

การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรชอปเปอร์กระแสลับ
สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง

นายอุทัย ใจทอง

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2554

**ELECTRONIC BALLAST DESIGN USING AC CHOPPER
FOR HIGH PRESSURE SODIUM LAMP**

Uthai Jaithong

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
Academic Year 2011**

การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ
สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต



คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร.อนันต์ อุ่นศิริไฉย)

ประธานกรรมการ

(รศ. ดร.ชนัดชัช กุลวรรณิพงษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(ผศ. ดร.ทองพูน อารีรักษ์)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิ้มปีจันทร์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

อุทัย ใจทอง : การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ
สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง (ELECTRONIC BALLAST DESIGN USING AC
CHOPPER FOR HIGH PRESSURE SODIUM LAMP) อาจารย์ที่ปรึกษา :
รองศาสตราจารย์ ดร.ชนัดชัย กุลวรรณิพงษ์, 171 หน้า.

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอด
โซเดียมความดันสูง มีโครงสร้างหลักของวงจรประกอบด้วยวงจรชอปเปอร์กระแสสลับทำหน้าที่
แปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสสลับความถี่สูง และวงจรโซเนนซ์ทำหน้าที่ควบคุม
การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังหลอด การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรชอปเปอร์กระแสสลับเป็นการ
แก้ไขปัญหาลดขนาดและองค์ประกอบของวงจร และทำให้วงจรมีค่าตัวประกอบกำลังสูงโดย
ไม่ต้องมีวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ซึ่งการออกแบบได้พิจารณาผลของค่าความต้านทาน
อนุกรมสมมูลของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ เพื่อลดทอนกำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรและชดเชย
กำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านไปยังหลอด จากการทดสอบการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ร่วมกับ
หลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 150 W ที่สถานะคงตัวให้ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.89 ซึ่งสูง
กว่าการใช้บัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 1.96 เท่า ประสิทธิภาพของวงจรเท่ากับ 93.9 % มากกว่า
บัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 5% นอกจากนี้ยังได้นำเสนอแนวทางในการลดทอนกระแสฮาร์มอนิก
ที่เกิดขึ้น โดยการปรับรูปคลื่นกระแสแบบป้อนกลับด้วยตัวควบคุมแบบฐานกฏ จากการทดสอบ
พบว่าสามารถลดกระแสฮาร์มอนิกที่ลำดับต่าง ๆ และมีค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่
แหล่งจ่ายลดลงจากเดิม 47.7% เหลือ 7.8% ซึ่งเป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 519-1992 นอกจากนี้การ
ทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีตัวควบคุม ยังช่วยให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูงขึ้นถึง 0.98

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

ปีการศึกษา 2554

ลายมือชื่อนักศึกษา _____

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____

UTHAI JAITHONG : ELECTRONIC BALLAST DESIGN USING AC
CHOPPER FOR HIGH PRESSURE SODIUM LAMP. THESIS ADVISOR :
ASSOC. PROF. THANATCHAI KULWORAWANICHPONG, Ph.D.,
171 PP.

ELECTRONIC BALLAST/AC CHOPPER / HIGH PRESSURE SODIUM
LAMP/SPL RESONANT

This thesis presents design of electronic ballasts for high pressure sodium lamps (HPS). The main structure consists of an AC chopper circuit and a resonant circuit. The AC chopper uses for converting low frequency voltage to high frequency voltage or so called AC-AC converter while the current and voltage of HPS lamp is controlled by the resonant circuit. The AC chopper used in the power converter circuit is to reduce the size and element numbers of the circuit. In the design of the resonant circuit, this thesis considers ohmic losses of the capacitor and the inductor in the resonant circuit. The proposed electronic ballast was implemented and tested with a 150-W high pressure sodium lamp. In steady state, the power factor of the electronic ballast was 0.89 with 93.9% of efficiency. In addition, with the improved rule-based controller to compensate harmonic current, the total harmonic distortion was reduced from 47% to 7.8% to satisfy the IEEE Std 519-1992. Furthermore, this proposed harmonic controller helps increase the power factor to 0.98.

School of Electrical Engineering

Academic Year 2011

Student's Signature _____

Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณบุคคล และกลุ่มบุคคลต่อไปนี้ ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำและช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งในด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัย ซึ่งได้แก่

รองศาสตราจารย์ ดร.ชนัดชัช กุลสุวรรณิชพงษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำทางอันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งเป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนินชีวิตหลาย ๆ ด้าน

อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา และแนะนำความรู้ทางวิชาการอย่างดียิ่งมาโดยตลอด

ขอขอบคุณวิศวกร และเจ้าหน้าที่ศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ช่วยอำนวยความสะดวกทางด้านเครื่องมือต่าง ๆ

ขอบคุณ พี่ ๆ เพื่อน ๆ น้อง ๆ บัณฑิตศึกษาทุกท่าน ที่ได้คำแนะนำและให้กำลังใจในการทำวิจัยมาโดยตลอด

ท้ายนี้ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ได้ให้ความรัก ความอบอุ่น ความหวังใจ การอบรมเลี้ยงดู ให้กำลังใจ และให้การสนับสนุนทางการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จเรื่อยมา

อุทัย ใจทอง

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ฉ
บทที่	
1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย.....	1
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
1.5 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	2
2 ปรัชญาวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 ปรัชญาวรรณกรรม.....	4
2.3 หลักการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูง.....	10
2.4 วงจรเรโซแนนซ์สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	12
2.4.1 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	13
2.4.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	15
2.4.3 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาน.....	18
2.5 การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ.....	22
2.6 สรุป.....	27

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3	การออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง	28
3.1	บทนำ.....	28
3.2	การใช้งานหลอดโซเดียมความดันสูงร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็ก	28
3.3	บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง.....	32
3.4	การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์	34
3.4.1	วงจรเรโซแนนซ์สำหรับการทำงานที่สภาวะคงตัว.....	34
3.4.2	การออกแบบตัวเหนี่ยวนำสำหรับวงจรเรโซแนนซ์ที่สภาวะคงตัว.....	38
3.4.3	การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์เมื่อพิจารณาการสูญเสียในวงจร	45
3.4.4	วงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดหลอด.....	55
3.5	วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ	59
3.5.1	หลักการการทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ	60
3.5.2	วงจรควบคุม.....	63
3.5.3	มอเตอร์กำลังที่ใช้สำหรับวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ	70
3.5.4	วงจรขับเคลื่อนสำหรับมอเตอร์กำลัง.....	70
3.6	วงจรกรองความถี่ด้านอินพุต (input filter).....	71
3.7	วงจรตรวจจับกระแส	77
3.7.1	การออกแบบวงจรตรวจจับกระแส.....	77
3.7.2	การแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล	79
3.8	การควบคุมการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	81
3.9	ผลการทดสอบ	83
3.9.1	ผลการทดสอบวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ.....	83
3.9.2	ผลการทดสอบวงจรเรโซแนนซ์.....	88
3.9.3	ผลการทดสอบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	94
3.9.4	การประเมินความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิก	103
3.10	สรุป	107

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4 การแก้ปัญหากระแสร่มอนิกในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	109
4.1 บทนำ.....	109
4.2 หลักการลดทอนกระแสร่มอนิก.....	109
4.3 การออกแบบตัวควบคุม.....	113
4.4 การควบคุมการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	119
4.5 ผลการทดสอบ.....	120
4.6 สรุป.....	129
5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	130
5.1 สรุป.....	130
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	132
รายการอ้างอิง.....	133
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. ผลการทดสอบหลอดโซเดียมความดันสูงเมื่อใช้ร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็ก.....	135
ภาคผนวก ข. ข้อมูลที่ใช้ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ.....	140
ภาคผนวก ค. ข้อกำหนดและมาตรฐานต่าง ๆ.....	144
ภาคผนวก ง. วงจรต้นแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง.....	147
ภาคผนวก จ. ข้อมูลของหลอดโซเดียมความดันสูง.....	157
ภาคผนวก ฉ. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา.....	160
ประวัติผู้เขียน.....	171

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1	ผลการคำนวณค่าของอุปกรณ์ในวงจรเรโซแนนซ์.....37
3.2	ผลการคำนวณค่าพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำ40
3.3	ผลการคำนวณผลคูณพื้นที่และการเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์41
3.4	สรุปข้อมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ L_s45
3.5	ค่าความต้านทานอนุกรมของตัวเก็บประจุชนิด MPE47
3.6	ผลการคำนวณค่าตัวเก็บประจุ C_p เมื่อพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย.....50
3.7	ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ในวงจรเรโซแนนซ์เมื่อพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย51
3.8	ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากค่าความต้านทานอนุกรมในอุปกรณ์.....53
3.9	ผลการคำนวณค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำในวงจรรองความถี่ด้านอินพุต.....73
3.10	ผลการทดสอบการทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ.....88
3.11	ผลการทดสอบข้อมูลทางไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์หลังการจูดหลุด96
3.12	ผลการทดสอบข้อมูลทางไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ออกแบบโดยไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย101
3.13	ผลการทดสอบกระแสรบกวนของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....103
3.14	การเปรียบเทียบค่าความเพี้ยนกระแสรบกวนของวงจรต้นแบบ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์กับมาตรฐาน IEEE Std 519-1992106
3.15	การเปรียบเทียบกระแสรบกวนของวงจรต้นแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ กับขีดจำกัดตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2.....106
4.1	ผลการคำนวณค่ารีจิสเตอร์ TIM1_ARR สำหรับช่วงความถี่ใช้งาน.....116
4.2	ผลการทดสอบทางไฟฟ้าของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เทียบกับสัญญาณอ้างอิง.....121
4.3	ผลการทดสอบข้อมูลทางไฟฟ้าของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เมื่อมีตัวควบคุม.....122
4.4	ผลการทดสอบกระแสรบกวนของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....126
4.5	การเปรียบเทียบค่าความเพี้ยนกระแสรบกวนของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ กับมาตรฐาน IEEE Std 519-1992.....128

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
4.6 การเปรียบเทียบกระแสฮาร์โมนิกของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ กับขีดจำกัดตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2.....	128
ก.1 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรหลอดโซเดียมความดันสูง ที่ใช้ร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็ก.....	137
ก.2 ผลการทดสอบความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูง ที่ใช้ร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็ก.....	139
ข.1 ข้อมูลแกนเฟอร์ไรต์ชนิด ETD (Robert, 1997).....	141
ข.2 ข้อมูลแกนเฟอร์ไรต์ชนิด Pot (Robert, 1997)	141
ข.3 ข้อมูลสายตัวนำ (Robert, 1997).....	142
ค.1 ข้อกำหนดกระแสฮาร์โมนิกตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 (120V-69kV).....	145
ค.2 กระแสลัดวงจรที่ชั่วแรงแค้ของหม้อแปลง 400/230 V (ประสิทธิ์ พิทยพัฒน์, 2548)	145
ค.3 ข้อกำหนดกระแสฮาร์โมนิกตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2 (Class C).....	146
ง.1 อุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง	150
จ.1 ข้อมูลทั่วไปของหลอดโซเดียมความดันสูงชนิด SON-E 150 W (Philips Lighting Thailand, 2011)	158

สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	โครงสร้างของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ภาคเดียว	5
2.2	วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมด้วยโหมดกระแสรีโซแนนซ์	6
2.3	โครงสร้างของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้า ด้วยวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ	7
2.4	บล็อกไดอะแกรมบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์	8
2.5	บล็อกไดอะแกรมบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ	9
2.6	การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ	9
2.7	รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ	10
2.8	ชนิดของหลอดโซเดียมความดันสูง	11
2.9	วงจรการทำงานและส่วนประกอบของหลอดโซเดียมความดันสูง	12
2.10	วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม	13
2.11	กราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม	15
2.12	วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน	16
2.13	กราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน	18
2.14	วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาน	19
2.15	กราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาน ($\alpha = 1$)	21
2.16	วัฏจักรงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	22
2.17	การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับในช่วงที่ 1	23
2.18	การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับในช่วงที่ 2	24
2.19	การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับในช่วงที่ 3	24
2.20	การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับในช่วงที่ 4	25
2.21	การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับในช่วงที่ 5	26
2.22	การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับในช่วงที่ 6	26
3.1	แผนผังการต่อวงจรหลอดโซเดียมความดันสูงร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็ก	28
3.2	การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของหลอดหลังการจุดหลอดที่ช่วงเวลาต่าง ๆ	30

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.3	การเปลี่ยนแปลงค่ากำลังไฟฟ้าของวงจรบัลลาสต์แกนเหล็กหลังการจุดหลอด31
3.4	การทดสอบความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูง31
3.5	โครงสร้างวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง.....33
3.6	วงจรรวมของวงจรเรโซแนนซ์.....34
3.7	วงจรเรโซแนนซ์สำหรับการทำงานที่สภาวะคงตัว35
3.8	กราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์38
3.9	ลักษณะของแกนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงชนิด ETD39
3.10	วงจรสมมูลของวงจรเรโซแนนซ์เมื่อพิจารณาการสูญเสียในอุปกรณ์46
3.11	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่กับค่าความต้านทานอนุกรม ของตัวเก็บประจุ48
3.12	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างตัวเก็บประจุ C_p กับขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอน50
3.13	กราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์51
3.14	ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ต่ำ52
3.15	กราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์ขณะไม่มีโหลด.....54
3.16	วงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดหลอด.....55
3.17	วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ.....59
3.18	การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ.....60
3.19	การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับในโหมดที่ 161
3.20	การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับในโหมดที่ 261
3.21	การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับในโหมดที่ 362
3.22	การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับในโหมดที่ 462
3.23	รูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ63
3.24	การมอดูเลตสัญญาณพัลส์.....64
3.25	บล็อกไดอะแกรมโมดูล TIMER1 สำหรับการสร้างสัญญาณพัลส์65
3.26	การตรวจสอบเฟสของแรงดันที่แหล่งจ่าย66
3.27	การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ.....68

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.28	แผนผังงานการสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์.....69
3.29	การกำหนดช่วงเวลาไว้ผลสนองของสัญญาณพัลส์.....70
3.30	วงจรจับเกตสำหรับมอสเฟตกำลังด้วยไอซี IR2110.....71
3.31	วงจรกรองความถี่ด้านอินพุต72
3.32	กราฟคุณลักษณะการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ด้านอินพุต.....74
3.33	ลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด Pot.....75
3.34	ลักษณะสัญญาณกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับกระแส.....78
3.35	วงจรตรวจจับกระแส78
3.36	บล็อกไดอะแกรมโมดูลแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล.....80
3.37	แผนภาพสถานะของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับโหลดโซเดียมความดันสูง.....82
3.38	การทดสอบวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ84
3.39	ช่วงเวลาไว้ผลสนองของสัญญาณพัลส์ที่ออกจากวงจรจับเกต.....85
3.40	ลักษณะของสัญญาณพัลส์เทียบกับสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย86
3.41	รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่แหล่งจ่าย.....87
3.42	การเปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันที่แหล่งจ่ายกับรูปคลื่นแรงดันด้านเอาต์พุต ของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ87
3.43	การทดสอบวงจรเรโซแนนซ์89
3.44	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับแรงดันที่โหลดของวงจรเรโซแนนซ์.....90
3.45	การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดสอบการตอบสนองทางความถี่ ของวงจรเรโซแนนซ์ที่ออกแบบโดยพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย91
3.46	การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดสอบการตอบสนองทางความถี่ ของวงจรเรโซแนนซ์ที่ออกแบบโดยไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย.....92
3.47	รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดโหลด.....93
3.48	การทดสอบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....94
3.49	รูปคลื่นกระแสอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์และแรงดันคร่อมโหลดที่สภาวะจุดโหลด.....95
3.50	การเปลี่ยนแปลงค่ากำลังไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์หลังการจุดโหลด97

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.51	ผลการทดสอบทางไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่สภาวะคงตัว99
3.52	การเปรียบเทียบความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูง100
3.53	การเปรียบเทียบความสว่างของหลอดที่ใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ออกแบบ โดยพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียและไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย.....102
4.1	การประมาณค่าความต้านทานของหลอด110
4.2	รูปคลื่นกระแสด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์111
4.3	รูปคลื่นกระแสที่แหล่งจ่าย.....111
4.4	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกระแสด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์.....112
4.5	บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุม114
4.6	รูปคลื่นขนาดของสัญญาณกระแส114
4.7	การแบ่งช่วงของสัญญาณกระแสและสัญญาณอ้างอิง.....115
4.8	แผนผังงานของระบบควบคุม119
4.9	แผนภาพสถานะของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีตัวควบคุม120
4.10	การเปรียบเทียบรูปคลื่นสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายกับสัญญาณอ้างอิง121
4.11	รูปคลื่นสัญญาณกระแสและแรงดันที่แหล่งจ่าย.....123
4.12	รูปคลื่นสัญญาณกระแสและแรงดันที่หลอด124
4.13	ความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูงเทียบกับเวลา.....125
4.14	กราฟการเปลี่ยนแปลงค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสเทียบกับเวลา.....126
ก.1	การทดสอบการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูงร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็ก136
ก.2	แรงดันคร่อมหลอดที่สภาวะจุดหลอด136
ก.3	รูปคลื่นกระแสและแรงดันของบัลลาสต์แกนเหล็กที่สภาวะคงตัว.....138
ข.1	ลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด ETD.....141
ข.2	ลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด Pot.....142
ง.1	วงจรรวมของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง150
ง.2	ลายพิมพ์วงจรต้นแบบ153
ง.3	การวางอุปกรณ์บนแผ่นวงจร154

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
ง.4	วงจรต้นแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง.....	156
จ.1	ลักษณะของหลอดโซเดียมความดันสูงชนิด SON-E	158
จ.2	ข้อมูลทางไฟฟ้าและความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูงเทียบกับเวลา (Philips Lighting Thailand, 2011).....	159



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

หลอดโซเดียมความดันสูง (high pressure sodium, HPS) เป็นหลอดไฟฟ้าแสงสว่างที่จัดอยู่ในกลุ่มหลอดปล่อยประจุความดันสูง (high intensity discharge, HID) ปัจจุบันหลอดโซเดียมความดันสูงได้รับความนิยมนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายในบริเวณที่ต้องการปริมาณความสว่างมาก แต่ไม่ต้องการความถูกต้องของสีมากนัก มีขนาดให้เลือกตามการใช้งานตั้งแต่ 70-1000 W พบเห็นการใช้งานหลอดโซเดียมความดันสูงได้ตาม โรงงานอุตสาหกรรม สนามกีฬา และถนน เป็นต้น

ในปัจจุบันวงจรการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูงใช้ร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็กและอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งทำหน้าที่จุดหลอดและรักษาระดับของกระแสที่ไหลผ่านหลอด ขณะทำงานจะมีค่าตัวประกอบกำลัง (power factor) ต่ำกว่า 0.6 ส่งผลทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานในวงจรไฟฟ้าค่อนข้างมาก ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูงสำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง โครงสร้างของวงจรประกอบด้วย วงจรรองความถี่ด้านอินพุต วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสสลับ (AC to AC converter) โดยใช้วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ (AC chopper) เพื่อสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าความถี่สูง และวงจรเรโซแนนซ์ เมื่อเทียบกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีการใช้งานในปัจจุบัน ส่วนใหญ่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ในการแปลงผันกำลังไฟฟ้า ซึ่งมีจำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และองค์ประกอบของวงจรมาก ทำให้วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีขนาดใหญ่ ดังนั้นการนำวงจรชอปเปอร์กระแสสลับมาใช้จึงเป็นการแก้ปัญหาเพื่อลดขนาดของอุปกรณ์โดยไม่ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลง

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

- เพื่อออกแบบและสร้างวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรชอปเปอร์กระแสสลับสำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง
- เพื่อหาแนวทางในการลดทอนกำลังไฟฟ้าสูญเสียและกระแสฮาร์มอนิกในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

- การคำนวณที่ซับซ้อน และการสร้างกราฟความสัมพันธ์ต่าง ๆ ใช้โปรแกรม MATLAB เป็นเครื่องมือในการประมวลผล
- การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์จะพิจารณาการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในอุปกรณ์ร่วมด้วย ได้แก่ การสูญเสียในมอสเฟตกำลัง การสูญเสียอันเนื่องมาจากค่าความต้านทานอนุกรม (ESR) ของตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ
- การทดสอบและการใช้งานบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สามารถใช้ได้กับระบบไฟฟ้า 220V/50Hz เท่านั้น
- การลดทอนฮาร์มอนิกรวมของกระแสทำได้โดยวิธีการปรับรูปคลื่นกระแสแบบ ป้อนกลับ ด้วยตัวควบคุมแบบฐานกฎ
- การลดทอนฮาร์มอนิกรวมของกระแสพิจารณาตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

- สร้างและทดสอบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วย วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ สำหรับโหลดโซเดียมความดันสูงขนาดพิกัด 150 W มี ค่าตัวประกอบกำลังที่แหล่งจ่ายไม่ต่ำกว่า 0.95
- ทำการลดทอนฮาร์มอนิกรวมของกระแสด้านอินพุต ให้เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- สามารถเข้าใจปัญหาและวิธีการลดทอนการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในวงจรบัลลาสต์ อิเล็กทรอนิกส์สำหรับโหลดโซเดียมความดันสูง
- ได้ต้นแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูงสำหรับโหลด โซเดียมความดันสูง และมีฮาร์มอนิกของกระแสที่แหล่งจ่ายเป็นไปตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 5 บท และ 6 ภาคผนวก บทที่ 1 เป็นบทนำกล่าวถึงความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของงานวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตงานวิจัย และ ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง รวมทั้งทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูง วงจรเรโซแนนซ์สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ รวมถึงการออกแบบวงจรเรโซแนนซ์และวงจรรองความถี่ด้านอินพุต พร้อมทั้งผลการทดสอบการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง ทั้งข้อมูลทางไฟฟ้าและความส่องสว่างของหลอด

บทที่ 4 กล่าวถึงการแก้ปัญหากระแสฮาร์มอนิกในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้หลักการปรับรูปคลื่นของกระแสแบบป้อนกลับด้วยตัวควบคุมแบบฐานกฎ พร้อมทั้งผลการทดสอบการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์หลังการลดทอนฮาร์มอนิก

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวก ก. ผลการทดสอบหลอดโซเดียมความดันสูง

ภาคผนวก ข. ข้อมูลที่ใช้ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

ภาคผนวก ค. ข้อกำหนดและมาตรฐานต่าง ๆ

ภาคผนวก ง. วงจรรวมของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง

ภาคผนวก จ. ข้อมูลของหลอดโซเดียมความดันสูง

ภาคผนวก ฉ. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

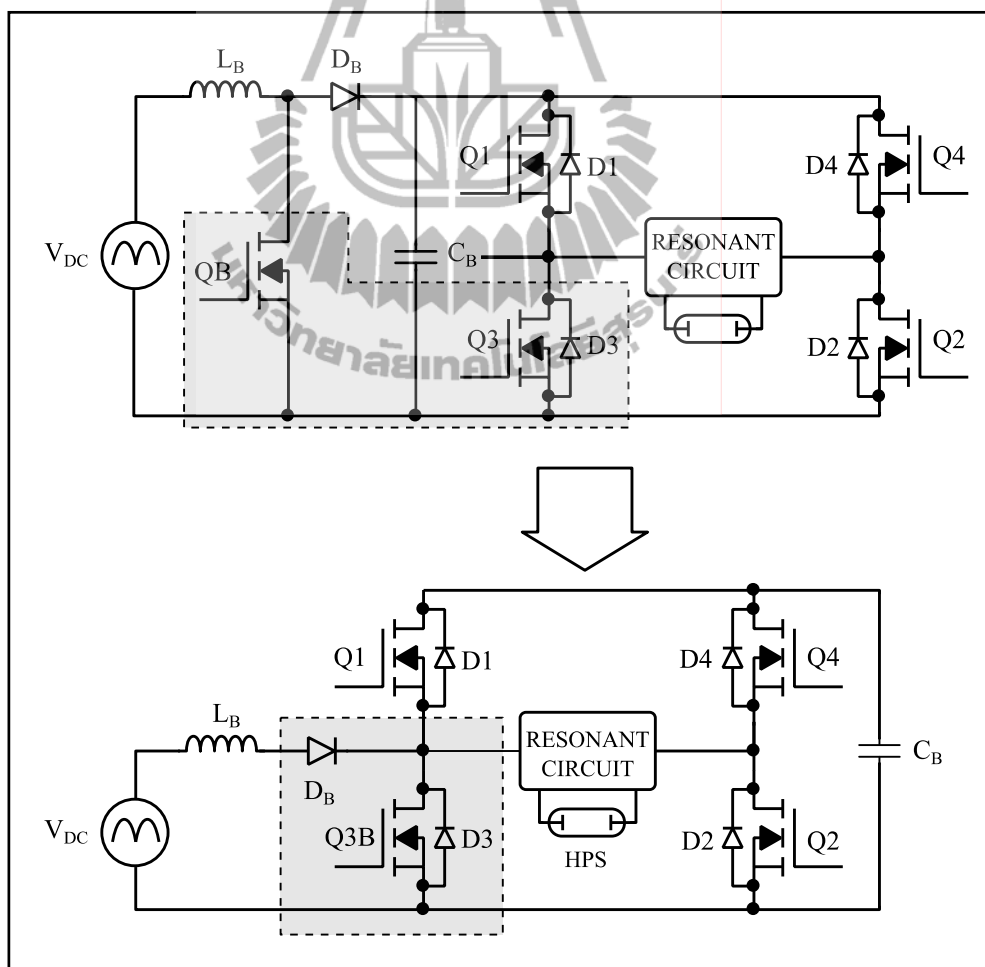
เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง เพื่อศึกษาการทำงานและการพัฒนาของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ รวมทั้งทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง ได้แก่ หลักการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูง วงจรเรโซแนนซ์สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ เพื่อให้เกิดความเข้าใจเบื้องต้นเกี่ยวกับการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง

2.2 ปริทัศน์วรรณกรรม

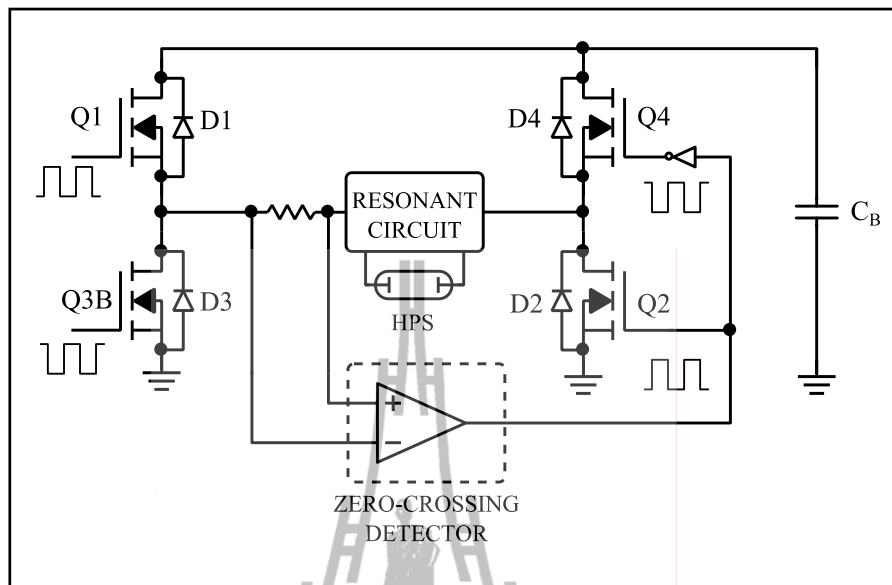
งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการวิจัยและพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง มีโครงสร้างเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าและวงจรเรโซแนนซ์ ทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังหลอด การทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าในย่านความถี่สูงเพื่อลดขนาดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ให้เล็กลง สำหรับแหล่งข้อมูลปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ได้ทำการสืบค้นข้อมูลจากสิ่งตีพิมพ์ทางวิชาการ ซึ่งเป็นฐานข้อมูลออนไลน์ เช่น IEEE เป็นต้น ได้ทำการศึกษาบทความที่เกี่ยวกับการประดิษฐ์บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง ดังนี้

งานวิจัยของ Nelms, Jones, and Cosby (1993) ได้นำเสนอการวิเคราะห์วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ ได้ทำการวิเคราะห์และเปรียบเทียบวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบต่างๆ ได้แก่ แบบขนาน แบบอนุกรม และแบบอนุกรมขนาน หลักการวิเคราะห์วงจรพิจารณาจากกราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจร พบว่า วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนานสามารถควบคุมขนาดของแรงดันได้ทั้งช่วงความถี่ต่ำและสูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ แต่เมื่อพิจารณาถึงการสูญเสียในวงจร พบว่า วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบขนานมีการสูญเสียที่น้อยกว่า ซึ่งงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบขนาน ใช้งานกับหลอดโซเดียมความดันสูง ขนาด 70 W ความถี่ในการสวิตช์ 50 kHz

งานวิจัยของ Ferrero, Rico, Alonso, Blanco, Gonzalez, and Campo (1998) ได้นำเสนอ วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ภาคเดียวสำหรับโหลดโซเดียมความดันสูง ซึ่งผสานวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบทบระดับ (boot converter) เพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยใช้สวิตช์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบทบระดับร่วมกับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 เพื่อลดจำนวนสวิตช์และตัวควบคุมสวิตช์ หลักการทำงานของวงจรใช้การตรวจจับสัญญาณกระแสจากวงจรเรโซแนนซ์ผ่านตัวสร้างสัญญาณป้อนกลับให้วงจรอินเวอร์เตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 หรือเรียกว่าการควบคุมในโหมดกระแสเรโซแนนซ์ (resonant current mode control) เพื่อช่วยลดการสูญเสียในอุปกรณ์สวิตช์ และเลือกใช้วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาน ทดสอบกับโหลดโซเดียมความดันสูงขนาด 125 W จากผลการทดสอบพบว่าค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.989 และ THD ของกระแสเท่ากับ 7.5%



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ภาคเดียว



รูปที่ 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมด้วยโหมดกระแสโซแนนซ์

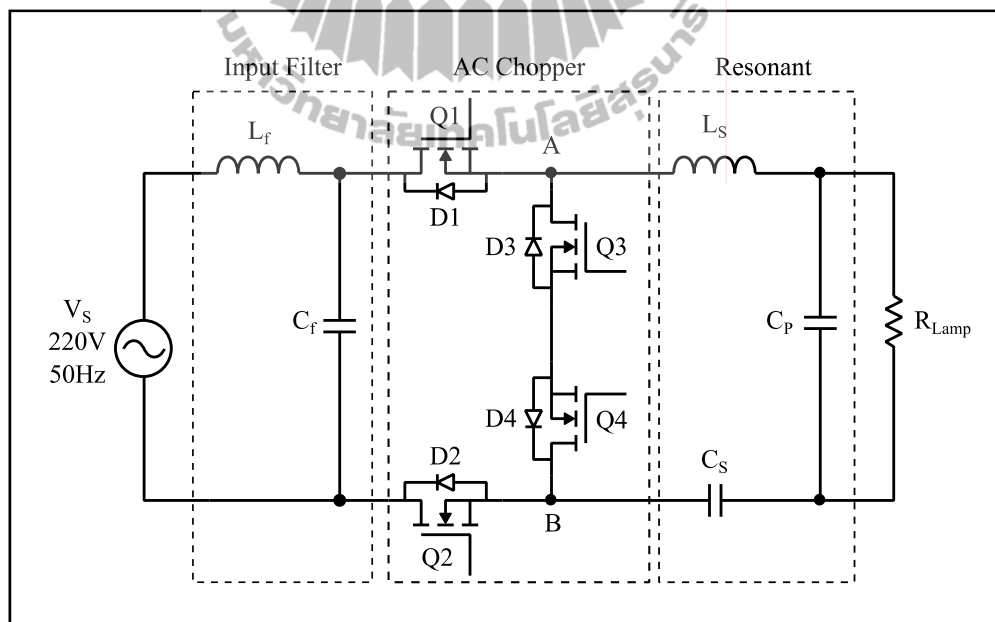
งานวิจัยของ Alonso, Blanco, Lopez, Calleja, and Rico (1998) ได้นำเสนอวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับโหลดโซเดียมความดันสูงที่มีโครงสร้างของวงจรคล้ายกับงานวิจัยของ Ferrero et al. (1998) โดยออกแบบให้มีความถี่สวิตช์เท่ากับ 90 kHz และได้เพิ่มในส่วนของวงจรสำหรับจุดโหลดเพื่อลดขนาดของกระแสขณะจุดโหลด โดยทำการแยกวงจรเรโซแนนซ์ออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกใช้สำหรับการจุดโหลด และส่วนที่สองใช้สำหรับช่วงสภาวะคงตัว ทำการทดสอบกับโหลดโซเดียมความดันสูงขนาด 150 W จากการทดสอบพบว่าขณะจุดโหลดมีกระแสด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์สูงสุดประมาณ 1.11 A

งานวิจัยของ Branas, Azcondo, and Bracho (1999) ได้นำเสนอบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับโหลดโซเดียมความดันสูงขนาด 250 W มีโครงสร้างของวงจรคล้ายกับงานวิจัยของ Ferrero et al. (1998) ออกแบบให้มีความถี่สวิตช์เท่ากับ 100 kHz และทำการออกแบบเพิ่มในส่วนของการปรับรีเสงของโหลด โดยการปรับสัญญาณพัลส์ที่ควบคุมสวิตช์ให้เป็นรูปคลื่นคล้ายสี่เหลี่ยม (quasi-square wave) ซึ่งแรงดันด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์มีขนาดลดลงเมื่อเพิ่มมุมการเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุม

งานวิจัยของ Azcondo, Branas, Casanueva, and Bracho (2004) ได้นำเสนอวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีโครงสร้างแยกเป็น 2 ส่วน โครงสร้างส่วนแรกเป็นวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงและวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยใช้วงจรทอนทบระดับ (buck-boost converter) ซึ่งสามารถคงค่าแรงดันกระแสตรงเพื่อจ่ายให้กับส่วนที่สอง และส่วน

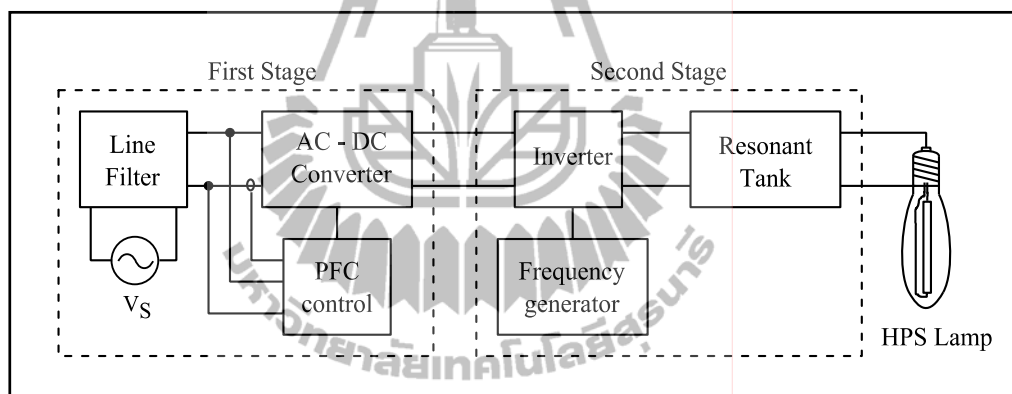
ที่สองเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ ใช้ความถี่สวิตช์ในช่วง 25-75 kHz ควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์ด้วยโหมดกระแสเรโซแนนซ์เพื่อช่วยลดการสูญเสียในวงจรสวิตช์ ทำการทดสอบกับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 150 W จากการทดสอบพบว่า ในกรณีแรงดันด้านแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลง การคงค่ากำลังไฟฟ้าที่หลอดมีค่าความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 2% มีประสิทธิภาพของวงจรประมาณ 85%

งานวิจัยของ Geraldo, Andre, and Arnaldo (2005) ได้นำเสนอบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง มีโครงสร้างเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าและวงจรเรโซแนนซ์สร้างแรงดันความถี่สูงด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสสลับ (AC to AC converter) โดยใช้วงจรชอปเปอร์กระแสสลับแทนการใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อลดอุปกรณ์ในวงจร และมีค่าตัวประกอบกำลังสูงโดยไม่ต้องมีวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง มีโครงสร้างของวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.3 ซึ่งต่างจากการแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ต้องมีวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังเพื่อให้ค่าตัวประกอบกำลังสูงขึ้น จากการทดสอบกับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 250 W พบว่า มีค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.965 มีประสิทธิภาพของวงจรเท่ากับ 94% และมีค่า THD ของกระแสที่แหล่งจ่ายประมาณ 20%



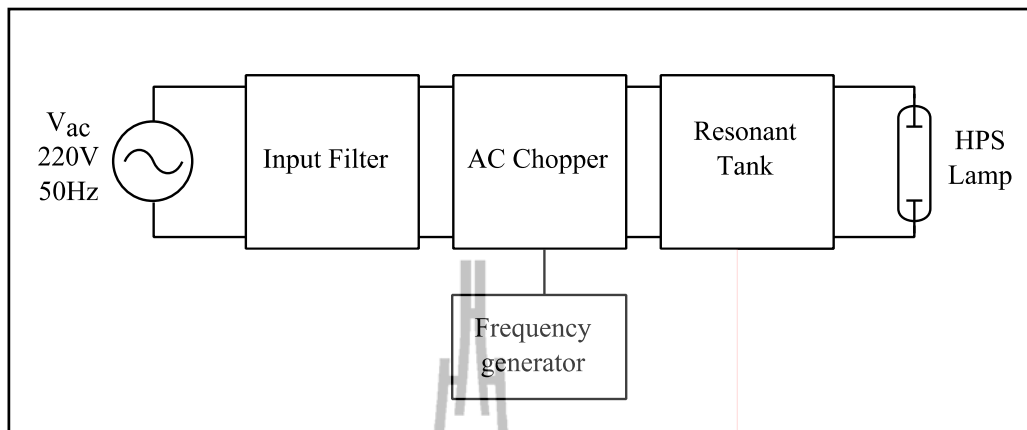
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ

จากปริทัศน์วรรณกรรมที่ได้กล่าวมาสามารถจำแนกชนิดของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ได้เป็น 2 ชนิด ตามโครงสร้างของวงจร ได้แก่ วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ และวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ สำหรับวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ มีโครงสร้างโดยทั่วไปของวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.4 (Azcondo et al., 2004) ในส่วนแรกของวงจรเป็นวงจรเรียงกระแสและวงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลัง ทำหน้าที่แปลงผันกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงและปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลัง อีกทั้งได้เพิ่มในส่วนของวงจรป้อนกลับสำหรับการควบคุมในโหมดกระแสโซแนนซ์ โดยใช้สัญญาณกระแสจากวงจรเรโซแนนซ์ผ่านตัวสร้างสัญญาณป้อนกลับให้วงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อลดการสูญเสียในสวิตช์



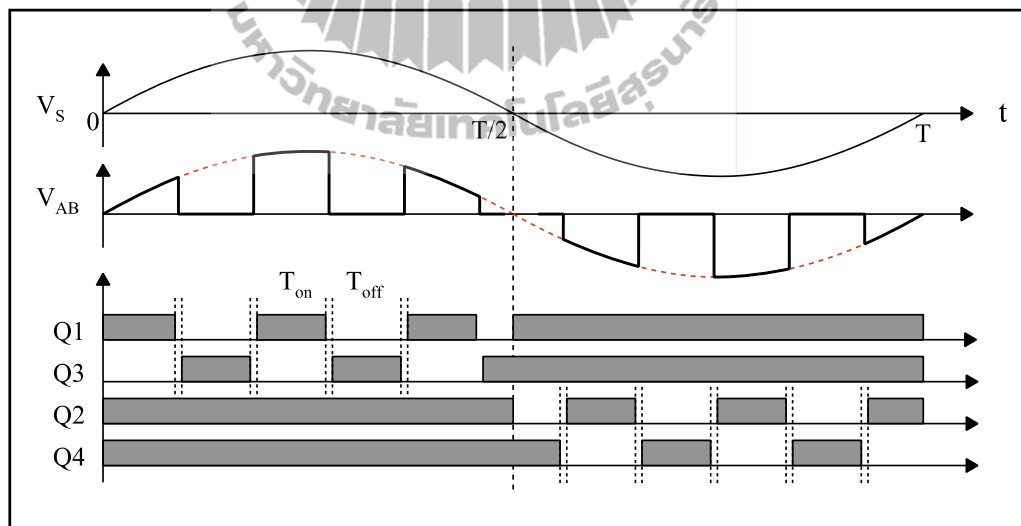
รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์

เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ ซึ่งมีโครงสร้างของวงจรประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก ได้แก่ วงจรกรองความถี่ด้านอินพุต วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ และวงจรเรโซแนนซ์ (Geraldo et al., 2005) แสดงได้ด้วยบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรขอปเปอร์กระแสสลับ

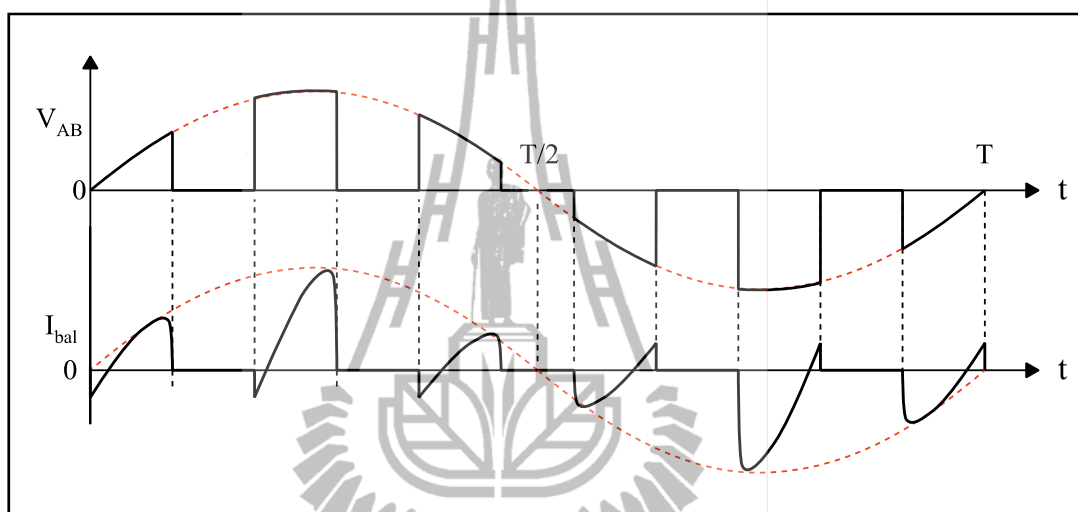
การทำงานของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ ใช้สวิตช์ทำหน้าที่ตัดต่อวงจรเพื่อทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงออกทางด้านเอาต์พุตของวงจร (V_{AB}) ตามค่าความถี่ทำงานของสวิตช์ ดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 การทำงานของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ

จากที่ได้กล่าวมาจะเห็นว่าแรงดันด้านเอาต์พุตของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับมีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์ความถี่สูง ทำให้สัญญาณกระแสด้านอินพุตของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ (I_{bal}) เป็นสัญญาณความถี่สูงตามค่าความถี่ของสัญญาณแรงดัน V_{AB} ดังแสดงในรูปที่ 2.7 ดังนั้นการใช้

งานวงจรขอปเปอร์กระแสสลับจำเป็นต้องมีวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ด้านอินพุตของวงจร เพื่อให้รูปคลื่นกระแสที่แหล่งจ่ายมีเฉพาะช่วงสัญญาณความถี่ต่ำ นั่นคือความถี่ 50 Hz และเนื่องจากวงจรขอปเปอร์กระแสสลับมีโพลเป็นวงจรเรโซแนนซ์ที่มีการตอบสนองแบบกรองแถบความถี่ผ่าน ซึ่งเป็นย่านความถี่สูง จึงไม่ส่งผลกระทบต่อการเล่นเฟสของสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่าย ทำให้วงจรมีค่าตัวประกอบกำลังสูง



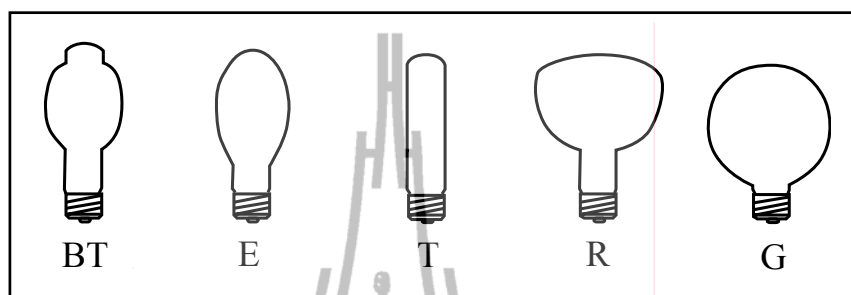
รูปที่ 2.7 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ

จากองค์ความรู้ที่ได้จากปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง ผู้วิจัยมีความสนใจในโครงสร้างของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกศึกษาวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ เนื่องจากมีข้อดีคือ สามารถลดองค์ประกอบของวงจรทำให้วงจรมีขนาดเล็กเมื่อเปรียบเทียบกับโครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์ และมีค่าตัวประกอบกำลังสูงโดยไม่ต้องมีวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

2.3 หลักการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูง

หลอดโซเดียมความดันสูงเป็นหลอดไฟฟ้าแสงสว่างที่จัดอยู่ในกลุ่มของหลอดปล่อยประจุประเภทความดันไอสูง อันได้แก่ หลอดไอปรอทหรือหลอดแสงจันทร์ หลอดเมทัลฮาไลด์ และหลอดโซเดียมความดันสูง งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกศึกษาหลอดโซเดียมความดันสูง ซึ่งเป็นหลอดไฟฟ้าแสงสว่างที่ได้รับความนิยมนำมาใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน เนื่องจากมี

ประสิทธิภาพการส่องสว่างสูงและมีอายุการใช้งานยาวนานกว่าหลอดปล่อยประจุความดันไอสูงประเภทอื่น ๆ หลอดโซเดียมความดันสูงมีรูปร่างของหลอดแตกต่างกันไปตามการใช้งาน ซึ่งระบุชนิดของหลอดตามตัวอักษร คือ BT, E, T, R และ G (ชาญศักดิ์ อภัยนิพัฒน์, 2542) ดังรูปที่ 2.8



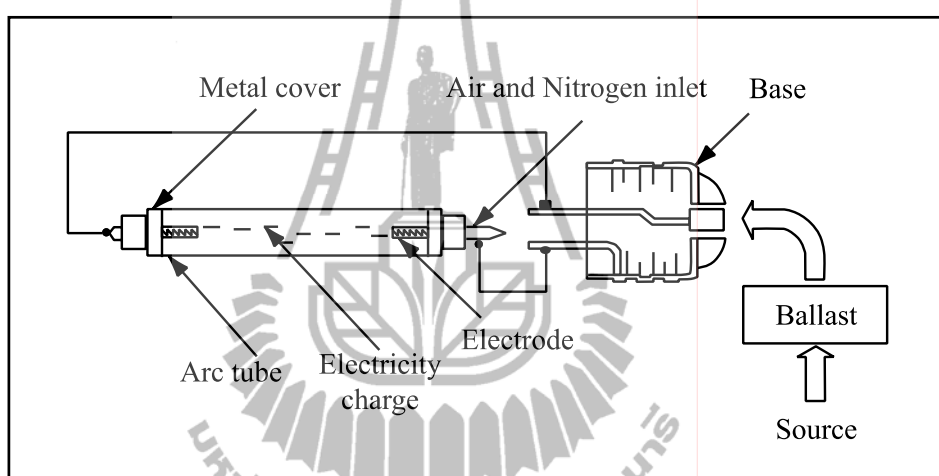
รูปที่ 2.8 ชนิดของหลอด โซเดียมความดันสูง

การใช้งานหลอดโซเดียมความดันสูงโดยทั่วไปจำเป็นต้องวางจรร่วมกับอุปกรณ์เสริมอีก 2 อย่าง คือ

1. บัลลาสต์แกนเหล็ก เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ควบคุมปริมาณของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านหลอดให้เหมาะสมกับกำลังไฟฟ้าพิกัดของหลอด
2. อิกนิเตอร์ เป็นวงจรจุดหลอดที่ทำหน้าที่สร้างแรงดันไฟฟ้าสูงลักษณะเป็นช่วง ๆ เพื่อใช้ในการจุดหลอด แรงดันไฟฟ้าที่สร้างขึ้นมีค่าประมาณ 1000-5000 V ใช้เวลาในช่วงนี้ประมาณ 1 ms เพื่อให้ก๊าซภายในหลอดเกิดการแตกตัวและสามารถจุดหลอดได้

การทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูงมี 3 ช่วง คือ ช่วงก่อนจุดหลอด ช่วงหลอดเริ่มเปล่งแสง และช่วงที่หลอดทำงานในสภาวะคงตัว (ชาญศักดิ์ อภัยนิพัฒน์, 2542) ช่วงก่อนจุดหลอดค่าความต้านทานสมมูลของหลอดโซเดียมมีค่าสูงมากหรือประมาณค่าเป็นอนันต์ พิจารณาวงจรการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูง ดังแสดงในรูปที่ 2.9 เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าให้กับวงจรตัวจุดหลอดหรืออิกนิเตอร์ทำหน้าที่สร้างแรงดันสูงลักษณะเป็นช่วง ๆ เพื่อใช้ในการจุดหลอด เมื่อก๊าซภายในหลอดเกิดการแตกตัวทำให้แรงดันสูงนี้ลดลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งขึ้นอยู่กับเส้นผ่านศูนย์กลางของหลอดอาร์ค ความยาวของหลอด และอุณหภูมิภายในหลอดอาร์ค ในขณะเดียวกันระหว่างปลายทั้งสองของอิเล็กโทรด ก๊าซซีนอนเริ่มแตกตัวเพื่อช่วยนำกระแสในตอนเริ่มแรก ทำให้ความร้อนและความดันภายในหลอดอาร์คสูงขึ้นเรื่อย ๆ ความร้อนที่เกิดขึ้นภายในหลอดอาร์คทำให้ก๊าซโซเดียมและปรอทเกิดการแตกตัวตามมา ทำให้หลอดเริ่มเปล่งแสงสีขาวอมฟ้าและเหลือง ในขณะที่เริ่มต้นจุดหลอดมีกระแสไหลผ่านหลอดน้อยมาก เนื่องจากความต้านทานภายใน

หลอดมีค่าสูง หลังจากจุดหลอดก๊าซเนื้อจะเริ่มแตกตัวและความร้อนภายในหลอดเริ่มสูงขึ้นเรื่อยๆ ทำให้ความต้านทานภายในหลอดอาร์คลดลงที่ค่า ๆ หนึ่ง กระแสไฟฟ้าไหลผ่านหลอดได้มากขึ้น และทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมหลอดลดลง กระบวนการภายในหลอดอาร์คใช้เวลาประมาณ 3-5 นาที ก่อนที่หลอดเข้าสู่สภาวะคงตัว หลอดสว่างขึ้นเรื่อยๆ ให้แสงสีส้มเหลือง ค่าความต้านทานภายในหลอดอาร์คเพิ่มขึ้นจนถึงค่าพิกัด และเข้าสู่สภาวะคงตัว ซึ่งใช้เวลาประมาณ 5-10 นาที การเริ่มจุดหลอดใหม่อีกครั้งต้องรอให้ก๊าซที่บรรจุภายในหลอดคืนสภาพ ซึ่งใช้เวลาประมาณ 1-2 นาที



รูปที่ 2.9 วงจรการทำงานและส่วนประกอบของหลอดโซเดียมความดันสูง

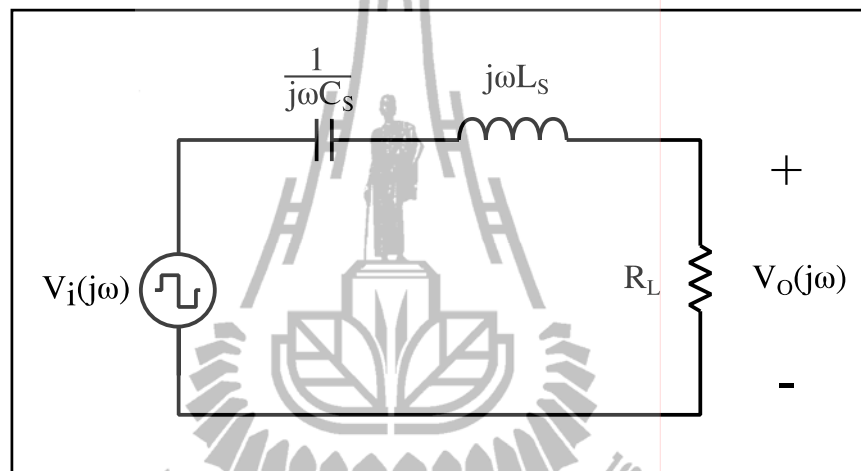
2.4 วงจรเรโซแนนซ์สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

วงจรเรโซแนนซ์เป็นส่วนที่รับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่สูงจากวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสสลับ เพื่อจ่ายให้กับหลอด ทำหน้าที่สร้างแรงดันสูงเพื่อใช้ในการจุดหลอด เมื่อก๊าซภายในหลอดโซเดียมเกิดการแตกตัวหลอดเริ่มเปล่งแสงความต้านทานภายในหลอดลดลง เกิดการนำกระแสไฟฟ้าที่ขั้วอิเล็กโทรดทั้งสอง หลังจากจุดหลอดติด วงจรเรโซแนนซ์จะทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่ไหลผ่านหลอดให้คงที่จนเข้าสู่สภาวะคงตัว โครงสร้างของวงจรเรโซแนนซ์ประกอบด้วยตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ นอกจากนี้ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำยังทำหน้าที่เป็นตัวรองความถี่ คือ ให้ความถี่หลักมูลผ่านไป และลดทอนขนาดของสัญญาณฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ทำให้รูปคลื่นสัญญาณกระแสและแรงดันตกคร่อมโหลดเป็นรูปคลื่นสัญญาณไซน์ วงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้สำหรับวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สามารถจำแนกได้เป็น 3 ชนิด ตามโครงสร้างของวงจร ได้แก่ วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (series load

resonant, SLR) วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน (parallel load resonant, PLR) และวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาน (series parallel load resonant, SPLR) (เนื้อเพชร สาระสิทธิ์, 2551, วีระเชษฐ์ จันทร์เงิน และวุฒพล ธาราธิ์รเศรษฐ์, 2554) มีรายละเอียดการวิเคราะห์ดังนี้

2.4.1 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

โครงสร้างของวงจรเรโซแนนซ์ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ L_s และตัวเก็บประจุ C_s ต่ออนุกรมกับโหลดความต้านทาน R_L ดังแสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

จากวงจรในรูปที่ 2.10 สามารถพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรได้ดังนี้

$$V_i(j\omega) = I(j\omega) \left[j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_L \right] \quad (2.1)$$

$$V_o(j\omega) = I(j\omega) R_L \quad (2.2)$$

จากสมการที่ (2.1) และ (2.2) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมได้ตามสมการที่ (2.3) ดังนี้

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{1 + j\omega L_s - \frac{j}{\omega C_s R_L}} \quad (2.3)$$

ความถี่เรโซแนนซ์แทนด้วย

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (2.4)$$

ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรสามารถแทนด้วยความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.5)

$$Q_s = \frac{\omega_s L_s}{R_L} \quad (2.5)$$

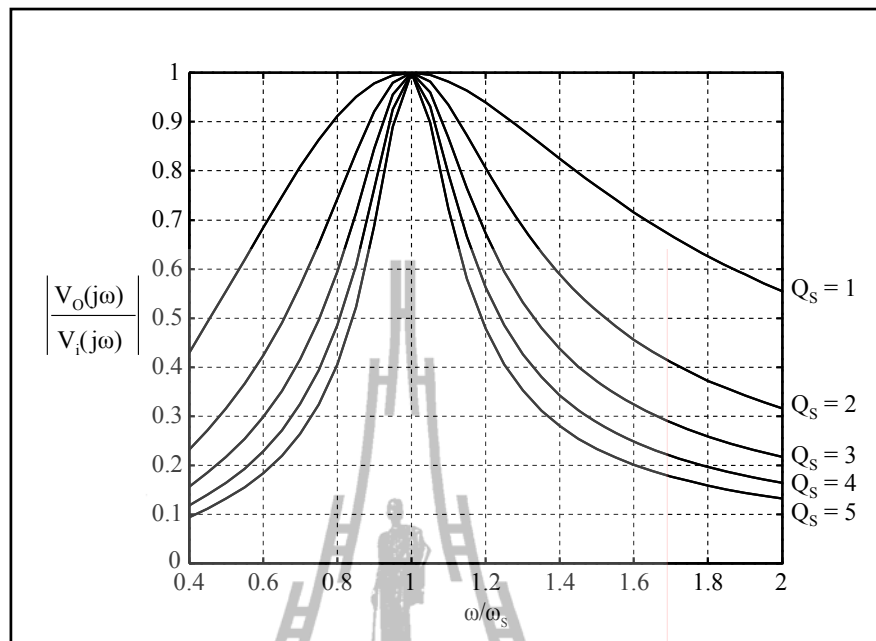
นำความสัมพันธ์ของ Q_s และ ω_s แทนลงในสมการที่ (2.3) สามารถเขียนสมการขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + jQ_s \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right)}} \quad (2.6)$$

เมื่อกำหนดให้ $\omega_n = \frac{\omega}{\omega_s}$ สามารถเขียนแสดงขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_s^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2}} \quad (2.7)$$

จากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.7) สามารถอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายของแรงดันกับความถี่ออร์มัลไลซ์ได้ดังรูปที่ 2.11 โดยกำหนดค่าตัวประกอบคุณภาพ $Q_p = 1, 2, \dots, 5$

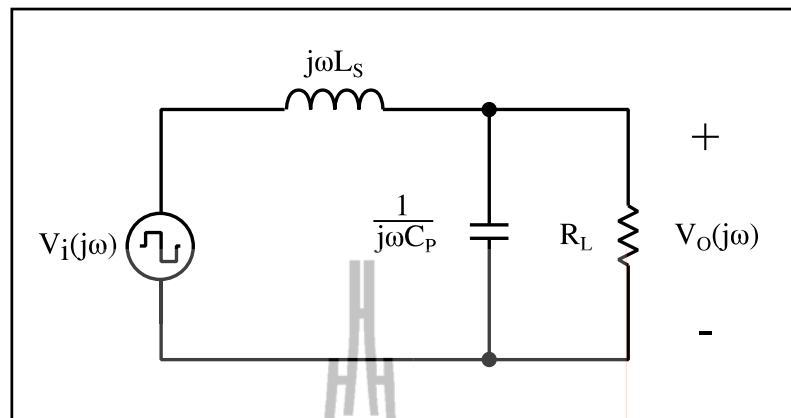


รูปที่ 2.11 กราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

จากกราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม พบว่าที่ความถี่ทำงานเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์มีอัตราขยายของแรงดันเท่ากับ 1 นั่นคือ ขนาดของแรงดันอินพุตเท่ากับขนาดของแรงดันเอาต์พุต และมีขนาดลดลงเมื่อเพิ่มหรือลดความถี่ทำงาน ซึ่งการตอบสนองของวงจรดังกล่าวจัดอยู่ในประเภทวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (band-pass filter)

2.4.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

โครงสร้างของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ L_s วางอนุกรมกับตัวเก็บประจุ C_p โดยมีโหลด R_L ต่อขนานกับ C_p ดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

จากวงจรในรูปที่ 2.12 สามารถพิจารณาผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรได้ดังนี้

$$V_i(j\omega) = I(j\omega) \left[j\omega L_s + \left(\frac{R_L}{j\omega C_p} \right) \left(R_L + \frac{1}{j\omega C_p} \right)^{-1} \right] \quad (2.8)$$

$$V_o(j\omega) = I(j\omega) \left(\frac{R_L}{j\omega C_p} \right) \left(R_L + \frac{1}{j\omega C_p} \right)^{-1} \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.8) และ (2.9) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานได้ตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.10)

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{1 - \omega^2 C_p L_s + \frac{j\omega L_s}{R_L}} \quad (2.10)$$

