำนวณหาค่าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก L_m เฉพาะช่วงเวลาที่ μ_r มีการเปลี่ยนแปลงไม่มากนักเช่นช่วงเวลา t_r และ t_d อย่างไรก็ดี μ_r จะมีค่าลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น แต่การคำนวณเพื่อหาค่าผลตอบเชิงความถี่ของวงจรขับนำอาจมีการแปรค่าความถี่ของกระแสด้านเข้าหรือ i_F ระหว่าง 20 ถึง 50 kHz ซึ่งความแตกต่างของความถี่ 30 kHz โดยมากจะไม่ส่งผลให้ μ_r เกิดการเปลี่ยนแปลงมากนักจึงถือได้ว่า μ_r เป็นค่าคงที่สำหรับการคำนวณมุม θ ที่ทุก ๆ ความถี่สำหรับแกนหม้อแปลงที่ใช้วัสดุหนึ่ง ๆ ได้

3.6.2 การประมาณค่า k สำหรับการคำนวณช่วงเวลา $2t_f$

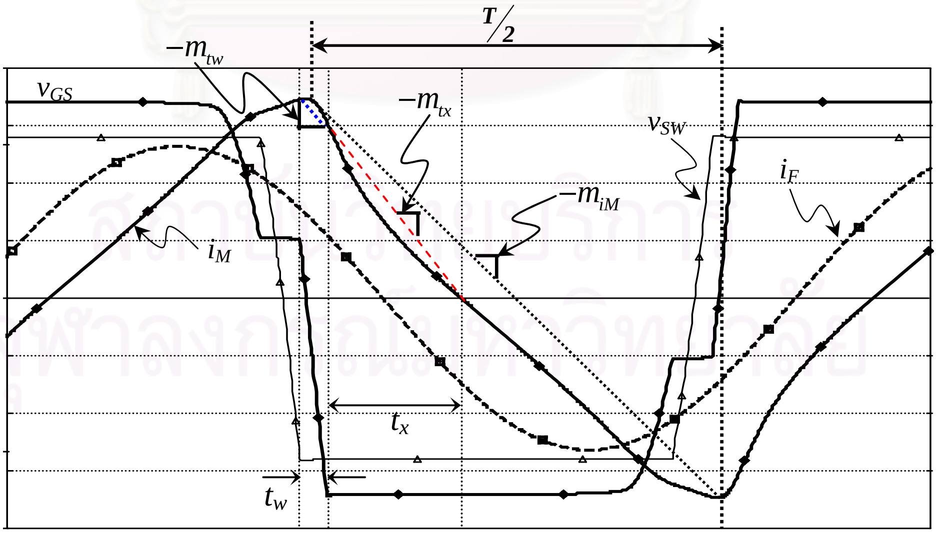
ค่า k คือ อัตราส่วนของประจุที่เกิดจากผลต่างระหว่างกระแส i_{DS} กับ i_{CH} ในช่วงเวลา $2t_f$ ต่อประจุที่เกิดจากกระแส i_F หรือ i_{DS} ในช่วงเวลา $2t_f$ ซึ่งสามารถคำนวณโดยใช้พื้นที่ระหว่างรูปคลื่นของ i_{DS} กับ i_{CH} ในช่วงเวลา $2t_f$ เป็นจำนวนเท่าของพื้นที่ใต้รูปคลื่น i_F ในช่วงเวลา $2t_f$ โดยค่า k จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของกระแส i_F หรือ i_{DS}

โดยปรกติกระแสออกของวงจรโหลดซึ่งเป็นกระแสด้านเข้าของวงจรขับนำจะมีขนาดแปรผกผันกับความถี่ คือในกรณีที่ความถี่ต่ำค่าขนาดของกระแสจะสูง ส่วนกรณีที่ความถี่สูงค่าขนาดของกระแสจะต่ำ เมื่อพิจารณารูปที่ 3.13(ก) และ (ข) จะเห็นว่าขนาดกระแสของวงจรขับนำ (i_{DS} หรือ i_F) มีผลต่อขนาดของ i_{CH} ในรูปที่ 3.13(ก) ขนาดของกระแส i_{DS} มีค่าสูงทำให้ i_{CH} และพื้นที่ใต้กราฟของ i_{CH} มีค่ามากกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดและพื้นที่ใต้กราฟของ i_{CH} ในรูปที่ 3.13(ข) ซึ่งกระแส i_{DS} มีค่าต่ำกว่า ในขณะที่พื้นที่ใต้กราฟระหว่างกระแส i_{DS} และกระแส i_{CH} (พื้นที่ส่วนที่แรเงาด้วยเส้นตรง) หรือประจุของกระแสผ่าน C_{GD} และ C_{DS} มีค่าประมาณเท่าเดิมแม้ความถี่จะเปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นอัตราส่วนของพื้นที่ระหว่างรูปคลื่นของ i_F และ i_{CH} ต่อพื้นที่ใต้กราฟของกระแส i_F หรือค่า k จะมีค่ามากในกรณีที่ขนาดของกระแส i_F มีค่าต่ำ และค่า k จะลดลงเมื่อ i_F มีค่าสูงขึ้น

สำหรับการประมาณค่า k จากประสบการณ์ของผู้เขียนวิทยานิพนธ์ที่ได้ทำการจำลองวงจรขับนำที่มีคุณสมบัติและจุดทำงานแตกต่างกันพบว่าในกรณีที่ความถี่ของกระแส i_F ต่ำกว่าหรือใกล้เคียงกับความถี่ Oscillation ค่า k จะมีค่าต่ำและจะมีค่าสูงขึ้นเมื่อความถี่ของกระแส i_F มีค่าสูงกว่าความถี่ Oscillation ซึ่งค่า k ที่ใช้ในการคำนวณช่วงเวลา $2t_f$ สำหรับวงจรขับนำหนึ่ง ๆ จะมีค่าอยู่ในช่วง 0.1-0.55 โดยประมาณ สำหรับการคำนวณที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ Oscillation ประมาณ 5 kHz ค่า k จะเท่ากับ 0.1 และจะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นตามค่าความถี่ของกระแสไซน์โดย k จะมีค่าเท่ากับ 0.55 เมื่อความถี่ของกระแสไซน์สูงกว่าความถี่ Oscillation ประมาณ 10 kHz

3.6.3 การประมาณค่า m_{tw} และ m_{tx} สำหรับการคำนวณช่วงเวลา t_w และ t_x

การหาค่าความชันของรูปกราฟกระแสทำแม่เหล็ก โดยปรกติจะใช้สมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก v_{Lm} กับการเปลี่ยนแปลงของกระแสทำแม่เหล็ก แต่ในช่วงเวลา t_w และ t_x เราไม่สามารถใช้สมการดังกล่าวในการคำนวณหาค่าความชันได้เนื่องจาก μ_r มีค่าไม่คงที่ประกอบกับ v_{GS} มีการเปลี่ยนแปลงโดยเฉพาะในช่วงเวลา t_w จึงจำเป็นต้องประเมินค่าความชันของกราฟในช่วงเวลาดังกล่าวจากการจำลองสำหรับการคำนวณ ซึ่งในที่นี้นิยามความชันของกระแส i_M ในช่วงเวลา t_w และ t_x ด้วยตัวแปร m_{tw} และ m_{tx} ตามลำดับ อย่างไรก็ตามการใช้ค่า m_{tw} และ m_{tx} จากการจำลองทุก ๆ ครั้งที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์ในวงจรขับนำหรือการแปรค่าความถี่ของกระแส i_F ทำให้การคำนวณไม่สะดวกนักจึงต้องมีการประมาณค่าความชันของกระแสทำแม่เหล็กในช่วงเวลาดังกล่าว ในที่นี้จึงได้ยึดเอาค่าความชันของเส้นตรงที่ลากผ่านค่ายอดด้านบวกถึงค่ายอดด้านลบของกระแสทำแม่เหล็กตามรูปที่ 3.20 ซึ่งนิยามด้วยตัวแปร m_{iM} เป็นเกณฑ์ในการประมาณค่า m_{tw} และ m_{tx} ทั้งนี้เพื่อลดความยุ่งยากซับซ้อนในการคำนวณจึงประมาณค่าความชันของกระแสทำแม่เหล็กด้วยค่ายอดถึงยอดของ i_M หารด้วยครึ่งคาบเวลาของกระแส i_F และจะประมาณค่ายอดของกระแสทำแม่เหล็กให้มีค่าประมาณ 120% ของค่ายอดของกระแส i_F ซึ่งตัวเลข 120% ดังกล่าวได้มาจากประสบการณ์ในการจำลองวงจรขับนำที่มีการออกแบบและเงื่อนไขการทำงานที่แตกต่างกัน



รูปที่ 3.20 การประมาณค่าความชันของกระแสทำแม่เหล็ก (m_{iM})

เนื่องจากเราทราบค่ายอดและความถี่ของกระแส i_F ทำให้สามารถคำนวณหาค่าความชันของเส้นตรงที่ลากผ่านค่ายอดด้านบวกและค่ายอดด้านลบของกระแสทำแม่เหล็ก m_{iM} ได้ตามสมการที่ (3.43)

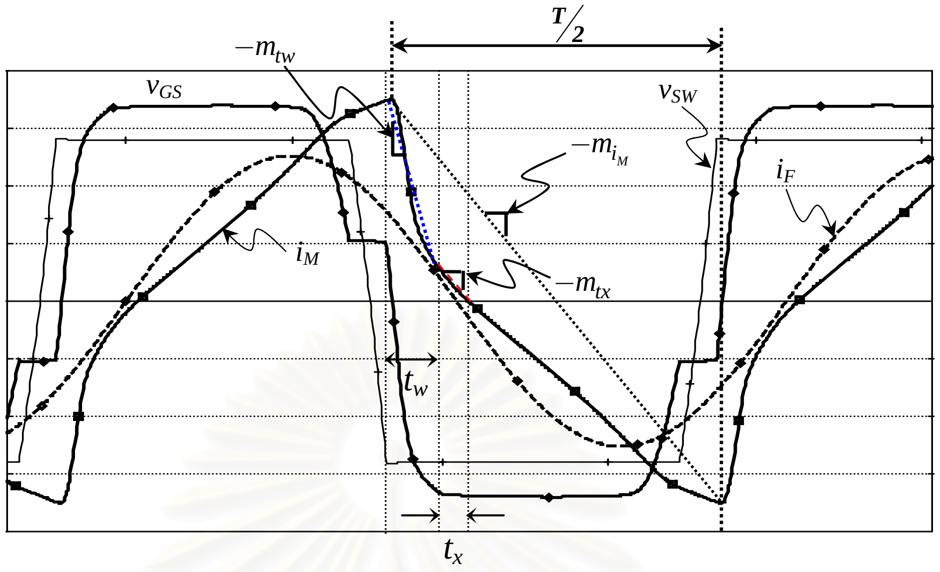
$$m_{iM} = \frac{2*1.2I_P}{T/2} = 4.8I_P \cdot f \tag{3.43}$$

โดยที่ I_P คือค่ายอดของกระแส i_F

จากรูปที่ 3.20 จะเห็นได้ว่าค่าความชัน m_{tw} และ m_{tx} มีค่ามากกว่า m_{iM} และจากประสบการณ์การจำลองวงจรขับนำของผู้เขียนค่าความชันทั้งสองจะมีค่ามากกว่า m_{iM} เสมอ ซึ่งประมาณได้ว่า m_{tw} จะมีค่าระหว่าง 1 ถึง 1.5 เท่าของ m_{iM} เนื่องจากการที่ลักษณะของวงจรขับนำต่างกันส่งผลให้รูปคลื่นของกระแสและแรงดันของวงจรขับนำแตกต่างกันไปด้วย ทำให้ค่าความชันของกระแสทำแม่เหล็กในช่วงเวลา t_w และ t_x มีการเปลี่ยนแปลง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่าความชันที่ใช้ประมาณเป็นช่วงไม่เช่นนั้นอาจประสบปัญหาในการแก้สมการดังที่กล่าวไว้แล้วในตอนต้น โดยตัวเลข 1 ถึง 1.5 เท่าจะเปลี่ยนไปตามคุณลักษณะของวงจรขับนำแต่สำหรับการแปรค่าขนาดและความถี่ของ i_F เพื่อคำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ของวงจรขับนำหนึ่ง ๆ จะใช้ m_{iM} เป็นค่าใดค่าหนึ่งในช่วง 1 ถึง 1.5 เท่านั้นเนื่องจากค่าของ m_{iM} จะเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของกระแส i_F อยู่แล้ว

ค่าความชัน m_{tw} จะขึ้นอยู่กับผลต่างระหว่างกระแส i_F กับกระแส i_M ถ้าหากผลต่างระหว่างกระแสทั้งสองในช่วงเวลานี้ยิ่งน้อยจะทำให้ช่วงเวลา t_w ยิ่งมีค่ามากและรูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_{GS} และ C_{GD} หรือ v_{GS} ในช่วงเวลานี้จะเริ่มมีลักษณะเป็นส่วนโค้งของฟังก์ชันเอ็กโปเนนเชียล (Exponential) ทำให้ความชันของกระแสทำแม่เหล็ก m_{tw} ที่ใช้ในการคำนวณยิ่งมีค่ามาก ดังจะเห็นได้จากค่าความชัน m_{tw} และค่า t_w ในรูปที่ 3.21 มีค่ามากกว่าในรูปที่ 3.20 โดยจากรูปที่ 3.21 จะเห็นได้ว่าช่วงเวลา t_w มีค่ามากกว่าช่วงเวลา t_x เนื่องจากผลต่างระหว่าง i_M กับ i_F มีค่าน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 3.20

ส่วนค่า m_{tx} จะมีค่าประมาณ 1.25 ถึง 1.75 เท่าของ m_{iM} ค่าตัวเลขจำนวนเท่าดังกล่าวจะเปลี่ยนไปตามคุณลักษณะของวงจรขับนำเช่นเดียวกับในกรณีการประมาณค่า m_{tw} การหาเกณฑ์ที่จะใช้บ่งบอกว่า m_{tx} มีค่าเป็นเท่าไรสำหรับวงจรขับนำหนึ่ง ๆ ค่อนข้างทำได้ยาก ดังนั้นอาจต้องอาศัยการสุ่มค่าตัวเลขในช่วงดังกล่าว และอาศัยการลู่เข้าของสมการหาค่ามุม θ เป็นเกณฑ์ในการเลือกค่าได้