ความถี่เรโซแนนซ์แทนด้วย

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}} \quad (2.11)$$

ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานแทนด้วย

$$Q_p = \omega_p C_p R_L \quad (2.12)$$

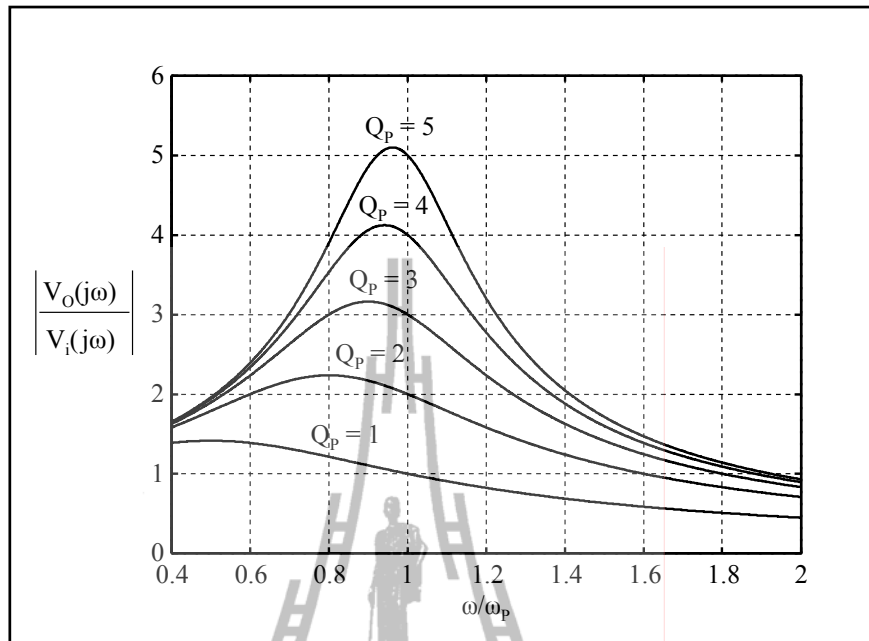
นำความสัมพันธ์ของ Q_p และ ω_p แทนลงในสมการที่ (2.10) อาจเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2 + \frac{j\omega}{\omega_p Q_p}} \quad (2.13)$$

เมื่อกำหนดให้ $\omega_n = \frac{\omega}{\omega_p}$ สามารถเขียนแสดงขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (2.14) ดังนี้

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega_n^2)^2 + \left(\frac{\omega_n}{Q_p}\right)^2}} \quad (2.14)$$

จากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.14) สามารถอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายของแรงดันกับความถี่ออร์มัลไลซ์ได้ดังกราฟในรูปที่ 2.13 โดยกำหนดค่าตัวประกอบคุณภาพ $Q_p = 1, 2, \dots, 5$



รูปที่ 2.13 กราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

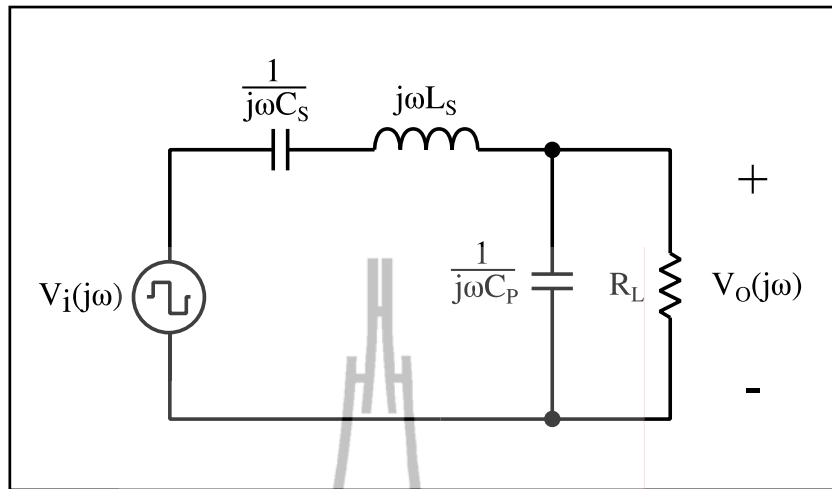
จากกราฟคุณลักษณะทางความถี่ดังรูปที่ 2.13 พบว่า แรงดันด้านเอาต์พุตมีขนาดเพิ่มขึ้นตามค่า Q_p และมีขนาดสูงสุดเมื่อความถี่ทำงานเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ และที่ความถี่ทำงานน้อยกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 1 เสมอ จากความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.14) เมื่อกำหนดให้ความถี่ทำงานเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ อาจเขียนแสดงขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (2.15)

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = Q_p \quad (2.15)$$

จากความสัมพันธ์ของ Q_p ดังสมการที่ (1.12) จะเห็นว่าค่า Q_p มีค่าแปรผันตรงกับค่าความต้านทานโหลด ดังนั้น เมื่อค่าความต้านทานโหลดเพิ่มขึ้นมีผลทำให้อัตราขยายแรงดันของวงจรเพิ่มขึ้นด้วย

2.4.3 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาน

โครงสร้างของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนานประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ L_s อนุกรมกับตัวเก็บประจุ C_s และ C_p โดยมีโหลด R_L ต่อขนานกับ C_p ดังแสดงในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาน

เนื่องจากวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนานเป็นโครงสร้างที่รวมวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานเข้าด้วยกัน ดังนั้นอาจเขียนแสดงความถี่เรโซแนนซ์ได้ดังสมการที่ (2.16)

$$\omega_r = \sqrt{\omega_s^2 + \omega_p^2} \quad (2.16)$$

จากวงจรในรูปที่ 2.14 สามารถพิจารณาผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนานได้ดังนี้

$$V_i(j\omega) = I(j\omega) \left[j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + \left(\frac{R_L}{j\omega C_p} \right) \left(R_L + \frac{1}{j\omega C_p} \right)^{-1} \right] \quad (2.17)$$

$$V_o(j\omega) = I(j\omega) \left(\frac{R_L}{j\omega C_p} \right) \left(R_L + \frac{1}{j\omega C_p} \right)^{-1} \quad (2.18)$$

จากสมการที่ (2.17) และ (2.18) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนานได้ดังนี้

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_s} - \omega^2 C_p L_s + j\omega L_s - \frac{j}{\omega C_s R_L}} \quad (2.19)$$

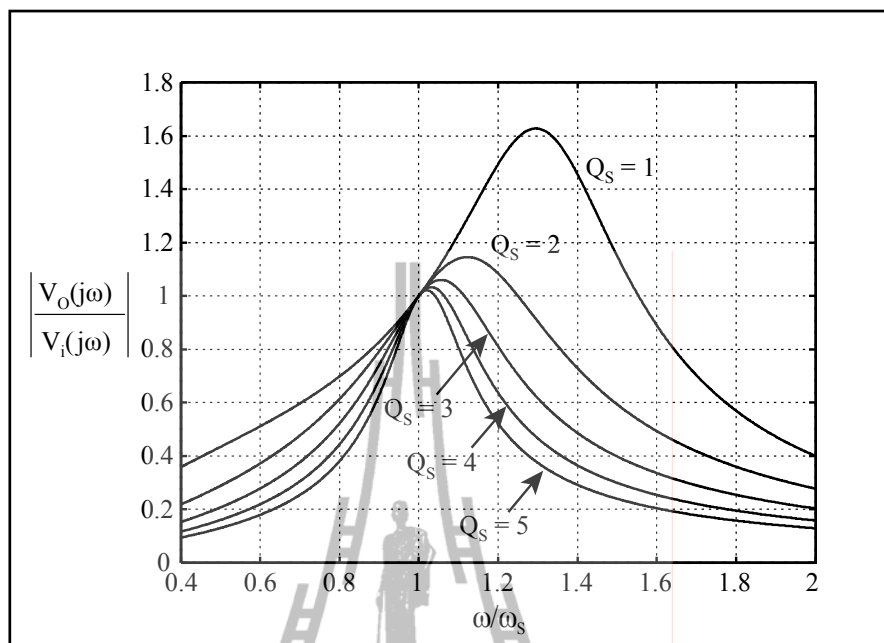
จากความถี่เรโซแนนซ์แบบอนุกรมและค่าตัวประกอบคุณภาพตามสมการที่ (2.4) และ (2.5) ตามลำดับ นำความสัมพันธ์ทั้งสองแทนลงในสมการที่ (2.19) อาจเขียนสมการฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_s} - \frac{C_p}{C_s} \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2 + jQ_s \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega}\right)} \quad (2.20)$$

กำหนดให้ $\omega_n = \frac{\omega}{\omega_s}$ และ $\alpha = \frac{C_p}{C_s}$ แทนลงในสมการที่ (2.20) สามารถเขียนแสดงขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรได้ดังสมการที่ (2.21)

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{[1 + \alpha(1 - \omega_n^2)]^2 + Q_s^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2}} \quad (2.21)$$

จากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.21) สามารถอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายของแรงดันกับความถี่นอร์มัลไลซ์ได้ดังกราฟในรูปที่ 2.15 โดยกำหนดให้ค่า $\alpha = 1$ และค่าตัวประกอบคุณภาพ $Q_s = 1, 2, \dots, 5$



รูปที่ 2.15 กราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาน ($\alpha = 1$)

จากกราฟในรูปที่ 2.15 พบว่าขนาดสูงสุดของฟังก์ชันถ่ายโอนอาจไม่เกิดขึ้นที่ค่า $\omega/\omega_s = 1$ ซึ่งต่างจากกรณีของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน จากสมการที่ (2.21) เมื่อกำหนดให้ความถี่ทำงานเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนมีค่าเท่ากับ 1 เสมอ และเมื่อพิจารณาที่ค่าความถี่ทำงานเท่ากับค่าความถี่เรโซแนนซ์ ($\omega = \omega_r$) อาจเขียนแสดงขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (2.22) ซึ่งมีขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนเท่ากับค่าตัวประกอบคุณภาพแบบขนาน

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \omega C_p R_L = Q_p \quad (2.22)$$

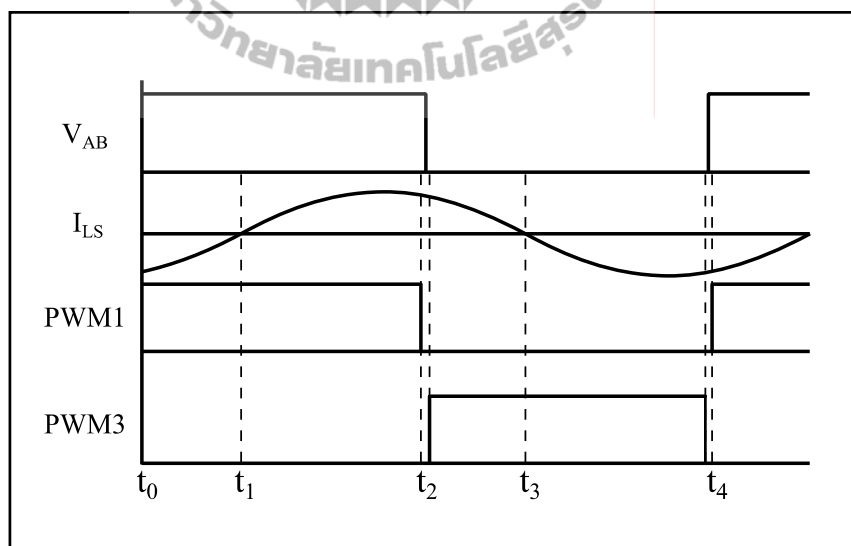
การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนานสำหรับวงจรปลาสต์อิล็กทรอนิกส์ อาจเลือกพิจารณาจากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.22) โดยการกำหนดขนาดของแรงดันด้านอินพุตและเอาต์พุต ซึ่งสัมพันธ์กับค่าแรงดันพิกัดของโหลดโซเดียมความดันสูง

จากที่ได้กล่าวมา พบว่าวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนานจะรวมคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานและแบบอนุกรมเข้าด้วยกัน ซึ่งขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนขึ้นอยู่กับค่าตัวประกอบคุณภาพโหลดแบบขนานและแบบอนุกรม ในกรณีที่วงจรเรโซแนนซ์ไม่มีโหลดหรือ

โพลีมีค่าความต้านทานสูงค่าตัวประกอบคุณภาพจะมีค่าสูงขึ้นตามค่าความต้านทาน ทำให้แรงดันด้านเอาต์พุตสูงขึ้นด้วย ดังนั้นอาจใช้คุณสมบัติดังกล่าวในการจุดหลอดโซเดียมความดันสูง สำหรับที่สถานะโพลีมีค่าความต้านทานต่ำหรือที่ค่าพิกัด วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนานทำหน้าที่เป็นตัวกรองแถบความถี่ผ่าน ซึ่งสามารถกำหนดอัตราขยายของวงจรโดยการปรับค่าความถี่ทำงานของวงจรสวิตช์ ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกศึกษาและออกแบบวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาน โดยพิจารณาจากคุณสมบัติของวงจรที่สามารถควบคุมขนาดของแรงดันเอาต์พุตได้ทั้งในสถานะมีโพลีและสถานะไร้โพลี

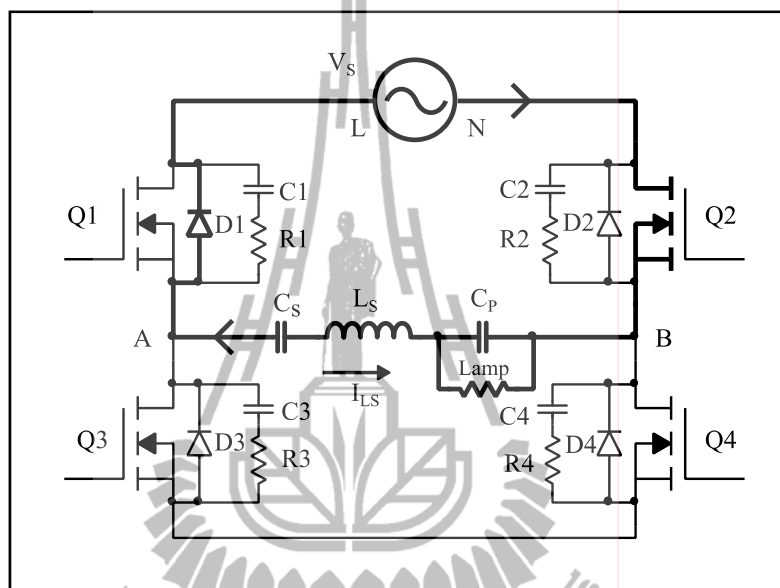
2.5 การทำงานของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ

วงจรขอปเปอร์กระแสสลับ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่รับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 Vrms ความถี่ 50 Hz จากแหล่งจ่าย เพื่อแปลงผันเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง จากนั้นส่งผ่านวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาน เพื่อจ่ายแรงดันและกระแสให้กับหลอด การทำงานของวงจรจะอธิบายการทำงานเฉพาะกรณีที่แรงดันแหล่งจ่ายมีทิศทางเป็นบวก เนื่องจากมีหลักการทำงานเหมือนกันกับกรณีที่แรงดันแหล่งจ่ายมีทิศทางเป็นลบ สามารถแบ่งการทำงานออกเป็น 4 ช่วงเวลา (Geraldo et al., 2005) ดังแสดงในรูปที่ 2.16



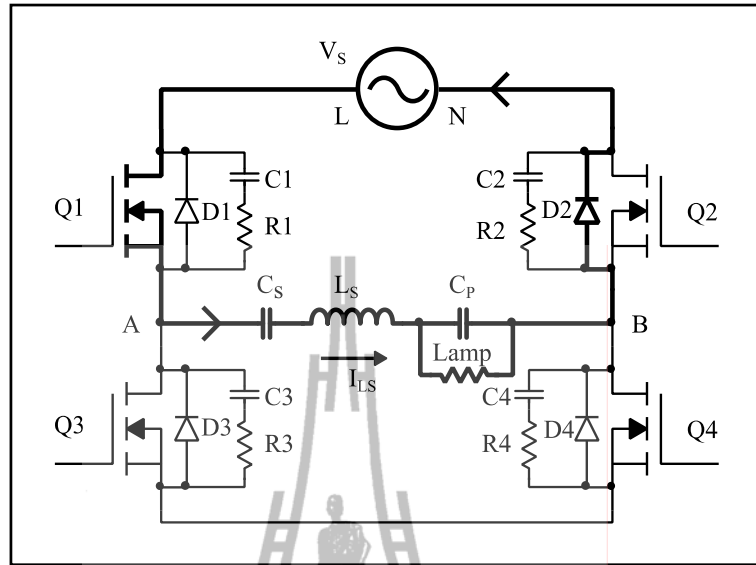
รูปที่ 2.16 วัฏจักรงานของวงจรบัลลาสต์อเล็กทรอนิกส์

ช่วงที่ 1: $[t_0, t_1]$ ช่วงเวลานี้มอสเฟตกำลัง Q1 Q2 และ Q4 นำกระแส ทำให้แรงดัน V_{AB} ในช่วงเวลานี้เท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายอินพุต กระแสของ I_{LS} มีขนาดลดลงจนเป็นศูนย์ที่เวลา t_1 แต่เนื่องจากทิศทางของกระแส I_{LS} มีทิศตรงข้ามกับแรงดัน V_{AB} ทำให้กระแสไหลคืบไหลผ่านไดโอด D1 และ มอสเฟตกำลัง Q2 ดังรูปที่ 2.17



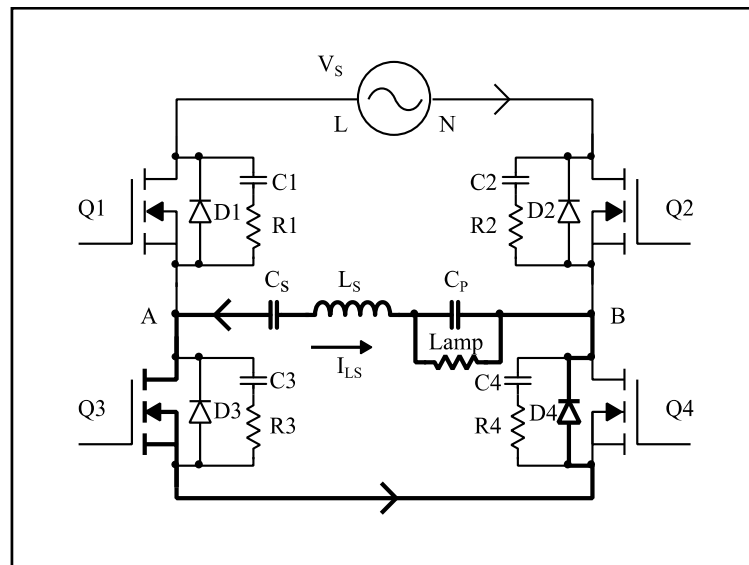
รูปที่ 2.17 การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับในช่วงที่ 1

ช่วงที่ 2: $[t_1, t_2]$ ช่วงเวลานี้มอสเฟตกำลัง Q1 Q2 และ Q4 นำกระแส ทำให้แรงดัน V_{AB} ในช่วงเวลานี้เท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเหมือนช่วงเวลาที่ 1 กระแสของ I_{LS} มีขนาดเพิ่มขึ้นและมีทิศทางเดียวกันกับแรงดัน V_{AB} ทำให้กระแสไหลคืบไหลผ่านไดโอด D2 และ มอสเฟตกำลัง Q1 ดังรูปที่ 2.18



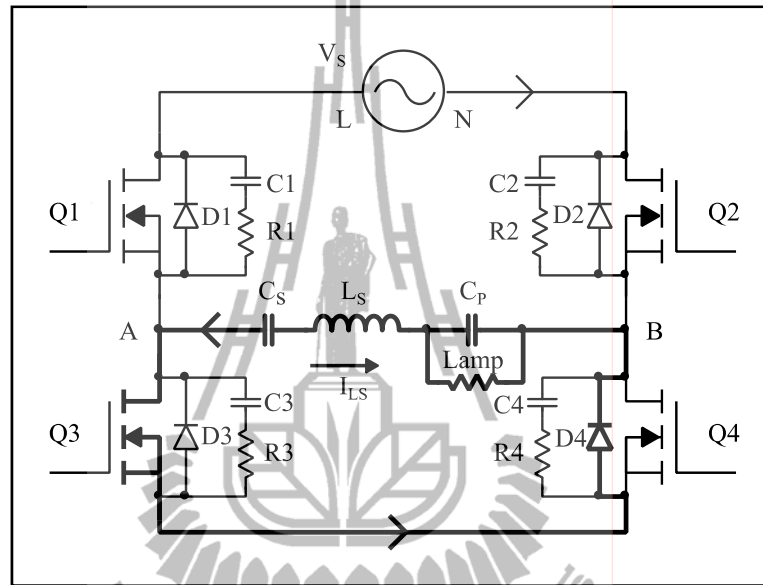
รูปที่ 2.18 การทำงานของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับในช่วงที่ 2

ช่วงที่ 3: $[t_2, t_3]$ ช่วงเวลานี้มอดเฟสกำลัง Q2 Q3 และ Q4 นำกระแส และ Q1 หยุดนำกระแส ทำให้แรงดัน V_{AB} ในช่วงเวลานี้เท่ากับศูนย์ กระแสของ I_{Ls} มีทิศทางเป็นบวก ทำให้กระแสไหลลัดไหลผ่านไดโอด D3 และ มอดเฟสกำลัง Q4 ดังรูปที่ 2.19 และมีขนาดลดลงจนเป็นศูนย์ที่เวลา t_3



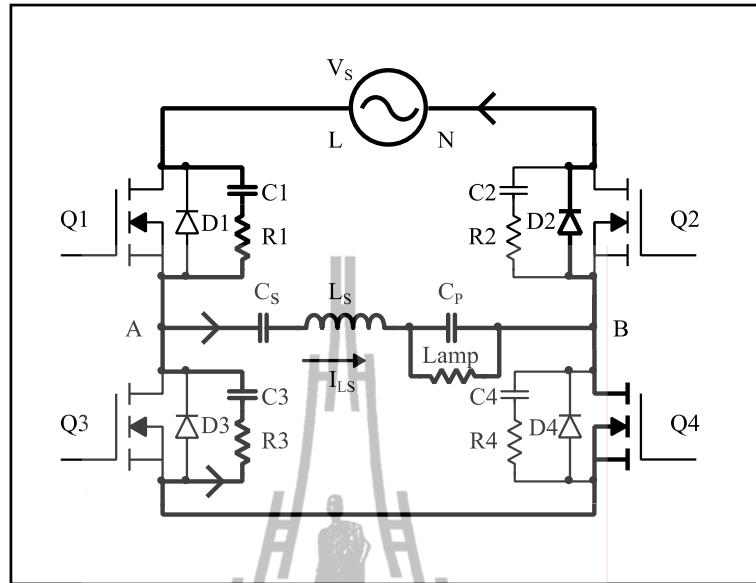
รูปที่ 2.19 การทำงานของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับในช่วงที่ 3

ช่วงที่ 4: [t_3, t_4] ช่วงเวลานี้มอสเฟตกำลัง Q2 Q3 และ Q4 นำกระแส และ Q1 หยุดนำกระแส ทำให้แรงดัน V_{AB} ในช่วงเวลานี้เท่ากับศูนย์เหมือนกับช่วงเวลาที่ 3 กระแสของ I_{LS} มีทิศทางเป็นลบ และมีขนาดเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสไหลผ่านไดโอด D4 และ มอสเฟตกำลัง Q3 ดังรูปที่ 2.20



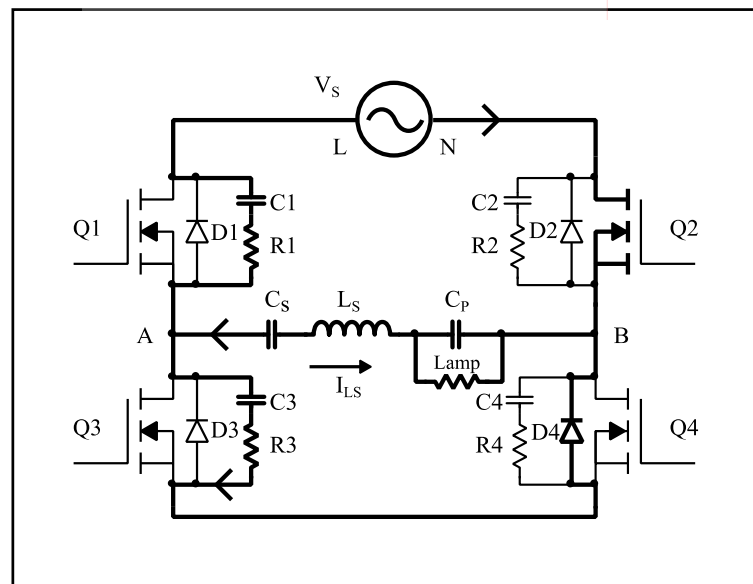
รูปที่ 2.20 การทำงานของวงจรซอปเปอร์กระแสสลับในช่วงที่ 4

ช่วงที่ 5: [t_2] ช่วงเวลานี้มอสเฟตกำลัง Q2 และ Q4 นำกระแส Q1 และ Q3 หยุดนำกระแส ทำให้แรงดัน V_{AB} ลดลงเป็นศูนย์ กระแสของ I_{LS} มีทิศทางเป็นบวก ทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอด D2 มอสเฟตกำลัง Q4 ตัวเก็บประจุ C1 และ C3 และ ตัวต้านทาน R1 และ R3 ดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 การทำงานของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับในช่วงที่ 5

ช่วงที่ 6: [t4] ช่วงเวลานี้มอดเฟสกำลัง Q2 และ Q4 นำกระแส Q1 และ Q3 หยุดนำกระแส ทำให้แรงดัน V_{AB} ลดลงเป็นศูนย์ กระแสของ I_{LS} มีทิศทางเป็นลบ ทำให้มีกระแสไหลผ่าน ไดโอด D4 มอดเฟสกำลัง Q2 ตัวเก็บประจุ C1 และ C3 และ ตัวต้านทาน R1 และ R3 ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 การทำงานของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับในช่วงที่ 6

2.6 สรุป

ในบทนี้กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยกล่าวถึงโครงสร้างของ วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ และบัลลาสต์ อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ เพื่อเปรียบเทียบ โครงสร้างของวงจรทั้ง 2 แบบ หลักการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูง คุณลักษณะของ วงจรเรโซแนนซ์แบบต่าง ๆ เพื่อพิจารณาเลือกใช้งานวงจรเรโซแนนซ์ที่มีคุณสมบัติเหมาะสมกับวงจร บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และนอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงการทำงานเบื้องต้นของวงจรชอปเปอร์ กระแสสลับสำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อเป็นความรู้พื้นฐานในการออกแบบวงจรบัลลาสต์ อิเล็กทรอนิกส์



บทที่ 3

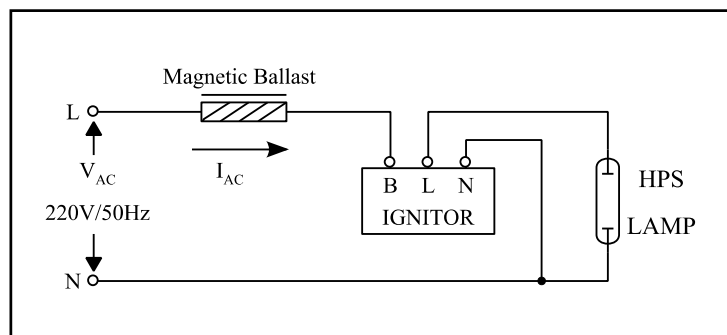
การออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง

3.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงการวิเคราะห์และการออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง โดยเริ่มจากการศึกษาการทำงานของบัลลาสต์แกนเหล็กสำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่ใช้งานอยู่ในปัจจุบัน ศึกษาพิกัดกระแสและแรงดันของหลอด ทั้งในสภาวะจุดหลอดและสภาวะคงตัว และได้นำเสนอการออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง ทั้งที่เป็นวงจรกำลังและวงจรควบคุม ได้แก่ วงจรเรโซแนนซ์ วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ และวงจรกรองความถี่ด้านอินพุต พร้อมทั้งผลการทดสอบการทำงานของวงจรส่วนต่าง ๆ และการประเมินค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกที่แหล่งจ่ายของวงจรตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 และ IEC 1000-3-2

3.2 การใช้งานหลอดโซเดียมความดันสูงร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็ก

การออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จำเป็นต้องเข้าใจถึงโครงสร้างและการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูงที่ใช้งานร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็ก เพื่อให้ทราบลักษณะการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูง ข้อมูลทางไฟฟ้า และความสว่างของหลอด ซึ่งเป็นข้อมูลพื้นฐานสำหรับการออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้พิจารณาเลือกใช้หลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 150 W แสดงวงจรการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูงดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แผนผังการต่อวงจรหลอดโซเดียมความดันสูงร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็ก

การทดสอบการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูงร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็กและวงจรจุดหลอดหรืออินิเตอร์ มีผลการทดสอบดังแสดงในภาคผนวก ก พบว่า ในช่วงจุดหลอดวงจรจุดหลอดหรืออินิเตอร์ได้สร้างแรงดันสูงประมาณ 4080 V เพื่อให้ก๊าซภายในหลอดเกิดการแตกตัว ซึ่งใช้เวลาประมาณ 1 μ s จากนั้นแรงดันที่หลอดลดทันทีเมื่อหลอดจุดติด ในช่วงเริ่มจุดหลอดและหลอดเริ่มเปล่งแสง มีขนาดของกระแสและแรงดันที่หลอดประมาณ 2.40 Arms และ 21 Vrms ตามลำดับ หลังจากนั้นแรงดันคร่อมหลอดมีขนาดสูงขึ้นเรื่อย ๆ จนเข้าสู่สภาวะคงตัว ซึ่งใช้เวลาประมาณ 7-8 นาที จากการทดสอบที่สภาวะคงตัวมีขนาดของกระแสและแรงดันที่หลอดประมาณ 1.79 Arms และ 102 Vrms ตามลำดับ

จากผลการทดสอบอาจกล่าวได้ว่าในช่วงก่อนจุดหลอดติดหรือก่อนที่หลอดเริ่มเปล่งแสงภายในหลอดอาร์คมีค่าความต้านทานสูง ซึ่งไม่นำกระแสในช่วงแรงดันปกติ ต้องใช้แรงดันสูงเพื่อให้ก๊าซภายในหลอดอาร์คเกิดการแตกตัวและเริ่มนำกระแส และหลังจากที่หลอดเริ่มเปล่งแสงความต้านทานภายในหลอดอาร์คมีค่าลดลงทันที ซึ่งสามารถคำนวณค่าความต้านทานของหลอดขณะที่หลอดเริ่มเปล่งแสงได้ดังนี้

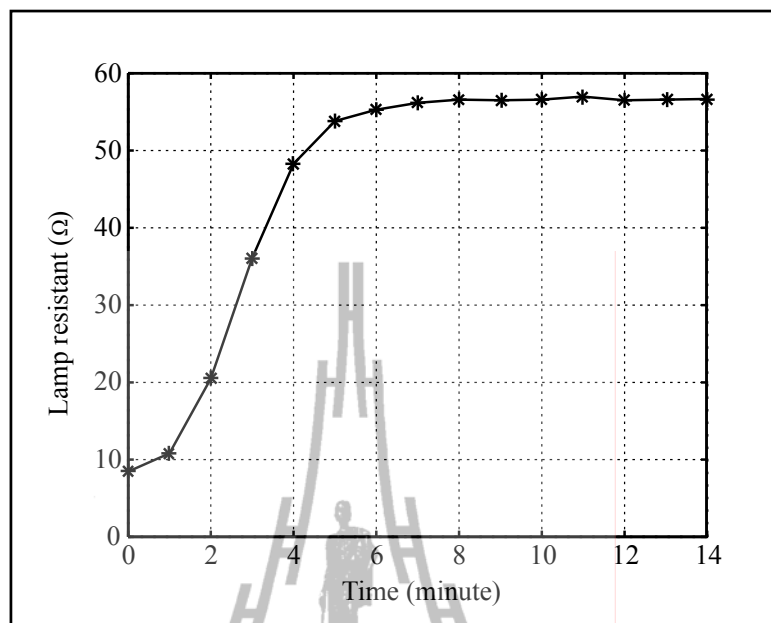
$$R_{LAMP} = \frac{V_{LAMP}}{I_{LAMP}} \quad (3.1)$$

$$R_{LAMP} = \frac{21}{2.40} = 8.75 \Omega$$

จากนั้นแรงดันที่หลอดค่อย ๆ สูงขึ้นจนเริ่มคงที่เมื่อเข้าสู่สภาวะคงตัว สามารถคำนวณค่าความต้านทานของหลอดที่สภาวะคงตัวได้ดังนี้

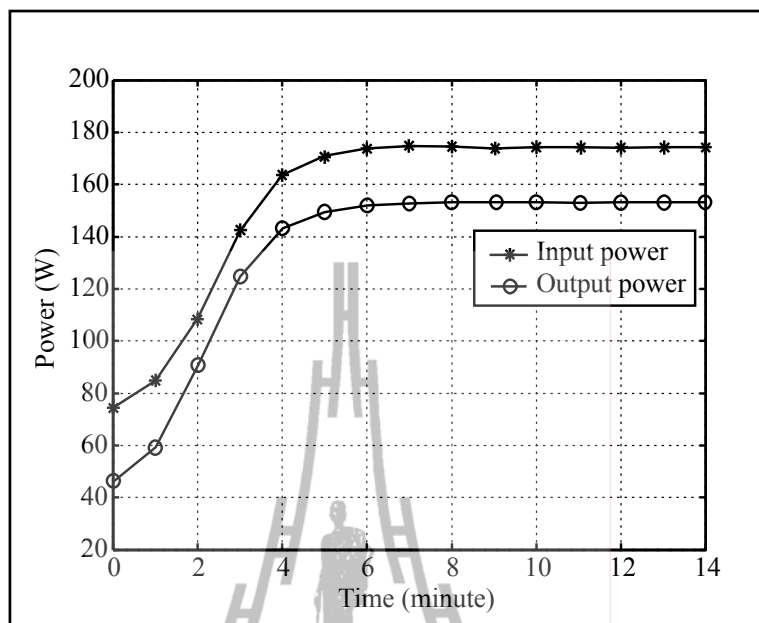
$$R_{LAMP} = \frac{102}{1.79} = 56.9 \Omega$$

จากผลการทดสอบสามารถอธิบายการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของหลอดหลังจากที่หลอดเริ่มเปล่งแสงที่ช่วงเวลาต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 3.2 ซึ่งพบว่า ความต้านทานของหลอดมีค่าต่ำสุดขณะที่หลอดเริ่มเปล่งแสง จากนั้นมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เมื่อเวลาผ่านไปประมาณ 7-8 นาที



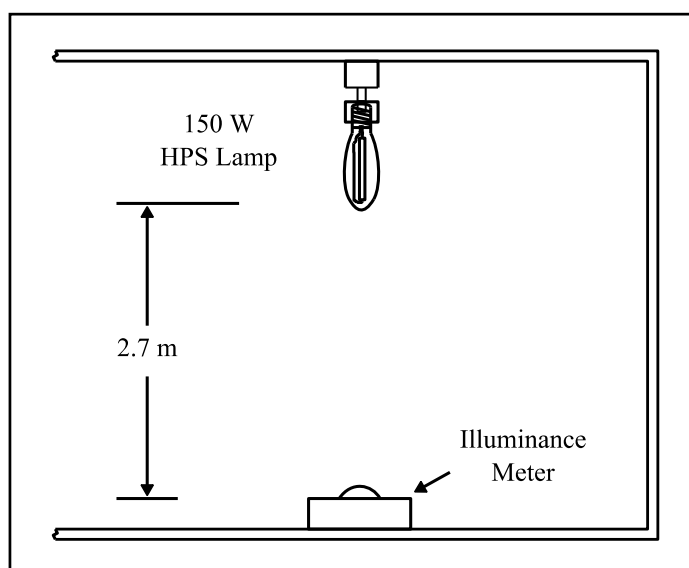
รูปที่ 3.2 การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของหลอดหลังการจุดหลอดที่ช่วงเวลาต่าง ๆ

เมื่อพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าที่หลอด โชนิคเคียมความดันสูง พบว่า ในช่วงที่หลอดเริ่มเปล่งแสง มีกำลังไฟฟ้าที่หลอดประมาณ 44 W แล้วเพิ่มขึ้นจนเริ่มคงที่ประมาณ 153 W เมื่อเข้าสู่สภาวะคงตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.3 มีค่ากำลังไฟฟ้าต้านแหล่งจ่ายประมาณ 175 W สามารถคำนวณค่าประสิทธิภาพของวงจรได้เท่ากับ 87.4% เมื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังไฟฟ้าที่หลอดและกำลังไฟฟ้าต้านแหล่งจ่าย พบว่า เส้นกราฟการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังไฟฟ้ามียลักษณะคล้ายกับเส้นกราฟการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของหลอด โดยมีค่ากำลังไฟฟ้าต่ำสุดในช่วงที่หลอดเริ่มเปล่งแสง จากนั้นมีค่าเพิ่มขึ้นและเริ่มคงที่เมื่อเข้าสู่สภาวะคงตัว ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่า กำลังไฟฟ้าที่หลอดมีค่าแปรผันตรงกับค่าความต้านทานของหลอด



รูปที่ 3.3 การเปลี่ยนแปลงค่ากำลังไฟฟ้าของวงจรบัลลาสต์แกนเหล็กหลังการจุดหลอด

นอกจากนี้ยังได้ทำการเก็บข้อมูลความส่องสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูง ทำการวัดความสว่างด้วยเครื่องวัดแสง (illuminance meter) ยี่ห้อ MINOLTA รุ่น T-10 ทดสอบในห้องดำทึบแสง โดยจัดวางเครื่องมือวัดห่างจากหลอด 2.7 เมตร ในแนวตั้ง ดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 การทดสอบความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูง

สามารถคำนวณค่าความเข้มการส่องสว่างของหลอดได้จากความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.2) ดังนี้

$$E = \frac{I}{h^2} \quad (3.2)$$

- เมื่อ E คือ ค่าความสว่าง (lx)
 I คือ ค่าความเข้มการส่องสว่าง (cd)
 h คือ ระยะห่างจากหลอดในแนวระดิ่ง (m)

จากการทดสอบค่าความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูงที่สภาวะคงตัว มีค่าความสว่างประมาณ 168 lx สามารถคำนวณค่าความเข้มการส่องสว่างได้ดังนี้

$$168 = \frac{I}{2.7^2}$$

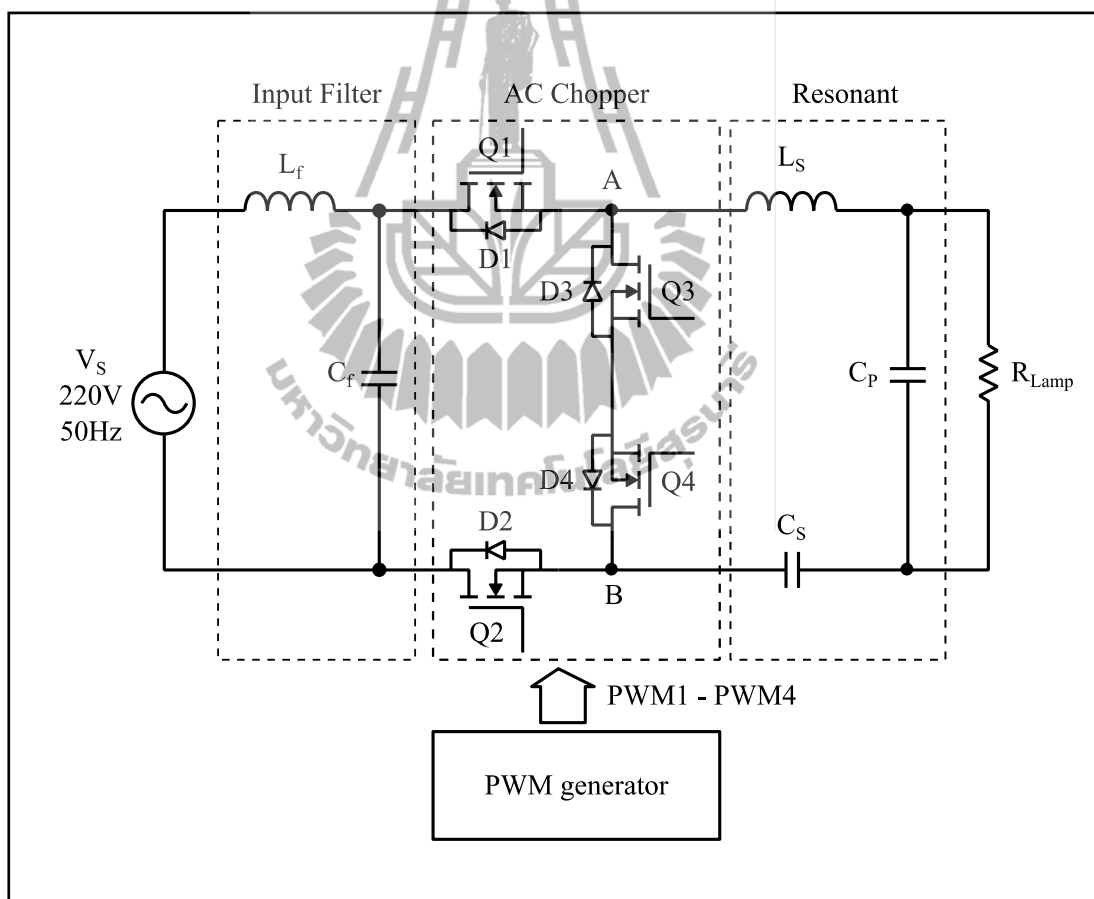
$$I = 168 \times 2.7^2 = 1225 \text{ cd}$$

จากความสัมพันธ์ของความเข้มการส่องสว่าง 1 cd มีค่าเท่ากับความส่องสว่าง 12.57 lm (ชาญศักดิ์ อภัยนิพัฒน์, 2542) ดังนั้น ความเข้มการส่องสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 150 W (จากการทดสอบหลอดมีกำลังไฟฟ้าประมาณ 153 W) มีค่าความส่องสว่างประมาณ 15395 lm สามารถคำนวณค่าประสิทธิภาพการส่องสว่าง (luminous efficacy) ได้ประมาณ 101 lm/W ซึ่งใกล้เคียงกับข้อมูลของผู้ผลิตที่ระบุไว้เท่ากับ 98 lm/W

3.3 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เหมือนกันกับบัลลาสต์แกนเหล็ก ซึ่งรวมตัวจุดหลอดเข้าไปด้วย มีลักษณะของวงจรเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกศึกษาวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ โครงสร้างหลักของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบ่งออกเป็น 3 ส่วน ได้แก่ วงจรกรองความถี่ต้านอินพุต วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ และวงจรเรโซแนนซ์ (Geraldo et al., 2005) ดังแสดงในรูปที่ 3.4 วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์รับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส แรงดัน 220 V_{rms} ความถี่ 50 Hz จากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ผ่านวงจรกรองความถี่และวงจรชอปเปอร์

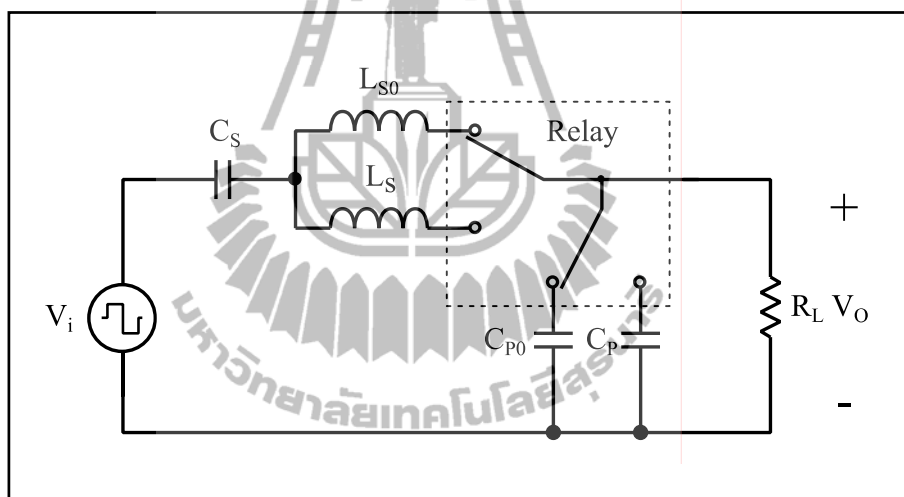
กระแสสลับ เพื่อสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่สูง โดยทั่วไปความถี่ใช้งานของ วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์อยู่ระหว่าง 25-100 kHz เพื่อให้ขนาดของอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์มีขนาดเล็ก สัญญาณแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงถูกส่งผ่านไปยังวงจรเรโซแนนซ์ ซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ เพื่อใช้ในการจุดหลอดและจ่ายกำลังไฟให้หลอดในสภาวะคงตัว การควบคุมการทำงานของวงจร ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F103C8 ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลังในวงจรชอปเปอร์ กระแสสลับ และควบคุมการทำงานของรีเลย์ในวงจรเรโซแนนซ์ เพื่อสับเปลี่ยนวงจรสำหรับการทำงานที่สภาวะต่างๆ



รูปที่ 3.5 โครงสร้างวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง

3.4 การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์

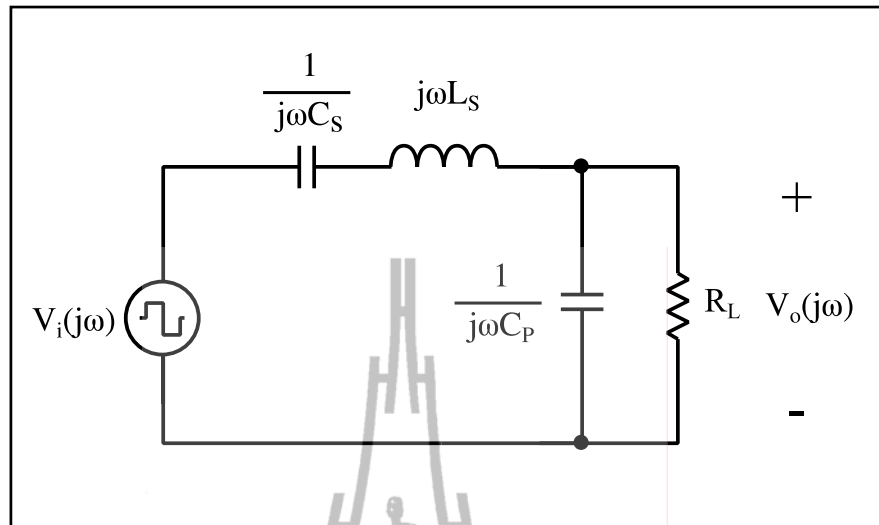
งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษาและออกแบบวงจรเรโซแนนซ์ มีโครงสร้างเป็น วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาน ทำหน้าที่ควบคุมปริมาณกระแสและแรงดันที่จ่ายไปยังโหลด แบ่งโครงสร้างการทำงานของวงจรออกเป็น 2 ส่วน ได้แก่ วงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดโหลด และ วงจรเรโซแนนซ์สำหรับการทำงานที่สถานะคงตัว โดยอาศัยรีเลย์ทำหน้าที่สับเปลี่ยนวงจร สำหรับ วงจรในช่วงจุดโหลดมีโครงสร้างประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C_s ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_{s0} และ ตัวเก็บประจุ C_{p0} โดยมีโหลด R_L ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_{p0} ส่วนวงจรสำหรับช่วงสถานะคงตัว ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C_s ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_s และตัวเก็บประจุ C_p โดยมีโหลด R_L ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_p ดังแสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรรวมของวงจรเรโซแนนซ์

3.4.1 วงจรเรโซแนนซ์สำหรับการทำงานที่สถานะคงตัว

วงจรเรโซแนนซ์สำหรับการทำงานที่สถานะคงตัวเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ส่งผ่าน กำลังไฟฟ้าความถี่สูงจากวงจรขอปเปอร์กระแสสลับไปยังโหลดหลังจากที่โหลดเริ่มเปล่งแสง โดยการควบคุมปริมาณของกระแสและแรงดันให้เหมาะสมในแต่ละช่วงเวลาของการทำงาน ซึ่งมี ค่าคงที่เมื่อโหลดเข้าสู่สถานะคงตัว



รูปที่ 3.7 วงจรเรโซแนนซ์สำหรับการทำงานที่สภาวะคงตัว

จากวงจรเรโซแนนซ์ในรูปที่ 3.7 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรได้ดังสมการที่ (3.3)

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_s} - \omega^2 C_p L_s + \frac{j\omega L_s}{R_L} - \frac{j}{\omega C_s R_L}} \quad (3.3)$$

ความถี่ธรรมชาติที่ไม่มีการหน่วงของวงจร (undamped natural frequency) แทนด้วย

$$\omega_N = \frac{1}{\sqrt{L_s \frac{C_s C_p}{C_s + C_p}}} \quad (3.4)$$

และค่าตัวประกอบคุณภาพโพลด์แบบอนุกรมที่ความถี่ ω_N แทนด้วย

$$Q_s = \frac{\omega_N L_s}{R_L} \quad (3.5)$$

จากสมการตัวประกอบคุณภาพโพลด เมื่อกำหนดให้ $\omega = \omega_N$ สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของตัวเหนี่ยวนำ L_S ได้ดังนี้

$$L_S = \frac{Q_S R_L}{\omega_N} \quad (3.6)$$

และจากสมการที่ (3.4) สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของ C_S ได้ดังนี้

$$C_S = \frac{C_P}{\omega_N^2 L_S C_P - 1} \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.6) และ (3.7) ทำการแทนในสมการที่ (3.3) อาจเขียนสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเรโซแนนซ์ได้ดังนี้

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{1 - \omega_N^2 C_P L_S}{\omega_N^2 C_P L_S - 1} + \frac{j\omega_N L_S}{R_L} - \frac{j}{\omega_N C_S R_L}} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.8) สามารถเขียนสมการขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (3.9)

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \omega_N C_P R_L \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.9) สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของ C_P ได้ดังสมการที่ (3.10)

$$C_P = \frac{1}{\omega_N R_L} \left| \frac{V_i(j\omega)}{V_o(j\omega)} \right| \quad (3.10)$$

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบวงจรเรโซแนนซ์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 150 W ได้เลือกใช้พิกัดของหลอดตามข้อมูลของผู้ผลิต ซึ่งมีขนาดพิกัดกระแส

และแรงดันของโหลดเท่ากับ 1.8 Arms และ 100 Vrms ตามลำดับ ในขั้นตอนการออกแบบได้แทนโหลดโซเดียมความดันสูงด้วยตัวต้านทานขนาด 55 Ω กำหนดแรงดันอินพุตของวงจรโซเนนซ์เท่ากับ 110 Vrms และกำหนดความถี่ทำงานของสวิตช์เท่ากับ 60 kHz การออกแบบได้พิจารณาวงจรโซเนนซ์ที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพ Q_s ในช่วง 1.0-6.0 จากสมการที่ (3.10) สามารถคำนวณค่าตัวเก็บประจุ C_p ได้ดังนี้

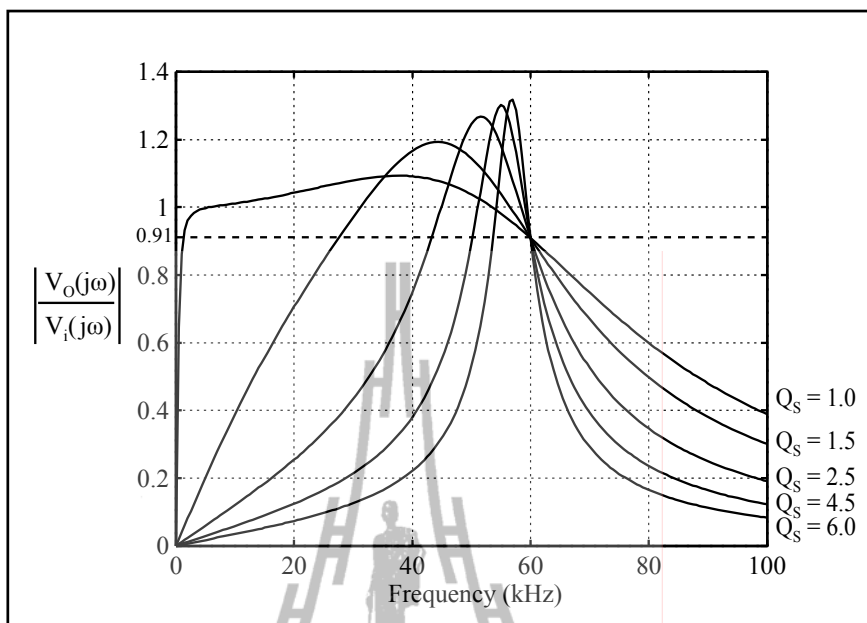
$$C_p = \frac{1}{(2\pi \times 60 \times 10^3)(55)} \left(\frac{100}{110} \right) = 43.84 \times 10^{-9} \text{ nF}$$

จากนั้นทำการคำนวณค่าของตัวเหนี่ยวนำ L_s และตัวเก็บประจุ C_s โดยอาศัยความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.6) และ (3.7) ตามลำดับ สามารถแสดงผลการคำนวณค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ในวงจรโซเนนซ์ดังตารางที่ 3.1 ดังนี้

ตารางที่ 3.1 ผลการคำนวณค่าของอุปกรณ์ในวงจรโซเนนซ์

Q_s	L_s (μF)	C_s (nF)	C_p (nF)
1.0	161.9	4875.9	43.84
1.5	218.8	120.6	43.84
2.5	364.7	34.5	43.84
4.0	583.6	16.6	43.84
6.0	875.4	9.8	43.84

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรโซเนนซ์ตามสมการที่ (3.3) และค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ที่แสดงในตารางที่ 3.1 สามารถวาดกราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรโซเนนซ์ได้ดังรูปที่ 3.8

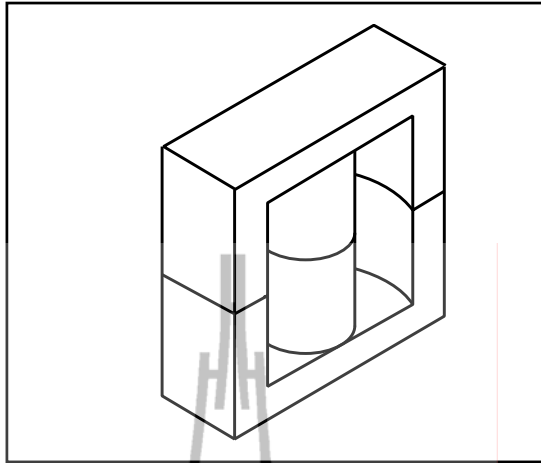


รูปที่ 3.8 กราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์

จากกราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์ในรูปที่ 3.8 พบว่าที่ความถี่ทำงานเท่ากับ 60 kHz มีอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าเท่ากับทุกค่าของ Q_s ดังนั้น การเลือกค่า Q_s ของวงจรเรโซแนนซ์จึงไม่มีผลต่อกำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านไปยังโหลด แต่ในทางปฏิบัติวงจรมีการสูญเสียกำลังไฟฟ้าอันเนื่องมาจากค่าความต้านทานของอุปกรณ์ในวงจร เช่น ความต้านทานของมอเตอร์กำลัง ค่าความต้านทานอนุกรม (equivalent series resistance, ESR) ของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้น การออกแบบจำเป็นต้องนำค่าความต้านทานเหล่านี้มาพิจารณาด้วย เพื่อให้สามารถเลือกใช้วงจรที่เหมาะสม และสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้ใกล้เคียงกับค่าพิกัดที่กำหนด

3.4.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำสำหรับวงจรเรโซแนนซ์ที่สถานะคงตัว

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ชนิด ETD สำหรับตัวเหนี่ยวนำในวงจรเรโซแนนซ์ที่สถานะคงตัว โดยเลือกพิจารณาแกน ETD 39-ETD 49 ซึ่งเป็นแกนที่มีขนาดพิกัดการใช้งานที่ปลอดภัยในช่วงกำลังไฟฟ้า 200-500 W (สุวัฒน์ คั่น, 2537) เพื่อไม่ให้เกิดการอิ่มตัวของเส้นแรงแม่เหล็ก โดยใช้ค่าผลคูณพื้นที่ (area product) ในการพิจารณาเลือกขนาดแกนหม้อแปลงความถี่สูง



รูปที่ 3.9 ลักษณะของแกนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงชนิด ETD

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำสำหรับวงจรเรโซแนนซ์ที่สภาวะคงตัว พิจารณาจากค่าของตัวเหนี่ยวนำ L_s ตามตารางที่ 3.1 มีขั้นตอนการออกแบบดังนี้ (Robert, 1997)

ขั้นตอนที่ 1 คำนวณกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดลวดตัวเหนี่ยวนำ สามารถคำนวณได้จากค่ากระแสต้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์ดังนี้

$$I_i(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{\left(\frac{R_L}{j\omega C_p}\right) \left(R_L + \frac{1}{j\omega C_p}\right)} \quad (3.11)$$

$$|I_i(j\omega)| = \frac{V_o(j\omega) \sqrt{(\omega C_p R_L)^2 + 1}}{R_L} \quad (3.12)$$

การออกแบบกำหนดให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรโซแนนซ์เท่ากับ 100 Vrms ความถี่ทำงานเท่ากับ 60 kHz ตัวเก็บประจุ C_p เท่ากับ 43.84 nF และโหลด R_L เท่ากับ 55 Ω สามารถคำนวณกระแสอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์ได้ดังนี้

$$I_i = \frac{100 \sqrt{\left[(2 \times \pi \times 60 \times 10^3)(43.84 \times 10^{-9})(55)\right]^2 + 1}}{55} = 2.46 \text{ Arms}$$

กำหนดให้ค่ากระแสพิคัดของขดลวดเหนี่ยวนำเท่ากับ 3.0 Arms ซึ่งมากกว่าค่ากระแสพิคัดด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์ประมาณ 1.2 เท่า สามารถประมาณค่ากระแสพิคัดสูงสุดของขดลวดเหนี่ยวนำได้ตามสมการที่ (3.13)

$$I_m = 2 \times I_{LS} \quad (3.13)$$

เมื่อ I_m คือ กระแสพิคัดสูงสุดของขดลวดเหนี่ยวนำ
 I_{LS} คือ กระแสพิคัดของขดลวดเหนี่ยวนำ (Arms)

สามารถประมาณค่ากระแสพิคัดสูงสุดของขดลวดเหนี่ยวนำดังนี้

$$I_m = 2(3.0) = 6.0 \text{ A}$$

ขั้นตอนที่ 2 กำหนดพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำ ตามสมการที่ (3.14)

$$E = \frac{L_s I_m^2}{2} \quad (3.14)$$

เมื่อ E คือ พลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำ (J)

จากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.14) สามารถแสดงผลการคำนวณค่าพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำได้ดังตารางที่ 3.2 ดังนี้

ตารางที่ 3.2 ผลการคำนวณค่าพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำ

Q_s	L_s (μH)	E (J)
1.0	161.9	0.0032
1.5	218.8	0.0039
2.5	364.7	0.0066
4.0	583.6	0.0105
6.0	878.4	0.0158

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณผลคูณพื้นที่ เพื่อใช้ในการเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ สามารถคำนวณได้ตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.15)

$$A_p = A_w \times A_c = \frac{2E}{K_w JB_m} \quad (3.15)$$

- เมื่อ A_p คือ ผลคูณพื้นที่ (cm^4)
 A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (core area) (cm^2)
 A_w คือ พื้นที่หน้าตัดภายในกรอบที่ว่างของแกน (window area) (cm^2)
 K_w คือ ตัวประกอบการใช้ประโยชน์วินโดว์ (window utilization factor)
 J คือ ความหนาแน่นกระแส (A/cm^2)

ปกติแกนเฟอร์ไรต์มีค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กอิ่มตัวประมาณ 0.3 Tesla ดังนั้น เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของเส้นแรงแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ การออกแบบจึงกำหนดให้ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดเท่ากับ 0.25 Tesla และเนื่องจากลวดทองแดงประกอบด้วยส่วนที่เป็นตัวนำและส่วนที่เป็นฉนวน ดังนั้นต้องชดเชยส่วนที่เป็นฉนวนด้วยตัวปรับคูณ K_w ซึ่งกำหนดค่าเท่ากับ 0.6 และกำหนดความหนาแน่นกระแสในขดลวดเท่ากับ $4.0 \text{ A}/\text{mm}^2$ โดยทั่วไปกำหนดไว้ที่ $3.5\text{-}5 \text{ A}/\text{mm}^2$ (วิระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒเพ็ช ธาราธิรเศรษฐ์, 2554) จากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.15) สามารถคำนวณผลคูณพื้นที่ของตัวเหนี่ยวนำเพื่อใช้สำหรับเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ ตามตารางที่ ข.1 ในภาคผนวก ข โดยเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่มีค่าผลคูณพื้นที่มากกว่าค่าที่คำนวณได้ แสดงผลการคำนวณผลคูณพื้นที่ของตัวเหนี่ยวนำและการเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ได้ดังตารางที่ 3.3 ดังนี้

ตารางที่ 3.3 ผลการคำนวณผลคูณพื้นที่และการเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์

Q_s	L_s (μH)	A_p (cm^4)	ชนิดของแกน
1.0	161.9	1.0506	ETD 34
1.5	218.8	1.3002	ETD 39
2.5	364.7	2.1882	ETD 44
4.0	583.6	3.5316	ETD 44
6.0	878.4	5.2524	ETD 49

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณขนาดของลวดทองแดง โดยพิจารณาจากความหนาแน่นของกระแสในลวดตัวนำ ดังสมการที่ (3.16)

$$a_{\text{wire,t}} = \frac{I_{\text{LS}}}{J} \quad (3.16)$$

เมื่อ $a_{\text{wire,t}}$ คือ พื้นที่หน้าตัดรวมของลวดตัวนำ (mm^2)

J คือ ความหนาแน่นกระแส (A/mm^2)

สามารถคำนวณขนาดของพื้นที่รวมของลวดทองแดงได้ดังนี้

$$a_{\text{wire,t}} = \frac{3.0}{4.0} = 0.75 \text{ mm}^2$$

เนื่องจากสัญญาณกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเป็นกระแสไฟฟ้าความถี่สูง ต้องพิจารณาการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในลวดทองแดงที่เกิดจากผลของกระแสไหลเฉพาะที่ผิว หรือปรากฏการณ์ทางผิว (skin effect) โดยเลือกใช้ลวดทองแดงที่มีขนาดรัศมีน้อยกว่าหรือเท่ากับความหนาผิวนำกระแสของลวดตัวนำ (skin depth) (วีระเชษฐ ชันเงิน และ วุฒพล ชาราธิร์เศรษฐ์, 2554) สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (3.17)

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{f_s}} \quad (3.17)$$

เมื่อ δ คือ ความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง (mm)

f_s คือ ความถี่ของสัญญาณ (Hz)

เลือกตัวนำเป็นลวดทองแดง และกำหนดค่าความถี่สูงสุดของสัญญาณเท่ากับ 80 kHz สามารถคำนวณค่าความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดงได้ดังนี้

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{80 \times 10^3}} = 0.265 \text{ mm}$$

จากค่าความหนาผิวหน้ากระแสน้ำของลวดทองแดง สามารถคำนวณหาขนาดพื้นที่หน้าตัดของตัวนำที่ไม่ทำให้เกิดปรากฏการณ์ทางผิวได้ดังสมการที่ (3.18)

$$a_{\text{wire}} = \pi \times \delta^2 \quad (3.18)$$

เมื่อ a_{wire} คือ พื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำ (mm^2)

สามารถคำนวณพื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดงได้ดังนี้

$$a_{\text{wire}} = (3.1416)(0.265)^2 = 0.1963 \text{ mm}^2$$

ดังนั้น เลือกใช้ตัวนำลวดทองแดงเบอร์ 25 ซึ่งมีขนาดพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 0.1647 mm^2 ใช้การตีเกลียวหรือตีขานนเส้นลวดทองแดงเพื่อเพิ่มพื้นที่หน้าตัดของตัวนำ สามารถคำนวณจำนวนเส้นลวดทองแดงได้ตามสมการที่ (3.19)

$$S_n = \frac{a_{\text{wire,t}}}{a_{\text{wire}}} \quad (3.19)$$

เมื่อ S_n คือ จำนวนสายควบของลวดตัวนำ

สามารถคำนวณจำนวนเส้นขานนของลวดทองแดงได้ดังนี้

$$S_n = \frac{0.75}{0.1647} = 4.55$$

ดังนั้น เลือกใช้ลวดทองแดงตีขานนจำนวน 5 เส้น ทำให้ได้พื้นที่หน้าตัดรวมของลวดทองแดงเท่ากับ 0.8235 mm^2

ขั้นตอนที่ 5 คำนวณจำนวนรอบของขดลวด และช่องอากาศ (air gap) เพื่อป้องกันการอ้อมตัวของเส้นแรงแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ ซึ่งสามารถคำนวณจำนวนรอบของขดลวดได้ดังสมการที่ (3.20)

$$N = \frac{L_s I_m}{B_m A_c} \quad (3.20)$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดลวด
 A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (core area) (m^2)

ระยะห่างช่องอากาศของแกนเฟอร์ไรต์สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.21)

$$l_g = \frac{\mu_0 N^2 A_c}{L_s} \quad (3.21)$$

เมื่อ l_g คือ ระยะห่างช่องอากาศ (m)
 μ_0 คือ ค่าความซึมซาบของอากาศเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ H/m

ขั้นตอนที่ 6 คำนวณความต้านทานของลวดตัวนำ สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.22) ดังนี้

$$R_{LS} = \frac{\rho \times l_c}{a_{\text{wire}} \times S_n} \quad (3.22)$$

เมื่อ R_{LS} คือ ความต้านทานของขดลวดตัวนำ (Ω)
 ρ คือ สภาพความต้านทานของลวดตัวนำ ($\Omega.m$)
 l_c คือ ความยาวของลวดตัวนำ (m)

ลวดทองแดงมีค่าสภาพความต้านทานประมาณ 1.724×10^{-8} $\Omega.m$ และความยาวของลวดตัวนำขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของการพัน ซึ่งความยาวการพันในแต่ละรอบสามารถประมาณได้จากค่าความยาวรอบเฉลี่ย (mean length per turn, MLT) ของแกนที่เลือกใช้ สามารถคำนวณความยาวของลวดตัวนำได้ดังสมการที่ (3.23)

$$l_c = N \times MLT \quad (3.23)$$

เมื่อ MLT คือ ความยาวรอบเฉลี่ยของแกน (m)

จากสมการที่ (3.22) และ (3.23) อาจเขียนสมการความต้านทานของขดลวดได้ดังสมการที่ (3.24)

$$R_{LS} = \frac{\rho \times MLT \times N}{a_{\text{wire}} \times S_n} \quad (3.24)$$

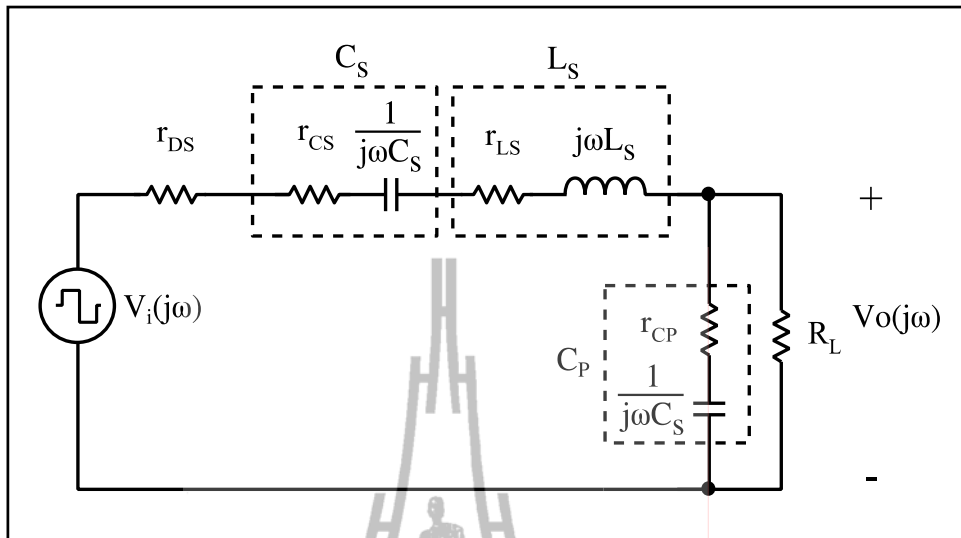
จากขั้นตอนการออกแบบที่ได้กล่าวมา สามารถสรุปข้อมูลของขดลวดเหนี่ยวนำได้ดังตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 สรุปข้อมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ L_s

L_s (μH)	ชนิดของแกน	จำนวนรอบ	l_g (mm)	R_{LS} (Ω)
175.1	ETD34	41	1.2	0.0503
218.8	ETD39	43	1.3	0.0607
364.7	ETD44	51	1.6	0.0814
583.6	ETD44	81	2.5	0.1292
875.4	ETD49	100	3.0	0.1782

3.4.3 การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์เมื่อพิจารณาการสูญเสียในวงจร

ในทางปฏิบัติวงจรมีการสูญเสียกำลังไฟฟ้าอันเนื่องมาจากค่าความต้านทานของอุปกรณ์ในวงจร เช่น ความต้านทานของมอสเฟสกำลังขณะนำกระแส ค่าความต้านทานอนุกรมของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้น การออกแบบจึงจำเป็นต้องนำค่าความต้านทานเหล่านี้มาพิจารณาด้วย โดยพิจารณาการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในอุปกรณ์แต่ละตัว ได้แก่ มอสเฟสกำลัง ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ (Kazimierzuk, 1993) ซึ่งสามารถเขียนวงจรสมมูลของวงจรเรโซแนนซ์ได้ดังรูปที่ 3.10 ดังนี้



รูปที่ 3.10 วงจรสมมูลของวงจรเรโซแนนซ์เมื่อพิจารณาการสูญเสียในอุปกรณ์

จากวงจรสมมูลดังรูปที่ 3.10 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรได้ดังสมการที่ (3.25)

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{r_1}{R_L} + \frac{j\omega L_S}{R_L} + \frac{1}{j\omega C_S R_L} + \frac{1}{j\omega C_P r_1 - \omega^2 L C_P + C_P C_S^{-1}} + j\omega C_P r_{CP}} \quad (3.25)$$

โดยที่ $r_1 = r_{DS} + r_{CS} + r_{LS}$

เมื่อ r_{DS} คือ ค่าความต้านทานของมอสเฟตขณะนำกระแส (เท่ากับ 0.4Ω)

r_{CS} คือ ค่าความต้านทานอนุกรมของตัวเก็บประจุ C_S

r_{LS} คือ ค่าความต้านทานอนุกรมของตัวเหนี่ยวนำ L_S (แสดงในตารางที่ 3.2)

r_{CP} คือ ค่าความต้านทานอนุกรมของตัวเก็บประจุ C_P

กำหนดให้ $\omega = \omega_N$ และทำการแทนค่าตัวแปร L_S และ C_S ด้วยสมการที่ (3.6) และ (3.7) ตามลำดับ ในสมการที่ (3.25) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรได้ดังนี้

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{r_l}{R_L} + jQ_s + \frac{\omega_N^2 L_S C_P - 1}{j\omega_N C_P R_L} + \frac{j\omega_N C_P r_l - \omega_N^2 L_S C_P + \omega_N^2 L_S C_P - 1}{1 + j\omega_N C_P r_{CP}}} \quad (3.26)$$

สามารถเขียนสมการขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (3.27) ดังนี้

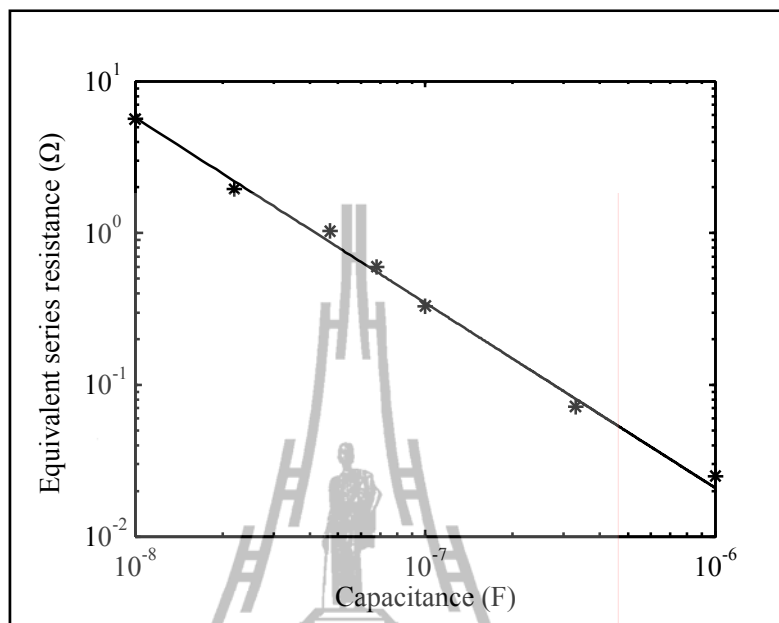
$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \left(\left(1 + \frac{r_l}{R_L} + \frac{\omega_N^2 C_P^2 r_l r_{CP} - 1}{1 + \omega_N^2 C_P^2 r_{CP}^2} \right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_N C_P R_L} + \frac{\omega_N C_P (r_l + r_{CP})}{1 + \omega_N^2 C_P^2 r_{CP}^2} \right)^2 \right)^{-1/2} \quad (3.27)$$

ตัวเก็บประจุสำหรับวงจรเรโซแนนซ์ได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิด Metalized Polypropylene Film หรือ MPE เนื่องจากสามารถทนแรงดันได้ในช่วง 63-2000 V ค่าความต้านทานอนุกรมของตัวเก็บประจุสามารถวัดได้ด้วยเครื่อง LCR Meter ซึ่งงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ LCR Meter ยี่ห้อ HEWLETT PACKARD รุ่น 4284A ทำการชั่งตัวอย่างตัวเก็บประจุในช่วง 10-1000 nF ได้ผลการทดสอบดังแสดงในตารางที่ 3.5

ตารางที่ 3.5 ค่าความต้านทานอนุกรมของตัวเก็บประจุชนิด MPE

ตัวเก็บประจุ (nF)	ค่าความต้านทานอนุกรมของตัวเก็บประจุ (Ω)			
	ตัวอย่างที่ 1	ตัวอย่างที่ 2	ตัวอย่างที่ 3	ค่าเฉลี่ย
10	5.70	5.68	5.61	5.67
22	1.92	1.96	1.98	1.95
47	1.02	1.10	1.03	1.04
68	0.58	0.61	0.63	0.61
100	0.36	0.32	0.29	0.33
330	0.081	0.071	0.062	0.072
1000	0.022	0.030	0.028	0.027

จากผลการวัดค่าความต้านทานอนุกรมของตัวเก็บประจุชนิด MPE ในตารางที่ 3.5 สามารถแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเก็บประจุกับค่าความต้านทานอนุกรมเฉลี่ยของตัวอย่างตัวเก็บประจุได้ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่กับค่าความต้านทานอนุกรมของตัวเก็บประจุ

จากกราฟในรูปที่ 3.11 สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่กับค่าความต้านทานอนุกรมสมมูลของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$\log(\text{ESR}_C) = \log(10^{-9}) - 1.22 \log(C) \quad (3.28)$$

$$\text{ESR}_C = 10^{-9} \times C^{-1.22} \quad (3.29)$$

เมื่อ ESR_C คือ ค่าความต้านทานอนุกรมสมมูลของตัวเก็บประจุ

สามารถแทนสมการค่าความต้านทานอนุกรมของตัวเก็บประจุ C_S และ C_P ได้ดังนี้

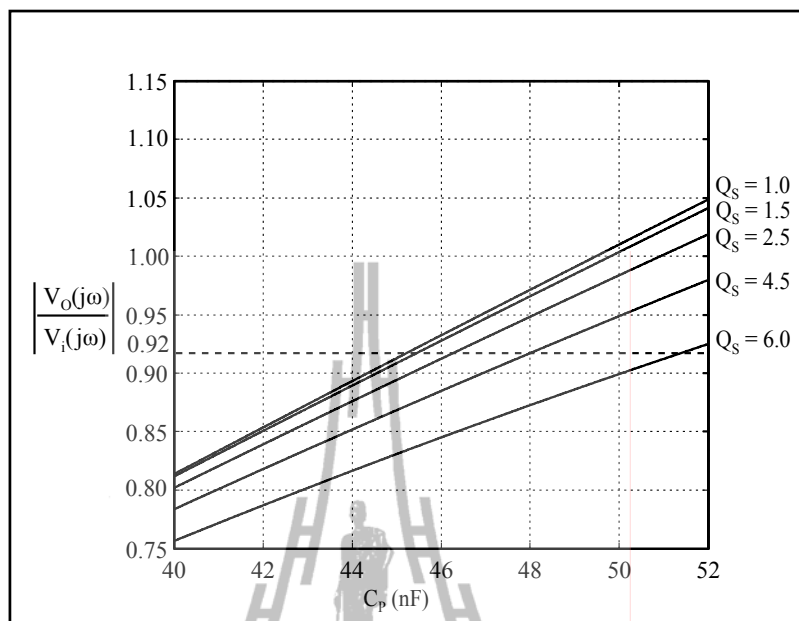
$$r_{CS} = 10^{-9} \times C_S^{-1.22} \quad (3.30)$$

$$r_{CP} = 10^{-9} \times C_p^{-1.22} \quad (3.31)$$

แทนสมการที่ (3.30) และ (3.31) ในสมการที่ (3.27) อาจเขียนสมการขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (3.32)

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \left(\left(1 + \frac{r_{DS} + r_{LS} + 10^{-9} C_S^{-1.22}}{R_L} + \frac{\omega_N^2 C_P^{1.78} (r_{DS} + r_{LS} + 10^{-9} C_S^{-1.22}) - 1}{10^9 + 10^{-9} \omega_N^2 C_P^{-0.44}} \right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_N C_P R_L} + \frac{\omega_N C_P (r_{DS} + r_{LS} + 10^{-9} C_S^{-1.22} + 10^{-9} C_P^{-1.22})}{1 + \omega_N^2 C_P^{-1.44} (10^{-18})} \right)^2 \right)^{-1/2} \quad (3.32)$$

การต่อใช้งานวงจรเรโซแนนซ์ทำการต่อเข้ากับด้านเอาต์พุตของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ ซึ่งกำหนดแรงดันไว้เท่ากับ 110 Vrms แต่เนื่องจากในทางปฏิบัติมีการสูญเสียแรงดันในอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ เช่น ไดโอด และจากข้อมูลของมอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP450 ที่ใช้ในวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ มีแรงดันคร่อมไดโอดขณะไบแอสตรง (diode forward voltage) เท่ากับ 1.4 V ซึ่งทำให้แรงดันที่ส่งผ่านวงจรชอปเปอร์กระแสสลับไปยังวงจรเรโซแนนซ์ (V_{AB}) มีค่าประมาณ 109 Vrms กำหนดแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรโซแนนซ์เท่ากับ 100 Vrms สามารถคำนวณขนาดฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเรโซแนนซ์ได้เท่ากับ 0.92 และจากสมการที่ (3.7) และ (3.32) สามารถวาดกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวเก็บประจุ C_p กับขนาดฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเรโซแนนซ์โดยพิจารณาค่า Q_s ในช่วง 1.0-6.0 ได้ดังกราฟรูปที่ 3.12 ดังนี้



รูปที่ 3.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างตัวเก็บประจุ C_p กับขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอน

จากกราฟในรูปที่ 3.12 สามารถหาค่าคำตอบของตัวเก็บประจุ C_p ได้จากจุดที่เส้นกราฟตัดผ่านค่าขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนที่ต้องการ ซึ่งกำหนดไว้ที่ 0.92 แสดงผลการคำนวณค่าของตัวเก็บประจุ C_p ดังตารางที่ 3.6

ตารางที่ 3.6 ผลการคำนวณค่าตัวเก็บประจุ C_p เมื่อพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย

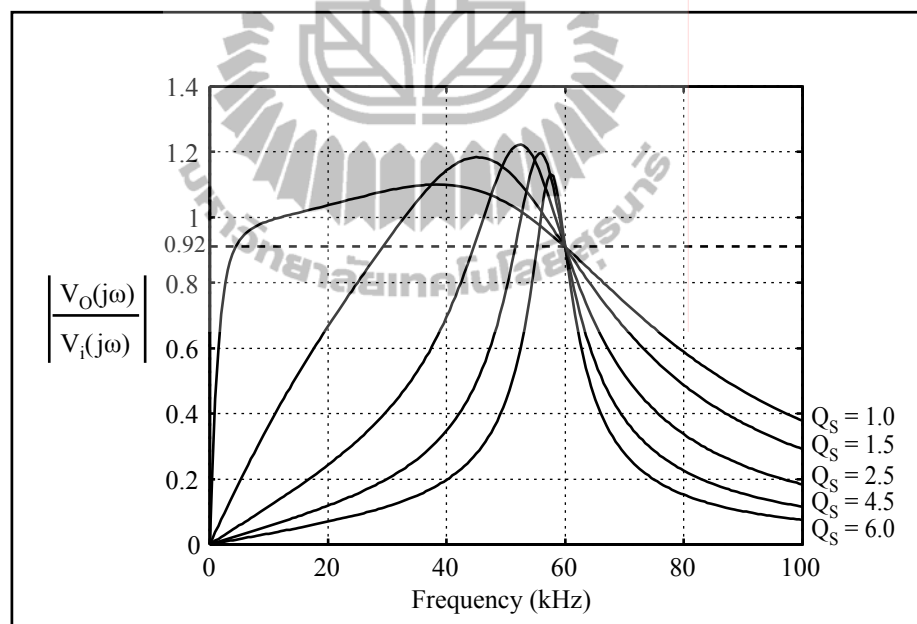
Q_s	C_p (nF)
1.0	45.7
1.5	45.9
2.5	46.7
4.0	48.5
6.0	52.0

จากนั้นทำการคำนวณค่าของตัวเก็บประจุ C_s โดยอาศัยความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.7) ซึ่งจากการออกแบบที่ได้กล่าวมา สามารถสรุปข้อมูลค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ในวงจรเรโซแนนซ์ได้ดังตารางที่ 3.7

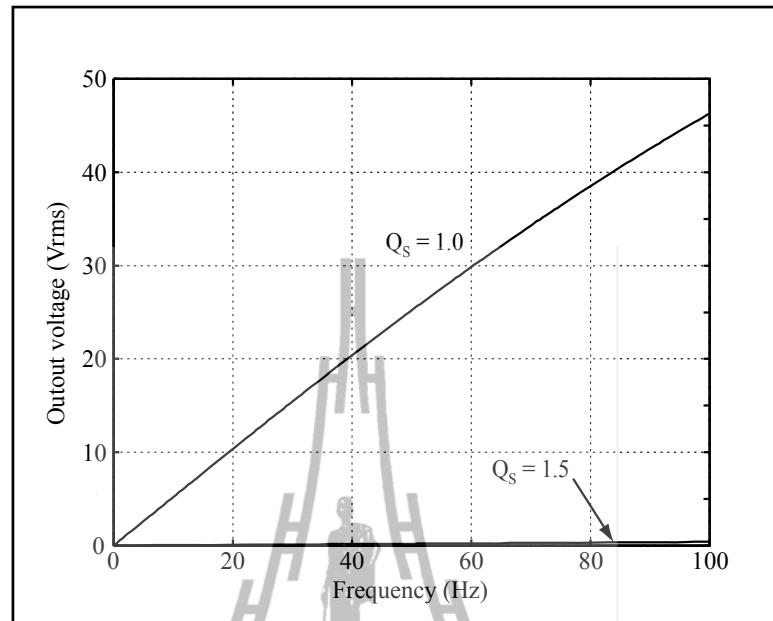
ตารางที่ 3.7 ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ในวงจรเรโซแนนซ์เมื่อพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย

Q_s	L_s (μF)	C_s (nF)	C_p (nF)	r_{LS} (Ω)	r_{CS} (Ω)	r_{CP} (Ω)
1.0	160.5	1105.5	45.7	0.0503	0.0134	0.9235
1.5	220.1	105.4	45.9	0.0607	0.3070	0.9181
2.5	364.7	32.9	46.7	0.0814	1.3262	0.8987
4.0	583.6	16.0	48.5	0.1292	3.1944	0.8602
6.0	875.4	9.5	52.0	0.1782	6.1260	0.7934

จากสมการขนาดฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเรโซแนนซ์ดังสมการที่ (3.25) และค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ที่แสดงในตารางที่ 3.7 สามารถวาดกราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์ได้ดังนี้



รูปที่ 3.13 กราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์



รูปที่ 3.14 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ต่ำ

จากกราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์ที่แสดงในรูปที่ 3.13 พบว่า วงจรเรโซแนนซ์ที่มีค่า Q_s เท่ากับ 1.0 มีการตอบสนองกับสัญญาณในช่วงความถี่ต่ำ ทำให้มีสัญญาณแรงดันความถี่ต่ำผ่านไปยังด้านเอาต์พุตของวงจร เนื่องจากสัญญาณแรงดันอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์เป็นสัญญาณที่มีความถี่ผสม มีสัญญาณความถี่ต่ำที่เกิดจากสัญญาณแรงดันความถี่ 50 Hz ของแหล่งจ่าย ผสมกับสัญญาณความถี่สูง ซึ่งเกิดจากการสวิตช์ของวงจรฮอปเปอร์ กระแสสลับ จากกราฟผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ต่ำที่แสดงในรูปที่ 3.14 พบว่า ที่ค่าความถี่เท่ากับ 50 Hz และที่ค่า Q_s เท่ากับ 1.0 มีขนาดแรงดันเอาต์พุตของวงจรประมาณ 25 Vrms หรือประมาณ 25% ของแรงดันเอาต์พุตพิกัด ทำให้ไม่สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรโซแนนซ์ที่จ่ายให้กับโหลด และอาจเกิดการเลือนเฟสของสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่าย ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ลดลง เนื่องจากมีกระแสความถี่ 50 Hz ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์

นอกจากนี้หลักเกณฑ์ในการเลือกใช้วงจรเรโซแนนซ์ ยังได้พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรร่วมด้วย โดยพิจารณาที่ค่าพิกัดทำงาน ซึ่งสามารถคำนวณกำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$P_{\text{loss}} = I_1^2 (r_{DS} + r_{LS} + r_{CS}) + I_{CP}^2 (r_{CP}) \quad (3.33)$$

เมื่อ I_r คือ ขนาดกระแสอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์
 I_{CP} คือ ขนาดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_p

ขนาดของกระแส I_{CP} สามารถประมาณได้จากความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.34)

$$I_{CP} = \omega C_p V_o \quad (3.34)$$

กำหนดให้ความถี่ของสัญญาณเท่ากับ 60 kHz มีขนาดแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 100 V_{rms} จากสมการที่ (3.33) และ (3.34) สามารถสรุปผลการคำนวณกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากค่าความต้านทานอนุกรมในอุปกรณ์ ดังแสดงในตารางที่ 3.8

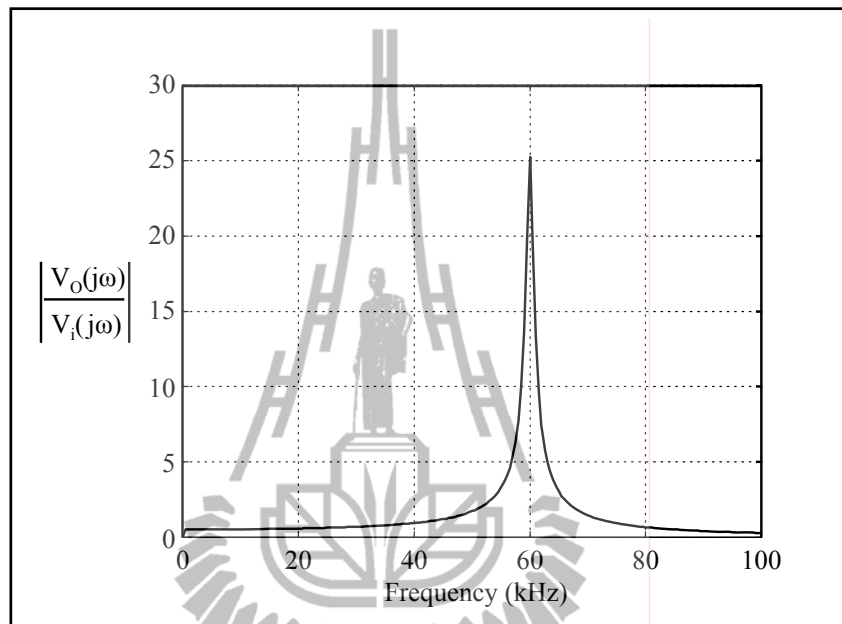
ตารางที่ 3.8 ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากค่าความต้านทานอนุกรมในอุปกรณ์

Q_s	P_{loss} (W)
1.0	5.72
1.5	7.70
2.5	14.56
4.0	27.58
6.0	49.11

จากผลการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากค่าความต้านทานอนุกรมที่แสดงในตารางที่ 3.8 พบว่า ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียมีค่าน้อยที่สุดที่ค่า Q_s เท่ากับ 1.0 และมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นตามค่าของ Q_s และเนื่องจากวงจรเรโซแนนซ์ที่มีค่า Q_s เท่ากับ 1.0 มีการตอบสนองต่อสัญญาณความถี่ของแหล่งจ่ายประมาณ 25% ของแรงดันพิกัด ดังแสดงในรูปที่ 3.14 ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้วงจรเรโซแนนซ์ที่มีค่า Q_s เท่ากับ 1.5 ซึ่งมีกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากค่าความต้านทานอนุกรมของอุปกรณ์ในวงจรน้อยที่สุดถัดจากวงจรที่มีค่า Q_s เท่ากับ 1.0 และอยู่ในช่วงที่ยอมรับได้ ประมาณ 5.1% ของค่าพิกัดโหลด และในทางปฏิบัติได้เลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ C_p เท่ากับ 47 nF ตัวเก็บประจุ C_s เท่ากับ 100 nF และค่าความเหนี่ยวนำของ L_s เท่ากับ 220.0 μ H

การทำงานของวงจรเรโซแนนซ์สำหรับการจุดหลอดพิจารณาจากกรณีที่ไม่มีโหลดต่ออยู่ และมีค่าความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร หรือที่สภาวะเรโซแนนซ์ เนื่องจากที่สภาวะดังกล่าวค่าความต้านทานส่วนจินตภาพของวงจรเรโซแนนซ์เป็นศูนย์ ทำให้

กระแสไหลผ่านวงจรมีค่าสูง เนื่องจากค่าความต้านทานของวงจรถดลง และทำให้เกิดแรงดันสูงทางด้านเอาต์พุตของวงจร สามารถอาศัยการทำงานที่สภาวะดังกล่าวในการจุดหลอดโซเดียมความดันสูง เพื่อให้ก๊าซภายในหลอดเกิดการแตกตัว



รูปที่ 3.15 กราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์ขณะไม่มีโหลด

จากกราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์ขณะไม่มีโหลดที่แสดงในรูปที่ 3.15 พบว่าที่ค่าความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ นั่นคือ 60 kHz มีขนาดอัตราขยายแรงดันของวงจรประมาณ 25 เท่า และเมื่อกำหนดให้แรงดันด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์เท่ากับ 109 Vrms สามารถคำนวณขนาดแรงดันด้านเอาต์พุตของวงจรได้ประมาณ 2700 Vrms หรือมีค่าสูงสุดประมาณ 3800 V ซึ่งเพียงพอสำหรับใช้ในการจุดหลอดโซเดียมความดันสูง และสำหรับกระแสด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.35) ดังนี้

$$I_i = \frac{V_{AB}}{r_{DS} + r_{LS} + r_{CS} + r_{CP}} \quad (3.35)$$

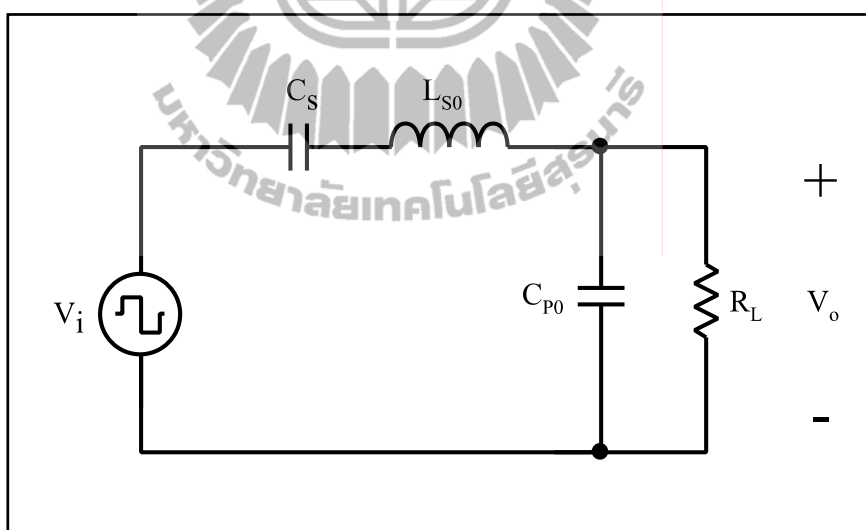
จากค่าความต้านทานอนุกรมของอุปกรณ์ที่แสดงในตารางที่ 3.7 สามารถคำนวณกระแสด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์ได้ดังนี้

$$I_i = \frac{109}{0.4 + 0.0607 + 0.33 + 1.03} = 61.7 \text{ Arms}$$

จากค่ากระแสสูงสุดด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์ พบว่ามีค่าค่อนข้างสูง อาจทำให้เกิดความเสียหายต่อวงจรมอสเฟตกำลัง และนอกจากนี้อาจทำให้เกิดการอิมิตตัวของสนามแม่เหล็กในแกนขดลวดเหนี่ยวนำ ทำให้ไม่สามารถสร้างแรงดันสูงสำหรับใช้ในการจุดหลอด ดังนั้น จำเป็นต้องทำการเพิ่มวงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดหลอดที่สามารถสร้างแรงดันสูงเพียงพอสำหรับการจุดหลอด และมีขนาดของกระแสขณะจุดหลอดอยู่ในช่วงที่ปลอดภัย

3.4.4 วงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดหลอด

วงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดหลอดมีลักษณะวงจรเหมือนกับวงจรเรโซแนนซ์สำหรับสภาวะคงตัว มีโครงสร้างเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาน ดังแสดงในรูปที่ 3.16 การออกแบบต้องการให้มีกำลังไฟฟ้าต่ำ และอาศัยสภาวะเรโซแนนซ์ในการสร้างแรงดันสูง เพื่อให้ก๊าซภายในหลอดแตกตัว



รูปที่ 3.16 วงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดหลอด

หลังจากที่หลอดจุดติดและเริ่มเปล่งแสง สภาวะนี้มีกำลังไฟฟ้าของหลอดประมาณ 10 W และมีแรงดันคร่อมหลอดประมาณ 25 V_{rms} (Alonso et al., 1998) สามารถคำนวณค่าความต้านทานของหลอดขณะเริ่มเปล่งแสงตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.36)

$$R_{Lamp} = \frac{V_{Lamp}^2}{P_{Lamp}} \quad (3.36)$$

สามารถคำนวณค่าความต้านทานของหลอดขณะเริ่มเปล่งแสงเมื่อใช้วงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดหลอดได้ดังนี้

$$R_{L0} = \frac{25^2}{10} = 62.5 \Omega$$

จากความสัมพันธ์ของตัวเก็บประจุ C_p ตามสมการที่ (3.10) สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของตัวเก็บประจุ C_{p0} ได้ดังสมการที่ (3.37)

$$C_{p0} = \frac{1}{\omega_N R_{L0}} \left| \frac{V_i(j\omega)}{V_o(j\omega)} \right| \quad (3.37)$$

สามารถคำนวณขนาดของตัวเก็บประจุ C_{p0} ได้ดังนี้

$$C_{p0} = \frac{1}{2\pi \times 60 \times 10^3 \times 62.5} \times \frac{25}{110} = 9.65 \text{ nF}$$

ในทางปฏิบัติเลือกใช้ตัวเก็บประจุขนาด 10 nF ซึ่งมีค่าความต้านทานอนุกรมของตัวเก็บประจุเท่ากับ 5.65 Ω และสามารถคำนวณขนาดของตัวเหนี่ยวนำ L_{s0} ได้ตามสมการที่ (3.38)

$$L_{s0} = \frac{1}{\omega_N^2 \left(\frac{C_s C_{p0}}{C_s + C_{p0}} \right)} \quad (3.38)$$

สามารถคำนวณขนาดของตัวเหนี่ยวนำ L_{s0} ได้ดังนี้

$$L_{s0} = \frac{1}{(2 \times \pi \times 60 \times 10^3)^2 \left(\frac{100 \times 10^{-9} \times 10 \times 10^{-9}}{100 \times 10^{-9} + 10 \times 10^{-9}} \right)} = 656.7 \mu\text{H}$$

เนื่องจากกระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{s0} มีค่าค่อนข้างสูง ดังนั้น เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของเส้นแรงแม่เหล็กจึงเลือกใช้แกนอากาศสำหรับพันขดลวด มีขนาดพื้นที่หน้าตัดและความยาวของแกนเท่ากับ $0.76 \times 10^{-4} \text{ m}^2$ และ 7.8 cm ตามลำดับ มีความยาวเส้นรอบวงเฉลี่ยเท่ากับ 6.0 cm สามารถคำนวณจำนวนรอบของขดลวดได้ตามสมการที่ (3.39)

$$N = \sqrt{\frac{L_{s0} \times I_0}{\mu_0 \times A_0}} \quad (3.39)$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดลวด
 I_0 คือ ความยาวของแกน
 A_0 คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน

สามารถคำนวณจำนวนของขดลวดเหนี่ยวนำ L_{s0} ได้ดังนี้

$$N = \sqrt{\frac{774.0 \times 10^{-6} \times 0.078}{4 \times \pi \times 10^{-7} \times 0.76 \times 10^{-4}}} = 676 \text{ รอบ}$$

ค่าความต้านทานของขดลวดสามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.40)

$$r_{Ls0} = \frac{\rho \times \text{MLT} \times N}{a_{\text{wire}}} \quad (3.40)$$

เมื่อ r_{Ls0} คือ ค่าความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำ L_{s0}

การออกแบบได้เลือกใช้ลวดทองแดงเบอร์ 25 เนื่องจากสามารถใช้งานในช่วงความถี่ 60 kHz และสามารถทนกระแสชั่วขณะได้สูงสุดประมาณ 47 A ในช่วงเวลาไม่เกิน 1 วินาที (Douglas Brooks, 1998) มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ $0.1647 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ สามารถคำนวณค่าความต้านทานของขดลวดได้ดังนี้

$$r_{LS0} = \frac{1.724 \times 10^{-8} \times 0.06 \times 676}{0.1647 \times 10^{-6}} = 4.25 \Omega$$

กระแสด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดหอดขณะไม่มีโหลด สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.41)

$$I_i(j\omega) = \frac{V_{AB}}{r_{DS} + r_{CS} + r_{LS0} + r_{CP0}} \quad (3.41)$$

สามารถคำนวณกระแสด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์ขณะไม่มีโหลดได้ดังนี้

$$I_i(j\omega) = \frac{109}{0.4 + 0.33 + 4.25 + 5.65} = 9.19 \text{ Arms}$$

กระแสสูงสุดสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$I_{i(pk)} = \sqrt{2} \times I_i = 12.99 \text{ A}$$

แรงดันด้านเอาต์พุตสูงสุดขณะไม่มีโหลด สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.42)

$$|V_{O(pk)}| = I_{i(pk)} \sqrt{r_{CP0}^2 + \frac{1}{(\omega_N C_{P0})^2}} \quad (3.42)$$

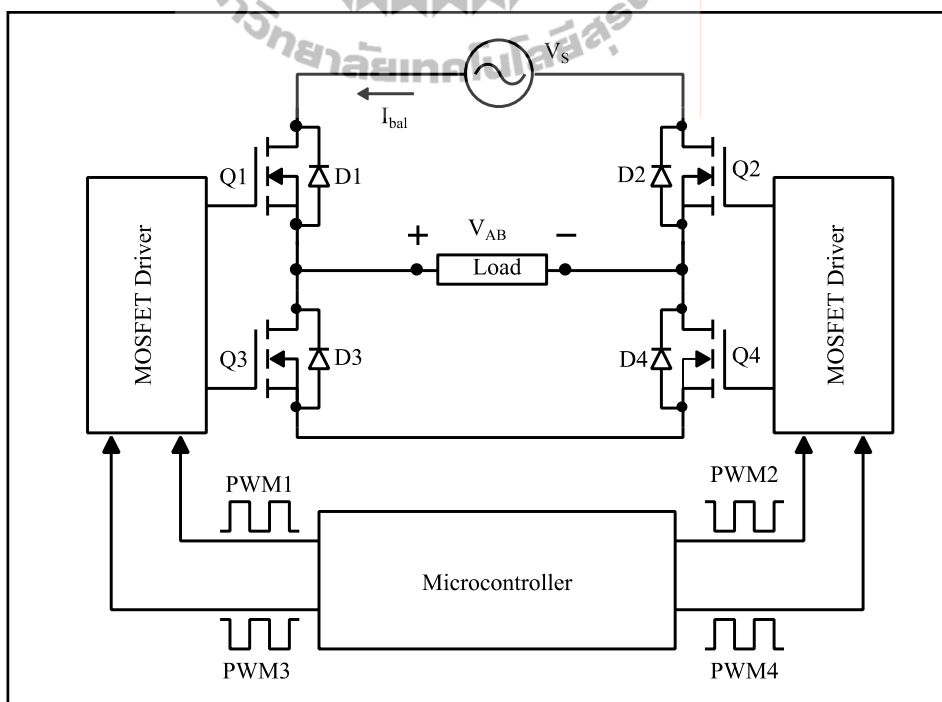
สามารถคำนวณแรงดันสูงสุดของวงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดหอดได้ดังนี้

$$|V_{O(pk)}| = 12.99 \times \left(5.65^2 + \left(\frac{1}{2\pi \times 60 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9}} \right)^2 \right)^{1/2} = 3478 \text{ V}$$

จากค่ากระแสสูงสุดของวงจรรีโซแนนซ์จะเห็นว่าค่าไม่เกินค่ากระแสพิคค์ของ มอสเฟตกำลังที่เลือกใช้ นั่นคือ 14 A และสามารถสร้างแรงดันด้านเอาต์พุตสูงสุดเท่ากับ 3478 V ซึ่งมีขนาดเพียงพอสำหรับการใช้ในการจูดโหลดโซเดียมความดันสูง

3.5 วงจรขอปเปอร์กระแสสลับ

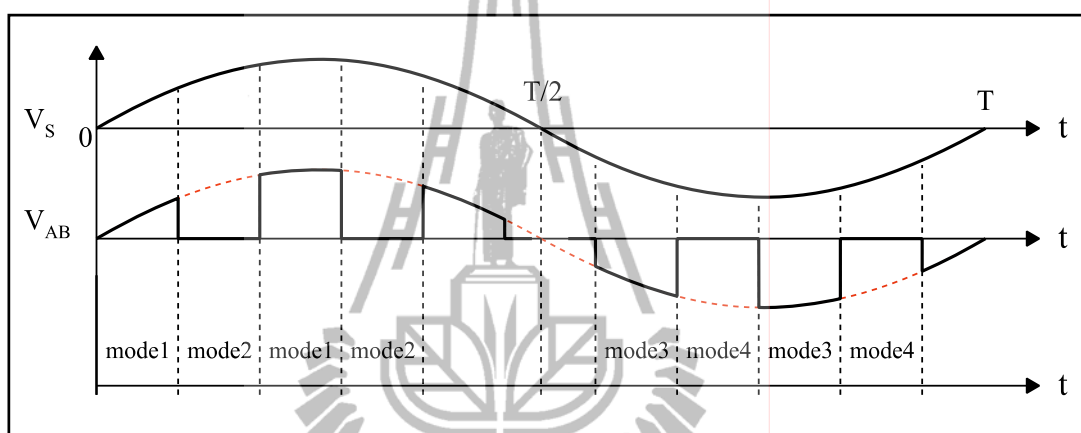
วงจรขอปเปอร์กระแสสลับเป็นวงจรที่ทำหน้าที่แปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 Hz เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่สูง เพื่อส่งผ่านไปยังวงจรรีโซแนนซ์ โดยใช้หลักการสับแรงดันหรือการตัดต่อวงจรเป็นช่วง ๆ เพื่อทำให้เกิดแรงดันความถี่สูงก่อนส่งผ่านไปยังวงจรรีโซแนนซ์ โครงสร้างของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับประกอบด้วยวงจรสวิตช์และวงจรควบคุม โดยในส่วนของวงจรสวิตช์ประกอบด้วยมอสเฟตกำลัง 4 ตัว ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตัดต่อวงจร เพื่อทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง และในส่วนของวงจรควบคุมใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์จำนวน 4 ช่อง สำหรับควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลังแต่ละตัว โดยมีวงจรจับเวลาสำหรับมอสเฟตกำลังทำหน้าที่เพิ่มขนาดของสัญญาณพัลส์ที่ออกจากไมโครคอนโทรลเลอร์ ให้มีระดับของแรงดันเหมาะสมสำหรับใช้ควบคุมมอสเฟตกำลัง



รูปที่ 3.17 วงจรขอปเปอร์กระแสสลับ

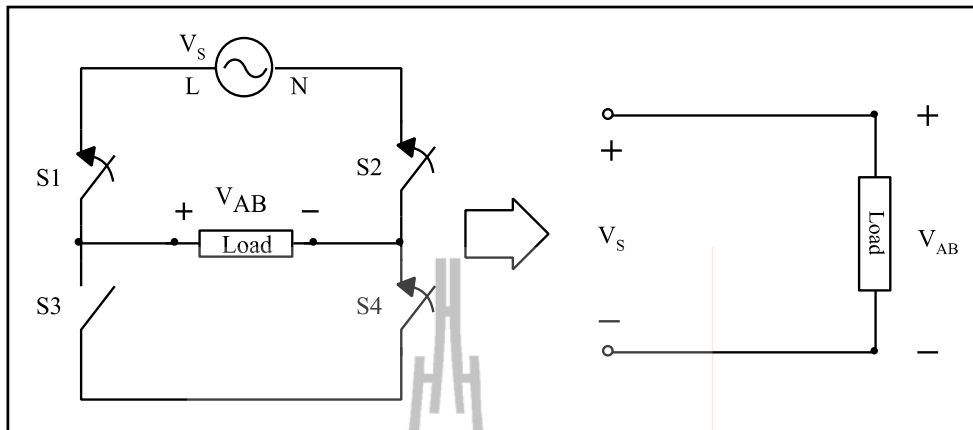
3.5.1 หลักการทำงานของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ

โครงสร้างวงจรขอปเปอร์กระแสสลับประกอบด้วยมอสเฟตกำลัง 4 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.17 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตัดต่อวงจรเพื่อทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าความถี่สูง แบ่งการทำงานของวงจรออกเป็น 4 โหมด ตามสถานะของสวิตช์ โดยการทำงานโหมดที่ 1 และ 2 ทำงานในช่วงที่แรงดันไฟฟ้าด้านอินพุตมีทิศทางเป็นบวก และโหมดที่ 3 และ 4 ทำงานในช่วงที่แรงดันไฟฟ้าด้านอินพุตมีทิศทางเป็นลบ ดังแสดงในรูปที่ 3.18 ซึ่งทำงานสลับกันตามทิศทางของแรงดันด้านอินพุต



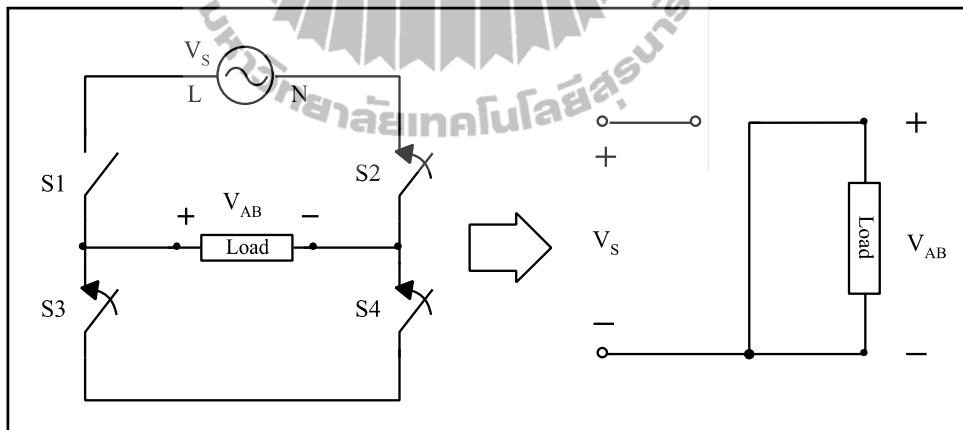
รูปที่ 3.18 การทำงานของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ

โหมดการทำงานที่ 1 เป็นโหมดการทำงานที่แรงดันด้านอินพุตมีทิศทางเป็นบวก และมอสเฟตกำลัง Q1 Q2 และ Q4 ทำงาน สามารถแทนสถานะการทำงานมอสเฟตกำลังด้วยสวิตช์ ดังแสดงในรูปที่ 3.19 ทำให้แรงดันด้านเอาต์พุต (V_{AB}) ในช่วงโหมดการทำงานที่ 1 เท่ากับแรงดันด้านอินพุต (V_s) และมีทิศทางเป็นบวก



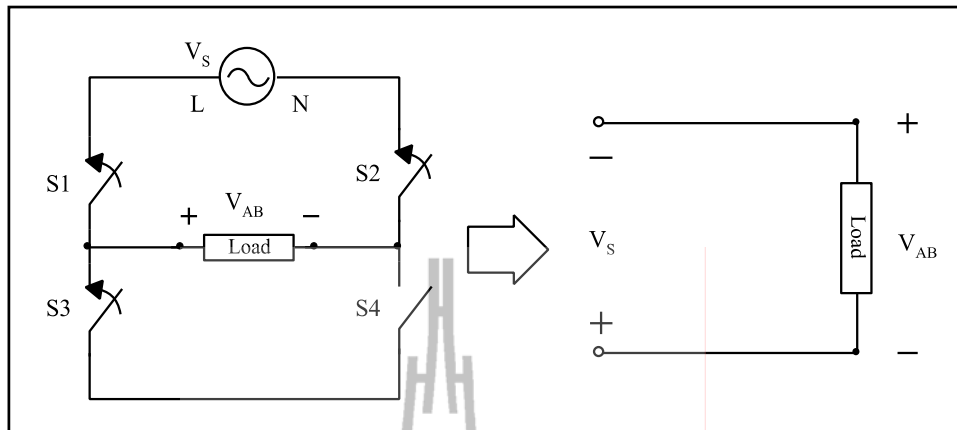
รูปที่ 3.19 การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับในโหมดที่ 1

โหมดการทำงานที่ 2 เป็นโหมดการทำงานที่แรงดันด้านอินพุตมีทิศทางเป็นบวก และมอสเฟตกำลัง Q2 Q3 และ Q4 ทำงาน สามารถแทนสถานะการทำงานมอสเฟตกำลังด้วยสวิตช์ ดังแสดงในรูปที่ 3.20 ทำให้แรงดันด้านเอาต์พุตในช่วงโหมดการทำงานนี้มีค่าเท่ากับ 0 V



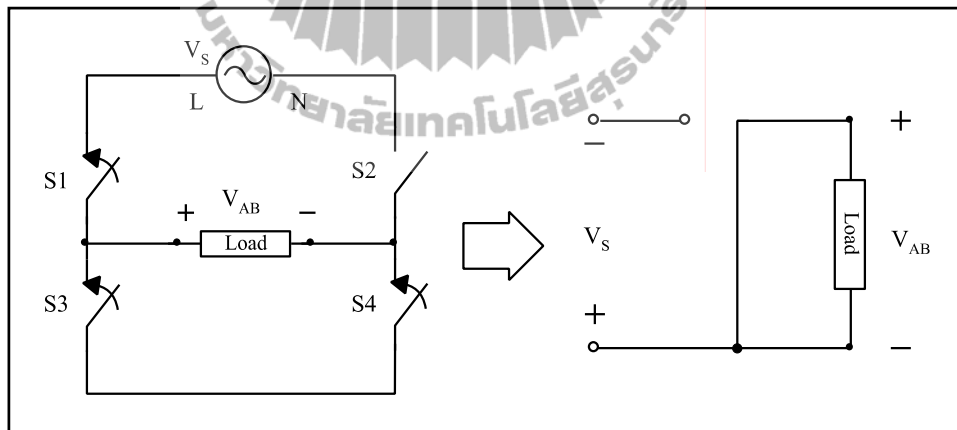
รูปที่ 3.20 การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับในโหมดที่ 2

โหมดการทำงานที่ 3 เป็นโหมดการทำงานที่แรงดันด้านอินพุตมีทิศทางเป็นลบ และมอสเฟตกำลัง Q1 Q2 และ Q3 ทำงาน สามารถแทนสถานะการทำงานมอสเฟตกำลังด้วยสวิตช์ ดังแสดงในรูปที่ 3.21 ทำให้แรงดันด้านเอาต์พุต (V_{AB}) ในช่วงโหมดการทำงานนี้มีค่าเท่ากับแรงดันด้านอินพุต (V_s) และมีทิศทางเป็นลบ



รูปที่ 3.21 การทำงานของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับในโหมดที่ 3

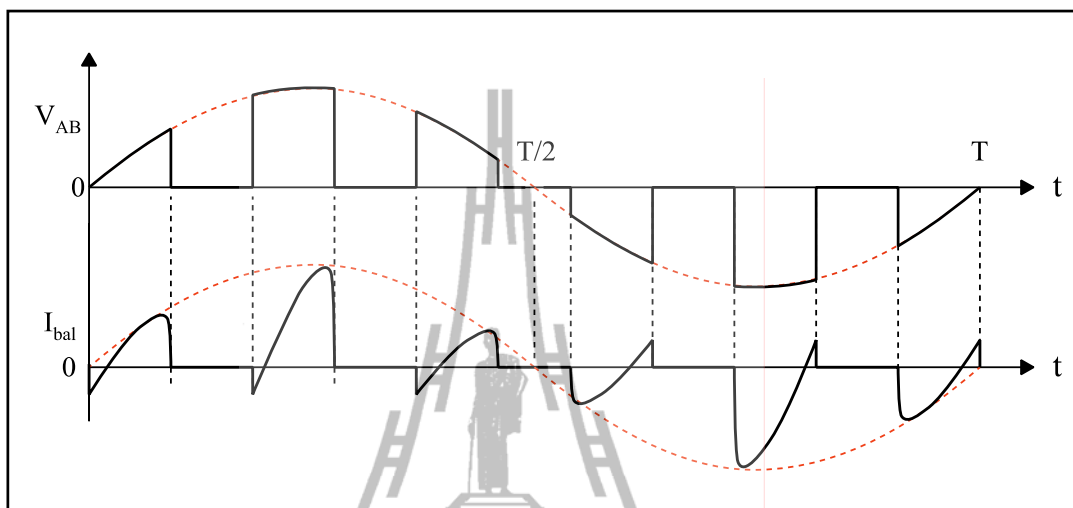
โหมดการทำงานที่ 4 เป็นโหมดการทำงานที่แรงดันด้านอินพุตมีทิศทางเป็นลบ และมอสเฟตกำลัง Q1 Q3 และ Q4 ทำงาน สามารถแทนสภาวะการทำงานมอสเฟตกำลังด้วยสวิทช์ ดังแสดงในรูปที่ 3.22 ทำให้แรงดันด้านเอาต์พุตในช่วงโหมดการทำงานนี้มีค่าเท่ากับ 0 V



รูปที่ 3.22 การทำงานของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับในโหมดที่ 4

จากการทำงานของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับที่ได้กล่าวมา จะเห็นว่าแรงดันด้านเอาต์พุตของวงจรมีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์ความถี่สูง ทำให้สัญญาณกระแสด้านอินพุต (I_{bal}) เป็นสัญญาณความถี่สูงตามค่าความถี่ของสัญญาณแรงดัน V_{AB} ดังแสดงในรูปที่ 3.23 และเนื่องจากวงจรขอปเปอร์กระแสสลับมีโหนดเป็นวงจรเรโซแนนซ์และการตอบสนองของวงจรเป็นแบบ

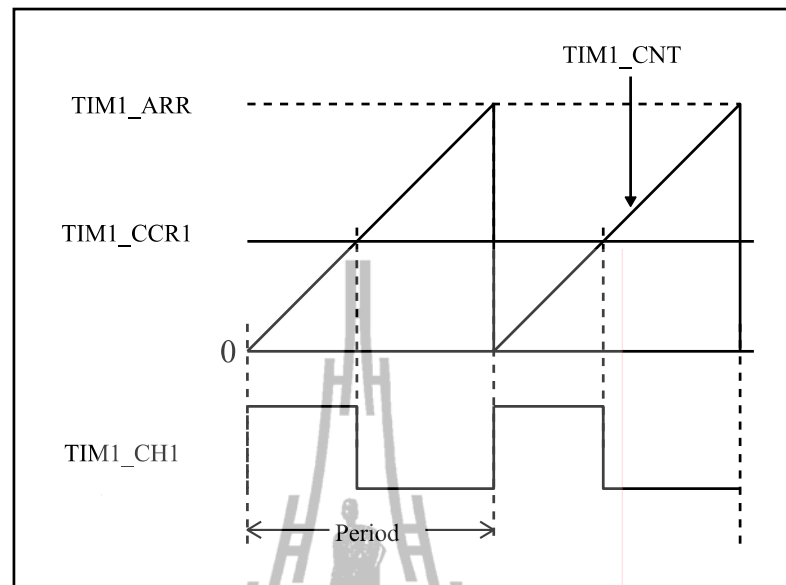
กรองแถบความถี่ผ่านในย่านความถี่สูง จึงไม่ส่งผลต่อการเลื่อนเฟสของสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่าย ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังด้านแหล่งจ่ายของวงจรมีค่าสูง



รูปที่ 3.23 รูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ

3.5.2 วงจรควบคุม

วงจรควบคุมเป็นวงจรที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการทำงานของมอเตอร์กำลังในวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ โดยใช้การมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ (Pulse width modulation, PWM) งานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ STM32F103C8 สำหรับสร้างสัญญาณพัลส์ เนื่องจากโครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์ดังกล่าวมีโมดูลสำหรับสร้างสัญญาณพัลส์ความถี่สูงอยู่ภายในเพื่อง่ายต่อการใช้งาน โดยการใช้โมดูลเวลาช่องที่ 1 (TIMER1) ของไมโครคอนโทรลเลอร์ ทำงานในโหมดการสร้างสัญญาณมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ (PWM mode) สร้างสัญญาณพัลส์ด้านเอาต์พุตทั้งหมด 4 ช่อง สำหรับควบคุมการทำงานของมอเตอร์กำลังทั้ง 4 ตัว แสดงการมอดูเลตสัญญาณของไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ดังรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 การมอดูเลตสัญญาณพัลส์

การมอดูเลตสัญญาณที่แสดงในรูปที่ 3.24 เป็นการมอดูเลตสัญญาณพัลส์ที่เกิดจากการเปรียบเทียบสัญญาณลาดเอียง (V_{ramp}) กับสัญญาณควบคุม (V_{control}) โดยใช้ตัวนับสัญญาณนาฬิกาของไมโครเวลา หรือรีจิสเตอร์ TIM1_CNT ทำหน้าที่จำลองสัญญาณฟันเลื่อย ซึ่งเป็นข้อมูลขนาด 16 บิต ทำการนับสัญญาณนาฬิกาจากค่า 0-65535 หรือทำการคือค่าเป็น 0 เมื่อค่ารีจิสเตอร์ TIM1_CNT เท่ากับรีจิสเตอร์ TIM1_ARR ดังนั้นการกำหนดความถี่ของสัญญาณฟันเลื่อยและสัญญาณพัลส์สามารถทำได้โดยการกำหนดค่าของรีจิสเตอร์ TIM1_ARR ซึ่งสามารถคำนวณค่าของรีจิสเตอร์ TIM1_ARR ได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.43)

$$TIM_ARR = \frac{F_{CK}}{F_s} - 1 \quad (3.43)$$

เมื่อ F_{CK} คือ ความถี่สัญญาณนาฬิกาของไมโครคอนโทรลเลอร์ เท่ากับ 72 MHz

F_s คือ ความถี่ของสัญญาณพัลส์

สัญญาณนาฬิกาของไมโครคอนโทรลเลอร์มีความถี่เท่ากับ 72 MHz และต้องการให้สัญญาณพัลส์มีความถี่เท่ากับ 60 kHz สามารถคำนวณค่าของรีจิสเตอร์ TIM1_ARR ได้ดังนี้