รูปที่ 3.21 รูปคลื่นกระแสแรงดันต่าง ๆ และค่าความชัน m_{tw}, m_{tx} เมื่อคุณสมบัติของวงจรขับนำต่างจากรูปที่ 3.20

3.7 ผลของการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรต่อความถี่

การศึกษาผลของพารามิเตอร์ของวงจรต่อความถี่สามารถใช้เป็นแนวทางสำหรับการออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง เนื่องจากในการออกแบบเราต้องเริ่มออกแบบค่าอุปกรณ์ภายในวงจรโหลดซึ่งได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุโดยใช้ข้อกำหนดค่าแรงดันไฟตรง ค่ากำลังที่หลอดและค่าความถี่ อย่างไรก็ดีวงจรโหลดจะต้องทำงานร่วมกับวงจรขับนำซึ่งต้องทำงานที่ความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ไม่เช่นนั้นกำลังออกที่หลอดจะไม่เท่ากับกำลังที่พิกัด ดังนั้นในการสร้างวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองจะต้องมีการปรับค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรโดยเฉพาะวงจรขับนำให้วงจรทำงานที่ความถี่พิกัด สำหรับการศึกษาผลของการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์จะแยกการพิจารณาออกเป็น 2 ส่วนคือการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรขับนำและการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรโหลด แต่จากลักษณะของวงจรขับนำซึ่งไม่เป็นเชิงเส้นและเปลี่ยนแปลงกับเวลา ทำให้ไม่สามารถอธิบายผลการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์ที่มีต่อความถี่ได้โดยตรง ดังนั้นจึงนำเสนอผลการเปลี่ยนแปลงความถี่จากแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของช่วงเวลาต่าง ๆ ที่ใช้ในการคำนวณหาค่ามุมเฟสของวงจรขับนำ

3.7.1 การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรขับนำ

การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรขับนำเป็นส่วนสำคัญในการปรับความถี่ของวงจร เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ของวงจรโหลดจะถูกกำหนดในขั้นตอนการออกแบบวงจรโหลด ค่าอุปกรณ์ในวงจรขับนำที่มีผลต่อความถี่ได้แก่ ซีเนอร์ไดโอด, คุณสมบัติของแกนหม้อแปลงขับนำ และค่าตัวเก็บประจุภายในของ MOSFET หรือค่าตัวเก็บประจุสนับเบอร์ ซึ่งค่าอุปกรณ์เหล่านี้จะสะท้อนไปยังพารามิเตอร์ในวงจรขับนำที่มีผลต่อความถี่ สามารถสรุปผลการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของวงจรขับนำที่มีต่อความถี่ได้ดังนี้คือ

1). แรงดันพังทลายของซีเนอร์ไดโอด (V_Z)

หากพิจารณาช่วงเวลา t_d และ t_w ในสมการที่ (3.27) และ (3.37) ตามลำดับ เมื่อให้ V_Z เพิ่มมากขึ้นโดยถือว่ากระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดค่อนข้างคงที่ พบว่าช่วงเวลาทั้งสองมีแนวโน้มเพิ่มขึ้น แต่เมื่อพิจารณาช่วงเวลา t_r และ t_x ในสมการที่ (3.10) และ (3.40) พบว่า V_Z จะส่งผลต่อค่าความชันของกระแสทำแม่เหล็กตามสมการที่ (3.44)

$$\frac{di_M}{dt} = \frac{V_Z}{L_m} \cdot \frac{N_P}{N_S} \tag{3.44}$$

ดังนั้นหากเปลี่ยนซีเนอร์ไดโอดให้มีค่าแรงดันพังทลายสูงขึ้น ค่าความชันของกระแสทำแม่เหล็กจะเพิ่มขึ้นทำให้เวลาที่กระแสทำแม่เหล็กเพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับกระแสเข้าของวงจรขับนำมีค่าต่ำลง ส่งผลให้ช่วงเวลา t_r และ t_x ซึ่งเป็นช่วงเวลาส่วนใหญ่ของคาบการสวิตช์ลดลง ดังนั้นความถี่จึงเพิ่มขึ้น การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันพังทลายของซีเนอร์ไดโอดจะส่งผลต่อช่วงเวลาต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันพังทลายของซีเนอร์ไดโอดที่มีต่อความถี่

V_Z	t_r	t_d	t_w	t_x	f
↑	↓	↑	↑	↓	↑
↓	↑	↓	↓	↑	↓

2). จำนวนรอบของหม้อแปลงขับนำ $\left(N_P, N_S\right)$

การเปลี่ยนจำนวนรอบของหม้อแปลงสามารถทำได้ดังนี้คือ เปลี่ยนเฉพาะจำนวนรอบปฐมภูมิ $\left(N_P\right)$ เปลี่ยนเฉพาะจำนวนรอบทุติยภูมิ $\left(N_S\right)$ หรืออาจจะเปลี่ยนทั้งจำนวนรอบปฐมภูมิและจำนวนรอบทุติยภูมิ โดยให้อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง (Turn ratio) คงที่หรือให้อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงเปลี่ยนแปลงด้วย จากสมการความชันของกระแสทำแม่เหล็กในสมการที่ (3.44) เมื่อแทนค่าตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก L_m จะได้ว่า

$$\frac{di_M}{dt} = \frac{V_Z}{\left(\dfrac{N_P^2 \mu A}{l_m}\right)} \cdot \frac{N_P}{N_S} = \frac{V_Z l_m}{N_P N_S \mu A} \qquad (3.45)$$

จากสมการที่ (3.45) จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มจำนวนรอบปฐมภูมิจะทำให้ความชันของกระแสทำแม่เหล็กมีค่าลดลง ช่วงเวลา t_r และ t_x จึงมีค่าเพิ่มมากขึ้น ส่วนช่วงเวลา t_d และ t_w มีค่าลดลง จากสมการช่วงเวลา t_d ในสมการที่ (3.27) เนื่องจากจำนวนรอบปฐมภูมิเป็นตัวส่วนเมื่อ N_P มากขึ้นช่วงเวลา t_d จึงลดลง ส่วนช่วงเวลา t_w เมื่อ N_P เพิ่มขึ้นทำให้ค่าตัวเก็บประจุสมมูลที่ถูกโอนย้ายมาทางฝั่งปฐมภูมิมีขนาดเล็กลง ดังนั้นเวลาที่ใช้ในการประจุจะน้อยลงไปด้วย อย่างไรก็ดีการเพิ่มขึ้นของช่วงเวลา t_r และ t_x มีค่ามากกว่าการลดลงของ t_d และ t_w ดังนั้นความถี่ของวงจรจึงลดลง แต่การเพิ่มจำนวนรอบปฐมภูมิมาก ๆ อาจมีผลทำให้แกนเริ่มอิ่มตัว จากสมการที่ (3.46) เมื่อเพิ่ม N_P ค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก (H) ก็จะเพิ่มขึ้น ดังนั้นค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ก็จะเพิ่มตามไปและอาจทำให้แกนอิ่มตัวมากขึ้น

$$H = \frac{N_P i_M}{l_m} \qquad (3.46)$$

เมื่อเพิ่มจำนวนรอบทุติยภูมิจะมีผลให้ช่วงเวลา t_r และ t_x มากขึ้นเช่นเดียวกับการเพิ่มจำนวนรอบปฐมภูมิเมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3.45) แต่จากสมการช่วงเวลา t_d และ t_w เนื่องจากจำนวนรอบทุติยภูมิ N_S เป็นตัวคูณทำให้ t_d และ t_w เพิ่มขึ้นเมื่อ N_S มากขึ้น ดังนั้นความถี่จะลดลง

ส่วนการเปลี่ยนแปลงโดยให้อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงมีค่าคงที่ โดยเพิ่มจำนวนรอบทั้งสองฝั่งจะทำให้ความถี่ยิ่งต่ำลงมากเนื่องจากผลคูณของ N_P และ N_S ในสมการที่ (3.45) มีค่ามากขึ้นกว่าการเพิ่มจำนวนรอบปฐมภูมิหรือทุติยภูมิด้วยจำนวนเท่าที่เท่ากันเพียงด้าน

เดียว ส่วนค่า t_d และ t_w นั้นจะมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงจำนวนรอบกับความถี่แสดงได้ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ผลการเปลี่ยนแปลงจำนวนรอบของหม้อแปลงที่มีต่อความถี่

N_P	N_S	n	N_PN_S	t_r	t_d	t_w	t_x	f
4*2	6	*2	*2	↑	↓	↓	↑	↓
4/2	6	/2	/2	↓	↑	↑	↓	↑
4	6*2	/2	*2	↑	↑	↑	↑	↓
4	6/2	*2	/2	↓	↓	↓	↓	↑
4*2	6*2	-	*4	⇈	↗	↗	⇈	⇊
4/2	6/2	-	/4	⇊	↙	↙	⇊	⇈

เมื่อสัญลักษณ์ ↑ : เพิ่มขึ้น ⇈ : เพิ่มขึ้นมาก ↗ : เพิ่มขึ้นเล็กน้อย

↓ : ลดลง ⇊ : ลดลงมาก ↙ : ลดลงเล็กน้อย

สำหรับการเปลี่ยนจำนวนรอบโดยให้อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงมีค่าไม่คงที่นั้นมีหลายกรณี เช่น ให้จำนวนรอบของหม้อแปลงมีค่าเพิ่มขึ้น/ลดลงโดยเพิ่มจำนวนรอบทั้งคู่ หรือจำนวนรอบของหม้อแปลงมีค่าเพิ่มขึ้น/ลดลงโดยลดจำนวนรอบทั้งคู่ เป็นต้น ซึ่งกรณีเหล่านี้อาจพิจารณาโดยใช้ตารางที่ 3.2 เป็นแนวทางในการบ่งบอกถึงแนวโน้มของความถี่ได้จึงไม่ขอกล่าวถึงในที่นี้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

3). ความต้านทานแม่เหล็ก $(\Re)$

การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของวงจรแม่เหล็กจะสะท้อนออกมาในรูปของค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก L_m ของแกนหม้อแปลงดังสมการที่ (3.47)

$$L_m = \frac{N_P^2}{\Re} \tag{3.47}$$

เมื่อ

$$\Re = \frac{l_m}{\mu A} \tag{3.48}$$

โดยค่าความต้านทานแม่เหล็กจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของสารแม่เหล็ก (Core material) ซึ่งหมายถึงค่าความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์ของแกน (μ_r) รูปทรงของแกนหม้อแปลง (Core geometry) ซึ่งได้แก่ค่าพื้นที่หน้าตัด (A) และความยาวของแกนหม้อแปลง (l_m) การเพิ่มหรือลดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้จะส่งผลต่อค่า L_m ซึ่งมีผลต่อค่าความชันของกระแสทำแม่เหล็กในช่วงเวลา t_r และ t_x ดังจะเห็นได้จากสมการที่ (3.45) แต่การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานแม่เหล็กจะไม่ส่งผลต่อช่วงเวลา $t_d, 2t_f$ และ t_w มากนัก ดังนั้นค่า $t_d, 2t_f$ และ t_w จะไม่ค่อยเปลี่ยนแปลง สามารถสรุปการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานแม่เหล็กที่มีต่อความถี่ได้ดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานแม่เหล็กที่มีต่อความถี่

$\Re$	L_m	t_r	t_x	f
↑	↓	↓	↓	↑
↓	↑	↑	↑	↓

4). ตัวเก็บประจุภายในของ MOSFET (C_{DS}, C_{GD}) หรือตัวเก็บประจุสนับเบอร์ (Snubber)

สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีสวิตช์เป็น MOSFET โดยทั่วไปจะไม่นิยมใส่ตัวเก็บประจุสนับเบอร์เพื่อลดการสูญเสียในสวิตช์ เนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็น ZVS (Zero Voltage Switch) ทำให้ไม่มีกำลังสูญเสียในขณะที่สวิตช์กำลัง turn on ส่วนการ turn off ของ MOSFET ถึงแม้จะยังมีกระแสไหลผ่านขณะที่แรงดันคร่อมสวิตช์กำลังเพิ่มขึ้นหรือไม่เป็น ZCS (Zero Current Switch) แต่การสูญเสียที่เกิดขึ้นในช่วงเวลา turn off น้อยมาก ดังนั้นจะใส่ตัวเก็บประจุสนับเบอร์คร่อมขา Drain และขา Source ของ MOSFET เพื่อลดความเค้นหรือไม่ก็ได้ แต่โดยปกติมักไม่ใส่เพราะจะเป็นการเพิ่มจำนวนอุปกรณ์ภายในวงจร

การเพิ่มค่าตัวเก็บประจุภายในของ MOSFET สามารถทำได้โดยเพิ่มค่าตัวเก็บประจุสนับเบอร์จากภายนอก ส่วนการลดค่าตัวเก็บประจุภายในก็สามารถทำได้โดยเปลี่ยนเบอร์ของ MOSFET โดยเลือก MOSFET ตัวที่มีค่าตัวเก็บประจุภายในให้ต่ำลง

การเพิ่มค่าตัวเก็บประจุภายในของ MOSFET หรือการเพิ่มค่าตัวเก็บประจุสนับเบอร์จะทำให้ช่วงเวลา $2t_f$ มีค่าเพิ่มขึ้น แต่จากการที่ค่าช่วงเวลา t_f มีผลกระทบต่อทุก ๆ ช่วงเวลาทำให้การวิเคราะห์แนวโน้มการเปลี่ยนแปลงความถี่ทำได้ไม่ชัดเจนนัก แต่จากการจำลองวงจรด้วยคอมพิวเตอร์พบว่าช่วงเวลา t_d และ t_w มีแนวโน้มลดลง ส่วนช่วงเวลา t_r และ t_x มีค่าลดลง

เล็กน้อยทำให้ความถี่ของวงจรเปลี่ยนแปลงไม่มากนักโดยมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นเมื่อเพิ่มค่าตัวเก็บประจุ ตารางที่ 3.4 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุภายในหรือตัวเก็บประจุสนับเบอร์ที่มีต่อความถี่

ตารางที่ 3.4 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุภายในหรือตัวเก็บประจุสนับเบอร์ที่มีต่อความถี่

$C_{snubber}$	t_r	t_d	$2t_f$	t_w	t_x	f
↑	↙	↙	↑	↙	↙	↗
↓	↗	↗	↓	↗	↗	↙

3.7.2 การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรโหลด

จากการวิเคราะห์ระบบวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองพบว่าคุณสมบัติของวงจรโหลดจะเป็นตัวกำหนดผลตอบเชิงความถี่ของกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด นั่นแสดงว่าค่าพารามิเตอร์ของวงจรโหลดจะมีผลต่อขนาดของกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดมากกว่าค่าพารามิเตอร์ของวงจรขับนำ ค่าพารามิเตอร์ในวงจรโหลดซึ่งได้แก่ ค่าแรงดันไฟตรง (V_{DC}) ค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) และค่าตัวเก็บประจุ (C_{ig}) ในวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ จะส่งผลต่อค่าความถี่ผ่านขนาดกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด จากสมการของช่วงเวลาต่าง ๆ จะเห็นว่าค่าขนาดของกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด (I_p) มีผลต่อทุกช่วงเวลานั่นคือ ถ้าหากขนาดกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดมีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ช่วงเวลาต่าง ๆ มีค่ามากขึ้นดังนั้นความถี่จะลดลง

เมื่อพิจารณาสมการกระแสออกและอิมพีแดนซ์รวมของอินเวอร์เตอร์สำหรับความถี่หลักมูลในสมการที่ (3.49) และ (3.50) ตามลำดับ จะเห็นว่าเมื่อเพิ่มค่าแรงดันไฟตรง V_{DC} จะทำให้กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดเพิ่มขึ้นดังนั้นความถี่จะลดลง ส่วนการเพิ่มค่าตัวความเหนี่ยวนำ L จะทำให้ขนาดของกระแสลดลงดังนั้นความถี่ของวงจรจะเพิ่มขึ้น ส่วนการเพิ่มค่าตัวเก็บประจุจะทำให้อิมพีแดนซ์รวมของวงจรลดลงส่งผลให้กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดสูงขึ้นดังนั้นความถี่จะลดลง สามารถสรุปผลของการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ในวงจรโหลดที่มีต่อความถี่ได้ดังตารางที่ 3.5

$$I_L = \frac{\left(\dfrac{1}{R_{lamp}} + j\omega C_{ig}\right)\left(\dfrac{\sqrt{2}}{\pi}\cdot V_{DC}\right)}{1-\omega^2 LC_{ig} + j\omega\dfrac{L}{R_{lamp}}} \tag{3.49}$$

$$Z_T = j\omega L + \frac{1}{j\omega C_{ig} + \dfrac{1}{R_{lamp}}} \tag{3.50}$$

.

ตารางที่ 3.5 ผลของการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ในวงจรโหลดที่มีต่อความถี่

การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์		I_L	f
V_{DC}	↑	↑	↓
	↓	↓	↑
L	↑	↓	↑
	↓	↑	↓
C_{ig}	↑	↑	↓
	↓	↓	↑

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4

ผลการคำนวณและผลการทดลอง

<u>บทนำ</u>

ในบทที่ 3 ได้แสดงการวิเคราะห์และคำนวณหาจุดทำงานหรือความถี่การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง ในบทนี้จะตรวจสอบความถูกต้องของการวิเคราะห์และการคำนวณทางทฤษฎีในบทที่ 3 โดยมีการเปรียบเทียบกับจุดทำงานจากผลการทดลองจริง

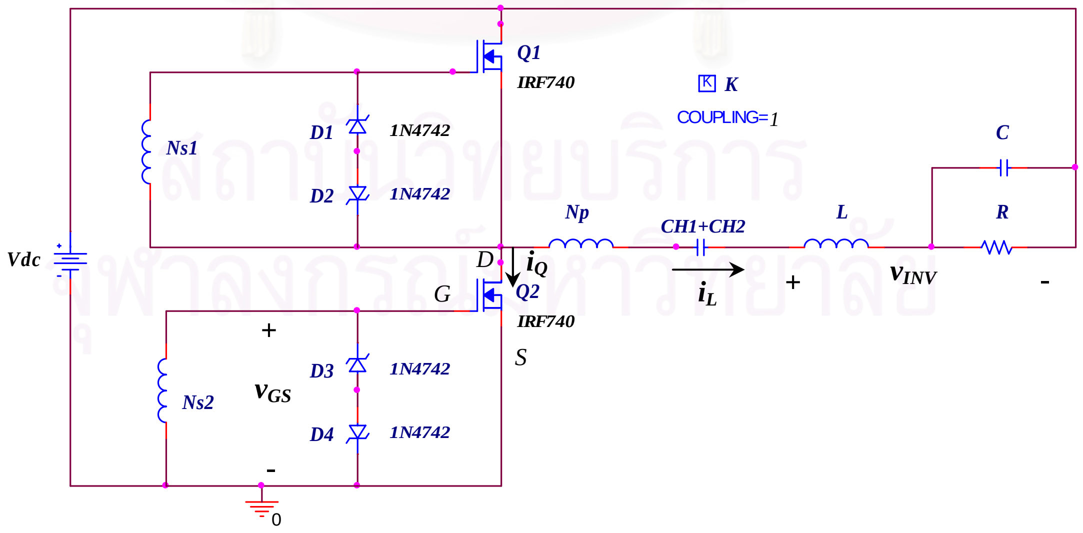
การวิเคราะห์วงจรขับนำโดยใช้กระแสด้านเข้า (i_F) ซึ่งเป็นกระแสออกของวงจรโหลดที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ทำได้ยาก เนื่องจากในการหาค่าความถี่การทำงานของวงจรจำเป็นต้องหาค่ามุมเฟสนำหน้าของแรงดันออกเทียบกับกระแสเข้าของวงจรขับนำ หากใช้กระแสด้านเข้าที่ไม่ใช่กระแสไซน์และจากการที่แรงดันออกของวงจรขับนำมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมทำให้ไม่สามารถหาค่ามุมเฟสได้ จะหาค่าได้เพียงเวลานำหน้าของแรงดันออกเทียบกับกระแสเข้าเท่านั้น จึงต้องวิเคราะห์วงจรขับนำโดยการประมาณกระแสด้านเข้าด้วยสัญญาณที่ความถี่หลักมูล เพื่อที่จะหาค่ามุมเฟสของวงจรขับนำได้ ทั้งนี้เนื่องจากจุดผ่านศูนย์ของแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมใกล้เคียงกับจุดผ่านศูนย์ของแรงดันรูปคลื่นไซน์

เพื่อความง่ายในการวิเคราะห์วงจรขับนำโดยการประมาณสัญญาณด้วยความถี่หลักมูลจะใช้การศึกษาและสังเกตพฤติกรรมจากการจำลอง เนื่องด้วยการหาแหล่งกระไซน์ป้อนให้กับวงจรขับนำในการทดลองจริงนั้นทำได้ยาก ดังนั้นการจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองจะต้องให้พฤติกรรมและรูปร่างของสัญญาณต่างๆ ภายในวงจรใกล้เคียงกับการทดลองจริง เพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าสามารถศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองเมื่อประมาณหลอดเป็นตัวต้านทานเชิงเส้นและศึกษาวงจรขับนำที่มีการประมาณด้วยสัญญาณความถี่หลักมูลจากการจำลองได้ ซึ่งการเปรียบเทียบผลการทดลองกับการจำลองวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองแสดงไว้ในหัวข้อ 4.1 ส่วนวิธีการตรวจสอบความถูกต้องของการประมาณสัญญาณด้วยความถี่หลักมูลของวงจรขับนำด้วยการจำลองได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 4.2

การทดสอบการคำนวณเปรียบเทียบกับการทดลองจะใช้วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ออกแบบแตกต่างกัน 3 จุดทำงานที่ใช้ค่าแรงดันไฟตรงและค่าอุปกรณ์แตกต่างกัน เพื่อให้ผลการทดสอบเป็นที่น่าเชื่อถือ โดยมีข้อกำหนดของกำลังออกที่หลอดเท่ากับพิกัดคือ 32 วัตต์

4.1 การเปรียบเทียบผลการทดลองและจำลองวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง

เนื่องจากการวิเคราะห์และคำนวณวงจรขับนำอาศัยการประเมินค่าพารามิเตอร์ของแกนหม้อแปลงที่ไม่เป็นเชิงเส้นโดยใช้รูปคลื่นกระแสและแรงดันจากการจำลองเป็นหลัก เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องของการจำลอง จำเป็นต้องแสดงให้เห็นถึงความสอดคล้องกันระหว่างการจำลองและการทดลองวงจรจริง ซึ่งในที่นี้ได้ทำการทดลองและจำลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองที่จุดทำงานแตกต่างกัน 3 จุดโดยแต่ละจุดทำงานจะให้กำลังออกเท่ากับกำลังที่พิกัดคือ 32 วัตต์แต่มีค่าอุปกรณ์ และค่าแรงดันไฟตรงแตกต่างกัน ส่วนความถี่การทำงานจะแตกต่างกัน 3 ค่าคือ 25 kHz, 33.33 kHz และ 50 kHz สำหรับจุดทำงานที่ 1,2 และ 3 ตามลำดับ ในการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์จะใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองซึ่งมีค่าอุปกรณ์เช่นเดียวกับการทดลองทุกประการ และใช้ตัวต้านทานแบบเชิงเส้นที่มีค่าเท่ากับอัตราส่วนของแรงดันคร่อมหลอดและกระแสผ่านหลอดที่จุดทำงานซึ่งได้จากการทดลองแทนหลอดฟลูออเรสเซนต์ วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์หรือวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองที่ใช้ในการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.1 โดยได้แสดงค่าอุปกรณ์ ค่าแรงดันไฟตรงและความถี่ของวงจรจากการทดลองเปรียบเทียบกับการจำลองทั้ง 3 จุดทำงานไว้ในตารางที่ 4.1 ส่วนการเปรียบเทียบผลการทดลองและจำลองด้วยรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ในวงจรของจุดทำงานที่ 1, 2 และ 3 ได้แสดงไว้ในหัวข้อ 4.1.1, 4.1.2 และ 4.1.3 ตามลำดับ



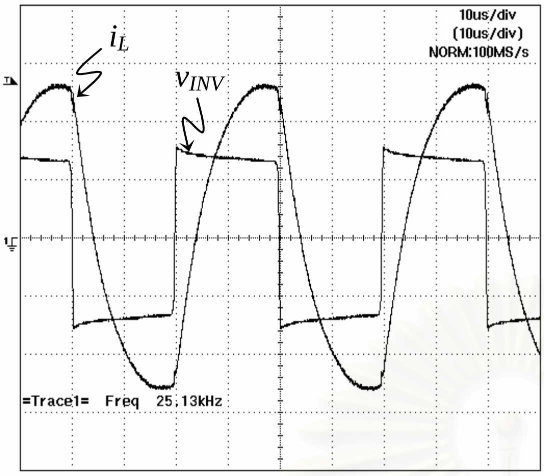
รูปที่ 4.1 วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองที่ใช้ในการจำลอง

ตารางที่ 4.1 ค่าแรงดันไฟตรง ค่าอุปกรณ์และความถี่ของวงจรจากการทดลองและการจำลอง

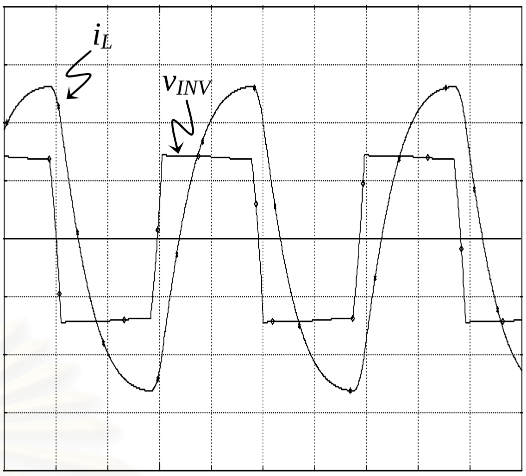
ค่าพารามิเตอร์	จุดทำงานที่ 1		จุดทำงานที่ 2		จุดทำงานที่ 3	
	ทดลอง	จำลอง	ทดลอง	จำลอง	ทดลอง	จำลอง
V_{dc} (v)	280	280	330	330	340	340
L (mH)	2.055	2.055	2.154	2.154	1.597	1.597
C (nF)	10	10	8.2	8.2	6.8	6.8
R (Ω)	*Lamp*	267.563	*Lamp*	311.92	*Lamp*	344.864
CH_{+},CH_2 (uF)	0.68	0.68	1	1	1	1
V_Z (v)	12	12	12	12	12	12
N_P:N_S	2:16	2:16	2:7	2:7	2:7	2:7
A (cm^2)	0.3125	0.3125	0.6	0.6	0.4	0.4
l (cm)	5.47	5.47	6.283	6.283	6.283	6.283
f (kHz)	25	25.587	33.33	33.432	50	50.11
% f_{Error}	2.34		0.306		0.22	

4.1.1 <u>การเปรียบเทียบผลการทดลองและการจำลองของจุดทำงานที่ 1</u>

การเปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ และ B-H curve จากการทดลองกับการจำลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองสำหรับจุดทำงานที่ 1 ซึ่งมีความถี่อยู่ที่ 25 kHz และ 25.587 kHz สำหรับการทดลองและการจำลองตามลำดับแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 ถึง 4.6 โดยรูปที่ 4.2 แสดงการเปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ รูปที่ 4.3 แสดงการเปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์และ v_{GS} รูปที่ 4.4 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสทำแม่เหล็กและความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลง ลักษณะของ B-H curve ได้แสดงการเปรียบเทียบไว้ในรูปที่ 4.5 ส่วนรูปที่ 4.6 แสดงการเปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของวงจรที่ใช้ในการคำนวณหาค่าผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำ