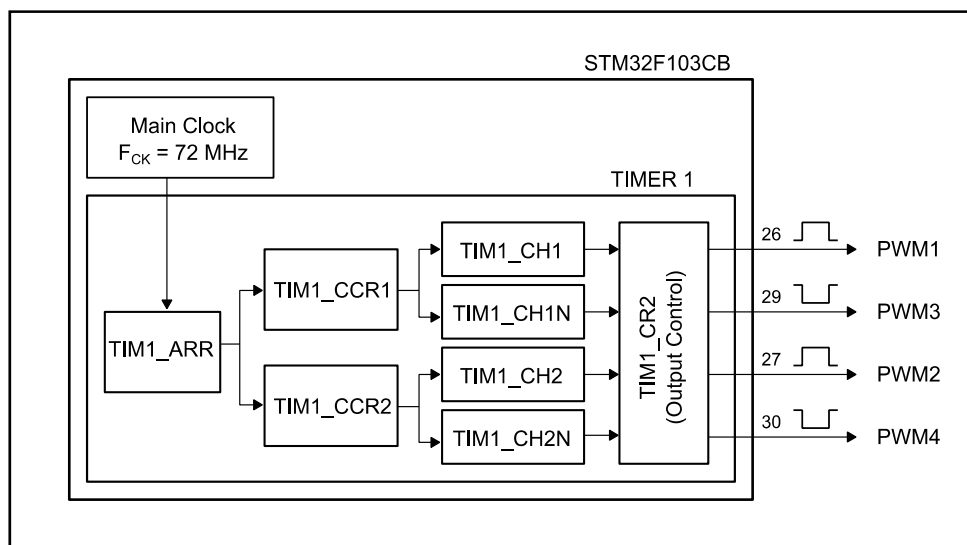
$$TIM_ARR = \frac{72000000}{60000} - 1 = 1199$$

การปรับรอบทำงาน (duty cycle) ของสัญญาณพัลส์สามารถทำได้โดยปรับระดับของสัญญาณควบคุม ซึ่งสัมพันธ์กับค่าในรีจิสเตอร์ TIM1_CCR1 และ TIM1_CCR2 โดยรีจิสเตอร์ TIM1_CCR1 ทำหน้าที่ควบคุมสัญญาณพัลส์ TIM1_CH1 และ TIM1_CH1N และรีจิสเตอร์ TIM1_CCR2 ทำหน้าที่ควบคุมสัญญาณพัลส์ TIM1_CH2 และ TIM1_CH2N สามารถคำนวณค่าของรีจิสเตอร์ TIM1_CCR1 และ TIM1_CCR2 ได้ตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.44)

$$TIM1_CCR1 = \frac{D \times TIM_ARR}{100} \quad (3.44)$$

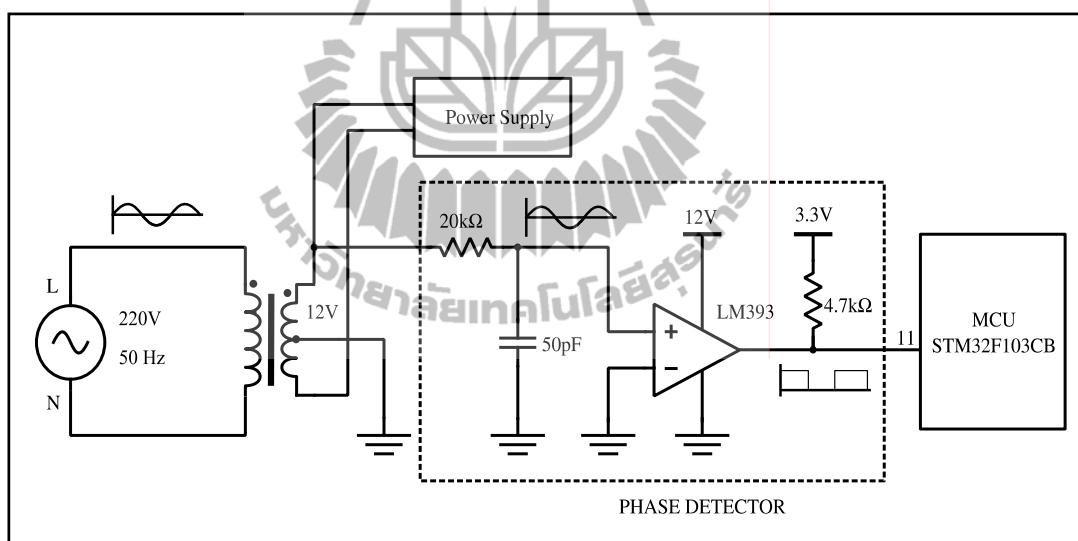
เมื่อ D คือ รอบทำงานของสัญญาณพัลส์ (0-100%)

การเปิดและปิดการทำงานของสัญญาณพัลส์เอาต์พุตสามารถทำได้โดยการกำหนดค่าในรีจิสเตอร์ TIM1_CR2 ซึ่งเป็นรีจิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เปิดและปิดสัญญาณพัลส์ รวมถึงการกำหนดสถานะเริ่มต้นของขาสัญญาณเอาต์พุตเมื่อปิดการทำงานของสัญญาณพัลส์ สามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของโมดูล TIMER1 สำหรับการสร้างสัญญาณพัลส์ได้ดังรูปที่ 3.25



รูปที่ 3.25 บล็อกไดอะแกรมโมดูล TIMER1 สำหรับการสร้างสัญญาณพัลส์

การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับที่ได้อธิบายในหัวข้อ 3.5.1 ได้แบ่งการทำงานของวงจรออกเป็น 2 ช่วง ตามทิศทางของสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย ดังนั้น จึงจำเป็นต้องทำการตรวจสอบทิศทางหรือเฟสของสัญญาณดังกล่าว งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณด้วยไอซีเบอร์ LM393 โดยนำสัญญาณของแรงดันด้านแหล่งจ่ายของวงจรผ่านหม้อแปลงลดระดับแรงดันให้เป็นแรงดันไฟฟ้า 12 Vrms ซึ่งเป็นหม้อแปลงที่ใช้ในวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง จากนั้นนำมาเข้าไอซี LM393 เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ซึ่งกำหนดไว้ที่ 0 V ดังแสดงในรูปที่ 3.26 สัญญาณด้านเอาต์พุตมีค่าลอจิกเป็น “1” เมื่อระดับของสัญญาณมากกว่าระดับสัญญาณอ้างอิง (มีระดับสัญญาณเป็นบวก) และสัญญาณด้านเอาต์พุตมีค่าลอจิกเป็น “0” เมื่อระดับของสัญญาณน้อยกว่าระดับสัญญาณอ้างอิง (มีระดับสัญญาณเป็นลบ) จากนั้นนำสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ หรือสัญญาณตรวจจับเฟส (V_{DETECT}) ส่งไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อควบคุมสัญญาณพัลส์



รูปที่ 3.26 การตรวจสอบเฟสของแรงดันที่แหล่งจ่าย

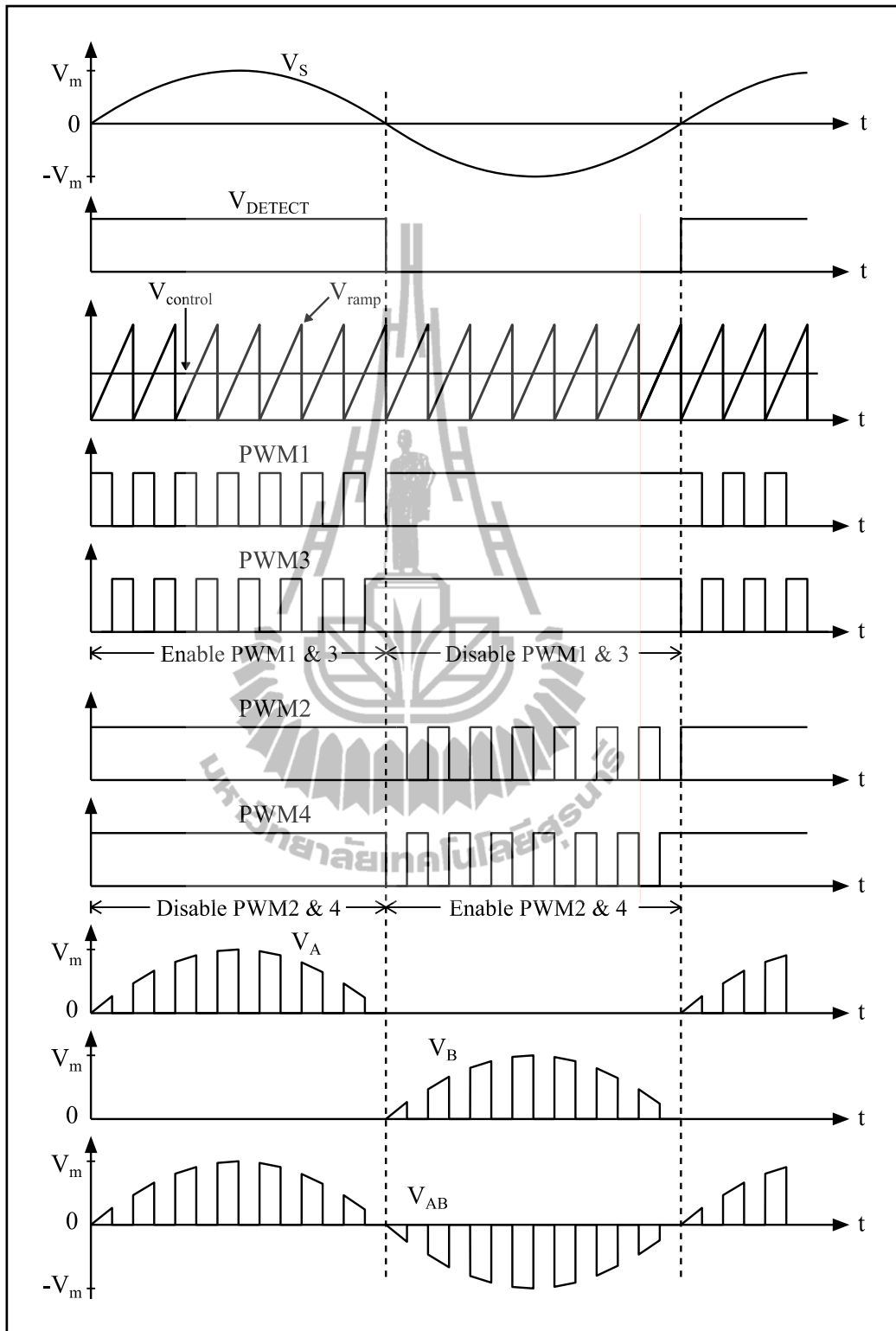
หลังจากที่ไมโครคอนโทรลเลอร์เริ่มทำงานและกำหนดค่าเริ่มต้นของโมดูลสำหรับสร้างสัญญาณพัลส์ จากนั้นทำการตรวจสอบทิศทางของแรงดันด้านแหล่งจ่ายของวงจร เพื่อใช้ในการควบคุมช่วงการทำงานของมอเตอร์กำลัง สามารถแบ่งช่วงการทำงานได้เป็น 2 ช่วง ดังนี้

ช่วงที่ 1 ($0 \leq t \leq T/2$ และ $V_{Detect} = 1$) เป็นช่วงที่ปิดการทำงานของสัญญาณ PWM2 และ PWM4 โดยกำหนดให้ขาเอาต์พุตของช่องสัญญาณ PWM2 และ PWM4 (ขา 27 และ

ขา 30 ของไมโครคอนโทรลเลอร์) เป็นลอจิก 1 ตลอดเวลา และเปิดการทำงานของสัญญาณ PWM1 และ PWM3 ทำให้มอเตอร์กำลัง Q2 และ Q4 ทำงานตลอดเวลา และมอเตอร์กำลัง Q1 และ Q3 สลับกันทำงานตามความถี่ที่กำหนด

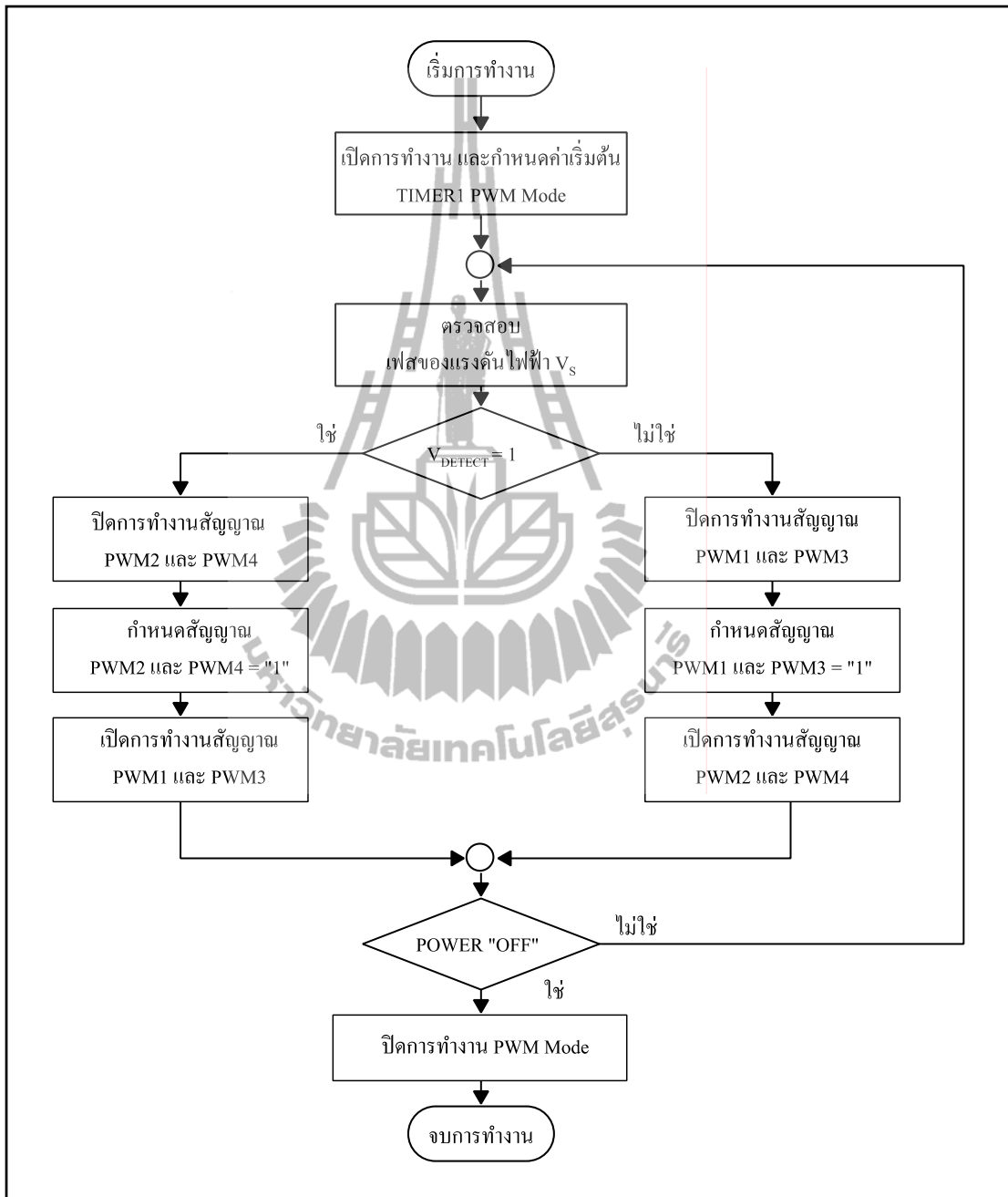
ช่วงที่ 2 ($T/2 < t \leq T$ และ $V_{\text{Detect}} = 0$) เป็นช่วงที่ปิดการทำงานของสัญญาณ PWM1 และ PWM3 โดยกำหนดให้ขาเอาต์พุตของช่องสัญญาณ PWM1 และ PWM2 (ขา 26 และ ขา 29 ของไมโครคอนโทรลเลอร์) เป็นลอจิก 1 ตลอดเวลา และเปิดการทำงานของสัญญาณ PWM2 และ PWM4 ทำให้มอเตอร์กำลัง Q1 และ Q3 ทำงานตลอดเวลา และมอเตอร์กำลัง Q2 และ Q4 สลับกันทำงานตามความถี่ที่กำหนด สามารถแสดงการทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับได้ดังรูปที่ 3.27





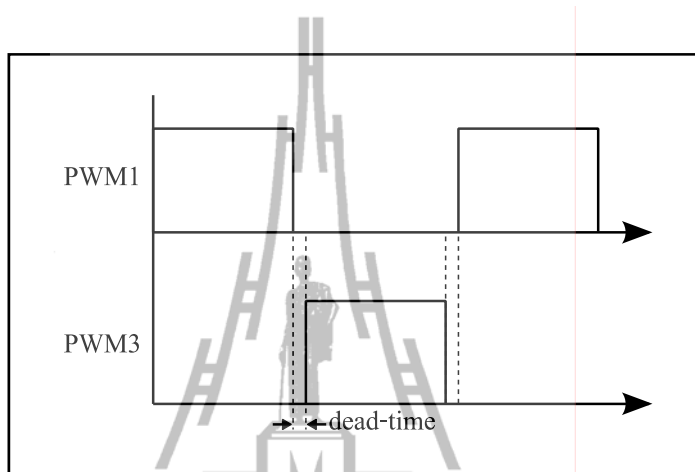
รูปที่ 3.27 การทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ

จากการทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับที่ได้กล่าวมา สามารถอธิบายการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ได้สำหรับการสร้างสัญญาณพัลส์ได้ดังรูปที่ 3.28 ดังนี้



รูปที่ 3.28 แผนผังงานการสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

การกำหนดช่วงเวลาไร้ผลสนอง (dead-time) ของสัญญาณพัลส์ เป็นการเว้นช่องว่างการสวิตช์ของมอสเฟตกำลังเพื่อไม่ให้เกิดการสวิตช์พร้อมกันในแต่ละกึ่ง ซึ่งอาจทำให้มอสเฟตกำลังเกิดความเสียหายได้ สามารถทำได้โดยการกำหนดค่าในรีจิสเตอร์ TIM1_BDTR (break and dead-time register) ซึ่งกำหนดค่าไว้เท่ากับ 1 μ s



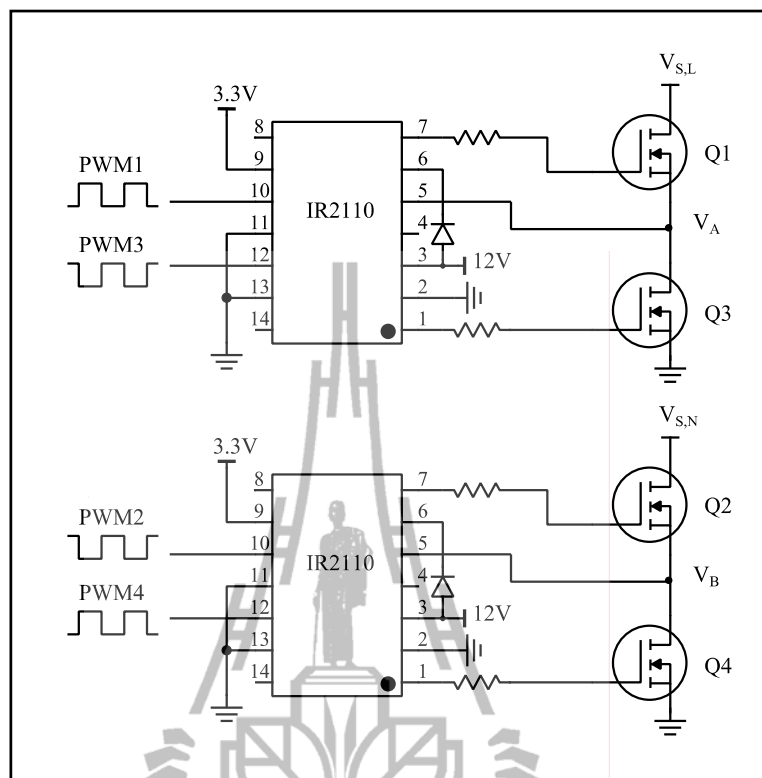
รูปที่ 3.29 การกำหนดช่วงเวลาไร้ผลสนองของสัญญาณพัลส์

3.5.3 มอสเฟตกำลังที่ใช้สำหรับวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ

จากค่ากระแสพิกัดของวงจรเรโซแนนซ์ที่ได้อธิบายในหัวข้อ 3.4.3 มีค่าประมาณ 2.53 Arms ประมาณค่ากระแสสูงได้เท่ากับ 5.06 A มอสเฟตกำลังที่ใช้สำหรับวงจรขอปเปอร์กระแสสลับต้องมีพิกัดกระแสมากกว่า 5.06 A ดังนั้น ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้มอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP450 ที่มีพิกัดแรงดัน 500 V และพิกัดกระแส 14 A

3.5.4 วงจรขับเคลื่อนสำหรับมอสเฟตกำลัง

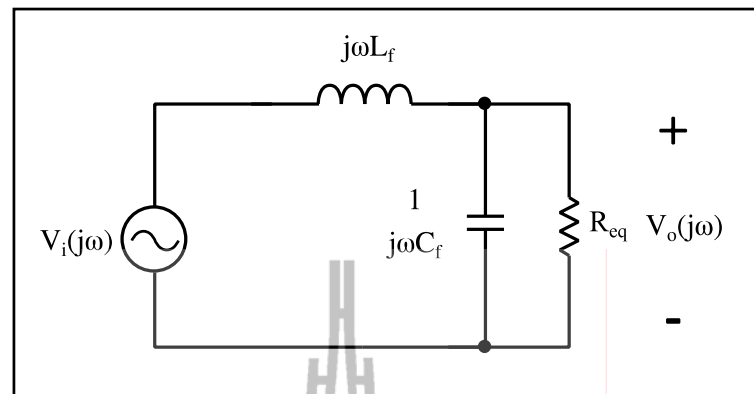
เนื่องจากสัญญาณพัลส์ที่ออกจากไมโครคอนโทรลเลอร์มีข้อจำกัดในเรื่องการจ่ายกระแสและแรงดัน ซึ่งไม่เพียงพอสำหรับใช้ขับมอสเฟตกำลัง งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เลือกใช้ไอซีเบอร์ IR2110 ของบริษัท International Rectifier จำนวน 2 ตัว เพื่อขับมอสเฟตกำลังทั้ง 4 ตัว โดยที่ไอซี IR2110 แต่ละตัวสามารถขับมอสเฟตกำลังได้ 2 ตัว (คู่ Q1 กับ Q3 และ คู่ Q2 กับ Q4) ซึ่งรับสัญญาณอินพุตจากไมโครคอนโทรลเลอร์ เข้าที่ขา 10 และ 12 ของไอซี IR2110 และส่งสัญญาณเอาต์พุตออกทางขา 1 และ 7 เพื่อไปขับมอสเฟตกำลัง ดังแสดงในรูปที่ 3.30



รูปที่ 3.30 วงจรขับเคลื่อนสำหรับมอเตอร์กำลังด้วยไอซี IR2110

3.6 วงจรกรองความถี่ด้านอินพุต (input filter)

เนื่องจากการทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับทำการสวิตช์ที่ความถี่สูง ทำให้กระแสด้านอินพุตของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับเป็นสัญญาณกระแสความถี่สูง ดังนั้น ต้องมีวงจรกรองความถี่ด้านอินพุตของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ เพื่อทำหน้าที่กรองสัญญาณกระแสความถี่สูงที่เกิดจากการสวิตช์ โครงสร้างของวงจรกรองความถี่ด้านอินพุตประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ โดยที่โหนดของวงจรแทนด้วยค่าความต้านทานสมมูล ดังแสดงในรูปที่ 3.31 ดังนี้



รูปที่ 3.31 วงจรกรองความถี่ด้านอินพุต

จากวงจรกรองความถี่ในรูปที่ 3.31 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรได้ดังนี้

$$\frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = \frac{1}{-\omega^2 L_f C_f + j\omega \frac{L_f}{R_{eq}} + 1} \quad (3.45)$$

ค่าความต้านทานสมมูลของโหลดสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (3.46)

$$R_{eq} = \frac{V_{in}^2}{P_{out}} \quad (3.46)$$

ความถี่ตัด (cutoff frequency) แทนด้วย

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (3.47)$$

ค่าตัวประกอบกรหน่วง (damping factor) แทนด้วย

$$\zeta = \frac{1}{2R_{eq}} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (3.48)$$

จากสมการที่ (3.47) และ (3.48) สามารถเขียนสมการของ C_f ได้ดังนี้

$$C_f = \frac{1}{2\zeta R_{eq} \omega_c} \quad (3.49)$$

จากสมการที่ (3.48) สามารถเขียนสมการของ L_f ได้ดังนี้

$$L_f = \frac{1}{\omega_c^2 C_f} \quad (3.50)$$

การออกแบบกำหนดพิกัดแรงดันอินพุตและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรเท่ากับ 220 Vrms และ 180 W ตามลำดับ ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 3.1 kHz (Geraldo et al., 2005) โดยพิจารณาค่าตัวประกอบกรนวนในช่วง 0.02 ถึง 0.2 จากสมการที่ (3.46) สามารถคำนวณค่าความต้านทานสมมูลของโหลดได้ดังนี้

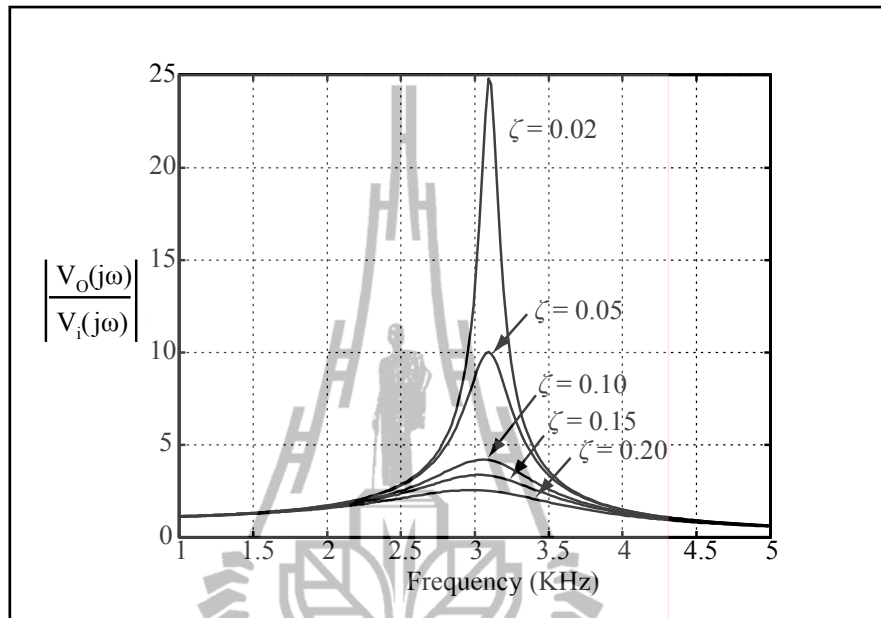
$$R_{eq} = \frac{220^2}{180} = 268.9 \Omega$$

สามารถคำนวณค่าตัวเก็บประจุ C_f และตัวเหนี่ยวนำ L_f ได้จากสมการที่ (3.49) และ (3.50) พร้อมทั้งพิจารณาการเลื้อนเฟสของกระแสที่แหล่งจ่ายร่วมด้วย ดังแสดงผลการคำนวณในตารางที่ 3.9 ดังนี้

ตารางที่ 3.9 ผลการคำนวณค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำในวงจรกรองความถี่ด้านอินพุต

ζ	C_f (μF)	L_f (mH)	การเลื้อนเฟส (องศา)
0.02	6.39	0.41	21.9
0.05	2.56	1.0	9.1
0.10	1.05	2.5	3.6
0.15	0.85	3.1	2.8
0.20	0.64	4.1	1.9

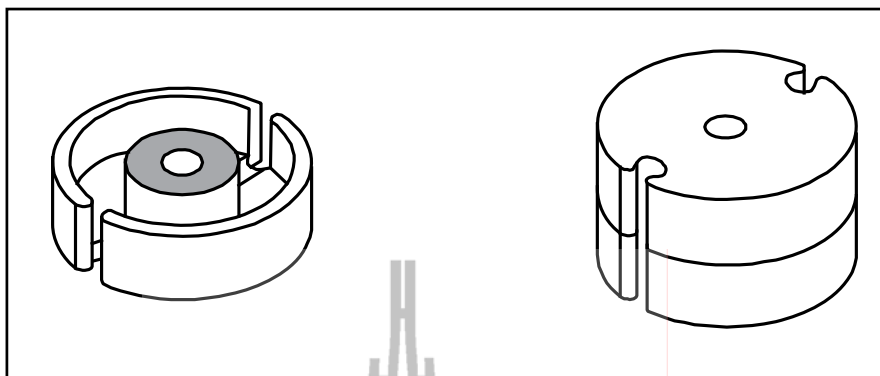
จากผลการคำนวณค่าของอุปกรณ์ในตารางที่ 3.9 นำไปแทนในสมการที่ (3.45) สามารถวาดกราฟคุณลักษณะการตอบสนองทางความถี่ดังแสดงในรูปที่ 3.32



รูปที่ 3.32 กราฟคุณลักษณะการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ด้านอินพุต

จากข้อมูลในตารางที่ 3.9 และกราฟคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ด้านอินพุตที่แสดงในรูปที่ 3.34 และ พบว่า ที่ค่า ζ เท่ากับ 0.02 มีขนาดของอัตราขยายที่ค่าความถี่ตัดค่อนข้างสูง อาจส่งผลทำให้มีสัญญาณรบกวนมากที่ค่าความถี่ดังกล่าว และนอกจากนี้ยังเกิดการเลื่อนเฟสของกระแสค่อนข้างมาก อาจส่งผลทำให้มีค่าตัวประกอบกำลังของวงจรมีค่าลดลง และที่ค่า ζ เท่ากับ 0.20 เกิดการเลื่อนเฟสของกระแสที่น้อยที่สุด แต่มีค่าตัวเหนี่ยวนำ L_r มากที่สุด ทำให้เกิดการสูญเสียในวงจรมากขึ้น และตัวเหนี่ยวนำมีขนาดใหญ่ ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้ค่า ζ เท่ากับ 0.10 ซึ่งมีขนาดของอัตราขยายที่ค่าความถี่ตัด การเลื่อนเฟสของกระแส และค่าความเหนี่ยวนำของ L_r ไม่มาก ในทางปฏิบัติเลือกใช้ตัวเก็บประจุ C_r ขนาด 1.0 μF

สำหรับแกนที่ใช้สำหรับพันขดลวดตัวเหนี่ยวนำ L_r เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ชนิด Pot เนื่องจากมีลักษณะที่ครอบคลุมขดลวดเกือบทั้งหมด ทำให้มีสนามแม่เหล็กรั่วไหลน้อยกว่าแกนชนิดอื่น เช่น แกนชนิด EE EI และ EDT เป็นต้น แกนชนิด Pot มีลักษณะเป็น 2 ชั้นประกบกัน ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.33



รูปที่ 3.33 ลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด Pot

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_r มีขั้นตอนการออกแบบคล้ายกับกับตัวเหนี่ยวนำ L_s มีขั้นตอนการออกแบบดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดขนาดของกระแสที่ไหลผ่านขดลวด ซึ่งเท่ากับค่ากระแสต้านอินพุตของวงจร การออกแบบกำหนดแรงที่แหล่งจ่ายเท่ากับ 220 Vrms และกำลังไฟฟ้าปรากฏของวงจรประมาณ 200 VA สามารถคำนวณขนาดของกระแสที่แหล่งจ่ายได้เท่ากับ 0.91 Arms ขนาดของกระแสที่แหล่งจ่ายสูงสุดสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$I_m = \sqrt{2} \times I_{Lr} \quad (3.51)$$

เมื่อ I_m คือ กระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดลวด (A)

I_{Lr} คือ กระแสที่ไหลผ่านขดลวดในหน่วยอาร์เอ็มเอส (Arms)

$$I_m = \sqrt{2} (0.91) = 1.29 \text{ A}$$

ขั้นตอนที่ 2 กำหนดพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งสามารถคำนวณได้ตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.52) ดังนี้

$$E = \frac{L_r I_m^2}{2} \quad (3.52)$$

เมื่อ E คือ พลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำ (J)

$$E = \frac{(2.5 \times 10^{-6})(1.29)^2}{2} = 0.0021 \text{ J}$$

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณผลคูณพื้นที่ เพื่อใช้ในการพิจารณาเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ การออกแบบกำหนดให้ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดเท่ากับ 0.25 Tesla กำหนดค่า K_w เท่ากับ 0.6 และกำหนดความหนาแน่นกระแสในขดลวดเท่ากับ 4.0 A/mm^2 จากสมการที่ (3.15) สามารถคำนวณผลคูณพื้นที่ได้ดังนี้

$$A_p = \frac{(2)(0.0021)}{(0.6)(0.04)(0.25)} = 0.70 \text{ cm}^4$$

เลือกขนาดแกน Pot จากตารางที่ ข.2 ในภาคผนวก ข โดยเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่มีค่าผลคูณพื้นที่มากกว่าค่าที่คำนวณได้ ดังนั้นเลือกแกน Pot 30 ซึ่งมีค่าผลคูณพื้นที่เท่ากับ 0.8101 cm^4

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณขนาดของลวดตัวนำ โดยพิจารณาจากความหนาแน่นกระแสในลวดตัวนำ สามารถคำนวณขนาดของลวดตัวนำได้ดังสมการที่ (3.53)

$$A_w = \frac{I_{Lf}}{J} \tag{3.53}$$

$$A_w = \frac{0.91}{4} = 0.2275 \text{ mm}^2$$

ดังนั้นเลือกใช้ตัวนำลวดทองแดงเบอร์ 23 ซึ่งมีขนาดพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 2.508 mm^2

ขั้นตอนที่ 5 คำนวณจำนวนรอบของขดลวดและช่องอากาศ สามารถคำนวณจำนวนรอบของขดลวดได้ดังสมการที่ (3.54)

$$N = \frac{L_f I_m}{B_m A_c} \tag{3.54}$$

แกนเฟอร์ไรต์ชนิด Pot 30 มีพื้นที่หน้าตัดของแกนเท่ากับ 1.38 cm^2 สามารถคำนวณจำนวนรอบของขดลวดได้ดังนี้

$$N = \frac{(2.5 \times 10^{-6})(1.29)}{(0.25)(1.38 \times 10^{-4})} = 93.5 \text{ รอบ}$$

ดังนั้นเลือกพันขดลวดจำนวน 94 รอบ และระยะห่างช่องอากาศของแกนเฟอร์ไรต์สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.55)

$$l_g = \frac{\mu_0 N^2 A_c}{L_f} \quad (3.55)$$

สามารถคำนวณระยะห่างช่องอากาศของแกนเฟอร์ไรต์ได้ดังนี้

$$l_g = \frac{(4 \times \pi \times 10^{-7})(94)^2 (1.38 \times 10^{-4})}{2.5 \times 10^{-3}} = 0.000613 \text{ m}$$

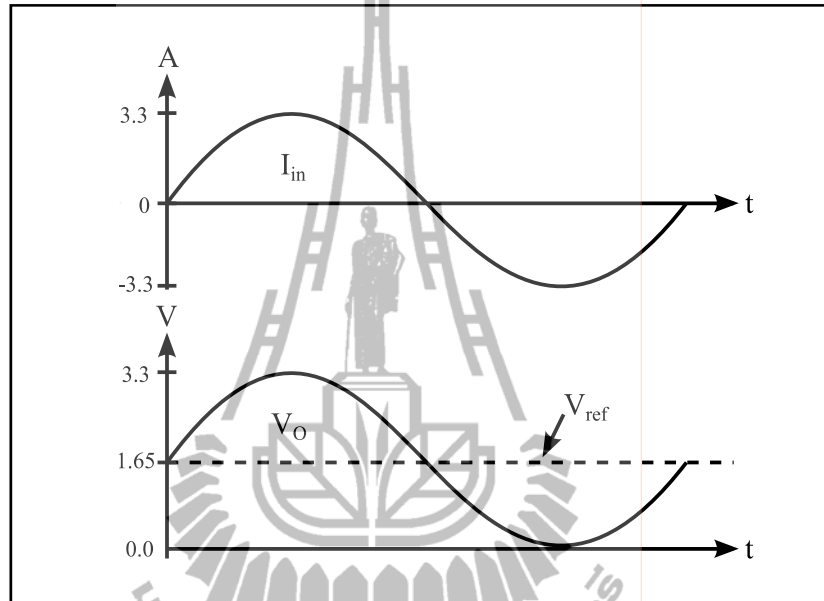
3.7 วงจรตรวจจับกระแส

วงจรตรวจจับกระแส (current sensor) ทำหน้าที่ตรวจจับรูปคลื่นกระแสด้านแหล่งของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อใช้สำหรับการประมาณค่ากำลังไฟฟ้าของโหลดที่เวลาต่าง ๆ และป้องกันกระแสเกินที่เกิดขึ้นจากการทำงานผิดพลาดของวงจร เช่น เกิดการลัดวงจร และการทำงานที่ผิดปกติของโหลด

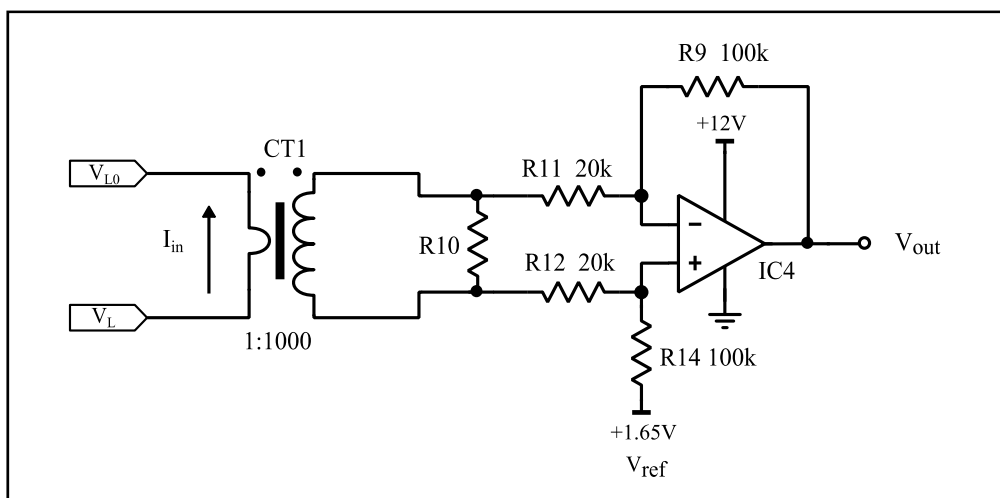
3.7.1 การออกแบบวงจรตรวจจับกระแส

ในวงจรตรวจจับกระแสประกอบด้วยหม้อแปลงกระแสสำหรับตรวจจับสัญญาณกระแส และวงจรปรุแต่งสัญญาณ หลักการทำงานของวงจรเริ่มจากการตรวจจับรูปคลื่นของกระแสด้วยหม้อแปลงกระแส อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดเท่ากับ 1:1000 รอบ ดังนั้นอัตราส่วนของกระแสด้านปฐมภูมิต่อด้านทุติยภูมิมีค่าเท่ากับ 1000:1 A ปลายทั้งสองเส้นของขดลวดด้านทุติยภูมิต่อคร่อมด้วยตัวต้านทานขนาด 100Ω เพื่อแปลงสัญญาณกระแสให้อยู่ในรูปสัญญาณแรงดัน ดังนั้น อัตราส่วนของกระแสอินพุตต่อแรงดันเอาต์พุตจึงเท่ากับ 10 A/V สัญญาณแรงดันที่ได้นำไปผ่านวงจรปรุแต่งสัญญาณเพื่อปรับขนาดและระดับอ้างอิงของสัญญาณ

การออกแบบกำหนดให้กระแสสูงสุดด้านอินพุตเท่ากับ 3.3 A และขนาดสูงสุดของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 1.65 V มีค่าระดับอ้างอิงเท่ากับ 1.65 V ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.34 ดังนั้น สามารถคำนวณอัตราขยายสูงสุดของวงจรป้อนกลับได้เท่ากับ 5 เท่า มีวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.35



รูปที่ 3.34 ลักษณะสัญญาณกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับกระแส



รูปที่ 3.35 วงจรตรวจจับกระแส

จากวงจรตรวจจับกระแสที่แสดงในรูปที่ 3.35 สามารถหาสมการความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดันเอาต์พุตกับสัญญาณกระแสอินพุตได้ดังสมการที่ (3.56)

$$V_{\text{out}} = -\frac{R9}{R11} \times \frac{I_{\text{IN}} \times R10}{N} + 1.65 \quad (3.56)$$

เมื่อ V_{out} คือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับกระแส
 I_{in} คือ กระแสอินพุตของวงจรตรวจจับกระแส
 N คือ อัตราส่วนของขดลวดค้ำทุติยภูมิต่อขดลวดค้ำปฐมภูมิ

ทำการแทนค่าของตัวต้านทานที่แสดงในรูปที่ 3.37 ในสมการที่ (3.56) ได้ดังนี้

$$V_{\text{out}} = -\frac{100 \times 10^3}{20 \times 10^3} \times \frac{I_{\text{in}} \times 100}{1000} + 1.65$$

สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดันเอาต์พุตกับสัญญาณกระแสอินพุตได้ดังสมการที่ (3.57)

$$V_{\text{out}} = -0.5 \times I_{\text{in}} + 1.65 \quad (3.57)$$

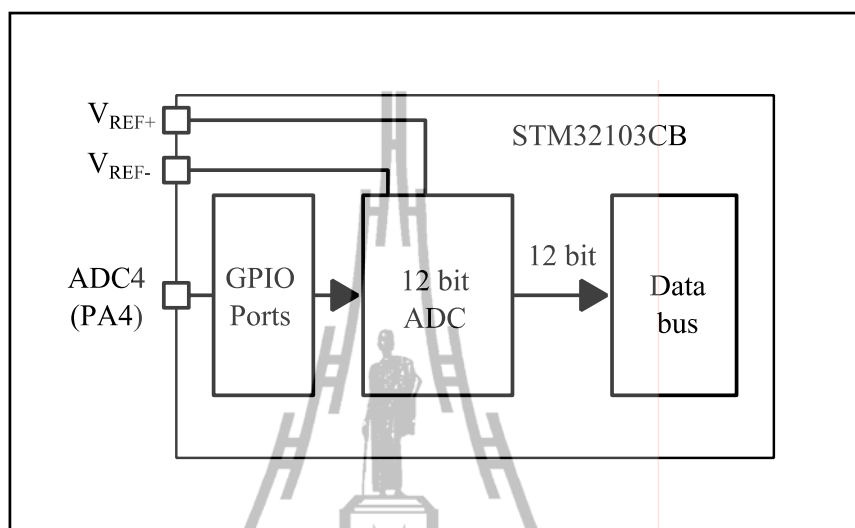
สามารถแทนสมการขนาดของสัญญาณในหน่วยอาร์เอ็มเอส โดยไม่พิจารณาระดับอ้างอิงของสัญญาณ ดังสมการที่ (3.58) ดังนี้

$$|V_{\text{out}}| = 0.5 \times |I_{\text{in}}| \quad (3.58)$$

3.7.2 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล

การตรวจจับสัญญาณกระแสใช้ไมโครการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอล ซึ่งมีอยู่ในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F103CB โดยทำการรับสัญญาณอนาลอกผ่านทางพอร์ต PA4 (ขา 14) ของไมโครคอนโทรลเลอร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.36 กำหนดโหมดการทำงานของพอร์ตดังกล่าวให้ทำงานในโหมดรับสัญญาณอินพุตแบบอนาลอก (analog input mode) เพื่อ

แปลงระดับของสัญญาณเป็นข้อมูลดิจิทัลขนาด 12 บิต โดยกำหนดความถี่การชักตัวอย่าง (sampling frequency) เท่ากับ 10 kHz



รูปที่ 3.36 บล็อกไดอะแกรมโมดูลแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล

ทำการเก็บข้อมูลของรูปคลื่นสัญญาณกระแสแต่ละช่วงจุดในรูปของข้อมูลแรงดันแบบดิจิทัลขนาด 12 บิต เพื่อนำมาคำนวณหาขนาดของสัญญาณในหน่วยอาร์เอ็มเอส ตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.59) ดังนี้

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (V_n - V_{\text{ref}})^2}{N}} \quad (3.59)$$

- เมื่อ V_{rms} คือ ขนาดของสัญญาณในหน่วยอาร์เอ็มเอส
 V_n คือ ระดับสัญญาณในแต่ละช่วงจุด
 V_{ref} คือ ระดับสัญญาณอ้างอิง
 N คือ จำนวนจุดข้อมูลใน 1 ช่วงสัญญาณ
 n คือ ลำดับจุดของข้อมูล

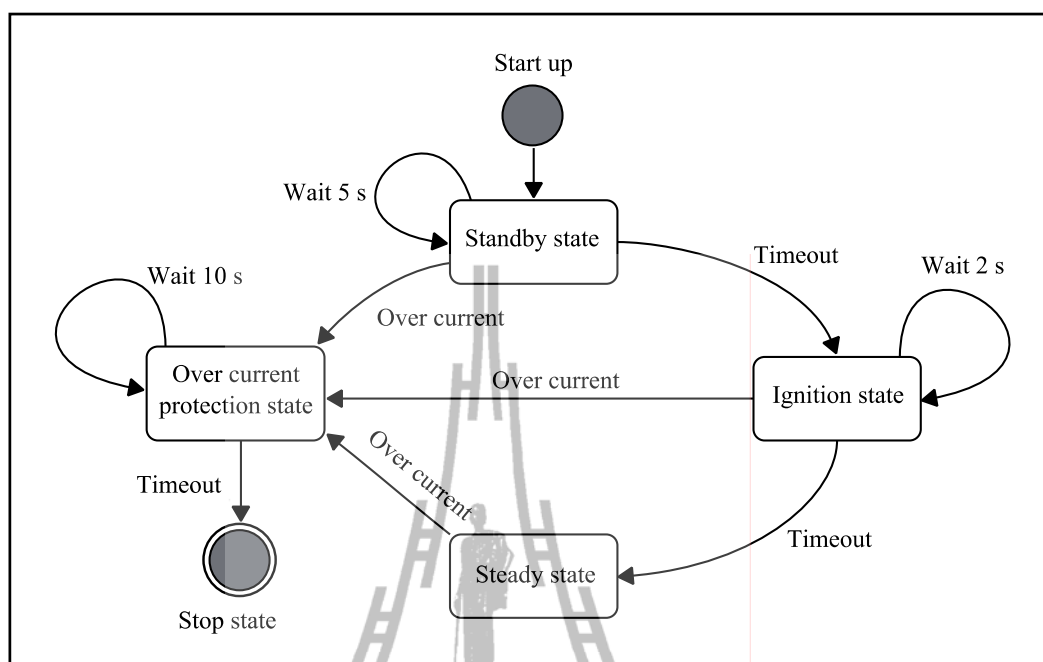
เนื่องจากสัญญาณข้อมูลที่ได้จากการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นข้อมูลดิจิทัลขนาด 12 บิต ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 0-4095 และระดับอ้างอิงกำหนดไว้ที่กึ่งกลางของช่วงข้อมูล ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการปรับเทียบขนาดของสัญญาณที่ได้จากการคำนวณ ซึ่งเป็นข้อมูลแบบดิจิทัล ให้เป็นขนาดของสัญญาณกระแส โดยค่าสูงสุดของข้อมูลขนาด 12 บิต มีค่าเท่ากับ 4095 สอดคล้องกับขนาดของสัญญาณแรงดัน 3.3 V และจากความสัมพันธ์ระหว่างระดับสัญญาณแรงดันกับกระแสตามสมการที่ (3.58) สามารถทำการแปลงจากข้อมูลขนาด 12 บิต เป็นขนาดของสัญญาณกระแสได้ดังสมการที่ (3.60) ดังนี้

$$I_{\text{rms}} = V_{\text{rms}} \times \frac{3.3}{4095} \times \frac{1}{0.5} \quad (3.60)$$

เมื่อ I_{rms} คือ ขนาดของสัญญาณกระแสในหน่วยอาร์เอ็มเอส

3.8 การควบคุมการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงมีการควบคุมการทำงานของวงจรด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรในแต่ละช่วงเวลาแบบอัตโนมัติ ได้แก่ การควบคุมการทำงานของรีเลย์ในวงจรโซแนนซ์ การป้องกันกระแสเกินด้านแหล่งจ่าย และควบคุมการเปิดและปิดการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อให้สอดคล้องกับสภาวะการทำงานของหลอด รวมทั้งการป้องกันความเสียหายที่เกิดขึ้นจากความผิดปกติของวงจรและหลอด สามารถแสดงแผนภาพสถานะของวงจรได้ดังรูปที่ 3.37 ดังนี้



รูปที่ 3.37 แผนภาพสถานะของวงจรปลาสตอ์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง

การทำงานของวงจรแบ่งออกเป็น 6 สถานะ ดังนี้

- **สถานะเริ่มต้น (start up)** ในช่วงเวลานี้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำการกำหนดค่าเริ่มต้นของโปรแกรมสำหรับควบคุมการทำงานของส่วนต่าง ๆ ได้แก่ ค่าความถี่และค่ารอบทำงานของสัญญาณพัลส์ สถานะของรีเลย์ในวงจรโซเนนซ์ และกำหนดค่าเริ่มต้นสำหรับการคำนวณขนาดของกระแส

- **สถานะพร้อมทำงาน (standby state)** ในช่วงเวลานี้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำการกำหนดสถานะของรีเลย์ให้สวิตช์วงจรเป็นวงจรโซเนนซ์สำหรับจุดหลอด พร้อมทั้งเปิดการทำงานของพัลลมระบายความร้อน จากนั้นตรวจสอบค่ากระแสที่แหล่งจ่ายของวงจร ถ้ากระแสมีขนาดเกินค่าที่กำหนด ให้เปลี่ยนสถานะไปที่สถานะป้องกันกระแสเกิน (over current protection state) ซึ่งกำหนดค่ากระแสเกินในช่วงเวลานี้เท่ากับ 0.5 Arms ถ้าขนาดของกระแสอยู่ในช่วงที่กำหนดเป็นเวลามากกว่า 5 วินาที ให้เปลี่ยนสถานะไปที่สถานะจุดหลอด (ignition state)

- **สถานะจุดหลอด** ในช่วงเวลานี้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำการเปิดการทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ ทำให้เกิดแรงดันสูงเป็นช่วง ๆ ที่ด้านเอาต์พุต พร้อมทั้งเปิดไฟแสดงสถานะกำลังทำงาน (หลอดไฟสีเขียว) จากนั้นทำการตรวจสอบขนาดของกระแสที่แหล่งจ่าย ถ้ากระแสมีขนาดมากกว่า 2.0 Arms ติดต่อกันเป็นเวลามากกว่า 50 ms ให้เปลี่ยนสถานะไปที่สถานะป้องกัน

กระแสเกิน ปกติการเกิดกระแสสูงในช่วงจุดโหลดใช้เวลาน้อยกว่า 200 μ s ถ้าขนาดของกระแสอยู่ในช่วงที่กำหนดเป็นเวลามากกว่า 2 วินาที ให้เปลี่ยนสถานะไปที่สถานะคงตัว (steady state)

- **สถานะคงตัว** ในช่วงเวลานี้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำการกำหนดสถานะของรีเลย์ให้สวิตช์วงจรเป็นวงจรเรโซแนนซ์สำหรับสถานะคงตัว จากนั้นทำการตรวจสอบขนาดของกระแสที่แหล่งจ่าย ถ้ากระแสมีขนาดมากกว่า 1.0 Arms ติดต่อกันเป็นเวลามากกว่า 200 ms ให้เปลี่ยนสถานะไปที่สถานะป้องกันกระแสเกิน ปกติในช่วงเวลานี้กระแสที่แหล่งจ่ายมีขนาดสูงสุดที่ค่าพิกัดของวงจรประมาณ 0.75-0.85 Arms

- **สถานะป้องกันกระแสเกิน** ในช่วงเวลานี้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำการปิดการทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ พร้อมทั้งแสดงไฟสถานะกระแสเกิน (หลอดไฟสีส้ม) จากนั้นรอเวลา 10 วินาที เพื่อเปลี่ยนสถานะไปที่สถานะหยุดการทำงาน (stop state)

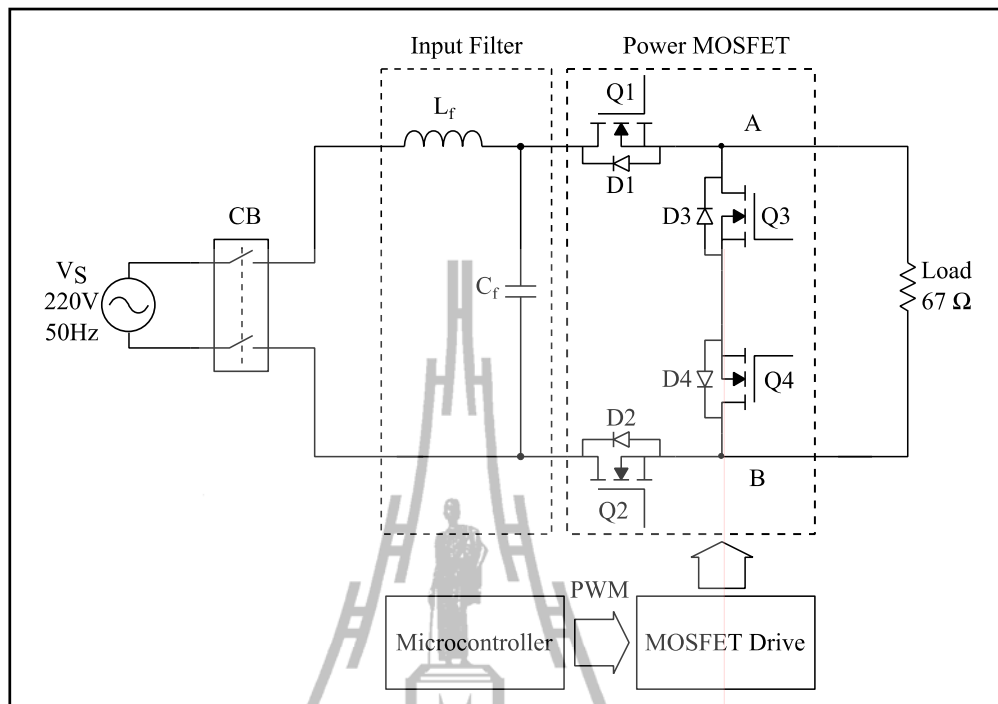
- **สถานะหยุดทำงาน** ในช่วงเวลานี้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำการปิดการทำงานของพัดลมระบายความร้อน การเริ่มต้นการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ต้องทำการปลดแหล่งจ่ายออก เพื่อตรวจสอบความผิดปกติของวงจร แล้วต่อแหล่งจ่ายเข้ามาใหม่เพื่อให้วงจรกลับไปทำงานที่สถานะเริ่มต้น

3.9 ผลการทดสอบ

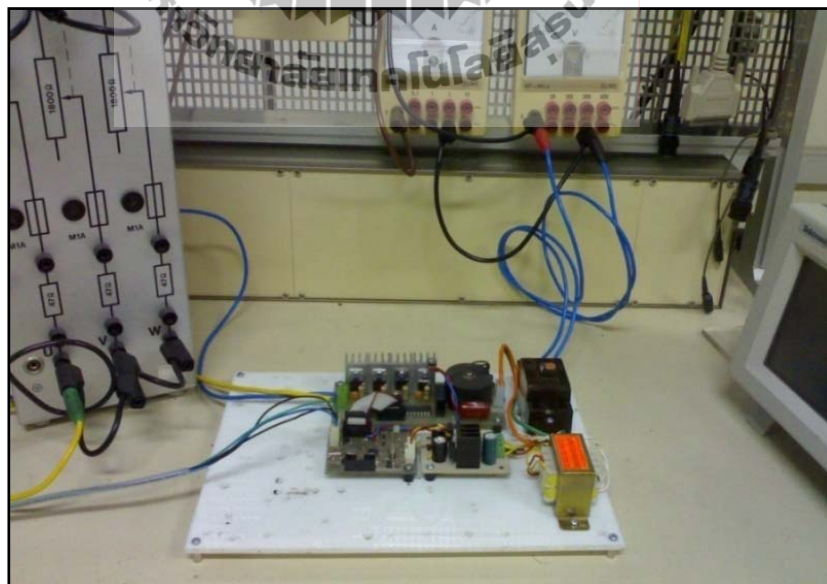
หลังจากทำการวิเคราะห์และออกแบบวงจรต้นแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง ตามที่ได้อธิบายผ่านมาแล้ว จึงได้ทำการสร้างวงจรต้นแบบเพื่อทดสอบ ซึ่งการวัดและการทดสอบอาศัยเครื่องวัดกำลังไฟฟ้า Power Quality Analyzer (FLUKE-434) และเครื่องออสซิลโลสโคป (Tektronix TDS 2024) มีผลการทดสอบการทำงานของวงจรแต่ละส่วนดังรายละเอียดต่อไปนี้

3.9.1 ผลการทดสอบวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ

การทดสอบวงจรชอปเปอร์กระแสสลับต้องทำการทดสอบร่วมกับวงจรกรองความถี่ด้านอินพุต เนื่องจากลักษณะของรูปคลื่นกระแสด้านอินพุตของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับเป็นกระแสไฟฟ้าความถี่สูง อาจทำให้เกิดความเสียหายกับวงจรแหล่งจ่าย การทดสอบดังกล่าวได้ต่อวงจรตามแผนผังดังแสดงในรูปที่ 3.38 ก) ทดสอบโดยการปรับค่าความถี่และค่ารอบทำงานของสัญญาณพัลส์ เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของแรงดันเอาต์พุตกับค่าความถี่ และค่ารอบทำงานของสัญญาณพัลส์



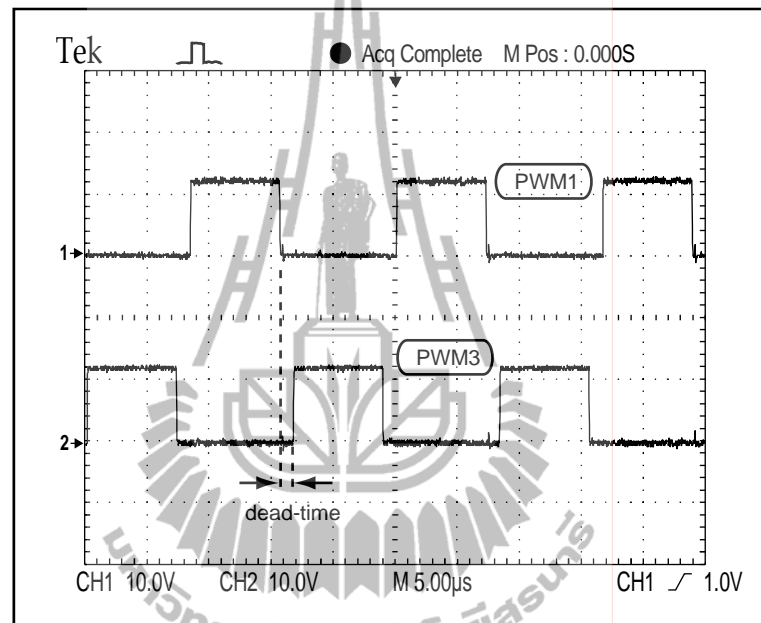
ก) แผนผังสำหรับการทดสอบวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ



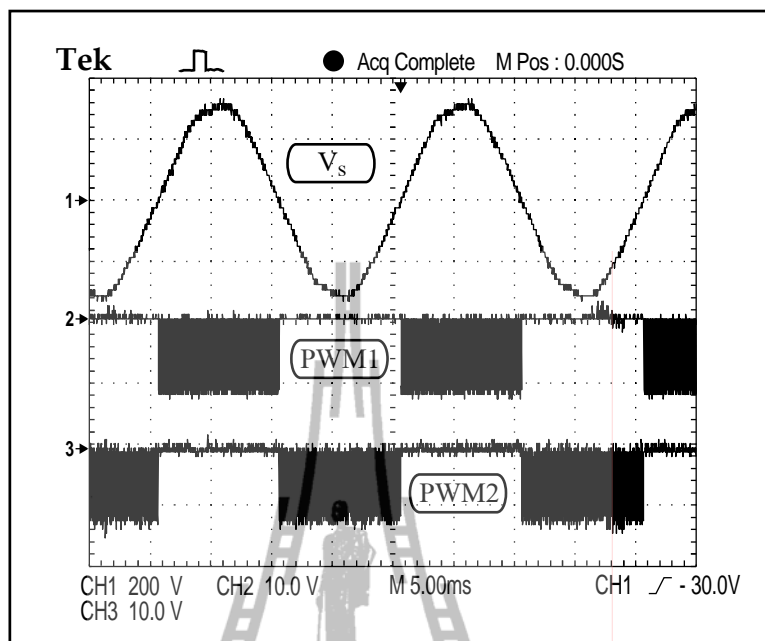
ข) การต่อวงจรสำหรับการทดสอบวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ