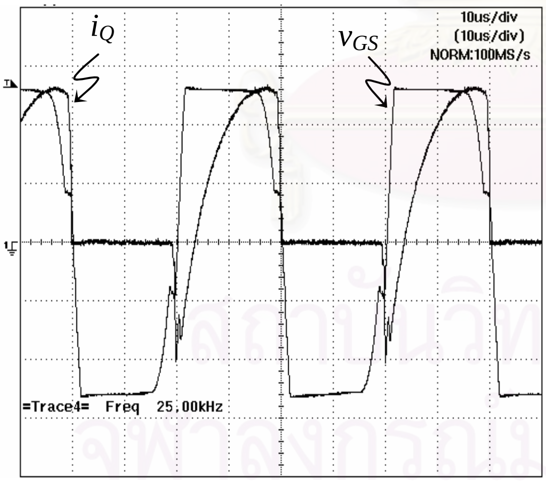
(ก) ทดลอง



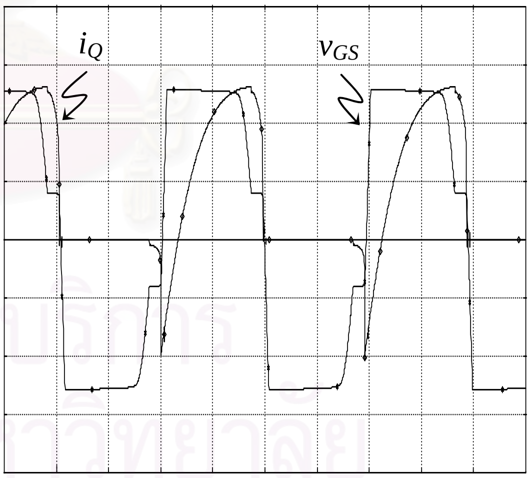
(ข) จำลอง

i_L : 200mA/div, v_{INV} : 100v/div, time : 10us/div

รูปที่ 4.2 เปรียบเทียบรูปคลื่นของในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดและแรงดันออก
ของอินเวอร์เตอร์จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 1



(ก) ทดลอง

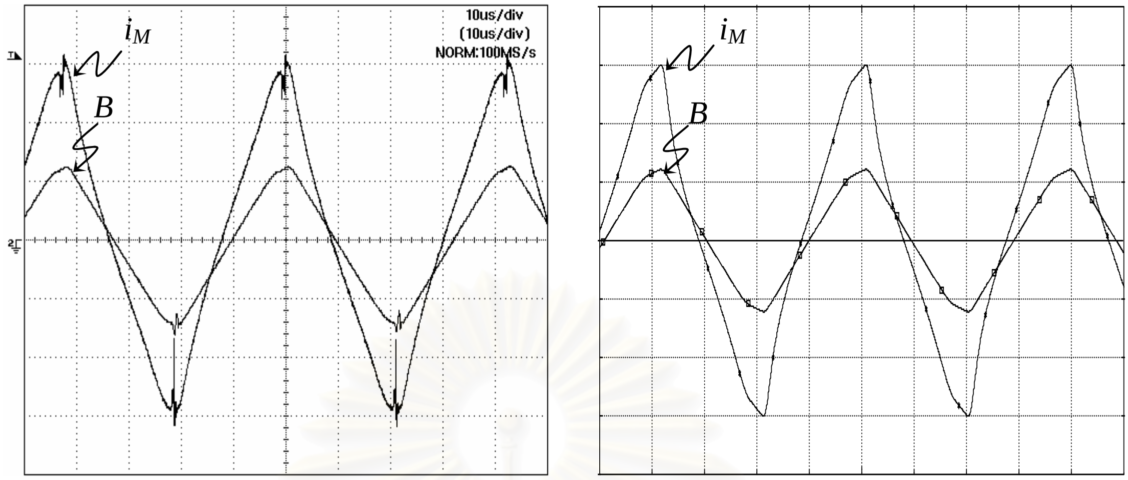


(ข) จำลอง

i_Q : 200mA/div, v_{GS} : 5v/div, time : 10us/div

รูปที่ 4.3 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตซ์และ v_{GS}
จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 1

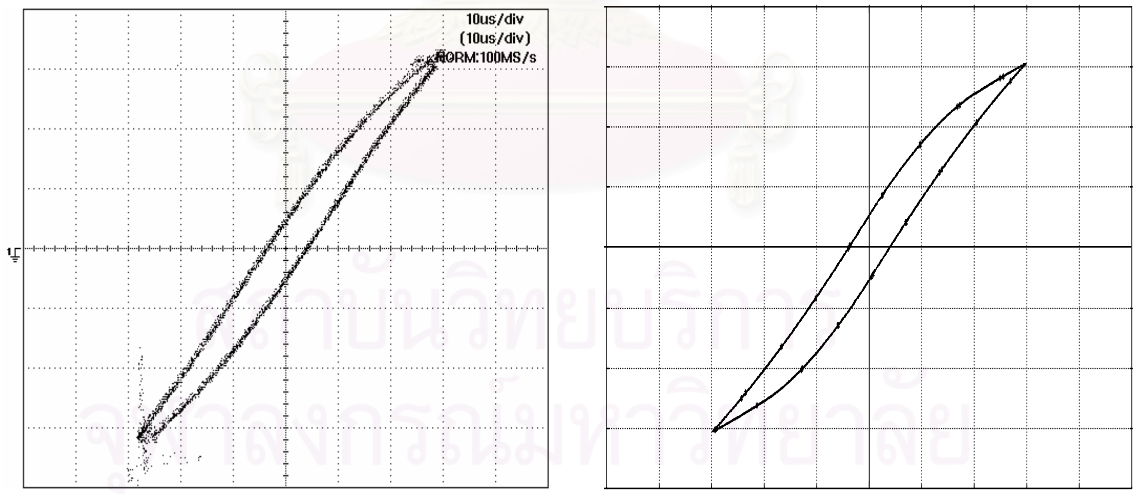
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



(ก) ทดลอง (ข) จำลอง

i_M : 250mA/div , B : 176mT/div , time : 10us/div

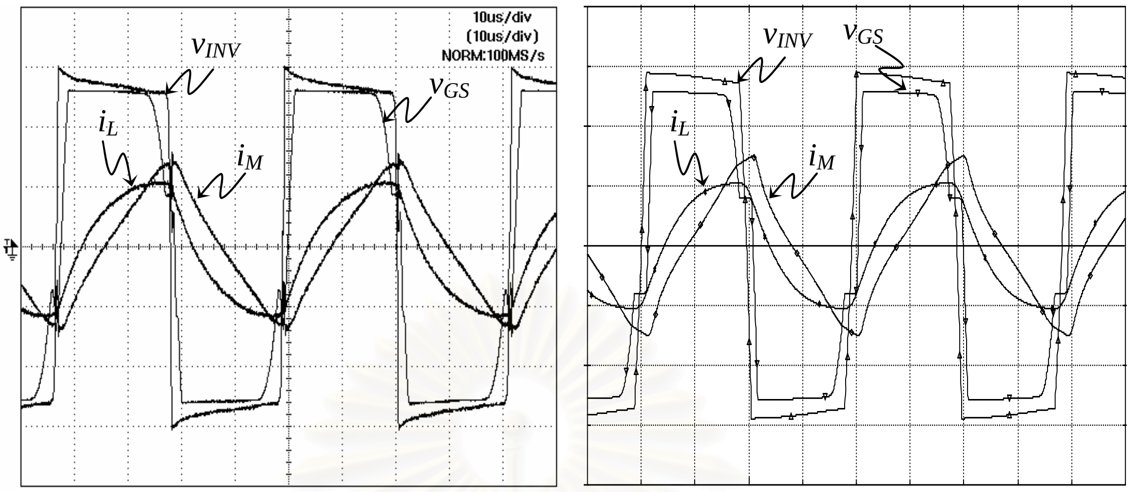
รูปที่ 4.4 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสทำแม่เหล็กและความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 1



(ก) ทดลอง (ข) จำลอง

$B : 70.48mT/div , H : 9.14075 \frac{A \cdot T}{m} / div$

รูปที่ 4.5 เปรียบเทียบ B-H curve ของแกนหม้อแปลงจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 1



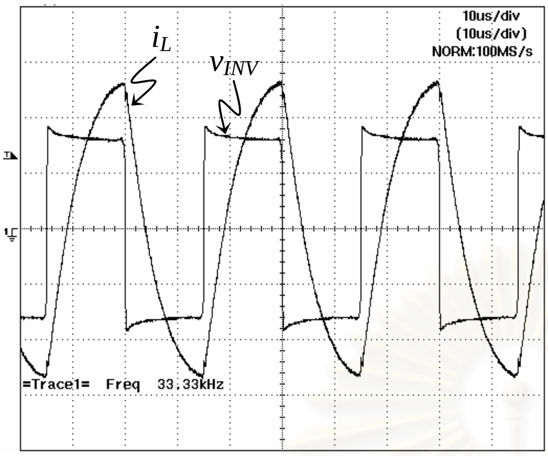
(ก) ทดลอง (ข) จำลอง

i_L, i_M : 500mA/div, v_{GS} : 5v/div, v_{INV} : 50v/div, time : 10us/div

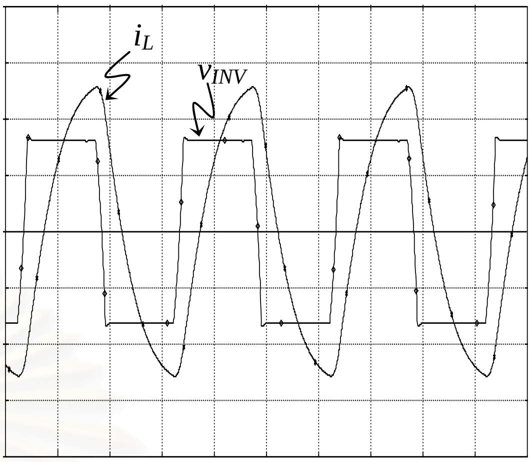
รูปที่ 4.6 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของวงจร
จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 1

4.1.2 <u>การเปรียบเทียบผลการทดลองและการจำลองของจุดทำงานที่ 2</u>

การเปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ และ B-H curve จากการทดลองกับการจำลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองสำหรับจุดทำงานที่ 2 ซึ่งมีความถี่อยู่ที่ 33.33 kHz และ 33.432 kHz สำหรับการทดลองและการจำลองตามลำดับแสดงได้ดังรูปที่ 4.7 ถึง 4.11 โดยรูปที่ 4.7 แสดงการเปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ รูปที่ 4.8 แสดงการเปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์และ v_{GS} รูปที่ 4.9 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสทำแม่เหล็กและความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลง ลักษณะของ B-H curve ได้แสดงการเปรียบเทียบไว้ในรูปที่ 4.10 ส่วนรูปที่ 4.11 แสดงการเปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของวงจรที่ใช้ในการคำนวณหาค่าผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำ



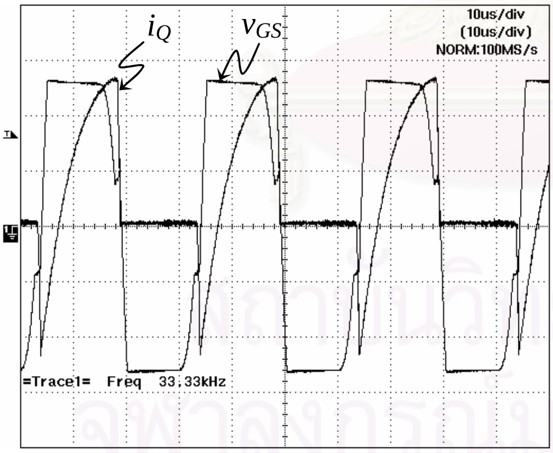
(ก) ทดลอง



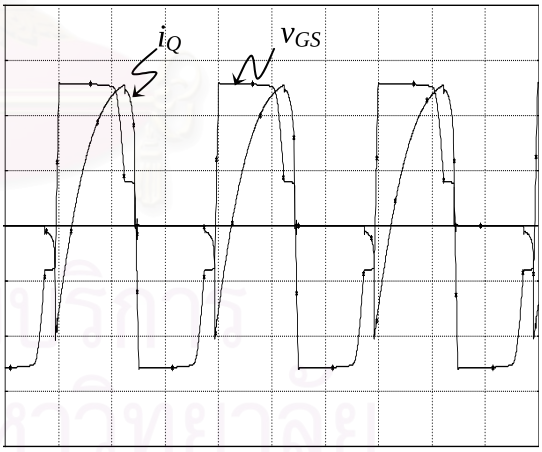
(ข) จำลอง

i_L : 200mA/div , v_{INV} : 100v/div ,time : 10us/div

รูปที่ 4.7 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดและแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 2



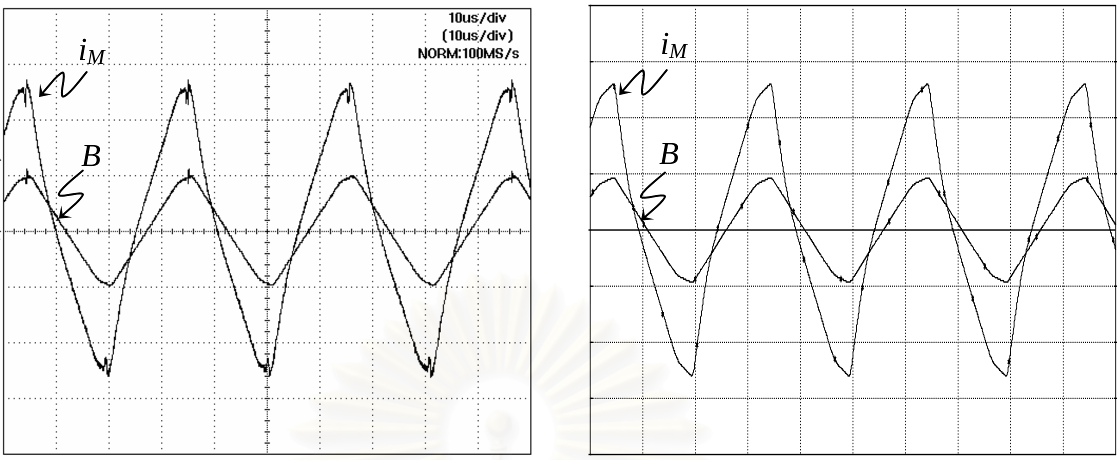
(ก) ทดลอง



(ข) จำลอง

i_Q : 200mA/div , v_{GS} : 5v/div ,time : 10us/div

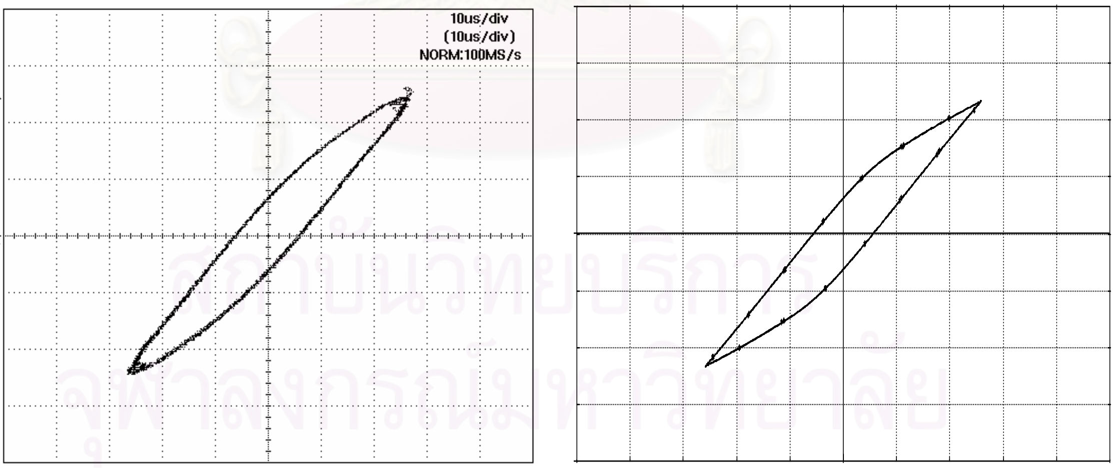
รูปที่ 4.8 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์และ v_{GS} จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 2



(ก) ทดลอง (ข) จำลอง

i_M : $250mA/div$, $B : 210mT/div$, $time : 10us/div$

รูปที่ 4.9 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสทำแม่เหล็กและความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ของแกนหม้อแปลงจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 2

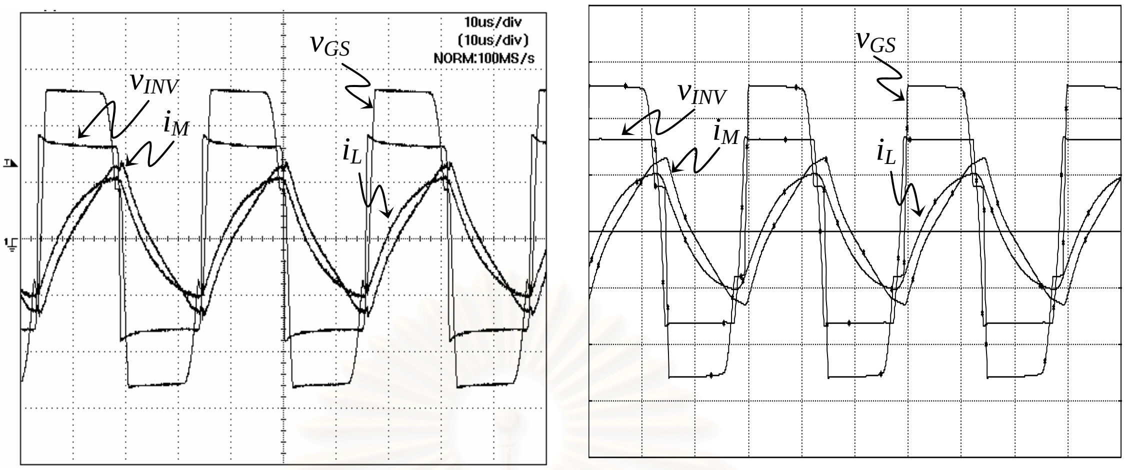


(ก) ทดลอง (ข) จำลอง

$B : 83.92mT/div$, $H : 7.9577 \frac{A \cdot T}{m} / div$

รูปที่ 4.10 เปรียบเทียบ B-H curve ของแกนหม้อแปลงจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 2

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



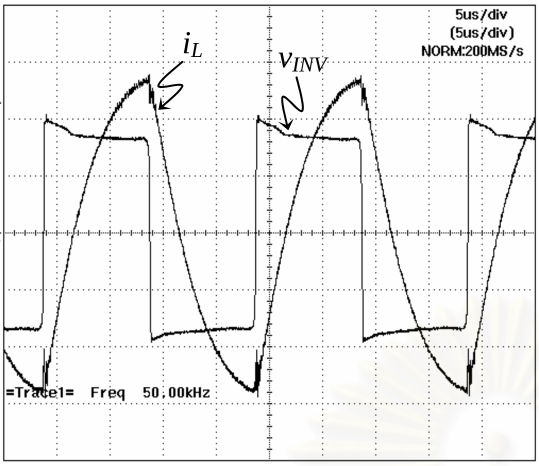
(ก) ทดลอง (ข) จำลอง

i_L, i_M : 500mA/div, v_{GS} : 5v/div, v_{INV} : 100v/div, time : 10us/div

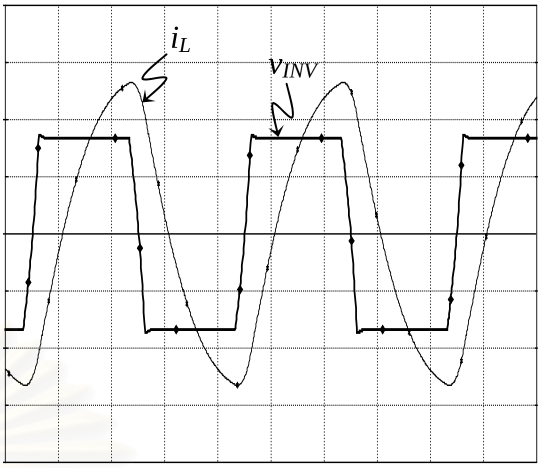
รูปที่ 4.11 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของวงจร
จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 2

4.1.3 <u>การเปรียบเทียบผลการทดลองและการจำลองของจุดทำงานที่ 3</u>

การเปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ และ B-H curve จากการทดลองกับการจำลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองสำหรับจุดทำงานที่ 3 ซึ่งมีความถี่อยู่ที่ 50 kHz และ 50.11 kHz สำหรับการทดลองและการจำลองตามลำดับแสดงได้ดังรูปที่ 4.12 ถึง 4.16 โดยรูปที่ 4.12 แสดงการเปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ รูปที่ 4.13 แสดงการเปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์และ v_{GS} รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสทำแม่เหล็กและความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลง ลักษณะของ B-H curve ได้แสดงการเปรียบเทียบไว้ในรูปที่ 4.15 ส่วนรูปที่ 4.16 แสดงการเปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของวงจรที่ใช้ในการคำนวณหาค่าผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำ



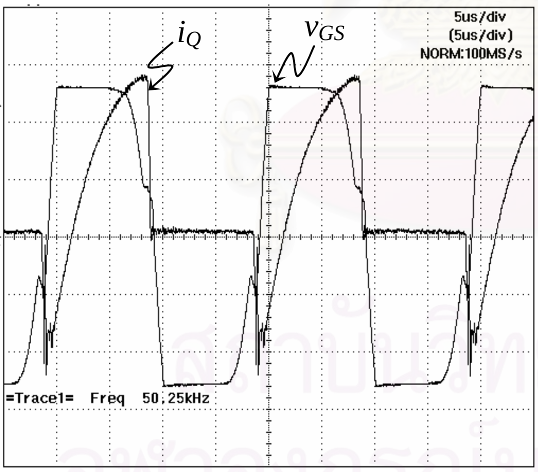
(ก) ทดลอง



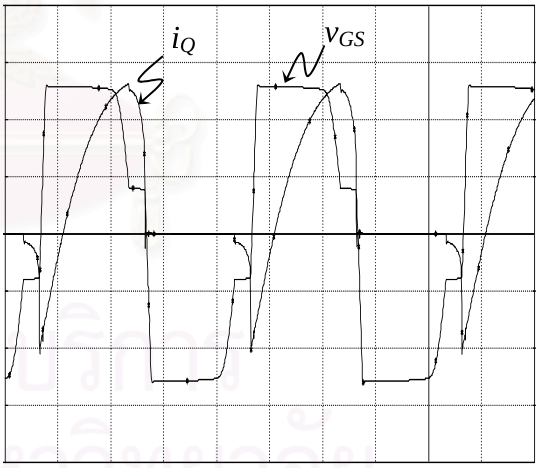
(ข) จำลอง

i_L : 200mA/div , v_{INV} : 100v/div ,time : 5us/div

รูปที่ 4.12 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลดและแรงดันออกอินเวอร์เตอร์จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 3



(ก) ทดลอง

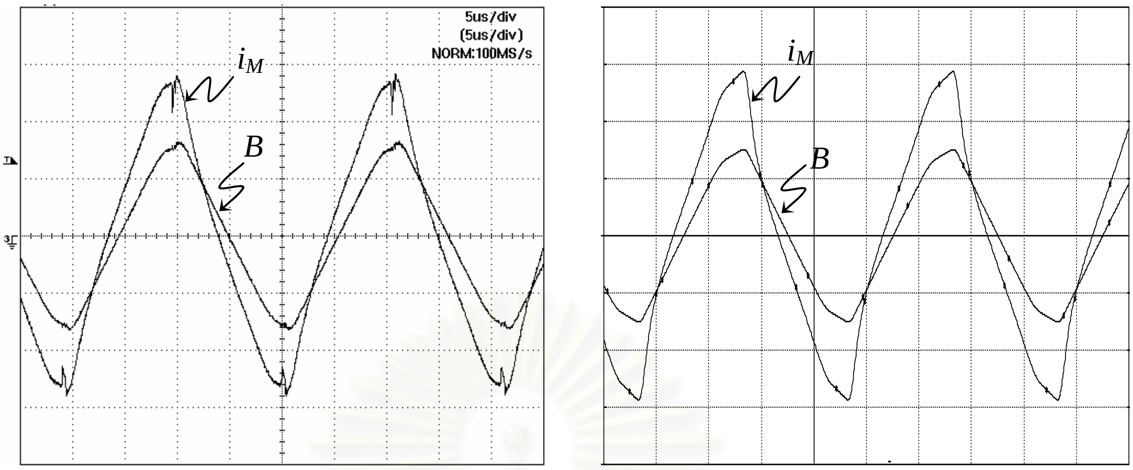


(ข) จำลอง

i_Q : 200mA/div , v_{GS} : 5v/div ,time : 5us/div

รูปที่ 4.13 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสผ่านสวิตช์และ v_{GS}
จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 3

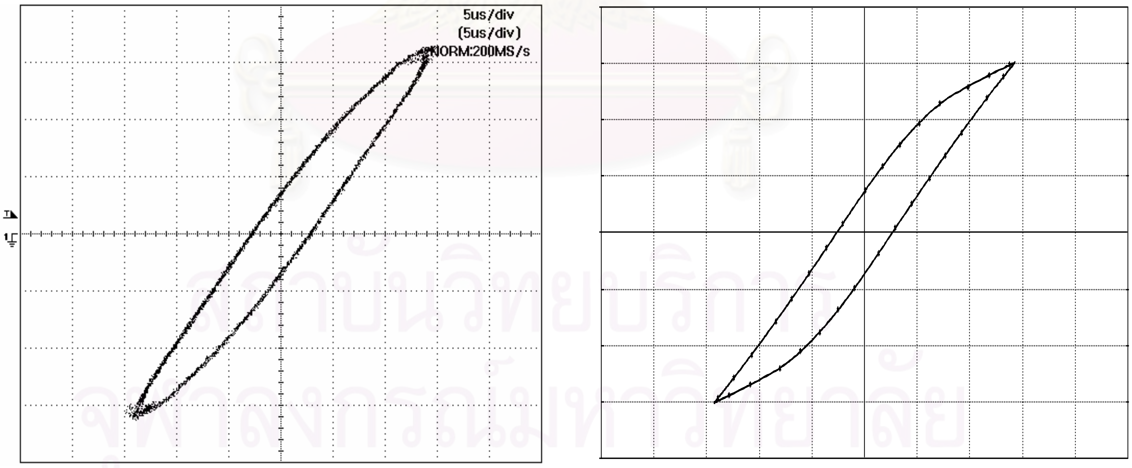
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



(ก) ทดลอง (ข) จำลอง

i_M : 250mA/div , B : 125.88mT/div , time : 5us/div

รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสทำแม่เหล็กและความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ของแกนหม้อแปลงจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 3