รูปที่ 3.38 การทดสอบวงจรขอปเปอร์กระแสสลับ

การทดสอบการทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ เริ่มจากการตรวจสอบ ลักษณะของสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลัง ซึ่งเป็นสัญญาณทางด้าน เอ๊าต์พุตของวงจรขับเคลื่อน เพื่อตรวจสอบช่วงเวลาไร้ผลสนอง ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ รวมทั้ง การเปิดและปิดการมอดูเลตสัญญาณพัลส์ การทดสอบได้กำหนดค่าความถี่และค่ารอบทำงานของ สัญญาณพัลส์ไว้ที่ 60 kHz และ 50% ตามลำดับ แสดงผลการทดสอบดังนี้

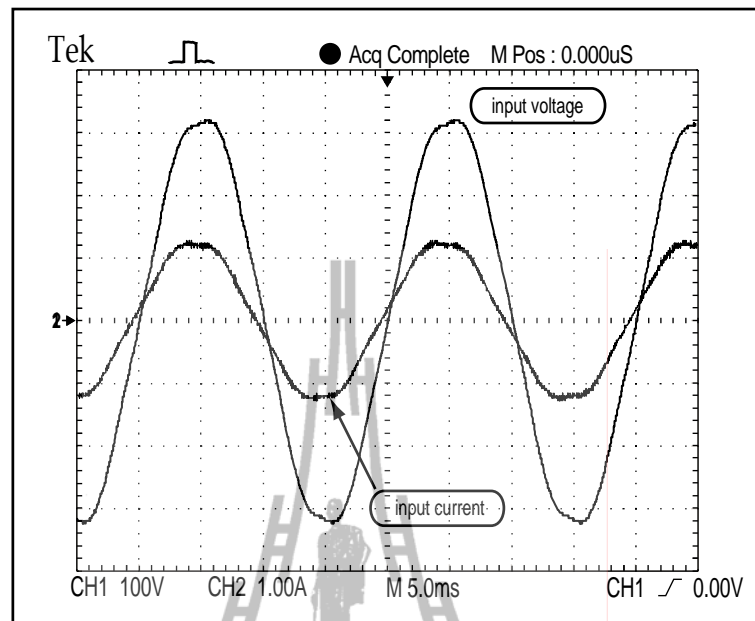


รูปที่ 3.39 ช่วงเวลาไร้ผลสนองของสัญญาณพัลส์ที่ออกจากวงจรขับเคลื่อน

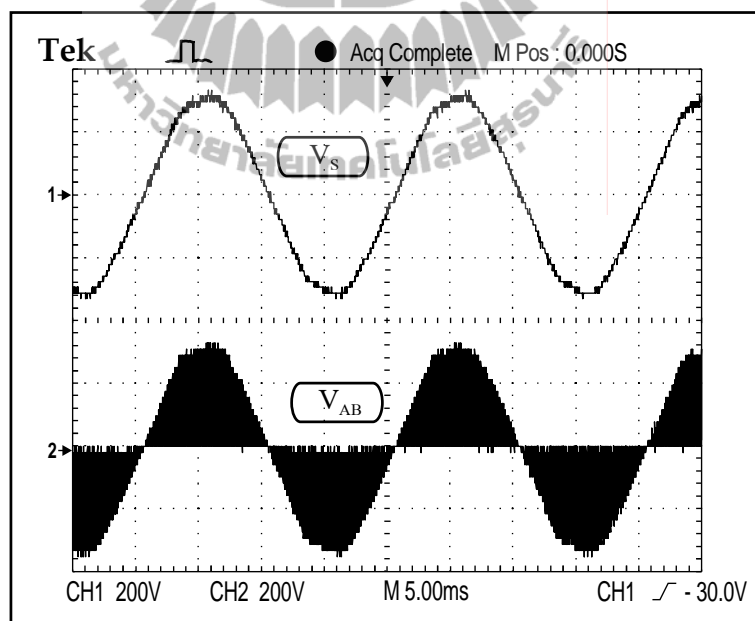


รูปที่ 3.40 ลักษณะของสัญญาณพัลส์เทียบกับสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย

จากผลการทดสอบสัญญาณพัลส์ในรูปที่ 3.39 แสดงช่วงเวลาไร้อุปกรณ์ของสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการทำงานของมอเตอร์กำลัง เพื่อไม่ให้เกิดการสวิตช์พร้อมกันของมอเตอร์กำลังในแต่ละกิ่ง ซึ่งมีระยะประมาณ $1 \mu\text{s}$ และมีลักษณะของสัญญาณเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม โดยที่สัญญาณ PWM1 ให้ผลตรงข้ามกับสัญญาณ PWM2 ซึ่งเป็นไปตามที่กำหนด จากผลการทดสอบในรูปที่ 3.40 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณพัลส์กับรูปคลื่นสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย (V_s) พบว่า การสร้างสัญญาณพัลส์มีความสอดคล้องกับเฟสและทิศทางของแรงดันที่แหล่งจ่าย โดยสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมมอเตอร์กำลังในกิ่ง A (PWM1) ทำงานในช่วงที่แรงดันแหล่งจ่ายมีทิศทางเป็นบวก และสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมมอเตอร์กำลังในกิ่ง B (PWM2) ทำงานในช่วงที่แรงดันแหล่งจ่ายมีทิศทางเป็นลบ ซึ่งเป็นไปตามที่กำหนด จากนั้นได้ทำการทดสอบสัญญาณกระแสและแรงดันที่แหล่งจ่าย พบว่ารูปคลื่นของกระแสและแรงดันมีลักษณะคล้ายกับรูปคลื่นไซน์และมีเฟสของสัญญาณใกล้เคียงกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.41



รูปที่ 3.41 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่แหล่งจ่าย



รูปที่ 3.42 การเปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันที่แหล่งจ่ายกับรูปคลื่นแรงดันด้านเอาต์พุตของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ

ผลการทดสอบในรูปที่ 3.42 แสดงการเปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของ วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ (V_{AB}) และรูปคลื่นแรงดันที่แหล่งจ่าย พบว่าลักษณะของสัญญาณ แรงดันเอาต์พุตมีความสอดคล้องกับสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย มีขนาดของแรงดันและทิศทาง เปลี่ยนไปตามสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย จากนั้นทำการทดสอบการทำงานของวงจรชอปเปอร์ กระแสสลับ โดยการปรับความถี่ทำงานของสวิทช์ในช่วง 45-75 kHz และปรับรอบทำงานของ สัญญาณพัลส์ในช่วง 10-50% มีผลการทดสอบดังแสดงในตารางที่ 3.10 ดังนี้

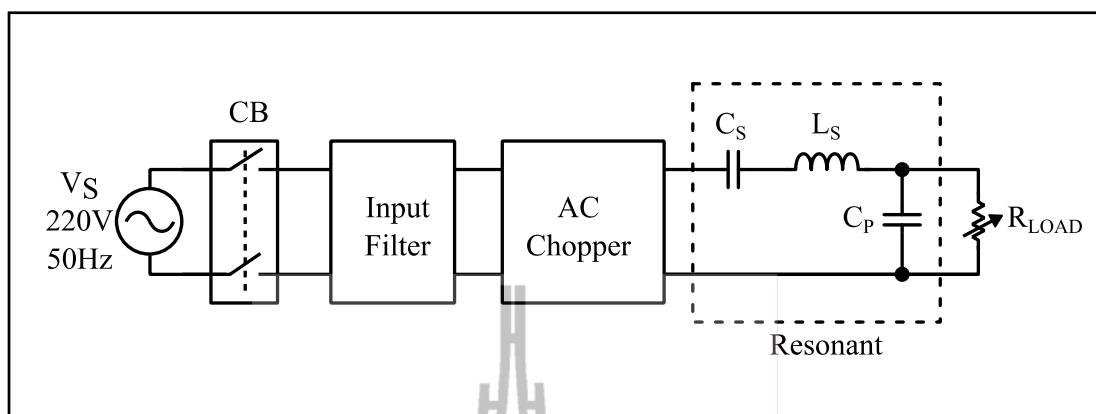
ตารางที่ 3.10 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ

รอบทำงาน (%)	แรงดันเอาต์พุต (V_{rms})			ค่าเฉลี่ย
	$f_s = 45$ kHz	$f_s = 60$ kHz	$f_s = 75$ kHz	
10	25.3	25.1	25.5	25.3
20	48.1	47.9	47.9	45.0
30	72.1	72.4	72.6	72.4
40	95.4	95.6	95.2	96.1
50	115.8	115.3	115.5	115.5

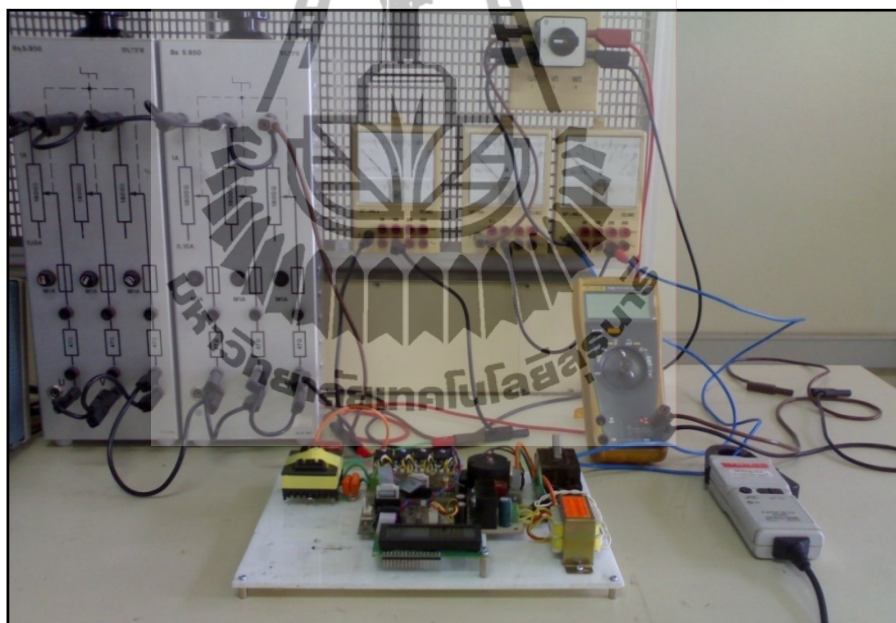
จากผลการทดสอบวงจรชอปเปอร์กระแสสลับดังแสดงในตารางที่ 3.10 พบว่าการ เพิ่มค่ารอบทำงานของสัญญาณพัลส์มีผลทำให้ขนาดของแรงดันเอาต์พุตเพิ่มขึ้น และการ ปรับเปลี่ยนค่าความถี่มีผลต่อขนาดของแรงดันเอาต์พุตน้อยมาก ดังนั้น จึงกล่าวได้ว่าการปรับ แรงดันเอาต์พุตของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับสามารถทำได้โดยการปรับค่ารอบทำงานของ สัญญาณพัลส์ และการปรับค่าความถี่ทำงานของวงจรสวิทช์ไม่มีผลต่อขนาดของแรงดันด้าน เอาต์พุตของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ

3.9.2 ผลการทดสอบวงจรเรโซแนนซ์

การทดสอบวงจรเรโซแนนซ์ต้องทดสอบร่วมกับวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ โดย รับแรงดัน ไฟฟ้าความถี่สูงจากวงจรชอปเปอร์กระแสสลับประมาณ 110 V_{rms} ด้านเอาต์พุตของ วงจรต่อกับโหลดตัวต้านทานปรับค่าได้ เพื่อจำลองการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูง ในช่วงสภาวะต่าง ๆ ได้แก่ ช่วงจุดหลอด ช่วงที่หลอดเริ่มเปล่งแสง และช่วงสภาวะคงตัว นอกจากนี้ยังได้ทำการทดสอบการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์ โดยการปรับ ค่าความถี่ทำงานของสวิทช์ เพื่อเปรียบเทียบกับผลการคำนวณ การทดสอบดังกล่าวได้ต่อวงจรตาม รูปที่ 3.43 ดังนี้



ก) แผนผังงานสำหรับการทดสอบวงจรเรโซแนนซ์

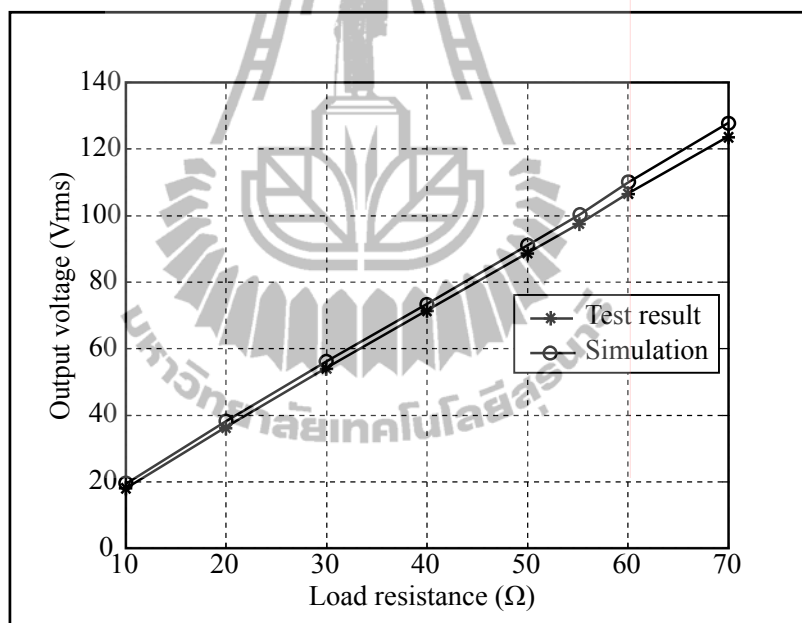


ข) การต่อวงจรสำหรับการทดสอบวงจรเรโซแนนซ์

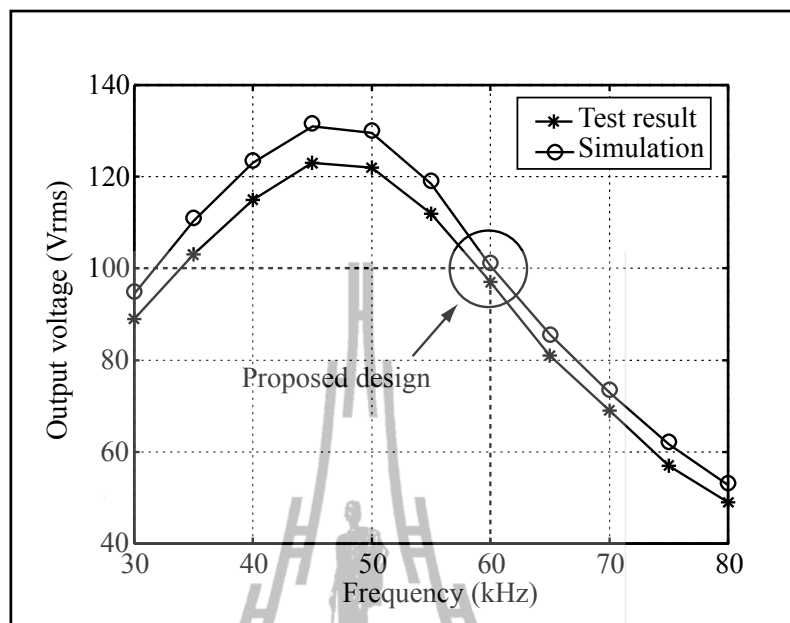
รูปที่ 3.43 การทดสอบวงจรเรโซแนนซ์

การทดสอบการจำลองสภาวะการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูง สามารถทำได้โดยการปรับค่าความต้านทานของโหลด ซึ่งทดสอบกับโหลดในช่วง 10-70 Ω แสดงผลการทดสอบและผลการคำนวณดังรูปที่ 3.44 พบว่า เมื่อทำการเพิ่มค่าความต้านทานของโหลดทำให้ขนาดของแรงดันคร่อมโหลดเพิ่มขึ้น และมีความสัมพันธ์ในลักษณะเป็นเชิงเส้น ซึ่งสอดคล้องกับ

ผลการคำนวณที่อาศัยสมการขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอน จากนั้นทำการทดสอบการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์ โดยการปรับค่าความถี่ทำงานของวงจรสวิตช์ในวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ ในช่วง 30-80 kHz ทดสอบกับโหลดตัวต้านทานขนาด 55 Ω ได้ผลการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 3.45 พบว่า แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรโซแนนซ์จะมีขนาดสูงสุดประมาณ 123 Vrms ที่ค่าความถี่เท่ากับ 45 kHz และเมื่อเพิ่มค่าความถี่ทำงานของสวิตช์มีผลทำให้ขนาดของแรงดันเอาต์พุตลดลง ซึ่งสอดคล้องกับการจำลองผล เมื่อพิจารณาที่ค่าความถี่สวิตช์เท่ากับ 60 kHz ซึ่งเป็นความถี่ทำงานที่กำหนด มีขนาดแรงดันด้านเอาต์พุตของวงจรเรโซแนนซ์ประมาณ 97 Vrms ซึ่งมีค่าน้อยกว่าการจำลองผลประมาณ 4 Vrms และน้อยกว่าขนาดแรงดันที่กำหนดประมาณ 3 Vrms หรือมีค่าความคลาดเคลื่อนของแรงดันประมาณ 3%

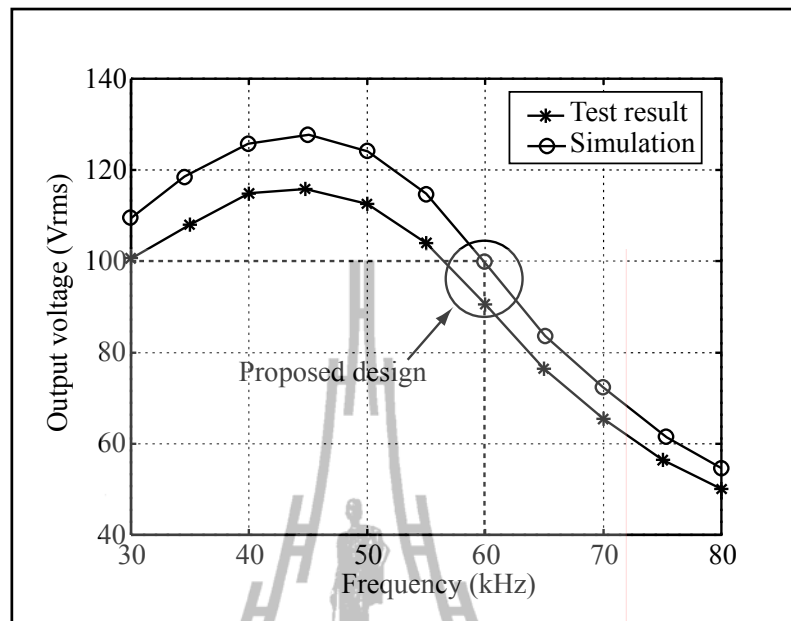


รูปที่ 3.44 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับแรงดันที่โหลดของวงจรเรโซแนนซ์



รูปที่ 3.45 การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดสอบการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์ที่ออกแบบโดยพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย

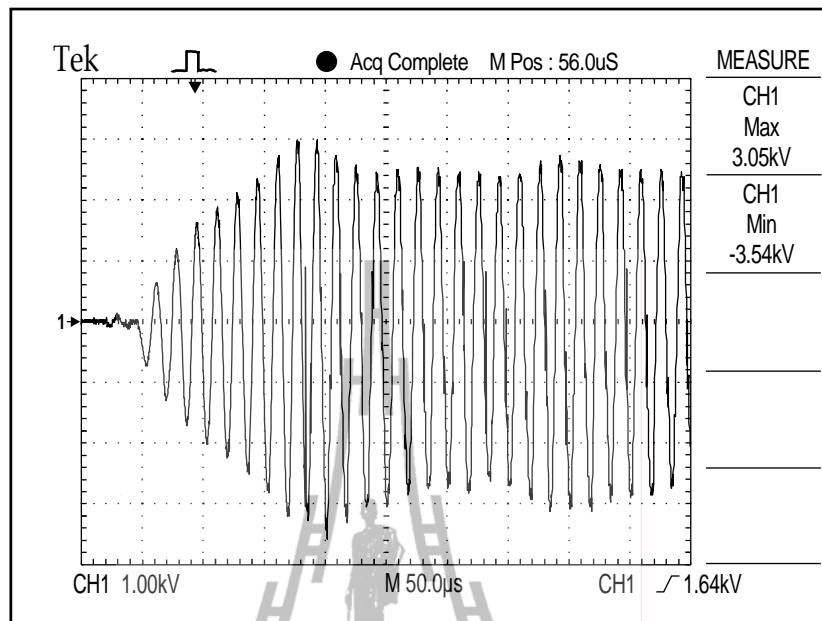
นอกจากนี้ได้ทำการทดสอบการทำงานของวงจรเรโซแนนซ์ที่ออกแบบโดยไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย เพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองการตอบสนองทางความถี่ แสดงผลการทดสอบดังรูปที่ 3.46 พบว่า ที่ค่าความถี่เท่ากับ 60 kHz ซึ่งเป็นความถี่ทำงานของวงจรสวิตช์ ผลการทดสอบมีขนาดแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรโซแนนซ์ประมาณ 91 Vrms ซึ่งมีค่าน้อยกว่าแรงดันที่ได้จากการจำลองผลประมาณ 9 Vrms หรือมีค่าความคลาดเคลื่อนของแรงดันประมาณ 9%



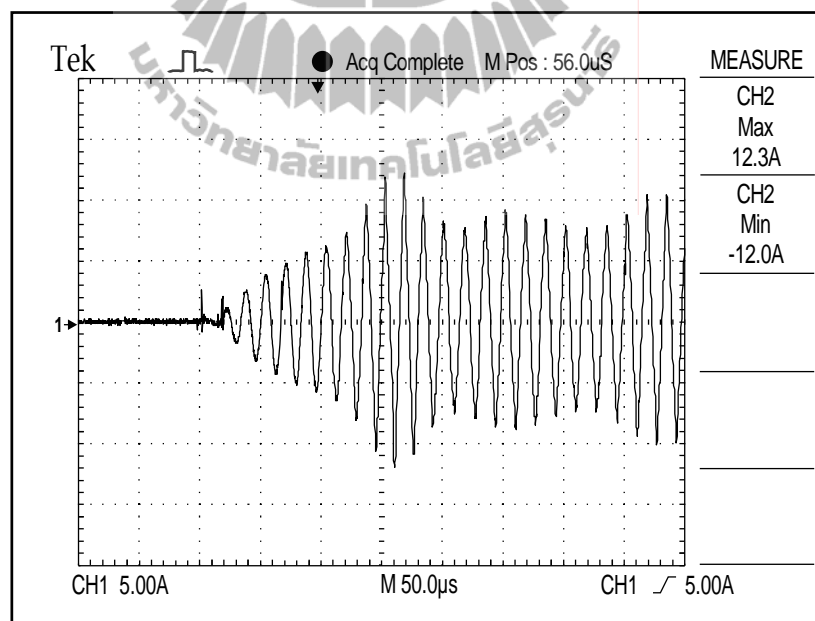
รูปที่ 3.46 การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดสอบการตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์ที่ออกแบบโดยไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย

จากผลการทดสอบการทำงานของวงจรเรโซแนนซ์ที่ได้กล่าวมา พบว่า การทำงานของวงจรเรโซแนนซ์ที่ออกแบบโดยพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย มีค่าความคลาดเคลื่อนของแรงดันน้อยกว่าวงจรที่ออกแบบโดยไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย ดังนั้น จึงกล่าวได้ว่าการออกแบบวงจรเรโซแนนซ์ที่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียช่วยชดเชยแรงดันด้านเอาต์พุตที่ลดลงอันเนื่องมาจากการสูญเสียในวงจร ทำให้วงจรเรโซแนนซ์สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้ใกล้เคียงกับการจำลองผล และใกล้เคียงกับค่าที่กำหนดมากกว่าวงจรเรโซแนนซ์ที่ออกแบบโดยไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย

การทดสอบการทำงานของวงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดโหลด ทำการทดสอบในขณะที่วงจรเรโซแนนซ์ไม่มีโหลดต่ออยู่ เพื่อทดสอบแรงดันและกระแสสูงสุดของวงจร มีผลการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 3.47 พบว่า วงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดโหลดสามารถสร้างแรงดันได้สูงสุดประมาณ 3540 V ซึ่งเพียงพอสำหรับการใช้ในการจุดหลอดโซเดียมความดันสูง และมีขนาดกระแสด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์สูงสุดประมาณ 12.3 A ซึ่งมีขนาดไม่เกินค่ากระแสพิสัยของมอสเฟตกำลังที่เลือกใช้



ก) แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรโซแนนซ์

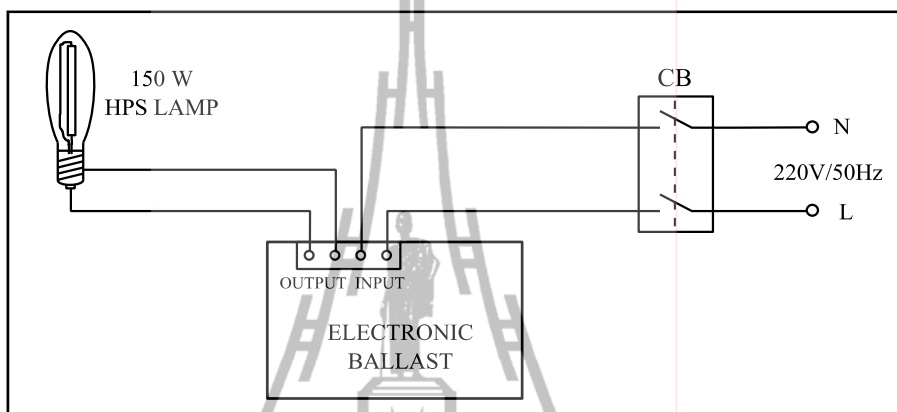


ข) กระแสอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์

รูปที่ 3.47 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดโหลด

3.9.3 ผลการทดสอบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

การทดสอบการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการทดสอบกับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 150 W (Philips SON-E) การทดสอบดังกล่าวได้ต่อวงจรตามแผนผังดังรูปที่ 3.48 ก) ดังนี้



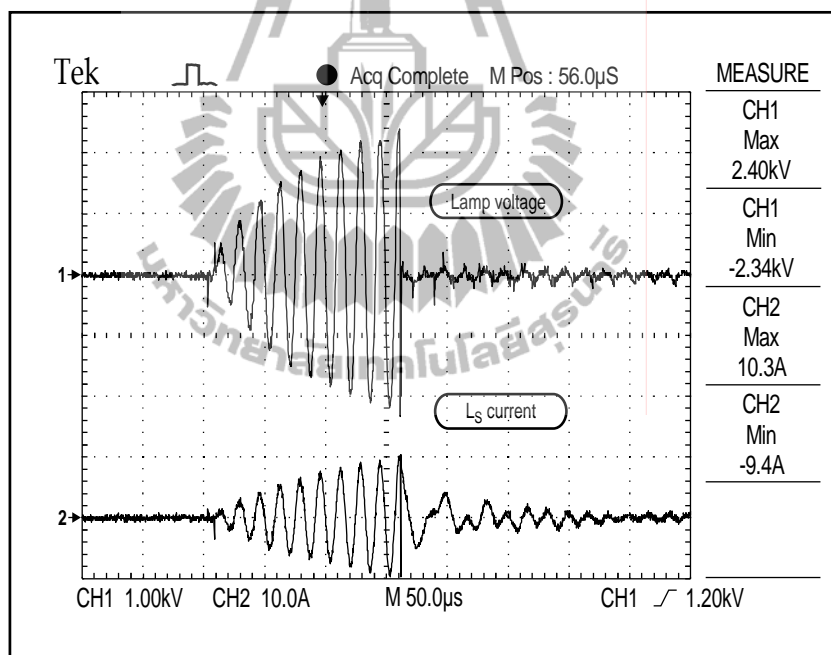
ก) แผนผังสำหรับการทดสอบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์



ข) การต่อวงจรสำหรับการทดสอบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

รูปที่ 3.48 การทดสอบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

การทดสอบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ทำการทดสอบในขณะที่หลอดเย็น ซึ่งไม่มีการใช้งานเป็นเวลานานอย่างน้อย 1-2 ชั่วโมง มีผลการทดสอบในช่วงจุดหลอดดังแสดงในรูปที่ 3.49 พบว่า วงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดหลอดทำการสร้างแรงดันสูงขึ้นเรื่อย ๆ จนถึงประมาณ 2400 V ซึ่งเป็นช่วงที่ทำให้หลอดจุดติดพอดี มีค่ากระแสด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์สูงสุดประมาณ 10.3 A เมื่อหลอดจุดติดแรงดันที่หลอดลดลงมาทันที หลังจากนั้นประมาณ 2 วินาที วงจรควบคุมทำการสับเปลี่ยนวงจรจากวงจรเรโซแนนซ์สำหรับจุดหลอดเป็นวงจรเรโซแนนซ์สำหรับสภาวะคงตัว ทำการเก็บข้อมูลทางไฟฟ้าของวงจรทุกๆ 1 นาที นับตั้งแต่หลอดเริ่มเปล่งแสงเป็นเวลา 14 นาที มีผลการทดสอบการทำงานของวงจรดังแสดงในตารางที่ 3.11 โดยที่ข้อมูลในนาทีแรกเป็นการทำงานของวงจรขณะที่หลอดเริ่มเปล่งแสง ซึ่งเป็นการทำงานของวงจรที่สถานะจุดหลอด และในช่วงเวลาที่ 1-14 นาที เป็นการทำงานของวงจรที่สถานะคงตัว

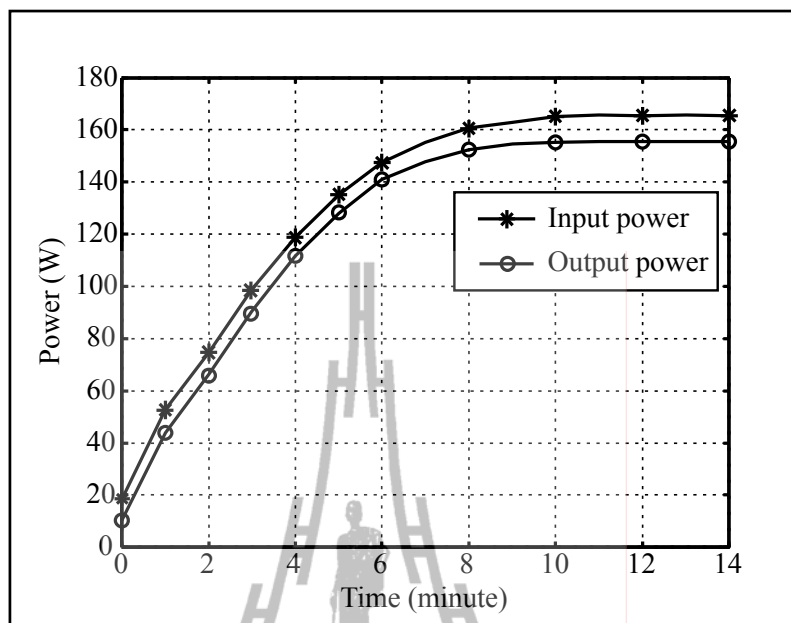


รูปที่ 3.49 รูปคลื่นกระแสอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์และแรงดันคร่อมหลอดที่สถานะจุดหลอด

ตารางที่ 3.11 ผลการทดสอบข้อมูลทางไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์หลังการจุดหลอด

เวลา (นาทื)	V_{in} (Vrms)	I_{in} (Arms)	P_{in} (W)	PF	V_o (Vrms)	I_o (Arms)	P_{out} (W)
0	220.3	0.12	18.3	0.69	27	0.42	10
1	220.4	0.23	50.3	0.92	39	1.81	42
2	220.3	0.27	71.3	0.95	51	1.81	63
3	220.4	0.38	94.2	0.93	65	1.8	86
4	220.3	0.5	113.4	0.9	75	1.79	107
5	220.2	0.61	129.1	0.9	84	1.79	122
6	220.3	0.68	141	0.9	89	1.78	135
7	220.1	0.72	148.2	0.89	94	1.78	142
8	220.1	0.76	153.4	0.89	96	1.77	146
9	220.3	0.78	156.1	0.89	97	1.76	149
10	220.3	0.8	157.8	0.89	97	1.76	149
11	220.4	0.81	158.6	0.89	97	1.76	149
12	220.4	0.81	158.6	0.89	97	1.76	149
13	220.1	0.81	158.5	0.89	97	1.76	149
14	220.3	0.81	158.6	0.89	97	1.76	149

จากผลการทดสอบข้อมูลทางไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในตารางที่ 3.11 พบว่า หลังจากทีหลอดจุดติดแรงดันที่หลอดลดลงมาทันทีเหลือประมาณ 27 Vrms มีกระแสไหลผ่านหลอดประมาณ 0.42 Arms และเมื่อทำการสับเปลี่ยนวงจรมาเป็นวงจรเรโซแนนซ์สำหรับสภาวะคงตัวทำให้ค่ากระแสที่หลอดสูงขึ้นจาก 0.42 Arms เป็น 1.81 Arms จากนั้นใช้เวลาประมาณ 9-10 นาที เพื่อเข้าสู่สภาวะคงตัว สังเกตได้จากกำลังไฟฟ้าเริ่มมีค่าคงที่ สามารถแสดงการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังไฟฟ้าตามเวลาจากช่วงหลังจุดหลอดติดจนเข้าสู่สภาวะคงตัวได้ดังรูปที่ 3.50

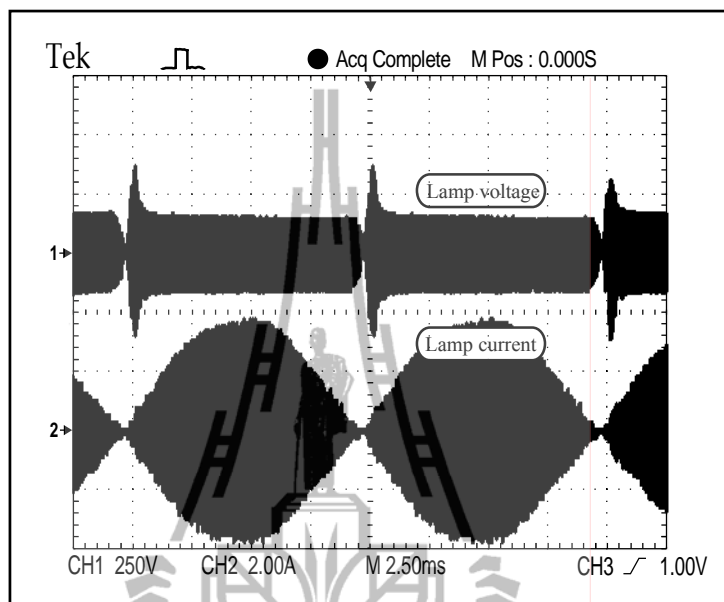


รูปที่ 3.50 การเปลี่ยนแปลงค่ากำลังไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์หลังการจุดหลอด

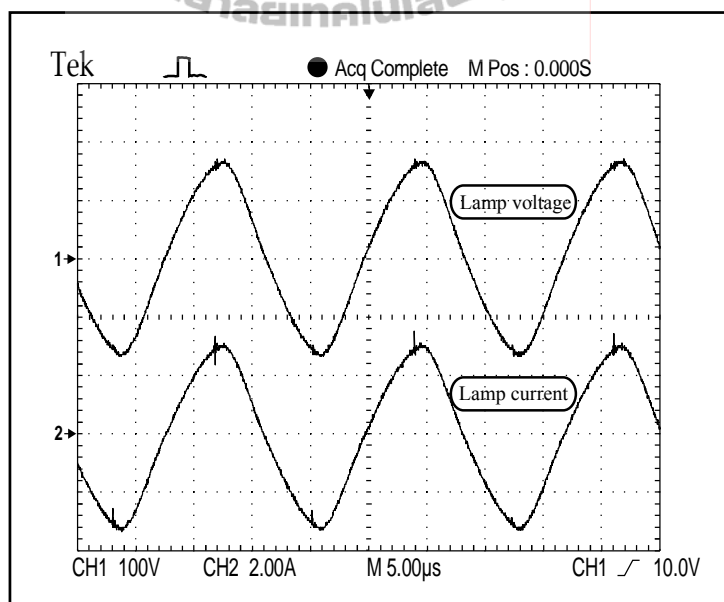
จากผลการทดสอบกำลังไฟฟ้าที่แสดงในรูปที่ 3.50 พบว่า ช่วงที่หลอดทำงานที่สถานะคงตัวมีกำลังไฟฟ้าที่หลอดคงที่ประมาณ 149 W ซึ่งมีค่าน้อยกว่าการใช้บัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 4 W หรือประมาณ 2.6% กำลังไฟฟ้าด้านอินพุตของวงจรประมาณ 158.6 W ค่ารวมประสิทธิภาพของวงจรได้เท่ากับ 94.0% ซึ่งมากกว่าการใช้บัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 6% มีค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.89 ซึ่งสูงกว่าการใช้บัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 1.96 เท่า เมื่อพิจารณาลักษณะของสัญญาณกระแสและแรงดันที่หลอด พบว่า รูปคลื่นสัญญาณกระแสมีลักษณะคล้ายรูปคลื่นไซน์ตามสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย ในช่วงเริ่มต้นของลูกคลื่นสัญญาณแรงดันที่หลอดมีขนาดของสัญญาณสูงขึ้นกว่าปกติ ดังแสดงในรูปที่ 3.51 ก) รูปที่ 3.51 ข) แสดงภาพขยายของรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่หลอด ซึ่งเป็นลักษณะของสัญญาณความถี่สูง พบว่า สัญญาณกระแสและแรงดันที่หลอดมีลักษณะคล้ายกับรูปคลื่นไซน์ ดังนั้น จึงกล่าวได้ว่าการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูงเป็นแบบเชิงเส้นที่ค่าความถี่สูง แต่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ค่าความถี่ต่ำ

เมื่อพิจารณารูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่แหล่งจ่าย พบว่า รูปคลื่นสัญญาณกระแสมีเฟสใกล้เคียงกับรูปคลื่นสัญญาณแรงดัน แต่มีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ดังแสดงในรูปที่ 3.51 ค) และเมื่อเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายของวงจรที่ใช้หลอดเป็นตัวต้านทาน ดังแสดงในรูปที่ 3.41 พบว่า มีลักษณะของสัญญาณใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์ แต่เมื่อเปลี่ยนหลอดเป็นหลอดโซเดียมความดันสูง พบว่า สัญญาณกระแสมีการผิดเพี้ยนไปจาก

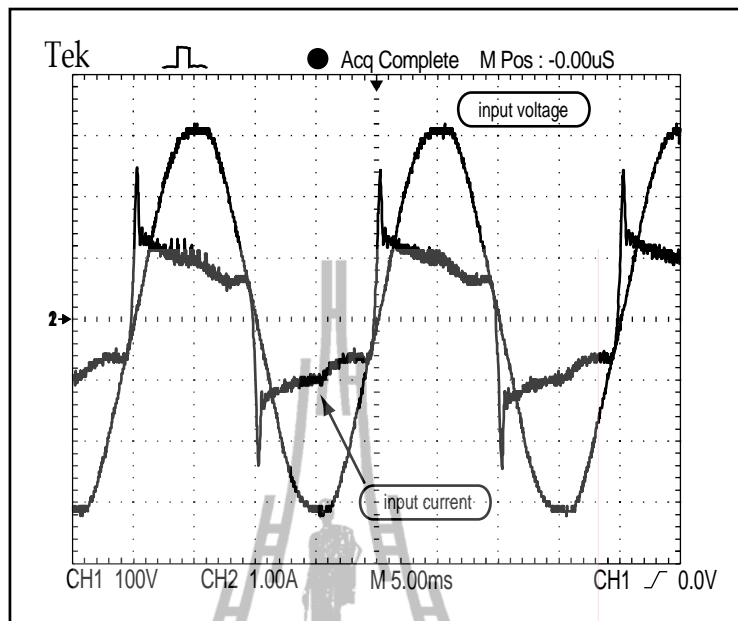
รูปคลื่นชาวน์ ดังนั้น จึงกล่าวได้ว่าการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายเป็นผลมาจากการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูงที่ไม่เป็นเชิงเส้นในช่วงความถี่ต่ำ



ก) รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่หลอด



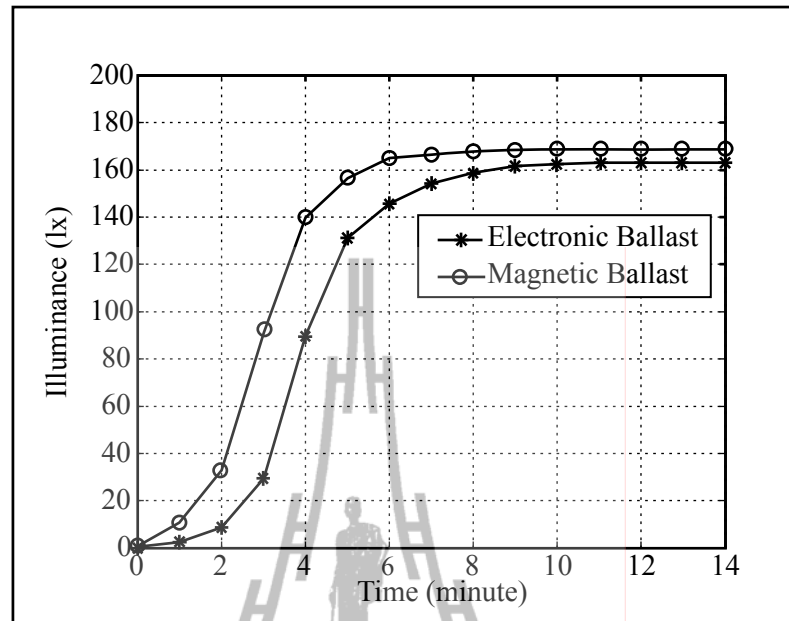
ข) ภาพขยายรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่หลอด



ค) รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่แหล่งจ่าย

รูปที่ 3.51 ผลการทดสอบทางไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่สภาวะคงตัว

ต่อจากนั้นทำการทดสอบความส่องสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูง โดยทำการทดสอบในห้องดำทึบแสง ทดสอบด้วยเครื่องวัดแสงยี่ห้อ MINOLTA รุ่น T-10 โดยวางเครื่องมือวัดห่างจากหลอดประมาณ 2.7 เมตร ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ทำการบันทึกค่าความสว่างทุก ๆ 1 นาที หลังจากจุดหลอดติดเป็นเวลา 14 นาที เปรียบเทียบผลการทดสอบความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูงที่ใช้งานร่วมกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์กับการใช้บัลลาสต์แกนเหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 3.52



รูปที่ 3.52 การเปรียบเทียบความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูง

จากผลการทดสอบที่แสดงในรูปที่ 3.52 พบว่า ความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูงที่ใช้งานร่วมกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีค่าความสว่างที่สภาวะคงตัวประมาณ 163 lx ซึ่งน้อยกว่าการใ้บัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 5 lx และใช้เวลาหลังจากจุดหลอดติดถึงช่วงความสว่างของหลอดเริ่มคงที่ประมาณ 10 นาที ซึ่งมากกว่าการใ้บัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 2 นาที จึงกล่าวได้ว่า การใช้งานหลอดโซเดียมความดันสูงร่วมกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ดังกล่าว มีค่าความสว่างของหลอดน้อยกว่าการ ใช้งานร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 3% และใช้เวลาในการติดสว่างเต็มที่นานกว่าบัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 25% สำหรับประสิทธิภาพการส่องสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูงที่ใช้งานร่วมกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ สามารถคำนวณได้จากค่าความสว่างของหลอด ซึ่งมีค่าประมาณ 163 lx หรือมีค่าความส่องสว่างประมาณ 14940 lm จากผลการทดสอบหลอดโซเดียมความดันสูงมีกำลังไฟฟ้าประมาณ 149 W สามารถคำนวณค่าประสิทธิภาพการส่องสว่างของหลอดได้เท่ากับ 101 lm/W ซึ่งมีค่าเท่ากับกับการใช้งานร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็ก

นอกจากนี้ยังได้ทำการทดสอบการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเรโซแนนซ์ที่ออกแบบโดยไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจร เพื่อเปรียบเทียบผลการทดสอบทางไฟฟ้าและความสว่างของหลอด จากการออกแบบวงจรเรโซแนนซ์ที่ไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย ซึ่งได้อธิบายในหัวข้อที่ 3.4.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใ้วงจรเรโซแนนซ์ที่มีค่า Q_s เท่ากับ 1.5 มีค่าความเหนี่ยวนำของ L_s เท่ากับ 218.8 μH ค่าความเก็บประจุ C_s และ

C_p เท่ากับ 120.6 nF และ 43.84 nF ตามลำดับ ในทางปฏิบัติเลือกใช้ตัวเก็บประจุ C_p เท่ากับ 44 nF และตัวเก็บประจุ C_s เท่ากับ 120 nF ซึ่งทำให้ค่าความเหนี่ยวนำของ L_s มีค่าเท่ากับ 218.5 μ H มีผลการทดสอบการทำงานของวงจรดังแสดงในตารางที่ 3.12 โดยที่ข้อมูลนาที่แรกเป็นการทำงานของวงจรที่สถานะจุดหยุดหลังจากจุดหยุดคิด และในช่วงเวลาที่ 1-14 นาที่ เป็นการทำงานของวงจรที่สถานะคงตัว

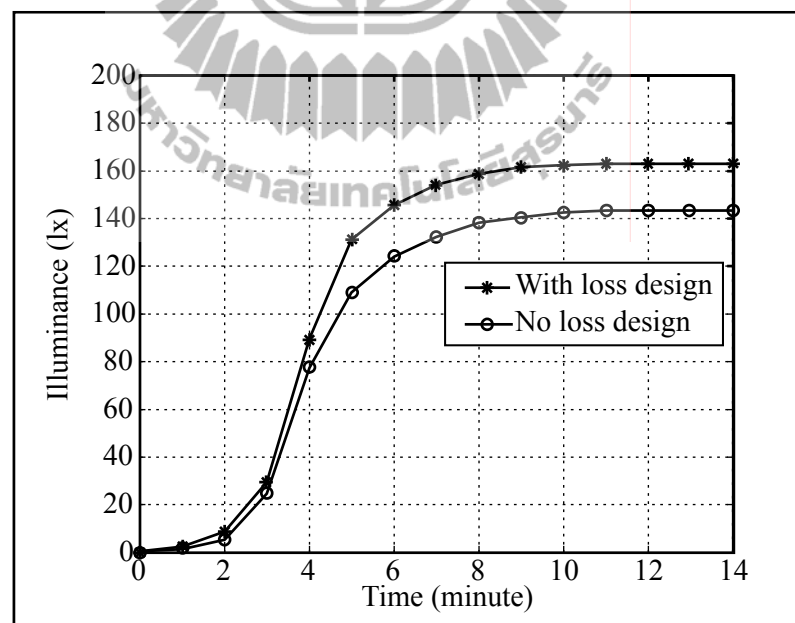
ตารางที่ 3.12 ผลการทดสอบข้อมูลทางไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ออกแบบ โดยไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย

เวลา (นาที่)	V_{in} (Vrms)	I_{in} (Arms)	P_{in} (W)	PF	V_o (Vrms)	I_o (Arms)	P_{out} (W)
0	220.3	0.12	18.3	0.69	27	0.42	10
1	220.4	0.22	45.4	0.93	37	1.73	37
2	220.3	0.25	64.4	0.94	48	1.72	55
3	220.3	0.36	85.1	0.93	62	1.71	76
4	220.4	0.47	102.5	0.91	71	1.71	94
5	220.4	0.57	116.6	0.90	79	1.70	107
6	220.1	0.64	127.4	0.90	83	1.70	116
7	220.3	0.68	133.9	0.90	87	1.69	122
8	220.4	0.71	138.6	0.89	89	1.69	126
9	220.3	0.73	140.8	0.89	90	1.69	129
10	220.2	0.75	141.6	0.89	91	1.69	131
11	220.3	0.76	142.5	0.89	92	1.68	132
12	220.1	0.76	142.5	0.89	92	1.68	132
13	220.3	0.76	142.4	0.89	92	1.68	132
14	220.4	0.76	142.5	0.89	92	1.68	132

จากผลการทดสอบการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงที่ออกแบบโดยไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจร ในช่วงที่หลอดทำงานที่สถานะคงตัววงจรใช้กำลังไฟฟ้าประมาณ 142.5 W มีค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.89 กระแสและแรงดันที่ส่งผ่านไปยังหลอดประมาณ 1.68 Arms และ 92 Vrms ตามลำดับ มีกำลังไฟฟ้าที่หลอด

ประมาณ 132 W สังเกตได้ว่ามีค่าประสิทธิภาพของวงจรและค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงกับวงจรที่ออกแบบโดยพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย แต่มีกำลังไฟฟ้าที่ลดลงลดลงประมาณ 17 W หรือประมาณ 11% ดังนั้น วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ออกแบบโดยพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังหลอดได้ใกล้เคียงกับค่าพิกัดของหลอดมากกว่าวงจรที่ออกแบบโดยไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย

จากนั้นทำการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูงระหว่างวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ออกแบบโดยพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียและไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย มีผลการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 3.53 พบว่า วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ออกแบบโดยไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียใช้เวลาในการติดสว่างเต็มที่ประมาณ 11 นาที มีค่าความสว่างที่สภาวะคงตัวประมาณ 144 lx ซึ่งน้อยกว่าวงจรที่ออกแบบโดยพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียประมาณ 19 lx หรือประมาณ 12% สอดคล้องกับค่ากำลังไฟฟ้าที่ลดลง และใช้เวลาในการติดสว่างเต็มที่นานกว่าวงจรที่ออกแบบโดยพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียประมาณ 1 นาที หรือประมาณ 10%



รูปที่ 3.53 การเปรียบเทียบความสว่างของหลอดที่ใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ออกแบบโดยพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียและไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสีย

3.9.4 การประเมินความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิก

การประเมินระดับความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิก (harmonic current distortion) ด้านแหล่งจ่ายของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้พิจารณาตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 ประเมินจากค่าความเพี้ยนความต้องการรวมของกระแส (TDD_i) และค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกในแต่ละช่วงย่อย ทำการทดสอบหลังจากโหลดจุดติดประมาณ 10 นาที เพื่อให้โหลดทำงานที่สภาวะคงตัว แสดงผลการทดสอบดังตารางที่ 3.13

ตารางที่ 3.13 ผลการทดสอบกระแสฮาร์โมนิกของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

ลำดับของฮาร์โมนิก	กระแสฮาร์โมนิกที่คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ ของกระแสลำดับที่ 1 (%)	กระแสฮาร์โมนิกที่คิดเป็น เปอร์เซ็นต์ของกระแสพิกัด (%)
1	100	90.2
2	0.8	0.7
3	32.3	29.1
5	22.8	20.6
7	19.0	17.1
9	14.7	13.3
11	12.2	11.0
13	8.0	7.2
15	6.5	5.9
17	5.3	4.8
19	4.0	3.6
21	2.9	2.6
23	1.1	1.0
25	0.9	0.8
27	0.9	0.8
29	0.3	0.3
31	0.7	0.6
33	0.1	0.1
35	0.3	0.3
37	0.2	0.2

ตารางที่ 3.13 ผลการทดสอบกระแสฮาร์โมนิกของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ (ต่อ)

ลำดับของฮาร์โมนิก	กระแสฮาร์โมนิกที่คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ ของกระแสลำดับที่ 1 (%)	กระแสฮาร์โมนิกที่คิดเป็น เปอร์เซ็นต์ของกระแสพิคัด (%)
39	0.2	0.2
41	0.1	0.1
43	0.1	0.1
45	0.1	0.1
47	0.1	0.1
49	0.1	0.1

จากผลการทดสอบกระแสฮาร์โมนิกด้านแหล่งจ่ายของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่แสดงในตารางที่ 3.13 สามารถคำนวณค่าความเพี้ยนความต้องการรวมของกระแส (TDD_i) และค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกในแต่ละช่วงย่อยได้ดังนี้

$$TDD_{i} = \frac{\sqrt{\sum_{n=3}^{49} I_n^2}}{I_L} \times 100\% \quad (3.61)$$

เมื่อ I_L คือ ขนาดของกระแสพิคัด (Arms)

I_n คือ ขนาดของกระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ n ($n = 3, 5, \dots, 49$)

ช่วงลำดับฮาร์โมนิกที่ 3-9

$$TDD_{i} = \frac{\sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2}}{I_L} \times 100\% \quad (3.62)$$

ช่วงลำดับฮาร์โมนิกที่ 11-15

$$TDD_{i} = \frac{\sqrt{I_{11}^2 + I_{13}^2 + I_{15}^2}}{I_L} \times 100\% \quad (3.63)$$

ช่วงลำดับฮาร์โมนิกที่ 17-21

$$\text{TDD}_i = \frac{\sqrt{I_{17}^2 + I_{19}^2 + I_{21}^2}}{I_L} \times 100\% \quad (3.64)$$

ช่วงลำดับฮาร์โมนิกที่ 23-33

$$\text{TDD}_i = \frac{\sqrt{I_{23}^2 + I_{25}^2 + I_{27}^2 + \dots + I_{33}^2}}{I_L} \times 100\% \quad (3.65)$$

ช่วงลำดับฮาร์โมนิกที่ 35-49

$$\text{TDD}_i = \frac{\sqrt{I_{35}^2 + I_{37}^2 + I_{39}^2 + \dots + I_{49}^2}}{I_L} \times 100\% \quad (3.66)$$

การพิจารณาค่ากระแสลัดวงจรสูงสุด (maximum short circuit current, I_{sc}) ของแหล่งจ่าย สำหรับเลือกช่วงอัตราส่วนของกระแสลัดวงจรสูงสุดที่จุดต่อร่วมต่อกระแสพิคัดที่แหล่งจ่ายของวงจร (I_{sc}/I_L) ตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 พิจารณาจากค่ากระแสลัดวงจรสูงสุดของหม้อแปลงในระบบนำจ่ายกำลังไฟฟ้า (ประสิทธิ์ พิทยพัฒน์, 2548) ปกติมีค่ามากกว่า 1000 A ดังแสดงในตารางที่ ค.2 และค่ากระแสพิคัดของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีขนาดน้อยกว่า 1.0 Arms ดังนั้นจึงเลือกพิจารณาที่ค่าอัตราส่วนกระแส I_{sc}/I_L มากกว่า 1000 เท่า ซึ่งเป็นขีดจำกัดกระแสฮาร์โมนิกสูงสุดที่มาตรฐาน IEEE Std 519-1992 กำหนด จากการคำนวณตามสมการที่ (3.61) ถึงสมการที่ (3.66) สามารถสรุปค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกเปรียบเทียบกับขีดจำกัดตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 ได้ดังตารางที่ 3.14

ตารางที่ 3.14 การเปรียบเทียบค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกของวงจรต้นแบบ
บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์กับมาตรฐาน IEEE Std 519-1992

ลำดับฮาร์โมนิก	กระแสฮาร์โมนิกที่คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของกระแสพิกัด (%)	
	บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	IEEE Std 519-1992 ($I_{sc}/I_L > 1000$)
3-9	43.0	15
11-15	10.5	7.0
17-21	4.8	6.0
23-33	1.4	3.5
35-49	0.5	1.4
TDD _i	44.5	20

จากข้อมูลการเปรียบเทียบค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกที่แสดงในตารางที่ 3.14 พบว่า ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกของวงจรในช่วงลำดับที่ 3-9 และช่วงลำดับที่ 11-15 มีค่าเท่ากับ 43.0% และ 10.5% ตามลำดับ และมีค่าความเพี้ยนความต้องการรวมของกระแสเท่ากับ 44.5% ซึ่งมีค่าสูงเกินขีดจำกัดตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 กำหนด

นอกจากนี้ยังได้ทำการประเมินความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกของวงจรเปรียบเทียบกับมาตรฐาน IEC 1000-3-2 ซึ่งเป็นมาตรฐานที่กำหนดขีดจำกัดกระแสฮาร์โมนิกที่ปล่อยออกจากอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีขนาดกระแสพิกัดไม่เกิน 16 Arms มีการจำแนกประเภทของอุปกรณ์ไฟฟ้าออกเป็น 4 กลุ่ม ได้แก่ คลาส A, B, C และ D ซึ่งวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จัดอยู่ในกลุ่มอุปกรณ์ไฟฟ้าให้แสงสว่าง หรือคลาส C จากผลการทดสอบในตารางที่ 3.13 สามารถสรุปข้อมูลกระแสฮาร์โมนิกเปรียบเทียบกับขีดจำกัดตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2 ได้ดังตารางที่ 3.15

ตารางที่ 3.15 การเปรียบเทียบกระแสฮาร์โมนิกของวงจรต้นแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
กับขีดจำกัดตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2

ลำดับฮาร์โมนิก (n)	กระแสฮาร์โมนิก (%)	
	บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	IEC 1000-3-2 (Class C)
2	0.8	2
3	32.3	26.7
5	22.8	10

ตารางที่ 3.15 การเปรียบเทียบกระแสฮาร์มอนิกของวงจรต้นแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
กับขีดจำกัดตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2 (ต่อ)

ลำดับฮาร์มอนิก (n)	กระแสฮาร์มอนิก (%)	
	บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	IEC 1000-3-2 (Class C)
7	19.0	7
9	14.7	5
11	12.2	3
13	8.0	3
15	6.5	3
17	5.3	3
19	4.0	3
$21 \leq n \leq 39$	< 3	3

จากข้อมูลที่แสดงในตารางที่ 3.15 พบว่า ในช่วงลำดับฮาร์มอนิกที่ 3-19 มีค่ากระแสฮาร์มอนิกเกินขีดจำกัดกระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2 ซึ่งสอดคล้องกับการเปรียบเทียบตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992

3.10 สรุป

ในบทที่ 3 นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์และการออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง มีโครงสร้างของวงจรประกอบด้วยวงจรรองความถี่ด้านอินพุต วงจรชอปเปอร์กระแสสลับ และวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาน รวมถึงการสร้างสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลังในวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ โดยใช้วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F103C8 พร้อมทั้งผลการทดสอบการทำงานของวงจรต้นแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และการใช้งานร่วมกับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 150 W พบว่า การทำงานของวงจรต้นแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่สภาวะคงตัวมีค่าประสิทธิภาพของวงจรเท่ากับ 94.0% ซึ่งมากกว่าการใช้บัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 6% และมีค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.89 ซึ่งสูงกว่าการใช้บัลลาสต์แกนเหล็ก 1.96 เท่า และจากการทดสอบความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูงที่ใช้งานร่วมกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ พบว่ามีค่าความสว่างของหลอดใกล้เคียงกับการใช้บัลลาสต์แกนเหล็ก มีค่าประสิทธิภาพการส่องสว่างของหลอดประมาณ 101 lm/W และได้ทำการเปรียบเทียบการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ออกแบบโดย

พิจารณากำล้งไฟฟ้าสูญเสียและไม่พิจารณากำล้งไฟฟ้าสูญเสีย พบว่า วงจรที่ออกแบบโดยไม่พิจารณากำล้งไฟฟ้าสูญเสียมีกำล้งไฟฟ้าที่หลอดและความสว่างของหลอดน้อยกว่าวงจรที่ออกแบบโดยพิจารณากำล้งไฟฟ้าสูญเสียประมาณ 11% และ 12% ตามลำดับ จึงกล่าวได้ว่า การออกแบบวงจรที่พิจารณากำล้งไฟฟ้าสูญเสียช่วยชดเชยการส่งผ่านกำล้งไฟฟ้าไปยังหลอดที่ลดลงอันเนื่องมาจากการสูญเสียในวงจร ทำให้วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สามารถส่งผ่านกำล้งไฟฟ้าไปยังหลอดได้ใกล้เคียงกับค่าพิคคของหลอด จากการทดสอบกระแสฮาร์โมนิกที่แหล่งจ่ายของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ พบว่า กระแสฮาร์โมนิกที่ลำดับต่าง ๆ มีค่าสูงเกินขีดจำกัดตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 และ IEC 1000-3-2 ดังนั้น ต้องทำการลดทอนกระแสฮาร์โมนิกดังกล่าวให้อยู่ในช่วงที่มาตรฐานกำหนด ซึ่งจะกล่าวในบทที่ 4 ต่อไป