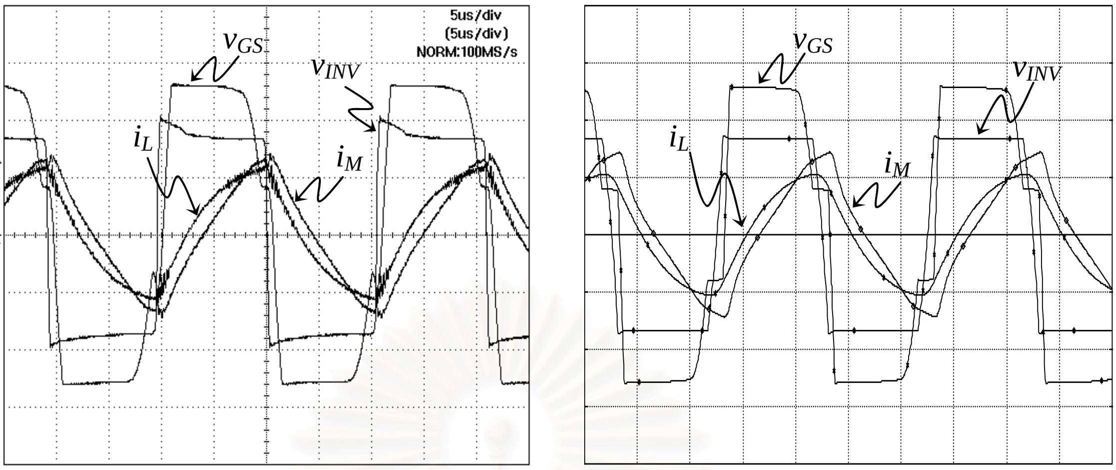


(ก) ทดลอง (ข) จำลอง

$$B : 62.94mT/div , H : 7.9577 \frac{A \cdot T}{m} / div$$

รูปที่ 4.15 เปรียบเทียบ B-H curve ของแกนหม้อแปลงจากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 3

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



(ก) ทดลอง (ข) จำลอง

i_L, i_M : 500mA/div, v_{GS} : 5v/div, v_{INV} : 100v/div, time : 5us/div

รูปที่ 4.16 เปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ของวงจร
จากการทดลองและจำลองที่จุดทำงานที่ 3

จากการเปรียบเทียบรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ และ B-H curve จากการทดลองกับการจำลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองสำหรับจุดทำงานทั้ง 3 จุดจะเห็นว่ารูปร่างของรูปคลื่นมีความสอดคล้องกันและขนาดใกล้เคียงกันถึงแม้ความถี่จะมีค่าต่างกันเล็กน้อย จากรูปที่ 4.6, 4.11 และ 4.16 สามารถพิสูจน์ถึงเงื่อนไขในการ turn off สวิตช์ได้ว่าเมื่อกระแสออกของวงจรอินเวอร์เตอร์และกระแสทำแม่เหล็กมีค่าเท่ากันสวิตช์จะเริ่มหยุดนำกระแส สังเกตได้จากการที่ v_{GS} เริ่มลดลงจากค่าแรงดันพังทลายของซีเนอร์ไดโอด อย่างไรก็ดีเมื่อพิจารณาถึงรูปคลื่นของ v_{GS} และ v_{INV} ที่ได้จากการทดลองและจากการจำลองทั้ง 3 จุดทำงานพบว่ารูปคลื่นมีความแตกต่างกันในช่วงเวลาที่ v_{GS} มีค่าเท่ากับแรงดัน Threshold ของ MOSFET หรือช่วงเวลา $2t_f$ เมื่อช่วงเวลาดังกล่าวไม่เท่ากันจะส่งผลให้ความชันของ v_{INV} ในขณะที่มีการเปลี่ยนทิศทาง (จาก $+\frac{V_{DC}}{2}$ เป็น $-\frac{V_{DC}}{2}$ หรือ $-\frac{V_{DC}}{2}$ เป็น $+\frac{V_{DC}}{2}$) มีค่าต่างกันด้วย ทั้งนี้เนื่องจากค่าตัวเก็บประจุภายในของ MOSFET ที่ใช้ในการทดลองและจำลองมีค่าไม่เท่ากันถึงแม้จะใช้ MOSFET เบอร์เดียวกันก็ตาม ในความเป็นจริงนั้นเราไม่สามารถทราบได้ว่าตัวเก็บประจุภายในของ MOSFET ขณะที่ทำงานในวงจรมีค่าเป็นเท่าไร โดยปรกติตัวเก็บประจุภายใน MOSFET จะมีค่าเปลี่ยนไปตามค่าแรงดัน v_{DS} และค่าความถี่ที่ MOSFET ทำงาน ดังนั้นการใช้ค่าตัวเก็บประจุที่ไม่ตรงกับการทดลองอาจส่งผลต่อความถูกต้องในการจำลองและคำนวณได้ แต่จากการศึกษาถึงผลของการ

เปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุภายในสวิตช์หรือตัวเก็บประจุสนับเบอร์ที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 พบว่าการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุดังกล่าวไม่ค่อยส่งผลต่อค่าความถี่มากนัก ดังนั้นในที่นี้เราจะถือว่าตัวเก็บประจุภายในคือ C_{GD}, C_{GS} และ C_{DS} มีค่าคงที่ โดยค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในการคำนวณนั้นได้มาจากข้อมูลของบริษัทผู้ผลิต (Datasheet) หรืออาจคำนวณจากการจำลอง สำหรับการทดลองและการจำลองวงจรที่จุดทำงานทั้ง 3 จุดจะใช้ MOSFET เบอร์ IRF740 ซึ่งมีค่าตัวเก็บประจุ C_{GD}, C_{GS} และ C_{DS} เท่ากับ $155\,pF, 1.6\,nF$ และ $105\,pF$ ตามลำดับ

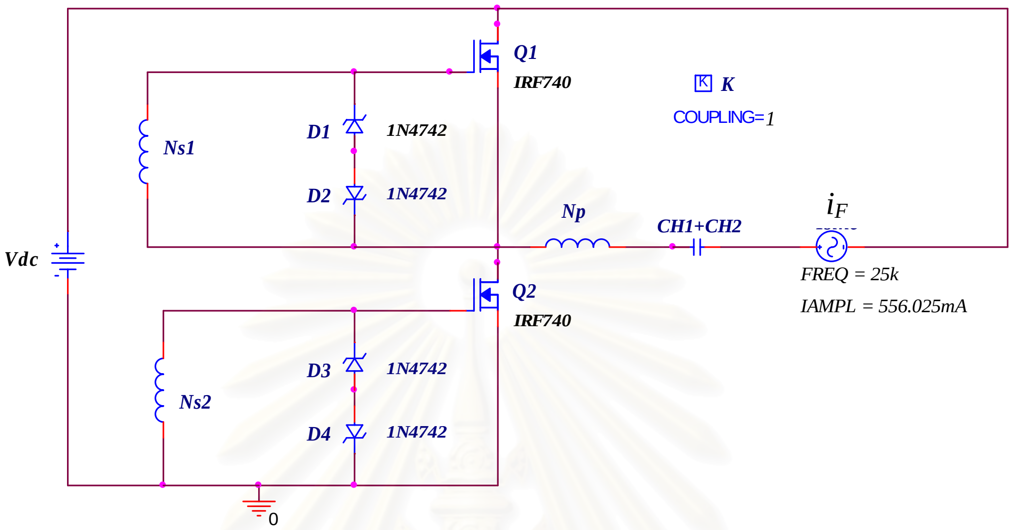
จากผลของรูปคลื่นกระแส แรงดัน และ B-H curve ของจุดทำงานต่าง ๆ ที่แสดงสรุปได้ว่าการศึกษาพฤติกรรมของวงจรจากการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ให้ผลใกล้เคียงกับการศึกษาพฤติกรรมจากการทดลอง

4.2 <u>การจำลองวงจรขับนำของอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองเมื่อใช้กระแสด้านเข้าเป็นกระแสออกของวงจรอินวอร์เตอร์ที่ความถี่หลักมูล</u>

จากสาเหตุที่จำเป็นต้องใช้การประมาณกระแสเข้าของวงจรขับนำ (i_F) ด้วยสัญญาณความถี่หลักมูลที่ได้กล่าวมาแล้ว ทั้งนี้ก็เพื่อความง่ายในการวิเคราะห์วงจร อย่างไรก็ดีการใช้แหล่งกระแสไซน์ความถี่สูงป้อนให้กับวงจรขับนำในการทดลองจริงทำได้ยาก จึงเป็นที่มาของการศึกษาและวิเคราะห์วงจรขับนำที่ใช้การประมาณด้วยสัญญาณความถี่หลักมูลด้วยการจำลอง รูปที่ 4.17 แสดงวงจรขับนำที่ใช้ในการจำลองโดยประมาณกระแสด้านเข้าของวงจร i_F เป็นสัญญาณที่ความถี่หลักมูล

จากรูปที่ 4.17 จะเห็นว่าไม่มีส่วนของวงจรโหลดปรากฏอยู่จะเหลือเพียงส่วนของวงจรขับนำและใช้กระแสไซน์ที่สามารถกำหนดขนาดและความถี่แทนกระแสจากวงจรโหลด ซึ่งขนาดและความถี่ดังกล่าวได้จากผลตอบเชิงความถี่ของขนาดกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ จากการจำลองวงจรในรูปที่ 4.17 เมื่อแปรค่าขนาดกระแสและความถี่ไปจะทำให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับค่ามุมที่แรงดันออกของวงจรขับนำหรือวงจรสวิตช์ (v_{SW}) นำหน้ากระแสเข้าของวงจร (i_F) หรือผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำที่ได้จากการจำลองนั่นเอง เมื่อนำความสัมพันธ์ดังกล่าวไปเขียนลงบนกราฟเดียวกับผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของกระแสเทียบกับแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ จุดตัดของกราฟทั้งสองคือความถี่ที่วงจรจะทำงาน การจำลองเพื่อหาค่าจุดทำงานดังกล่าวก็เพื่อเป็นการตรวจสอบถึงแนวความคิดในการหาจุดทำงานของวงจรโดยใช้เงื่อนไขของมุมเฟสมาเป็นเงื่อนไขในการพิจารณาและเพื่อเป็นการทดสอบการประมาณสัญญาณด้วยความถี่หลัก

มูลว่ามีความคลาดเคลื่อนมากน้อยเพียงใด ซึ่งผลการตรวจสอบจะได้กล่าวถึงในหัวข้อถัดไปพร้อมกับการตรวจสอบผลการหาค่าความถี่ซึ่งได้จากการคำนวณ



รูปที่ 4.17 วงจรขับนำของอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองที่ใช้ในการจำลอง

4.3 ผลการจำลองและการคำนวณหาค่าความถี่การทำงานของวงจร

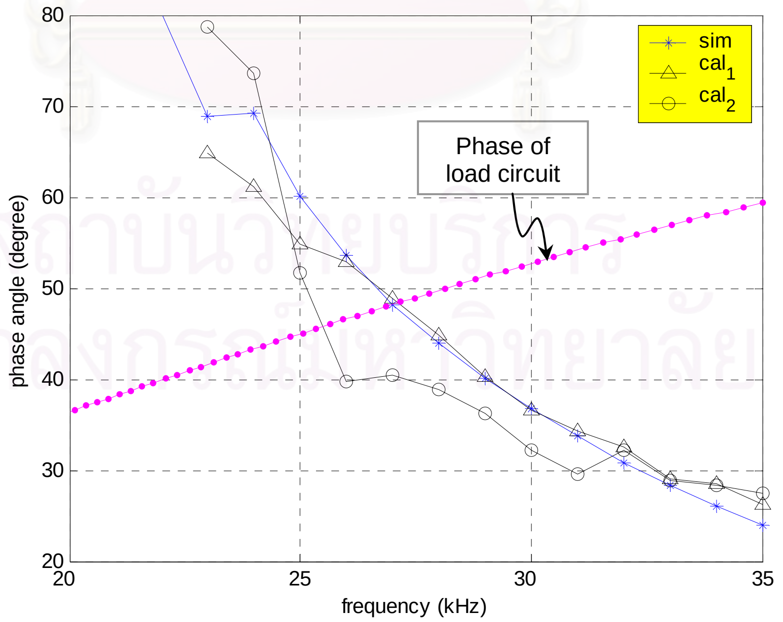
สำหรับการหาผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำเพื่อนำไปสู่การหาจุดทำงานของวงจรนั้นสามารถหาได้จากทั้งการจำลองและการคำนวณ โดยการคำนวณจะแบ่งออกเป็นการคำนวณโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องคือแทนค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองและการใช้ค่าพารามิเตอร์จากการประมาณด้วยวิธีเอ็มพิริคัลซึ่งได้กล่าวถึงไว้แล้วในบทที่ 3 เพื่อเป็นการตรวจสอบแนวคิดและทฤษฎีการคำนวณหาค่าความถี่การทำงานของวงจร รูปกราฟที่ 4.18 ถึง 4.20 แสดงการหาค่าความถี่การทำงานของวงจรทั้ง 3 จุดทำงานซึ่งได้จากจุดตัดกราฟของผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรโหลดและวงจรขับนำโดยผลตอบเชิงความถี่ของมุมระหว่างแรงดันออกและกระแสเข้าของวงจรขับนำนั้นได้จากการจำลองวงจรขับนำด้วยคอมพิวเตอร์และจากการคำนวณทั้งในกรณีที่แทนค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องและกรณีที่แทนค่าพารามิเตอร์จากการประมาณ โดยในการเขียนกราฟได้กำหนดให้มุมล้าหลังของตัวเหนี่ยวนำในวงจรอินเวอร์เตอร์เทียบกับแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ในวงจรโหลดและมุมนำหน้าของแรงดันออกของวงจรสวิตช์เทียบกับกระแสด้านเข้าของวงจรขับนำมีค่าเป็นบวก จุดตัดระหว่างกราฟของมุมเฟสของวงจรขับนำกับกราฟของมุมเฟสของวงจรโหลดจะให้ค่าความถี่ที่วงจรทำงาน กราฟผลตอบเชิงความถี่ของวงจร

ขับนำที่ได้จากการจำลอง, การคำนวณโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้อง และการคำนวณโดยใช้ค่าพารามิเตอร์จากการประมาณในรูปที่ 4.18 ถึง 4.20 แสดงแทนด้วยสัญลักษณ์ sim, cal_1 และ cal_2 ตามลำดับ ตารางที่ 4.2 แสดงค่าพารามิเตอร์จากการประมาณที่ใช้ในการคำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำสำหรับจุดทำงานที่ 1,2 และ 3

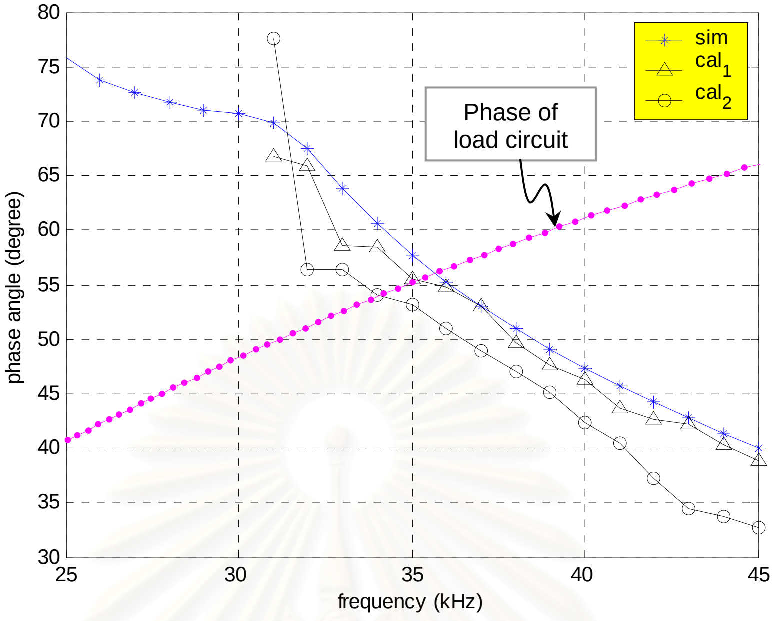
ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการประมาณเพื่อคำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำ

จุดทำงานที่	μ_r	k	m_{tw}	m_{tx}
1	7640	0.1-0.5	1 เท่าของ m_{iM}	1.43 เท่าของ m_{iM}
2	9200	0.2-0.55	1 เท่าของ m_{iM}	1.43 เท่าของ m_{iM}
2	8200	0.2-0.55	1.1 เท่าของ m_{iM}	1.67 เท่าของ m_{iM}

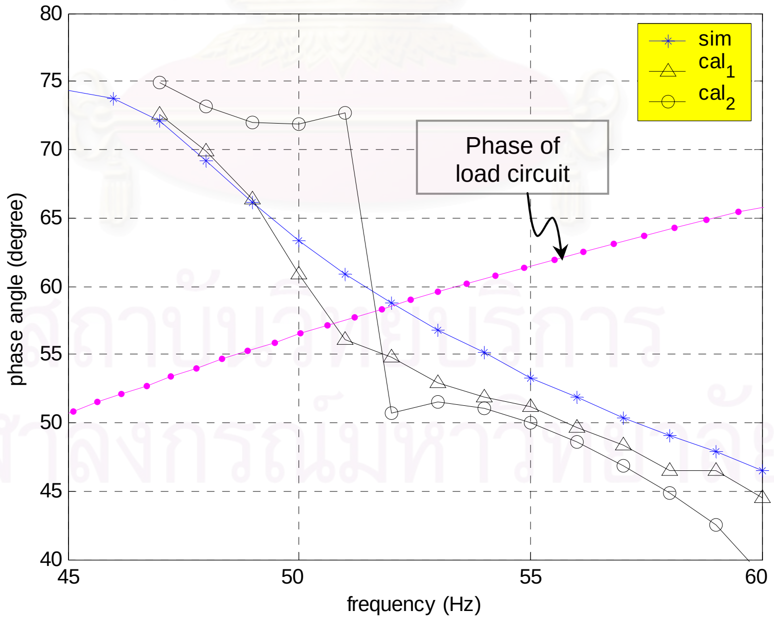
ตัวเลขการประมาณในตารางที่ 4.2 ได้จากวิธีเอ็มพิริคัลซึ่งได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 สำหรับค่า k ที่ใช้ในการคำนวณจะมีการแปรค่าไปตามขนาดและความถี่ของกระแสด้านเข้าของวงจรขับนำ คือค่า k จะมีค่าสูงขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้นในขณะที่ขนาดของกระแสมีค่าต่ำลง สำหรับการคำนวณจะใช้วิธีเพิ่มค่า k ทีละ 0.025 เมื่อเพิ่มความถี่ของกระแสไซน์ทุก ๆ 1 kHz



รูปที่ 4.18 จุดตัดกราฟสำหรับหาค่าความถี่ของจุดทำงานที่ 1 โดยการจำลอง , การคำนวณด้วยค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องและการคำนวณด้วยค่าพารามิเตอร์จากการประมาณ



รูปที่ 4.19 จุดตัดกราฟสำหรับหาค่าความถี่ของจุดทำงานที่ 2 โดยการจำลอง , การคำนวณด้วยค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องและการคำนวณด้วยค่าพารามิเตอร์จากการประมาณ



รูปที่ 4.20 จุดตัดกราฟสำหรับหาค่าความถี่ของจุดทำงานที่ 3 โดยการจำลอง , การคำนวณด้วยค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องและการคำนวณด้วยค่าพารามิเตอร์จากการประมาณ

จากผลการคำนวณหาค่าความถี่ที่แสดงโดยกราฟจุดตัดของทั้ง 3 จุดทำงาน ในรูปที่ 4.18,4.19 และ 4.20 จะเห็นได้ว่ากราฟผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำที่ได้จากการจำลอง,การคำนวณด้วยพารามิเตอร์ที่ถูกต้องและการคำนวณโดยใช้ค่าพารามิเตอร์จากการประมาณมีแนวโน้มเป็นไปในทิศทางเดียวกันทั้งหมด คือเมื่อค่าความถี่เพิ่มมากขึ้นมุมนำหน้าของแรงดันออก (v_{SW}) เทียบกับกระแสเข้า (i_F) ของวงจรขับนำมีค่าลดลง ในขณะที่ผลตอบเชิงความความถี่ของเฟสของวงจรโหลดมีทิศทางตรงกันข้าม คือเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นมุมล้าหลังของกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_L) เทียบกับแรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ (v_{INV}) มีค่าเพิ่มขึ้น

ผลการหาค่าความถี่ที่ได้จากกราฟในรูปที่ 4.18, 4.19 และ 4.20 และค่าของช่วงเวลาต่าง ๆ ที่ประกอบกันเป็นครึ่งคาบการสวิตช์โดยการจำลองและการคำนวณทั้งในกรณีที่ค่าพารามิเตอร์ถูกต้อง (คำนวณ 1) และกรณีที่ใช้ค่าพารามิเตอร์จากการประมาณ (คำนวณ 2) เปรียบเทียบกับผลการทดลองของจุดทำงานที่ 1, 2 และ 3 แสดงไว้ในตารางที่ 4.3, 4.4 และ 4.5 ตามลำดับ นอกจากนี้ยังได้เปรียบเทียบค่าความถี่และค่าช่วงเวลาต่าง ๆ ที่ได้จากการทดลองและการจำลองวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองซึ่งแสดงไว้ในคอลัมน์ Self –oscillate อีกด้วย

ตารางที่ 4.3 การเปรียบเทียบผลการจำลองและการคำนวณหาความถี่
และค่าช่วงเวลาต่าง ๆ กับการผลทดลองของจุดทำงานที่ 1

พารามิเตอร์	Self-oscillate		การหาผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำเมื่อประมาณสัญญาณที่ความถี่หลักมูล		
	ทดลอง	จำลอง	จำลอง	คำนวณ 1	คำนวณ 2
$f\,(kHz)$	25	25.587	26.9	27.1	25.489
$I_P\,(mA)$	520	525.488	538.374	536.467	551.654
$\theta\,(degree)$	37.817	38.835	48.18	48.36	45.8
$t_r\,(us)$	7.48	7.154	7.266	7.238	7.387
$t_d\,(us)$	2.85	2.652	2.224	2.197	2.179
$2t_f\,(us)$	1.2	2.207	1.795	1.783	2.156
$t_w\,(us)$	1.6	1.194	1.241	1.316	1.178
$t_x\,(us)$	6.8	6.343	6.058	5.958	6.533

ตารางที่ 4.4 การเปรียบเทียบผลการจำลองและการคำนวณหาความถี่และค่าช่วงเวลาต่าง ๆ กับการผลทดลองของจุดทำงานที่ 2

พารามิเตอร์	Self-oscillate		การหาผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำเมื่อประมาณสัญญาณที่ความถี่หลักมูล		
	ทดลอง	จำลอง	จำลอง	คำนวณ 1	คำนวณ 2
f (kHz)	33.33	33.432	35.67	35.196	34.08
I_P (mA)	518	513.756	500.173	504.586	514.969
θ (degree)	47.995	46.431	56.028	55.42	54
t_r (us)	6.27	6.015	6.176	6.204	6.182
t_d (us)	2.15	2.018	1.534	1.426	1.398
$2t_f$ (us)	1.1	1.908	1.381	1.457	1.533
t_w (us)	1.2	0.7692	0.8063	0.7578	0.7268
t_x (us)	4.4	4.256	4.118	4.34	4.855

ตารางที่ 4.5 การเปรียบเทียบผลการจำลองและการคำนวณหาความถี่และค่าช่วงเวลาต่าง ๆ กับการผลทดลองของจุดทำงานที่ 3

พารามิเตอร์	Self-oscillate		การหาผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำเมื่อประมาณสัญญาณที่ความถี่หลักมูล		
	ทดลอง	จำลอง	จำลอง	คำนวณ 1	คำนวณ 2
f (kHz)	50	50.122	52.083	50.748	51.665
I_P (mA)	538	530.484	518.972	529.342	522.223
θ (degree)	52.2	50.505	58.646	57.254	58.2
t_r (us)	3.8	3.494	3.748	3.859	3.774
t_d (us)	1.5	1.56	1.274	1.191	1.191
$2t_f$ (us)	0.85	1.451	1.169	1.369	1.264
t_w (us)	1	0.6813	0.6384	0.5861	0.6141
t_x (us)	2.9	2.782	2.77	2.952	2.961

จากตารางที่ 4.3-4.5 สามารถสรุปผลในการหาค่าความถี่โดยวิธีการจำลองและการคำนวณเปรียบเทียบกับการทดลองในรูปเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของจุดทำงานทั้ง 3 จุดได้ดังตารางที่ 4.6-4.9 โดยตารางที่ 4.6 แสดงค่าความถี่และเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดจากการทดลองเปรียบเทียบกับ

การจำลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับด้วยตัวเอง ตารางที่ 4.7 แสดงค่าความถี่และเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดจากการจำลองวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองเปรียบเทียบกับผลการหาค่าความถี่ด้วยการจำลองวงจรขับนำเมื่อประมาณสัญญาณด้วยความถี่หลักมูล ตารางที่ 4.8 แสดงค่าความถี่และเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดจากการหาค่าความถี่ด้วยการจำลองวงจรขับนำเมื่อประมาณสัญญาณด้วยความถี่หลักมูลเปรียบเทียบกับการคำนวณโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องจากการจำลอง และตารางที่ 4.9 แสดงการเปรียบเทียบค่าความถี่และเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดจากการทดลองกับการคำนวณโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการประมาณ

ตารางที่ 4.6 การเปรียบเทียบความถี่จากการทดลองกับจำลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับด้วยตัวเอง

พารามิเตอร์	จุดทำงานที่ 1		จุดทำงานที่		จุดทำงานที่ 3	
	ทดลอง	จำลอง	ทดลอง	จำลอง	ทดลอง	จำลอง
f (kHz)	25	25.587	33.33	33.432	50	50.122
% ความผิดพลาด	2.35		0.31		0.26	

จากผลการทดลองและการจำลองวงจรที่แสดงไว้ในตารางที่ 4.6 และผลการวัดค่าช่วงเวลาต่าง ๆ ของจุดทำงานทั้ง 3 จุดในตารางที่ 4.3-4.5 สำหรับการทดลองและการจำลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับด้วยตัวเอง จะเห็นได้ว่าความถี่ที่ได้จากการทดลองและการจำลองมีความใกล้เคียงกันดี อย่างไรก็ตามการที่ช่วงเวลาต่าง ๆ ในการทดลองและจำลองค่อนข้างมีความแตกต่างกันนั้นน่าจะมีสาเหตุมาจากแบบจำลองของสวิตช์หรือ MOSFET ที่ใช้ในการจำลองไม่ตรงกับการทดลอง โดยเฉพาะค่าตัวเก็บประจุภายในซึ่งได้เคยกล่าวถึงไว้แล้วในหัวข้อ 4.1 สรุปได้ว่าพฤติกรรมที่เกิดจากการจำลองวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับด้วยตัวเองมีความสอดคล้องกับการทดลองเป็นอย่างดีหากแบบจำลองของอุปกรณ์ในการจำลองใกล้เคียงกับอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรจริง ดังนั้นเราสามารถศึกษาพฤติกรรมของวงจรจากการจำลองแทนการทดลองได้ ทำให้การวิเคราะห์วงจรทำได้ง่ายและรวดเร็วขึ้น

ตารางที่ 4.7 เปรียบเทียบความถี่จากการจำลองวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง (จำลอง 1) กับผลการหาค่าความถี่ด้วยการจำลองวงจรขับนำเมื่อประมาณสัญญาณด้วยความถี่หลักมูล (จำลอง 2)

พารามิเตอร์	จุดทำงานที่ 1		จุดทำงานที่		จุดทำงานที่ 3	
	จำลอง 1	จำลอง 2	จำลอง 1	จำลอง 2	จำลอง 1	จำลอง 2
f (kHz)	25.587	26.9	33.432	35.67	50.122	52.083
% ความผิดพลาด	5.13		6.69		3.91	

สำหรับผลการเปรียบเทียบค่าความถี่ในตารางที่ 4.7 ก็เพื่อตรวจสอบความถูกต้องในการประมาณกระแสด้านเข้าของวงจรขับนำด้วยสัญญาณความถี่หลักมูล จะเห็นได้ว่าค่าความผิดพลาดมีค่าไม่เกิน 8 % ซึ่งถือว่ายอมรับได้ โดยความผิดพลาดดังกล่าวเกิดจากการที่ไม่ได้รวมผลของฮาร์มอนิกในกระแสด้านเข้าของวงจรขับนำและการที่แรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นรูปสี่เหลี่ยมอาจทำให้การวัดค่ามุมเฟสนำหน้าของแรงดันออกเทียบกับกระแสเข้าของวงจรขับนำในการจำลองมีความคลาดเคลื่อนไปบ้าง