บทที่ 4

การแก้ปัญหากระแสฮาร์โมนิกในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

4.1 บทนำ

จากการทดสอบการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงที่แสดงผลการทดสอบไว้ในบทที่ 3 พบว่า ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกของวงจรในช่วงลำดับที่ 3-9 และช่วงลำดับที่ 11-15 มีค่าเท่ากับ 43.0% และ 10.5% ตามลำดับ และมีค่าความเพี้ยนความต้องการรวมของกระแสเท่ากับ 44.5% ซึ่งสูงเกินขีดจำกัดตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 และเมื่อเปรียบเทียบกับมาตรฐาน IEC 1000-3-2 พบว่า กระแสฮาร์โมนิกในช่วงลำดับที่ 2-19 มีค่าสูงเกินขีดจำกัดที่กำหนด ดังนั้นในบทที่ 4 นี้ จึงนำเสนอวิธีการลดทอนกระแสฮาร์โมนิกในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง โดยนำเสนอหลักการทำงานและขั้นตอนการออกแบบ การควบคุมรูปคลื่นสัญญาณกระแสแบบป้อนกลับด้วยตัวควบคุมแบบฐานกฎ เพื่อปรับรูปคลื่นของกระแสที่แหล่งจ่ายให้ใกล้เคียงกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์

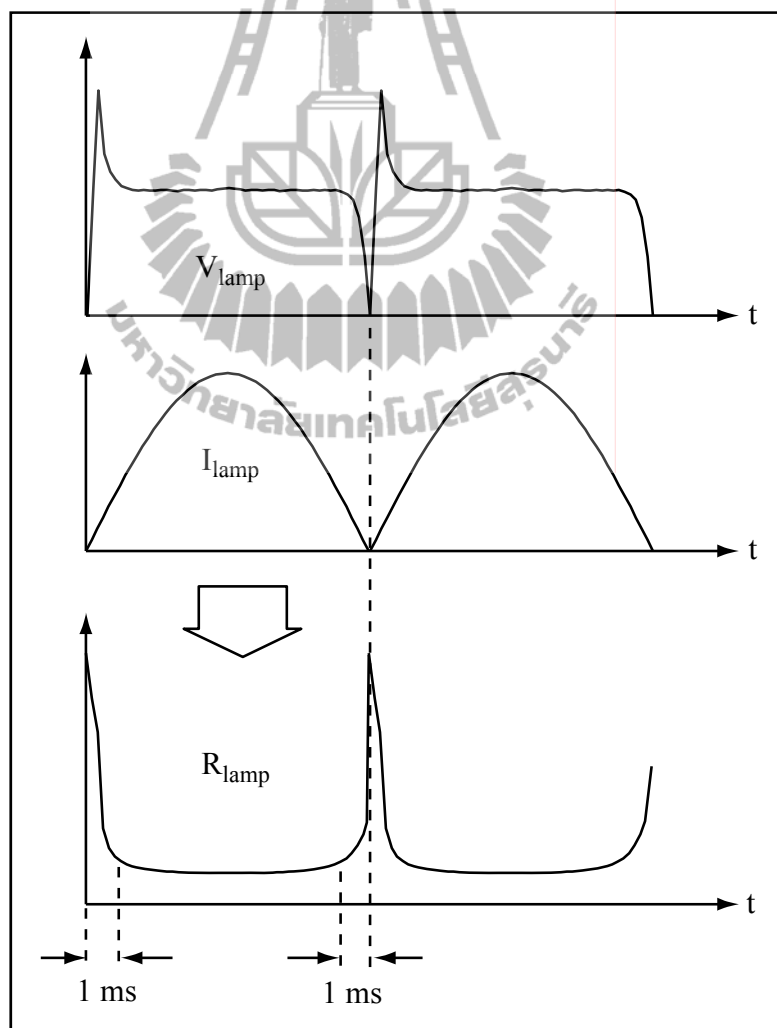
4.2 หลักการลดทอนกระแสฮาร์โมนิก

การลดทอนกระแสฮาร์โมนิกในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ใช้หลักการปรับรูปคลื่นของสัญญาณกระแสด้านอินพุตของวงจรให้ได้ใกล้เคียงกับสัญญาณอ้างอิง ซึ่งเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยการนำสัญญาณของกระแสที่ได้จากวงจรตรวจวัดมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง เพื่อปรับการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าให้ได้ขนาดของกระแสในแต่ละช่วงจุดของลูกคลื่นสัญญาณเป็นไปตามสัญญาณอ้างอิง

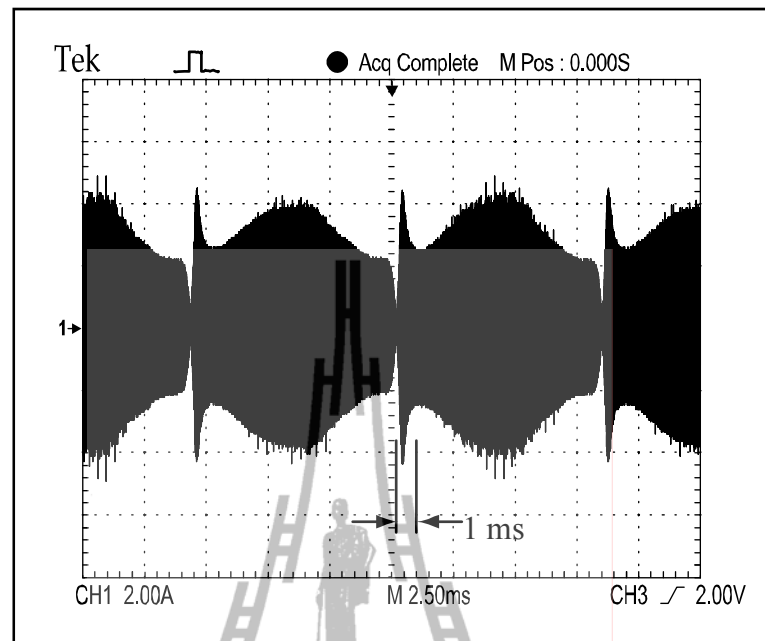
จากสมการที่ (3.9) และ (3.12) ในบทที่ 3 สามารถเขียนสมการขนาดกระแสด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์ได้ดังสมการที่ (4.1) เมื่อกำหนดให้ค่าความถี่และแรงดันด้านอินพุตมีขนาดคงที่ พบว่า ขนาดกระแสด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์แปรผันตรงกับค่าความต้านทานของโหลด

$$|I_i(j\omega)| = \omega_N C_p V_i(j\omega) \sqrt{(\omega_N C_p R_L)^2 + 1} \quad (4.1)$$

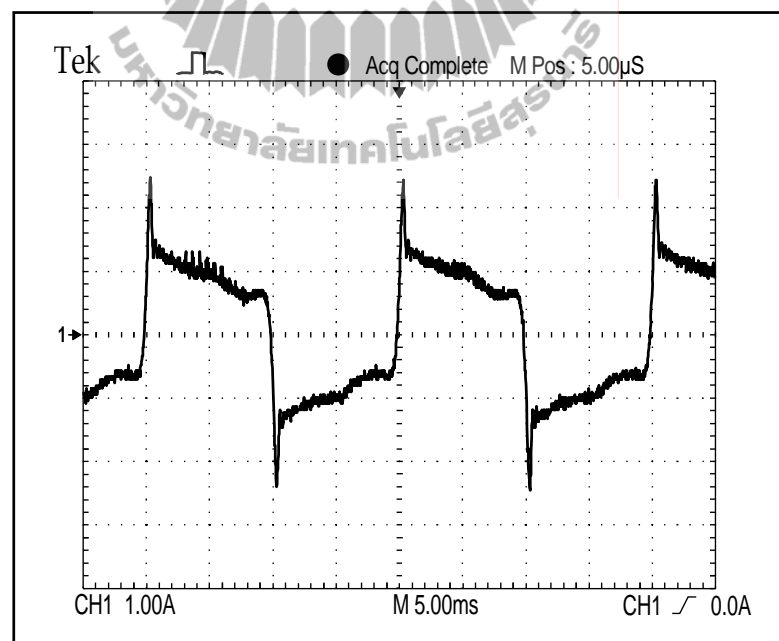
จากผลการทดสอบกระแสและแรงดันที่หลอดดังแสดงในรูปที่ 3.53 ก) ในบทที่ 3 สามารถแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของหลอด โดยการประมาณรูปคลื่นขนาดของสัญญาณกระแสและแรงดันที่หลอดให้เป็นสัญญาณความถี่ต่ำ จากนั้นทำการประมาณลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของหลอด โดยการนำรูปคลื่นสัญญาณแรงดันหารด้วยรูปคลื่นสัญญาณกระแส ดังแสดงในรูปที่ 4.1 พบว่า ในช่วงเริ่มต้นและช่วงท้ายของรูปคลื่นประมาณ 1 ms หรือช่วงมุมประมาณ $0-18^\circ$ และ $162-180^\circ$ ค่าความต้านทานของหลอดมีขนาดเพิ่มขึ้นกว่าปกติ ทำให้รูปคลื่นกระแสด้านอินพุตของวงจรถอเรนโซแนนซ์ในช่วงดังกล่าวสูงขึ้น ตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ (4.1) ซึ่งส่งผลทำให้รูปคลื่นกระแสที่แหล่งจ่ายในช่วงดังกล่าวสูงขึ้นด้วย ดังแสดงในรูปที่ 4.2 และรูปที่ 4.3 ตามลำดับ



รูปที่ 4.1 การประมาณค่าความต้านทานของหลอด



รูปที่ 4.2 รูปคลื่นกระแสต้านอินพุตของวงจรเรแนนซ์



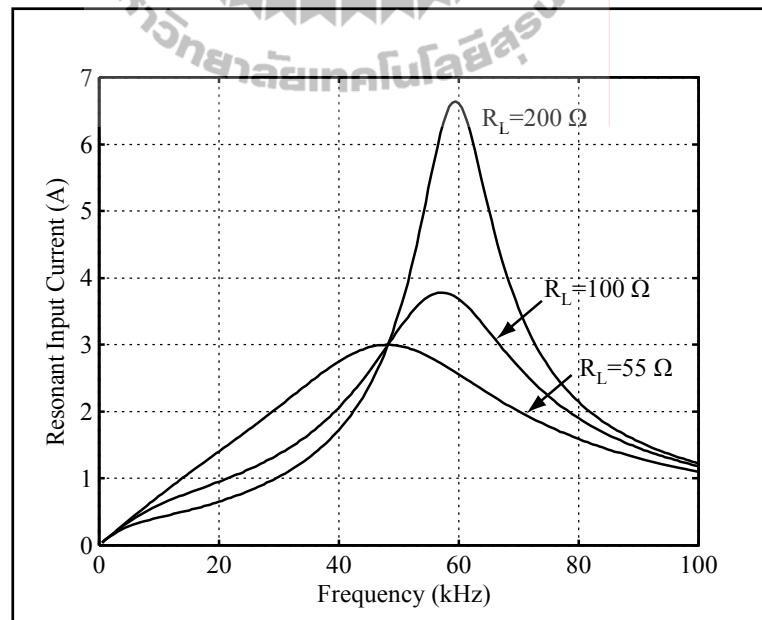
รูปที่ 4.3 รูปคลื่นกระแสที่แหล่งจ่าย

จากวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนานที่แสดงในรูปที่ 3.6 ในบทที่ 3 สามารถเขียนแสดง ความสัมพันธ์ของกระแสด้านอินพุตได้ดังนี้

$$I_i(j\omega) = \frac{V_i(j\omega)}{j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + \left(\frac{R_L}{j\omega C_p} \right) \left(R_L + \frac{1}{j\omega C_p} \right)^{-1}} \quad (4.2)$$

$$|I_i(j\omega)| = \frac{V_i(j\omega)}{\sqrt{\left(\frac{R_L}{1 + \omega^2 C_p^2 R_L^2} \right)^2 + \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} - \frac{\omega C_p R_L}{1 + \omega^2 C_p^2 R_L^2} \right)^2}} \quad (4.3)$$

การพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของกระแสด้านอินพุตกับค่าความถี่ จำเป็นต้องพิจารณาค่า ความต้านทานโหลดที่เปลี่ยนแปลงด้วย จากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (4.3) สามารถวาดกราฟ ความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของกระแสกับค่าความถี่ทำงานของสวิทช์ ได้ดังรูปที่ 4.4 โดยเลือก พิจารณาค่าความต้านทานของโหลดเท่ากับ 55 Ω 100 Ω และ 200 Ω ตามลำดับ

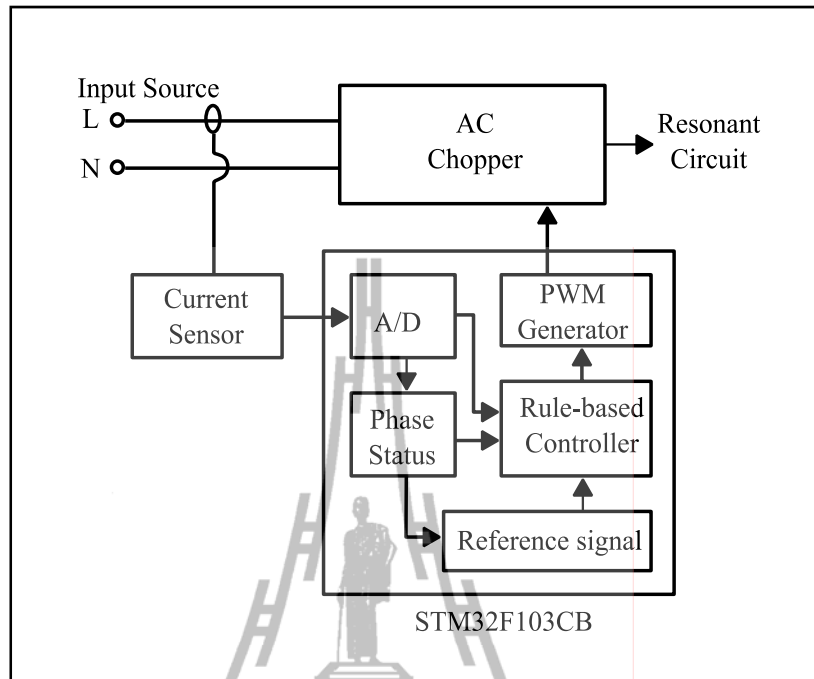


รูปที่ 4.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกระแสด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์

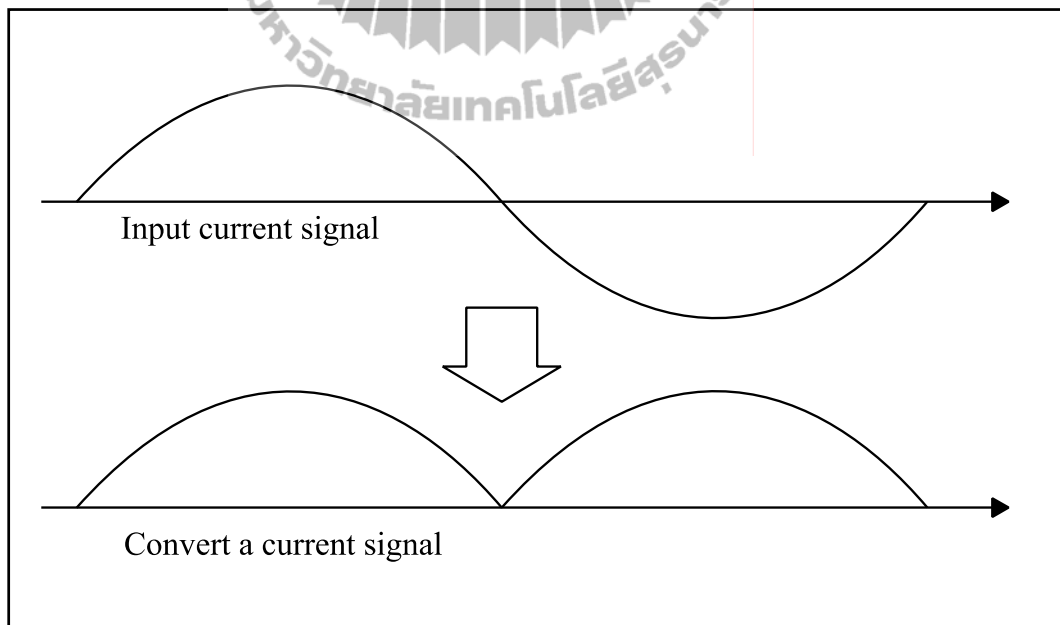
จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกระแสด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์ดังแสดงในรูปที่ 4.4 พบว่า ที่ค่าความถี่ทำงานเท่ากับ 60 kHz ขนาดของกระแสมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นตามค่าความต้านทานของโหลด และทำให้ทราบว่าที่ค่าความต้านทานพิกัดของโหลด ซึ่งเท่ากับ 55 Ω กระแสอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์มีขนาดสูงสุดที่ความถี่ประมาณ 45 kHz และเมื่อความต้านทานโหลดเพิ่มขึ้นความถี่ที่ทำให้เกิดกระแสสูงสุดมีค่าเข้าใกล้ความถี่ 60 kHz อาจกล่าวได้ว่ากระแสอินพุตมีขนาดสูงสุดเมื่อความถี่ทำงานมีค่าเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามค่าความต้านทานของโหลด สำหรับการเลือกช่วงความถี่ทำงานของวงจรสวิตช์ พิจารณาจากการทำงานที่สถานะเริ่มนำกระแสขณะแรงดันเป็นศูนย์ (zero voltage switching: ZVS) เพื่อลดทอนการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในวงจรสวิตช์ ซึ่งความถี่ทำงานของสวิตช์ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่าความถี่เรโซแนนซ์ (ยงยุทธ นารายณ์, 2548) ดังนั้น การทำงานของตัวควบคุมจึงแบ่งโหมดการทำงานออกเป็น 2 โหมด ได้แก่ โหมดการทำงานสำหรับช่วงที่โหลดมีค่าความต้านทานสูง ซึ่งเป็นสัญญาณในช่วงมุม $0-18^\circ$ และ $162-180^\circ$ ของลูกคลื่นกระแส และ โหมดการทำงานสำหรับช่วงที่โหลดมีค่าความต้านทานเท่ากับค่าพิกัดหรือใกล้เคียง การปรับรูปคลื่นของกระแสสามารถทำได้โดยการปรับค่าความถี่ทำงานของสวิตช์ที่ตำแหน่งนั้น ๆ ของสัญญาณ โดยการลดค่าความถี่เมื่อต้องการให้ขนาดของกระแสที่ตำแหน่งนั้นเพิ่มขึ้น และทำการเพิ่มค่าความถี่เมื่อต้องการให้ขนาดของกระแสที่ตำแหน่งนั้นลดลง

4.3 การออกแบบตัวควบคุม

การทำงานของระบบควบคุมเริ่มจากการตรวจวัดรูปคลื่นของสัญญาณกระแสด้านอินพุตของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ผ่าน โมดูลแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลขนาด 12 บิต ดังแสดงในรูปที่ 4.5 จากนั้นทำการแปลงให้อยู่ในรูปขนาดของสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 4.6 นำสัญญาณกระแสที่ได้มาผ่านตัวควบคุม โดยการเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ซึ่งสัญญาณที่ได้จากตัวควบคุมเป็นค่าความถี่สำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์ในวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ

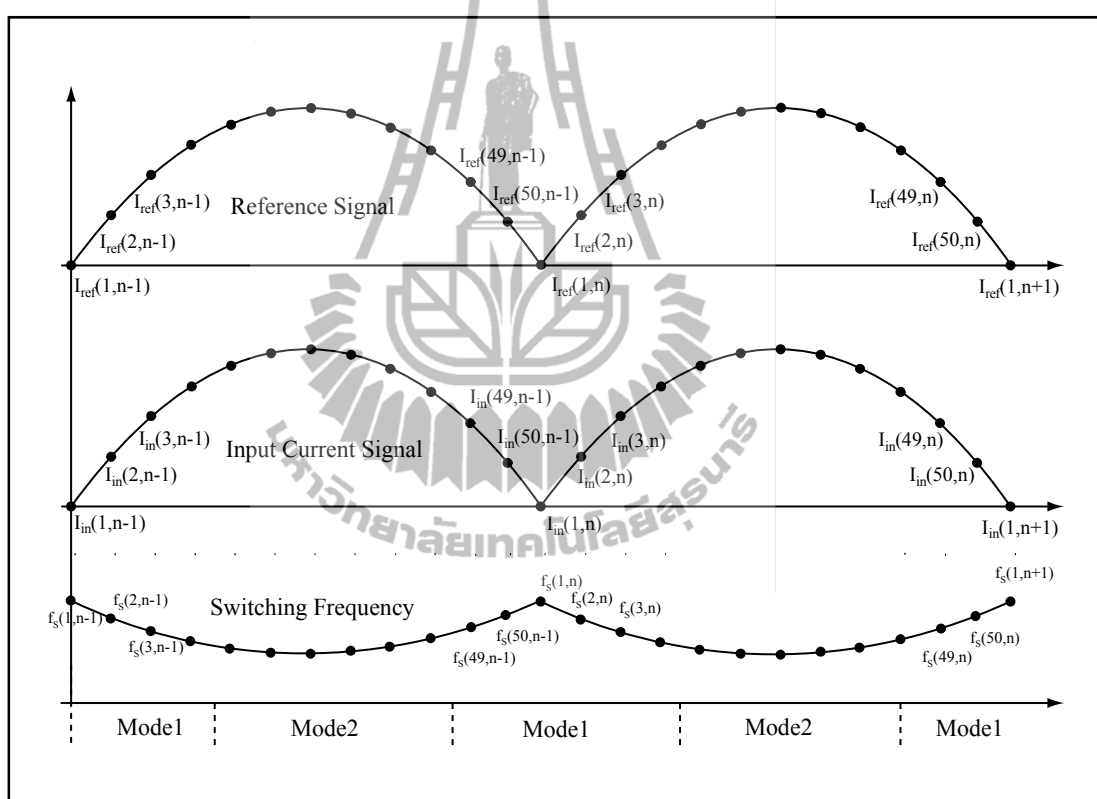


รูปที่ 4.5 บล็อกโคะแกรมของระบบควบคุม



รูปที่ 4.6 รูปคลื่นขนาดของสัญญาณกระแส

การกำหนดระยะเวลาการชักตัวอย่าง (sampling time) ของสัญญาณกระแสและสัญญาณอ้างอิง กำหนดให้มีระยะห่างเท่ากับ $200 \mu\text{s}$ ในกรณีที่ความถี่ของแหล่งจ่ายเท่ากับ 50 Hz สามารถแบ่งจำนวนจุดของสัญญาณต่อ 1 ลูกคลื่น ได้จำนวน 50 จุด โดยที่ 6 จุดแรก และ 6 จุดสุดท้าย (ในช่วง $0-18^\circ$ และ $162-180^\circ$ ของลูกคลื่นกระแส) จัดอยู่ในโหมดการทำงานที่ 1 (ช่วงความต้านทานโหลดมีค่ามาก) และจุดที่เหลือจัดอยู่ในโหมดการทำงานที่ 2 เพื่อทำการเปรียบเทียบสัญญาณในแต่ละจุด และได้ทำการแบ่งช่วงของค่าความถี่สำหรับปรับรูปคลื่นของกระแสออกเป็น 50 ช่วง เหมือนกับสัญญาณกระแสและสัญญาณอ้างอิง ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 การแบ่งช่วงของสัญญาณกระแสและสัญญาณอ้างอิง

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับความถี่ที่แสดงในรูปที่ 4.4 และการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของโหลดที่ได้กล่าวมา อาจกล่าวได้ว่าในช่วงโหมดการทำงานที่ 1 ขนาดของกระแสแปรผกผันกับค่าความถี่ของสัญญาณในช่วง 60 kHz เป็นต้นไป และในช่วงโหมดการทำงานที่ 2 ขนาดของกระแสแปรผกผันกับค่าความถี่ของสัญญาณในช่วง 45 kHz เป็นต้นไป ซึ่งกำหนดค่าความถี่สูงสุดของทั้งสองโหมดการทำงานไว้ที่ 80 kHz เนื่องจากการลดขนาดของกระแส

มากจนเกินไป อาจทำให้หลอดหยุดนำกระแสชั่วคราว การปรับค่าความถี่ของสัญญาณพัลส์สำหรับความคุมการทำงานของสวิตช์ สามารถทำได้โดยการปรับค่าคาบเวลาของสัญญาณพัลส์ ตามที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 3.5.2 ตามสมการที่ 3.47 นั่นคือการปรับค่ารีจิสเตอร์ TIM1_ARR ในไมโครคอนโทรลเลอร์ สามารถคำนวณค่ารีจิสเตอร์ TIM1_ARR ตามช่วงความถี่ที่ใช้งานได้ดังนี้

ตารางที่ 4.1 ผลการคำนวณค่ารีจิสเตอร์ TIM1_ARR สำหรับช่วงความถี่ใช้งาน

f_s (kHz)	TIM1_ARR
45	1599
60	1199
80	899

จากผลการคำนวณค่ารีจิสเตอร์ TIM1_ARR ดังแสดงในตารางที่ 4.1 ซึ่งมีค่าแปรผกผันกับค่าความถี่ และจากความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ในช่วงโหมดการทำงานต่าง ๆ กับขนาดของกระแสที่ได้กล่าวมา อาจกล่าวได้ว่าขนาดของกระแสอินพุตมีค่าแปรผันตรงกับค่าในรีจิสเตอร์ TIM1_ARR ซึ่งเงื่อนไขต่าง ๆ สำหรับการควบคุมขนาดของกระแสด้านอินพุต งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้เทคนิคที่เรียกว่า ตัวควบคุมแบบฐานกฎ (rule-based controller) โดยมีรูปแบบเป็นตรรกเชิงศึกษาคำนึง (กองพล อารีรักษ์, 2545) ดังนี้

ถ้า..... แล้ว (if..... then.....)

จากความสัมพันธ์ทั้งหมดข้างต้น กฎที่ได้ออกแบบจึงมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

โหมดการทำงานที่ 1 ($0 \leq 18^\circ, 162^\circ < \theta \leq 18^\circ$)

กฎที่1 ถ้า <ค่าผิดพลาดกระแสเป็นบวกและมีขนาดมากกว่า 0.05 A และรีจิสเตอร์ TIM1_ARR น้อยกว่า 1199>

แล้ว <เพิ่มค่าในรีจิสเตอร์ TIM1_ARR ขึ้นทีละ 1 ค่า>

กฎที่2 ถ้า <ค่าผิดพลาดกระแสเป็นลบและมีขนาดมากกว่า 0.05 A และรีจิสเตอร์ TIM1_ARR มากกว่า 899>

แล้ว <ลดค่าในรีจิสเตอร์ TIM1_ARR ลงทีละ 1 ค่า>

โหมดการทำงานที่ 2 ($18^\circ < \theta \leq 162^\circ$)

กฎที่1 ถ้า <ค่าผิดพลาดกระแสเป็นบวกและมีขนาดมากกว่า 0.05 A และรีจิสเตอร์

TIM1_ARR น้อยกว่า 1599>

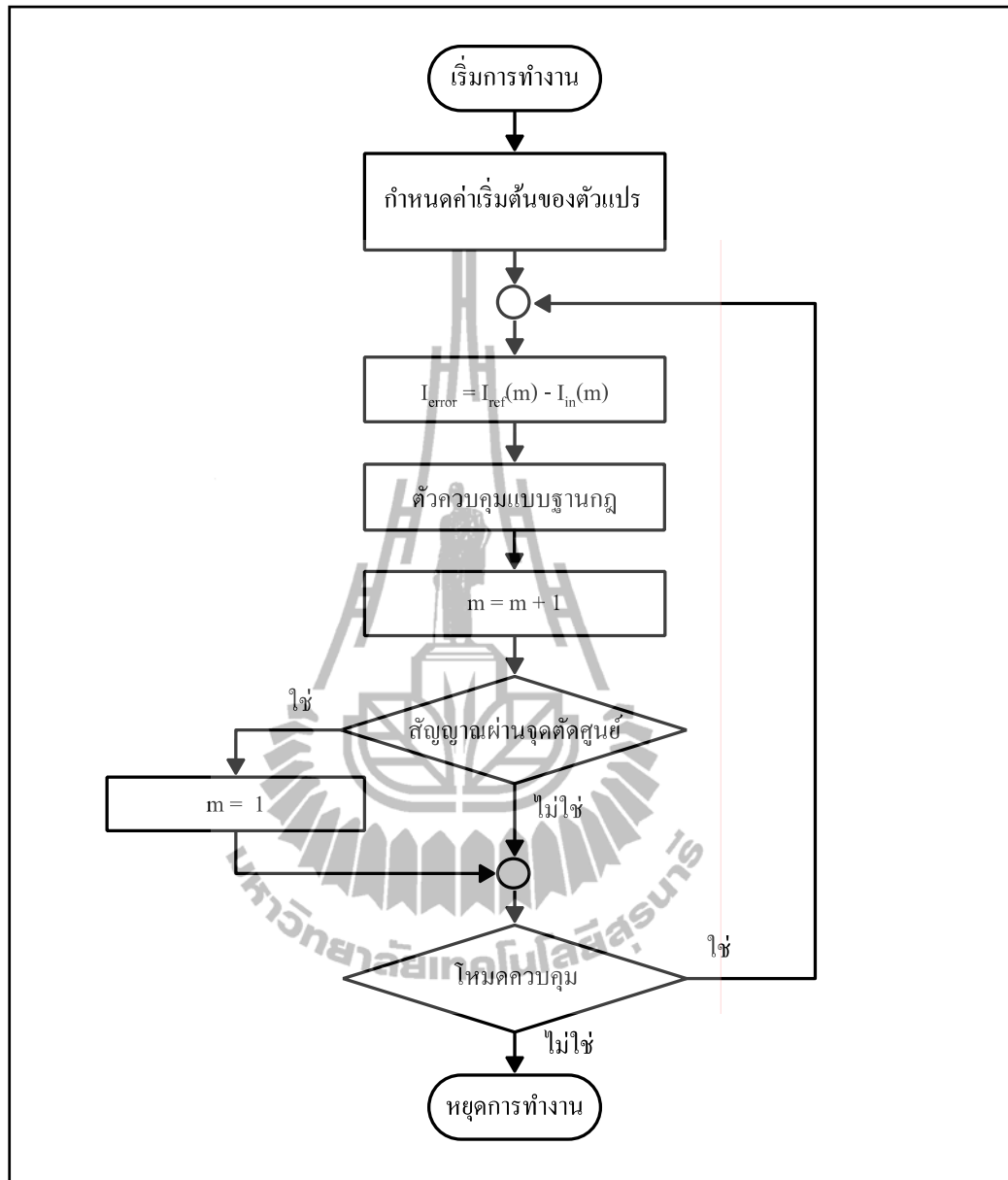
แล้ว<เพิ่มค่าในรีจิสเตอร์ TIM1_ARR ขึ้นทีละ 1 ค่า>

กฎที่2 ถ้า <ค่าผิดพลาดกระแสเป็นลบและมีขนาดมากกว่า 0.05 A และรีจิสเตอร์

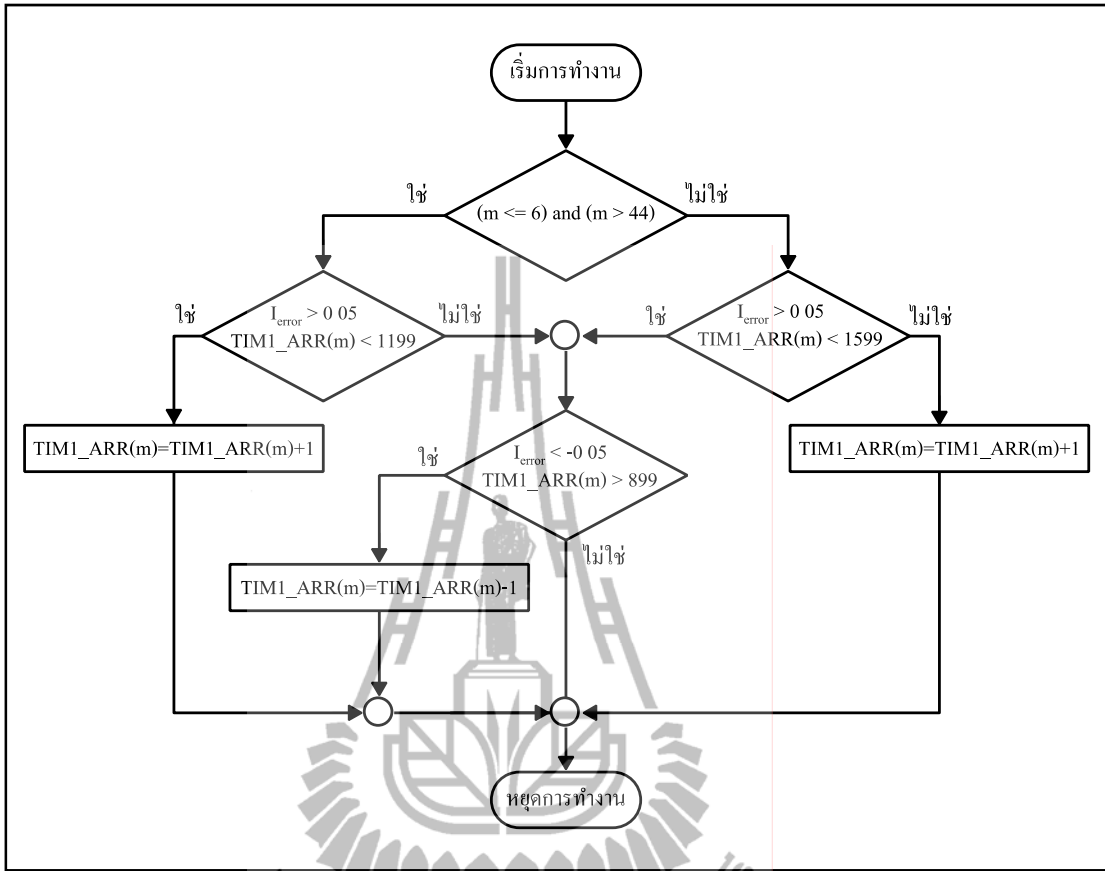
TIM1_ARR มากกว่า 899>

แล้ว<ลดค่าในรีจิสเตอร์ TIM1_ARR ลงทีละ 1 ค่า>

การเปรียบเทียบและการปรับปรุงสัญญาณจะกระทำที่ค่าตำแหน่งข้อมูลเดียวกัน เช่น เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $I_{ref}(m,n-1)$ กับ $I_{in}(m,n-1)$ เพื่อปรับปรุงสัญญาณที่จุด $I_{in}(m,n)$ ซึ่งเป็นสัญญาณของกระแสถูกคลื่นถัดไป การทำงานโดยรวมของระบบควบคุมสามารถอธิบายได้ด้วยแผนผังงานดังแสดงในรูปที่ 4.8 สำหรับการควบคุมระยะห่างเวลาในวงรอบการทำงานของตัวควบคุมถูกกำหนดด้วยค่าคาบเวลาของสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบไฟฟ้าที่มีความถี่ 50 Hz มีค่าคาบเวลาเท่ากับ 20 ms ดังนั้น ในวงรอบของการคำนวณในแต่ละจุดของสัญญาณมีระยะห่างเท่ากับ 20 ms การหาจุดเริ่มต้นของสัญญาณอ้างอิงและการรีเซ็ตตัวนับอาศัยจุดตัดศูนย์ของสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่าย เพื่อให้เฟสของสัญญาณอ้างอิงตรงกับเฟสของสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่าย



ก) แผนผังงานหลักของระบบควบคุม



ข) แผนผังการทำงานของตัวควบคุมแบบฐานกฎ

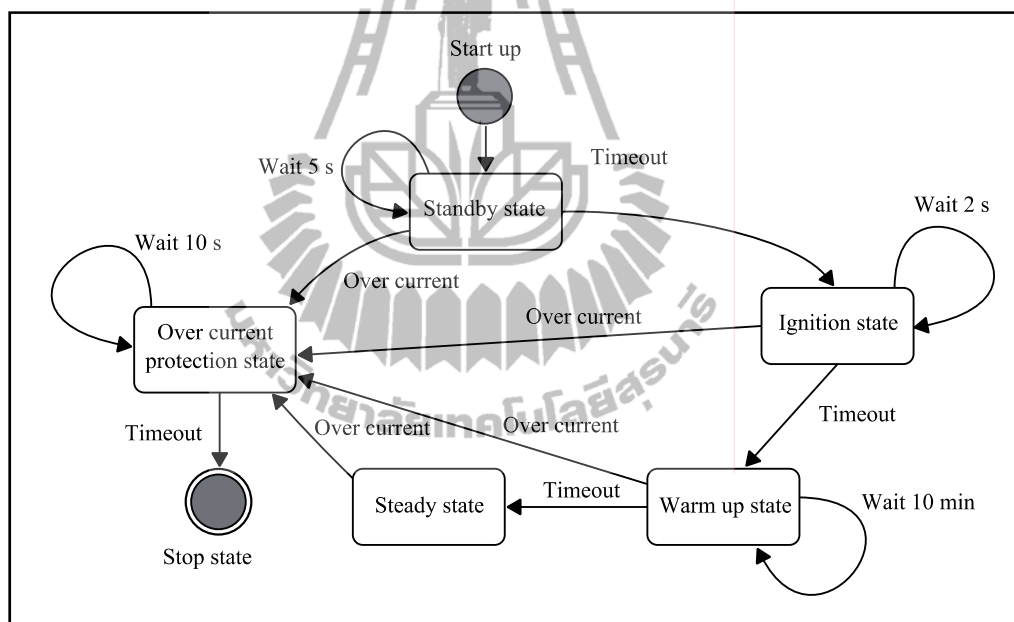
รูปที่ 4.8 แผนผังงานของระบบควบคุม

จากกฎที่ได้อธิบายไว้เบื้องต้น ได้มีการกำหนดค่าความถี่สูงสุดไว้ที่ 80 kHz เนื่องจากการปรับลดกระแสด้านอินพุตส่งผลทำให้กระแสที่ไหลผ่านหลอดลดลงด้วย ทำให้การทำงานของหลอดในบางช่วงเวลาเกิดการหยุดนำกระแส เช่น ช่วงแรกและช่วงท้ายของลูกคลื่น ดังนั้นในช่วงดังกล่าวจึงไม่สามารถปรับขนาดของกระแสด้านอินพุตให้เท่ากับสัญญาณอ้างอิงได้

4.4 การควบคุมการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

การควบคุมการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง ที่มีตัวควบคุมสำหรับการลดทอนกระแสฮาร์มอนิก มีการควบคุมที่คล้ายกับการทำงานของวงจรที่ไม่มีตัวควบคุม ซึ่งได้อธิบายในบทที่ 3 หัวข้อ 3.8 โดยมีการเพิ่มในส่วนการทำงานที่สถานะอ่อนหลอด ซึ่งเป็นช่วงการทำงานที่อยู่ระหว่างสถานะจุดหลอดกับสถานะคงตัว ดังแสดงในรูปที่ 4.9

การทำงานที่สถานะอุ่นหลอดเป็นช่วงการทำงานหลังจากที่หลอดจุดติดประมาณ 2 วินาที ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำการกำหนดสถานะของรีเลย์ให้สวิตช์วงจรเป็นวงจรเรโซแนนซ์สำหรับสถานะคงตัว พร้อมทั้งเปิดการทำงานของตัวควบคุมเพื่อปรับรูปคลื่นของกระแสที่แหล่งจ่ายให้ เป็นไปตามสัญญาณอ้างอิง ซึ่งเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ หลังจากนั้นทำการหน่วงเวลาสำหรับช่วง อุ่นหลอดเป็นเวลา 10 นาที ก่อนเปลี่ยนสถานะไปที่สถานะคงตัว พร้อมทั้งทำการตรวจสอบขนาด ของกระแสที่แหล่งจ่าย ถ้ากระแสมีขนาดมากกว่า 1.0 Arms ติดต่อกันเป็นเวลามากกว่า 200 ms ให้ เปลี่ยนสถานะไปที่สถานะป้องกันกระแสเกิน หลังจาก que เปลี่ยนสถานะจากสถานะอุ่นหลอดไปเป็น สถานะคงตัวให้ทำการปิดการทำงานของตัวควบคุม เนื่องจากขนาดของกระแสที่แหล่งจ่ายในช่วง นี้เริ่มมีค่าคงที่จึงไม่จำเป็นต้องมีการปรับรูปคลื่นของกระแส



รูปที่ 4.9 แผนภาพสถานะของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีตัวควบคุม

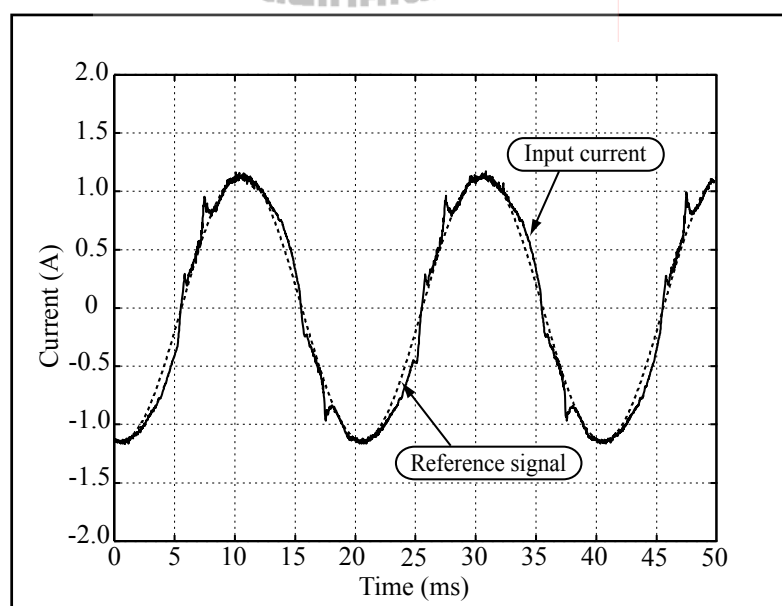
4.5 ผลการทดสอบ

จากการออกแบบที่ได้กล่าวมา จึงได้ทำการปรับปรุงการทำงานของส่วนควบคุมสัญญาณพัลส์สำหรับขับวงจรสวิตช์ ทดสอบกับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 150 W การทดสอบได้ทำการเปรียบเทียบรูปคลื่นและขนาดกระแสอินพุตของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์กับสัญญาณอ้างอิงเพื่อหาจุดทำงานที่เหมาะสม และทดสอบการทำงานโดยรวมของวงจร ซึ่งมีผลการทดสอบที่สถานะคงตัวดังต่อไปนี้

ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบทางไฟฟ้าของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เทียบกับสัญญาณอ้างอิง

I_{ref} (Arms)	I_{in} (Arms)	V_{in} (Vrms)	P_{in} (W)	PF	V_o (Vrms)	I_o (Arms)	P_{out} (W)
0.72	0.73	220.5	159.4	0.98	98	1.76	149
0.73	0.75	220.3	161.7	0.98	100	1.77	151
0.74	0.76	220.4	163.3	0.98	102	1.77	153
0.75	0.77	220.1	165.5	0.98	103	1.78	155

จากผลการทดสอบดังแสดงในตารางที่ 4.2 พบว่า ขนาดของกระแสด้านอินพุตมีค่ามากกว่าขนาดสัญญาณอ้างอิงประมาณ 0.02 Arms ซึ่งสามารถสังเกตได้จากผลการทดสอบรูปคลื่นของกระแสเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ดังแสดงในรูปที่ 4.10 สามารถคำนวณค่าความผิดพลาดเฉลี่ยของรูปคลื่นกระแสได้ประมาณ 15% หลักเกณฑ์ในการเลือกค่าขนาดของสัญญาณอ้างอิงสำหรับจุดพิกัดทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ พิจารณาจากค่ากำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านไปยังหลอด จากผลการทดสอบ พบว่า ที่ค่าขนาดของสัญญาณอ้างอิงเท่ากับ 0.74 Arms มีค่ากำลังไฟฟ้าที่หลอดเท่ากับ 153 W ซึ่งเป็นค่าที่ใกล้เคียงกับการใช้บัลลาสต์แกนเหล็ก ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่าขนาดของสัญญาณอ้างอิงเท่ากับ 0.74 Arms



รูปที่ 4.10 การเปรียบเทียบรูปคลื่นสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายกับสัญญาณอ้างอิง

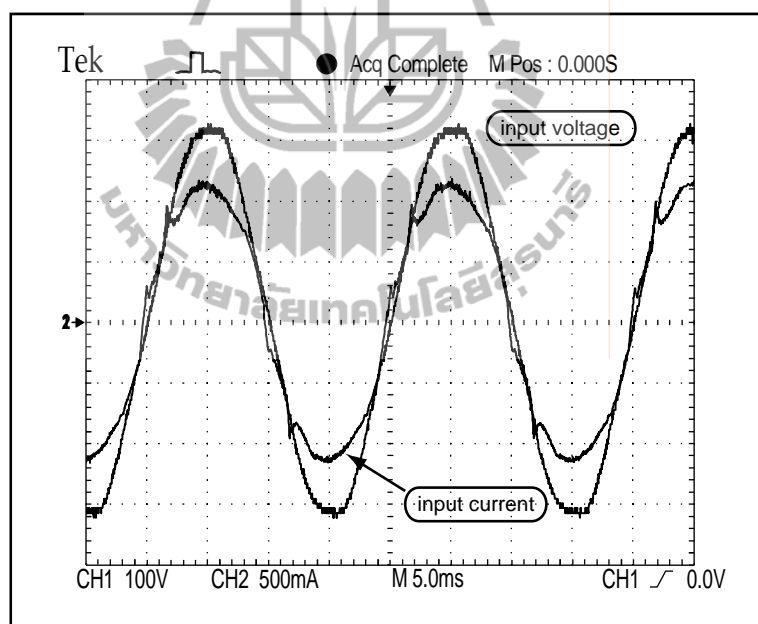
หลังจากที่ได้กำหนดจุดทำงานของสัญญาณอ้างอิงจึงได้ทำการทดสอบการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรในแต่ละช่วงเวลา มีผลการทดสอบข้อมูลทางไฟฟ้าของวงจรดังแสดงในตารางที่ 4.3 โดยที่ข้อมูลในนาที่แรกเป็นการทำงานของวงจรในช่วงที่หลอดเริ่มเปล่งแสง ซึ่งเป็นการทำงานของวงจรในสถานะจุดหลอด ช่วงเวลา 1-10 นาที่ เป็นการทำงานที่สถานะอุ่นหลอด และช่วงเวลา 11-14 นาที่ เป็นการทำงานของวงจรที่สถานะคงตัว

ตารางที่ 4.3 ผลการทดสอบข้อมูลทางไฟฟ้าของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เมื่อมีตัวควบคุม

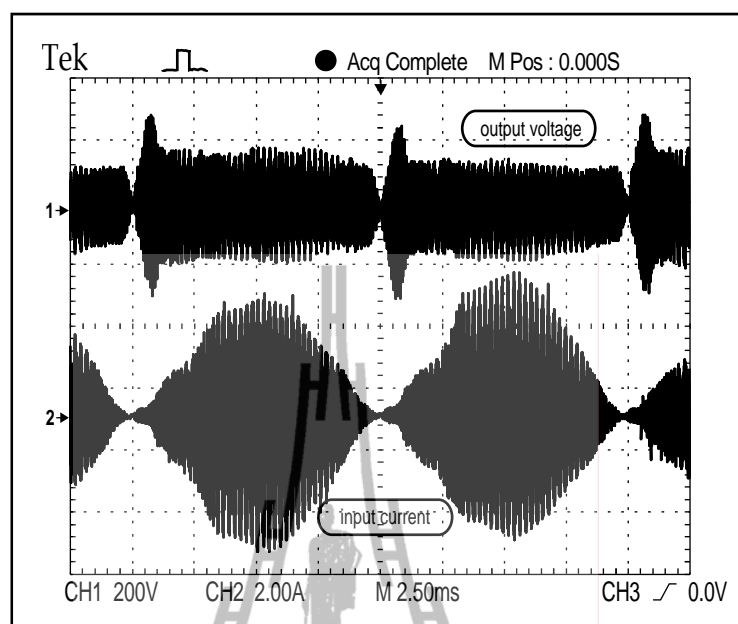
เวลา (นาที่)	V_{in} (V_{rms})	I_{in} (A_{rms})	P_{in} (W)	PF	V_o (V_{rms})	I_o (A_{rms})	P_{out} (W)
0	220.4	0.12	17.8	0.68	27	0.42	10
1	220.5	0.27	50.4	0.92	38	1.82	44
2	220.6	0.33	71.7	0.95	53	1.81	66
3	220.4	0.45	94.6	0.92	65	1.81	88
4	220.5	0.55	117.8	0.92	78	1.8	115
5	220.4	0.66	139.5	0.93	87	1.79	135
6	220.4	0.72	152.8	0.95	94	1.79	149
7	220.5	0.75	161.5	0.97	97	1.78	152
8	220.4	0.76	163.1	0.98	98	1.77	153
9	220.3	0.76	163.2	0.98	98	1.77	153
10	220.2	0.76	163.2	0.98	98	1.77	153
11	220.2	0.76	163.1	0.98	98	1.77	153
12	220.5	0.76	163.2	0.98	98	1.77	153
13	220.1	0.76	163.2	0.98	98	1.77	153
14	220.4	0.76	163.2	0.98	98	1.77	153

จากผลการทดสอบข้อมูลทางไฟฟ้าของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง ดังแสดงในตารางที่ 4.3 พบว่า การทำงานของวงจรใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 7-8 นาที่ ซึ่งใช้เวลาน้อยกว่าวงจรที่ไม่มีตัวควบคุมประมาณ 2 นาที่ การทำงานของวงจรที่สภาวะคงตัว มีค่ากำลังไฟฟ้าที่หลอดคงที่ประมาณ 153 W ซึ่งใกล้เคียงกับค่ากำลังไฟฟ้า

พิกัดของหลอดที่ผู้ผลิตได้ระบุไว้และใกล้เคียงกับการใช้บัลลาสต์แกนเหล็ก มีค่ากำลังไฟฟ้าด้านอินพุตของวงจรประมาณ 164.2 W สามารถคำนวณประสิทธิภาพของวงจรได้เท่ากับ 93.8% ซึ่งมากกว่าการใช้บัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 6% และมีค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.98 สูงกว่าวงจรที่ไม่มีตัวควบคุมประมาณ 1.1 เท่า และสูงกว่าการใช้บัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 2.18 เท่า เมื่อพิจารณารูปคลื่นกระแสและแรงดันที่แหล่งจ่าย พบว่า รูปคลื่นของกระแสมีลักษณะคล้ายรูปคลื่นชานน์มากขึ้น และมีเฟสของกระแสใกล้เคียงกับเฟสของแรงดัน ดังแสดงในรูปที่ 4.11 อย่างไรก็ตาม การลดลงของรูปคลื่นกระแสที่แหล่งจ่ายในช่วงเริ่มต้นและช่วงท้ายของลูกคลื่น ทำให้รูปคลื่นกระแสคล้ายกับรูปคลื่นชานน์มากขึ้น แต่ส่งผลทำให้รูปคลื่นกระแสที่หลอดในช่วงเริ่มต้นและช่วงท้ายลดลงด้วย ดังแสดงในรูปที่ 4.12 ซึ่งเป็นข้อจำกัดของตัวควบคุมที่ไม่สามารถทำให้สัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายในช่วงดังกล่าวเท่ากับสัญญาณอ้างอิง เนื่องจากอาจทำให้หลอดดับชั่วขณะ หรือ หลอดเกิดการกระพริบ

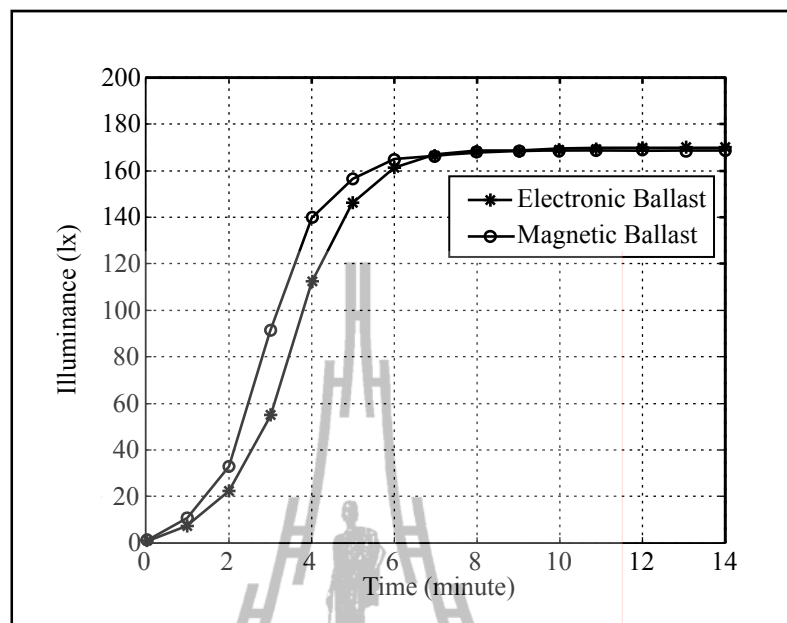


รูปที่ 4.11 รูปคลื่นสัญญาณกระแสและแรงดันที่แหล่งจ่าย



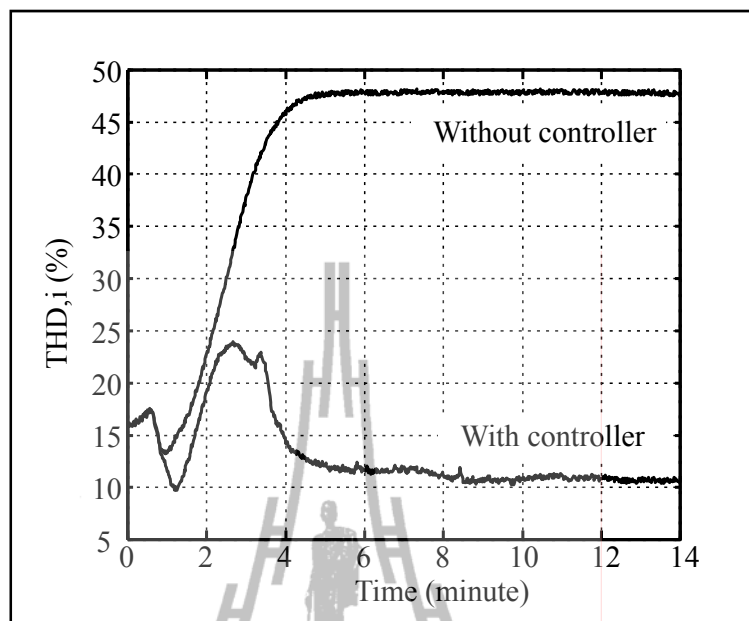
รูปที่ 4.12 รูปคลื่นสัญญาณกระแสและแรงดันที่โหลด

จากนั้นทำการทดสอบความส่องสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูงที่ใช้ร่วมกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีตัวควบคุม เปรียบเทียบกับผลการทดสอบที่ใช้วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ไม่มีตัวควบคุมและการใช้บัลลาสต์แกนเหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 4.13 พบว่า ความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูงที่ใช้วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีตัวควบคุมมีค่าความสว่างที่สภาวะคงตัวประมาณ 169 lx และใช้เวลาหลังจากจุดโหลดติดถึงช่วงความสว่างของหลอดเริ่มคงที่ประมาณ 8 นาที น้อยกว่าวงจรที่ไม่มีตัวควบคุมประมาณ 20% ซึ่งใกล้เคียงกับการใช้บัลลาสต์แกนเหล็ก จึงกล่าวได้ว่า การทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูงร่วมกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีตัวควบคุมมีค่าความสว่างของหลอดและใช้เวลาในการติดสว่างเต็มที่ใกล้เคียงกับการใช้บัลลาสต์แกนเหล็กมากกว่าการใช้วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ไม่มีตัวควบคุม จากค่าความสว่างของหลอดสามารถคำนวณค่าความเข้มการส่องสว่างได้เท่ากับ 1232 cd และคำนวณค่าประสิทธิภาพการส่องสว่างของหลอดได้ประมาณ 101 lm/W ซึ่งมีค่าเท่ากับกับการใช้บัลลาสต์แกนเหล็ก



รูปที่ 4.13 ความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูงเทียบกับเวลา

นอกจากนี้ยังได้ทำการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบกระแสฮาร์มอนิกด้านแหล่งจ่ายของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีตัวควบคุมและไม่มีตัวควบคุม โดยทดสอบด้วยเครื่องวัด Power Quality Analyzer (FLUKE-434) บันทึกการเปลี่ยนแปลงค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสที่แหล่งจ่ายหลังจากจุดหลอดจนเข้าสู่ภาวะคงตัว แสดงผลการทดสอบดังรูปที่ 4.14 พบว่า การทำงานของวงจรที่ไม่มีตัวควบคุมหลังการจุดหลอดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสมีค่าสูงขึ้นเรื่อย ๆ และเริ่มคงที่ประมาณ 48% เมื่อเวลาผ่านไปประมาณ 6 นาที สำหรับการทำงานของวงจรที่มีตัวควบคุมสามารถทำให้ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสที่แหล่งจ่ายมีค่าลดลงซึ่งเห็นได้ชัดในช่วงหลังการจุดหลอดประมาณ 3 นาที และเริ่มมีค่าคงที่ประมาณ 10.5% เมื่อเวลาผ่านไปประมาณ 8 นาที



รูปที่ 4.14 กราฟการเปลี่ยนแปลงค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสเทียบกับเวลา

จากนั้นทำการทดสอบกระแสฮาร์มอนิกที่แหล่งจ่ายของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อเปรียบเทียบกับขีดจำกัดตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 โดยทำการทดสอบหลังจากโหลดจุดคิดประมาณ 10 นาที เพื่อให้โหลดทำงานที่สภาวะคงตัว แสดงผลการทดสอบดังตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 ผลการทดสอบกระแสฮาร์มอนิกของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

ลำดับของฮาร์มอนิก	กระแสฮาร์มอนิก (%)
1	100
2	0.2
3	5.9
5	3.4
7	3.9
9	4.4
11	2.7
13	1.6
15	1.1
17	1.2

ตารางที่ 4.4 ผลการทดสอบกระแสฮาร์โมนิกของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ (ต่อ)

ลำดับของฮาร์โมนิก	กระแสฮาร์โมนิก (%)
19	1.9
21	0.8
23	0.7
25	0.3
27	0.6
29	0.7
31	0.4
33	0.5
35	0.4
37	0.1
39	0.2
41	0.3
43	0.1
45	0.1
47	0.2
49	0.1

จากผลการทดสอบในตารางที่ 4.4 สามารถสรุปข้อมูลค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกของวงจรในแต่ละช่วงลำดับ และค่าความเพี้ยนความต้องการรวมของกระแสของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีตัวควบคุม เปรียบเทียบกับวงจรที่ไม่มีตัวควบคุมและขีดจำกัดกระแสฮาร์โมนิกตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 ได้ดังตารางที่ 4.5 พบว่า การทำงานของวงจรที่มีตัวควบคุมสามารถลดค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกที่แหล่งจ่ายของวงจรในช่วงลำดับที่ 3-9 และช่วงลำดับที่ 11-15 จากเดิมที่มีค่าเท่ากับ 43% และ 10.5% ตามลำดับ ซึ่งเกินมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 ลดลงเหลือ 9.0% และ 4.1% ตามลำดับ และสามารถลดค่าความเพี้ยนความต้องการรวมของกระแส (TDD_i) จาก 44.5% เหลือ 10.5% ซึ่งเป็นไปตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 ที่ช่วงอัตราส่วนกระแส I_{sc}/I_L มากกว่า 1000 เท่า และนอกจากนี้ยังพบว่าค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกของวงจรที่มีตัวควบคุมเป็นไปตามเงื่อนไขขีดจำกัดกระแสฮาร์โมนิกในช่วงอัตราส่วนกระแส I_{sc}/I_L มากกว่า 50 เท่า ซึ่งเป็นช่วงขีดจำกัดต่ำสุดที่ทำได้

ตารางที่ 4.5 การเปรียบเทียบค่าความถี่ขึ้นกระแสร่มอนิกของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
กับมาตรฐาน IEEE Std 519-1992

ลำดับฮาร์โมนิก	กระแสร่มอนิกที่คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของกระแสพิกัด (%)			
	บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์		IEEE Std 519-1992	
	ไม่มีตัวควบคุม	มีตัวควบคุม	$50 < I_{sc}/I_L \leq 100$	$I_{sc}/I_L > 1000$
3-9	43.0	9.0	10	15
11-15	10.5	4.1	4.5	7.0
17-21	4.8	2.4	4.0	6.0
23-33	1.4	1.4	1.5	3.5
35-49	0.5	0.6	0.7	1.4
TDD,i	44.5	10.5	12	20

จากนั้นทำการประเมินความถี่ขึ้นกระแสร่มอนิกด้านแหล่งจ่ายของวงจร เปรียบเทียบกับมาตรฐาน IEC 1000-3-2 จากข้อมูลในตารางที่ 4.4 สามารถสรุปข้อมูลกระแสร่มอนิกเปรียบเทียบกับขีดจำกัดตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2 ได้ดังตารางที่ 4.6 ดังนี้

ตารางที่ 4.6 การเปรียบเทียบกระแสร่มอนิกของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์กับขีดจำกัด
ตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2

ลำดับฮาร์โมนิก (n)	กระแสร่มอนิก (%)	
	บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	IEC 1000-3-2 (Class C)
2	0.2	2
3	5.9	29.4
5	3.4	10
7	3.9	7
9	4.4	5
$11 \leq n \leq 39$	< 2.7	3

จากการเปรียบเทียบกระแสฮาร์มอนิกของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์กับค่าขีดจำกัดตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2 ที่แสดงในตารางที่ 4.6 พบว่า ค่ากระแสฮาร์มอนิกในทุกช่วงลำดับมีค่าน้อยกว่าค่าขีดจำกัดกระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2 ซึ่งสอดคล้องกับการประเมินกระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992

4.6 สรุป

ในบทที่ 4 นี้ ได้นำเสนอแนวทางในการลดทอนกระแสฮาร์มอนิกในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ โดยทำการวิเคราะห์และออกแบบตัวควบคุมเพื่อปรับรูปคลื่นของกระแสให้มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณอ้างอิง ซึ่งเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ โดยใช้การปรับค่าความถี่ของสัญญาณในแต่ละช่วงจุดแบบป้อนกลับด้วยตัวควบคุมแบบฐานกฎ พร้อมทั้งผลการทดสอบการทำงาน of วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ร่วมกับโหลดโซเดียมความดันสูง พบว่า วงจรที่มีตัวควบคุมสามารถลดค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกด้านแหล่งจ่ายของวงจร ในช่วงลำดับที่ 3-9 และช่วงลำดับที่ 11-15 จากเดิมที่มีค่าเท่ากับ 43% และ 10.5% ตามลำดับ ซึ่งเกินขีดจำกัดตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 ลดลงเหลือ 9.0% และ 4.1% ตามลำดับ และสามารถลดค่าความเพี้ยนความต้องการรวมของกระแสด้านแหล่งจ่ายจากเดิม 44.5% เหลือ 10.5% ซึ่งเป็นไปตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 และเมื่อประเมินกระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2 พบว่า ค่ากระแสฮาร์มอนิกในทุกช่วงลำดับ มีค่าน้อยกว่าค่าขีดจำกัดกระแสฮาร์มอนิกที่มาตรฐานกำหนด ซึ่งสอดคล้องกับการประเมินกระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 และนอกจากนี้ยังทำให้ค่าตัวประกอบกำลังของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สูงขึ้นจากเดิม 0.89 เป็น 0.98 และใช้เวลาในการติดสว่างเต็มที่น้อยกว่าวงจรที่ไม่มีตัวควบคุมประมาณ 20%

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการศึกษาวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับใช้งานกับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 150 W โดยทำการศึกษาวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีโครงสร้างหลักเป็นวงจรชอปเปอร์กระแสสลับร่วมกับวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาน งานวิจัยเริ่มต้นจากการศึกษาวงจรการทำงานของบัลลาสต์แกนเหล็กร่วมกับอินเวอร์เตอร์ ใช้งานกับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 150 W (Philips SON-E) ที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน เพื่อให้เข้าใจโครงสร้าง การทำงาน รวมทั้งข้อมูลพิกัดทางไฟฟ้าและความสว่างของหลอด จากการทดสอบพบว่า ด้านแหล่งจ่ายของวงจรบัลลาสต์แกนเหล็กใช้กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยประมาณ 175 W มีค่าตัวประกอบกำลัง 0.45 มีค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสที่สถานะคงตัวเท่ากับ 8.3% กระแสและแรงดันที่ส่งไปยังหลอดเท่ากับ 1.79 Arms และ 102 Vrms ตามลำดับ มีกำลังไฟฟ้าที่หลอดประมาณ 153 W เมื่อทำการวัดความสว่างของหลอดในห้องดำทึบแสง พบว่ามีค่าความเข้มการส่องสว่างเท่ากับ 1317 cd มีค่าประสิทธิภาพการส่องสว่างของหลอดประมาณ 101 lm/W จากนั้นจึงทำการศึกษาค้นคว้างานวิจัยและสิ่งประดิษฐ์ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยได้สืบค้นข้อมูลจากสิ่งตีพิมพ์ทางวิชาการซึ่งเป็นฐานข้อมูลออนไลน์ เช่น IEEE เป็นต้น จากการศึกษาบทความที่เกี่ยวกับการออกแบบและสร้างวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง สามารถสรุปโครงสร้างหลักของวงจรได้เป็น 2 ส่วน คือ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า และวงจรเรโซแนนซ์ สำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าสามารถจำแนกชนิดของวงจรได้เป็น 2 ชนิดตามโครงสร้างของวงจร ได้แก่ วงจรที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ และวงจรที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ สำหรับวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ จำเป็นต้องมีวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังเพื่อทำให้ค่าตัวประกอบกำลังสูงขึ้น ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ มีค่าตัวประกอบกำลังสูงโดยไม่ต้องมีวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ เนื่องจากสามารถลดองค์ประกอบของวงจรทำให้วงจรมีขนาดเล็ก มีค่าตัวประกอบกำลังสูงโดยไม่ต้องเพิ่มวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง สำหรับวงจรเรโซแนนซ์ได้

พิจารณาจากคุณสมบัติของวงจรแบบต่าง ๆ ได้แก่ แบบอนุกรม แบบขนาน และแบบอนุกรมขนาน ซึ่งงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วงจรแบบอนุกรมขนาน เนื่องจากวงจรดังกล่าวเอื้อต่อการปรับกำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านไปยังโหลดได้ง่าย รายละเอียดและหลักการได้อธิบายไว้ในบทที่ 2 ซึ่งการวิเคราะห์และการออกแบบวงจรเรโซแนนซ์ได้พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียอันเนื่องมาจากค่าความต้านทานอนุกรมของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำร่วมด้วย เพื่อหาแนวทางลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรและเพื่อให้สามารถเลือกใช้ค่าของอุปกรณ์ได้อย่างเหมาะสม ซึ่งได้อธิบายไว้ในบทที่ 3 นอกจากนี้ในบทที่ 3 ยังนำเสนอการวิเคราะห์และการออกแบบวงจรชอปเปอร์กระแสสลับสำหรับการแปลงผันกำลังไฟฟ้า โดยแปลงจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 Hz เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 60 kHz เพื่อจ่ายให้กับวงจรเรโซแนนซ์ มีการประมวลผลด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F103C8 ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการทำงานของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ รวมทั้งการควบคุมสถานะทำงานโดยรวมของวงจร มีการออกแบบวงจรกรองความถี่ความถี่สำหรับกรองกระแสความถี่สูงที่เกิดจากการสวิตช์ของวงจรชอปเปอร์กระแสสลับ โดยทำการติดตั้งไว้ด้านอินพุต พร้อมทั้งผลการทดสอบการใช้งานบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ร่วมกับหลอดโซเดียมความดันสูง พบว่า ในช่วงจุดโหลดวงจรสามารถสร้างแรงดันสูงเป็นช่วง ๆ จนถึงประมาณ 2400 V ซึ่งเป็นช่วงที่ทำให้หลอดจุดติดพอดี มีค่ากระแสด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์สูงสุดประมาณ 10.3 A หลังจากทีหลอดจุดติดแรงดันที่หลอดลดลงทันทีเหลือประมาณ 27 Vrms มีกระแสไหลผ่านหลอดประมาณ 0.42 Arms การทำงานที่สภาวะคงตัว พบว่า ด้านแหล่งจ่ายของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ใช้กำลังไฟฟ้าประมาณ 158.6 W มีค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.89 กระแสและแรงดันที่หลอดประมาณ 1.76 Arms และ 97 Vrms ตามลำดับ มีกำลังไฟฟ้าที่หลอดประมาณ 149 W ซึ่งน้อยกว่าการใช้บัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 4 W หรือประมาณ 2.6% ประสิทธิภาพของวงจรเท่ากับ 94.0% ซึ่งมากกว่าการใช้บัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 6% และมีค่าตัวประกอบกำลังสูงกว่าบัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 1.96 เท่า และจากการทดสอบความสว่างของหลอดในห้องดำทึบแสง พบว่า มีค่าความเข้มการส่องสว่างเท่ากับ 1333 cd มีค่าประสิทธิผลการส่องสว่างของหลอดประมาณ 101 lm/W ซึ่งมีค่าเท่ากับกับการใช้บัลลาสต์แกนเหล็ก เมื่อทำการทดสอบกระแสฮาร์โมนิกที่แหล่งจ่ายของวงจร พบว่า กระแสฮาร์โมนิกที่ลำดับต่าง ๆ มีค่าสูงเกินขีดจำกัดตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 และมาตรฐาน IEC 1000-3-2 กำหนดในบทที่ 4 ได้นำเสนอแนวทางในการลดทอนกระแสฮาร์โมนิกในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง โดยการเสนอหลักการงานและขั้นตอนในการออกแบบส่วนควบคุมสัญญาณพัลส์แบบป้อนกลับด้วยตัวควบคุมแบบฐานกฎ เพื่อปรับปรุงคลื่นของกระแสให้ใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์ โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่กับขนาดของสัญญาณกระแสที่

แหล่งจ่าย จากการทดสอบการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีตัวควบคุมที่สภาวะคงตัว พบว่า ด้านแหล่งจ่ายของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ใช้กำลังไฟฟ้าประมาณ 163.2 W มีค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.98 มีกำลังไฟฟ้าที่โหลดประมาณ 153 W ค่าประสิทธิภาพการส่องสว่างของหลอดเท่ากับ 101 lm/W และมีค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสที่แหล่งจ่ายเท่ากับ 10.5%

การทำงานของวงจรต้นแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงที่กล่าวมานี้มีประสิทธิภาพมากกว่าบัลลาสต์แกนเหล็กในด้านการประหยัดกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ (reactive power) และมีค่าตัวประกอบกำลัง 0.98 ซึ่งสูงกว่าการใช้บัลลาสต์แกนเหล็กถึง 2.18 เท่า การเปรียบเทียบนี้อยู่บนประสิทธิภาพการส่องสว่างเท่ากันประมาณ 101 lm/W มีประสิทธิภาพของวงจรเท่ากับ 93.8% ซึ่งมากกว่าการใช้บัลลาสต์แกนเหล็กประมาณ 6% และการเพิ่มระบบควบคุมป้อนกลับด้วยตัวควบคุมแบบฐานกฎสามารถลดค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกที่ลำดับต่าง ๆ ให้เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 และมาตรฐาน IEC 1000-3-2

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. ควรมีการพัฒนาโครงสร้างของวงจรและการออกแบบวงจร รวมทั้งการเลือกใช้อุปกรณ์และอุปกรณ์ที่เหมาะสมกับการใช้งาน เพื่อลดต้นทุนในการผลิต และมีการพัฒนาให้วงจรมีขนาดเล็ก ใช้งานง่ายและสะดวก เพื่อให้มีการใช้งานได้อย่างแพร่หลาย

2. เนื่องจากงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ไม่คำนึงถึงผลของการรบกวนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ความถี่สูง ในการพัฒนาวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง ควรมีการออกแบบตัวกรองความถี่สูง เช่น ตัวกรอง EMI เพื่อกำจัดการรบกวนต่าง ๆ ที่อาจเกิดจากบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์กระทำต่ออุปกรณ์ไฟฟ้าอื่น ๆ รวมทั้งออกแบบให้สามารถป้องกันการรบกวนจากภายนอกที่อาจทำให้วงจรเกิดความเสียหายได้ เช่น ให้สามารถป้องกันไฟกระชอกแบบพื้นฐานได้

รายการอ้างอิง

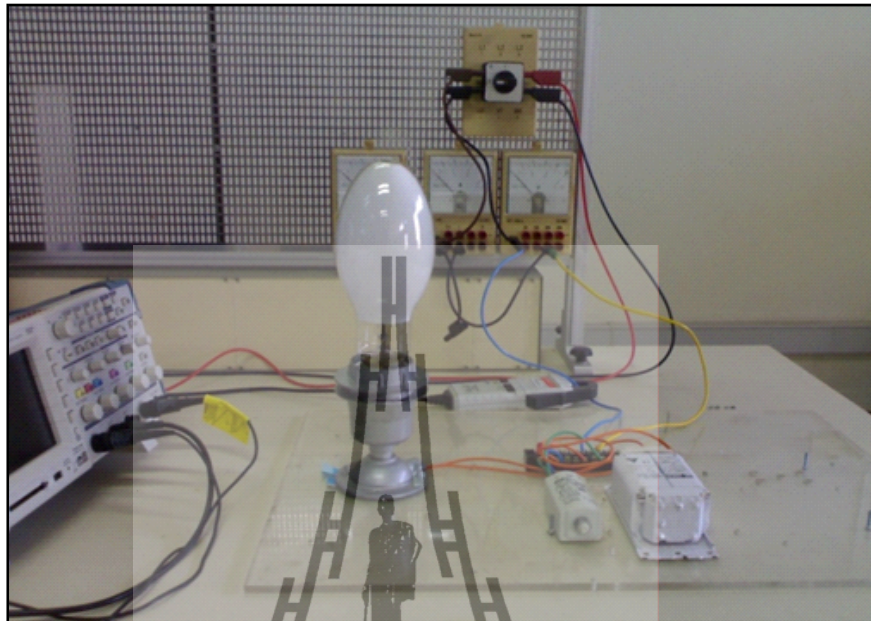
- กองพล อารีรักษ์ (2545). ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามเฟสพิกัด 1.5 แรงม้าที่ใช้พลังงานอย่างเหมาะสมที่สุด. วิทยานิพนธ์มหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- โกทม อารีธา (2544). อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1. กรุงเทพฯ: ซีเอ็ดยูเคชั่น(มหาชน)
- ชาญศักดิ์ อภัยนิพัฒน์ (2542). เทคนิคการออกแบบระบบแสงสว่าง. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ: สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยีไทย-ญี่ปุ่น.
- เนื่อเพชร สาระสิริ (2551). การพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ภาคเดียวค่าตัวประกอบกำลังสูงชนิดหรีแสงได้สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง. วิทยานิพนธ์มหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ประสิทธิ์ พิทยพัฒน์ (2548). การออกแบบระบบไฟฟ้า. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ: ทีซีจี พรินติ้ง.
- วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒพล ธาราธิรเศรษฐ์ (2554). อิเล็กทรอนิกส์กำลัง. พิมพ์ครั้งที่ 11. กรุงเทพฯ: สำนักพิมพ์ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินติ้ง.
- ขงยุทธ นารายณ์ (2548). การวิเคราะห์วงจร ZVS และ NON-ZVS เรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28 (EECON-28). ภูเก็ต. : 85-88.
- สุวรรณ คั่น (2537). เทคนิคการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ: สำนักพิมพ์สหภาพสื่อและการพิมพ์: 81.
- Alonso, J.M., Blanco, C., Lopez, E., Calleja, A.J. and Rico, M. (1998). Analysis, Design, and Optimization of the LCC Resonant Inverter as High-Intensity Discharge Lamp ballast. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 13(3): 573-585.
- Azcondo, F.J., Branas, C., Casanueva, R. and Bracho, S. (2004). Power fed electronic ballast. **IEEE Conference. Power Electronics Specialist**. 3: 2434-2440.
- Branas, C., Azcondo, F.J. and Bracho, S. (1999). Electronic Ballast for 250W HPS Lamps Based on LCC Resonant Inverter with Soft Start-up and Quasi-optimum Control. **IEEE International Symposium Proceedings on Industrial electronics**. ISIE-99-Bled Slovenia: 768-773.

- Douglas Brooks (1998), **Fusing current when traces melt without a trace** [On-line]. Available: <http://www.ultracad.com/articles/fusing.pdf>
- Ferrero, F.J., Rico, M., Alonso, J.M., Blanco, C., Gonzalez, M. and Campo, J.C. (1998). A Unity Power Factor Electronic Ballast for HPS Lamps, Resonant Current Controlled. **IEEE Conference. Industry Applications**. 3: 2122-2129.
- Geraldo, C.R., Andre, S.F, and Arnado, J.P.(2005). A 250 W high pressure sodium lamp high power factor electronic ballast using an ac chopper. **European Conference on Power Electronics and Applications**. Vol.1:1-9.
- Geraldo, C.R. and Arnado, J.P. (2007). High pressure sodium lamp high power factor electronic ballasts using ac-ac converters. **IEEE Trans. Power Electronics**. 22(3): 804–814
- IEC 1000-3-2 (1995). **Electromagnetic compatibility Part 3: Limits-Sect.2: Limits for harmonic current emission (equipment input current $\leq 16\text{A}$ per phase)**.
- IEEE Std 519-1992 (1992). **IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**. New York, NY: IEEE.
- Kazimierczuk, M.K. and Szaraniec, W. (1993). Electronic Ballast for Fluorescent Lamps. **IEEE Trans. Power Electronics**. 8(4): 386–395.
- Nelms, R.M., Jones, T.D., and Cosby, M. C. (1993). A Comparison of Resonant Inverter Topology for HPS Lamp Ballast. **IEEE Conference. Industry Applications**. 3: 2317-2322.
- Philips Lighting Thailand (2011). **High Pressure Sodium lamp with opalized ovoid outer bulb** [On-line]. Available: <http://www.ecat.lighting.philips.co.th>
- Robert, W.E. (1997). **Fundamentals of power electronics**. New York: Chapman and Hall

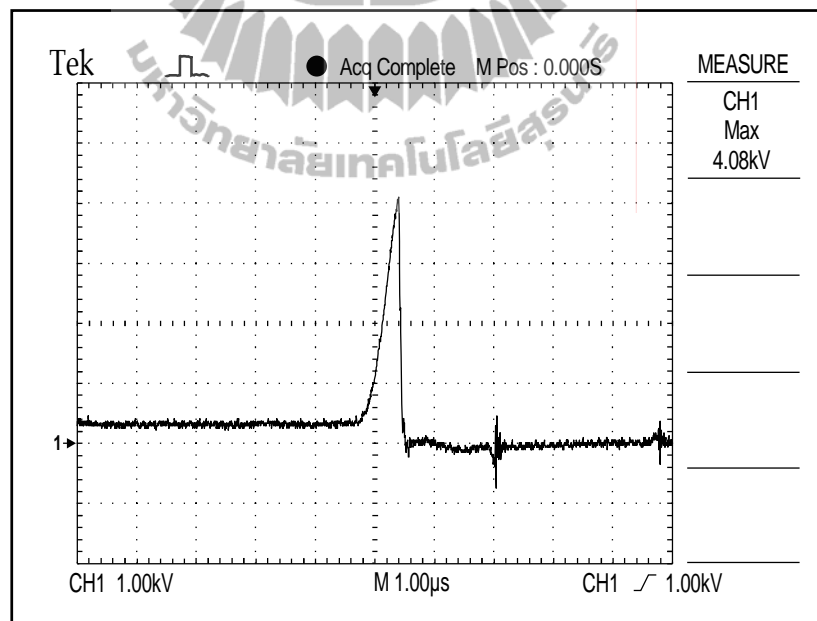


ภาคผนวก ก

ผลการทดสอบหล่อโซเดียมความดันสูงเมื่อใช้ร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็ก



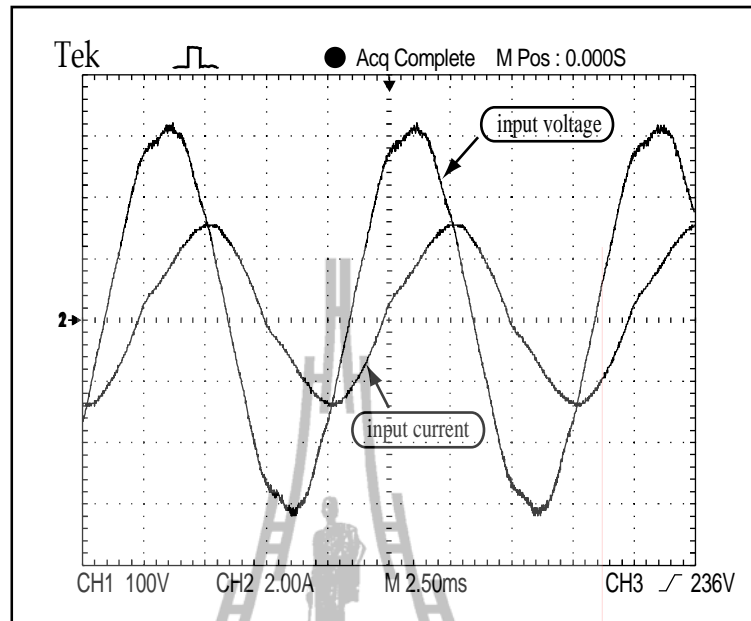
รูปที่ ก.1 การทดสอบการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูงร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็ก



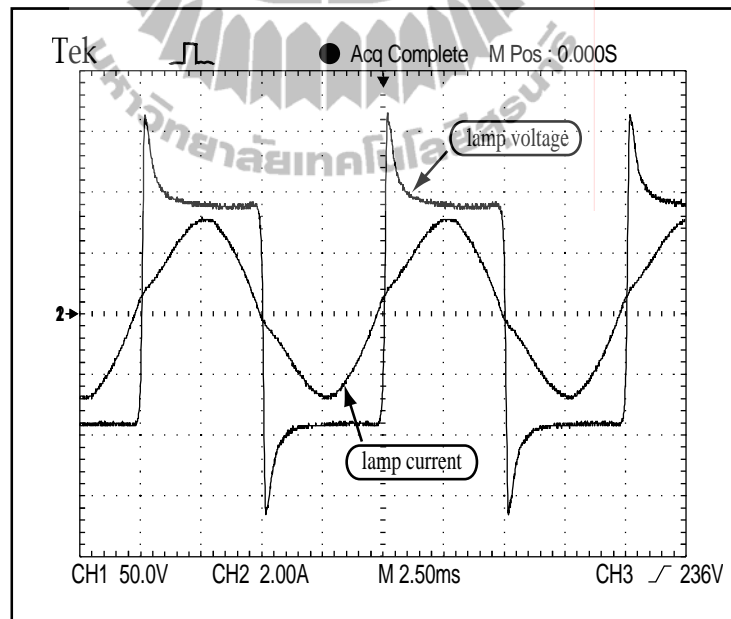
รูปที่ ก.2 แรงดันคร่อมหลอดที่สภาวะจุดหลอด

ตารางที่ ก.1 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรหลอดโซเดียมความดันสูงที่ใช้ร่วมกับ
บัลลาสต์แกนเหล็ก

เวลา (นาที)	V_{AC} (V_{rms})	I_{AC} (A_{rms})	P_{in} (W)	PF	THD _i (%)	V_{lamp}	P_{lamp} (W)
0	221.3	2.40	73	0.14	2.3	21	44
1	221.2	2.37	84	0.16	4.9	25	58
2	220.9	2.27	108	0.22	5.3	46	90
3	220.8	2.06	143	0.31	6.5	75	127
4	220.9	1.92	165	0.39	7.3	93	143
5	220.8	1.84	172	0.43	7.5	99	147
6	220.8	1.83	175	0.43	8.0	101	152
7	220.5	1.80	176	0.44	8.0	101	153
8	220.1	1.79	176	0.45	8.1	101	153
9	220.0	1.79	175	0.45	8.2	102	153
10	220.0	1.79	176	0.45	8.3	102	153
11	219.8	1.78	175	0.45	8.3	102	153
12	219.9	1.79	175	0.45	8.3	102	153
13	220.1	1.79	176	0.45	8.3	102	153
14	220.1	1.79	175	0.45	8.3	102	153



ก) รูปคลื่นกระแสและแรงดันด้านอินพุต



ข) รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่หลอด

รูปที่ ก.3 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของบัลลาสต์แกนเหล็กที่สภาวะคงตัว

ตารางที่ ก.2 ผลการทดสอบความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูงที่ใช้ร่วมกับ
บัลลาสต์แกนเหล็ก

เวลา (นาที)	ความสว่าง (lx)
0	5
1	12
2	33
3	91
4	139
5	156
6	164
7	166
8	167
9	168
10	168
11	168
12	168
13	168
14	168

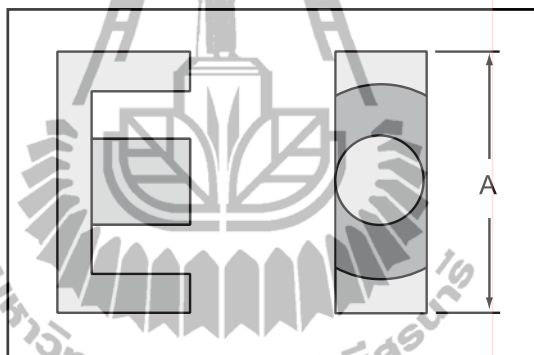


ภาคผนวก ข

ข้อมูลที่ใช้ในการออกแบบตัวหนังสือ

ตารางที่ ข.1 ข้อมูลแกนเฟอร์ไรต์ชนิด ETD (Robert, 1997)

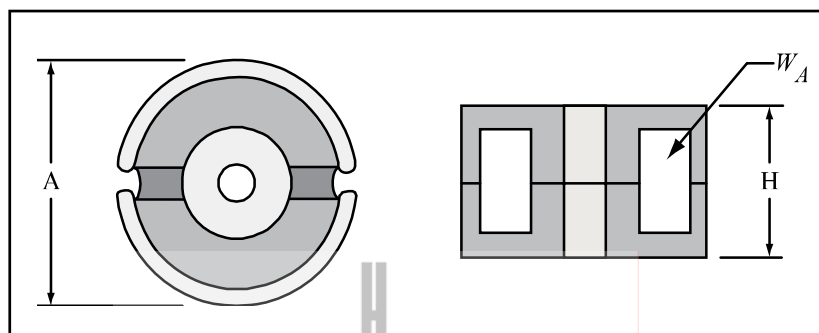
Core type, A (mm)	Cross-sectional area, A_c (cm ²)	Bobbin winding area, W_A (cm ²)	Area product A_p (cm ⁴)	Mean length per turn, MLT (cm)
ETD29	0.76	0.903	0.69	5.33
ETD34	0.97	1.23	1.19	6.00
ETD39	1.25	1.74	2.18	6.86
ETD44	1.74	2.13	3.71	7.62
ETD49	2.11	2.73	5.76	8.51



รูปที่ ข.1 ลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด ETD

ตารางที่ ข.2 ข้อมูลแกนเฟอร์ไรต์ชนิด Pot (Robert, 1997)

Core type, A (mm)	Cross-sectional area, A_c (cm ²)	Bobbin winding area, W_A (cm ²)	Area product, A_p (cm ⁴)	Mean length per turn, MLT (cm)
22	0.635	0.297	0.19	4.42
26	0.948	0.406	0.39	5.28
30	1.38	0.587	0.81	6.20
36	2.02	0.748	1.51	7.42
42	2.66	1.40	3.72	8.6



รูปที่ ข.2 ลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด Pot

ตารางที่ ข.3 ข้อมูลสายตัวนำ (Robert, 1997)

AWG#	Bare area, 10 ⁻³ cm ²	Resistance, 10 ⁻⁶ Ω/cm	Diameter, cm
0000 (4/0)	1072.3	1.608	1.168
000 (3/0)	850.3	2.027	1.04
00 (2/0)	674.2	2.557	0.927
0 (1/0)	534.8	3.224	0.825
1	424.1	4.065	0.735
2	336.3	5.128	0.654
3	266.7	6.463	0.583
4	211.5	8.153	0.519
5	167.7	10.28	0.462
6	133	13	0.411
7	105.5	16.3	0.366
8	83.67	20.6	0.326
9	66.32	26	0.291
10	52.41	32.9	0.267
11	41.6	41.37	0.238
12	33.08	52.09	0.213
13	26.26	69.64	0.19
14	20.02	82.8	0.171

ตารางที่ ข.3 ข้อมูลสายตัวนำ (Robert, 1997) (ต่อ)

AWG#	Bare area, 10^{-3} cm^2	Resistance, $10^{-6} \Omega/\text{cm}$	Diameter, cm
15	16.51	104.3	0.153
16	13.07	131.8	0.137
17	10.39	165.8	0.122
18	8.228	209.5	0.109
19	6.531	263.9	0.0948
20	5.188	332.3	0.0874
21	4.116	418.9	0.0785
22	3.243	531.4	0.0701
23	2.508	666	0.0632
24	2.047	842.1	0.0566
25	1.623	1062	0.0505
26	1.280	1345	0.0452
27	1.021	1687.6	0.0409
28	0.8046	2142.7	0.0366
29	0.647	2664.3	0.033
30	0.5067	3402.2	0.0294
31	0.4013	4294.6	0.0267
32	0.3242	5314.9	0.0241
33	0.2554	6748.6	0.0236
34	0.2011	8572.8	0.0191
35	0.1589	10849	0.017
36	0.1266	13608	0.0152
37	0.1026	16801	0.014
38	0.08107	21266	0.0124
39	0.06207	27775	0.0109



ภาคผนวก ค

ข้อกำหนดและมาตรฐานต่าง ๆ

ตารางที่ ค.1 ข้อกำหนดกระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 (120V-69kV)

I_{sc}/I_L	Maximum harmonic current distortion in percent of I_L					TDD
	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$h \geq 35$	
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8
50-100	10	4.5	4.0	1.5	0.7	12
100-1000	12	5.5	5.0	2.0	1.0	15
> 1000	15	7.0	6.0	2.5	1.4	20

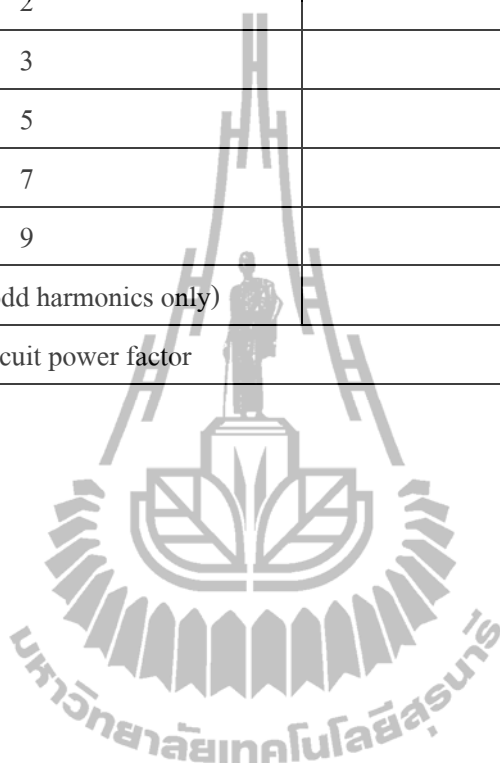
Above current distortion limits are for odd harmonic.
 Even harmonic are limited to 25% of the odd harmonic limits.
 *All power generation equipment is limited to these values of current distortion, regardless of actual I_{sc}/I_L .
 I_{sc} is the maximum short circuit current at PCC.
 I_L is the fundamental frequency 15 or 30 minute load current at PCC.

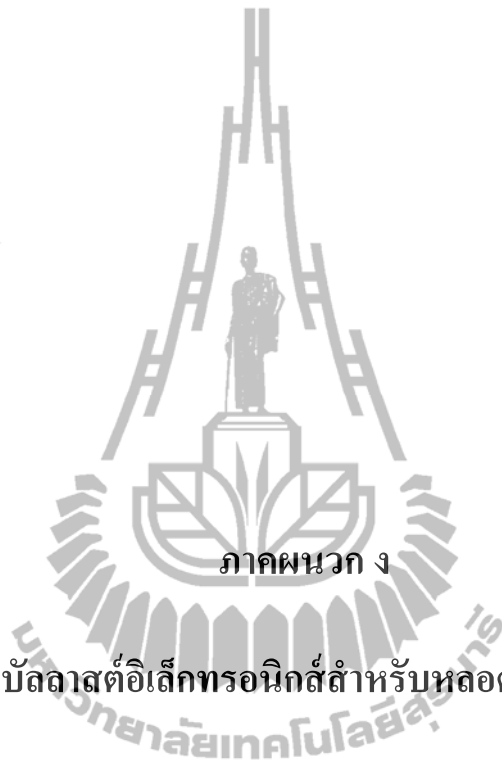
ตารางที่ ค.2 กระแสลัดวงจรที่ขั้วแรงต่ำของหม้อแปลง 400/230 V (ประสิทธิ์ พิทยพัฒน์, 2548)

ขนาดพิกัดหม้อแปลง (kVA)	ค่ากระแสลัดวงจร (kA)		
	ความจุลัดวงจร (MVA)		
	350	500	Infinite bus
315	11.9	12.0	12.2
400	15.1	15.2	15.5
500	18.7	18.9	19.4
630	23.3	23.7	24.5
800	20.1	20.3	21.0
1000	24.9	25.3	26.2
1250	30.7	31.3	32.8
1600	38.6	39.6	41.9
2000	47.4	48.8	52.4
2500	57.7	59.9	65.5

ตารางที่ ค.3 ข้อกำหนดกระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2 (Class C)

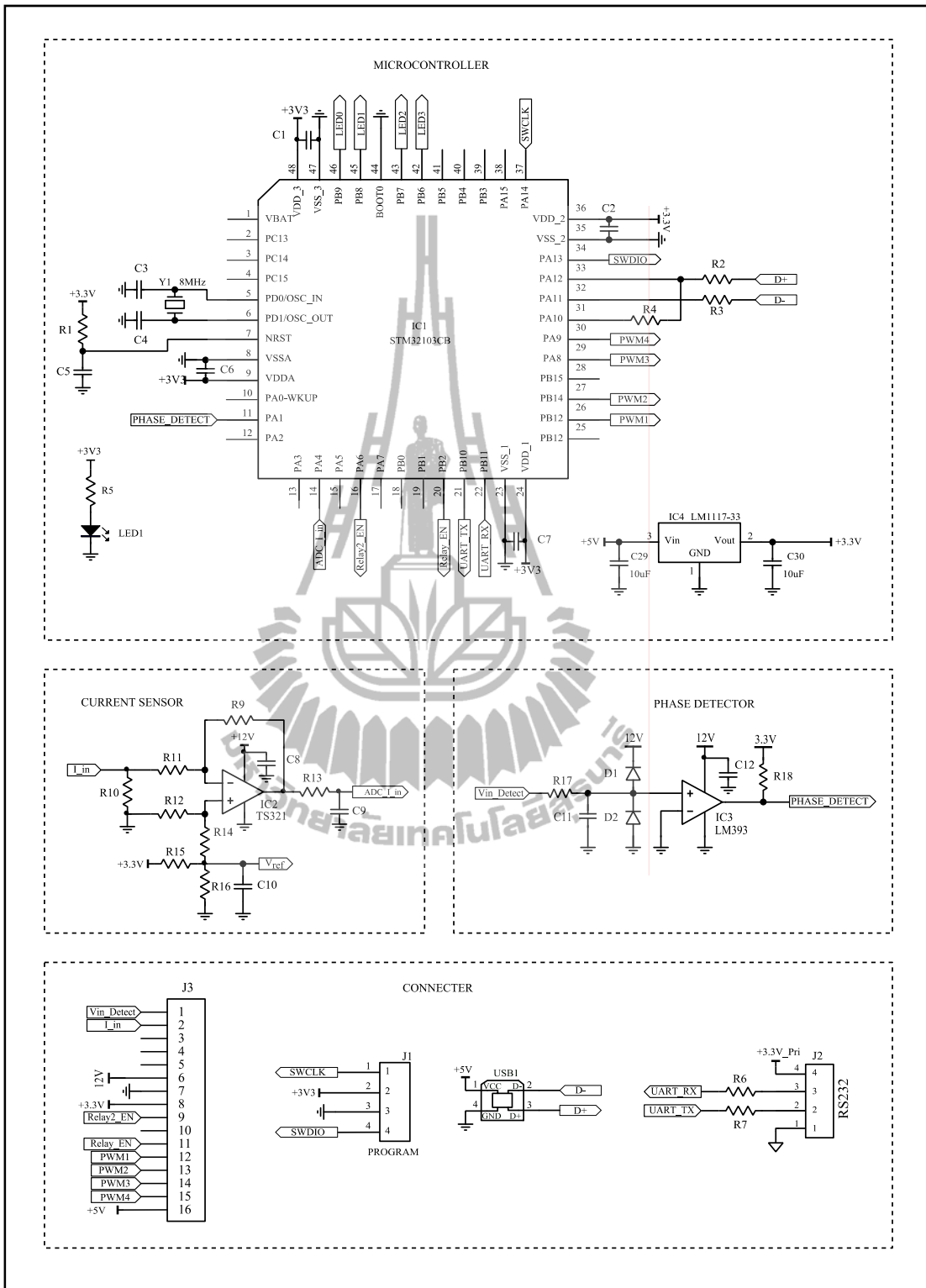
Harmonic Order (n)	Maximum permissible harmonic current expressed as a percent of the input current at the fundamental frequency (%)
2	2
3	$30 \times \lambda^*$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$ (odd harmonics only)	3
* λ is the circuit power factor	



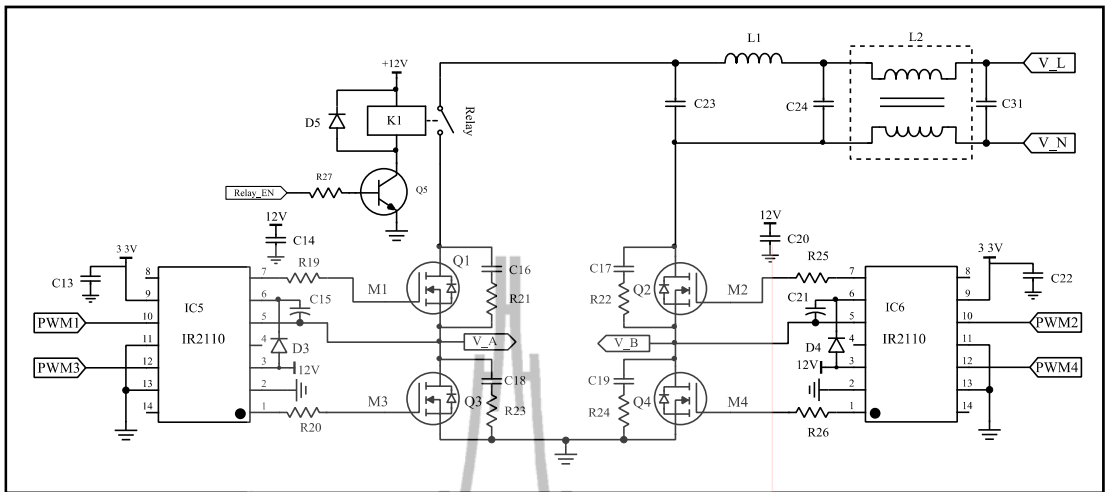


ภาคผนวก ง

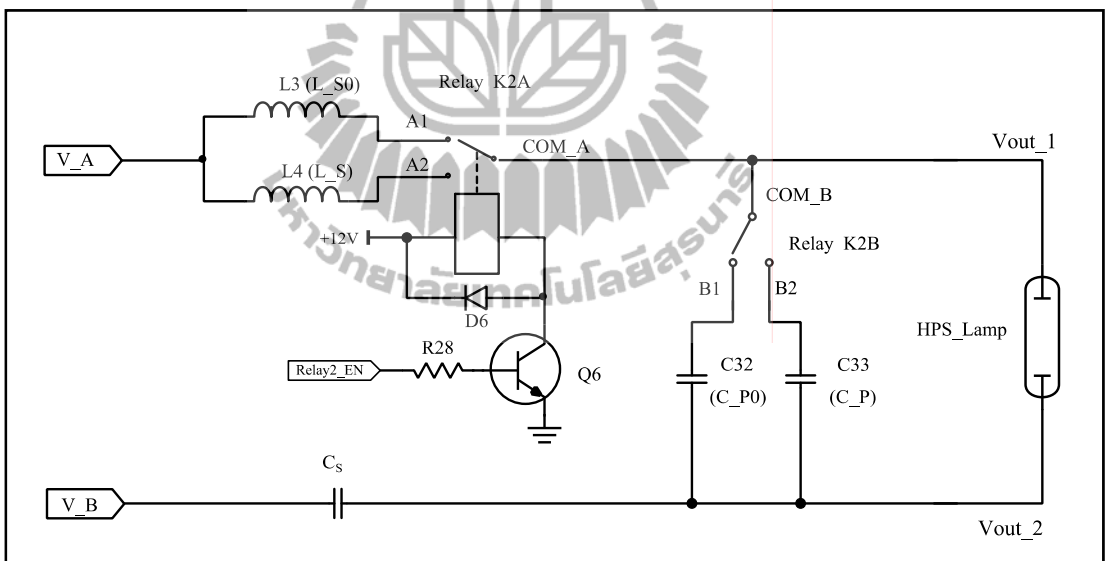
วงจรถ่ายแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง



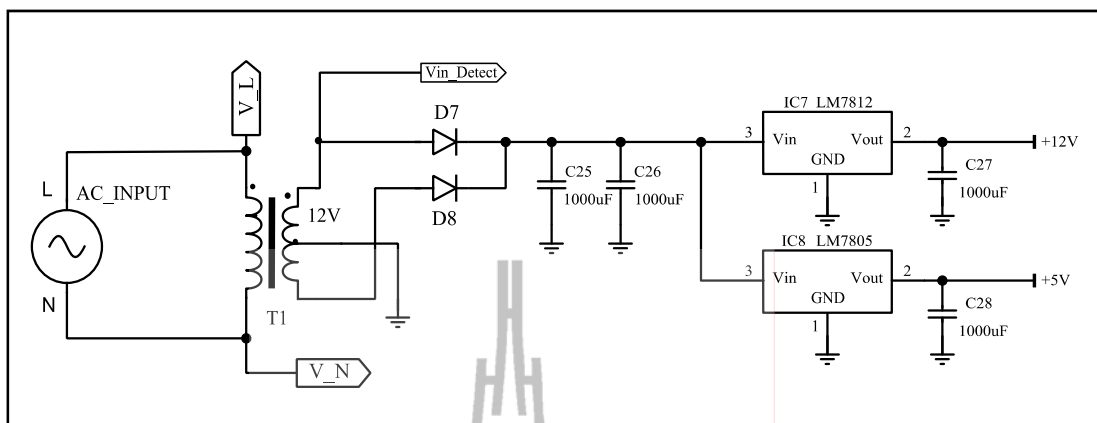
ก) วงจรควบคุม



ข) วงจรขอปเปอร์เอชซีและวงจรรองความถี่ด้านอินพุต



ค) วงจรเรโซแนนซ์



ง) วงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง

รูปที่ ง.1 วงจรรวมของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง

ตารางที่ ง.1 อุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง

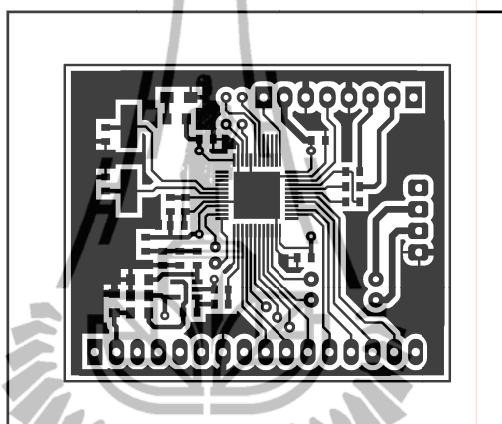
Item	Qty.	Reference	Value	Description
1	11	C1, C2, C5, C6, C7, C8, C10, C12, C13, C20, C22	100nF, 50V	Chip, 0603
2	2	C3, C4	20pF, 50V	Chip, 0603
3	2	C9, C11	1 nF, 50V	Chip, 0603
4	2	C15, C20	4.7nF, 16V	Electrolyte
5	4	C16, C17, C18, C19	1nF, 1000V	Ceramic
6	1	C23	1μF, 270V	X2 Class
7	2	C24, C_S	100nF, 270V	X2 Class
8	4	C25, C26, C27, C28	1000μF, 25V	Electrolyte
9	1	C20	10μF, 25V	Electrolyte
10	2	C29, C30	10μF, 25V	Chip, 0805
11		C31	47nF, 270V	X2 Class
10	1	C32 (C_P0)	10nF, 2000V	MPE
12	1	C33 (C_P)	47nF, 400V	MPE
13	1	R1	1kΩ	Chip, 0603, 1/8 W

ตารางที่ ง.1 อุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง (ต่อ)

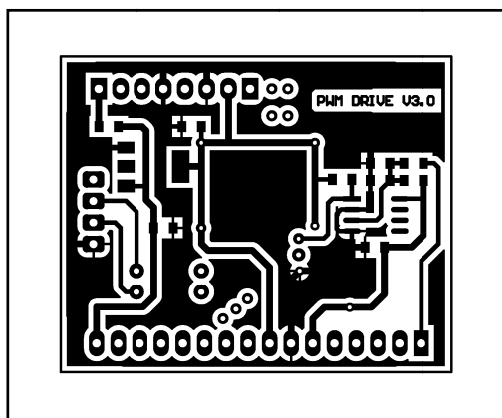
Item	Qty.	Reference	Value	Description
14	2	R2, R3	20 Ω	Chip, 0603, 1/8 W
15	1	R4	1.5k Ω	Chip, 0603, 1/8 W
16	3	R5, R27, R28	1k Ω	Chip, 0603, 1/8 W
17	2	R6, R7,	100 Ω	Axial, 1/4 W
18	2	R9, R14	100k Ω	Chip, 0603, 1/8 W
19	2	R10, R13	100 Ω	Chip, 0603, 1/8 W
20	3	R11, R12, R17	20k Ω	Chip, 0603, 1/8 W
21	3	R15, R16, R18	4.7k Ω	Chip, 0603, 1/8 W
22	4	R19, R20, R25, R26	47 Ω	Axial, 1/4 W
23	4	R21, R22, R23, R24	47 Ω	Axial, 1 W
24	4	D1, D2, D5, D6	1N4148	100V/0.5A
25	2	D3, D4	MUR160	600V, 1A
26	2	D7, D8	1N4001	100V/1A
27	1	L1	2.5mH	Pot30
28	1	L2	2 \times 10mH	Choke Coil, 2A
29	1	L3 (L_S0)	656.7 μ H	
30	1	L4 (L_S)	220 μ H	ETD39
31	4	Q1, Q2, Q3, Q4	IRFP840	Power MOSFET 500V/14A
32	2	Q5, Q6	MMBT4401	40V/0.5A
33	1	K1	FTR-F3AA012E	12VDC/5A
34	1	K2	FTR-F1CA012V	12VDC/5A
35	1	IC1	STM32103C8	32 bit Microcontroller
39	1	IC2	TS321	Operational amplifier
36	1	IC3	LM393	Comparator amplifier
37	1	IC4	LM1117-33	Voltage regulator 3.3V
38	2	IC5, IC6	IR2110	MOSFET Driver
39	1	IC7	LM7812	Voltage regulator 12V

ตารางที่ ง.1 อุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง (ต่อ)

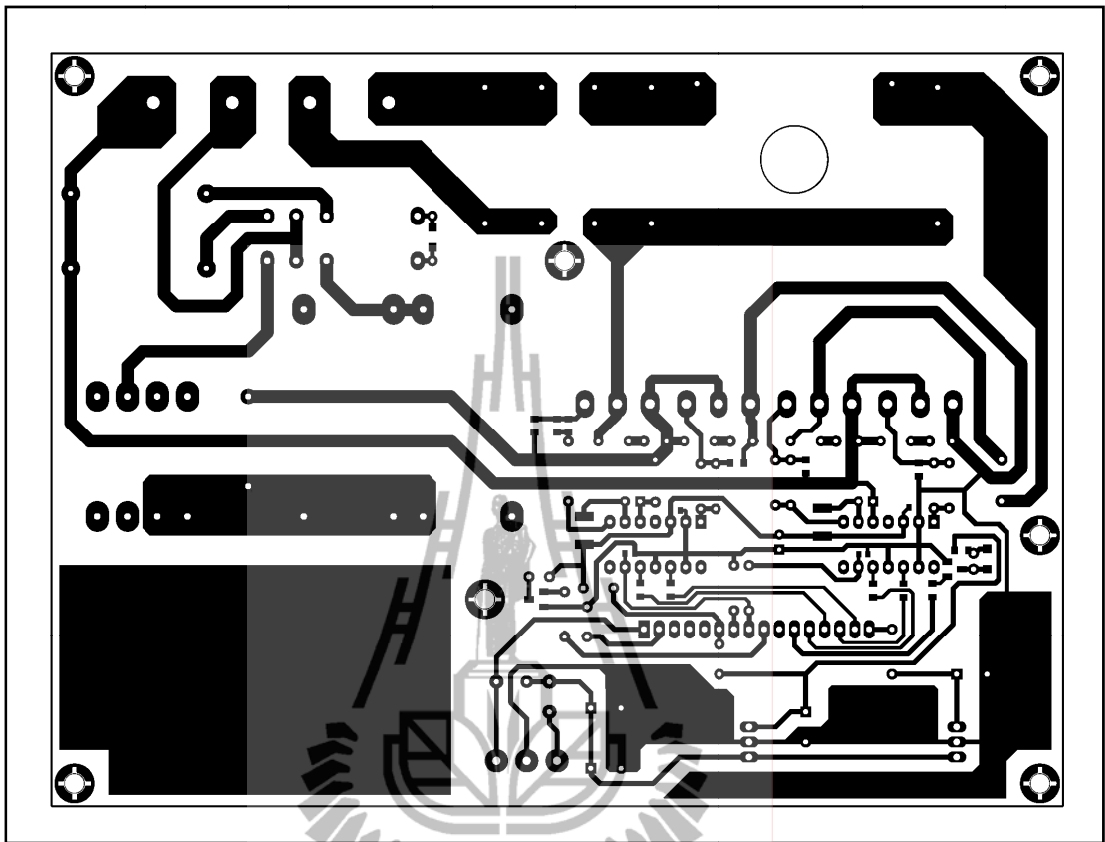
Item	Qty.	Reference	Value	Description
40	1	IC8	LM7805	Voltage regulator 5V
41	1	CT1	1:1000	Current transformer
42	1	T1	220V/12V	Voltage transformer 300mA
43	1	Y1	8 MHz	Crystal, SMD-49S, 16pF



ก) ลายพิมพ์แผ่นวงจรควบคุมด้านบน

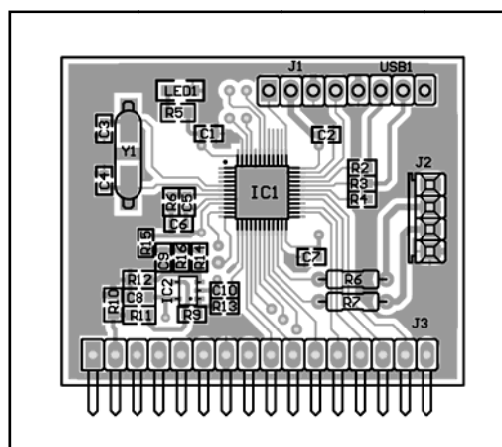


ข) ลายพิมพ์แผ่นวงจรควบคุมด้านล่าง

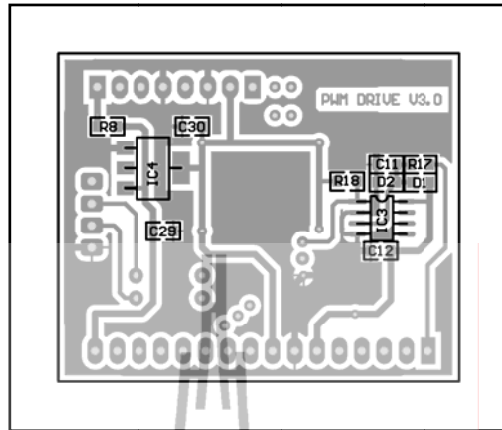


ค) ลายพิมพ์แผ่นวงจรหลัก

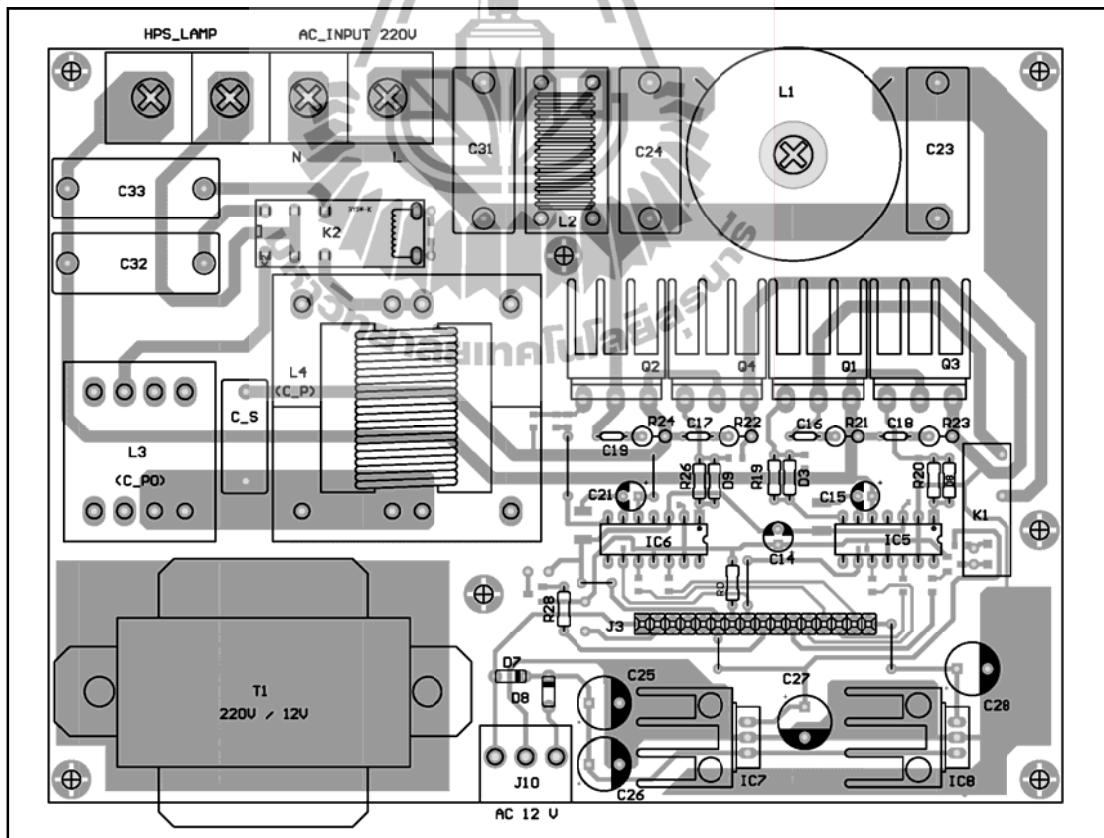
รูปที่ ๓.2 ลายพิมพ์วงจรต้นแบบ



ก) แผ่นวงจรควบคุมด้านบน

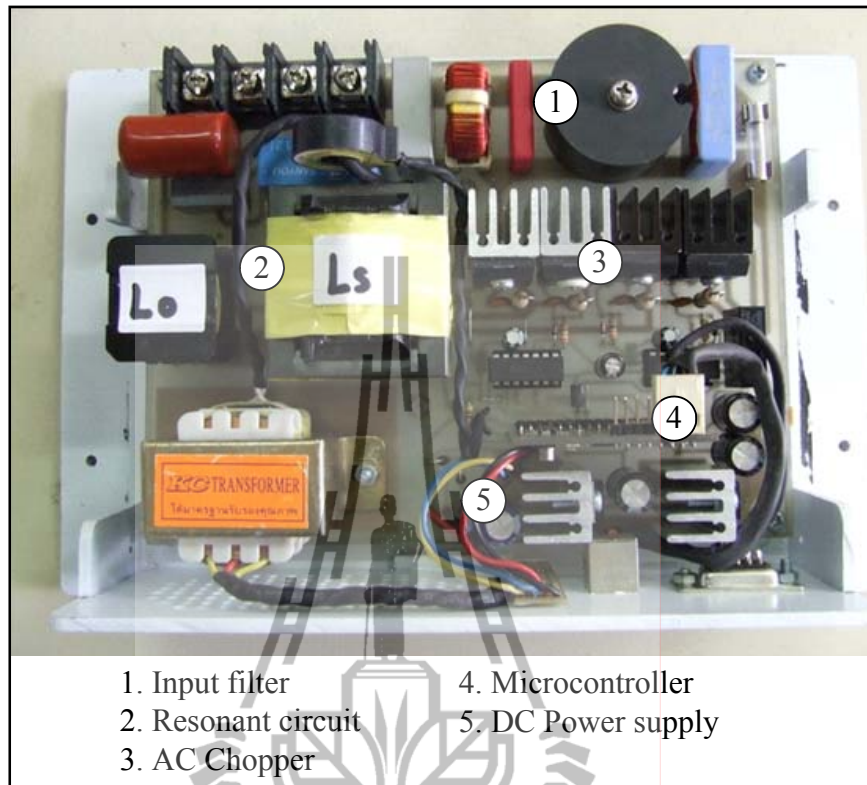


ข) แผงวงจรควบคุมด้านล่าง

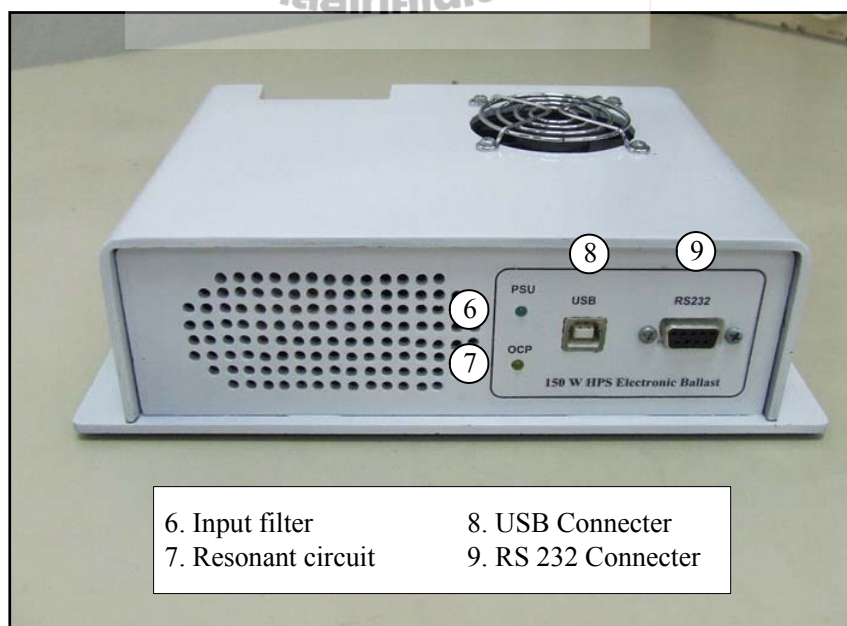


ค) แผงวงจรหลัก

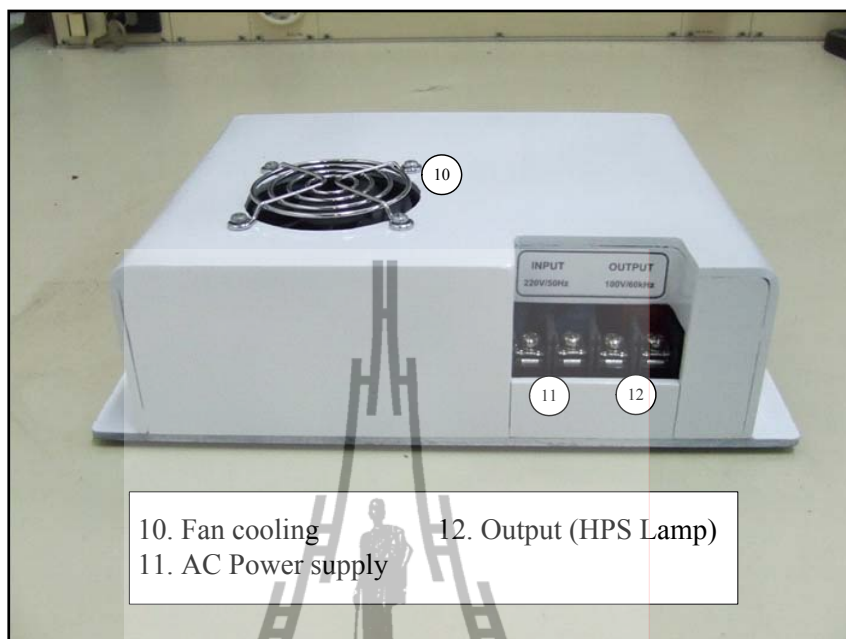
รูปที่ 3.3 การวางอุปกรณ์บนแผงวงจร



ก) อุปกรณ์ภายในของวงจรต้นแบบ

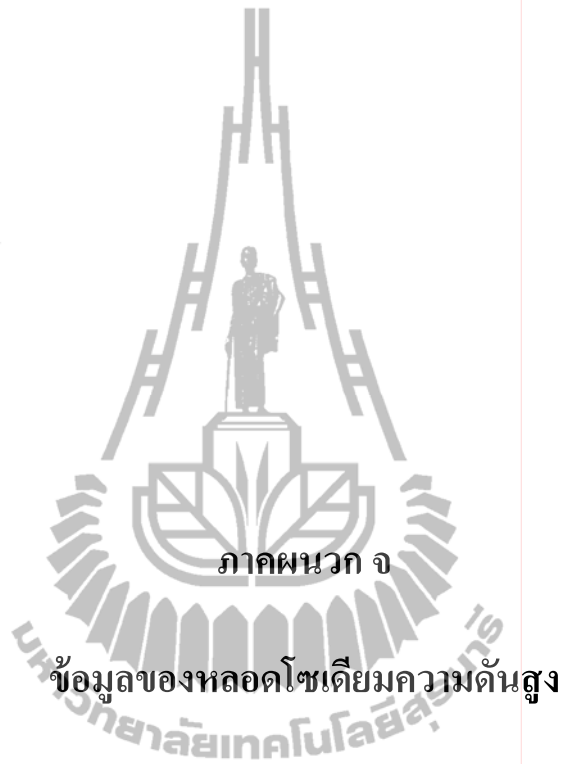


ข) ด้านหน้าของวงจรต้นแบบ



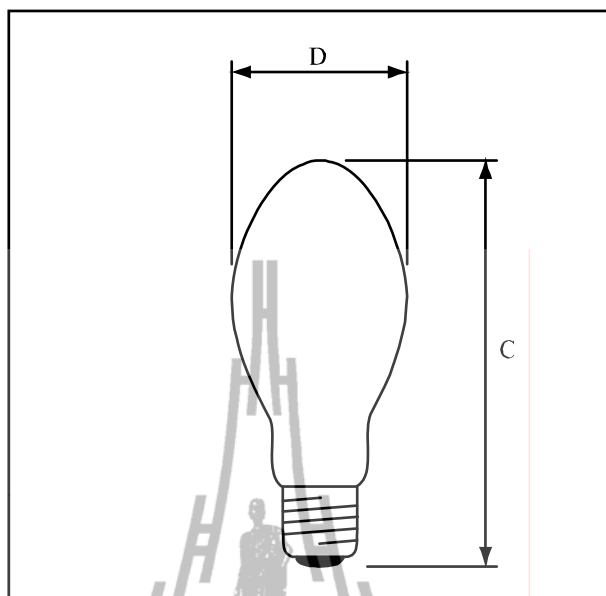
ข) ด้านหลังของวงจรต้นแบบ

รูปที่ ง.4 วงจรต้นแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง



ภาคผนวก จ

ข้อมูลของหลอดโซเดียมความดันสูง

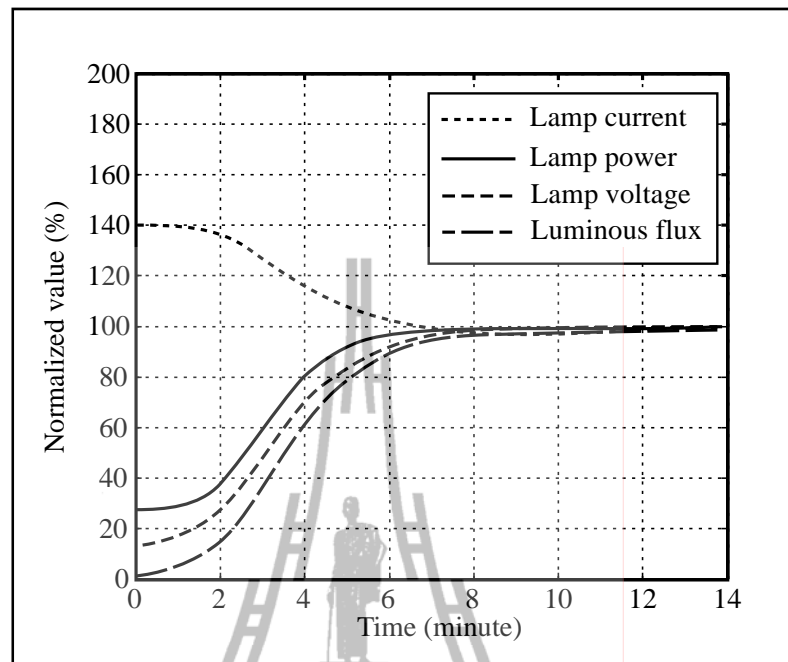


รูปที่ จ.1 ลักษณะของหลอดโซเดียมความดันสูงชนิด SON-E

ตารางที่ จ.1 ข้อมูลทั่วไปของหลอดโซเดียมความดันสูงชนิด SON-E 150 W

(Philips Lighting Thailand, 2011)

Description	Value	Unit
Lamp Wattage	150	W
Lamp Voltage	100	V
Lamp Current	1.80	A
Ignition Time	10 (max)	s
Run-up time 90%	5 (max)	min
Re-ignition Time	180	s
Luminous Flux Lamp	14500	lm
Luminous Efficacy	98	lm/W
Dimensions (D/C)	91/226 (max)	mm



รูปที่ จ.2 ข้อมูลทางไฟฟ้าและความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูงเทียบกับเวลา
(Philips Lighting Thailand, 2011)



บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

รายชื่อบทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

อุทัย ใจทอง, ธนัชชัย กุลวรวานิชพงษ์ และ ทศพล รัตน์นิยมชัย. (2554). การสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้าสำหรับการวัดกำลังไฟฟ้า. การประชุมเชิงวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทยครั้งที่ 7 (E-NETT 7). ภูเก็ต. : 400-404.

อุทัย ใจทอง, ธนัชชัย กุลวรวานิชพงษ์ และ ทศพล รัตน์นิยมชัย. (2554). ระบบควบคุมแสงสว่างสำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 34 (EECON-34). ชลบุรี. : 309-312.



การสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้าสำหรับการวัดกำลังไฟฟ้า

Power Line Carrier for Power Metering

อุทัย ใจทอง¹ ธนัตถ์ย์ กุลารวานิชพงษ์² และ ทศพล รัตนนิยมชัย²
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
111 ถนนมหาวิทยาลัย ตำบลสุรนารี อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา 30000
E-mail: uthai_noi@hotmail.com¹ thanatch@sut.ac.th² and tosphol@sut.ac.th²

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า (power line communication) มาประยุกต์ใช้กับระบบการวัดค่าการใช้กำลังไฟฟ้าของอุปกรณ์ไฟฟ้าจากระยะไกล ผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้าไปยังเครื่องคอมพิวเตอร์ของผู้ใช้งาน ซึ่งประกอบด้วยโมเด็มสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า (power line communication modem) ทำหน้าที่เป็นตัวรับและตัวส่งสัญญาณข้อมูล ระหว่างมิเตอร์วัดกำลังไฟฟ้ากับเครื่องคอมพิวเตอร์ของผู้ใช้งาน โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นส่วนประมวลผลหลักของตัวโมเด็ม ทำหน้าที่จัดการการสื่อสารกับอุปกรณ์ภายนอก และควบคุมการรับส่งของสัญญาณผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า ซึ่งมีรูปแบบการส่งสัญญาณข้อมูลที่อยู่ในรูปสัญญาณคลื่นความถี่ เข้าไปผสมกับสัญญาณความถี่กำลังไฟฟ้า 50 Hz และมีตัวรับสัญญาณทำหน้าที่แยกสัญญาณข้อมูลออกจากคลื่นความถี่กำลังไฟฟ้า โดยติดตั้งโมเด็มศูนย์กลางไว้กับคอมพิวเตอร์ของผู้ใช้งาน และตัวเครื่องโมเด็มสเลฟว์กับมิเตอร์แต่ละตัว ซึ่งมีการระบุหมายเลขประจำเครื่องของโมเด็มสำหรับจำแนกการติดต่อกับเครื่องศูนย์กลาง

คำสำคัญ: การสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า, โมเด็มสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า

Abstract

This paper presents an application of power line communication (PLC) for electrical power metering. This system has a special capability of transmitting the measured values to a centralized computer via power lines. The PLC modem is designed for transmitting and receiving information. Its function is to send the information carrier together with transmitted data by superimposing it on the 50 Hz power frequency signal. A microcontroller is employed to function as the main processing of the modem. It is programmed for PLC control and interfacing with other devices. Each power meter, connected via a PLC modem, is assigned with a unique identification number (address) for distinguishing each device from one another.

Keywords: power line communication, Power Line Carrier

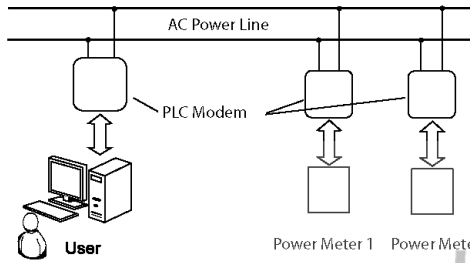
1. คำนำ

เทคโนโลยีการสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้าเป็นอีกเทคโนโลยีหนึ่งที่ถูกนำมาใช้ในการสื่อสารรับส่งข้อมูลแบบระยะไกล โดยการส่งสัญญาณของข้อมูลผ่านระบบนำจ่ายกำลังไฟฟ้า จากการสำรวจพบว่าระบบการสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้าดังกล่าว สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบการวัดค่าการใช้กำลังไฟฟ้าของอุปกรณ์ไฟฟ้า หรือข้อมูลการวัดอื่นๆ จากระยะไกล ผ่านระบบนำจ่ายกำลังไฟฟ้า หรือสายส่งกำลังไฟฟ้าที่มีใช้ตามบ้านเรือนทั่วไป ทั้งที่เป็นระบบจ่ายกำลังไฟฟ้าแรงดันต่ำ (low voltage distribution cable) และระบบจ่ายกำลังไฟฟ้าแรงดันปานกลาง (medium voltage distribution cable) ซึ่งอาศัยหลักพื้นฐานการจัดสรรคลื่นความถี่บนสายส่งกำลังไฟฟ้า โดยการส่งสัญญาณข้อมูลไปกับคลื่นความถี่พาหะ [1-2] ที่มีหลักการทำงานคล้ายกับการรับส่งสัญญาณของคลื่นวิทยุ ซึ่งในปัจจุบันการสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้าดังกล่าวมีการใช้งานค่อนข้างน้อย และใช้งานในวงแคบ เช่น การควบคุมอุปกรณ์ภายในบ้าน เป็นต้น

ในบทความวิจัยนี้จึงมุ่งเน้นการนำเทคโนโลยีการสื่อสารดังกล่าว มาประยุกต์ใช้กับการวัดค่ากำลังไฟฟ้าของอุปกรณ์ไฟฟ้าจากระยะไกล ผ่านระบบนำจ่ายกำลังไฟฟ้า หรือสายส่งกำลังไฟฟ้าที่มีใช้ตามบ้านเรือนทั่วไป เพื่อให้สามารถตรวจสอบการใช้กำลังงานไฟฟ้าของอุปกรณ์ไฟฟ้าแต่ละตัว ได้อย่างถูกต้อง และช่วยลดระยะเวลาในการเข้าถึงข้อมูล อีกทั้งยังเป็นแนวทางในการพัฒนาอุปกรณ์ และระบบการสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า ซึ่งอาจทำให้อุปกรณ์สื่อสารดังกล่าวมีการใช้งานอย่างแพร่หลายมากขึ้น

2. ระบบการสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า

ในระบบการสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า ประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก คือ แหล่งข้อมูลต้นทาง หรือข้อมูลการใช้กำลังงานไฟฟ้าของเครื่องใช้ไฟฟ้าแต่ละตัว ซึ่งได้จากมิเตอร์วัดกำลังไฟฟ้า ส่วนที่สอง เป็นชุดอุปกรณ์ หรือโมเด็มทำหน้าที่ส่งสัญญาณ และรับสัญญาณข้อมูลผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า ระหว่างมิเตอร์วัดกำลังไฟฟ้ากับภาคแสดงผล และประมวลผล โดยมีโมเด็ม 1 ตัว เป็นเครื่องโมเด็มมาสเตอร์ ทำหน้าที่ควบคุมการรับส่งสัญญาณระหว่างเครื่องโมเด็มสเลฟว์กับเครื่องโมเด็มมาสเตอร์ และส่วนที่สาม เป็นส่วนของผู้ใช้งาน โดยมีเครื่องคอมพิวเตอร์ทำหน้าที่แสดงผล และประมวลผลข้อมูลการวัด ซึ่งถูกเชื่อมต่อกับเครื่องโมเด็มมาสเตอร์

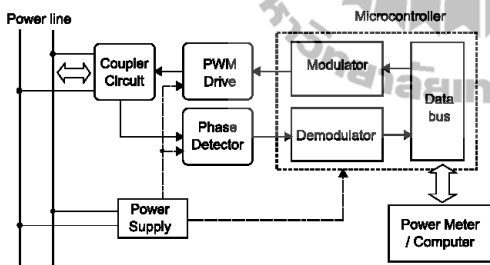


รูปที่ 1 ระบบการวัดกำลังไฟฟ้าผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า

จากระบบการวัดกำลังไฟฟ้าผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า ดังรูปที่ 1 แสดงโครงสร้าง และการทำงานของระบบ มีเตอร์แต่ละตัวจะส่งข้อมูลการวัดผ่านช่องทางสื่อสารแบบอนุกรม (serial communication port) มาเก็บไว้ที่หน่วยความจำของเครื่องไมโครคอนโทรลเลอร์ เครื่องไมโครคอนโทรลเลอร์ทำหน้าที่ควบคุมลำดับการส่งข้อมูล ของเครื่องไมโครคอนโทรลเลอร์แต่ละตัว และทำการจัดเก็บข้อมูลที่ใดไว้ในหน่วยความจำของเครื่องไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งมีการจำแนกแหล่งที่มาของข้อมูลตามหมายเลขประจำเครื่องของไมโครคอนโทรลเลอร์

ในส่วนของผู้ใช้งานสามารถเชื่อมต่อกับเครื่องไมโครคอนโทรลเลอร์มายังเครื่องคอมพิวเตอร์ ผ่านช่องทางสื่อสารแบบอนุกรม (RS232) สำหรับแสดงผล และประมวลผลข้อมูลการวัดที่ได้ต่อไป

3. การออกแบบโมเด็มสื่อสารผ่านสายส่งไฟฟ้า



รูปที่ 2 โมเด็มสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า

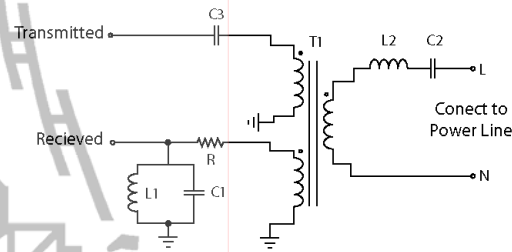
จากโครงสร้างการทำงานของโมเด็มสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า ดังรูปที่ 2 แสดงการทำงานของโมเด็ม ซึ่งประกอบด้วยภาคการสื่อสารกับอุปกรณ์ภายนอก ได้แก่ มิเตอร์วัดกำลังไฟฟ้า และคอมพิวเตอร์ ผ่านช่องทางสื่อสารแบบอนุกรม ภาคการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลให้อยู่ในรูปสัญญาณคลื่นความถี่สูง ซึ่งจะถูกส่งไปยังวงจรรับสัญญาณ และวงจรคัปเปิลเลอร์ (coupler circuit) ที่ทำหน้าที่ผสมสัญญาณของข้อมูลเข้าไปยังสัญญาณกำลังไฟฟ้า ในสายส่งกำลังไฟฟ้า

ในส่วนของการรับสัญญาณ วงจรคัปเปิลเลอร์จะทำหน้าที่แยกสัญญาณของข้อมูลออกจากสัญญาณกำลังไฟฟ้า ผ่านวงจรตรงจذبเฟสของสัญญาณ ทำให้ได้สัญญาณคลื่นความถี่ที่เป็นสัญญาณแบบดิจิทัล และภาคการดีมอดูเลตสัญญาณ ทำหน้าที่แปลงสัญญาณคลื่น

ความถี่ให้เป็นสัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัล สำหรับใช้ในการแสดงผลและประมวลผล

4. การออกแบบวงจรคัปเปิลเลอร์

วงจรคัปเปิลเลอร์เป็นส่วนเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างตัวกำเนิดสัญญาณคลื่นความถี่กับสายส่งกำลังไฟฟ้า ซึ่งทำหน้าที่ผสมสัญญาณข้อมูลที่อยู่ในรูปของสัญญาณคลื่นความถี่ เข้าไปกับสัญญาณกำลังไฟฟ้า และแยกสัญญาณของข้อมูลออกจากสัญญาณกำลังไฟฟ้า และป้องกันไม่ให้สัญญาณกำลังไฟฟ้าที่มีความถี่ 50Hz และสัญญาณรบกวนอื่นๆ ผ่านเข้ามา โดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (band-pass filter)



รูปที่ 3 วงจรคัปเปิลเลอร์สำหรับเชื่อมต่อสัญญาณกับสายส่งกำลังไฟฟ้า

จากรูปวงจรถักคัปเปิลเลอร์ ดังรูปที่ 3 ประกอบด้วยวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน สำหรับการส่งสัญญาณ และรับสัญญาณ โดยวงจรกรองแถบความถี่ผ่านสำหรับการส่งสัญญาณจะป้องกันไม่ให้ความถี่ต่ำผ่านเข้าไปยังวงจรภายในของโมเด็ม และให้สัญญาณคลื่นความถี่ที่ต้องการส่งออกมีขนาดแรงดันสูงสุด ในส่วนของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านสำหรับการรับสัญญาณ ทำหน้าที่ตัดสัญญาณรบกวน และความถี่อื่นที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณของข้อมูล และมีหม้อแปลงความถี่สูงทำหน้าที่แยกกราวด์ของวงจรโมเด็มสื่อสารออกจากกราวด์ของสายส่งกำลังไฟฟ้า [2]

การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน ประกอบด้วยวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม และแบบขนาน กำหนดให้ค่าความถี่ศูนย์กลางของวงจร $f_0 = 127.8 \text{ kHz}$ ซึ่งจัดอยู่ในลักษณะการรับส่งข้อมูลความเร็วต่ำ (Narrowband PLC) [6] และค่าแบนด์วิดท์ $BW = 20 \text{ kHz}$ สามารถคำนวณค่าต่างๆ ของวงจรที่จะทำการออกแบบวงจรได้ดังนี้ [7]

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{1}$$

$$BW = \frac{f_0}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{2}$$

เมื่อกำหนดให้ $C = C1 = C2 = 47 \text{ nF}$, $L = L1 = L2 = 33 \text{ uH}$ และ $C3 = 4.7 \text{ uF}$

จากสมการ (3) สามารถคำนวณค่า R ได้ดังนี้

$$R = \frac{f_0}{BW} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3)$$

จะได้ค่า $R \approx 170\Omega$

การคำนวณหาค่าประสิทธิภาพ (Quality factor: Q) สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$Q = \frac{f_0}{BW} \quad (4)$$

และการคำนวณหาค่าของความถี่ศูนย์กลาง (f_0) ค่าความถี่ตัดต่ำ (f_{C1}) และค่าความถี่ตัดสูง (f_{C2}) สามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้คือ

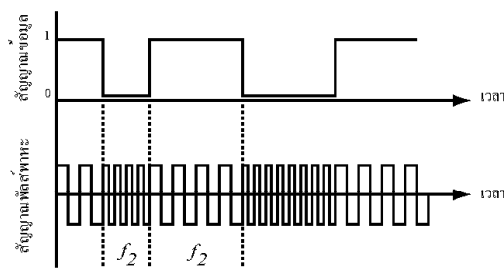
$$f_0 = \sqrt{f_{C1} \times f_{C2}} \quad (5)$$

$$f_{C1} = \sqrt{\frac{BW^2}{4} + f_0^2} - \left(\frac{BW}{2}\right) \quad (6)$$

$$f_{C2} = f_{C1} + BW \quad (7)$$

5. การมอดูเลตสัญญาณข้อมูลเชิงความถี่พัลส์แบบดิจิตอล

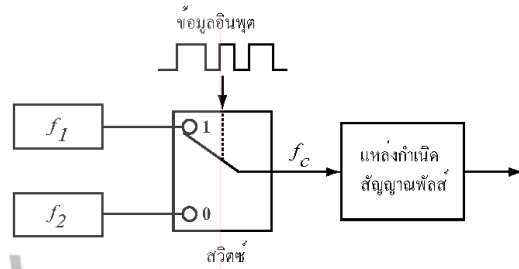
ระบบการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลเชิงความถี่พัลส์แบบดิจิตอล (pulse frequency modulation, PFM) เป็นการนำสัญญาณข้อมูลดิจิตอลไปเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณพัลส์พาหะ ซึ่งมีหลักการคล้ายกับการมอดูเลตเชิงความถี่แบบเอเอสเค (FSK) สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตจะมีขนาดของสัญญาณคงที่ และมีความถี่เปลี่ยนแปลงไปตามระดับลอจิกของสัญญาณข้อมูลดิจิตอล [8]



รูปที่ 4 การมอดูเลตสัญญาณข้อมูลเชิงความถี่พัลส์แบบดิจิตอล

จากการมอดูเลตสัญญาณทางความถี่ ดังรูปที่ 4 แสดงการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลทางความถี่พัลส์ โดยทำการตรวจสอบสถานะของข้อมูลเลขฐานสองแต่ละบิตที่เข้ามาแบบต่อเนื่อง ซึ่งกำหนดให้เมื่อระดับลอจิกสัญญาณข้อมูลเป็น "1" ความถี่พัลส์พาหะมีค่าเป็น f_1 และเมื่อระดับลอจิกเป็น "0" ความถี่พัลส์พาหะจะมีค่าเป็น f_2 ในการ

กำหนดค่าความถี่ของ f_1 และ f_2 จะต้องอยู่ในช่วงแถบความถี่ผ่านของวงจรเพลอร์ ซึ่งกำหนดให้ค่าความถี่ของ $f_1 = 122.8\text{kHz}$ และ $f_2 = 132.8\text{kHz}$

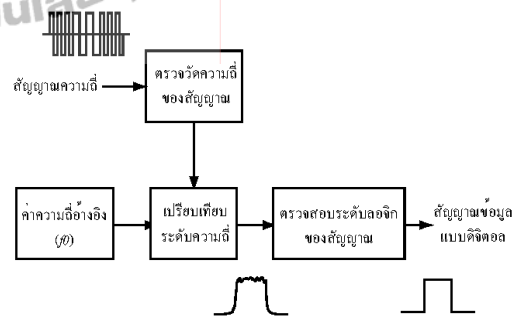


รูปที่ 5 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลเชิงความถี่พัลส์

สัญญาณที่ได้จากมอดูเลตทางความถี่พัลส์ จะนำไปเข้าวงจรขับสัญญาณ (drive circuit) ทำหน้าที่ขยายขนาด และกำลังของสัญญาณให้สามารถส่งผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้าได้ ซึ่งขึ้นอยู่กับกำลังการส่งของตัวโมเด็ม

6. การมอดูเลตสัญญาณข้อมูลเชิงความถี่พัลส์แบบดิจิตอล

ระบบการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลเชิงความถี่พัลส์แบบดิจิตอล เป็นการนำสัญญาณความถี่พัลส์แปลงกลับไปเป็นสัญญาณข้อมูลดิจิตอล ซึ่งมีหลักการคล้ายกับการมอดูเลตเชิงความถี่แบบเอเอสเค (FSK) สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตจะมีระดับเปลี่ยนแปลงตามค่าความถี่ของสัญญาณความถี่พัลส์ [8]



รูปที่ 6 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตสัญญาณเชิงความถี่พัลส์

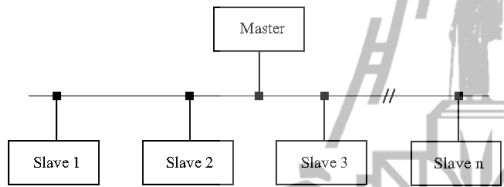
จากบล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลตสัญญาณ ดังรูปที่ 6 แสดงการทำงานของมอดูเลตสัญญาณจากสัญญาณที่มีการมอดูเลตทางความถี่ให้เป็นสัญญาณของข้อมูลแบบดิจิตอล โดยการตรวจวัดค่าความถี่ของสัญญาณพาหะในแต่ละลูกคลื่น แล้วนำไปเปรียบเทียบกับค่าความถี่อ้างอิง (f_0) จะได้สัญญาณที่เกิดจากค่าผลต่างของระดับความถี่ของสัญญาณ จากนั้นนำมาเข้าภาคตรวจสอบระดับลอจิกของสัญญาณ ทำหน้าที่แปลงสัญญาณระดับผลต่างของความถี่ให้เป็นสัญญาณข้อมูลแบบดิจิตอล

7. โปรโตคอลสำหรับการสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า

7.1 รูปแบบของโปรโตคอลสำหรับการรับส่งข้อมูล

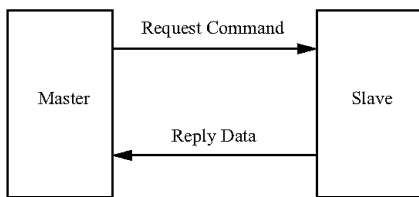
โปรโตคอล หรือระเบียบการจัดการในการสื่อสาร นำมาใช้เป็นเครื่องมือในการจัดการรูปแบบการรับส่งของชุดข้อมูล ระหว่างเครื่องโมเด็มมาสเตอร์ กับเครื่องโมเด็มสเลฟว์ ซึ่งจะต้องมีรูปแบบการรับส่งของข้อมูลที่ตรงกัน โดยเครื่องโมเด็มมาสเตอร์จะทำหน้าที่ควบคุมการรับส่งข้อมูล เพื่อไม่ให้เกิดการซ้อนทับของสัญญาณข้อมูล

โปรโตคอลสำหรับการสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า จะใช้โปรโตคอลแบบ "มอดบัส ซีเรียล ไลน์" (modbus serial line protocol) ซึ่งเป็นโปรโตคอลที่ใช้สำหรับการสื่อสารแบบ เครื่องมาสเตอร์ กับเครื่องสเลฟว์ (master-slaves protocol) โดยจะมีเครื่องโมเด็มมาสเตอร์ 1 ตัว ในระบบสายสัญญาณ และที่เหลือเป็นเครื่องโมเด็มสเลฟว์ ซึ่งมีการกำหนดหมายเลขประจำเครื่อง (slave address) ที่ไม่ซ้ำกัน [6]



รูปที่ 7 โครงสร้างการเชื่อมต่อสัญญาณข้อมูล

ในโครงสร้างของระบบการสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า ประกอบด้วยเครื่องโมเด็มมาสเตอร์ และเครื่องโมเด็มสเลฟว์ โดยเครื่องโมเด็มมาสเตอร์จะทำหน้าที่เป็นเครื่องศูนย์กลางของการรับส่งข้อมูล ซึ่งมีการกำหนดลำดับ และช่วงเวลาของการรับส่งข้อมูลกับเครื่องโมเด็มสเลฟว์แต่ละเครื่องที่แน่นอน เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการซ้อนทับของสัญญาณข้อมูล



รูปที่ 8 ลักษณะการรับส่งข้อมูล

การติดต่อสื่อสารของระบบ จะเริ่มจากเครื่องโมเด็มมาสเตอร์ ส่งคำขอไปยังเครื่องโมเด็มสเลฟว์ที่ต้องการติดต่อ ซึ่งในชุดข้อมูล (data packet) จะระบุชนิดของข้อมูล และหมายเลขประจำเครื่องของโมเด็มสเลฟว์ที่ต้องการติดต่อ เมื่อเครื่องโมเด็มสเลฟว์แต่ละเครื่องได้รับคำขอ จะทำการตรวจสอบชนิดของข้อมูล และหมายเลขประจำเครื่องที่ได้รับ ถ้าตรงกับหมายเลขเครื่องที่ระบุไว้ เครื่องโมเด็มสเลฟว์ดังกล่าวจะทำการตอบกลับข้อมูลการวัดตามชนิดของข้อมูลที่ระบุไว้ในข้อมูลคำขอ กลับไปยังเครื่องโมเด็มมาสเตอร์

7.2 รูปแบบของชุดข้อมูล (frame description)

ในชุดของข้อมูลจะประกอบด้วย 4 ส่วนคือ หมายเลขประจำเครื่องของโมเด็มสเลฟว์ (slave address) ขนาด 1 ไบต์ รหัสฟังก์ชัน (function code) คือส่วนของคำสั่ง ที่เครื่องโมเด็มมาสเตอร์ส่งไปยังเครื่องโมเด็มสเลฟว์ขนาด 1 ไบต์ ข้อมูลที่ต้องการรับส่ง มีขนาดตั้งแต่ 0 ถึง 252 ไบต์ และส่วนตรวจสอบความผิดพลาดของการรับส่งข้อมูล (error checking) ขนาด 2 ไบต์

Slave Address	Function Code	Data	CRC
1 byte	1 byte	0 to 252 byte	2 byte

รูปที่ 9 รูปแบบของชุดข้อมูล

7.3 การตรวจสอบความผิดพลาดของข้อมูลที่ได้รับ

ในส่วนท้ายของชุดข้อมูล จะเป็นส่วนที่ใช้สำหรับตรวจสอบความผิดพลาดของข้อมูลที่ได้รับ โดยใช้การตรวจสอบด้วยส่วนซ้ำซ้อนแบบวน (cyclic redundancy check, CRC) เป็นวิธีการตรวจสอบความผิดพลาดของชุดข้อมูลที่ทำการรับส่ง ระหว่างตัวส่งสัญญาณกับตัวรับสัญญาณ โดยฝ่ายส่งจะทำการคำนวณค่า CRC ขนาด 16 บิต (CRC-16) ของชุดข้อมูล ซึ่งมีการกำหนดอัลกอริทึมที่อยู่ในรูปโพลีโนเมียล $x^{16} + x^{14} + x + 1$ และเติมไว้ในตอนท้ายของชุดข้อมูลที่ต้องการส่ง

ในส่วนของตัวรับสัญญาณข้อมูล จะใช้อัลกอริทึมเดียวกันในการคำนวณค่า CRC ของชุดข้อมูลที่ได้รับ แล้วเปรียบเทียบกับค่า CRC ที่ได้รับจากตัวส่งสัญญาณเท่ากันหรือไม่ ถ้าค่า CRC ของทั้งสองเท่ากัน ให้ถือว่าชุดข้อมูลดังกล่าวเป็นข้อมูลที่ถูกต้อง ถ้าไม่เท่ากัน แสดงว่าชุดข้อมูลที่ได้รับดังกล่าวมีความผิดพลาดของข้อมูล ให้ตัวส่งสัญญาณทำการส่งข้อมูลซ้ำ เพื่อให้ได้ข้อมูลที่ถูกต้อง

8. การทดสอบคุณภาพของสัญญาณข้อมูล

การทดสอบคุณภาพของสัญญาณข้อมูลที่ส่งผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า ใช้การประเมินจากค่าอัตราส่วนระหว่างขนาดของสัญญาณข้อมูลกับขนาดของสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio : SNR) และค่าการลดทอนของสัญญาณ (signal attenuation) ซึ่งเกิดจากกำลังสูญเสียของสัญญาณคลื่นความถี่พาหะในสายส่งกำลังไฟฟ้า โดยค่า SNR ทำการทดสอบจากสัญญาณข้อมูลที่ได้จากการจำลองเลขของตัวรับสัญญาณ ที่ยังไม่ทำการแปลงให้เป็นสัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัล เพื่อหาขนาดของสัญญาณข้อมูล และขนาดของสัญญาณรบกวน สามารถคำนวณค่า SNR ได้จากสมการดังนี้

$$SNR_{dB} = 20 \log \left(\frac{A_{signal}}{A_{noise}} \right) \text{ dB} \tag{8}$$

เมื่อ A_{signal} คือ ขนาดของสัญญาณข้อมูล (RMS)

A_{noise} คือ ขนาดของสัญญาณรบกวน (RMS)

การลดทอนของสัญญาณในสายส่งกำลังไฟฟ้า สามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้

$$\text{Signal attenuation} = 10 \log \left(\frac{P_i}{P_o} \right) \text{ dB} \quad (9)$$

เมื่อ P_i คือ กำลังไฟจากตัวส่งสัญญาณ
 P_o คือ กำลังไฟที่ส่งไปถึงตัวรับสัญญาณ

ตารางที่ 1 ผลการทดสอบคุณภาพของสัญญาณข้อมูล

ระยะทาง (เมตร)	การลดทอน (dB)	SNR (dB)
5	0.44	23.2
10	0.64	22.5
30	1.02	20.6
50	1.16	20.1
100	2.68	19.5
150	3.33	19.2
200	3.61	18.9

จากผลการทดสอบคุณภาพของสัญญาณข้อมูล ซึ่งทำการประเมินจากค่า SNR และการลดทอนของสัญญาณ โดยทำการรับส่งที่ระยะทางต่างๆ พบว่า เมื่อทำการเพิ่มระยะทางของการรับส่งสัญญาณจะทำให้ค่าการลดทอนของสัญญาณคลื่นความถี่เพิ่มขึ้น และค่า SNR ของสัญญาณที่วัดได้จากตัวรับสัญญาณมีค่าลดลง ซึ่งทำให้คุณภาพของสัญญาณข้อมูลลดลง

9. การทดสอบค่าความผิดพลาดของข้อมูล

การทดสอบค่าความผิดพลาดของข้อมูล ระหว่างการรับส่งข้อมูลผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า ทดสอบได้จากการเปรียบเทียบข้อมูลระหว่างตัวส่งสัญญาณกับตัวรับสัญญาณ ในแต่ละครั้ง ถ้าข้อมูลทั้งสองไม่ตรงกัน แสดงว่าเกิดความผิดพลาดของการรับส่งข้อมูล และสามารถตรวจสอบความผิดพลาดของการรับส่งข้อมูลได้จากค่า CRC ของชุดข้อมูล โดยการทดสอบส่งข้อมูลการวัดที่ได้จากมิเตอร์วัดกำลังไฟฟ้าผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า ไปยังเครื่องไมโครคอนโทรลเลอร์ กำหนดอัตราการรับส่งข้อมูล (baud rate) เป็น 4800 bps และทำการส่งข้อมูลแบบต่อเนื่องจำนวน 50,000 ครั้ง แล้วทำการเปรียบเทียบข้อมูลที่ส่งจากตัวส่งสัญญาณ กับข้อมูลที่รับจากตัวรับสัญญาณ เพื่อหาความผิดพลาดของการรับส่งข้อมูล

ตารางที่ 2 ผลการทดสอบค่าความผิดพลาดของการรับส่งข้อมูล

ระยะทาง (เมตร)	การเกิดความผิดพลาดของข้อมูล (จำนวนครั้ง)	
	เปรียบเทียบข้อมูล	ตรวจสอบ CRC
5	0	0
10	1	1
30	1	1
50	3	3
100	5	5
150	6	6
200	8	8

จากผลการทดสอบความผิดพลาดของการรับส่งข้อมูล พบว่า เมื่อทำการเพิ่มระยะทางของการรับส่งสัญญาณ จะทำให้อากาศเกิดความผิดพลาดของการรับส่งข้อมูลเพิ่มขึ้น ซึ่งสอดคล้องกับค่า SNR สัญญาณที่ลดลง และจากผลการตรวจสอบความผิดพลาดของข้อมูลด้วยวิธีการเปรียบเทียบข้อมูลของตัวส่งสัญญาณ กับตัวรับสัญญาณ และวิธีการตรวจสอบจากค่า CRC ของชุดข้อมูล ซึ่งได้ผลการทดสอบตรงกัน ดังนั้น วิธีการตรวจสอบจากค่า CRC จึงเป็นวิธีที่สามารถนำมาใช้ในการตรวจสอบความผิดพลาดของการรับส่งข้อมูล

สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอรูปแบบเทคโนโลยีการสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า มาประยุกต์ใช้กับระบบการตรวจวัดการใช้พลังงาน จากมิเตอร์วัดกำลังกำลังไฟฟ้าที่มีมากกว่าหนึ่งเครื่อง ไปยังเครื่องคอมพิวเตอร์ของผู้ใช้งาน โดยมีโมเด็มสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้าสำหรับใช้เป็นอุปกรณ์รับส่งข้อมูลแบบโครงข่าย และระบบการจัดการสื่อสาร หรือโปรโตคอล นำมาใช้เป็นเครื่องมือในการจัดการรูปแบบการรับส่งของชุดข้อมูล ระหว่างเครื่องไมโครคอนโทรลเลอร์กับเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ ซึ่งทำให้สามารถทำการตรวจวัดค่ากำลังไฟฟ้าของมิเตอร์แต่ละเครื่องได้อย่างถูกต้อง และรวดเร็ว

เอกสารอ้างอิง

- [1] J.V. Wijayakulasooriya, "Remotely Accessible Single Phase Energy Measuring System", Proc. 1st Int. Conf. and Info Syst, ICIS 2006, pp.304-309, Peradeniya, 8-11 Aug. 2006.
- [2] Maizonave, G.B. Dos Reis, F.S. Lima, "Integrated System for Intelligent Street Lighting", Proc. Inst. Elect., IEEE Int. Sym. Power-line Comm., vol. 2, pp. 721 – 726, Montreal, Que. 9 -13 July 2006.
- [3] http://en.wikipedia.org/wiki/LC_circuit.
- [4] <http://www.ratchakitcha.soc.go.th/DATA/PDF/2551/E/165/45.pdf>.
- [5] www.modbus.org/docs/Modbus_over_serial_line_V1_02.pdf
- [6] ธานี ศรีสกุล, รังสิมันต์ น้อยเจริญ, มนต์รี ศิริปรัชญานันท์, "การออกแบบวงจรกรองความถี่ Band Stop Filter :BSFโดยใช้ IC LF351" [ออนไลน์], ได้จาก: <http://wara.com/article-741.html>.
- [7] ไกรสร สาริษา, สราวุธ เหมะฐลิน, ชุดทดลองระบบสื่อสารแบบดิจิทัล, ปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2545.

ประวัติผู้เขียนบทความ



อุทัย ใจทอง
 สำเร็จปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (ไฟฟ้ากำลัง) จาก มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี เมื่อปี พ.ศ. 2548
 งานวิจัยที่สนใจ คือ Power line communication, Power electronic

ระบบควบคุมแสงสว่างสำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง Lighting Control System for a High Pressure Sodium Lamp

อุทัย ใจทอง¹ ธนัชชัย กุลวรรณาณิชพงษ์² และ ทศพล รัตนนิยมชัย³
 สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
 111 ถนนมหาวิทยาลัย ตำบลสุรนารี อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา 30000
 E-mail: uthai_noi@hotmail.com¹ thanatch@sut.ac.th² and tospchol@sut.ac.th³

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบระบบควบคุมแสงสว่างสำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 70 W โดยใช้ชุดบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดหรี่แสง เพื่อปรับความสว่างของหลอด และได้นำเทคโนโลยีการสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้สำหรับการเชื่อมต่อสัญญาณข้อมูลระหว่างอุปกรณ์ในระบบ ซึ่งประกอบด้วย เครื่องควบคุมหลัก ชุดบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และมีเตอร์วัดความเข้มแสงจำนวน 2 เครื่อง โดยการติดตั้งโมเด็มสื่อสารไว้กับอุปกรณ์แต่ละตัว การควบคุมการทำงานของระบบเป็นการควบคุมแบบป้อนกลับโดยใช้ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับตัวควบคุมแบบปริพันธ์ (PI controller) เพื่อควบคุมความสว่างของพื้นที่ทำงานให้คงที่ ซึ่งกำหนดไว้ที่ 500 ลักซ์

คำสำคัญ: ระบบควบคุมแสงสว่าง, การสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า

Abstract

This article presents design of a lighting control system for a 70-W high pressure sodium (HPS) lamp with electronic ballast. Power line communication (PLC) is applied to this system for the purpose of digital data transmission among devices in order to eliminate additional signal control wires. Devices used include the main controller, the ballast electronic and two lux meters. By installing a PLC modem, communication between a pair of devices is available. In this paper, a proportional plus integral controller (PI) is employed to regulate the illuminance of the working area at 500 lx. As a result, the effectiveness of this proposed lighting control system can be confirmed.

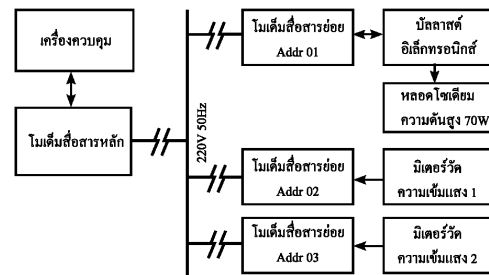
Keywords: lighting control system, power line communication

1. บทนำ

บริเวณพื้นที่ทำงานส่วนต่าง ๆ ในโรงงานอุตสาหกรรม จะมีสภาพแวดล้อม และความต้องการปริมาณแสงสว่างที่แตกต่างกัน โดยปกติจะมีการใช้งานในช่วงเวลา 8.00 - 17.00 น. ของทุกวัน ซึ่งในช่วง

เวลาดังกล่าวมีแสงสว่างจากธรรมชาติเข้ามาในพื้นที่ห้องบางส่วน เมื่อรวมกับแสงสว่างจากหลอดไฟฟ้า ทำให้แสงสว่างในพื้นที่ดังกล่าวเกินความจำเป็น และเกินจากค่ามาตรฐาน ซึ่งในปัจจุบันได้มีผู้พัฒนาอุปกรณ์สำหรับควบคุมความสว่างบริเวณพื้นที่ทำงาน เช่น การควบคุมความสว่างด้วยบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดหรี่แสงสำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง [3] ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในระบบควบคุมแสงสว่างแบบอัตโนมัติ โดยใช้ร่วมกับเซนเซอร์ตรวจวัดปริมาณแสง และเครื่องควบคุม แต่เนื่องจากการติดตั้งระบบควบคุมดังกล่าวจะต้องทำการตรวจวัดและควบคุมจากระยะไกล จึงจำเป็นต้องใช้สายส่งสัญญาณข้อมูลที่ยาวเพื่อเชื่อมต่อสัญญาณข้อมูลระหว่างอุปกรณ์แต่ละส่วนในระบบ ดังนั้นจะได้นำเอาเทคโนโลยีการสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้กับระบบควบคุมแสงสว่าง โดยใช้โมเด็มสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า (power line communication modem) เชื่อมต่อสัญญาณข้อมูลระหว่างอุปกรณ์แต่ละส่วน ผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้าที่มีอยู่เดิม แทนการใช้สายส่งสัญญาณข้อมูลเดิม เพื่อช่วยลดการใช้สายไฟในระบบ

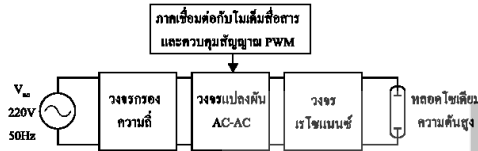
2. โครงสร้างระบบการควบคุมแสงสว่างอัตโนมัติ



รูปที่ 1 ระบบการควบคุมแสงสว่างอัตโนมัติผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า

ในระบบควบคุมแสงสว่างจะประกอบด้วย 4 ส่วนหลัก คือ เครื่องควบคุมหลัก ชุดบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 70 W ชนิดหรี่แสง และมีเตอร์ตรวจวัดความเข้มแสง ซึ่งถูกเชื่อมต่อสัญญาณข้อมูลผ่านโมเด็มสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า

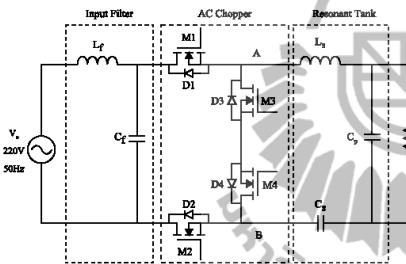
3. บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง



รูปที่ 2 บล็อกไดอะแกรมบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

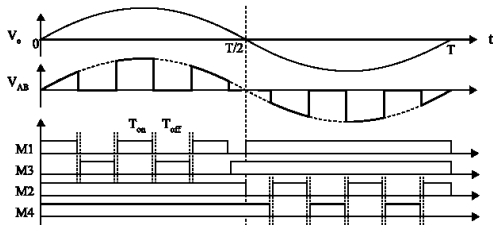
จากรูปที่ 2 แสดงโครงสร้างโดยรวมของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง ทั้งที่เป็นวงจรกำลังและวงจรควบคุม โดยในส่วนของวงจรกำลังประกอบด้วย 2 ส่วนหลักคือ วงจรแปลงผันกระแสสลับ และวงจรเรโซแนนซ์ ในส่วนของวงจรควบคุม คือ วงจรควบคุมสัญญาณขับนำสวิตช์ของวงจรแปลงผันกระแสสลับ และภาคเชื่อมต่อกับโมเด็มสื่อสารย่อย

3.1 วงจรแปลงผันกระแสสลับ



รูปที่ 3 วงจรแปลงผันสำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

วงจรวงจรแปลงผันกระแสสลับ หรือวงจรคอนเวอร์เตอร์ ทำหน้าที่แปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 Hz เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่ 60 kHz โดยใช้หลักการของวงจรสับแบบกระแสสลับ (AC chopper) มีมอดเฟสกำลัง 4 ตัว ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตัดต่อวงจร [2] ซึ่งมีวัฏจักรการทำงานดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 วัฏจักรงานของวงจรแปลงผันกระแสสลับ

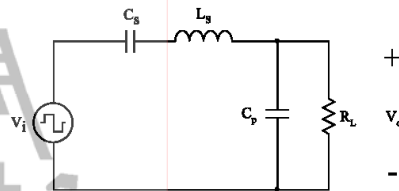
จากช่วงเวลาการเปิดปิดของสวิตช์ จะมีผลต่อค่าแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุต (V_{AB}) ซึ่งมีความสัมพันธ์กับแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายดังนี้

$$V_{AB} = \text{duty} \times V_s \quad (1)$$

เมื่อ duty คือ สัดส่วนความกว้างของสัญญาณพัลส์

3.2 วงจรเรโซแนนซ์

วงจรเรโซแนนซ์เป็นส่วนที่รับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (V_{AB}) ความถี่ 60 kHz จากวงจรแปลงกระแสสลับ เพื่อจ่ายให้กับหลอด ทั้งในสภาวะจุดหลอด และสภาวะคงตัว มีโครงสร้างของวงจรเป็นวงจรจ่ายเรโซแนนซ์แบบผสมขนานอนุกรม ซึ่งมีวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 5



รูปที่ 5 วงจรเรโซแนนซ์

จากวงจรสมมูลดังรูปที่ 5 สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรได้ดังสมการ

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_s} - \omega^2 C_p L_s + \frac{j\omega L_s}{R_L} - \frac{j}{\omega C_s R_L}} \quad (2)$$

เมื่อ $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_s C_{eq}}}$ และ $C_{eq} = \frac{C_s C_p}{C_s + C_p}$

กำหนดให้ $\omega = \omega_r$ จากสมการ (2) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนใหม่ดังนี้

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \omega C_p R_L \quad (3)$$

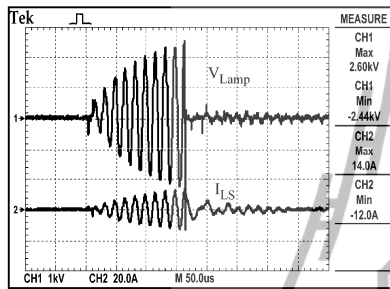
การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 70 W มีพิกัดของกระแส และแรงดันที่สภาวะคงตัวประมาณ 1.0 A และ 83 V ดังนั้นจะได้ค่าความต้านทานของหลอดประมาณ 83 Ω

กำหนดความถี่ของสวิตช์ในวงจรแปลงผันกระแสสลับเท่ากับ 60 kHz และความกว้างของสัญญาณพัลส์เท่ากับ 50 % ซึ่งจะได้แรงดันไฟฟ้า V_{AB} ประมาณ 110 V เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต V_s เท่ากับ 220V จากสมการที่ (3) สามารถหาค่า C_p ได้ดังนี้

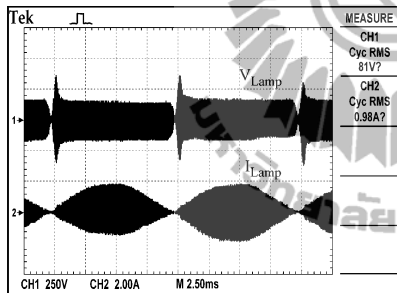
$$C_p = \left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| \frac{1}{\omega R_L} = \frac{83}{110 \times 2\pi \times 60 \times 10^3 \times 83} = 24nF$$

ในการออกแบบจะกำหนดให้ $C_s = 100 \text{ nF}$ ทำการแทนค่า C_s และ C_p ในสมการที่ (2) จะได้ $L_s = 363 \text{ }\mu\text{H}$

ในช่วงการจุดหลอดจะอาศัยสภาวะเรโซแนนซ์ในการสร้างแรงดันไฟฟ้าสูง ซึ่งก่อนการจุดหลอดค่าความต้านทานของหลอดจะมีค่าสูง ซึ่งจะทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าสูงลักษณะเป็นช่วงๆ เพื่อให้ก๊าซภายในหลอดเกิดการแตกตัว



รูปที่ 6 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สภาวะจุดหลอด



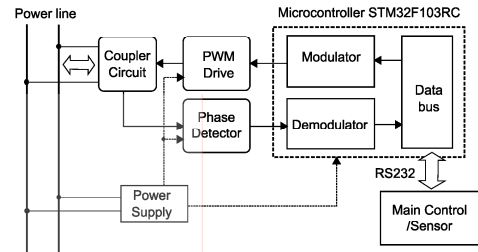
รูปที่ 7 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สภาวะคงตัว

3.3 การควบคุมความสว่างของหลอดโซเดียมความดันสูง

ในการควบคุมความสว่างของหลอดจะสามารถทำได้ โดยการเปลี่ยนแปลงความกว้างสัญญาณพัลส์ ที่ควบคุมมอสเฟตกำลังในวงจรแปลงต้นกระแสสลับ เพื่อปรับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับหลอด ซึ่งสามารถอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างพัลส์ กับแรงดันไฟฟ้าที่หลอด ได้ดังสมการที่ (4) โดยอาศัยสมการที่ (1) และ (3) และแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับหลอดจะต้องอยู่ในช่วงประมาณ 30 – 100 V เพื่อให้หลอดสามารถทำงานได้

$$V_o = \omega C_p R_L \times \text{duty} \times V_s \tag{4}$$

4. โมเด็มสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า

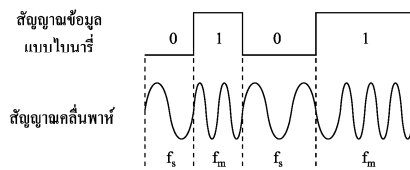


รูปที่ 8 บล็อกไดอะแกรมโมเด็มสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า

จากรูปที่ 8 แสดงโครงสร้าง และการทำงานของโมเด็มสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า ในการออกแบบได้เลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ STM32F103RC ในการประมวลผลหลัก กอปรด้วยภาคการสื่อสารกับอุปกรณ์ภายนอก และภาครับส่งสัญญาณข้อมูล โดยใช้การกล้ำสัญญาณข้อมูลเชิงความถี่แบบคิติดอล (frequency shift keying: FSK) เพื่อทำการแปลงสัญญาณข้อมูลคิติดอลให้อยู่ในรูปของสัญญาณความถี่สูง แล้วผสมสัญญาณของข้อมูลเข้าไปยังสายส่งกำลังไฟฟ้า

4.1 การเข้ารหัสแบบเอฟเอสเค

สัญญาณเอฟเอสเค เป็นการกล้ำสัญญาณเชิงความถี่แบบคิติดอลที่มีความถี่เปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณ ในส่วนของการส่งสัญญาณจะอาศัยการกล้ำสัญญาณแบบไบนารีเอฟเอสเค ซึ่งเป็นการมอดูเลตสัญญาณแบบคิติดอล ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้จะเกิดการเบี่ยงเบน ตามสัญญาณข้อมูลอินพุตแบบไบนารี (binary input data)



รูปที่ 9 การกล้ำสัญญาณแบบไบนารีเอฟเอสเค

จากรูปที่ 9 แสดงการกล้ำสัญญาณแบบไบนารีเอฟเอสเค ซึ่งสัญญาณที่ได้จะประกอบด้วย 2 ความถี่ คือ ความถี่มาร์ค และความถี่สเปซ โดยที่ลอจิก 1 ถูกแทนด้วยความถี่มาร์ค (f_m) และลอจิก 0 จะถูกแทนด้วยความถี่สเปซ (f_s) ซึ่งกำหนดให้ค่าความถี่ $f_m = 132.8 \text{ kHz}$ และ $f_s = 122.8 \text{ kHz}$

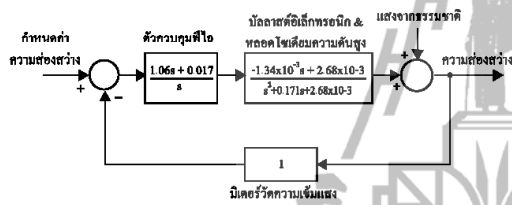
ในส่วนของการรับสัญญาณ เป็นการดีมอดูเลตสัญญาณ หรือการแปลงสัญญาณคลื่นความถี่ที่มีการมอดูเลตแบบเอฟเอสเค กลับไป

เป็นสัญญาณข้อมูลดิจิทัล สัญญาณที่ได้จากการติดมอดูเลตจะมีระดับเปลี่ยนแปลงตามค่าความถี่ ซึ่งจะได้สัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัล

5. เครื่องควบคุมหลัก และการควบคุมอัตโนมัติ

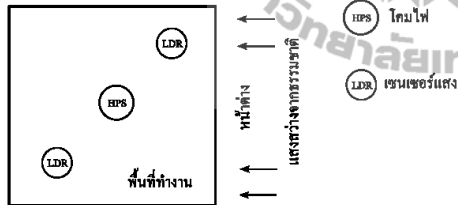
ในส่วนของเครื่องควบคุมหลักจะเป็นส่วนควบคุมการทำงานโดยรวมของระบบ โครงสร้างจะประกอบด้วย 4 ส่วนหลัก คือ ส่วนประมวลผล โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ STM32F103RC ทีวีบอร์ดตั้งงาน จอแสดงผล และภาคเชื่อมต่อสัญญาณข้อมูลกับโมเด็มสื่อสาร

การควบคุมแสงสว่างแบบอัตโนมัติได้นำระบบการควบคุมแบบป้อนกลับมาใช้ควบคุมแสงสว่างของพื้นที่ใช้งาน มีการชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบพีโอ ซึ่งมีโคแอมการการทำงาน โดยรวมดังรูปที่ 10



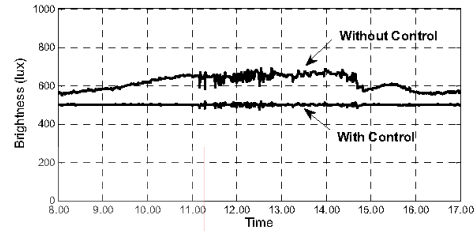
รูปที่ 10 บล็อกโคแอมระบบควบคุมแสงสว่าง

6. ผลการทดสอบระบบควบคุมแสงสว่างอัตโนมัติ



รูปที่ 11 พื้นที่ทำงานสำหรับทดสอบระบบควบคุมแสงสว่าง

การทดสอบระบบควบคุมแสงสว่างได้เลือกพื้นที่ทำงานทั่วไปสำหรับทดสอบขนาดกว้าง 5 เมตร ยาว 5 เมตร และสูง 3 เมตร และเป็นห้องที่แสงจากธรรมชาติสามารถผ่านหน้าต่างเข้ามาได้ ซึ่งทำการติดตั้งโคมไฟ และเซนเซอร์ดังรูปที่ 10 และติดตั้งเครื่องควบคุมห่างจากบัลลาสต์ และมีเตอร์ประมาณ 100 เมตร กำหนดค่าความสว่างของชุดควบคุมไว้ที่ 500 ลักซ์ทดสอบในช่วงเวลา 08.00 – 17.00 น.



รูปที่ 12 ผลเปรียบเทียบการควบคุมค่าความสว่างเฉลี่ยของพื้นที่ทำงาน

จากผลการทดสอบ จะเห็นว่าระบบที่มีการควบคุมจะมีค่าความสว่างในแต่ละช่วงเวลาที่ใกล้เคียงกับค่าที่ตั้งไว้ คือ 500 ลักซ์ มีความผิดพลาดเฉลี่ยประมาณ 2 ลักซ์ และมีค่าความผิดพลาดสูงสุดในช่วงเวลาประมาณ 11.00 – 15.00 น. อาจเนื่องจากช่วงเวลาดังกล่าวมีการเปลี่ยนแปลงของแสงจากธรรมชาติค่อนข้างมาก ซึ่งสังเกตได้จากค่าความสว่างของพื้นที่ทำงานก่อนการควบคุม

8. สรุปผล

ระบบการสื่อสารผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบควบคุมแสงสว่างที่เป็นต้องการรับส่งข้อมูลกันระหว่างอุปกรณ์แต่ละส่วน เพื่อช่วยลดการใช้สายส่งสัญญาณข้อมูลระหว่างอุปกรณ์ การควบคุมปริมาณแสงสว่างบริเวณพื้นที่ทำงานด้วยระบบควบคุมแสงสว่างหลอดโซเดียมความดันสูงโดยใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดหรี่แสง สามารถควบคุมปริมาณของแสงสว่างได้ใกล้เคียงกับค่าที่ตั้งไว้ ซึ่งสามารถกำหนดได้โดยผู้ใช้งาน เพื่อให้เหมาะสมกับพื้นที่ทำงานต่าง ๆ หรือบริเวณพื้นที่อื่น ที่มีการใช้หลอดโซเดียมความดันสูง

เอกสารอ้างอิง

[1] J.V. Wijayakulasooriya, "Remotely Accessible Single Phase Energy Measuring System", Proc. 1st Int. Conf. and Info Syst, ICIS 2006, pp.304-309, Peradeniya, 8-11 Aug. 2006.

[2] G. C. R. Sincero and A. J. Perin, "High pressure sodium lamp high power factor electronic ballasts using ac-ac converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 3, pp. 804-814, May 2007.

[3] เนื้อเพชร สาระสิริ, "การพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ภาคเดียวค่าตัวประกอบกำลังสูงชนิดหรี่แสงได้สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง", วิทยานิพนธ์มหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2551.

ประวัติผู้เขียน

นายอุทัย ใจทอง เกิดเมื่อวันที่ 11 กันยายน พ.ศ. 2526 เกิดที่ อำเภออำนาจเจริญ จังหวัดอุบลราชธานี สำเร็จการศึกษาระดับชั้นมัธยมศึกษาจากโรงเรียนอำนาจเจริญ อำเภอเมือง จังหวัดอำนาจเจริญ เมื่อ พ.ศ. 2545 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2549 หลังจากสำเร็จการศึกษาได้เข้าเป็นทหารกองประจำการ สังกัดกองบิน 21 อำเภอเมือง จังหวัดอุบลราชธานี เป็นเวลา 2 ปี จากนั้นได้เข้าทำงานที่บริษัทเคแอลต้าประเทศไทยจำกัด ตำแหน่งวิศวกรซอฟต์แวร์เป็นเวลาประมาณ 2 ปี และได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ในปี พ.ศ. 2553