ตารางที่ 4.8 การเปรียบเทียบผลการหาค่าความถี่จากการจำลองวงจรขับนำเมื่อประมาณสัญญาณด้วยความถี่หลักมูล (จำลอง) กับการคำนวณโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องจากการจำลอง (คำนวณ 1)

พารามิเตอร์	จุดทำงานที่ 1		จุดทำงานที่		จุดทำงานที่ 3	
	จำลอง	คำนวณ 1	จำลอง	คำนวณ 1	จำลอง	คำนวณ 1
f (kHz)	26.9	27.1	35.67	35.196	52.083	50.748
% ความผิดพลาด	0.744		-1.33		-2.56	

การที่ต้องเปรียบเทียบค่าความถี่ที่ได้จากการจำลองเมื่อประมาณด้วยสัญญาณที่ความถี่หลักมูลกับความถี่ที่ได้จากการคำนวณโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้อง ทั้งนี้เพราะสมการในการคำนวณหาค่ามุมเฟสของวงจรขับนำ (θ) ซึ่งจะนำไปสู่การหาค่าความถี่การทำงานของวงจรได้ใช้การศึกษาพฤติกรรมและรูปคลื่นกระแสและแรงดันต่าง ๆ ในวงจรจากการจำลอง จากค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการคำนวณเปรียบเทียบกับการจำลองเพื่อหาค่าความถี่ในตารางที่ 4.8 และผลการ

คำนวณช่วงเวลาต่าง ๆ สำหรับผลการหาค่าความถี่ที่ได้จากการหาผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำด้วยการจำลองและการคำนวณ 1 ในตารางที่ 4.3-4.5 จะเห็นได้ว่ามีความใกล้เคียงกัน เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของความถี่มีค่าไม่เกิน 5 % ซึ่งความผิดพลาดดังกล่าวเกิดจากการใช้สมมติฐานการประมาณในการคำนวณช่วงเวลาต่าง ๆ หากรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในวงจรจริงผิดไปจากสมมติฐานของรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ได้ตั้งไว้จะทำให้การคำนวณผิดพลาดไปถึงแม้ว่าจะใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องก็ตาม

ตารางที่ 4.9 การเปรียบเทียบค่าความถี่จากการทดลอง (ทดลอง) กับการคำนวณ
โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการประมาณ (คำนวณ 2)

พารามิเตอร์	จุดทำงานที่ 1		จุดทำงานที่		จุดทำงานที่ 3	
	ทดลอง	คำนวณ 2	ทดลอง	คำนวณ 2	ทดลอง	คำนวณ 2
f (kHz)	25	25.489	33.33	34.08	50	51.665
% ความผิดพลาด	1.96		2.25		3.33	

จากเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการคำนวณค่าความถี่ของวงจรโดยการใช้ค่าพารามิเตอร์จากการประมาณด้วยวิธีเอ็มพิริคัลเปรียบเทียบกับความถี่การทำงานที่ได้จากการทดลองจริงในตารางที่ 4.9 จะเห็นว่าค่าความถี่ที่คำนวณได้อยู่ในช่วงเดียวกับความถี่ที่เป็นจริง โดยปรกติจะมีค่าความผิดพลาดไปจากความถี่ที่เป็นจริงอยู่ในช่วง 1-5 kHz ซึ่งความผิดพลาดดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับการประมาณค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณว่าใกล้เคียงกับพารามิเตอร์ที่เป็นจริงมากน้อยเพียงใด ถ้าการประมาณมีความใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากความผิดพลาดในการคำนวณจะน้อยลง เมื่อพิจารณาความถี่จากการทดลองเทียบกับค่าความถี่ที่คำนวณได้โดยใช้ค่าพารามิเตอร์จากการประมาณ, ค่าความถี่ที่ได้จากการจำลองวงจรขับนำและการคำนวณโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องของจุดทำงานทั้ง 3 จุดในตารางที่ 4.3-4.5 พบว่าการคำนวณเมื่อใช้พารามิเตอร์จากการประมาณอาจให้ค่าความถี่ที่ใกล้เคียงกับการทดลองมากกว่าการหาค่าความถี่ด้วยวิธีใน 2 กรณีหลัง ทั้งนี้เป็นไปได้ว่าความผิดพลาดที่เกิดจากการใช้ค่าพารามิเตอร์โดยประมาณไปชดเชยหรือหักล้างค่าความผิดพลาดที่เกิดจากผลของฮาร์มอนิกและความผิดพลาดที่เกิดจากการใช้สมมติฐานการประมาณในการคำนวณช่วงเวลาต่าง ๆ จึงทำให้ผลการคำนวณค่าความถี่โดยใช้ค่าพารามิเตอร์จากการประมาณใกล้เคียงกับผลการทดลองจริงมากกว่า

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 <u>สรุปผลการวิจัย</u>

วิทยานิพนธ์นี้ได้วิเคราะห์และคำนวณหาความถี่การสวิตช์หรือจุดทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ MOSFET เป็นสวิตช์ไวงานและใช้การขับนำด้วยการป้อนกลับกระแสผ่านหม้อแปลงไม่อิ่มตัว การวิเคราะห์หาเงื่อนไขในการ Oscillate ของวงจรสามารถทำได้โดยประมาณค่ากระแสในวงจรโหลดและวงจรขับนำด้วยสัญญาณความถี่หลักมูลร่วมกับการใช้ Barkhausen criterion จากลักษณะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ขนาดของแรงดันออกขึ้นกับขนาดแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรงด้านเข้าและการประมาณลักษณะสมบัติของหลอดฟลูออเรสเซนต์ด้วยตัวต้านทานแบบเชิงเส้นทำให้ความสัมพันธ์ของขนาดและความถี่ของกระแสด้านเข้าของวงจรป้อนกลับถูกกำหนดโดยวงจรโหลด โดยมีขนาดขึ้นกับแรงดันไฟตรงด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ ทำให้การวิเคราะห์ด้านเสถียรภาพทำได้ง่ายเนื่องจากอัตราขยายวงรอบจะมีค่าเป็นหนึ่งสำหรับทุกค่าความถี่ ดังนั้นจุดทำงานของวงจรจึงเกิดขึ้นที่ความถี่ที่ทำให้มุมนำหน้าของวงจรขับนำเท่ากับมุมล้าหลังของวงจรโหลด และสามารถคำนวณผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำโดยป้อนกระแสไซน์มีค่าขนาดและความถี่เท่ากับกระแสออกของวงจรโหลดให้แก่วงจรขับนำ

การหาผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำคำนวณได้จากสมการของช่วงเวลาต่าง ๆ ที่ประกอบกันเป็นครึ่งคาบการสวิตช์สำหรับความถี่และค่ากระแสที่กำหนดโดยวงจรโหลด ซึ่งสมการในแต่ละช่วงเวลาดังกล่าวจะติดตัวแปรอยู่ในรูปของมุมเฟสของวงจรขับนำหรือมุม θ ผลรวมของช่วงเวลาต่าง ๆ ที่คำนวณได้จะเท่ากับครึ่งคาบสำหรับความถี่ที่กำหนด อย่างไรก็ดีการคำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรป้อนกลับค่อนข้างมีความยุ่งยาก เนื่องจากสมการการคำนวณในแต่ละช่วงเวลาเป็นสมการอดิศัยและยังต้องใช้วิธีการวนซ้ำเพื่อคำนวณหาค่ามุม θ ซึ่งจะต้องใช้คอมพิวเตอร์เข้าช่วยในการหาคำตอบของสมการ นอกจากนี้การที่จะทำให้การคำนวณผลตอบเชิงความถี่ของวงจรขับนำมีความถูกต้องสูงต้องอาศัยค่าพารามิเตอร์จากการจำลองได้แก่ค่า μ_r, k, m_{tw} และ m_{tx} แต่เพื่อที่จะให้วิธีการคำนวณดังกล่าวสามารถนำไปใช้ในการหาค่าความถี่ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จริงได้ จำเป็นต้องมีการประมาณค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวโดยใช้วิธีเอ็มพิริคัล ซึ่งค่าประมาณของพารามิเตอร์แต่ละตัวจะถูกกำหนดเป็นช่วง ไม่สามารถกำหนดเป็นค่าคงที่ค่าใดค่าหนึ่งที่สามารถใช้ได้กับทุก ๆ วงจร เนื่องจากลักษณะรูปคลื่นของกระแสแรงดันใน

วงจรขับนำที่ใช้ในการคำนวณเปลี่ยนแปลงไปตามคุณลักษณะและค่าอุปกรณ์ภายในวงจรขับนำ และยังเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดและความถี่ของกระแสเข้า i_F อีกด้วย ดังนั้นการคำนวณหาค่าความถี่การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยวิธีที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จะให้ผลเป็นที่น่าพอใจและใกล้เคียงเมื่อคำนวณโดยใช้ค่าพารามิเตอร์จากการจำลอง ส่วนการคำนวณโดยใช้ค่าพารามิเตอร์จากการประมาณด้วยวิธีเอ็มพิริคัลจะให้ผลการคำนวณถูกต้องใกล้เคียงถ้าพารามิเตอร์ที่ประมาณมีค่าใกล้เคียงกับพารามิเตอร์จริง แต่ถ้าหากพารามิเตอร์ที่ประมาณแตกต่างจากความเป็นจริงมากค่าความถี่ที่คำนวณได้จะมีความผิดพลาดมากขึ้นหรืออาจจะทำให้สมการในการหาค่ามุม θ ไม่ลู่เข้าได้

ถึงแม้การคำนวณโดยใช้วิธีการวิเคราะห์ดังที่กล่าวมาแล้วจะมีความยุ่งยากและซับซ้อนเมื่อเทียบกับการหาค่าความถี่การสวิตช์ของวงจรโดยการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ แต่การศึกษาและวิเคราะห์ดังกล่าวทำให้เข้าใจกลไกและพฤติกรรมของวงจรในช่วงเวลาต่าง ๆ ได้ชัดเจนขึ้น นอกจากนี้ยังทำให้เห็นถึงผลของตัวแปรต่าง ๆ ที่มีต่อความถี่ซึ่งจะเป็นประโยชน์ในการออกแบบวงจรขับนำต่อไป

5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัย

1. การคำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรโหลดและผลตอบเชิงความถี่ของเฟสของวงจรขับนำใช้การประมาณสัญญาณด้วยสัญญาณที่ความถี่หลักมูล ซึ่งไม่ได้รวมผลของค่าฮาร์มอนิก ทำให้การคำนวณเกิดความผิดพลาด เพื่อให้การคำนวณมีความถูกต้องมากขึ้นควรพิจารณาถึงผลของฮาร์มอนิกแต่การคำนวณจะยุ่งยากซับซ้อนมากขึ้นตามไปด้วย
2. การเปลี่ยนแปลงลักษณะของรูปคลื่นกระแสแรงดันตามคุณลักษณะของวงจรขับนำและความถี่ของกระแสด้านเข้า i_F ทำให้การเลือกค่าพารามิเตอร์จากการประมาณเพื่อใช้ในการคำนวณทำได้ค่อนข้างยาก เนื่องจากไม่มีเกณฑ์ในการกำหนดค่าที่แน่นอนตายตัวโดยเฉพาะค่าความชัน m_{tx} และ m_{tw} ดังนั้นอาจจะต้องมีการลองผิดลองถูกในการเลือกค่าพารามิเตอร์ในช่วงที่กำหนดเพื่อใช้ในการคำนวณ

รายการอ้างอิง

[1] Pavao, R. K.; Bisogno, F. E.; Seidel, A. R.; and Prado R. N. do. Self oscillating electronic ballast design based on the point of view of control system. *IAS'01* : 211-217.

[2] Chin Chang; Joseph Chang; and Gert W. Bruning. Analysis of the self-oscillating series resonant inverter for electronic ballasts. *IEEE Trans. on Power Electron* 14 (May 1999): 533-540.

[3] Chin Chang; and Gert W. Bruning. Self-oscillating electronic ballast analysis using the relay systems approach. *IEEE Trans on Ind. Electron* 37 (Jan 2001): 255-261.

[4] Chenyang Lui; Ping Lin; Fanghua Teng; Zhongchao Zhang; Zhengyu Lu. Nonlinear control characteristic research of self-oscillating electronic ballast. *PESC'03* 2 (Jun 2003): 475-479.

[5] Louis R. Nerone. A mathematical model of the class D converter for compact fluorescent ballasts. *IEEE Trans. on Power Electron* 10 (Nov 1995): 708-715.

[6] Jay C. Hsu, and Andrew U. Meyer. *Modern Control Principles and Application.* McGraw-Hill, 1986.

[7] Gile, J. C.; Pelegrin, M. J., and P. Decaulne. *Feedback Control Systems: Analysis, Synthesis and Design.* McGraw-Hill, 1959.

[8] Yueh-Ru Yang; and Chern-Lin Chen. Steady state analysis and simulation of a BJT self-oscillating ZVS-CV Ballast Driven by Saturable Transformer. *IEEE Trans on Ind. Electron* 46 (April 1999.).

[9] ยุทธนา กุลวิทิต. รายงานบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์. สำนักงานคณะกรรมการนโยบายพลังงานแห่งชาติ กระทรวงวิทยาศาสตร์เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม กรุงเทพฯ, 2535.

[10] ไพศาล บุญเจียม. การออกแบบวงจรจุดหลอดสำหรับบัลาสต์อิเล็กทรอนิกส์. วิทยานิพนธ์ปริญญามหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2543

[11] จิโรจน์ พรวัฒนา. การลดความเค้นของอุปกรณ์ในบัลาสต์อิเล็กทรอนิกส์. วิทยานิพนธ์ปริญญามหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2543

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นางสาวพรีสา อารีกุล เกิดเมื่อวันที่ 25 เมษายน พ.ศ. 2524 ที่อำเภอเมือง จังหวัดสุราษฎร์ธานี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2544 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2545

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย